Edukacja w EdW dla szkół i uczelni:
Wykład 35 – tłumienie drgań styków



JUNIOR
strona 75

ELEKTRONIKA dla wszystkich

nr 11/2025 (358) • listopad • www.elportal.pl

DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

PROJEKTY dla elektroników

- Prosty generator sygnałowy DDS
- Budowa niedrogiego, skalibrowanego mikrofonu pomiarowego
- SMD Tweezers – kolejne wcielenie pęsety pomiarowej SMD, część 2

DIY dla wszystkich

- Hector SLAM. Mapowanie i pozycjonowanie lidarem w systemie ROS. Część 3: system ADAS
- Zabezpieczenie zasilania z wbudowanym opóźnieniem

TUTORIALE

- Ekscytacje Maxa: Migające diody LED i śliniący się inżynierowie, część 26
- Łączność w różnych mediach, część 1 – woda
- Elektroniczne bloki konstrukcyjne: Granie z Bose

Kamera termowizyjna na Raspberry Pi Pico





Skalibrowany mikrofon pomiarowy

ISSN 1425-1698 Indeks 33362X
9 771425 169252 11
18,90 zł (w tym 8% VAT)

Pomocna dłoń

automatykaB2B.pl

EP.com.pl
Największy portal dla elektroników konstruktorów

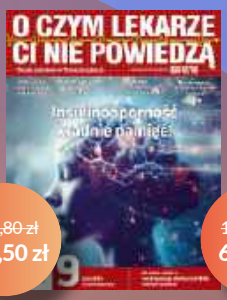


FIRMA PIEKARZ
CZĘŚCI ELEKTRONICZNE
przełączniki
półprzewodniki
złącza
przekaźniki
radiatory
obudowy
i wiele więcej...
www.piekarz.pl

eprasa.pl 29e0fc3bd0

Prenumerata

Rodzina i zdrowie



~~190,80 zł~~
114,50 zł



~~107,40 zł~~
64,50 zł



~~179,00 zł~~
107,40 zł

Jesienna promocja

–40%

na wszystkie prenumeraty

Dom, wnętrza



~~152,10 zł~~
91,30 zł



~~199,00 zł~~
119,40 zł

Fotografia



~~116,00 zł~~
69,60 zł



~~116,00 zł~~
69,60 zł

Zaprenumeruj wybrane czasopisma z **rabatem aż 40%!**

Promocja jesienna dotyczy rocznych prenumerat drukowanych.
Zamów prenumeratę na www.UlubionyKiosk.pl/prenumerata
lub poprzez dokonanie przelewu na konto:
AVT-Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa,
ING BANK ŚLĄSKI 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013
(w tytule wpłaty podaj nazwę czasopisma)

Muzyka i nowe technologie



~~220,00 zł~~
132,00 zł



~~152,90 zł~~
91,70 zł



~~178,80 zł~~
107,30 zł

Masz opłaconą bieżącą prenumeratę?
Już teraz przedłuż ją z rabatem 40%.
Promocja trwa do 30.11.2025 i nie łączy się z innymi promocjami Wydawnictwa AVT. Koszt wysyłki na terenie kraju ponosi wydawnictwo.

E-mail: prenumerata@avt.pl
Telefon: 22 257 84 22 (pn.-pt. 10.00–14.00)

Elektronika i automatyka



~~226,80 zł~~
136,10 zł



~~226,80 zł~~
136,10 zł



~~180,00 zł~~
108,00 zł



~~179,10 zł~~
107,50 zł



~~89,40 zł~~
53,60 zł

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Niezwykłe kompendium dla miłośników szachów
Dzieło 10 lat publikacji charyzmatycznego Autora dr. inż. Jana Sobótki
w kultowej rubryce „Młodego Technika”

KOCHAM SZACHY















przejrzyj i kup na
https://ulubionykiosk.pl/promocje/16925-kocham-szachy

ELEKTRONIKA dla wszystkich

Listopad 2025 • 11 (358)



8



27

Projekty dla elektroników:

Budowa niedrogiego, skalibrowanego mikrofonu pomiarowego 8
Prosty generator sygnałowy DDS 20
Kamera termowizyjna na Raspberry Pi Pico 27
SMD Tweezers – kolejne wcielenie pęsety pomiarowej SMD, część 2 32

Tutoriale:

Łączność w różnych mediach, część 1 – woda 41
Ekscytacje Maxa:
Migające diody LED i śliniący się inżynierowie, część 26 54
Elektroniczne bloki konstrukcyjne: Granie z Bose 58
Edukacja w EdW dla szkół i uczelni:
Wykład 35 – Tłumienie drgań styków 62

DIY dla wszystkich:



20

Mapowanie i pozycjonowanie lidarem w systemie ROS, część 3.
System ADAS 69
Zabezpieczenie zasilania z wbudowanym opóźnieniem 72

Elektronika dla Wszystkich – Junior:

Siedemnaste spotkanie z najmłodszymi pasjonatami elektroniki 75

Na zdjęciu na okładce Grzegorz – Młodzi Entuzjaści Elektroniki, Szkoła Podstawowa nr 86, Wrocław



32

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

Wskaźnik poziomu paliwa z wyświetlaczem OLED 90
Bezprzewodowy odbiornik wilgotności i temperatury 90

Rubryki stałe:

Prenumerata 2
Od redakcji 5
Poczta 6

eprasa.pl 29e0fc3bc0

A za miesiąc w grudniowym EdW



Zbuduj własną grę w kółko i krzyżyk, część 1
Komputer, który gra w kółko i krzyżyk bez mikrokontrolera i programu! Cała logika gry została zrealizowana wyłącznie na bramkach logicznych i pamięci EEPROM, a ruchy gracza wykrywają czujniki Halla umieszczone pod planszą. Diody LED wskazują decyzje „komputera", który nigdy się nie myli i nie daje się pokonać. To niezwykły przykład cyfrowej inżynierii – prosty w konstrukcji, a jednocześnie zaskakująco „inteligentny".

Podwójny wzmacniacz RF do generatorów sygnałowych
Mała płytka, duże możliwości – ten wzmacniacz RF oparty na szybkim OPA2677 wzmacnia sygnały od 100 kHz do 75 MHz. Dwa niezależne wyjścia z regulowanym wzmocnieniem pozwalają zasilać wiele urządzeń jednocześnie. Idealnie sprawdza się jako uzupełnienie generatorów o zbyt niskim poziomie wyjściowym. Całość mieści się na płytce 38×38 mm i pobiera jedynie 20 mA prądu.

Termostat z termoparą typu K – prosty i dokładny
Ten uniwersalny termostat oparty na popularnym układzie MAX31855 umożliwia precyzyjną kontrolę temperatury w szerokim zakresie – nawet powyżej 1000°C. Termopara typu K gwarantuje szybki pomiar i odporność na trudne warunki. Wbudowane przekaźniki pozwalają bezpośrednio sterować grzałkami, wentylatorami lub alarmami. Niewielka płytka, czytelny wyświetlacz i intuicyjna obsługa czynią z niego idealne narzędzie do pieców, grzałek i projektów warsztatowych.

Źródło czasu NTP przez Wi-Fi do zegarów GPS
Ten praktyczny moduł z Raspberry Pi Pico W może zastąpić odbiornik GPS w zegarach synchronizowanych z satelitów. Pobiera dokładny czas z serwerów NTP przez Wi-Fi i generuje dane NMEA oraz sygnał 1 PPS, dzięki czemu zegary GPS mogą działać nawet w pomieszczeniach bez zasięgu. Prosty w konfiguracji, tani i niezawodny – doskonałe źródło czasu dla projektów elektronicznych i warsztatowych zegarów.

Wartościowe Tutoriale

Projekty DIY

Juniorzy EdW złożą kolejny zestaw z serii AVTEDU

W kioskach od 27 listopada

Listopadowe fale – od szmeru mikrofonu po echa głębin



Listopad to miesiąc pełen kontrastów: chłód za oknem, ciepło warsztatowej lampy, cisza wieczoru i... odgłosy grzejącej się i na powrót stygnącej lutownicy. Dla wielu z nas to idealny czas, by coś zbudować, zmierzyć, usprawnić lub po prostu – lepiej zrozumieć. W tym numerze EdW znajdziecie projekty, które łączą precyzję, wyobraźnię i prawdziwą inżynierską radość ożywiania elektroniki.

Na początek – mikrofon pomiarowy, który możesz wykonać samodzielnie, bez wydawania fortuny. Dokładność pomiaru, kalibracja i porównywalna jakość z drogimi konstrukcjami komercyjnymi sprawiają, że to narzędzie docenią zarówno audiofile, jak i eksperymentatorzy akustyki.

Kontynuujemy temat gruntownie odmienionego wcielenia zaawansowanej pęsety pomiarowej do SMD. W drugiej części znajduje się opis montażu, wgrania oprogramowania i kalibracji. Z zawartymi tu poradami dokończysz budowę niezwykle kompaktowego urządzenia łączącego funkcje multimetru, oscyloskopu, analizatora logicznego i generatora przebiegów – precyzyjnego, przenośnego, a przy tym całkowicie DIY.

Kolejna propozycja to kamera termowizyjna na Raspberry Pi Pico, która pozwala obserwować różnice temperatur w czasie rzeczywistym. Dzięki czujnikowi AMG8833, prostemu interfejsowi LCD i obudowie z druku 3D otrzymujemy funkcjonalne narzędzie diagnostyczne – tanie, praktyczne i efektowne.

Dla miłośników radiotechniki przygotowaliśmy projekt prostego generatora sygnałów RF opartego na module DDS z układem AD9834 i mikrokontrolerze ATmega328. Umożliwia on generowanie precyzyjnych sygnałów od 10 Hz do 25 MHz z poziomem do 0 dBm, co pozwala testować filtry, wzmacniacze, mierniki Q oraz inne układy radiowe. Niewielki, tani i niezwykle praktyczny – idealny do warsztatu każdego krótkofalowca i konstruktora.

W rubryce Tutoriale EdW znajdziecie Wykład 35 autorstwa Josa Verstratena – wyjątkowo przystępne, a zarazem szczegółowe omówienie zjawiska drgań styków. Dowiecie się, dlaczego przełączniki nigdy nie działają idealnie, jak wyglądają „czyste" i „brudne" odbicia na oscylogramach oraz jak je skutecznie tłumić – od prostych układów RC, przez przerzutniki RS i timery 555, aż po specjalizowane scalone debouncery MAX16054 i MC14490.

Nie zabrakło też felietonu Maxa Maxfielda, który – przy kolejnej dawce charakterystycznego dla siebie poczucia humoru – podejmuje ten sam temat: zjawisko drgania styków włącznika, jego przyczyny i sposoby eliminacji – od klasycznych rozwiązań sprzętowych po ultradźwiękowe sensory rodem z XXI wieku.

W ramach nowego cyklu, poświęconego łączności w trudnych warunkach, dr David Maddison zabiera nas pod wodę – dosłownie. Pierwsza część poświęcona jest komunikacji w środowisku wodnym: od fal VLF i ELF, przez sonarowe systemy akustyczne, aż po nowoczesne łącza laserowe i radiowe boje. Fascynująca podróż przez technologię, fizykę i historię inżynierii łączności.

Z kolei Julian Edgar w artykule „Zabawa z Bose" zagląda do wnętrza słynnych głośników i analizuje, co naprawdę kryje się za marketingową legendą tej marki. To techniczna, szczera i nieco zaskakująca analiza konstrukcji audio, która pokazuje, że z każdej, nawet fabrycznej obudowy, da się wydobyć coś więcej.

Żądnych nowinek technologicznych konstruktorów zainteresuje też trzecia część cyklu o systemach ADAS, w której Ashwini Kumar Sinha wprowadza Czytelnika w mapowanie lidarowe z użyciem Hector SLAM. Dzięki środowisku ROS i czujnikom YDLidar nauczysz się tworzyć mapy otoczenia i lokalizować pojazd bez GPS – prawdziwa inżynierska przygoda w świecie autonomiki.

Na koniec coś dla najmłodszych: Wskaźnik kierunku LED – AVTEDU631. To prosty, efektowny projekt z 20 diodami LED, które tworzą animowany znak drogowy. Zasilany trzema bateriami R6, oparty na NE555 i CD4017, pozwala poznać podstawy elektroniki i lutowania, a przy tym daje dużo satysfakcji.

Listopadowy numer EdW to kalejdoskop tematów – od mikrofonu, który słyszy sprawniej, przez kamery termowizyjne i radiowe generatory, aż po mapowanie lidarowe i dźwięk Bose. Każdy znajdzie tu coś, co rozbudzi ciekawość i zachęci do działania – bo najwięcej radości daje nie samo mierzenie czy analizowanie, lecz tworzenie.

Mariusz Ciszewski

eprasa.pl 29e0fc3bc0

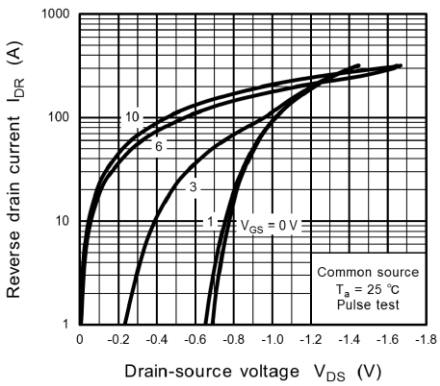
Poczta

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.

Uwagi do materiału o idealnych mostkach prostowniczych MOSFET

Dzień dobry Szanowna Redakcjo EdW

W numerze 9/2025 znalazł się tekst o idealnych mostkach prostowniczych tworzonych z tranzystorów MOSFET (dla uproszczenia mam na myśli tylko wersję N-MOSFET). Niestety, artykuł ten będący przedrukiem z Silicon Chip-a pozostawia znaczący niedosyt. Chodzi oczywiście o sposób włączenia tranzystora w układzie. Informacja o tym, obecna na schemacie, w tekście jest dość mocno ukryta, a co gorsza, Czytelnik może być całkowicie zdezorientowany faktem włączenia MOSFET-a w sposób: źródło do „plusa”, dren do „minusa”. W danych technicznych tranzystorów MOSFET taka informacja jest często trudno dostępna i minimalna, a absolutne minimum informacji, to pokazanie charakterystyki tranzystora MOSFET pracującego w takim układzie. Niech to będzie wspomniany w tekście TK5R3E08QM. W opisie tranzystora znajdziemy tylko jedną informację: Fig. 8.6 IDR – VDS, który tu zamieszczam. W wielu kartach danych MOSFET-ów ten wykres jest zredukowany do VGS=0 V, czyli do charakterystyki diody pasożytniczej, np. wspomniane dalej IRF7413, IRF7416.



Jeden rysunek, a ile tłumaczy. Widać „idealną diodę prostowniczą” o spadku napięcia w kierunku przewodzenia wynoszącym 0,1 V przy natężeniu prądu wynoszącym 20 A i odpowiednim wysterowaniu bramki (moc strat na diodzie to zaledwie 2 W w porównaniu do mocy 16 W w przypadku diody pasożytniczej). Widać też obszar przewodzenia „pasożytniczej” diody zaczynający się dopiero od napięcia 0,7 V w kierunku przewodzenia, przy braku wysterowania bramki. Tej charakterystyki zdecydowanie zabrakło w tekście, choćby jako przypisku redakcyjnego. (...)

Pozdrawiam cały zespół EdW
Andrzej Nowicki, chemik emeryt

Red. Drogi Czytelniku, dziękujemy za uważność i wnikliwość, z jaką śledzi Pan nasze artykuły – także za cenną sugestię dotyczącą materiału o idealnych mostkach prostowniczych. Choć nie chodzi tu o błąd merytoryczny, to rzeczywiście warto było uzupełnić tekst o wyczerpujące omówienie kierunku włączenia tranzystorów i charakterystyki przewodzenia, co zwiększyłoby wartość dydaktyczną artykułu. Z przyjemnością dzielimy się Pana spostrzeżeniem z szerszym gronem Czytelników i zachęcamy wszystkich do nadsyłania podobnych merytorycznych uwag – wspólnie możemy tworzyć jeszcze lepsze EdW.

Uszkodzony ręczny sterownik jazdy kolejki

Szanowny Panie,

zapewne nigdy bym się nie ośmielił napisać do Pana, ale skłoniły mnie do tego dziwne zbiegi okoliczności. Spieszę z wyjaśnieniami. Po pierwsze – jestem czytelnikiem Państwa pisma chyba już od 20 lat. Nawet kiedyś ze starej niemieckiej encyklopedii wysłałem do Waszej redakcji odbitkę telefonu Siemensa, używanego przez kolejarzy do łączności na torowiskach w trakcie manewrowania wagonami. Temat został podjęty i Pan skonstruował prototyp tego telefonu, opublikował w EdW i wywołało to dyskusję, w której jakaś pani doktor elektronik stwierdziła, że to nie może działać – a działało.

Po drugie – w majowym numerze wspomina Pan Polanicę-Zdrój. Tak się składa, że moja żona urodziła się w Polanicy (1949 r.) (...). Po latach chodziliśmy do Kłodzkiego LO im. B. Chrobrego, a potem została moją żoną i losy rzuciły nas do Brzegu (opolskiego). W Polanicy bywamy często. Ziemia Księżniczki Dobrawy wydała grono zacnych postaci.

Po trzecie – jestem na emeryturze i choć na elektronice kompletnie się nie znam (choćby ze względu na fachowe słownictwo – w niemieckim jest podobnie), gdy pada deszcz, zajmuję się moimi kolejkami TT i buduję dla nich makiety terenu według swoich możliwości. Oczywiście wymagają one odpowiednich instalacji elektrycznych. Postęp w tej dziedzinie jest ogromny – z bogatą elektroniką podobnie jak na kolei. W Waszym piśmie ukazał się chyba w sprzedaży sterownik kolejek, ale jak sądzę, temat jest bogaty.

Ostatnio odnowiłem trochę tabor i kupiłem komplet Tilliga TT, gdzie znajdował się tzw. Fahrregler, czyli ręczny sterownik jazdy kolejki (do przodu, do tyłu i regulacja prędkości). Chciałem przedłużyć kabel zasilania (oczywiście nie było na nim oznakowanej biegunowości ani diody zabezpieczającej) – i poczułem tylko dym. Znajomy elektronik wymienił spalone elementy i stanął na nieoznaczonym układzie scalonym – szukał wszędzie i nie znalazł nawet schematu, bo u Chińczyków to po rusku wszystko sekretno. Regulatory PIKO mam, a tę sprawę traktuję jako problem, jakich nie lubię mieć nierozwiązanych. Czy możecie mi pomóc to uruchomić? W EdW był podobny regulator w sprzedaży, ale podobno brak na magazynie.

Z poważaniem
Jerzy Peszko

Red. Szanowny Panie Jerzy,

dziękuję za piękny list pełen wspomnień i pasji – zarówno tej kolejowej, jak i sentymentalnej. Miło mi było przeczytać, że od tylu lat towarzyszy Pan naszemu pismu. Cieszę się też z nawiązania do Polanicy-Zdroju – rzeczywiście, to niezwykłe miejsce. Choć od kilkunastu lat mieszkam już we Wrocławiu, wciąż odwiedzam Polanicę z wielkim sentymentem.

Funkcję redaktora naczelnego „Elektroniki dla Wszystkich” pełnię od niespełna dwóch lat, dlatego przyznam, że projektu odtworzenia telefonu Siemensa nie pamiętam – choć z opisu wnioskuję, że musiała to być ciekawa inicjatywa.

W sprawie uszkodzonego sterownika kolejki – zdalna naprawa, niestety, nie jest łatwa, a głównym problemem bywa po prostu brak czasu na wykonanie dokładnej analizy. Przejrzałem jednak archiwa AVT w poszukiwaniu pokrewnych projektów, które mogłyby okazać się pomocne. Być może któryś z nich posłuży jako inspiracja lub nawet zamiennik dla posiadanego przez Pana urządzenia.

Poniżej zamieszczam krótką listę wybranych projektów związanych z modelarstwem kolejowym – zarówno analogowych, jak i systemu DCC:

Mam nadzieję, że któryś z dwóch poniższych projektów pomoże Panu w rozwiązaniu problemu lub stanie się inspiracją do dalszych eksperymentów:

Zasilanie i proste sterowanie analogowe

AVT5419 – Zasilacz do modeli kolejowych/cyfrowy regulator prędkości. Płynna regulacja przód/tył, obsługa modeli dowolnych producentów.

AVT2965 – Zasilacz do kolejki elektrycznej – „namiastka DCC”. Sterowanie PWM + MOSFET.

Ponieważ liczba projektów AVT powiązanych z modelarstwem kolejowym jest naprawdę imponująca, poniżej zamieszczam również zestawienie innych układów z tej tematyki. Być może okażą się one interesujące nie tylko dla Pana, lecz także dla pozostałych Czytelników EdW.

Sterowanie DCC – centrale, manipulatory, boostery

AVT5201 – Dekoder DCC (EP 9/2009). Podstawy systemu i praktyczny dekoder.

AVT5211 – MiniDCC – manipulator i booster (EP 11/2009).

AVT5234 – Centrala NanoX (EP 5/2010). Kompletna centralka z zasilaniem AC/DC.

AVT5253 – Manipulator do centrali NanoX (EP 8/2010).

AVT5355 – Dekoder DCC z funkcją SUSI (EP 2010).

AVT5841 – Dekoder DCC trakcji i dźwięku (EP 2/2021, cz. 1–2).

Dekodery i sterowniki akcesoriów, semafory, zwrotnice, pętle

AVT5238 – Uniwersalny 8-wyjściowy dekoder mocy (EP 6/2010).

AVT5239 – Sterownik czterech zwrotnic (EP 6/2010).

AVT5247 / 5248 / 5249 – Kontrolery semaforów 3-, 2- i 5-komorowych (EP 7/2010).

AVT5259 – Moduł pętli do makiety (EP 10/2010).

AVT5287 – Sterownik DCC zapór przejazdu kolejowego.

Przejazdy kolejowe i detekcja pociągu

AVT5212 – Przejazd automatyczny (EP 12/2009).

AVT5198 – Samoczynna Blokada Liniowa (EP 8/2009).

Efekty dźwiękowe

AVT5207 – „TuShuuu” – generator dźwięków do makiety (EP 10/2009).

AVT5841 – jw. – dekoder DCC z funkcjami dźwiękowymi i świetlnymi.

Z wyrazami szacunku
Mariusz Ciszewski
Redaktor Naczelny EdW

eprasa.pl 29e0fc3bc0



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



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



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

BESTSELLERY sklepu AVT – sklep.avt.pl

Mierniki Testery FNIRSI

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

-3%

Rabat dla Prenumeratorów EdW
przy zakupie podaj numer prenumeraty

-6%



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



FN-LCR-P1
Tester elementów FNIRSI LCR-P1



FN-HRM10
Tester rezystancji wewnętrznej akumulatorów FNIRSI HRM-10



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



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



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

Budowa niedrogiego, skalibrowanego mikrofonu pomiarowego

Jeśli kiedykolwiek chciałeś scharakteryzować lub zbudować głośniki, ale nie mogłeś uzasadnić kosztów wyrafinowanego mikrofonu, lub chcesz mieć kilka mikrofonów, które możesz dostosować do występu lub nagrywania, niniejszy projekt jest dla Ciebie. Opisujemy zasilany fantomowo, zbalansowany, skalibrowany mikrofon, który można zbudować znacznie taniej niż jego komercyjny odpowiednik.



Celem tego projektu jest zbudowanie niedrogiego mikrofonu pomiarowego przy użyciu taniego elektretowego mikrofonu pojemnościowego (ECM) i kilku innych elementów. WM61A i alternatywne ECM (Electret Condenser Microphones) wymienione poniżej kosztują zaledwie kilka dolarów za sztukę. Jeśli obudowę zbudujesz z materiałów wtórnych, możesz stworzyć dobry mikrofon za mniej niż 40 USD. To świetny wynik, jak na początek.

Dostarczone przez nas pliki kalibracyjne umożliwiają pomiar pasma przenoszenia z dokładnością do ±2 dB w zakresie od 20 Hz do 20 kHz.

Zasilanie opisanego w artykule mikrofonu jest dostarczane liniami sygnałowymi z przedwzmacniacza mikrofonowego lub miksera. Mówimy więc o tzw. zasilaniu fantomowym. Takie warunki pracy może zapewnić nasz przyrząd do testowania głośników (Speaker Test Jig, opublikowany w wydaniu z czerwca 2023 r. siliconchip.au/Article/15821), podobnie jak kilka innych projektów Silicon Chip i większość komercyjnych przedwzmacniaczy mikrofonowych. Pozwala to uniknąć konieczności stosowania baterii, ponadto taka konfiguracja mikrofonów jest powszechnie stosowana i wspierana.

Jeśli chcesz zbudować mikrofon pomiarowy, możesz wykorzystać mikrofony elektretowe dostępne w sklepie internetowym Silicon Chip. Do każdego z nich przygotowano specjalny plik kalibracyjny opisujący indywidualną charakterystykę częstotliwościową mikrofonu. Dostępne mikrofony są ponumerowane – wystarczy pobrać plik odpowiadający numerowi mikrofonu, aby otrzymać dokładne dane kalibracyjne, które pozwolą na precyzyjne pomiary. Dysponujemy również instrukcjami dotyczącymi dostosowywania charakterystyki częstotliwościowej mikrofonu do użytku wokalnego lub instrumentalnego.

Dążenie do płaskiej charakterystyki częstotliwościowej

Jak można osiągnąć płaską charakterystykę częstotliwościową? Na **rysunku 1** porównano surową charakterystykę dwóch wkładek WM61A z naszym referencyjnym mikrofonem Dayton EMM-6. Jest to sytuacja przed zastosowaniem pliku kalibracyjnego. Przesunięcie krzywych o 10...12 dB wynika z tego, że mikrofony te są bardziej czułe niż EMM-6. Należy zwrócić uwagę na to, że charakterystyki ledwo wykraczają poza zakresy 9 dB...11 dB/11 dB...13 dB, które reprezentują odchylenie ±1 dB od średniej.

Wykonując to porównanie, umieściliśmy mikrofony w odległości kilku milimetrów od tego samego punktu, co mikrofon referencyjny. Uważamy, że pokazana charakterystyka jest całkiem dobra jak na tak prostą i tanią konstrukcję.

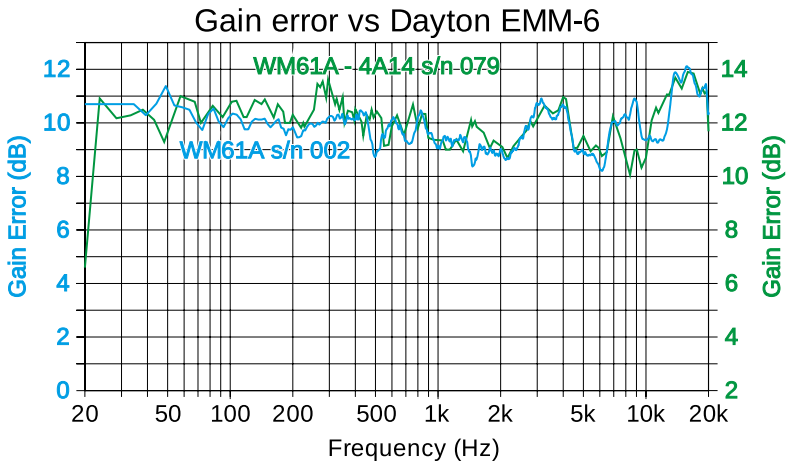


Zestawienie mikrofonów pomiarowych, które można zbudować

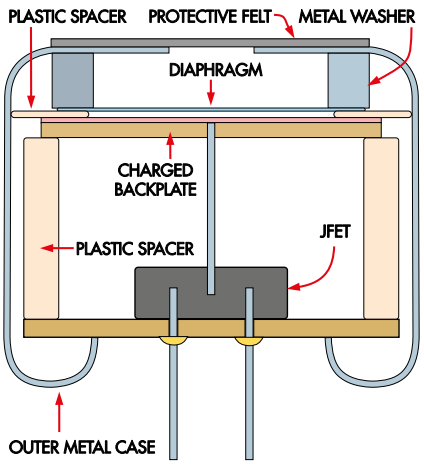


Mikrofon Panasonic WM-61A

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 1. Porównanie charakterystyk dwóch mikrofonów elektretowych WM61A za 2 dolary z naszym mikrofonem Dayton EMM-6. Jest to charakterystyka nieskalibrowana. Możemy dostarczyć mikrofony z plikami kalibracyjnymi, które zmniejszą występujące tu błędy. Przesunięcie o około 10 dB/12 dB dla dwóch próbek oznacza, że mikrofony te są znacznie bardziej czułe niż Dayton EMM-6, którego czułość jest szacowana na –40,3 dBV/Pa



Rysunek 2. Przekrój elektretowego mikrofonu pojemnościowego (ECM). Wewnętrzny tranzystor FET wzmacnia niewielkie napięcie AC generowane przez membranę poruszającą się względem naładowanej płyty tylnej

Jak wspomniano wcześniej, oferowane przez nas mikrofony są dostarczane z danymi kalibracyjnymi, które umożliwiają skorygowanie błędu 1 dB...2 dB. Dokładność kalibracji jest ograniczona przez nasz mikrofon referencyjny Dayton, chociaż jesteśmy pewni, że powyżej 50 Hz jest ona płaska w zakresie kilku decybeli.

Mikrofon Behringer ECM8000 kosztuje około 80 USD, podczas gdy ceny mikrofonu Dayton EMM-6 zaczynają się od około 140 USD. Jak wspomniano wcześniej, opisany w artykule mikrofon można zbudować za około 40 USD, a może nawet taniej.

Należy zauważyć, że w przeciwieństwie do naszego mikrofonu, ECM8000 jest dostarczany bez pliku kalibracyjnego. Dzięki temu projektowi można zatem osiągnąć całkiem dobrą charakterystykę w bardzo przystępnej cenie.

Aby wydobyć najlepsze cechy mikrofonu, konstrukcja zawiera przedwzmacniacz z zasilaniem fantomowym i zbalansowany bufor wyjściowy oparty na standardowej w branży „beztransformatorowej konstrukcji Schoeps". Została ona opracowana w latach 60. i jest stosowana w szerokiej gamie mikrofonów profesjonalnych i pomiarowych. Dodaliśmy sekcję wejściową i filtrującą, aby dopasować ją do prezentowanych tutaj wkładek.

Konstrukcja mikrofonu jest zbliżona do rozwiązań konwencjonalnych, więc niniejszy projekt pozwala stworzyć elektretowy mikrofon pojemnościowy ogólnego przeznaczenia z zasilaniem fantomowym. Jak zobaczysz później, uwzględniliśmy możliwość dostrojenia jego charakterystyki. W naszej aplikacji ma to na celu uzyskanie płaskiej charakterystyki, ale nic nie stoi na przeszkodzie, aby użyć tej możliwości do dostosowania odpowiedzi mikrofonu do wokalu lub instrumentów.

Jak to możliwe, że dobry mikrofon elektretowy można kupić już za dwa dolary? Wynika to z faktu, że mikrofony te są bardzo prostymi elementami, wytwarzanymi masowo w ogromnych ilościach. Jak pokazano na **rysunku 2**, działają one na zasadzie przesuwania bardzo cienkiej membrany względem płyty tylnej, która jest połączona (zazwyczaj) z bramką tranzystora FET. Pomiędzy nimi powstaje ładunek, a pojemność między membraną a płytą tylną zmienia się, gdy dźwięk porusza membraną.

Efekt ten można opisać wzorem: $C=\varepsilon_0 \times A \div d$, gdzie d to odległość między membraną a płytą tylną, A to powierzchnia płyty, a ε_0 to stała odpowiadająca przenikalności elektrycznej próżni. Ładunek między płytkami Q jest stały, a ponieważ $C=Q \div U$, więc wraz ze zmianą pojemności pod wpływem dźwięku zmienia się napięcie (U). Napięcie to steruje tranzystorem FET.

Ponieważ mikrofony są małe, a membrana niezwykle lekka, urządzenia te mogą mieć doskonałe pasmo przenoszenia do bardzo wysokich częstotliwości przy niewielkim rezonansie.

Mikrofony Panasonic WM-60A i WM-61A są legendarnymi wręcz przykładami i mają wyjątkowo użyteczne pasmo przenoszenia od 20 Hz do 20 kHz. W przeszłości były one podstawowym typem mikrofonów pomiarowych DIY. Były komponentem używanym w szerokiej gamie urządzeń, w tym w telefonach. Oznacza to, że produkowano je w milionach sztuk, a zatem były tanie.

Panasonic przestał je produkować na początku XXI. wieku, co niektórzy wiążą ze schyłkiem telefonów dawnego typu. Mikrofony elektretowe Panasonic nadal można nabyć na wyprzedażach, ale wielu często można trafić na odpowiedniki mikrofonów 6 mm oferowanych jako WM-61A. Kupiliśmy dużą ilość prawdziwych „nowych starych" elementów (NOS), wszystkie z jednej partii, zmierzyliśmy ich charakterystykę i oferujemy je na sprzedaż (**tabela 1**).

Zanim znaleźliśmy partię starych WM61A, kupiliśmy i przetestowaliśmy ogromną liczbę mikrofonów elektretowych. Z naszego doświadczenia wynika, że te o płaskich charakterystykach do 20 kHz, mają zwykle średnicę 6 mm, a więc są dość małe. Większe, 10-milimetrowe, generalnie wykazują znaczny pik w charakterystyce częstotliwościowej między 5 kHz a 10 kHz, i z tego powodu nie są idealne do zastosowań pomiarowych.

Dlatego wszystkie zalecane przez nas mikrofony elektretowe mają rozmiar 6 mm. Dowiedzieliśmy się również, że większość dostępnych mikrofonów nie może być używana w tym projekcie, ponieważ wykazują lokalne maksima i minima charakterystyki, wiele z nich powyżej 10 dB. Nierównomierności tych nie można skompensować przez kalibrację.

Praktycznie wszystkie odpowiednie mikrofony, które udało nam się znaleźć, są dostępne w sklepie internetowym Silicon Chip – wraz z wymaganymi elementami kalibracyjnymi SMD, wszystkie w podobnych cenach.

Przekonaliśmy się również o tym, że nie ma idealnego mikrofonu, który zapewni akceptowalne osiągi bez kalibracji lub przynajmniej wyrównania natywnej odpowiedzi wkładki. Stare mikrofony Panasonic WM61A są zwykle bardziej spójne niż większość nowoczesnych produktów alternatywnych, ale nadal mogą występować znaczne różnice w charakterystyce częstotliwościowej w zależności od partii.

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Producenci przedstawiają typowe wykresy odpowiedzi częstotliwościowej dla swoich ECM, ale istnieje znaczna zmienność ich odpowiedzi między partiami powyżej 10 kHz.

Mikrofony Primo EM258 sprawdzają się znakomicie, jednak przy cenie około 11,25 USD (plus koszty przesyłki) stają się zbyt drogie jak na założenia naszego niskobudżetowego projektu.

Ostatecznie doszliśmy do wniosku, że kalibracja każdego mikrofonu jest niezbędna. Wykonaliśmy więc kilka działań:

- Zaprojektowaliśmy układ, który pozwala dodać podbicie lub obniżenie oraz nadać charakterystyce odpowiednie nachylenie. Określiliśmy wymaganą kombinację dla każdego testowanego typu ECM, aby uzyskać w miarę płaską odpowiedź.
- Każda dostarczana przez nas wkładka mikrofonowa ma przydzielony numer seryjny odpowiadający zestawowi poprawek kalibracyjnych, które sprawiają, że działa ona jeszcze lepiej niż tylko z regulacją charakterystyki częstotliwościowej. Plik kalibracyjny można załadować do oprogramowania Room Equalisation Wizard (REW) lub Speaker Workshop, aby uzyskać pomiary jak najbardziej zbliżone do ideału.

Dla tych, którzy chcą zbudować mikrofon do wokalu lub do muzyki, pokażemy, jak dostroić odpowiedź częstotliwościową układu, aby uzyskać pożądaną „barwę" budowanego mikrofonu. Jeśli tworzysz mikrofon wokalny, nie potrzebujesz skalibrowanej wkładki – możesz zmniejszyć wydatki kupując podobną od sprzedawcy internetowego.

Którą wkładkę preferujemy? Produkty NOS Panasonica wciąż się wyróżniają. Najlepszym, nadal oficjalnie dostępnym typem jest Primo. Mikrofon CMC-2742PBJ-A jest całkiem dobra z kompensacją (i wciąż dostępna). Z kompensacją, wszystkie sprzedawane przez nas typy mieszczą się w granicach decybela lub więcej od naszego mikrofonu referencyjnego do co najmniej 10 kHz, a po kalibracji będą różnić się o ±2 dB (lub lepiej) od naszego mikrofonu referencyjnego.

Osiągi

Jesteśmy dumni z osiągniętej wydajności, tym bardziej, że jest to projekt niskobudżetowy. Na **rysunku 3** przedstawiono skompensowaną (ale nie skalibrowaną) charakterystykę częstotliwościową dziesięciu testowanych wkładek ECM. Zauważyliśmy kilka prawidłowości:

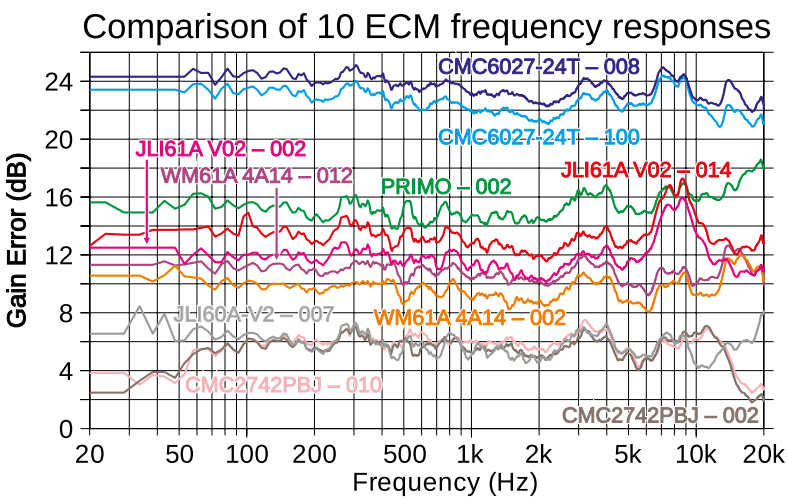
- Produkty z rodziny CMC6027-24T są bardzo czułe. W pewnych okolicznościach może to być cecha bardzo korzystna, ale używanie ich do bardzo bliskich pomiarów lub w bardzo głośnych warunkach spowoduje potencjalną kompresję i zniekształcenia.
- Charakterystyki wszystkich mikrofonów mieszczą się w zakresie ±3 dB ich średniej przed zastosowaniem kalibracji w zakresie od 50 Hz do 20 kHz.
- Wszystkie charakterystyki są dość płaskie w obszarze, w którym można umieścić zwrotnicę nisko-średniotonową i średnio-wysokotonową (chociaż w przypadku JLI61A zauważyliśmy kilka nierówności). Mikrofonów tych można więc używać do takich celów nawet bez kalibracji.
- Mikrofony WM61A i 4A14 są rewelacyjne. Wspaniałą wiadomością jest to, że dysponujemy dużym ich zapasem dostępnym dla konstruktorów!

Tabela 1. Przetestowane mikrofony elektretowe

Model	Źródło	Uwagi
Panasonic WM-61A	• AliExpress 1005004118951415 • Silicon Chip SC6760	Zapewnia ogólnie najbardziej płaską charakterystykę
Panasonic WM-61A	• eBay 164187904055 • Silicon Chip SC6761	„Lot 4A14" – dostępne w dużej ilości, zapewnia również bardzo płaską charakterystykę
JLI-61A	• www.micbooster.com • www.jlielectronics.com • Silicon Chip SC6762	„Lot 3" – wymaga kompensacji dla dobrych osiągów
JLI-61AY-102	• www.micbooster.com • www.jlielectronics.com • Silicon Chip SC6763	Lepszy niż JLI-61A, ale nadal wymaga kompensacji
CUI CMC-6027-24	• Mouser • Silicon Chip SC6764	Mogą mieć sufiksy „T" lub „L100" (taka sama wydajność). Są to najbardziej wrażliwe spośród testowanych typów i mające jedną z najbardziej płaskich charakterystyk po zastosowaniu kompensacji
CUI CMC-2742PBJ-A	• Mouser • Silicon Chip SC6765	Wymaga kompensacji i kalibracji, zapewniając stosunkowo płaską odpowiedź, ale z obniżeniem poniżej 50 Hz i powyżej 15 kHz
Kingstate KECG2740PBJ	• element14	Wymaga kompensacji do uzyskania dobrej wydajności
Kingstate KECG2742TBL-A	• element14	Wymaga kompensacji do uzyskania dobrej wydajności
Primo EM258	• www.micbooster.com	Doskonała wydajność. Droga, nie wymaga kompensacji

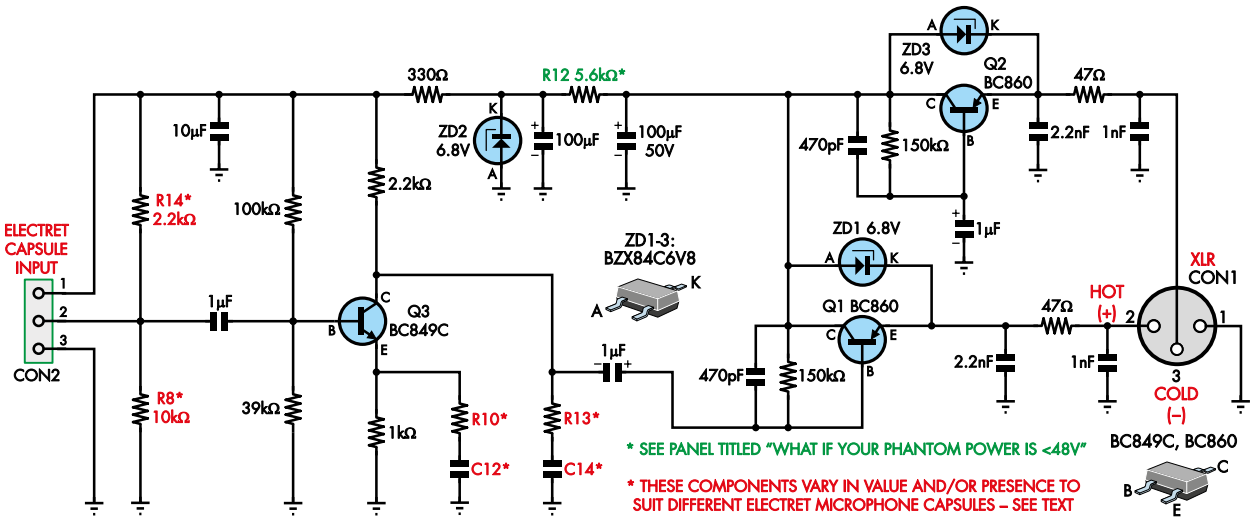
Opis układu

Układ elektroniczny sterujący mikrofonem nie jest skomplikowany, co pokazano na **rysunku 4**.



Rysunek 3. Charakterystyki częstotliwościowe wybranych mikrofonów elektretowych, w tym ich zalecane elementy korekcji częstotliwości, ale bez poprawek kalibracyjnych. Krzywe te tworzą w sposób naturalny pliki korekcji kalibracji. Pionowe przesunięcia reprezentują różnice w czułości, ale interesuje nas głównie płaskość każdej krzywej (bardziej płaska jest lepsza z punktu widzenia pomiaru)

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 4. Piny 2 i 3 złącza CON1 zapewniają zasilanie stałoprądowe (nominalnie 48 V przy rezystancji źródła ~6,8 kΩ) i są również wyjściami zbalansowanego sygnału audio. Tranzystory PNP Q1 i Q2 kierują sygnały audio do tych pinów. Ich prądy kolektor-emiter (i wszelkie prądy bocznikowane przez równoległe diody Zenera ZD1 i ZD3) zapewniają również zasilanie tranzystora wzmacniacza Q3 i mikrofonu. Pokazane tranzystory odpowiadają wersji SMD. Należy pamiętać, że R8 jest montowany tylko w ECM z trzema wyprowadzeniami

Układ składa się z trzech głównych bloków: buforów do sterowania zbalansowanymi liniami wyjściowymi, stopnia wzmacniającego, który obejmuje pewną przemyślaną kompensację częstotliwości oraz zasilacza dla stopnia wzmocnienia.

Patrząc na schemat należy pamiętać, że styki 2 i 3 CON1, gniazda XLR, działają zarówno jako wejścia zasilania 48 V DC, jak i wyjścia sygnału AC. Napięcie 48 V DC to „zasilanie fantomowe" z urządzeń poprzedzających, takich jak mikser lub przedwzmacniacz mikrofonowy. Jest ono przesunięte przez rezystory 6,8 kΩ w źródle zasilania fantomowego, umożliwiając mikrofonowi zmianę napięcia na tych stykach w celu podania sygnałów z powrotem.

Tranzystory PNP Q1 i Q2 są buforami typu wtórnik emiterowy z diodami Zenera 6,8 V pomiędzy ich kolektorami i emiterami.

Punkt polaryzacji DC dla Q1 i Q2 jest ustalany przez rezystory 150 kΩ między ich bazami i kolektorami. Prąd płynący z ich emiterów do kolektorów dostarcza prąd zasilający do reszty obwodu poprzez rezystor R12.

Po podłączeniu zasilania, wraz ze wzrostem napięcia kolektora Q1 i Q2, prąd bazy płynący przez rezystory 150 kΩ zmniejsza się, aż do osiągnięcia równowagi DC. W przypadku sygnałów AC, tranzystory Q1 i Q2 działają jako wtórniki emiterowe, a sygnały AC są sprzężone z ich bazami poprzez kondensatory elektrolityczne 1 µF.

Czy jest to naprawdę dźwięk zbalansowany? Podłączając gorący pin do wyjścia mikrofonu, a zimny pin do masy, zapewniamy różnicowe wyjście z mikrofonu. Odbiornik linii zbalansowanej dla mikrofonu odejmuje każdy sygnał z zimnej linii od gorącej, zapewniając odporność na zakłócenia w kablu, do czego dążymy.

Zasilanie fantomowe 48 V DC jest obniżane przez rezystory szeregowe 6,8 kΩ w przedwzmacniaczu mikrofonowym i rezystor 5,6 kΩ R12 do limitu 6,8 V ustawionego przez diodę Zenera ZD2.

Napięcia na kolektorach Q1 i Q2 będą znajdować się na poziomie około 32 V, jak wyjaśniono poniżej. Napięcie to (i prąd, który je wytwarza) zasila tranzystor wzmacniający NPN, Q3, i sam ECM, w obu przypadkach poprzez rezystor R12 5,6 kΩ.

Obwód zawiera kondensatory 1 nF i 2,2 nF od styków 2 i 3 CON1 do masy, z rezystorami 47 Ω między nimi, zwiększającymi odporność układu na zakłócenia o częstotliwości radiowej (RFI). Elementy te mają niewielki wpływ na sygnały audio o niskiej częstotliwości lub zasilanie fantomowe, ale będą silnie tłumić sygnały ultradźwiękowe.

Dodatkowo kondensatory Millera 470 pF równolegle z rezystorami bazowymi Q1 i Q2 tłumią pasmo powyżej zakresu słyszalnego.

Zasilanie

Zasilacz ECM jest bardzo prosty, ale zawiera wiele filtrów potrzebnych do uzyskania stabilnego zasilania prądem stałym z gorących i zimnych linii przenoszących sygnał audio. Wspomnieliśmy o napięciu 6,8 V pochodzącym z zasilania fantomowego przez ZD2. Jest ono filtrowane dolnoprzepustowo w celu eliminacji szumów przez kondensator 100 µF równoległy do ZD2, w połączeniu z rezystancjami źródła (6,8 kΩ i 5,6 kΩ).

Napięcie jest dalej filtrowane przez inny filtr dolnoprzepustowy (330 Ω/10 µF) przed podaniem do Q3 i ECM. Wynika to z faktu, że sygnał z ECM ma tak niską amplitudę, że jakikolwiek przedostający się szum mógłby poważnie pogorszyć stosunek sygnału do szumu (SNR).

Kompensacja częstotliwości

Na koniec mamy interfejs ECM i kompensację częstotliwości. Ta część układu może być bardzo prosta, ograniczająca się do rezystora polaryzującego (R8 lub R14) i tranzystora wzmacniającego (Q3).

Podczas naszych testów znaleźliśmy kilka mikrofonów, które wymagały albo zwiększenia wzmocnienia przy wysokich częstotliwościach, tłumienia przy wysokich częstotliwościach, albo niewielkiego wzmocnienia i tłumienia, aby uzyskać płaską odpowiedź.

Dlatego cała nasza kompensacja jest ukierunkowana na wyższe częstotliwości. Zasilanie jest osiągane przez R10/C12. Elementy te są połączone równolegle do rezystora emiterowego Q3, a tym samym zwiększają wzmocnienie tranzystora Q3 przy wyższych częstotliwościach. Możemy ustawić częstotliwość graniczną i ostateczny poziom wzmocnienia, wybierając wartości tych elementów.

Tłumienie wysokich częstotliwości jest osiągane za pomocą elementów R13/C14, które są efektywnie równoległe z rezystorem kolektora Q3 2,2 kΩ. Ponownie, elementy te mogą ustawić częstotliwość graniczną i ostateczne tłumienie.

Ta modyfikacja prostego wzmacniacza tranzystorowego (Q3) zapewnia potężne narzędzie do dostosowywania charakterystyki częstotliwościowej mikrofonu

eprasa.pl 29e0fc3bc0

elektretowego. Wprowadzając te poprawki wewnątrz mikrofonu, uzyskujemy odpowiednio płaską charakterystykę częstotliwościową i pozostawiamy tylko „dostrojenie" do pliku kalibracyjnego.

Na **rysunku 5** pokazano działanie kompensacji. Zielony wykres, to charakterystyka częstotliwościowa układu z ECM JLI61A bez kompensacji. Należy zwrócić uwagę na maksimum ~7 dB przy częstotliwości około 7,5 kHz. Czerwona krzywa pokazuje kompensację uzyskaną przy R10=220 Ω, C12=12 nF, R13=2,2 kΩ i C14=15 nF, a niebieska krzywa to znacznie bardziej płaska ostateczna charakterystyka częstotliwościowa.

Wciąż istnieje niewielki szczyt około +3 dB, ale nie możemy go jeszcze bardziej obniżyć bez nadmiernego tłumienia sygnałów przy około 2 kHz...6 kHz i 10 kHz...20 kHz. Po kompensacji i tak nie jest on dużo większy niż inne szczyty.

Większość mikrofonów elektretowych w danej partii zachowuje się podobnie. Podczas naszego procesu kalibracji odłożyliśmy na bok wszystkie elementy, które odstawały od innych. W ten sposób masz gwarancję uzyskania całkiem dobrej odpowiedzi bez pliku kompensacji i bardzo płaskiej odpowiedzi z nim.

Jeśli stosujesz własne mikrofony elektretowe, będziesz musiał zoptymalizować odpowiedź i wygenerować plik kalibracyjny. Ten projekt zapewnia wszystko, czego potrzebujesz, aby to zrobić, z wyjątkiem skalibrowanego mikrofonu, względem którego można wykonać wymagane pomiary.

Dwa warianty płytki drukowanej

Jeśli to możliwe, zalecamy zbudowanie wersji SMD, w której wszystkie elementy znajdują się na górnej stronie. Opracowaliśmy również wersję do montażu przewlekanego. Udało nam się ją zmieścić na płytce drukowanej o szerokości 13 mm, ale jej długość wynosi 99 mm, a nie 64 mm, jak w wersji SMD. Obie płytki pokazano na **rysunkach 6** i **7**.

Płytki są wystarczająco wąskie, aby zmieścić się w niewielkiej obudowie mikrofonu. Żadna z wersji nie sprawia trudności podczas montażu, jednak uznajemy, że wariant SMD jest wygodniejszy, ponieważ wszystkie elementy montuje się po jednej stronie płytki.

Najmniejsze elementy na płytce SMD to tranzystory SOT-23 i diody Zenera, które nie są trudne do przylutowania. Ręcznie zmontowaliśmy około 20 prototypów i bez wątpienia lutowanie wyprowadzeń mikrofonu elektretowego okazało się najtrudniejszym etapem spośród wszystkich prac na płytce SMD. O ile więc nie masz dużo miejsca na płytkę drukowaną z otworami przelotowymi, zalecamy wykonanie wersji do montażu powierzchniowego.

Po co zawracać sobie głowę analogową kompensacją częstotliwości?

Jeśli dostarczamy plik kalibracyjny, dlaczego nie pozostawić wszystkich poprawek w tym pliku i pominąć w układzie elementów R10/C12 i R13/C14?
Jeśli mikrofon byłby używany tylko w systemie pomiarowym z zainstalowanym plikiem kalibracyjnym, nie byłoby powodu, aby przejmować się tym, że sam mikrofon ma znaczące błędy w swojej charakterystyce częstotliwościowej.
Chcieliśmy jednak stworzyć mikrofon, który sam w sobie byłby bardzo dobry, pozostawiając kalibrację za pomocą powiązanego pliku do precyzyjnego dostrojenia. Oznacza to, że można go używać z innym oprogramowaniem bez wykonywania kalibracji i nadal uzyskać rozsądną wydajność.
Chcieliśmy również stworzyć mikrofon, który mógłby być używany do nagrywania, z możliwością dostosowania go do użytku wokalnego i instrumentalnego. Dzięki tym elementom możemy te zamierzenia realizować.
Nasze pliki kalibracyjne są generowane z zainstalowanymi określonymi elementami kompensacji częstotliwości. Jeśli używasz dowolnego z naszych mikrofonów elektretowych i pliku kalibracyjnego, to do uzyskania optymalnej wydajności, musisz załadować parametry zalecanych elementów.

Montaż płytki z elementami SMD

Wersja SMD płytki jest oznaczona kodem 01108231 i ma wymiary 64 mm × 13 mm.

Zacznij od zamontowania rezystorów i ceramicznych kondensatorów „chipowych". Różnią się one w zależności od tego, czy masz mikrofon z dwoma czy z trzema wyprowadzeniami, i jakie komponenty kompensacyjne są wymagane. Jeśli masz mikrofon z dwoma wyprowadzeniami, zamontuj R14 (2,2 kΩ, w pobliżu CON2) i pomiń R8 (10 kΩ). Jeśli masz mikrofon z trzema wyprowadzeniami, zamontuj R8 (10 kΩ) i pomiń R14 (2,2 kΩ, w pobliżu CON2).

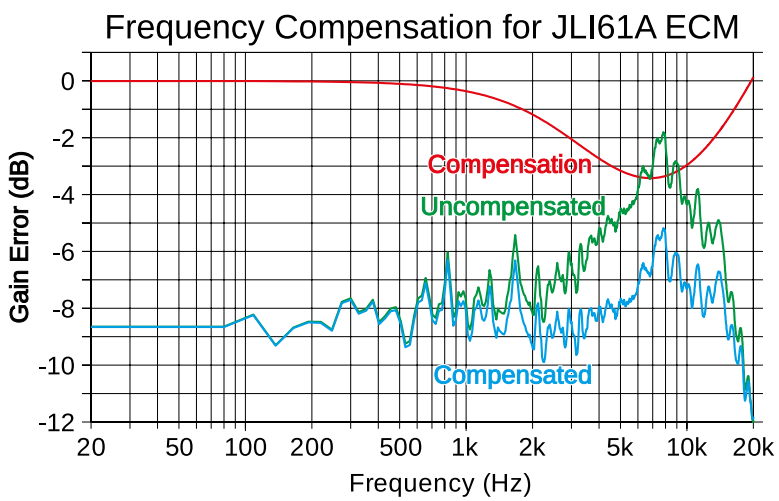
Wszystkie elementy kompensacyjne, czyli R10, R13, C12 i C14, są umieszczone między Q3 i ZD2. Zapoznaj się z **tabelą 2**, aby określić, które z nich musisz dopasować do swojego mikrofonu (jeśli kupiłeś je w naszym sklepie, będą one dostarczane z tymi komponentami).

Następnie zamontuj trzy tranzystory (jeden NPN, dwa PNP) i trzy diody Zenera. Uważaj, ponieważ wszystkie są w obudowach SOT-23. Jeśli je pomylisz, możesz zidentyfikować każdy z nich na podstawie kodu widocznego na górze obudowy.

Niestety, mogą się one różnić w zależności od producenta, więc konieczna może być ich weryfikacja na podstawie noty katalogowej. Prawdopodobnie jednak będzie to jedna z poniższych wartości (znak zapytania „?" oznacza dowolną literę lub cyfrę):

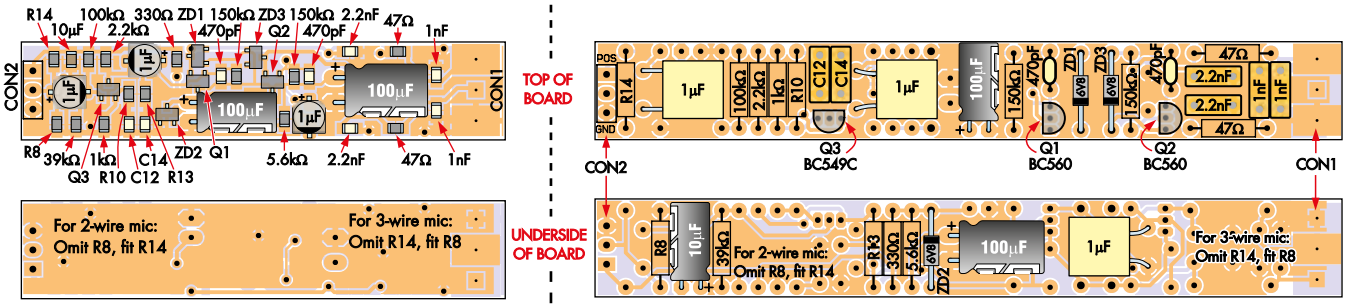
BC849C: 2C?, 49C lub 8DC
BC860: 9EA/B/C, 4F? czy 4G?
BZX84C6V8: Z5, ?61, D4P, WC lub KB

W przeciwnym razie do określenia które piny są wyprowadzeniami bazy, a które



Rysunek 5. Kompensacja częstotliwości dla mikrofonu JLI61A. Tutaj ustawiliśmy kompensację (czerwona krzywa), aby obniżyć szczyt odpowiedzi (zielona krzywa), jednocześnie ograniczając tłumienie przy wysokich częstotliwościach. Nie jest to idealne rozwiązanie, ponieważ musimy dopasować partię elementów mikrofonu do tych elementów, ale uważamy, że nierównomierności ±2 dB w większości pasma to dobry wynik dla mikrofonu

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 6 (po lewej). Wersja SMD płytki drukowanej. Należy pamiętać, że wartości (i obecność) R10, R13, C12 i C14 są zmieniane w celu dopasowania do mikrofonu elektretowego. Rezystor R8 (10 kΩ) lub R14 (2,2 kΩ) jest montowany w zależności od tego, czy zmodyfikowano mikrofon. W przypadku mikrofonu z dwoma wyprowadzeniami należy pominąć R8, ale zamontować R14

Rysunek 7 (po prawej). Aby uniknąć zbyt dużego rozmiaru płytki PCB w porównaniu z wersją SMD, elementy w płytce z montażem przewlekanym (THT) należy zamontować po obu stronach. W większości przypadków punkty lutownicze są nadal dostępne na wypadek konieczności wprowadzenia zmian lub napraw. Płytka ma taką samą szerokość jak wersja SMD, ale jest o około 50% dłuższa, co oznacza, że nie zmieści się w tańszej plastikowej obudowie opisanej w artykule

emiterów, można użyć miernika uniwersalnego w trybie testowania diod lub naszej pęsety pomiarowej SMD (siliconchip.au/Series/396). Jeśli patrzymy na tranzystor w obudowie SOT-23 tak, że pojedynczy pin znajduje się u góry, a dwa piny u dołu, to lewy dolny pin jest bazą, a prawy dolny – emiterem. Przykładając czarną sondę miernika do górnego pinu i czerwoną sondę do lewego dolnego, uzyskasz odczyt około 0,65 V dla tranzystora NPN (BC849).

Jeśli taki odczyt uzyskasz przy podłączeniu czerwonej sondy do prawego dolnego pinu, jest to tranzystor PNP (BC860).

Jeśli nie uzyskasz żadnego z tych odczytów, element jest prawdopodobnie diodą Zenera.

Dodatkowo można sprawdzić diody Zenera, przykładając czerwoną sondę do lewego dolnego pinu, a czarną do górnego – wówczas na wyświetlaczu pojawi się spadek napięcia w kierunku przewodzenia.

Trzy pozostałe elementy SMD to trzy niespolaryzowane kondensatory elektrolityczne 1 µF. Są one dostarczane w metalowych cylindrycznych obudowach zamontowanych na plastikowych podstawkach. Podobnie jak spolaryzowane kondensatory elektrolityczne, podstawy mają ścięte krawędzie na dwóch rogach wskazujące zwykle dodatnią elektrodę. Ponieważ kondensatory te nie są spolaryzowane, nie ma znaczenia, w którą stronę zostaną zamontowane.

Ponieważ dwa z tych kondensatorów mogą być spolaryzowane, pozostawiliśmy oznaczenia polaryzacji na płytce drukowanej, ale na liście elementów określiliśmy wszystkie trzy jako kondensatory NP (niespolaryzowane), aby nieco ułatwić pracę.

Na płytce, pozostają jeszcze dwa kondensatory przewlekane o pojemności 100 µF, ale o różnym napięciu znamionowym. Przylutuj je poziomo, jak pokazano na zdjęciach, aby zespół zmieścił się w tubie o małej średnicy. Ujemne wyprowadzenie z paskiem musi być skierowane do dolnej krawędzi płytki drukowanej, a dłuższe dodatnie do padów oznaczonych symbolami +.

Montaż płytki z elementami przewlekanymi

Wersja płytki przystosowana do montażu przewlekanego jest oznaczona kodem 01108232 i ma wymiary 99 mm × 13 mm. Można ją montować w standardowy sposób, jednak wygodniej jest najpierw przylutować wszystkie elementy po jednej stronie płytki (najlepiej górnej), zanim rozpocznie się montaż po stronie przeciwnej.

Najpierw zamontuj elementy osiowe (rezystory i diody Zenera, zwracając uwagę na to czy oznakowania katody diody Zenera oznaczonej paskiem na elemencie i płytce są zgodne), a następnie kondensatory foliowe (MKT) i ceramiczne z kilkoma ułożonymi jeden nad drugim, jak pokazano na rysunku 7. Na tym etapie nie lutuj jeszcze kondensatora elektrolitycznego – pozostaw go na później, aby mieć łatwiejszy dostęp do pozostałych punktów lutowniczych.

Zapoznaj się z powyższą sekcją dotyczącą montażu opcjonalnych rezystorów i kondensatorów (R10, R14, C12 i C14).

Następnie zamontuj tranzystory, jak pokazano na rysunku, wkładając je całkowicie do płytki przed zagięciem ich wyprowadzeń i lutowaniem, a następnie odwróć płytkę i przylutuj po tej stronie elementy osiowe (rezystory i diodę Zenera). Ponownie, zapoznaj

Tabela 2. Wartości elementów kalibracji mikrofonu elektretowego

Producent	Część	R10	C12	R13	C14
Panasonic	WM61A (AE)	N/A	N/A	100 Ω	5,6 nF
Panasonic	WM61A partia 4A14	N/A	N/A	100 Ω	6,8 nF
JLI	JL61A	220 Ω	12 nF	2,2 kΩ	15 nF
JLI	JL60A-V02	220 Ω	12 nF	10 kΩ	6,8 nF
Urządzenia CUI	CMC-6027-24T	220 Ω	18 nF	3,9 kΩ	18 nF
Urządzenia CUI	CMC-6027-24L100	220 Ω	18 nF	3,9 kΩ	18 nF
Urządzenia CUI	CMC2742PBJ	820 Ω	4,7 nF	2,2 kΩ	8,2 nF
Kingstate	KECG2740PBJ	10 Ω	12 nF	3,9 kΩ	6,8 nF
Kingstate	KECG2742TBL-A	100 Ω	8,2 nF	3,9 kΩ	6,8 nF
Primo	EM258	N/A	N/A	N/A	N/A

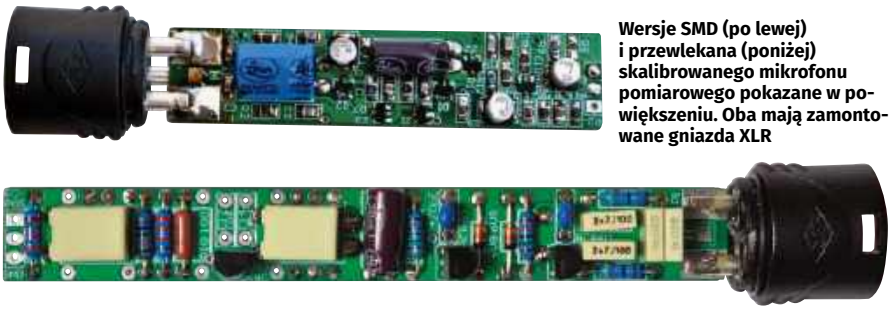
Co jeśli fantomowe napięcie zasilanie jest mniejsze od 48 V?

Zasilanie fantomowe dla mikrofonów to stary standard. Niestety, jak wiele standardów, nie jest on bezwzględnie przestrzegany.

Większość systemów zasilania fantomowego działa przy napięciu 48 V. W przypadku 48 V, przedwzmacniacz/mikser będzie miał rezystory szeregowe 6,8 kΩ z zasilania 48 V. Jeśli jednak zamiast tego ma zasilanie 24 V, będą one miały rezystancję 1,2 kΩ, a dla zasilania 12 V 680 Ω.

Aby rezystor R12 był odpowiedni dla napięcia 48 V, powinien mieć rezystancję 5,6 kΩ lub 1,5 kΩ dla systemów dostarczających napięcie 24 V DC lub mniejsze. Nasze obliczenia pokazują, że mikrofon będzie działał z systemami zasilania 12 V i 24 V DC z rezystorem R12 1,5 kΩ.

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Wersje SMD (po lewej) i przewlekana (poniżej) skalibrowanego mikrofonu pomiarowego pokazane w powiększeniu. Oba mają zamontowane gniazda XLR

się z powyższą sekcją, aby dowiedzieć się, jak postępować z rezystorami R8 i R13. Następnie należy przylutować po tej stronie płytki pojedynczy kondensator 1 µF foliowy (MKT), a następnie dwa kondensatory elektrolityczne, zorientowane zgodnie z rysunkiem.

Należy pamiętać, że kondensator elektrolityczny 100 µF 50 V ma w wykazie elementów maksymalną średnicę 8 mm. Można również użyć kondensatora elektrolitycznego 47 µF 50 V, o ile jego średnica wynosi 8 mm.

Na koniec odwróć płytkę i zamontuj ostatni kondensator elektrolityczny (100 µF) po tej stronie.

Wybór kondensatora

Podobnie jak inne kondensatory o niskiej pojemności (<1 µF), kondensatory kompensacyjne, których pojemności mieszczą się w zakresie od 4,7 nF do 18 nF (jeśli występują), muszą być typu foliowego (np. MKT) dla płytek przewlekanych lub ceramicznego NP0/C0G dla płytek SMD. Nie należy ulegać pokusie stosowania tańszych kondensatorów ceramicznych X5R, X7R lub Y5V. Mają one wysoki współczynnik napięcia, określający zmiany pojemności w funkcji napięcia, a zatem są wysoce nieliniowe. Zdecydowanie nie chcemy takich elementów w filtrach!

Obudowa mikrofonu

Niezależnie od tego, która wersja płytki drukowanej została zmontowana, pozostała część konstrukcji przebiega w podobny sposób.

Podłączenie do gniazda XLR będzie w dużej mierze zależeć od podejścia do konstrukcji. W wielu przypadkach można wcisnąć płytkę drukowaną między piny XLR i po prostu przylutować ją bezpośrednio do pinów. Sposób montażu zależy od wybranego złącza i sposobu montażu płytki drukowanej. Jeśli używasz metalowej obudowy, dodaj przewód łączący pin masy PCB z obudową złącza XLR.

Wszystkie zalecane przez nas wkładki mikrofonowe mają średnicę 6 mm.

Przedstawimy dwa sposoby montażu, jeden oparty na metalowych rurkach, drugi na plastikowych obudowach długopisów.

Na **fotografii 1** pokazano zestaw metalowych elementów, których użyliśmy do budowy naszego mikrofonu, natomiast na **fotografii 3** widoczne są części potrzebne do wykonania wersji plastikowej. W praktyce sprowadza się to do wyszukania odpowiednich materiałów w warsztacie lub w szufladzie z częściami. Trzy kluczowe cele to:

- Wkładka mikrofonowa powinna być zamocowana na końcu rurki o długości 100 mm...150 mm, do której będzie dobrze dopasowana.
- Potrzebna jest część obudowy, w której zmieści się płytka drukowana. Obie wersje PCB mają szerokość nieco poniżej 13 mm, jednak ze względu na dość grube przewody najlepiej sprawdzi się rurka o średnicy wewnętrznej 18 mm...20 mm.
- Na drugim końcu obudowy należy umieścić złącze XLR.

Jeśli mikrofon ma być używany do nagrań wokalnych lub muzycznych, można zastosować inną, bardziej dopasowaną konstrukcję obudowy.

Miedziana obudowa

Do wykonania wkładki mikrofonowej użyliśmy mosiężnej rurki K&S #9825 o średnicy zewnętrznej 7 mm i grubości ścianki 0,45 mm. Alternatywą jest rurka K&S #8132 o średnicy 9/32 cala (7,14 mm) i grubości ścianki 0,014 cala (0,36 mm). Można je kupić w sklepach modelarskich w odcinkach o długości 305 mm za około 7 USD, co wystarcza na wykonanie dwóch lub trzech mikrofonów.

Trudność polega na połączeniu rurki o średnicy 7 mm z rurką 20 mm (3/4 cala, czyli 19 mm), w której umieszczona jest płytka drukowana i złącze XLR. Przeglądając swoją szufladę z częściami, z pewnością znajdziesz własny sposób na wykonanie takiego połączenia.

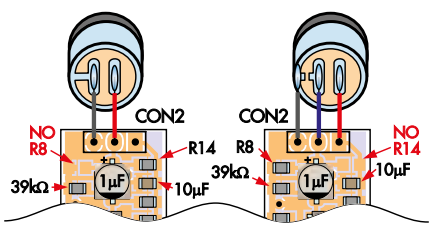
Wykonaliśmy połączenie dwóch rurek o różnych średnicach, najpierw używając tylnej osłony z gniazda Altronics P0192 RCA, w którą mosiężna rurka wciska się bez problemu, a następnie dopasowując ją do węższego końca miedzianej przejściówki kapilarnej 15 mm na 20 mm. Może wydawać się to na dość skomplikowaną operację, ale w praktyce nie jest trudne. Na **rysunku 9** i fotografiach pokazano rezultat naszych działań.

Wersja SMD płytki drukowanej z łatwością mieści się w rurce 20 mm. Wersja z montażem przewlekanym nie jest szersza, ale jest nieco dłuższa.

Mówiąc bardziej szczegółowo, 7-milimetrowa rurka była ciasno wciśnięta w tylną obudowę RCA. Następnie owinęliśmy tylną ściankę drutem miedzianym bez izolacji o średnicy 1 mm, dzięki czemu ciasno pasowała do redukcji z 15 mm na 20 mm. Ponieważ wszystkie te części są wykonane z miedzi i mosiądzu, po prostu przylutowaliśmy je do siebie.

Można to zrobić na wiele sposobów. Po namyśle zmontowaliśmy elementy przy użyciu niewielkiej ilości pasty lutowniczej (**fotografia 2**) i wygrzewaliśmy je w naszym piecu rozpływowym w temperaturze 230°C przez kilka minut. Możesz użyć dowolnego piekarnika, w którym nie przygotowujesz jedzenia.

Równie dobrze sprawdza się metoda polegająca na podgrzewaniu elementów palnikiem



Rysunek 8. Podłączenie zwykłego ECM z dwoma wyprowadzeniami (po lewej) i zmodyfikowanego ECM z trzema wyprowadzeniami „Linkwitz” (po prawej). Zwróć uwagę na różnice w rezystorach R8 i R14. Układ jest taki sam dla płytki przewlekanej



Fotografia 1. Wykonaliśmy naszą „wysokiej klasy” obudowę mikrofonu ze 150 mm rurki mosiężnej o średnicy 7 mm złożonej z układem miedzianych łączników rurowych, rurki miedzianej 3/4 cala (19 mm) i adaptera XLR męsko-męskiego

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Fotografia 2. Przepchnęliśmy 7-milimetrową rurkę przez tylną obudowę RCA, która była ciasno dopasowana. Następnie owinęliśmy wokół niej miedziany drut o średnicy 1 mm, co pozwoliło na ścisłe dopasowanie do reduktora kapilarnego 20 mm do 15 mm. Szara substancja to pasta lutownicza

butanowym i lutowaniu ich cyną w tradycyjnej postaci.

Nie podajemy tu szczegółowych instrukcji, ponieważ użyte przez Ciebie elementy prawdopodobnie będą się różnić od naszych. Odrobina pomysłowości oraz wykorzystanie części zapasowych lub z odzysku pozwoli sporo zaoszczędzić, a przy okazji może stanowić ciekawe wyzwanie. Kluczowe jest dopasowanie sekcji ze złączem XLR do rurki o średnicy 7 mm i długości 100 mm...150 mm.

Proces montażu polegał na przeciągnięciu okablowania mikrofonu przez rurkę 7 mm, z uziemieniem i przewodami wyjściowymi przylutowanymi do mikrofonu elektretowego (**rysunek 8**). Byliśmy pewni, że nic nie ulegnie zwarciu, więc po prostu przymocowaliśmy końcówki przewodu połączeniowego do padów/pinów w mikrofonie elektretowym.

Na końcu wtyczki odcięliśmy przewody mikrofonu około 30 mm za otworem i podłączyliśmy je do płytki drukowanej. Zielony (uziemienie) przewód do bolca uziemienia, a czarny przewód (wyjście mikrofonu) do bolca środkowego.

Następnie podłączyliśmy przewody do obudowy mikrofonu, a gdy wszystko było już ustawione, przymocowaliśmy wtyczkę do obudowy.

Jeśli używasz adaptera męsko-męskiego XLR Altronics, wystarczy wcisnąć płytkę, aż otwór na śrubę we wtyczce wyrówna się i włożyć śrubę. To już wszystko, można rozpocząć pracę.

Dostrajanie charakterystyki częstotliwościowej mikrofonu

Naszym celem w przypadku mikrofonu pomiarowego jest w miarę płaska charakterystyka częstotliwościowa przed kalibracją i płaska odpowiedź po kalibracji. Jeśli kupisz skalibrowany mikrofon w sklepie internetowym Silicon Chip, dostarczymy elementy niezbędne w celu dostrojenia jego odpowiedzi częstotliwościowej. Otrzymasz również plik kalibracyjny, dający możliwie najbardziej zbliżoną do płaskiej odpowiedź, jaką możemy osiągnąć za pomocą naszego sprzętu.

Alternatywą może być dostosowanie odpowiedzi mikrofonu. W takim przypadku można pobrać model LTspice ze strony internetowej Silicon Chip (powiązanej z tym artykułem). Można go użyć do modelowania odpowiedzi przy jednoczesnej zmianie elementów strojenia. Poniżej zamieszczamy ogólny przewodnik dotyczący dostosowywaniu odpowiedzi:

- C12 i R10 zapewniają kontrolę nad wzmocnieniem wysokiej częstotliwości, przy czym C12 ustawia częstotliwość graniczną. C12 zwiększa wzmocnienie wraz z częstotliwością poprzez zmniejszenie rezystancji emitera, która początkowo wynosi 1 kΩ. R10 umożliwia ustawienie ostatecznego wzmocnienia tej kombinacji. Koncepcyjnie, jeśli R10 ma rezystancję 1 kΩ, to przy bardzo wysokich częstotliwościach skutkuje to połączeniem równoległym dwóch rezystancji 1 kΩ, uzyskując końcowe wzmocnienie ×2 (6 dB).
- R13 i C14 ustawiają spadek wzmocnienia przy wysokich częstotliwościach. Podłączenie ich do masy odpowiada równoległemu dołączeniu do rezystancji kolektora 2,2 kΩ. Jest ona redukowana przez R13, co bezpośrednio zmniejsza wzmocnienie tego stopnia. R13 ustawia ostateczne tłumienie tego stopnia, a C14 częstotliwość graniczną.

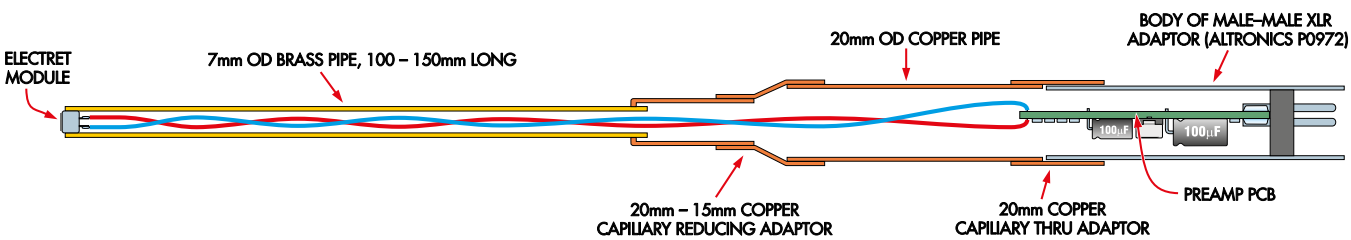
Model wzmocnienia można również znaleźć w arkuszu kalkulacyjnym „Analysis.odt”. Chociaż praca z nim jest prostsza niż z LTspice, arkusz ten jest narzędziem inżynieryjnym, więc należy go używać ostrożnie. Chociaż koncepcja interakcji R10, R13, C12 i C14 jest prosta, uzyskanie pożądanej odpowiedzi może być trudne.

Dane przedstawione w tabeli 2 są wartościami, które okazały się skuteczne w przypadku zakupionych przez nas partii mikrofonów. Będą one dobrym punktem wyjścia do eksperymentowania, jeśli masz możliwość sprawdzenia kalibracji.





Reflow w obudowie można wykonać za pomocą dowolnego zwykłego piekarnika, rozgrzanego do temperatury 230°C. Nie należy jednak używać piekarnika, w którym gotuje się jedzenie. Efekt końcowy pokazano na zdjęciu po prawej stronie



Rysunek 9. Użyliśmy złącza XLR firmy Altronics dla wtyku, który jest dobrze dopasowany do miedzianej rurki o średnicy 20 mm. Następnie użyliśmy reduktora kapilarnego i gniazda RCA, aby dostosować je do mosiężnej rurki o średnicy 7 mm dla ECM. Wszystko udało się bardzo dobrze połączyć za pomocą kilku podkładek i lutownicy

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Jak wygenerowaliśmy dane kalibracyjne dla setek ECM

Nasz proces kalibracji generuje plik kalibracyjny dla programu Speaker Workshop, który pozwala nam zmierzyć błąd mikrofonu elektretowego na podstawie płaskiej odpowiedzi. W tym celu

- Zmierz SPL (Sound Pressure Level) głośnika w dokładnej lokalizacji względem niego za pomocą naszego skalibrowanego mikrofonu Dayton EMM-6 (bez jego współczynników kalibracji).
- Odejmij współczynniki kalibracji dla naszego mikrofonu Dayton od zmierzonych wartości i wyeksportuj wynik jako „plik CAL".

Jeśli dokonamy pomiaru w tej samej lokalizacji, używając tego pliku jako syntetycznego pliku kalibracyjnego, wygenerujemy plik korekcji kalibracji dla podłączonego mikrofonu. Sprawdziliśmy, że takie postępowanie daje poprawne rezultaty. Wykonując pomiar tym samym mikrofonem Dayton EMM-6 potwierdziliśmy, że uzyskaliśmy oczekiwane wartości kalibracji. Następnie możemy podmienić nasze mikrofony elektretowe i dbając o umieszczenie ich dokładnie w tym samym miejscu, wygenerować odpowiednie pliki kalibracyjne dla tych konkretnych mikrofonów. Dzięki oznaczeniu każdego mikrofonu numerem, który odpowiada zapisanemu plikowi, każdy, kto kupi ten model mikrofonu, może znaleźć i wykorzystać wygenerowane przez nas dane kalibracyjne.
Stworzyliśmy specjalny sprężynowy przyrząd, który umożliwia łatwe wkładanie i mierzenie mikrofonów elektretowych, przyspieszając ten proces. Stworzyliśmy również prosty uchwyt pomiarowy, który zapewnia, że każdorazowo wykonujemy pomiary dokładnie w tym samym miejscu względem głośnika.

Wykaz elementów:

Wersja SMD
1 dwustronna płytka drukowana z kodem 01108231, 64 mm × 13 mm

Półprzewodniki
2 niskoszumne tranzystory PNP BC860 45 V 100 mA, SOT-23 (Q1, Q2)
1 BC849C 30 V 100 mA niskoszumowy tranzystor NPN, SOT-23 (Q3)
3 diody Zenera 6,8 V 1/4 W, SOT-23 (ZD1-ZD3) [BZX84C6V8]

Kondensatory (wszystkie SMD M2012/0805 50 V X7R, chyba że zaznaczono inaczej)
1 elektrolityczny radialny 100 µF 50 V (maksymalna średnica 8 mm)
1 100 µF 10 V elektrolityczny radialny o niskim ESR
1 10 µF 16 V X5R
3 elektrolity SMD 1 µF 50 V niespolaryzowane, 4 mm [Altronics R9600; Würth Elektronik 865250640005]
2 2,2 nF 5% NP0/C0G
2 1 nF 5% NP0/C0G
2 470 pF 5% NP0/C0G

Rezystory (wszystkie SMD M2012/0805 1%)
2 150 kΩ 1 100 kΩ 1 39 kΩ 1 10 kΩ 1 5,6 kΩ
2 2,2 kΩ 1 1 kΩ 1 330 <z! 2 47 Ω

Wersja THT
1 dwustronna płytka drukowana z kodem 01108232, 99 mm × 13 mm

Półprzewodniki
2 niskoszumne tranzystory PNP BC560 45 V 100 mA, TO-92 (Q1, Q2)
1 BC549C 30 V 100 mA niskoszumowy tranzystor NPN, TO-92 (Q3)
3 6,8 V 400 mW lub 1 W osiowe diody Zenera (ZD1...ZD3) [np. 1N754]

Kondensatory
1 elektrolityczny radialny 100 µF 50 V (maksymalna średnica 8 mm)
1 100 µF 10 V elektrolityczny radialny o niskim ESR
1 elektrolityczny radialny 10 µF 35 V
3 1 µF 63 V/100 V MKT
2 2,2 nF 63 V/100 V MKT
2 1 nF 63 V/100 V MKT
2 470 pF 50 V C0G/NP0 ceramiczny

Rezystory (wszystkie osiowe 1/4 W 1%)
2 150 kΩ 1 100 kΩ 1 39 kΩ 1 10 kΩ 1 5,6 kΩ
2 2,2 kΩ 1 1 kΩ 1 330 Ω 2 47 Ω

Wersja z miedzianą obudową
1 zmontowany moduł elektroniczny (SMD lub przewlekany)
1 mikrofon elektretowy z elementami kalibracyjnymi [Silicon Chip SC6760-5].
1 rurka miedziana o długości 60 mm i średnicy 20 mm lub 3/4 cala
1 rurka mosiężna o długości 150 mm i średnicy wewnętrznej >6 mm (np. rurka mosiężna K&S #8132) [sklep modelarski]
1 prosta złączka kapilarna 20 mm [Bunnings 0252161]
1 złączka kapilarna redukcyjna 20 mm...15 mm [Bunnings 0252162]
1 tylna obudowa RCA [Altronics P0192].
1 adapter XLR męsko-męski [Altronics P0972].
1 nieizolowany miedziany przewód o długości 200 mm i średnicy 1 mm
(uzyskany po zdjęciu izolacji z przewodu sieciowego)
1 dwużyłowy przewód taśmowy o długości 300 mm lub lekki przewód typu 8

Wersja z plastikową obudową
1 zmontowany moduł elektroniczny (wersja SMD)
1 mikrofon elektretowy z elementami kalibracyjnymi [Silicon Chip SC6760-5]
1 marker do tablicy [Officeworks]
1 długopis z odkręcanymi końcówkami [Officeworks]
1 wtyk XLR [Altronics P0823]
1 dwużyłowy przewód taśmowy o długości 300 mm lub lekki przewód typu 8

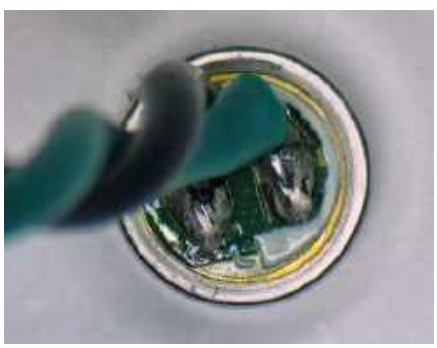
Plastikowa obudowa z długopisu

Jak wspomniano na początku, głównym czynnikiem wpływającym na ten projekt było utrzymanie niskich kosztów. Miedziana rurka doskonale nadaje się do projektu jeśli masz w warsztacie ścinki, ale jej zakup jest dość drogi. Szukaliśmy więc taniego i dostępnego sposobu montażu 6-milimetrowego mikrofonu elektretowego na końcu cienkiej rurki, a także czegoś odpowiedniego do umieszczenia elektroniki.

Podczas rozważań nad sposobem obudowania urządzenia Autor wpadł na pozornie głupi pomysł – wykorzystanie plastikowych długopisów. Znalazł kilka tanich długopisów marki Biro oraz markerów do tablic, które po kilku wierceniach i sklejeniu posłużyły jako niedroga obudowa mikrofonu.

Jeśli korzystasz z tablic (np. w pracy), prawdopodobnie masz gotowy zapas wyschniętych markerów. Są one idealne do wersji SMD płytki, wersja z montażem przewlekanym jest niestety zbyt długa. Co więcej, jeśli zdecydujesz się na wtyczkę XLR Altronics P0823, jego złącze idealnie zmieści się w obudowie markera do tablic ścieralnych (**fotografia 4**).

Proces montażu jest podobny jak w przypadku miedzianych rurek, ale nieco łatwiejszy. Najpierw należy rozebrać marker i wyczyścić go. Odetnij wypust złącza XLR za pomocą cążek bocznych, co umożliwi



Zbliżenie na wewnętrzne okablowanie mikrofonu

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Fotografia 3. Niedroga obudowa mikrofonu została wykonana z markera tablicowego i obudowy długopisu Biro. Do połączenia obudowy XLR został użyty klej epoksydowy (Araldite)

przylutowanie go do płytki drukowanej. Odetnij górną część markera i wywierć otwór tak, aby był ciasno dopasowany do rurki długopisu Biro. Następnie przymocuj długopis za pomocą kleju szybkowiążącego. Efekt końcowy można zobaczyć na zdjęciach.

Testowanie i używanie

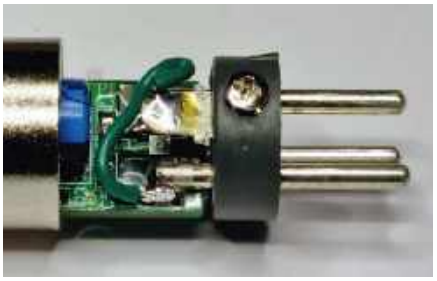
Korzystanie ze skalibrowanego mikrofonu jest bardzo proste. Sprowadza się do podłączenia go do przedwzmacniacza mikrofonowego z zasilaniem fantomowym. Sugerujemy sprawdzenie działania przed przyklejeniem obudowy.

Jeśli sygnał nie pojawia się po włączeniu urządzenia:

1. Sprawdź połączenia lutowane i upewnij się, że tranzystory PNP i NPN oraz diody Zenera znajdują się we właściwych miejscach i we właściwej orientacji.
2. Podłącz zasilanie do przedwzmacniacza lub zasilacza 24 V...48 V DC



Przykładowa konfiguracja mikrofonu pomiarowego z naszymi poprzednimi projektami, Super Codec i Przyrządem do testowania głośników



Okablowanie gniazda XLR w wersji SMD mikrofonu



Zmontowane skalibrowane mikrofony pomiarowe w obudowach miedzianych i plastikowych

eprasa.pl 29e0fc3bc0

z szeregowymi rezystorami o tej samej rezystancji na liniach gorącej i zimnej (+ i –). Użyj rezystorów 6,8 kΩ dla zasilania 48 V lub 1,5 kΩ dla 24 V. W takim zastosowaniu:

a. Sprawdź napięcie na rezystorach po stronie mikrofonu. Powinno wynosić ponad 10 V, przy czym napięcia te powinny być mniej więcej równe. Jeśli tak nie jest, sprawdź zwarcia i popraw lokalizację elementów na płycie.
b. Sprawdź napięcie na diodzie Zenera zasilacza, ZD2. Powinno być bliskie 6,8 V. Sprawdź napięcie na kolektorach Q1 i Q2, które powinno być znacznie powyżej 10 V. Jeśli nie, sprawdź napięcia na bazach tych tranzystorów. Sprawdź również, czy w każdym z nich spadek napięcia baza-emiter jest równy 0,6 V.
c. Sprawdź, czy zainstalowałeś rezystor R14 (lub R8, jeśli używasz mikrofonu „Linkwitz Mod”), ale nie oba.
d. Sprawdź napięcie na pinie 2 złącza CON2, wyjściu mikrofonu elektretowego dla trybu dwuprzewodowego. Powinno być nieco niższe niż 6,8 V, a jeśli użyjesz oscyloskopu, powinieneś zobaczyć sygnał mikrofonu. Jeśli nie, sprawdź, czy mikrofon jest podłączony we właściwy sposób. Sprawdź również, czy nie ma zwarć.
e. Jeśli nadal nie ma sygnału, ale napięcia DC na wejściu i na mikrofonie elektretowym są prawidłowe, sprawdź napięcie na bazie tranzystora NPN Q3. Powinno wynosić około 1,9 V, a napięcie na jego emiterze około 1,3 V. Napięcie na jego kolektorze powinno wynosić około 3,9 V. Jeśli zmierzone wartości są nieprawidłowe, sprawdź, czy został zamontowany właściwy tranzystor.

Korzystanie z plików kalibracyjnych

Pliki kalibracyjne dla wszystkich sprzedawanych przez nas mikrofonów elektretowych są dostępne do pobrania za pośrednictwem linków w produktach sklepu. Mikrofon zostanie dostarczony w torebce z numerem. Poszukaj plików oznaczonych tym numerem a następnie pobierz odpowiadający mu plik.

Każdy plik kalibracyjny jest powiązany z konkretnym modelem mikrofonu elektretowego. Nie można ich używać do podobnych mikrofonów i oczekiwać poprawnych rezultatów.

Zaczynające się od numeru seryjnego mikrofonu pliki (rozszerzenie FRD), to pliki w formacie Speaker Workshop. Można je zaimportować do programu Speaker Workshop i wybrać jako kalibrację mikrofonu. Każdy plik zawiera 4096 wierszy z wartościami częstotliwości, wzmocnienia i fazy (fazy są ustawione na zero).

Wartość 0 dB w plikach kalibracyjnych równa się –40,3 dBV/Pa. Biorąc pod uwagę, że 1 Pa to 94 dB SPL, oznacza to, że 0 dB to 53,7 dB SPL. Udanych pomiarów. ■

Phil Prosser

Czym jest „Linkwitz Mod”?

W większości elektretowych mikrofonów pojemnościowych są stosowane tranzystory FET w konfiguracji ze wspólnym źródłem. W takim układzie źródło jest podłączone do obudowy mikrofonu elektretowego, a rezystor 2,2 kΩ połączony szeregowo z drenem stanowi obciążenie, na którym generowane jest napięcie wyjściowe.
Linkwitz wpadł na pomysł, że jeśli przeciąć pin źródła FET i masę (ścieżka, która jest dostępna na zewnątrz mikrofonu elektretowego), możliwe jest przeorganizowanie obwodu jako wtórnika źródłowego. Taki układ ma mniejsze wzmocnienie, ale uzyskiwany jest znacznie większy zapas dynamiki.
Przetestowaliśmy go przy użyciu naszych mikrofonów i stwierdziliśmy, że wszystkie elementy korekcji częstotliwości pozostają prawidłowe. Taka modyfikacja jest naprawdę bardzo skomplikowana i łatwo jest uszkodzić mikrofon. Uważamy, że jest to rozwiązanie dla „zaawansowanych użytkowników” i można je wypróbować po nabraniu wprawy w wykonywaniu pomiarów.
W Internecie można znaleźć różne informacje na ten temat. Na początek polecamy stronę internetową Siegfrieda Linkwitza: www.linkwitzlab.com/images/graphics/microph1.gif.



Fotografia 4. Płytka SMD pasuje do obudowy markera po jej uprzednim rozebraniu i wyczyszczeniu. Złącze XLR będzie wymagało odcięcia wypustu za pomocą cążek bocznych, aby umożliwić przylutowanie do płytki drukowanej



Fotografia 5. Zmontowany mikrofon w obudowie Biro, gotowy do wciągnięcia ECM i przyklejenia do końcówki

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip:
https://www.siliconchip.com.au/Shop/8/6753
https://www.siliconchip.com.au/Shop/8/6754

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

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

REKLAMA

Publikujemy dla projektantów i programistów elektroniki
ELPORTAL.pl

eprasa.pl 29e0fc3bc0



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



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

BESTSELLERY sklepu AVT – sklep.avt.pl

Mikroskopy cyfrowe dla elektroników

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

-3%

Rabat dla Prenumeratorów EdW
przy zakupie podaj numer prenumeraty

-6%



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



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



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



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

Prosty generator sygnałowy DDS

Zaawansowany generator sygnałowy DDS z modulacją AM i FM, którego projekt opublikowałem w Silicon Chip w maju 2022 r. (EdW 1/2025), to przyrząd bardzo przydatny, ale do niektórych zadań „aż za dobry”. Generator przedstawiony w niniejszym artykule wytwarza jedynie podstawowy sygnał testowy 10 Hz...25 MHz. Do wielu zastosowań to wystarcza, a sam generator jest poręczny, tani i prosty w budowie.



Generator ten zbudowałem, ponieważ do mojego Q-Metera (Silicon Chip, styczeń 2023; www.siliconchip.au/Article/15613) potrzebowałem źródła sygnału o częstotliwości 100 kHz...25 MHz i poziomie około 0 dBm. Wielu z Was ma już zapewne odpowiedni generator sygnałowy, taki jak ten, o którym wspominałem na początku (www.siliconchip.au/Article/15306). Postanowiłem jednak zbudować nowy generator, prostszy, który spełni zadanie, a będzie miał minimalną liczbę elementów i niższą cenę.

Najrozsądniejszą opcją jest generator DDS. Dobrym układem scalonym DDS jest Analog Devices AD9834, ale kosztuje 27 dolarów – nie licząc kosztu dostawy. O wiele bardziej sensowny jest zakup gotowego modułu. Moduł kosztuje mniej i zawiera już większość niezbędnych towarzyszących elementów. Użycie takiego modułu odciąża projektanta od żmudnej pracy.

Sporo odpowiednich modułów DDS można znaleźć na AliExpressie i innych podobnych portalach. Ja użyłem moduł ze strony www.siliconchip.au/link/abjo i mogę go polecić.

Przypis redaktora: moduł spod podanego linku nie jest oferowany w Polsce. Na AliExpressie są inne typy modułów z AD9834. Moduł taki jak użyty w projekcie znaleziono na stronie sklepu Fruugo.pl (https://www.fruugo.pl/search/?q=ad9834) i na Amazonie (https://www.amazon.pl/generatora-generator-sinusoidalne-trójkąty-kwadratowych/dp/B08FX1B4TP).

Moduł sam z siebie nie robi nic. Ma 10-pinowe złącze, przez które należy go zasilić i sterować. Zaprojektowanie układu sterującego zajęło mi tylko chwilę. Układ zawiera mikrokontroler z małym wyświetlaczem pokazującym częstotliwość oraz pokrętło do jej ustawiania. Użyłem tego samego wyświetlacza i takiego samego wzornictwa jak w przypadku miernika Q-Meter, poprzedniego projektu generatora sygnału oraz innych podobnych projektów.

Szczegóły układowe

Schemat układu pokazano na **rysunku 1**. Mikrokontroler IC1 to układ ATmega168 lub ATmega328 w obudowie DIP o 28 wyprowadzeniach. Szybkość działania nie jest krytyczna, więc używam wewnętrznego generatora zegarowego RC 8 MHz i kwarc zewnętrzny nie jest potrzebny. Wyświetlacz jest tego samego typu, co w innych moich projektach – OLED o rozdzielczości 128×64 px, oparty na SSD1306. Częstotliwość jest zmieniana enkoderem obrotowym z wbudowanym przyciskiem.

Mikrokontroler odświeża zawartość wyświetlacza poprzez dwuprzewodową magistralę I²C z rezystorami podciągającymi o typowych wartościach 4,7 kΩ. Zaciski enkodera obrotowego są podciągane do „plusa” również przez rezystory 4,7 kΩ i mają kondensatory 100 nF i 470 nF, tłumiące drgania styków. Różne stałe czasowe ułatwiają mikrokontrolerowi niezawodne wykrywanie obrotów enkodera.

Generator może być zasilany z dowolnego zasilacza wtyczkowego 5 V, ale ponieważ pobór prądu nie jest duży, zdecydowałem się użyć dwóch ogniw AA i impulsowego stabilizatora podwyższającego („boost”) REG1, wytwarzającego napięcie 4,4 V DC. Zastosowałem ten sam układ scalony – MCP1661 lub MP1541 – którego użyłem w moim mierniku LC (Silicon Chip, listopad 2022 r.; www.siliconchip.au/Article/15543; EdW 7/2025).

Dlaczego 4,4 V a nie 5 V? Dzięki temu pobór prądu jest nieco niższy, co wydłuża żywotność baterii. Stabilizator impulsowy działa, dopóki każde z ogniw AA daje napięcie nie niższe niż 1 V. Napięcie wyjściowe stabilizatora jest wyznaczone przez stosunek rezystorów 330 kΩ i 120 kΩ w obwodzie sprzężenia zwrotnego. Stabilizator utrzymuje potencjał pinu FB na poziomie 1,25 V. A ponieważ 1,25 V·(330 kΩ/120 kΩ+1)=4,4 V, więc po załączeniu zasilania napięcie na katodzie D1 będzie rosło, aż osiągnie 4,4 V, a następnie REG1 będzie dostosowywał swój cykl pracy, aby poziom ten utrzymać. Wyłącznik zasilania (S1) znajduje się na płytce, co ułatwia budowę układu.

Moduł AD9834 jest zasilany i sterowany przez IC1 poprzez 10-stykowe złącze CON1. Moduł ma wbudowany oscylator 75 MHz, więc maksymalna częstotliwość wyjściowa (częstotliwość Nyquista) wynosi połowę tej wartości, tj. 37,5 MHz, lepiej jednak pracować z niższymi wartościami. Jako górną granicę wybrałem 25 MHz.

Jeśli chodzi o zakres dolny, to Q-Meter wymaga minimalnej częstotliwości 100 kHz, ale moduł AD9834 może wytwarzać częstotliwości począwszy nawet od 1 Hz. Zdecydowałem, że sensowna granica dolna to 10 Hz, dzięki czemu generator obsługuje pełen zakres częstotliwości akustycznych.

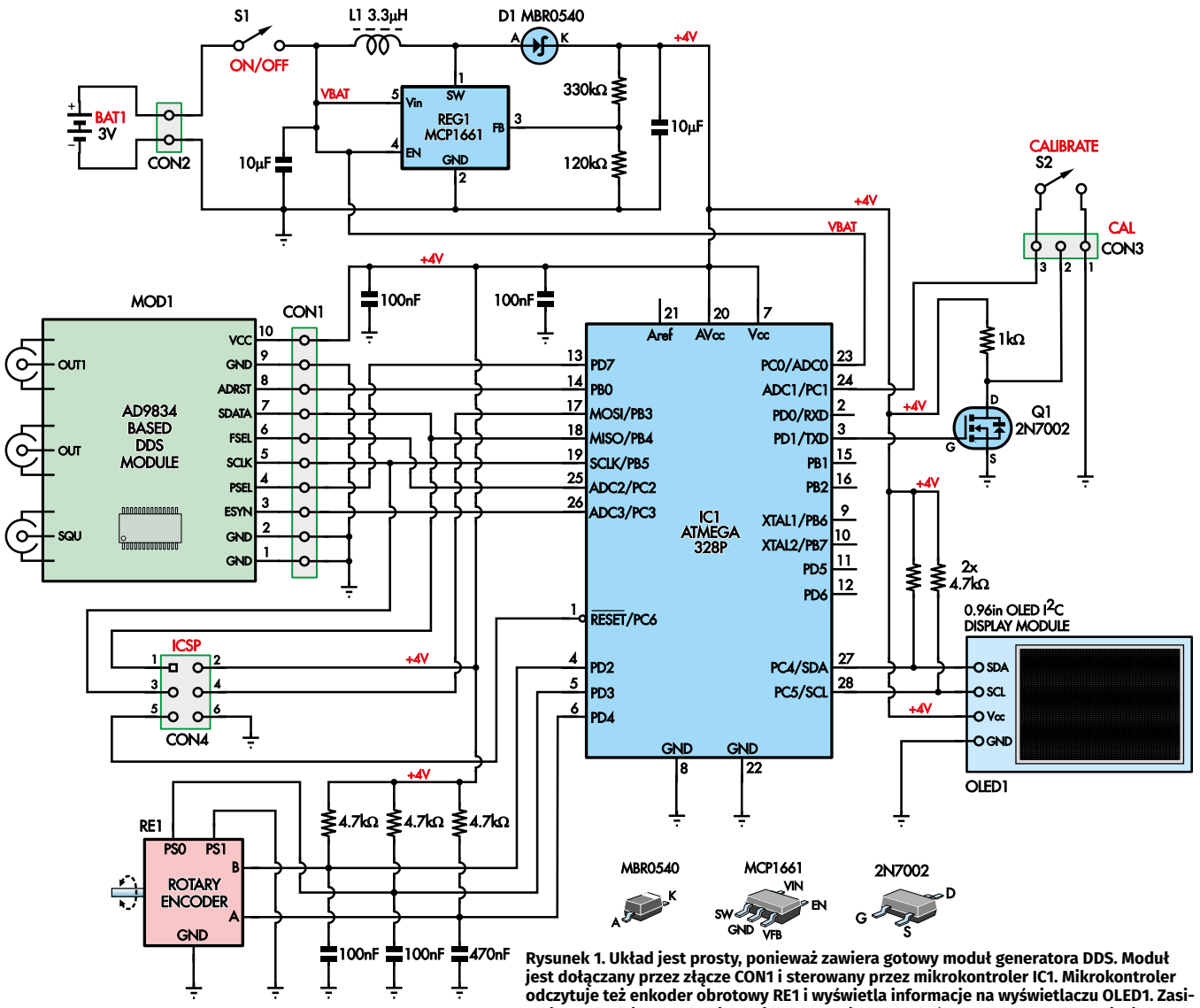
Rozdzielczość generatora sygnału wynosi 1 Hz. Naciskanie przycisku enkodera powoduje przełączanie między wielkościami kroku 1 Hz, 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz i 1 MHz. Po włączeniu zasilania obowiązuje domyślny krok 1 MHz.

CON4 to standardowe dla mikrokontrolerów AVR gniazdo „goldpin” o sześciu wyprowadzeniach w rastrze 2,54 mm. Jeśli zostanie zamontowane, umożliwi programowanie IC1 „w układzie”. Jest też opcjonalny szeregowy interfejs uruchomieniowy na złączu CON3. Jeśli interfejs nie będzie używany, można nie montować MOSFETa Q1 i jego rezystora podciągającego 1 kΩ. Samo złącze CON3 powinno zostać zamontowane, ponieważ jest używane również do uruchamiania kalibracji poprzez zamknięcie wyłącznika S2 lub zwarcie styków 1 i 3 złącza.

Pasmo przenoszenia sygnału wyjściowego

Gdy już działał program sterujący, zmierzyłem poziom wyjściowy generatora w funkcji częstotliwości (wykres czerwony

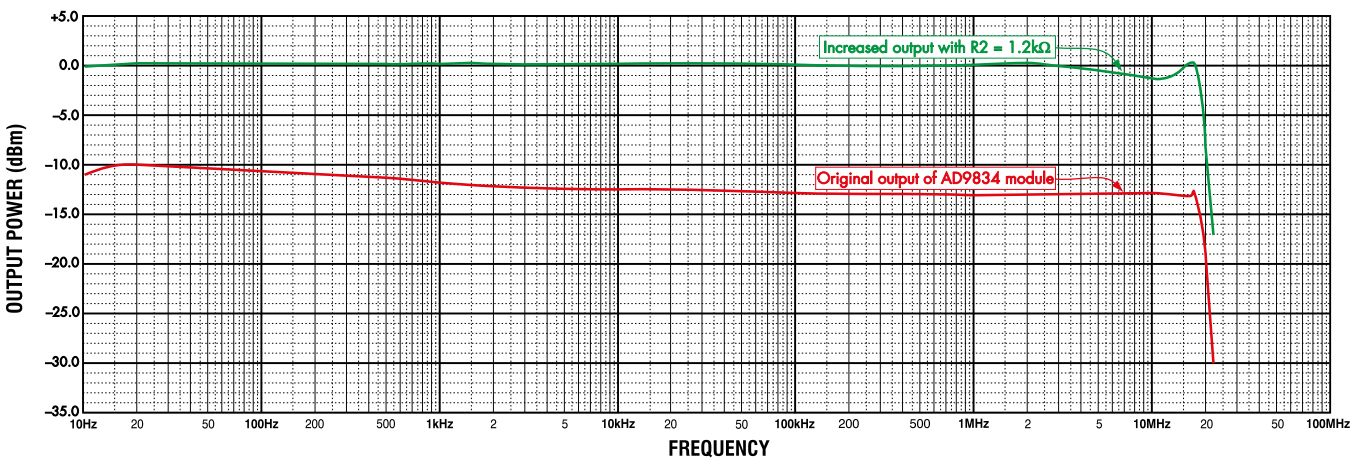
eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 1. Układ jest prosty, ponieważ zawiera gotowy moduł generatora DDS. Moduł jest dołączany przez złącze CON1 i sterowany przez mikrokontroler IC1. Mikrokontroler odczytuje też enkoder obrotowy RE1 i wyświetla informacje na wyświetlaczu OLED1. Zasilanie pochodzi z pary ogniw AA i przetwornicy REG1, która wytwarza stałe napięcie 4,4 V

na **rysunku 2**). Ujawniły się dwa problemy. Po pierwsze, poziom wyjściowy wynosił około –11 dBm, był więc zbyt niski. Po drugie, powyżej 18 MHz poziom gwałtownie spadał.

Poziom wyjściowy jest w module DDS ustawiany przez jeden rezystor – R2 – którego wartość standardowo wynosi 6,8 kΩ. Zmieniłem go na 1,2 kΩ i poziom wyjściowy wzrósł do prawie 0 dBm, co widać na rysunku 2 na zielonym wykresie w płaskiej jego części. Rezystor jest typu SMD M1608/0603, ale będzie również pasował rezystor większy, M2012/0805.



Rysunek 2. Charakterystyka częstotliwościowa generatora z oryginalnym rezystorem R2 (wykres czerwony) i z wartością zmienioną (wykres zielony)

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Moc wyjściową zmierzyłem na trzy sposoby i wyniki nie całkiem się ze sobą zgadzały. Najbardziej wiarygodną metodą jest pomiar oscyloskopem napięcia międzyszczytowego z obciążeniem rezystorem w.cz. o wartości dokładnie 50 Ω. W taki właśnie sposób sporządziłem wykresy z rysunku 2. Inne metody wykorzystywały analizator widma tinySA lub układ scalony Analog Devices AD8318. Obydwie te metody dawały wartości od 1 dBm do 4 dBm niższe.

Wciąż pozostawał jednak problem zakresu częstotliwości powyżej 18 MHz, gdzie gwałtownie obniżał się poziom. Ktoś, dla kogo pasmo 18 MHz byłoby wystarczające, mógł sobie darować dalsze zmiany w układzie. Ja jednak zdecydowałem, że pasmo przenoszenia warto poprawić.

Jeśli spojrzycie na zdjęcia, zauważycie, że na każdym z dwóch wyjść modułu jest filtr dolnoprzepustowy (LPF), składający się z trzech cewek i trzech kondensatorów. Możemy przesunąć częstotliwość odcięcia filtrów do 35 MHz, zastępując L4...L6 i C7...C9 elementami o innych wartościach.

Cewki mają rozmiar M2012/0805, a kondensatory są typu SMD M1608/0603, ale również tutaj pasują kondensatory M2012/0805. Nowy filtr dolnoprzepustowy Czebyszewa 5. rzędu pokazano na **rysunku 3**. Zauważmy, że w tej topologii filtru nie jest potrzebny kondensator C8. Nową charakterystykę częstotliwościową generatora przedstawia **rysunek 4**. Przypis redaktora: należy zwrócić uwagę, że zakres tego wykresu wynosi tylko 4 dB zamiast 40 dB jak na rysunku 2. Filtr na drugim wyjściu można pozostawić bez zmian, ponieważ wyjście to jest nieużywane.

Teoretycznie częstotliwość odcięcia powinna wynosić 35 MHz, lecz w praktyce spadek charakterystyki występuje już przy 25 MHz. Przyczyną jest stosunkowo niska dobroć cewek SMD Coilcraft, których użyłem. Przy 25 MHz cewka 820 nH ma dobroć 23, cewka 1,5 µH ma dobroć 10, a cewka 1,8 µH – 15. Nie są to zbyt imponujące wartości!

Przetestowałem kilka innych cewek SMD, które rzekomo miały wyższą dobroć, ale w praktyce sprawiły, że poziom wyjściowy był nieco niższy. Można zatem użyć cewek Coilcraft. Na wypadek gdyby nie można ich było dostać, lista elementów zawiera kilka zbliżonych alternatyw, które mogą być łatwiejsze do zdobycia.

Harmoniczne

Tak jak w każdym systemie DDS, sygnał wyjściowy generatora nie jest czysty i zawiera liczne dodatkowe składowe. Są one pokazane na **wykresach 1...3**. Spośród pięciu częstotliwości, dla których mierzyłem widmo (5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 20 MHz i 25 MHz), najczystszy sygnał dały 15 MHz i 25 MHz, ponieważ stanowią one odpowiednio jedną piątą i jedną trzecią częstotliwości zegara taktującego. W ich przypadku jedynymi prążkami widma były harmoniczne częstotliwości podstawowej. Przy wszystkich pozostałych częstotliwościach występowały liczniejsze prążki, ale były na ogół o ponad 20 dB słabsze od częstotliwości znamionowej. Widma dla 15 MHz i 20 MHz, nie pokazane tutaj, mają wykresy podobne do wykresu 2.

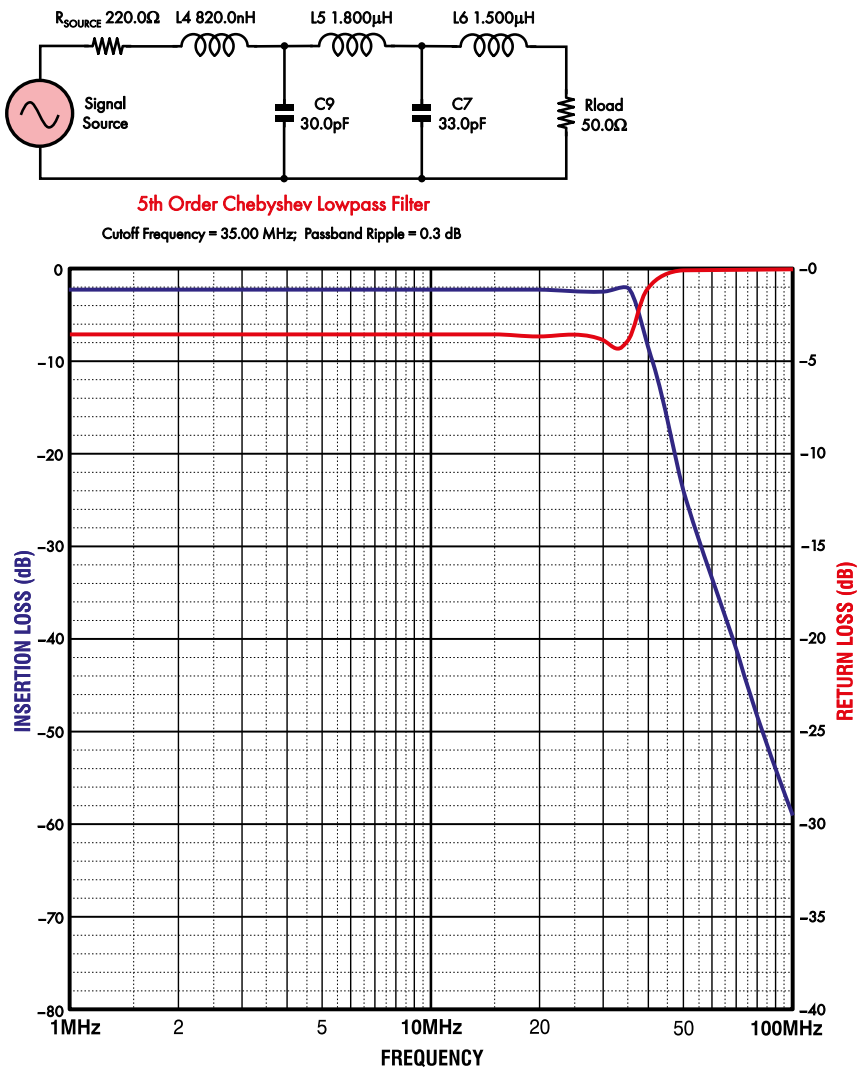
Obudowa

Użyłem obudowy Altronics Cat H0321 z ABS-u, o wymiarach 105×75×40 mm, z przezroczystą pokrywką. Można użyć obudowy Altronics Cat H0323, która jest głębsza (55 mm). W płytszej obudowie (H0321) na uchwyt baterii jest miejsce tylko po lewej stronie. W obudowie większej (H0323) można go przymocować do części dolnej. Dalszą zaletą większej obudowy jest wystarczająco dużo miejsca, aby pomieścić potencjometr regulacji poziomu wyjściowego (zakres od około –23 dBm do 0 dBm). Zostanie to szczegółowo opisane na końcu artykułu. W obudowie mniejszej też można zmieścić mały potencjometr (o rozmiarze 9 lub 10 mm), ale w większej obudowie jest więcej możliwości wyboru miejsca dla niego.

Oprócz modułu AD9834 w obudowie są dwie płytki drukowane. Jedna zawiera układ sterujący, a druga to panel przedni z wycięciem na wyświetlacz i z dwoma otworami na wyłącznik i wałek strojenia. Panel ten jest dobrze dopasowany do górnej części obudowy i jest mocowany przez nakrętkę na wałku wyłącznika.

Konstrukcja

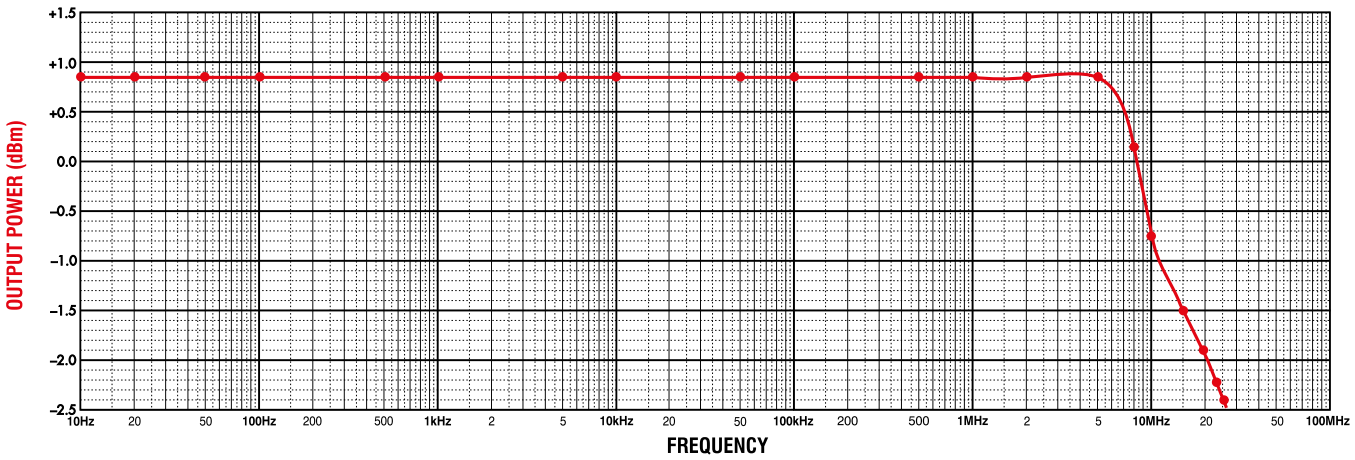
Część sterująca jest umieszczona na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach



Rysunek 3. Nowy dolnoprzepustowy filtr Czebyszewa daje znacznie bardziej płaską charakterystykę amplitudową niż ten, który standardowo jest w module

eprasa.pl 29e0fc3bc0

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



Rysunek 4. Zmierzona charakterystyka amplitudowa nowego filtra. Nie jest ona tak dobra, jak oszacowanie na rysunku 3 (ze względu na zbyt małą dobroć cewek), ale i tak wystąpiła ogromna poprawa w stosunku do oryginału. Oceniamy, że charakterystyka byłaby znacznie bardziej płaska po użyciu lepszych elementów

59×65 mm (kod CSE221001), przymocowanej do przezroczystej pokrywy w przeciwległych rogach dwiema śrubami z łbem stożkowym.

W pokrywie należy wywiercić sfazowane otwory na te śruby. Najlepszym sposobem na zaznaczenie otworów jest umieszczenie wewnątrz pokrywy, po prawej stronie, pustej płytki drukowanej i użycie jej jako szablonu do zaznaczenia otworów na wyłącznik, wałek enkodera i dwa otwory montażowe po przekątnej.

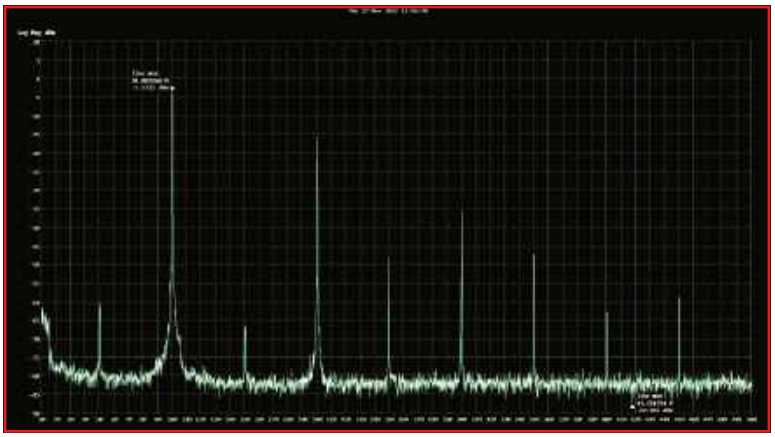
Po wywierceniu otworów można zmontować płytkę sterującą (**rysunek 5**), zaczynając od elementów do montażu powierzchniowego. Wszystkie rezystory i kondensatory mają wymiary 2,0×1,2 mm, więc nie są zbyt trudne do przylutowania. Pewnej ostrożności wymaga jednak 5-pinowy układ SOT-23 (stabilizator REG1) ze względu na małe odstępy między pinami.

Przy lutowaniu REG1 bardzo pomocna będzie pasta topnikowa. Nakładamy niewielką ilość pasty na pady, a następnie umieszczamy na nich układ scalony i przylutowujemy jeden z pinów po stronie z dwoma pinami, nakładając niewielką ilość lutowia na czysty grot lutownicy i dotykając nim zarówno pinu, jak i pada. Sprawdzamy, czy wszystkie pozostałe piny są umieszczone równo nad padami. Jeśli nie, ponownie podgrzewamy pin i delikatnie poprawiamy położenie układu. Kiedy układ już leży równo, nabieramy na grot trochę więcej cyny i po dodaniu odrobiny topnika w postaci pasty lutujemy trzy piny z drugiej strony układu. Sprawdzamy, czy między nimi nie ma zwarć. Jeśli są, dodajemy więcej topnika, a następnie usuwamy nadmiar lutowia plecionką lutowniczą. Na koniec przylutowujemy ostatni pin.

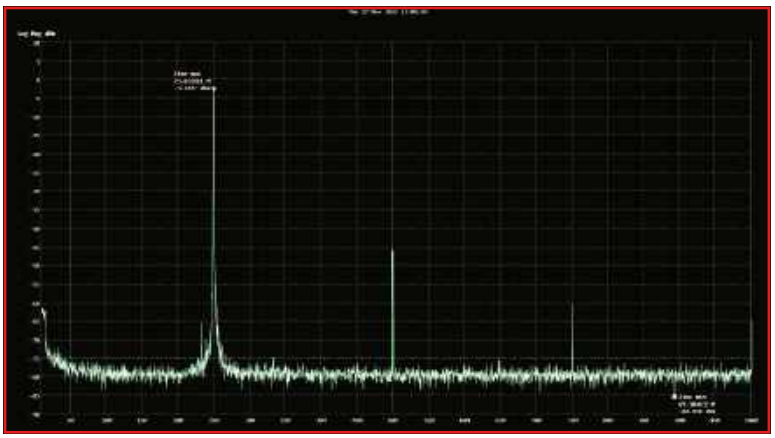
Następnie można zamontować u góry płytki wszystkie elementy przewlekane. Wyświetlacz OLED wtykamy w 4-pinowe gniazdo i mocujemy śrubami 16 mm przez tulejki dystansowe



Wykres 1
5 MHz

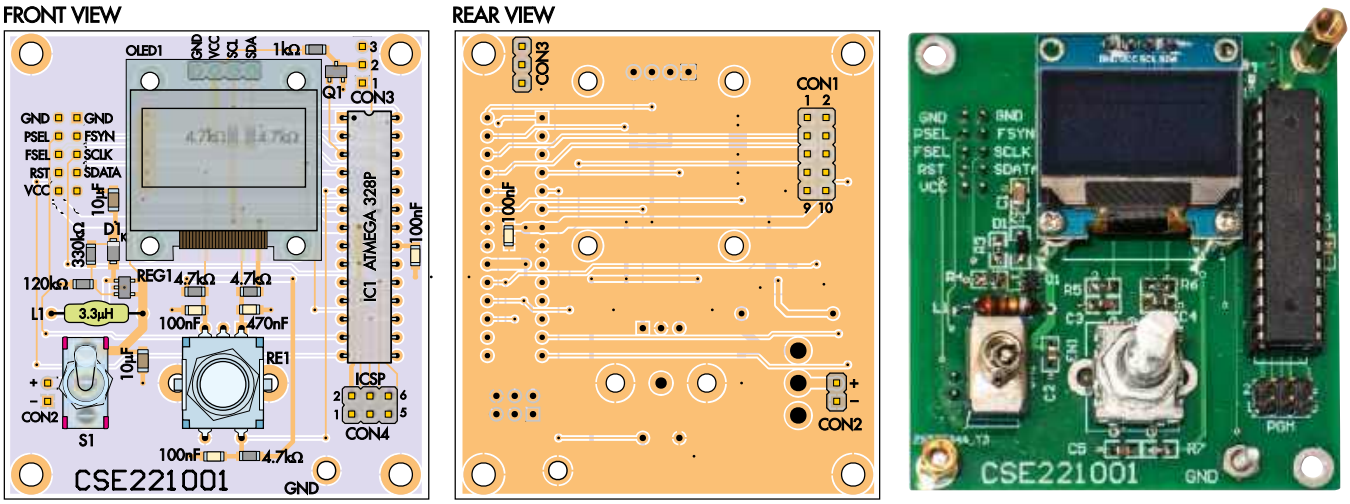


Wykres 2
10 MHz



Wykres 3
25 MHz

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 5. Elementy na płytce sterownika montujemy według rysunku. Zwróćcie uwagę, że pod wyświetlaczem OLED znajdują się dwa rezystory 4,7 kΩ, a jeden kondensator 100 nF jest na spodzie płytki drukowanej

8 mm. W zależności od typu OLED śruby mogą mieć średnicę 2 mm lub 2,5 mm. Na ogół pasują tu śruby M2. Aby wyświetlacz znajdował się na odpowiedniej wysokości, ostrożnie zsuwamy plastikowy korpus 4-pinowego złącza na wyświetlaczu i przycinamy piny, dopasowując je do głębokości gniazda na płytce. Do mikrokontrolera ATmega stosujemy podstawkę DIL 28. Na koniec montujemy trzy złącza na spodniej stronie płytki. Tranzystor Q1 i powiązany z nim rezystor 1 kΩ można pominąć, jeśli nie będziemy używać funkcji uruchomieniowych łącza szeregowego.

Jeśli mikrokontroler zakupicie w sklepie internetowym Silicon Chip, to będzie on już zaprogramowany. Teoretycznie można go do płytki przylutować bezpośrednio. Użycie podstawki ułatwi jednak jego wymianę, jeśli zajdzie taka potrzeba.

Jeśli macie niezaprogramowany mikrokontroler, najłatwiej będzie go zaprogramować „w układzie" przez złącze CON4. Potrzebny będzie programator szeregowy Atmel. W roli programatora można użyć Arduino. Najpierw w środowisku Arduino IDE przesyłamy kod ArduinoISP do płytki Arduino, która będzie używana jako programator. Następnie podłączamy sygnały od złącza CON4 do 6-pinowego gniazda programowania na Arduino, pomijając sygnał RST na pinie 5. Sygnał ten w przypadku używania Arduino Uno dołączamy do pinu cyfrowego D10.

Teraz można zaprogramować mikrokontroler plikiem HEX ze strony internetowej Silicon Chip. Używamy bezpłatnego programu AVRDUDE (obsługiwanego przez wiersz poleceń w Windows i Linuksie) lub AVRDUDESS (interfejs graficzny, Windows). Wybieramy jako programator „Arduino" i prędkość transmisji 19 200. Sprawdzamy, czy wybraliśmy właściwy port COM (ten, którego używa płytka programatora Arduino) oraz prawidłowy typ układu docelowego (ATmega168, ATmega328 itp.).

Modyfikacje modułu DDS

Najpierw należy wylutować i usunąć z płytki małe elementy SMD oznaczone jako L4...L6 i C7...C9. Można to zrobić standardową lutownicą, chwytając element solidną pęsetą i naprzemiennie podgrzewając wyprowadzenia z jednej i drugiej strony, jednocześnie delikatnie ciągnąc element, aż oderwie się od płytki. Przed wykonaniem tej czynności dobrze jest zwykle nanieść lutownicą na każde z wyprowadzeń trochę nowej cyny.

Gdy wymienione elementy zostaną usunięte, nanosimy niewielką ilość topnika na każdy pad, kładziemy na pady plecionkę lutowniczą i dociskamy ją lutownicą. Gdy będzie wystarczająco gorąca, zsuwamy ją z pada. To powinno usunąć wszystko oprócz bardzo cienkiej warstwy lutowia. Czyścimy pozostałości topnika środkiem do czyszczenia topnika lub czystym alkoholem i niestrzępiącą się szmatką lub wacikiem.

Następnie można zamontować wszystkie nowe elementy: L4=820 nH, L5=1,8 µH, L6=1,5 µH, C7=33 pF i C9=30 pF. Na padach po C8 nie dajemy żadnego kondensatora. Pamiętajmy, że jedna z wymienionych cewek jest otwarta z jednej strony i powinna być umieszczona tą stroną w kierunku płytki drukowanej. Pozostałe cewki i kondensatory mogą być zamontowane z dowolną orientacją.

Kabel

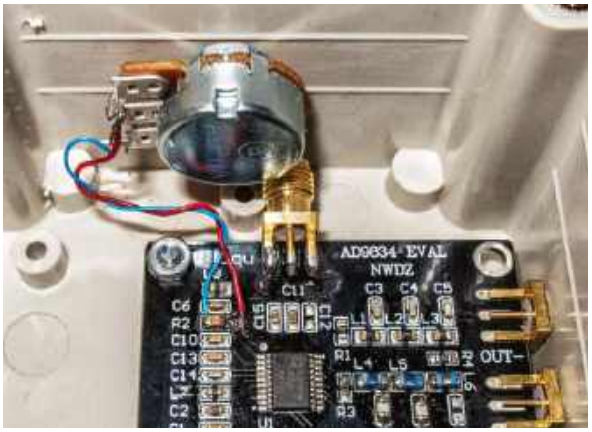
Oba moduły łączy krótki 10-żyłowy płaski kabel taśmowy ze złączami IDC na obu



Zdjęcie przedstawia prawie wszystkie elementy generatora sygnału, z wyjątkiem elementów zmienionych w module DDS

eprasa.pl 29e0fc3bc0





W module AD9834, w celu zwiększenia częstotliwości odcięcia filtru do 35 MHz, zostały wymienione cewki L4...L6 i kondensatory C7... C9. Poziom wyjściowy generatora jest regulowany dzięki wymianie rezystora R2 na potencjometr

końcach. Złącza IDC należy zacisnąć w sposób pokazany na **rysunku 6**. W razie wątpliwości należy sprawdzić zdjęcia. Złącze na kablu można zacisnąć imadłem, o ile jego szczęki są idealnie równe. Lepiej jest jednak użyć dedykowanego narzędzia do zaciskania złączy IDC, np. Altronics T1540.

Na płytkach nie ma miejsca na zaciski odciążające, więc należy je zdjąć, jeśli złącza są w nie wyposażone.

Testowanie

Przed zamontowaniem urządzenia w obudowie należy je wstępnie przetestować. W tym celu podłączamy baterię i załączamy urządzenie. Na wyświetlaczu OLED powinien pojawić się komunikat początkowy z numerem wersji. Po dwóch sekundach pojawi się częstotliwość, krok jej ustawiania i napięcie baterii. Domyślna częstotliwość po włączeniu zasilania to 10 MHz, a krok to 1 MHz.

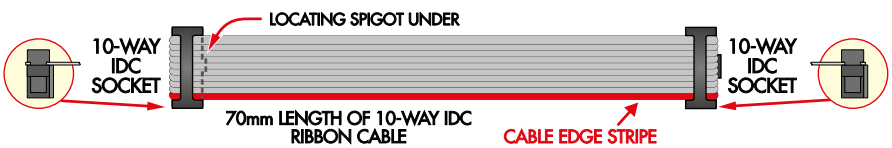
Na pinie 7 lub 20 układu IC1 sprawdzamy napięcie VCC. Powinno być bliskie 4 V. Jako potencjału odniesienia do pomiaru (GND) można użyć oznaczonej podkładki w pobliżu dolnej krawędzi płytki drukowanej.

Obracanie pokrętłem powinno zwiększać i zmniejszać częstotliwość. W przypadku niektórych typów enkodera kierunek zmian może być odwrotny. Jeśli tak jest, wtykamy zworkę między piny 4 i 6 złącza programowania CON4. Jeśli złącze to nie jest wlutowane, można wlutować je całe ewentualnie przylutować tylko między wymienionymi pinami krótkie końcówki na zworę.

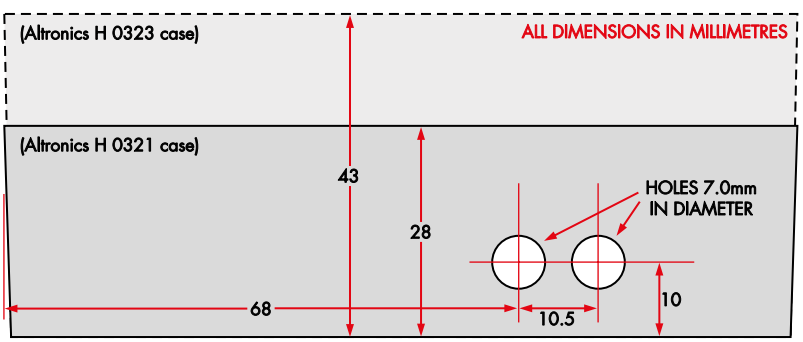
Oprogramowanie określa kierunek działania enkodera na podstawie poziomu wejścia cyfrowego PORTB.3. Włożenie zworki między piny 4 i 6 złącza CON4 powoduje połączenie tego wejścia z masą.

Jeśli wszystko jest w porządku, wyłączamy zasilanie i podłączamy moduł AD9834, uważając na orientację płaskiego kabla i upewniając się, że na obu jego końcach pin 1 trafia do masy. Po załączeniu zasilania na module powinien się zaświecić zielony LED.

Sprawdzamy moc wyjściową sygnału na każdym ze złącz SMA miernikiem mocy w.cz. lub oscyloskopem. Wyjście za filtrem wymaga obciążenia rezystancją 50 Ω. Bez niej mogą wystąpić pewne zniekształcenia przebiegu wyjściowego.



Rysunek 6. Kabel taśmowy jest łatwy do zrobienia. Należy się jedynie upewnić, że styki są całkowicie wsunięte w plastikową obudowę, w przeciwnym razie może dojść do nieprawidłowych połączeń



Rysunek 7. Miejsca wiercenia otworów na złącza SMA z boku obudowy

Montaż końcowy

Płytkę sterującą mocujemy do przezroczystej pokrywy na przeciwległych rogach w wykonanych wcześniej otworach, używając śrub i gwintowanych tulei dystansowych M3 o długości 12 mm.

Moduł AD9834 mocujemy do dolnej części obudowy śrubami i nakrętkami CSK M2/M2,5×12 mm z podkładkami dystansowymi 5 mm. Najpierw należy wywiercić z boku dwa otwory na złącza SMA (**rysunek 7**). Złącze fali prostokątnej, nie używane w tym projekcie, nie będzie dostępne.

Następnie wsuwamy moduł i używamy go jako szablonu do zaznaczenia położenia dwóch otworów w dolnej części. Wiercimy otwory o średnicy 2,0 mm lub 2,5 mm (dopasowane do średnicy śrub) i fazujemy je od spodu.

Kalibracja

Dokładność ustawiania częstotliwości wyjściowej zależy od dokładności częstotliwości oscylatora 75 MHz na module. Stwierdziłem, że przy 10 MHz błąd wynosi około 140 Hz. W wielu zastosowaniach, takich jak sterowanie Q-Metera, nie ma to większego znaczenia. Istnieje jednak wbudowana procedura kalibracji.

Ustawiamy częstotliwość na wyświetlaczu na dokładnie 10 MHz i miernikiem częstotliwości mierzymy faktyczną częstotliwość

eprasa.pl 29e0fc3bc0

sygnału wyjściowego. Włączamy wyłącznik S2 lub wkładamy zworkę w piny 1–3 złącza CON3 i obracamy pokrętło strojenia aż odczyt na mierniku częstotliwości wyniesie 10 MHz ±1 Hz, po czym pokrętło naciskamy. Spowoduje to wyznaczenie współczynnika korekcji i zapisanie go w pamięci EEPROM. Będzie on odczytywany każdorazowo po załączeniu zasilania.

Ponieważ oscylator kwarcowy 75 MHz nie ma kompensacji temperaturowej, można oczekiwać, że jego częstotliwość będzie nieznacznie dryfować, ale błąd częstotliwości przy 10 MHz prawdopodobnie utrzyma się w zakresie ±20 Hz. Od czasu do czasu, w miarę starzenia się oscylatora kwarcowego, może być konieczna ponowna kalibracja.

Żywotność baterii

Napięcie nowych, lub mających wciąż dobrą pojemność ogniw alkalicznych AA wynosi około 3,2 V. Pobór prądu wynosi wtedy 80 mA i wraz ze spadkiem napięcia baterii wzrasta, ponieważ stabilizator impulsowy utrzymuje stałe napięcie wyjściowe. Gdy napięcie baterii spada do 2,7 V, natężenie prądu rośnie do około 95 mA.

Najlepsze alkaliczne ogniwa AA mają pojemność 3000 mAh, ale wartość ta dotyczy niewielkiego obciążenia. Przy poborze prądu jak w układzie można oczekiwać pojemności rzędu 2000 mAh. Daje to oczekiwany czas pracy około 20 godzin.

Regulacja poziomu wyjściowego

Q-Meter, w zależności od ustawień i wartości elementów, może być wybredny, jeśli chodzi o poziom sygnału wejściowego. Czasami wartość 0 dBm jest zbyt wysoka. Można dać tłumiki zewnętrzne, ale to komplikuje konfigurację.

Poziom wyjściowy jest na module DDS ustawiany przez rezystor R2. Pomyślałem więc: dlaczego nie użyć w jego miejsce potencjometru? Gdyby był on dołączony na długich przewodach, mógłby zbierać zakłócenia, które modulowałyby amplitudę sygnału na wyjściu. Jeśli jednak przewody będą krótkie, problem raczej nie wystąpi.

Na zdjęciach widać, jak zrobiłem to w prototypie. Zacząłem od zastąpienia R2 kondensatorem SMD 100 nF M2012/0805, który zapewnił filtrowanie zakłóceń oraz zrealizował mechaniczną podstawę dla przewodów łączących.

Do jednego końca tego kondensatora dołączamy rezystor SMD 1,2 kΩ M2012/0805, a następnie krótkimi przewodami podłączamy potencjometr 50 kΩ. Używamy wyprowadzeń ślizgacza oraz lewego krańca ścieżki oporowej.

Potencjometr montujemy po prawej stronie obudowy, aby przewody były jak najkrótsze. Lutując przewody do modułu DDS zachowujemy szczególną ostrożność, aby zapobiec uszkodzeniu padów SMD.

Przy maksymalnej rezystancji potencjometru napięcie wyjściowe wynosi około 22 mVpp, co odpowiada około –29 dBm. Przy minimalnej rezystancji sygnał wyjściowy jest bliski 0 dBm. Nie zaobserwowałem żadnych oznak występowania szumu w sygnale wyjściowym.

W przypadku stosowania regulacji napięcia wyjściowego użycie większej obudowy (H0323) daje więcej możliwości. Można dać potencjometr o średnicy korpusu 16 mm, 10 mm lub 9 mm. W przypadku użycia mniejszej obudowy tylko potencjometr 9 mm lub 10 mm ma jakąkolwiek szansę, by się w niej zmieścić. ■

Charles Kosina

Wykaz elementów:

* = elementy zmienione na module DDS
1 dwustronna płytka drukowana, 59 × 65 mm; kod CSE221001
1 czarna płytka drukowana (panel przedni), 77,5 × 64 mm, 1 mm grubości; kod CSE220902B
1 wyświetlacz OLED 0,96 cala, sterownik zgodny z SSD1306 (OLED1) [SC6176]
1 moduł generatora sygnału DDS na AD9834 (MOD1) [AliExpress, Amazon, fruugo.pl]
1 enkoder obrotowy do montażu pionowego, z przyciskiem, wałek o długości 20 mm (RE1) [SC5601]
1 obudowa ABS 105×75×40 mm lub 105×75×55 mm [Altronics H0321 lub H0323].
1 cewka w.cz. 3,3 µH, wyprowadzenia osiowe (L1)
1 cewka SMD 820 nH, M2012/0805, Q = 100 @ 25 MHz (L4 na MOD1) [Coilcraft 0805HP-821XJRC lub Vishay Dale IMC0805ER-R82J01] *
1 cewka SMD 1,8 µH, M2012/0805, Q ≈ 40 @ 25 MHz (L5 na MOD1) [Coilcraft 0805CS-182XJRC lub Murata LQW21HN1R8J00L] *
1 cewka SMD 1,5 µH, M2012/0805, Q ≈ 40 @ 25 MHz (L6 na MOD1) [Coilcraft 0805CS-152XJRC lub Murata LQW21HN1R5J00L] *
1 koszyk baterii 2×AA z przewodami (BAT1)
2 ogniwa alkaliczne AA
1 złącze 2×5 pinów (CON1)
1 dwustykowe złącze polaryzowane z pasującą wtyczką i kontaktami (CON2)
1 trójstykowe złącze polaryzowane z pasującą wtyczką i kontaktami (CON3)
1 złącze 2×3 pin do programowania mikrokontrolera (CON4; opcjonalne)
1 zworka (do ustawiania kierunku RE1; opcjonalna)
1 czterostykowe złącze żeńskie (do OLED1)
2 przełączniki SPDT na obudowę, ze stykami na przewody (S1 i S2; S2 – opcjonalny, do kalibracji)
1 28-stykowa podstawka DIL (do IC1)
2 10-pinowe złącza zaciskane IDC

Okablowanie i mechanika
1 pokrętło do RE1
2 tuleje dystansowe M3 × 12 mm
2 śruby z łbem walcowym M3 × 6 mm
2 śruby z łbem stożkowym M3 × 6 mm
2 śruby z łbem stożkowym M2,5 lub M2 × 12 mm
2 śruby z łbem walcowym M2,5 lub M2 × 16 mm
4 nakrętki sześciokątne M2,5 lub M2
2 tulejki dystansowe, średnica wewnętrzna 3 mm, długość 8 mm, bez gwintu
2 tulejki dystansowe, średnica wewnętrzna 3 mm, długość 5 mm, bez gwintu
1 10-żyłowy kabel taśmowy, długość 70 mm
1 dwustronna taśma klejąca (do umocowania koszyka baterii)

Półprzewodniki
1 mikrokontroler ATmega168P lub ATmega328P, zaprogramowany wsadem CSE22100A.HEX (IC1)
1 stabilizator podwyższający MCP1661T-E/OT lub MP1541DJ-LF-P, SOT-23-5 (REG1)
1 N-kanałowy MOSFET małosygnałowy 2N7002, SOT-23 (Q1; opcjonalny, dla interfejsu uruchomieniowego)
1 dioda Schottky MBR0540 50 V 500 mA, SOD-123 (D1)

Kondensatory (wszystkie ceramiczne SMD, rozmiar M2012/0805, chyba że zaznaczono inaczej)
1 szt. 30 pF 50 V C0G/NP0 (C9 na MOD1) *
1 szt. 33 pF 50 V C0G/NP0 (C7 na MOD1) *
4 szt. 100 nF 50 V X7R
1 szt. 470 nF 6,3 V X7R
2 szt. 10 µF 6,3 V X5R lub X7R

Rezystory (wszystkie 1% SMD M2012/0805, chyba że zaznaczono inaczej)
1 szt. 1 kΩ (opcjonalny, dla interfejsu uruchomieniowego)
5 szt. 4,7 kΩ 1 szt. 120 kΩ 1 szt. 330 kΩ

Dodatkowe elementy w przypadku regulacji poziomu wyjściowego
1 kondensator ceramiczny SMD 100 nF 50 V X7R M2012/0805
1 rezystor SMD 1,2 kΩ 1% M2012/0805
1 potencjometr liniowy 50 kΩ na obudowę [Altronics R2245 lub Jaycar RP8516].
1 krótki odcinek cienkiego przewodu w izolacji (np. odciętego od kabla taśmowego)

KIT (SC6656) – $100 + P&P. Zestaw zawiera wszystkie elementy z wyjątkiem obudowy, baterii i opcjonalnego potencjometru 50 kΩ.

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie: https://www.siliconchip.com.au/Shop/8/6654

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

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

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Kamera termowizyjna na Raspberry Pi Pico

Kamera termowizyjna na podczerwień pozwala wykrywać miejsca cieplejsze lub chłodniejsze od otoczenia. Jest to bardzo przydatne narzędzie do diagnozowania gorących punktów w układach elektronicznych, które mogą świadczyć o uszkodzeniu elementu lub o potrzebie zastosowania radiatora. Profesjonalne kamery termowizyjne są zwykle drogie, jednak opisana w artykule wersja DIY jest łatwa do wykonania i znacznie tańsza.



Kamery termowizyjne IR mają wiele zastosowań poza już wymienionymi. Jest to na przykład sprawdzanie przegrzewających się łożysk mechanicznych lub identyfikowanie obszarów utraty ciepła w budynku.

Panasonic produkuje czujnik podczerwieni AMG8833 („Grid-EYE"), który wykrywa emisje podczerwieni na 64-pikselowej matrycy 8×8. Ma on wbudowany interfejs szeregowy I²C, dzięki któremu może łatwo współpracować z Raspberry Pi Pico z systemem operacyjnym PicoMite.

Obiekty emitują energię podczerwoną proporcjonalnie do ich temperatury. Emisja energii rośnie wraz z temperaturą, zwiększa się również częstotliwość. W przypadku bardzo gorących obiektów widmo emisji rozciąga się do zakresu widzialnych długości fal, dlatego gorące obiekty świecą. Mierząc tę energię, możemy uzyskać całkiem dobre pojęcie o temperaturze. Istnieją jednak pewne pułapki, o których wspomnimy później.

W przypadku czujnika Grid-EYE każdy piksel ma kąt widzenia około 7,5°, więc całkowity kąt widzenia czujnika wynosi 60° (7,5°×8). Każdy piksel ma tolerancję ±2,5°C, gdy spełnione są warunki pracy zgodne ze specyfikacją. Błąd ten możemy zminimalizować poprzez kalibrację czujnika, co zostało opisane w dalszej części.

Może ponadto występować „szum" losowy w zakresie do ±2,5°C na piksel. Aby go zmniejszyć, czujnik jest używany w trybie obliczania średniej ruchomej, w którym przy częstotliwości odświeżania ustawionej na 10 Hz uśredniane są dwa odczyty, a przy częstotliwości odświeżania wynoszącej 1 Hz następuje odświeżanie 20 odczytów.

Jeśli nieprzetworzone dane wyjściowe czujnika Array Sensor są wyświetlane bezpośrednio na ekranie LCD, wydają się bardzo „blokowe". Mimo to, obraz można łatwo przeskalować przy użyciu techniki zwanej interpolacją dwuliniową, aby uzyskać wrażenie większej liczby punktów danych. Kamera termowizyjna PicoMite może skalować obraz o współczynnik dwa, cztery lub dziewięć. Współczynniki te zostały wybrane, ponieważ najlepiej wykorzystują szerokość ekranu.

Poniżej wyświetlacza obrazu termicznego znajduje się odczyt tekstowy pokazujący maksymalną, minimalną i średnią temperaturę oraz bieżący tryb pracy.

Jak już wspomniano, czujnik matrycowy może próbkować z prędkością 10 FPS (klatek na sekundę) lub 1 FPS. Pierwsza z nich jest najbardziej odpowiednia dla szybko zmieniających się obiektów, podczas gdy druga lepiej wygładza losowe szumy w czujniku, zapewniając bardziej stabilne i dokładne dane wyjściowe.

Interpolacja dwuliniowa

Interpolacja dwuliniowa polega na narysowaniu wyimaginowanej linii prostej między dwoma punktami danych, a następnie wygenerowaniu nowych punktów danych pomiędzy nimi, które leżą na tej linii. Jest to prosta technika, która daje znacznie gładszy wynik niż bardziej podstawowa technika „najbliższego sąsiada", która daje obraz blokowy.

Bardziej skomplikowane schematy interpolacji, takie jak interpolacja trójliniowa, dwusześcienna, Lanczosa lub anizotropowa, wymagają znacznie bardziej złożonych obliczeń niż interpolacja dwuliniowa. W tym przypadku ich zalety są niewielkie. Interpolacja dwuliniowa zapewnia nam najlepszą poprawę w porównaniu z brakiem filtrowania przy bardzo niewielkim obciążeniu procesora.

Emisyjność obiektu

Problemem w przypadku kamer termowizyjnych jest różna emisyjność obiektów. Idealnym emiterem podczerwieni jest „ciało doskonale czarne" ze 100-procentową emisją/absorpcją promieniowania elektromagnetycznego.

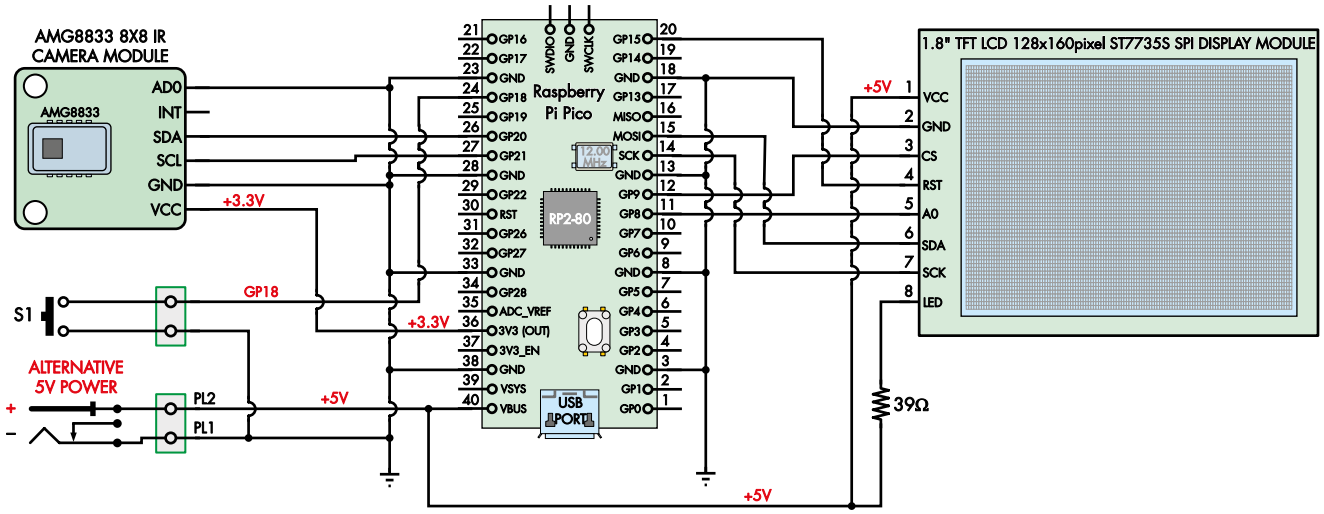
Błyszczące obiekty, takie jak lustra, mają emisyjność bliższą 0%. Jeśli skierujesz na nie termometr IR lub kamerę, zmierzysz temperaturę obiektu, który lustro odbija, a nie samego lustra.

Na szczęście, wiele elementów elektronicznych ma ciemne kolory i emisyjność na poziomie wyższym niż 90%, więc kamera termowizyjna zmierzy ich temperaturę z dość dużą dokładnością. Ludzka skóra ma emisyjność 97%...99,9%, więc termometry na podczerwień również dobrze sprawdzają się do pomiaru naszej temperatury.

Nie jest to poważna wada, ale należy pamiętać, że pomiary temperatury metalowych obiektów za pomocą tej kamery IR mogą być niedokładne. Nie chodzi tylko o dobrze wypolerowane powierzchnie metalowe. Nawet szorstkie, utlenione aluminium ma emisyjność tylko około 20%, a wypolerowane powierzchnie metalowe zwykle poniżej 5%.

Znanym sposobem na obejście problemu związanego z emisyjnością podczas pomiaru temperatury błyszczących powierzchni (np. rur ze stali nierdzewnej) jest zastosowanie

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 1. Schemat kamery termowizyjnej, z matrycą czujników podczerwieni (MOD1) komunikującą się z Raspberry Pi Pico za pośrednictwem interfejsu I²C (SDA/SCL) i wyświetlaczem LCD sterowanym przez magistralę SPI (CS, SCK i MOSI). Ponadto układ zawiera przycisk do zmiany trybów (S1) i rezystor 39 Ω do ustawiania prądu podświetlenia LCD

matowej taśmy malarskiej, która ma lepszą emisyjność. Więcej informacji można znaleźć na stronie: https://w.wiki/6R6E.

Szczegóły schematu

Jak pokazano na **rysunku 1**, układ elektroniczny tego projektu jest stosunkowo prosty i składa się tylko z trzech modułów: czujnika podczerwieni, Raspberry Pi Pico z systemem operacyjnym PicoMite (MMBasic) oraz 1,8-calowego wyświetlacza SPI TFT LCD o rozdzielczości 128×160 pikseli z kontrolerem ST7735.

Matryca czujników jest podłączona do Pico za pośrednictwem interfejsu I²C, natomiast wyświetlacz LCD jest sterowany przez interfejs SPI. Jedyne elementy pasywne to przycisk do zmiany trybów i rezystor 39 Ω do ustawiania prądu, przy którym działa podświetlenie wyświetlacza. Wykorzystywane są następujące piny GPIO Pico:

- GP08: Dane LCD/sterowanie (D/C)
- GP09: Wybór układu LCD (CS)
- GP10: Zegar LCD SPI (SCK)
- GP11: Dane LCD SPI (MOSI)
- GP15: Reset LCD (RST)
- GP18: przycisk
- GP20: Dane AMG8833 I²C (SDA)
- GP21: Zegar AMG8833 I²C (SCL)

Trzy moduły, przycisk i rezystor są zamontowane na dwustronnej płytce drukowanej. Wyświetlacz jest zasilany napięciem 5 V DC z Pico. Na płytce Pico napięcie to jest obniżane przez stabilizator do 3,3 V. Napięcie 3,3 V zasila mikrokontroler RP2040 na płytce Pico i jest również dostępne poza płytką, gdzie zasila matrycę czujników podczerwieni AMG8833.

Czujnik matrycowy jest dostępny w wielu sklepach internetowych w postaci wstępnie zmontowanej na płytce drukowanej. W sklepach tych dostępny jest również wyświetlacz. Kilka sugerowanych linków zawarto w wykazie elementów.

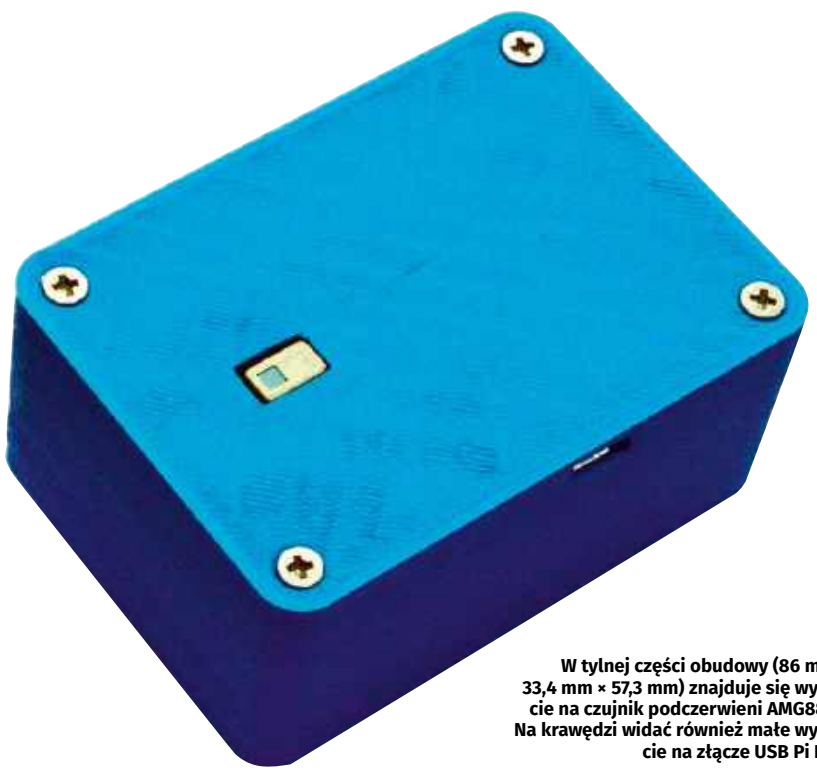
Prototyp był zasilany przez port USB w Pi Pico, ale na płytce PCB znajdują się również pady do zewnętrznego zasilania 5 V. W ten sposób kamera termowizyjna może być zasilana z baterii.

Przycisk jest podłączony tak, że po naciśnięciu zwiera pin GP18 do masy. Pico ma włączone wewnętrzne podciąganie do plusa zasilania, więc gdy przycisk nie jest naciśnięty, na GP18 panuje wysoki poziom logiczny i zmienia się w niski, gdy przycisk jest naciśnięty. W ten sposób można wykrywać zmiany stanu wejścia cyfrowego.

Działanie oprogramowania

Podstawowy przebieg programu jest następujący:

- inicjalizacja PicoMite, wyświetlacza LCD i matrycy czujników podczerwieni,



W tylnej części obudowy (86 mm × 33,4 mm × 57,3 mm) znajduje się wycięcie na czujnik podczerwieni AMG8833. Na krawędzi widać również małe wycięcie na złącze USB Pi Pico

eprasa.pl 29e0fc3bc0

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

- przywrócenie danych kalibracji i ostatnich ustawień przycisków.

Załadowanie widma kolorów z tabeli

Wejście do głównej pętli:

a. Odczytaj 64 piksele z czujnika i dostosuj wyniki za pomocą danych kalibracyjnych
b. Oblicz temperaturę maksymalną, minimalną i średnią
c. Konwertuj temperatury bezwzględne na punkty widma kolorów
d. Przeprowadź interpolację pośrednich wartości kolorów dla każdego wiersza przy użyciu interpolacji dwuliniowej
e. Przeprowadź interpolację pośrednich wartości kolorów dla każdej kolumny przy użyciu interpolacji dwuliniowej
f. Aktualizuj wyświetlacz
g. Sprawdź stan przycisku
h. Zastosuj opóźnienie w razie potrzeby

Powtarzaj powyższe punkty a...h w zamkniętej pętli.

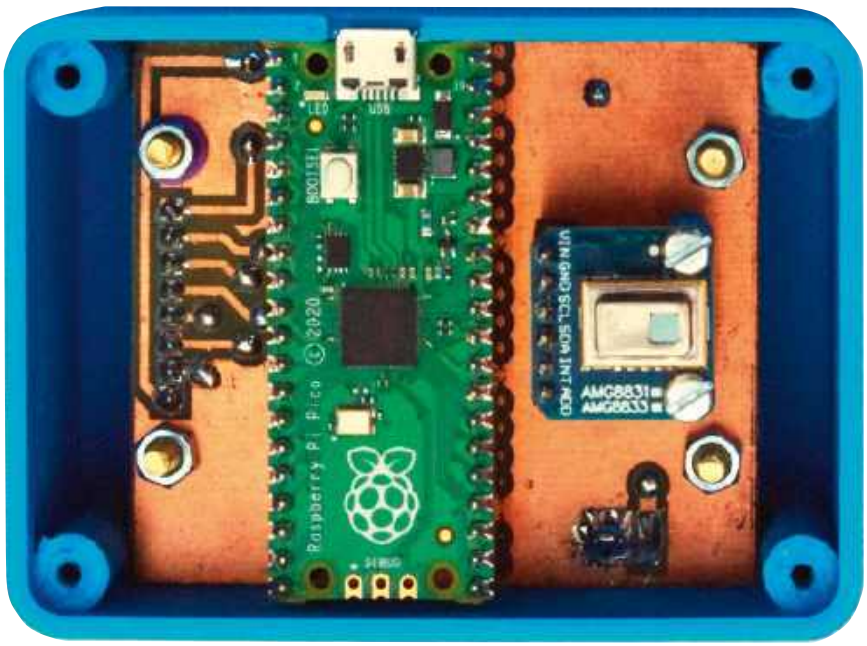
Ograniczenia wyświetlacza LCD

Chociaż wyświetlacz LCD jest teoretycznie standardowym elementem, wyświetlacze od różnych dostawców mogą różnić się w szczegółach. Jeden z testowanych wyświetlaczy miał odwrócone kolory czerwony i niebieski, podczas gdy w najnowszej partii występowały losowe piksele na dole i po prawej stronie ekranu. W rezultacie, aby umożliwić dostosowanie programu do podłączonego wyświetlacza zdefiniowano trzy stałe:

```
' Set to false for RGB displays and
true for BGR displays
Const BGR_display = False
' Some ST7735 displays have a pixel
alignment problem! Try = 2
Const HRES_offset = 0
' Some ST7735 displays have a pixel
alignment problem! Try = 1
Const VRES_offset = 0
```

Pomimo tego, że wyświetlacz ma rzekomo 65536 kolorów, w rzeczywistości nie może tak wielu wyświetlić. Po pierwsze, RGB(247,251,247) jest o jeden stopień poniżej bieli, ale wygląda znacznie ciemniej. Różnica między tym a następnym krokiem w dół, RGB(239,247,239), jest mniej zauważalna, podobnie jak każdy kolejny krok.

Im ciemniejsze wartości, tym mniejszy wpływ ma każdy krok. Kolor RGB(127,127,127) jest bardzo przyciemniony, a RGB(63,63,63) jest prawie czarny! Na podstawie tych obserwacji można powiedzieć, że wyświetlacz ma bardzo wysoką wartość parametru gamma.



Raspberry Pi jest montowany na w gniazdach na listwy goldpin, co ułatwia jego wymianę

W rezultacie trudno jest uzyskać więcej niż około 38 różnych kolorów w całym spektrum (nawet przy dobrej wyobraźni), a rozpiętość od żółtego przez zielony do cyjanu wydaje się szczególnie skompresowana! Ponadto wyświetlacz jest niezwykle wrażliwy na kąt widzenia i musi być oglądany na wprost, aby uzyskać pełne spektrum kolorów. W przeciwnym razie sąsiadujące kolory zlewają się ze sobą.

Budowa

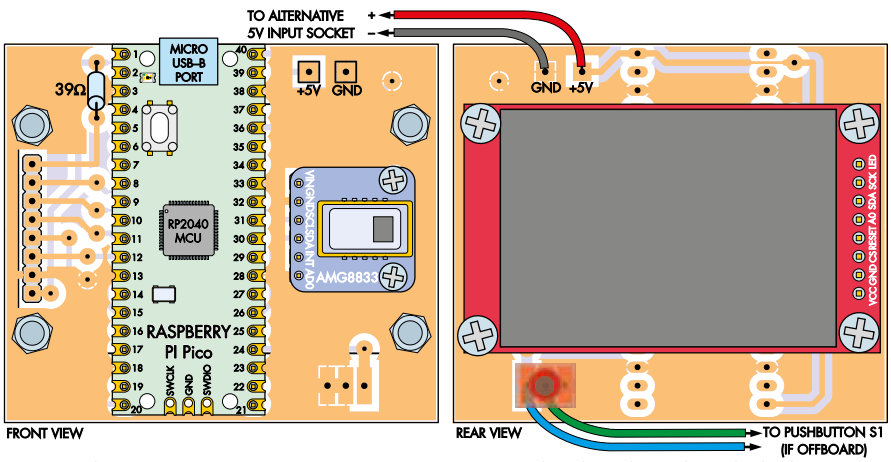
Kamera termowizyjna jest zbudowana na dwustronnej płytce drukowanej z kodem 04105231 o wymiarach 60 mm × 52,5 mm. Elementy są zamontowane tak, jak to pokazano **rysunkach 2** i **3**.

Na płytce znajduje się dziewięć otworów. Jeśli korzystasz z gotowego modułu (takiego jak sprzedawany przez Silicon Chip), będą one metalizowane. W przypadku samodzielnego wytrawiania płytki, te dziewięć otworów należy wywiercić i wlutować w nie krótkie przewody między górną i dolną warstwą w każdym miejscu.

Wyświetlacz LCD i przełącznik są zamontowane na spodzie płytki PCB, natomiast Pi Pico i czujnik podczerwieni znajdują się na górze.

Dla wygody trzy moduły można zamontować za pomocą złączy szpilkowych, zamiast lutowania bezpośrednio do płytki drukowanej. Jeśli nie masz 6-pinowych i 8-pinowych gniazd, możesz je wyciąć z dłuższych listew. Rezystor można zamontować na dowolnej stronie płytki.

Przełącznik to dwupinowy lub trzypinowy pionowy przycisk typu SIL, który



Rysunek 2 i 3. Elementy są zamontowane po obu stronach płytki. Po jednej stronie znajdują się Raspberry Pi Pico i czujnik podczerwieni, oba umieszczone w gniazdach. Wyświetlacz LCD, przycisk i rezystor są zamontowane po drugiej stronie, z tym, że rezystor może znajdować się na dowolnej stronie

eprasa.pl 29e0fc3bc0

jest lutowany bezpośrednio do płytki drukowanej. Alternatywnie, w obudowie wydrukowanej na drukarce 3D istnieje możliwość zamontowania innych typów przycisków pod wyświetlaczem LCD i podłączenia ich do padów na płytce za pomocą krótkich przewodów łączących.

Po podłączeniu do gniazda, czujnik podczerwieni jest przymocowany do płytki za pomocą dwóch śrub maszynowych M2,5 o długości 20 mm i nakrętek z wydrukowanymi techniką 3D elementami dystansowymi (**rysunek 4**) między płytką drukowaną a czujnikiem. Jeden z elementów dystansowych dla czujnika podczerwieni ma wycięcie dopasowane do elementu SMD obok otworu montażowego modułu.

Po podłączeniu matrycy czujników podczerwieni i wyświetlacza LCD do płytki drukowanej można umieścić Raspberry Pi Pico w jego gnieździe.

Obudowę można wydrukować w dwóch częściach (korpus i pokrywa), jak pokazano na **rysunku 5**. Pliki STL dla drukarki 3D (dostępne do pobrania ze strony siliconchip.com.au/Shop/6/202) są zoptymalizowane pod kątem wysokości warstwy 0,2 mm, grubości ścianki 0,4 mm i 100% wypełnienia.

Należy pamiętać, że pierwsza warstwa otworów na śruby jest wypełniona, ponieważ nadaje to przyjemniejszy wygląd przedniej i tylnej części obudowy – wystarczy je wywiercić po wydrukowaniu. Otwory w pokrywie są pogłębione pod górną warstwą i najlepiej je wyczyścić ręcznie wiertłem 8 mm...10 mm.

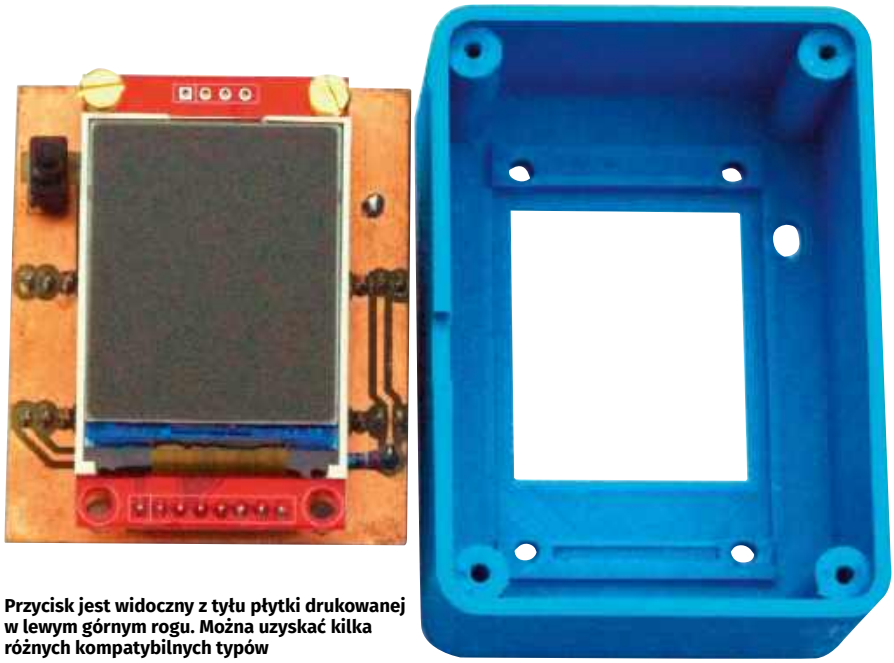
Zespół PCB jest utrzymywany w obudowie za pomocą czterech śrub maszynowych M3 o długości 25 mm i nakrętek, z wydrukowanymi w 3D przekładkami między wyświetlaczem a PCB na przeciwległym końcu do złącza. Najpierw należy umieścić wyświetlacz w obudowie, włożyć śruby maszynowe od przodu obudowy, umieścić tuleje dystansowe na śrubach, a następnie podłączyć płytkę drukowaną do wyświetlacza. Na koniec należy zabezpieczyć ją nakrętkami.

Ładowanie oprogramowania

Zakładam, że Czytelnicy są zaznajomieni z ładowaniem oprogramowania PicoMite. Opis znalazł się w artykule na temat PicoMite w numerze ze stycznia 2022 r. (siliconchip.au/Article/15177). W skrócie:

Pobierz system operacyjny PicoMite ze strony http://geoffg.net/picomite.html i rozpakuj plik.

Aby załadować system operacyjny do Pi Pico, podłącz kabel USB do komputera, przytrzymując biały przycisk.



Przycisk jest widoczny z tyłu płytki drukowanej w lewym górnym rogu. Można uzyskać kilka różnych kompatybilnych typów

Pi Pico pojawi się jako dysk USB. Skopiuj/przeciągnij plik PicoMitexx.xx.xx.uf2 na ten dysk.

Połącz się z portem szeregowym USB urządzenia PicoMite za pomocą preferowanego emulatora terminala szeregowego (np. TeraTerm lub PuTTY).

Po podłączeniu wprowadź kolejno każde z tych poleceń, ale pamiętaj, że wiele z nich resetuje Pi Pico, więc połączenie USB zostanie utracone i będzie musiało zostać przywrócone przed wprowadzeniem następnego:

```
OPTION RESET
OPTION CPUSPEED 252000
OPTION SYSTEM SPI GP10,GP11,GP12
OPTION LCDPANEL ST7735,RP,GP8,GP15,GP9
OPTION SYSTEM I²C GP20,GP21
```

Poniższe dwa polecenia są opcjonalne. Pierwsze informuje, co zostało skonfigurowane, a drugie pozwala sprawdzić, czy wyświetlacz LCD działa:

```
OPTION LIST
GUI TEST LCDPANEL
```

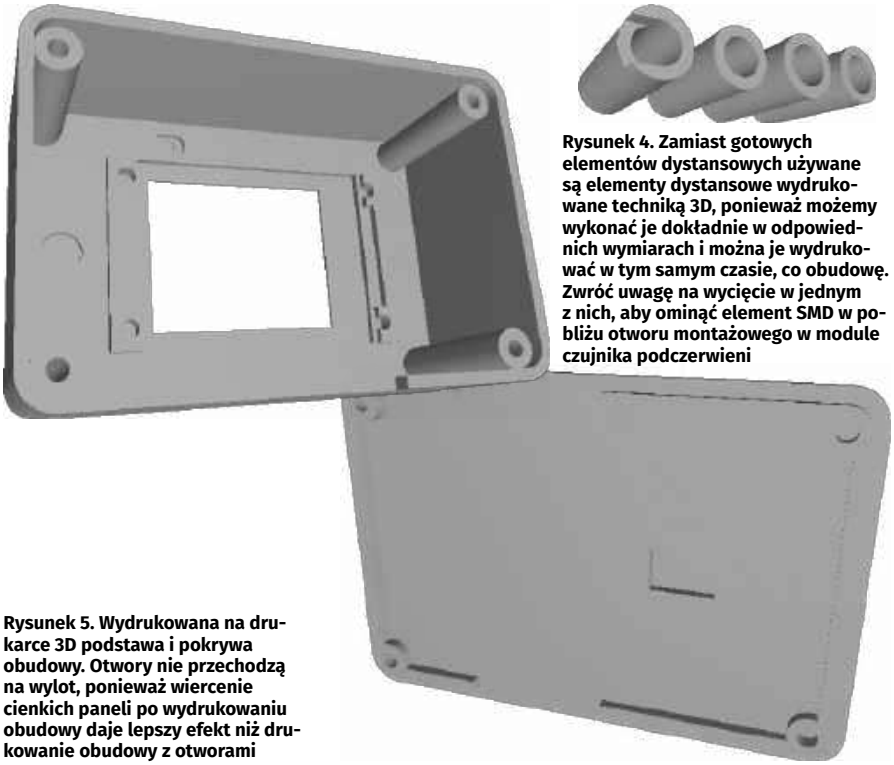
Na koniec załaduj plik „Thermal camera.bas” do urządzenia PicoMite, ponownie używając preferowanego emulatora terminala szeregowego lub programu MMEdit. Użyj poleceń „Autosave” lub „XMODEM receive”, w zależności od preferencji.

Jeśli wolisz pominąć większość powyższej sekwencji, możesz pobrać plik „Thermal camera (RGB).uf2” lub „Thermal camera (BGR).uf2” ze strony internetowej Silicon Chip i załadować go w trzecim kroku powyżej. Jest to równoznaczne z uruchomieniem wszystkich poleceń konfiguracyjnych i załadowaniem kodu BASIC. Jedyną różnicą między tymi dwoma plikami jest

Wykaz elementów:

1 dwustronne z kodem PCB 04105231, 60 mm × 52,5 mm
1 Raspberry Pi Pico
1 obudowa wydrukowana na drukarce 3D (korpus i pokrywa)
4 tuleje dystansowe wydrukowane w 3D
1 AMG8833 Moduł matrycy czujników podczerwieni Grid-EYE z kolejnością pinów VIN, GND, SCL, SDA, INT i ADO [AliExpress www.aliexpress.com/item/33012193094.html].
1 1,8-calowy wyświetlacz SPI LCD TFT 128×160 pikseli z kontrolerem ST7735 [Tempero Systems TS-S006. eBay, AliExpress www.aliexpress.com/item/1005003797803015.html {opcja 1,8 cala}].
1 subminiaturowy przełącznik przyciskowy chwilowy SPDT do montażu na płytce drukowanej (S1) [Altronics S1493 lub APEM TP32P0].
1 39 Ω 5% 1/4 W rezystor osiowy
2 20-pinowe złącza, raster 2,54 mm
2 20-stykowe gniazda główne o rozstawie 2,54 mm
1 8-stykowe gniazdo, raster 2,54 mm
1 6-stykowe gniazdo, raster 2,54 mm
2 śruby z łbem walcowym M2,5×20 mm i nakrętki sześciokątne
4 śruby z łbem walcowym M3×25 mm i nakrętki sześciokątne
4 wkręty samogwintujące z łbem stożkowym nr 2×6 mm

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 4. Zamiast gotowych elementów dystansowych używane są elementy dystansowe wydrukowane techniką 3D, ponieważ możemy wykonać je dokładnie w odpowiednich wymiarach i można je wydrukować w tym samym czasie, co obudowę. Zwróć uwagę na wycięcie w jednym z nich, aby ominąć element SMD w pobliżu otworu montażowego w module czujnika podczerwieni

Rysunek 5. Wydrukowana na drukarce 3D podstawa i pokrywa obudowy. Otwory nie przechodzą na wylot, ponieważ wiercenie cienkich paneli po wydrukowaniu obudowy daje lepszy efekt niż drukowanie obudowy z otworami

oczekiwana konfiguracja wyświetlacza LCD, więc jeśli wyświetlane kolory są nieprawidłowe, należy załadować drugi plik.

Opis działania

Przycisk ma następujące funkcje:

- krótkie naciśnięcie (poniżej 1,5 sekundy): przełącza współczynnik skalowania wyświetlacza na 1, 2, 4 i 9,
- długie naciśnięcie (ponad 1,5 sekundy): przełącza między 1 FPS a 10 FPS,
- bardzo długie naciśnięcie (ponad 10 sekund): wejście w tryb kalibracji.

Należy pamiętać, że częstotliwości odświeżania to czasy odświeżania czujnika, a nie ekranu. Przy 10 klatkach na sekundę czas aktualizacji ekranu jest dłuższy niż 1/10 sekundy dla współczynników skali 4 i 9. Przy współczynniku skali 4 wyświetlacz będzie aktualizowany co około 220 ms, a przy współczynniku skali 9 co 700 ms. Wynika to z faktu, że w przypadku wyższych współczynników skalowania wykonanie obliczeń interpolacji dwuliniowej zajmuje trochę czasu.

W trybie kalibracji czujnik jest ustawiony na 1 FPS, a 10 odczytów jest wykonywanych w okresie 10 sekund. Są one następnie uśredniane, a współczynniki korekcji dla każdego piksela są przechowywane w pamięci nieulotnej. Dobre wyniki uzyskuje się, trzymając czujnik idealnie nieruchomo 2...3 cm od białej kartki papieru.

Jeśli przycisk zostanie naciśnięty podczas kalibracji, zostanie ona przerwana, a współczynniki korekcji zostaną wyczyszczone. Przed wykonaniem kalibracji zalecamy pozostawienie czujnika przy włączonym zasilaniu na co najmniej minutę, aby ustabilizowały się warunki pracy.



Bardzo ważne jest, aby zakupić moduł z takim samym układem pinów wyjściowych, jak pokazany tutaj

Ulepszenia oprogramowania

W oprogramowaniu stałą „Fahrenheit” można ustawić na „true”, aby wyświetlać temperatury w stopniach Fahrenheita zamiast w stopniach Celsjusza.

Stała „Minimum_span” ustawia minimalny zakres temperatur dla wyświetlacza, gdy występują niewielkie zmiany temperatury na całym wyświetlaczu. Zapobiega to gwałtownym zmianom kolorów przy minimalnych zmianach temperatury. Niższe wartości sprawiają, że wyświetlacz jest bardziej czuły, gdy występuje prawie jednolity gradient temperatury.

Przyspieszenie częstotliwości odświeżania

Najnowsza wersja oprogramowania układowego PicoMite („PicoMiteV5.07.06.uf2”) umożliwia zwiększenie prędkości procesora ze starej maksymalnej prędkości 252000 do 378000. Osiąga się to wykonując polecenie:

```
Option CPUspeed 378000
```

Procesor jest teraz taktowany szybszym zegarem, co oznacza, że przy współczynniku skalowania 4 wyświetlacz będzie aktualizowany co około 165 ms zamiast 220 ms, a przy współczynniku skalowania 9 co 520 ms zamiast 700 ms. Należy jednak pamiętać, że jest to „podkręcanie” procesora RP2040 i możliwe, że nie będzie działać na każdej płycie lub w każdych warunkach. Mimo to większość modułów Pico powinna pracować z taką prędkością. ■

Kenneth Horton

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie: https://www.siliconchip.com.au/Shop/8/6757

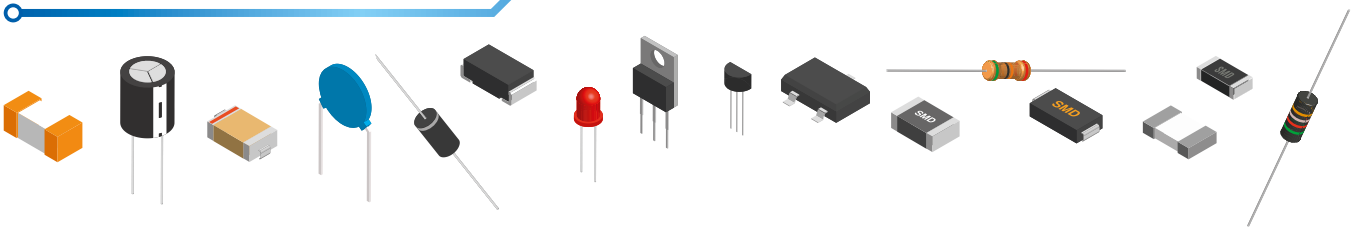
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

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

REKLAMA

Znajdziesz nas również na Facebooku:
facebook.com/ElportalPL

eprasa.pl 29e0fc3bc0



SMD Tweezers – kolejne wcielenie pęsety pomiarowej SMD, część 2

W poprzednim numerze czasopisma przedstawiliśmy projekt nowej pęsety pomiarowej SMD. W stosunku do poprzednich wersji dostępnych jest teraz wiele nowych funkcji. Pęseta w nowym wydaniu nie tylko mierzy elementy bierne, ale również może pracować jako woltomierz, sonda logiczna, prosty oscyloskop, generator przebiegu prostokątnego czy analizator transmisji szeregowej. Niniejsza, druga i ostatnia część artykułu zawiera wszystkie szczegóły dotyczące konstrukcji i użytkowania.

Układ pęsety jest prosty, a płytka drukowana ma zwartą konstrukcję. Nowe funkcje zawarte są w mocno rozbudowanym programie na 16-bitowy mikrokontroler PIC24 (w miejsce wcześniejszych, 8-bitowych układów PIC12 i PIC16). Rozwój oprogramowania stał się możliwy dzięki nieporównanie większemu rozmiarowi pamięci FLASH: 256 kB zamiast 7 kB. I to za jedyne kilka dolarów więcej!

Wprowadziliśmy tak wiele nowych funkcji i tak bardzo ulepszyliśmy istniejące, że wyjaśnieniu, jak z nich korzystać, trzeba było poświęcić znaczną część artykułu. Ale zanim do tych funkcji dojdziemy, musimy pęsetę poskładać. Elementy można skompletować samodzielnie, a mikrokontroler zaprogramować oprogramowaniem pobranym z naszej strony internetowej, lub też kupić kompletny zestaw z już zaprogramowanym układem.

Konstrukcja

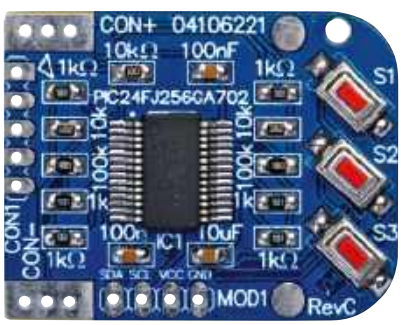
Podobnie jak we wcześniejszych wersjach pęsety, aby zachować zwartość konstrukcji używamy głównie elementów do montażu powierzchniowego. Podstawową zmianą w stosunku do poprzednich wersji jest to, że 28-pinowy mikrokontroler ma gęściej rozmieszczone piny niż używane wcześniej mikrokontrolery o 8 pinach. Niektóre elementy bierne są również nieco mniejsze. Do zbudowania układu potrzebna będzie pęseta (mechaniczna! przypis redaktora), pasta topnikowa, plecionka lutownicza oraz lupa.

Korzystajcie z pochłaniacza oparów lutowniczych lub, jeśli go nie macie, lutujcie na świeżym powietrzu. Obejrzyjcie **rysunki 5** i **6** (warstwa opisowa płytek) oraz zdjęcia pokazujące rozmieszczenie poszczególnych elementów.

W projekcie zastosowano mikrokontroler PIC24FJ256GA702 w obudowie SSOP-28 oraz elementy bierne w rozmiarze M2012 (0805). Odstępy między wyprowadzeniami są nieco mniejsze niż w używanych wcześniej obudowach SOIC-8 i M3216 (1206). Montaż pozostaje jednak w pełni możliwy – wymaga jedynie cierpliwości i lutownicy z cienkim grotem (może być też nieco grubszy, jeśli lutujący ma już pewną wprawę). Znacznie ułatwia pracę użycie pasty topnikowej.

Zaczynamy od montażu głównej płytki drukowanej. Najpierw przylutujcie mikrokontroler – to element o najmniejszym rozstawie wyprowadzeń. Najłatwiej lutować go przed montażem innych elementów, które mogłyby utrudniać dostęp grotem.

Nakładamy topnik na pady na płytce drukowanej, a następnie umieszczamy układ scalony na miejscu, upewniając się, że pin 1 zlokalizowany jest przy symbolu kropki. Oczyszczamy końcówkę lutownicy i dodajemy trochę świeżego lutowia, a następnie ostrożnie przylutowujemy tylko jeden pin i sprawdzamy przy użyciu lupy, czy wszystkie piny leżą równo na swoich padach i czy przylegają płasko do płytki drukowanej. W razie potrzeby korygujemy położenie, roztapiając lut i delikatnie przemieszczając układ. Idealne wyśrodkowanie go względem padów bardzo ułatwi nam życie. Teraz ostrożnie lutujemy

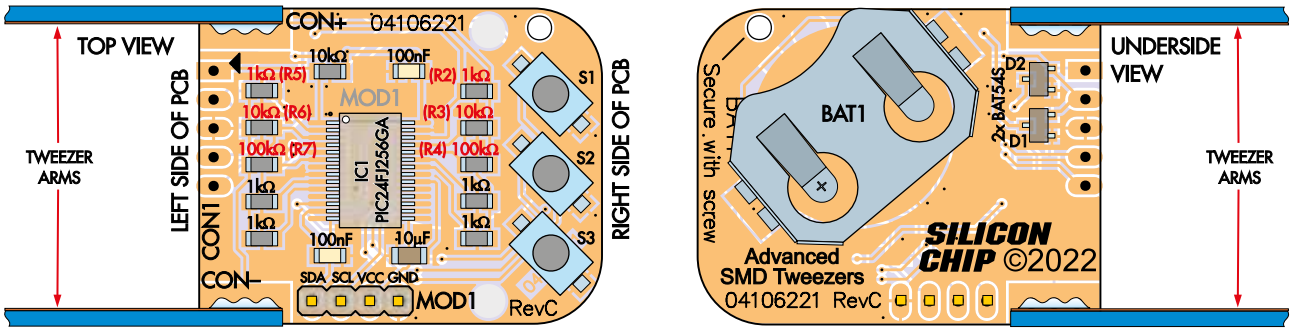






Pęseta składa się z głównej płytki drukowanej (góra i spód pokazane w powiększeniu) i dwóch płytek ramion (jedna pokazana poniżej; rozmiar rzeczywisty)

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 5 i 6. Pamiętajcie o zmierzeniu rezystancji rezystorów zaznaczonych na czerwono przed ich przylutowaniem oraz o dokładnym sprawdzeniu lutowania pod kątem zwarć zanim zostanie zamontowany wyświetlacz. Po jego zamontowaniu dotarcie do górnej części płytki głównej (po lewej) będzie wymagało dużo pracy. Mocowanie modułu wyświetlacza można poprawić kawałkiem sztywnego drutu przylutowanego do dużego pada w prawym górnym rogu (jasnoszare kółko). Gniazdo baterii i dwie diody podwójne znajdują się na spodniej stronie płytki (po prawej). Diody będą pasować tylko w jeden sposób, ale gniazdo baterii da się omyłkowo przylutować odwrotnie. Montujemy je zorientowane jak na rysunku, tak aby bateria wchodziła od strony krawędzi płytki drukowanej. Oba rysunki są przedstawione w powiększeniu 150%

każdy pin po kolei, trzymając grot lutownicy możliwie blisko padów, w razie potrzeby nanosząc na grot lutowie i czyszcząc go regularnie. Na piny można nałożyć więcej topnika.

Sprawdzamy, czy wszystkie piny są polutowane i czy nie ma zwarć. Jeśli są, kładziemy topnik i wyciągamy nadmiar lutowia plecionką. Napięcie powierzchniowe cyny powinno pozostawić niewielką, ale wystarczającą jej ilość między pinem a padem.

Jeśli wcześniej nie pracowaliście z tak małymi elementami, regularnie usuwajcie nadmiar topnika, co ułatwi Wam kontrolowanie efektów pracy. Po zakończeniu pracy nawet doświadczony montażysta powinien wszystko oczyścić i przez lupę sprawdzić, czy wszystkie piny są przylutowane do padów i czy nie ma zwarć, również takich niewidocznych na pierwszy rzut oka.

Na górnej stronie płytki drukowanej znajduje się 14 elementów biernych w rozmiarze M2012 (0805, 2 mm × 1,2 mm). Żaden z nich nie ma biegunowości. Rezystory zwykle mają nadrukowany kod określający ich wartość, natomiast kondensatory zazwyczaj są nieoznaczone. W razie wątpliwości warto pamiętać, że kondensator 10 µF będzie prawdopodobnie nieco grubszy od pozostałych.

Na pady wszystkich elementów nakładamy topnik. Przylutowujemy najpierw kondensator 10 µF. Podobnie jak w przypadku układu scalonego lutujemy najpierw jeden koniec, sprawdzamy, czy kondensator leży płasko i równo na padach, a następnie lutujemy drugą stronę. Poprawiamy połączenie z pierwszej strony, nakładając jeszcze trochę topnika i dotykając pad lutownicą. W ten sam sposób przylutowujemy dwa kondensatory 100 nF oraz wszystkie rezystory w miejscach pokazanych na rysunku 5.

Po drugiej stronie płytki drukowanej znajduje się tylko kilka elementów: dwie diody i gniazdo baterii, jak widać na rysunku 6. Najpierw lutujemy obie diody. Elementy w obudowach SOT-23, chociaż małe, są dość łatwe w montażu i będą pasować tylko przy prawidłowym zorientowaniu. Następnie montujemy gniazdo baterii. Upewniamy się, że szczelina jest skierowana w stronę krawędzi płytki drukowanej, jak pokazano na rysunku 6 i na zdjęciach. Aby połączenie było solidne mechanicznie, stosujemy dużą ilość lutowia.

Teraz dobrze by było oczyścić płytkę z wszelkich pozostałości topnika. Można w tym celu zanurzyć całą płytkę w rozpuszczalniku. Ważne, aby odbyło się to przed zamontowaniem przełączników, dzięki czemu rozpuszczalnik nie dostanie się do ich wnętrza. Rodzaj odpowiedniego rozpuszczalnika powinien być podany w karcie katalogowej topnika. W większości przypadków dobrze się sprawdza alkohol izopropylowy.

Po myciu czekamy, aż płytka drukowana dokładnie wyschnie. Pęseta mierzy stosunkowo duże rezystancje, a pozostałości topnika mogą wpływać na wynik pomiaru.

Teraz jest właściwy moment, aby dokładnie sprawdzić jakość lutowania małych elementów SMD, ponieważ po zamontowaniu wyświetlacza trudno będzie dokonać jakichkolwiek poprawek. Przyglądamy się, czy nie ma zwarć, i jeszcze raz sprawdzamy, czy układ IC1 jest właściwie zorientowany.

Następnie lutujemy trzy przyciski. Nie powinno to stwarzać trudności, ponieważ mają one stosunkowo duże pady. Pozostałości topnika można ostrożnie wyczyścić kawałkiem bawełny zamoczonym w rozpuszczalniku.

Kalibracja wstępna

Użyte standardowe rezystory 1% zapewniają wystarczająco duży poziom dokładności pęsety. Jeśli jednak macie dostęp do dobrego multimetru, możecie zmierzyć dokładne wartości sześciu rezystorów wzorcowych, co pozwoli potem skalibrować pomiar. Na rysunku 5 rezystory te zaznaczone zostały kolorem czerwonym. Są to rezystory o wartościach 1 kΩ, 10 kΩ i 100 kΩ po lewej stronie, w górnej części układu IC1. Cztery dolne rezystory 1 kΩ wpływają na wyniki pomiarów w trybach oscyloskopu i miernika, ale są one objęte automatyczną kalibracją, więc wyniki nie zależą od ich dokładnych wartości.

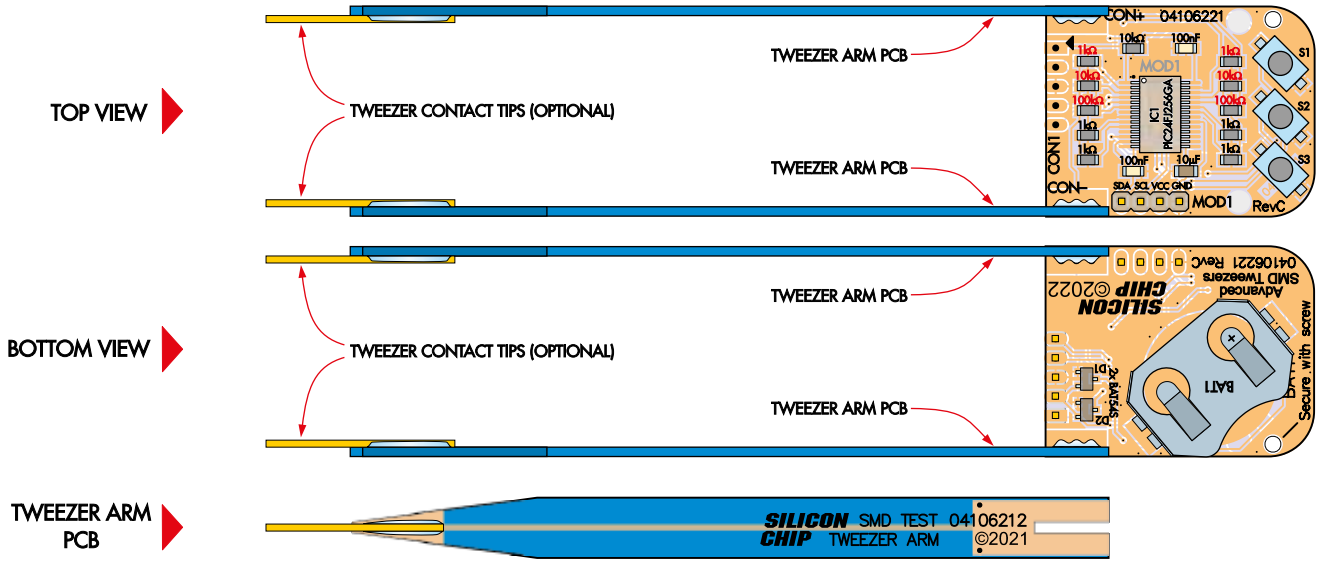
Mierzymy i notujemy dokładne wartości każdego z sześciu wymienionych rezystorów. Najłatwiej jest to zrobić już teraz, przed zamontowaniem wyświetlacza. Wartości rezystorów będzie można wpisać w odpowiedniej pozycji menu podczas kalibracji.

Programowanie mikrokontrolera

Jeśli nie macie zaprogramowanego mikrokontrolera (redakcja Silicon Chip sprzedaje zaprogramowane mikrokontrolery indywidualnie lub jako część zestawu), będziecie musieli zaprogramować go samodzielnie. Można tego dokonać posługując się programatorem, np. PICkit 3, PICkit 4 lub Snap. Jeśli na czas programowania będzie konieczne zasilenie układu (prawie na pewno w przypadku Snap'a), można tymczasowo włożyć baterię do gniazda.

Do programowania służy złącze CON1. Okazuje się jednak, że jego wlutowanie zazwyczaj nie jest niezbędne i wystarczy, że wtyk programatora jest wetknięty w pady złącza na płytce. Podczas programowania trzeba delikatnie naciskać z boku na wtyk, aby jego piny pozostawały w kontakcie z metalizacją otworów. Warto spróbować, szczególnie że przylutowane złącze CON1 może trochę przeszkadzać, kiedy już będą zamontowane ramiona pęsety.

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 7. W ten sposób mocujemy obydwa ramiona do głównej płytki drukowanej. Wyrównujemy końcówki ramion i przylutowujemy je po wciśnięciu ramion szczelinami w płytkę główną. Na rysunku ramiona mają układ równoległy, ale lepiej jest spozycjonować je pod kątem, jak pokazano na zdjęciach

Polecamy programowanie z wykorzystaniem bezpłatnego programu MPLAB X IPE. Wybieramy właściwy typ mikrokontrolera (PIC24FJ256GA702), otwieramy plik 0410622A.HEX i, używając przycisku „Program”, przesyłamy plik do układu. Jedyną wskazówką, że programowanie się powiodło, będzie komunikat „Program/verify complete” w dolnym oknie programu. Jeśli na czas programowania włożyliście baterię, to wyjmijcie ją, zanim przejdziecie do dalszych czynności montażowych.

Montaż ramion i końcówek pomiarowych

Ramiona należy przymocować przed montażem wyświetlacza, aby zapewnić, że wyświetlacz będzie umieszczony z właściwym odstępem ponad główną płytką drukowaną i z dala od ramion. Użyliśmy tej samej konstrukcji ramion, co w wersji pęsety z kwietnia 2022 r. (EdW 10/2024), w tym pozłacanych pinów ze złącza typu „goldpin”. Konstrukcję przedstawia **rysunek 7**.

Pozłacane piny ze złącz są łatwe do zdobycia, a dodatkowa korzyść jest taka, że można je wtykać bezpośrednio do gniazd połączeniowych w prototypach i do płytek stykowych. Mocujemy ramiona do głównej płytki drukowanej, a następnie przylutowujemy do nich pozłacane końcówki. Dzięki tej kolejności montażu końcówki będzie można łatwo wyrównać, aby były tej samej długości, a następnie wyprofilować, by były równoległe. Ramiona umieszczamy tak, jak pokazano na zdjęciach. Łączą się one z padami CON+ i CON–. Miedziane ścieżki powinny się znaleźć po wewnętrznej stronie ramion, aby rozproszona pojemność, wprowadzana przez rękę podczas trzymania pęsety, była jak najmniejsza.

Ramiona powinny wchodzić w płytkę drukowaną tylko w obszarze padów CON+ i CON–. Muszą się znajdować z dala od innych połączeń, zwłaszcza tych dla wyświetlacza. Powinny być lekko wygięte do wewnątrz, aby w stanie spoczynku było około 15 mm odstępu między końcówkami. Pozwoli to na stosowanie pęsety również do elementów z wyprowadzeniami osiowymi. Jeśli będzie używana tylko do podzespołów SMD, końcówki można ustawić bliżej siebie.

Najpierw przylutowujemy ramiona niewielką ilością cyny, by w razie konieczności łatwo poprawić ich położenie. Następnie lutujemy z dużą ilością lutowia, po obu stronach ramion i obu stronach głównej płytki drukowanej. Ma to zapewnić dobre umocowanie mechaniczne.

Pozłacane końcówki powinny w trakcie lutowania znajdować się jeszcze w złączu. Zapewni to ich prawidłowe wzajemne położenie. Używamy dużej ilości cyny i sprawdzamy, czy wpływa ona do otworów na płytce drukowanej ramienia, co zapewni większą wytrzymałość.

Testujemy działanie ramion i w razie potrzeby korygujemy ich pozycje, podgrzewając połączenia lutownicą.

Montaż wyświetlacza

Ostatnim krokiem jest montaż wyświetlacza (MOD1). Jeśli nie ma on złącza męskiego, należy je wlutować, uważając, aby piny były prostopadłe do płytki drukowanej.

Podczas korzystania z pęsety zachowajcie ostrożność

Pęseta wykorzystuje baterię pastylkową. Dodaliśmy zabezpieczenie w postaci śrubki blokującej, ale nie ma żadnego powodu, aby przyrząd był pozostawiany w miejscu, w którym mógłby się dostać w ręce dziecka.

Końcówki pęsety są dość ostre i przy braku ostrożności mogą spowodować obrażenia.

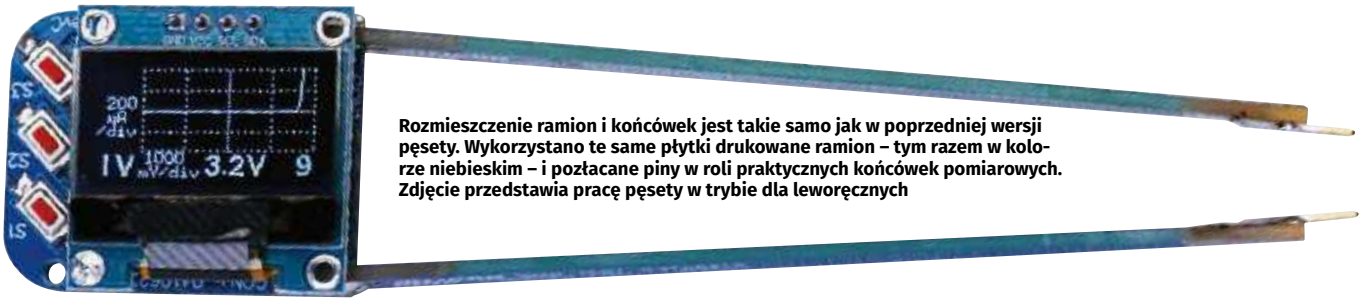
Należy unikać przykładania napięć do końcówek testowych, gdy są one aktywnie sterowane. Dotyczy to oczywiście trybu generatora, ale również trybów charakterografu i pomiaru elementów biernych. Dlatego przed podłączeniem do zewnętrznego źródła napięcia należy zadbać o to, by pęseta była ustawiona w tryb miernika, oscyloskopu, dekodera UART lub analizatora logicznego.

Jeśli silne zakłócenie spowoduje zresetowanie pęsety, zostanie ona ponownie uruchomiona w trybie miernika. Pozwoli to uniknąć uszkodzenia.



Wyjęcie baterii przez dziecko jest utrudnione przez nylonową śrubkę i dwie nakrętki

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rozmieszczenie ramion i końcówek jest takie samo jak w poprzedniej wersji pęsety. Wykorzystano te same płytki drukowane ramion – tym razem w kolorze niebieskim – i pozłacane piny w roli praktycznych końcówek pomiarowych. Zdjęcie przedstawia pracę pęsety w trybie dla leworęcznych

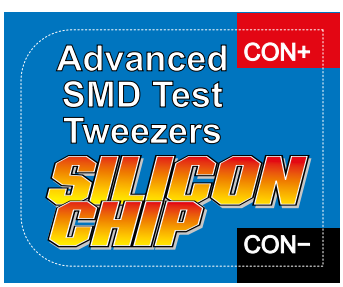
Wyświetlacz musi być umocowany w taki sposób, aby nie mógł się wyginać ani dotykać żadnych innych elementów. Umieszczamy go około 1 mm ponad ramionami pęsety. Aby zamocować wyświetlacz równo, można posłużyć się masą plastyczną Blu-Tack lub podobną. Przylutowujemy jedno wyprowadzenie, po czym sprawdzamy czy wszędzie jest prawidłowy odstęp między wyświetlaczem a płytką drukowaną. Następnie lutujemy pozostałe wyprowadzenia.

Testy wstępne

Na obecnym etapie pęseta jest zmontowana w wystarczającym stopniu, aby przeprowadzić szybki test funkcjonalny. Wkładamy baterię do gniazda. Wyświetlacz powinien się uruchomić w trybie miernika, a odczyty powinny wynosić poniżej 1 V. Naciśnięcie S1 powinno spowodować, że zacznie migać licznik w prawym dolnym rogu, a naciśnięcie S2 – że przestanie migać. Naciśnięcie przycisku S3 powinno spowodować przejście do następnego trybu (oscyloskop).

Jeśli będzie się działo się coś innego, to występuje jakiś problem z pęsetą, i wtedy należy wyjąć baterię i sprawdzić układ. Jeśli wyświetlane napięcie jest nieprawidłowe, to sprawdzamy, czy wszystkie rezystory mają poprawne wartości i znajdują się we właściwych miejscach. Jeśli nie działa przełącznik, to może okazać się, że został on nieprawidłowo przylutowany.

Każdy problem może być również spowodowany błędem w przylutowaniu mikrokontrolera IC1, w szczególności zwarciem między pinami lub brakiem połączenia między jakimś pinem a padem.



Rysunek 8. Etykieta służąca do osłony spodniej części głównej płytki drukowanej. Można ją wydrukować, zalaminować, wyciąć i przykleić do tylnej części gniazda baterii

Jeśli wszystko jest w porządku, można wyjąć baterię i zakończyć montaż. Prawy górny otwór montażowy wyświetlacza jest przeznaczony do przylutowania go do głównej płytki drukowanej poprzez pin ze złącza „goldpin" lub podobny element. Zapobiegnie to wyginaniu się wyświetlacza na tym końcu i stykaniu się z ramionami.

Teraz można na ramiona nałożyć rurki termokurczliwe i zgrzać je, uważając, aby nie kierować gorącego powietrza w stronę wyświetlacza. Zakrywamy jak największą część ramion, od głównej płytki drukowanej do miejsca tuż przed końcówkami.

Spód pęsety jest chroniony małą etykietą, dostarczaną w zestawie elementów lub z zestawem płytek drukowanych. Etykietę pokazano na rysunku 8. Można pobrać jej projekt w formacie PDF ze strony www.siliconchip.au/Shop/11/128. W przypadku samodzielnego sporządzania etykiety dobrze się sprawdzi laminowanie. Wycinamy etykietę wzdłuż krawędzi, tak aby jej kształt pasował do głównej płytki drukowanej. Porady na temat tworzenia etykiet można znaleźć na stronie www.siliconchip.au/Help/FrontPanels. Następnie mocujemy etykietę do spodniej części pęsety przezroczystym silikonem o neutralnym utwardzaniu lub klejem o podobnych właściwościach. Powinna wystarczyć niewielka ilość kleju na każdym z ramion i z tyłu gniazda baterii.

Na koniec wkładamy baterię i zabezpieczamy ją śrubą nylonową i dwiema nakrętkami. Łeb śruby umieszczamy u góry, po tej samej stronie co przełączniki, aby wysokość gwintu pod spodem płytki uniemożliwiała wyjęcie baterii.

Przed rozpoczęciem używania pęsety zalecamy wykonanie kilku punktów kalibracji opisanych poniżej. Opiszemy również wszystkie tryby i sposoby ich używania.

Ogólnie rzecz biorąc, przełączania między różnymi trybami dokonuje się przyciskiem S3. Przyciski S1 i S2 pełnią różne funkcje w zależności od trybu. Długie (przez ponad jedną sekundę) naciśnięcie przycisku S3 powoduje przełączenie między trybem normalnej pracy a trybem ustawień. W trybie ustawień naciskanie S3 powoduje cykliczne przełączanie między różnymi parametrami, a przyciski S1 i S2 umożliwiają nastawianie wybranego parametru, zgodnie z opisem na wyświetlaczu.

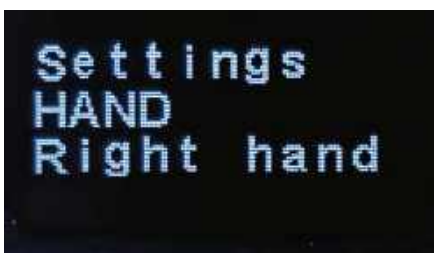
Kalibracja

Procedura kalibracji składa się z kilku kroków, ale ma dość logiczną strukturę. Aby wejść w tryb ustawień, należy przytrzymać przycisk S3 przez ponad sekundę i zwolnić go.

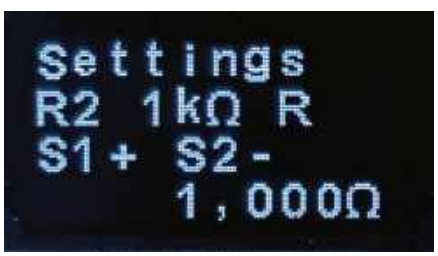
#1 PRAWO- LUB LEWORĘCZNOŚĆ

Na stronie pierwszej można ustawić orientację wyświetlania, tym samym dostosowując pęsetę do obsługi przez osobę prawo- lub leworęczną (**zrzut ekranu 1**). Ustawienie jest przełączane przyciskami S1 i S2, a zmiana następuje natychmiast.

Wszystkie tego typu ustawienia zaczynają obowiązywać natychmiast, więc można je przetestować zanim zostaną



Zrzut ekranu 1. Skonfigurowanie do pracy prawo- lub leworęcznej nie zmienia polaryzacji wyprowadzeń CON+ i CON–. Ikonki diod będą jednak wyświetlane zgodnie z układem ramion

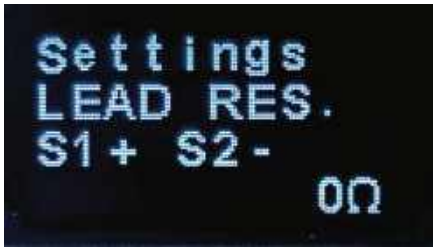


Zrzut ekranu 2. Wyniki w pęsecie będą dość dokładne również bez kalibracji. Lepiej jednak ją przeprowadzić, wpisując na kolejnych stronach zmierzone multimetrem dokładne wartości sześciu najbardziej krytycznych rezystorów (rysunek 5)

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Zrzut ekranu 3. Pomiary diod i kondensatorów będą najdokładniejsze, jeśli zostanie skalibrowane wewnętrzne napięcie odniesienia. Nastawiamy je przyciskami S1 i S2, aż wyświetlane napięcie baterii będzie zgodne z rzeczywistym



Zrzut ekranu 4. W naszym prototypie rezystancja wyprowadzeń była bliska 0 Ω. Wprowadzenie tej rezystancji może być przydatne, jeśli działacie na płytkach prototypowych i z przewodami połączeniowymi o znacznej rezystancji



Zrzut ekranu 5. AUTO SET nastawia trzy parametry kalibracyjne, wykonując pomiary wewnętrzne przy otwartych końcówkach pomiarowych. Wynik zależy od tego, czy zostały przeprowadzone poprzednie kroki kalibracji i czy ich ustawienia są prawidłowe

zapisane w nieulotnej pamięci FLASH. Jest też opcja Restore (przywróć), umożliwiająca w przypadku jakiegoś problemu przywrócenie ustawień domyślnych. Naciśnięcie S3 powoduje przejście do następnej strony.

#2 WARTOŚCI REZYSTORÓW

Na kolejnych sześciu stronach można wprowadzić wartości pomierzonych wcześniej rezystorów pomiarowych (**zrzut ekranu 2**). Za wartością rezystora znajduje się litera „L" lub „R", mówiąca o tym, czy wprowadzana jest wartość rezystora odpowiednio po lewej czy po prawej stronie głównej płytki drukowanej.

Wartości są nastawiane w krokach 0,1%, czyli 1 Ω dla rezystorów 1 kΩ, 10 Ω dla rezystorów 10 kΩ i 100 Ω dla rezystorów 100 kΩ. Nastawianie odbywa się przyciskami S1 i S2, a naciśnięcie S3 powoduje przejście do następnego rezystora.

Na wszystkich stronach tego typu przycisk S1 zwiększa wyświetlaną wartość, a przycisk S2 ją zmniejsza. Krótkie naciśnięcia dają kroki pojedyncze, a przytrzymanie przycisku powoduje automatyczne zwiększanie / zmniejszanie wartości w tempie około dziesięciu razy na sekundę.

#3 WEWNĘTRZNE NAPIĘCIE ODNIESIENIA

Na stronie BAT (**zrzut ekranu 3**) można skalibrować wewnętrzne napięcie odniesienia, którego wartość jest wyświetlana na dole strony i znamionowo jest równa 1200 mV. Wartość w wierszu drugim to napięcie baterii, obliczone w oparciu o ustawioną wartość napięcia odniesienia.

Dostrajanie tego parametru najlepiej przeprowadzić z pomocą multimetru. Mierzymy nim napięcie baterii (np. na stykach 2 i 3 złącza CON1) i nastawiamy napięcie odniesienia tak, aby napięcie baterii na wyświetlaczu było takie samo jak pokazywane przez multimetr.

Napięcie baterii widoczne na Zrzucie 3 jest wyższe niż można by oczekiwać po baterii pastylkowej, ponieważ do testów użyliśmy zasilania 3,3 V. Napięcie odniesienia zostało zwiększone o około 3% – z 1200 mV do 1237 mV.

#4 REZYSTANCJA WYPROWADZEŃ/KOŃCÓWEK

Na następnej stronie (**zrzut ekranu 4**) prezentowana jest rezystancja przewodów pomiarowych (ramiona pęsety). Domyślnie wynosi ona 0 Ω. W naszych prototypach wyprowadzenia miały rezystancję mniejszą niż 1 Ω, więc pomiary były wystarczająco dokładne i w takim przypadku raczej nie trzeba zmieniać ustawień. Można to sprawdzić w trybie pomiaru rezystancji, zwierając końcówki ze sobą.

Wyższą rezystancję warto uwzględnić, jeśli do końcówek podłączamy dodatkowe przewody, zworki czy połączenia na płytkach prototypowych.

#5 KALIBRACJA AUTOMATYCZNA

Następna strona (**zrzut ekranu 5**) to opcja AUTO SET do kompensacji kilku parametrów: pojemności rozproszonej, błędu przesunięcia miernika i prądu CTMU. Opcja wymaga pozostawienia końcówek otwartych i niepodłączonych do niczego. Kalibracja automatyczna będzie dokładna tylko wtedy, jeśli zostały wcześniej skalibrowane poprzednie parametry – rezystancje pomiarowe i wewnętrzne napięcie odniesienia.

Aby została uwzględniona pojemność rozproszona dłoni, musimy pęsetę trzymać w zwykły sposób. Kalibrację rozpoczynamy przyciskiem S1. Zajmuje ona mniej niż sekundę. Wartości kalibracyjne można sprawdzić na kolejnych stronach, naciskając przycisk S3.

#6 POJEMNOŚĆ ROZPROSZONA

Jak widać na **zrzucie 6**, pojemność rozproszona wynosiła w naszym prototypie około 100 pF. Sprawdźcie czy macie podobną wartość. Wartość mocno się różniąca może wskazywać na jakiś problem,



Zrzut ekranu 6. Pojemność rozproszoną można znaleźć automatycznie lub wprowadzić ręcznie. Powinna ona wynosić około 100 pF. Można to sprawdzić, ustawiając wartość rozproszoną na 0 pF i obserwując wynik w trybie pomiaru pojemności



Zrzut ekranu 7. Przesunięcie („offset") miernika można dostosować do dowolnej różnicy napięć między dwoma dzielnikami 1 kΩ/1 kΩ. Przesunięcie jest ustawiane na stronie AUTO SET. Błąd 16 mV odpowiada rozrzutowi pomiaru ADC; tyle wynosi pojedynczy krok przetwornika



W poprzednim odcinku wspominaliśmy, że pin ze złącza „goldpin" w jednym rogu wyświetlacza służy jako element wzmacniający. Zapobiega to wyginaniu się wyświetlacza i zwarciom między obiema płytkami

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Zrzut ekranu 8. Na stronie AUTO SET jest również kalibrowane źródło prądowe bloku CTMU, ma jednak bardzo zgrubną rozdzielczość ustawiania – z krokiem 2%. Można to zaobserwować na tej stronie, regulując wartość prądu ręcznie



Zrzut ekranu 9. Jednym z głównych elementów zużywających baterię jest wyświetlacz OLED. Żywotność baterii zwiększy się, jeśli zostanie ustawiona mała jasność. Nie mieliśmy żadnych problemów, używając pęsetę z wyświetlaczem nastawionym na jasność minimalną



Zrzut ekranu 10. Nastawienie czasu do przejścia w tryb uśpienia jest mniej krytyczne niż we wcześniejszych wersjach pęsety, gdyż przejście to można we wszystkich trybach zablokować. Czas wynosi domyślnie 30 sekund, ale można go ustawić według potrzeby w zakresie od 3 do 99 sekund

np. rezystor przylutowany w niewłaściwym miejscu.

#7 BŁĄD OFFSETU MIERNIKA

Tutaj można skorygować błąd „offsetu" wynikający z niedokładności czterech dolnych rezystorów 1 kΩ. Błąd ten to różnica napięć między wyjściami dwóch dzielników napięcia pokazanych na rysunku 4 w zeszłym odcinku artykułu. Wartość na dole to liczba kroków ADC użytych do korekty.

W prawym górnym rogu (**zrzut ekranu 7**) można zobaczyć rzeczywisty odczyt miernika. Ustawienie można zweryfikować, sprawdzając, czy odczyt waha się w pobliżu 0 mV, gdy końcówki pęsety są rozwarte. Widoczna wartość –16 mV odpowiada pojedynczemu krokowi ADC, a tym samym rozdzielczości w tym trybie.

#8 DOSTRAJANIE ŹRÓDŁA PRĄDOWEGO

Na stronie 8. można skalibrować źródło prądowe CTMU, używane do pomiarów pojemności. Wartość na dole oznacza stopień kalibracji, przy czym każdy krok to przyrost o około 2%. Wynika on z ograniczeń sprzętowych i stanowi istotny czynnik ograniczający dokładność pomiarów pojemności.

Wartość pokazywana w prawym górnym rogu to odchylenie zmierzonego prądu od jego wartości znamionowej na zakresie 550 µA. Liczba na dole wskazuje stopień kalibracji, przy czym wartością domyślną jest zero. Krok kalibracji 2% oznacza, że krok ustawiania prądu wynosi około 11 µA, zatem ustawienie w zakresie około ±5 µA jest optymalne.

Pamiętajmy, że wyniki tej kalibracji zależą od prawidłowego ustawienia wewnętrznego napięcia odniesienia. W procesie kalibracji używany jest jeden z rezystorów 1 kΩ, a zatem jej wyniki zależą również od prawidłowego wprowadzenia jego rezystancji. Należy więc skalibrować te wartości przed uruchomieniem automatycznej kalibracji AUTO SET.

#9 JASNOŚĆ WYŚWIETLACZA

Jasność wyświetlacza można ustawić na stronie 9. Zakres wynosi od 32 do 255, przy czym ustawieniem domyślnym jest 64. Ustawienie jasności wyznacza kompromis między czytelnością wyświetlacza a żywotnością baterii. Należy ustawić najniższy poziom jasności, przy którym nadal można wyraźnie odczytać ekran.

#10 LIMIT CZASU WYGASZANIA EKRANU

Na stronie 10. ustawiamy limit czasu pracy wyświetlacza. Po ostatnim naciśnięciu któregokolwiek przycisku, od wartości tej (w sekundach) następuje odliczanie przed przejściem pęsety w tryb uśpienia (o niskim poborze mocy). Limit można ustawić w zakresie od 3 do 99 sekund. Wartość domyślna wynosi 30 sekund.

Należy pamiętać, że każdy tryb pomiarowy ma opcję „zamrożenia" licznika, dzięki czemu pęseta może być też używana w sposób ciągły.

#11 ZAPIS USTAWIEŃ W PAMIĘCI FLASH

Strona 11 umożliwia zapisanie ustawień kalibracji w pamięci nieulotnej FLASH. Aby zapisać dane, należy nacisnąć i zwolnić przycisk S1, a następnie S2. Zapisanie ustawień wykonujemy po skonfigurowaniu pęsety zgodnie z własnymi potrzebami.

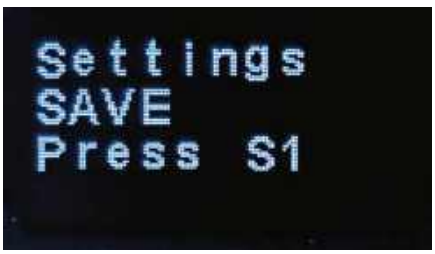
#12 PRZYWRACANIE USTAWIEŃ Z PAMIĘCI FLASH

Na stronie „Restore" (przywróć) można przywrócić ustawienia domyślne z kopii zapasowej. Ustawienia te stosowane są natychmiast.

Może się zdarzyć – choć jest to bardzo mało prawdopodobne – że ustawienia w pamięci FLASH ulegną uszkodzeniu. Może mieć to na przykład miejsce w przypadku zaniku zasilania w trakcie zapisu do pamięci. Uszkodzenie danych jest wykrywane przez mikrokontroler i zgłaszane w celu uniknięcia użycia niewłaściwych ustawień.

Jeśli podczas załączania pęsety pojawi się komunikat „Flash Error" (błąd pamięci), należy wyjąć baterię, przytrzymać przycisk S3 i włożyć baterię ponownie. Spowoduje to pojawienie się komunikatu „No Flash" (brak pamięci). Z pamięci FLASH nie zostaną załadowane ustawienia. Następnie będzie można, korzystając ze stron przywracania oraz zapisu, załadować ustawienia domyślne i zapisać je do pamięci, zastępując dane uszkodzone.

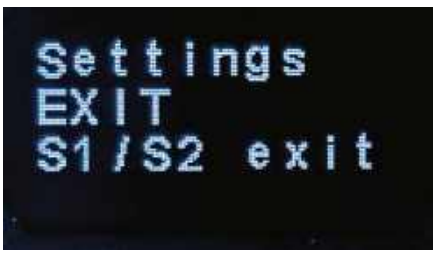
Po tej operacji pęsetę trzeba traktować jako nieskalibrowaną i procedurę kalibracji należy powtórzyć.



Zrzut ekranu 11. Wszystkie parametry kalibracji i działania obowiązują natychmiast po ich ustawieniu. Na pokazanej stronie można zapisać je w pamięci FLASH, naciskając S1 a następnie S2. Dzięki temu wyniki kalibracji zostaną zapamiętane



Zrzut ekranu 12. Jeśli ustawienia w pamięci FLASH ulegną uszkodzeniu, opcja „przywróć" załaduje ich wartości domyślne z kopii zapasowej. Ustawienia domyślne można również załadować, trzymając wciśnięty przycisk S3 podczas załączania zasilania pęsety



Zrzut ekranu 13. Strona wyjścia z ustawień. Ustawienia można również porzucić w dowolnym momencie, naciskając i przytrzymując przycisk S3 przez ponad sekundę. Krótkie naciśnięcie przycisku S3 na tej stronie spowoduje powrót do pierwszego ustawienia

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Zrzut ekranu 14. Stan początkowy pęsety: tryb miernika o zakresie do 30 V przy polaryzacji zarówno ujemnej, jak i dodatniej (między CON+ a CON–). Rozdzielczość przy napięciu do 9,99 V wynosi 10 mV, a powyżej tego napięcia 0,1 V



Zrzut ekranu 15. Bardzo przydatny jest tryb oscyloskopu, mimo że wykres sygnału ma tylko 100 pikseli w poziomie i 48 pikseli w pionie. Próbkowanie odbywa się z częstotliwością do 25 kHz, co jest wystarczające dla przebiegów o pasmie akustycznym. Jest kilka trybów wyzwalania



Zrzut ekranu 16. Dekoder transmisji szeregowej UART bywa niezastąpiony. Jest on, podobnie jak tryb oscyloskopu, dalece konfigurowalny pod względem szybkości transmisji, ilości bitów i aktywnego stanu logicznego. Tu widzimy działanie w trybie tekstowym

#13 USTAWIENIA WYJŚCIA

Strona 13 to strona końcowa ustawień. Przycisk S1 lub S2 powoduje powrót do trybu roboczego, a przyciskiem S3 można wrócić do pierwszej strony ustawień. Wyjścia z trybu ustawień można również dokonać w dowolnym momencie poprzez długie naciśnięcie przycisku S3.

Tryb roboczy

W trybie roboczym dolny wiersz pokazuje we wszystkich trybach dane, które zawsze mają ten sam format. Są to od lewej do prawej: aktualny tryb, napięcie baterii oraz licznik czasu. Jeśli wartość licznika miga, to znaczy, że został on wstrzymany i nie odlicza czasu, co umożliwia pracę ciągłą.

Gdy licznik odliczy do zera, pęseta przejdzie w tryb uśpienia o niskim poborze mocy, a wyświetlacz będzie zgaszony. Naciśnięcie dowolnego przycisku S1, S2 lub S3 spowoduje restart licznika czasu i wznowienie normalnej pracy.

#1 TRYB MIERNIKA

Pęseta uruchamia się w trybie miernika. W tym trybie jest wyświetlane napięcie zmierzone między końcówkami sondy. **zrzut ekranu 14** przedstawia pęsetę w trybie miernika, sprawdzającą napięcie nowego, lub mającego wciąż dobrą pojemność ogniwa 9 V.

W tym trybie naciśnięcie S1 spowoduje wstrzymanie licznika uśpienia, a naciśnięcie S2 – wznowienie zliczania czasu. Poza tym trybem każde naciśnięcie przycisku spowoduje restart licznika od wartości ustawionej na stronie 10. Naciśnięcie przycisku S3 powoduje przejście do następnego trybu.

#2 TRYB OSCYLOSKOPU

Tryb oscyloskopu widzimy na **zrzucie 15**. Mamy tu przebieg o częstotliwości 100 Hz i napięciu międzyszczytowym 6 V, podawany z drugiej pęsety pracującej w trybie generatora.

W trybie tym dają się ustawiać różne parametry. Naciśnięcie S1 powoduje cykliczne przełączanie między parametrami, a S2 wybiera wartość parametru z kilku dostępnych.

Parametr, który jest wybrany, miga na wyświetlaczu. Parametry obejmują: maksimum osi pionowej (napięcie), tryb wyzwalania (RISE, FALL, BOTH lub AUTO), poziom wyzwalania w woltach, podstawę czasu na działkę i poziom minimum osi pionowej (0 V czy ujemne maksimum).

Przyciskiem S1 można również wybrać licznik czasu. Gdy jest on wybrany, zostaje wstrzymany.

Moment wyzwalania przypada na pierwszą działkę czasu, oznaczoną linią gęsto kropkowaną. A zatem jest wyświetlana jedna działka czasu przed chwilą wyzwalania i trzy działki po niej. Poziom napięcia wyzwalającego oznacza mała strzałka po lewej stronie obszaru siatki.

Ze względu na niską prędkość aktualizacji wyświetlacza, przebieg nie jest wyświetlany na bieżąco. Zostaje pobrany zbiór próbek obejmujący około dwóch pełnych szerokości ekranu. Jest on sprawdzany na warunki wyzwalania, po czym wyświetlany jest jego odpowiedni fragment. Jeśli nie było wyzwalania (lub wybrano tryb wyzwalania AUTO), wyświetlana jest pierwsza seria pobranych próbek wraz z komunikatem „WAIT”. W przypadku spełnienia warunków wyzwalania, moment wyzwolenia jest wyrównywany do siatki oraz wyświetlany jest komunikat „TRIG”.

Pobranie kompletnego zestawu próbek przy niektórych dłuższych podstawach czasu może zająć kilka sekund, więc wyświetlenie przebiegu może trochę potrwać.

#3 DEKODOWANIE TRANSMISJI SZEREGOWEJ UART

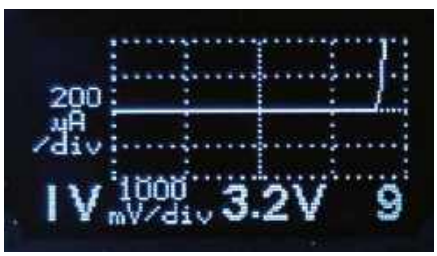
Kolejny tryb to dekoder transmisji szeregowej, oznaczony „UART” (**zrzut ekranu 16**). Tekst na dole pokazuje bieżące ustawienia, analogicznie jak w trybie oscyloskopu. Przyciskiem S1 przełączamy między parametrami (z licznikiem uśpienia włącznie), a przyciskiem S2 zmieniamy wybrany (migający) parametr.

Pierwszym ustawieniem jest prędkość transmisji, która obejmuje standardowe wartości od 110 do 115 200 bodów. Drugim ustawieniem jest format transmisji. Może to być osiem bitów danych z dziewiątym bitem nieparzystości, parzystości lub bez tego bitu albo dziewięć bitów danych bez bitu parzystości. Format jest wyświetlany odpowiednio jako 8O, 8E, 8N lub 9N. Bezpośrednio potem jest wyświetlana liczba bitów stopu (jeden lub dwa).

Następnie mamy poziom logiczny stanu biernego, który może być HI lub LO, a dalej format wyświetlania danych: tekstowy („TXT”) lub szesnastkowy („HEX”). Zrzut ekranu 16 pokazuje tryb TXT, który działa podobnie jak terminal szeregowy i obsługuje znaki nowego wiersza, powrotu karetki oraz tabulacji. Po zapełnieniu się wiersza na dole



Zrzut ekranu 17. Dekoder transmisji szeregowej ma również tryb szesnastkowy, przydatny do wyświetlania danych binarnych i kodów sterujących. Pokazywane są błędy ramki i parzystości, co pomaga w określeniu właściwego formatu danych



Zrzut ekranu 18. W trybie pomiaru diod nie są wykrywane diody podwójne połączone antyrównolegle, np. LED-y dwukolorowe. Natomiast charakterograf bada elementy przy obu polaryzacjach. Skale napięcia i prądu można powiększyć, uzyskując więcej szczegółów

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Zrzut ekranu 19. Analizator logiczny pokazuje, czy wykryto poziom logiczny wysoki, poziom niski, czy stan wielkiej impedancji. Przesuwający się wykres przedstawia krótką historię, ułatwiając dostrzeżenie stanów nieustalonych i powtarzających się wzorców



Zrzut ekranu 20. Generator przebiegów przydaje się do zastosowań audio (podobnie jak tryb oscyloskopu) lub jako prosty generator zegara. Generator może wytwarzać falę prostokątną o jednej z pięciu częstotliwości i jednej z czterech amplitud



Zrzut ekranu 21. AUTO to tylko jeden z dziesięciu trybów, ale on jeden udowadnia wyższość opisywanej pęsety nad jej poprzednimi wersjami. Na stronie pokazywana jest rezystancja, pojemność oraz polaryzacja i napięcie przewodzenia diody

ekranu cały tekst jest przewijany w górę. Tekst widoczny na zrzucie 16 odpowiada w rzeczywistości zdekodowaniu przebiegu prostokątnego, dlatego wciąż powtarza się ten sam znak.

Tryb HEX nie rozpoznaje żadnych znaków sterujących. Wyświetla zarówno reprezentacje ASCII, jak i HEX, w razie potrzeby również przewijając obraz w górę. Tylko w trybie HEX można wyświetlać cały zakres danych 9-bitowych oraz pokazywać błędy parzystości („P") i ramki („F"). Na **zrzucie 17** widzimy w trybie HEX te same dane, co na zrzucie 16.

Dekodowanie transmisji szeregowej zależy od działania sprzętowego UART-a mikrokontrolera poziomów logicznych na jego wejściach. Ponieważ jednak piny I/O są zabezpieczone rezystorami ochronnymi, dekodowanie będzie działać dobrze z dowolnymi poziomami logicznymi o amplitudzie co najmniej 3 V. Pomyślnie zdekodowane powinny zostać nawet poziomy inne niż TTL, np. starsze RS-232 (gdzie poziomy wynoszą od –15 V do +15 V). W przypadku tego standardu należy wybrać stan bierny LO, ponieważ poziomem spoczynkowym jest –15 V.

#4 CHARAKTEROGRAF

Zrzut ekranu 18 pokazuje charakterograf U/I (prąd w funkcji napięcia), pomyślany do zdejmowania charakterystyk elementów biernych. Wykorzystuje on tę samą konfigurację, co tryb miernika. Do elementu przykładane jest napięcie poprzez różne kombinacje rezystorów, a więc jest on mierzony w różnych punktach pracy.

Wykonywane są odczyty w sześciu punktach pomiarowych. W każdym punkcie jest mierzone napięcie i prąd. Napięcie jest ograniczone do około ±3 V ze względu na prąd dostarczany z baterii. Prąd ten nie może być większy niż około 1,5 mA, a minimalna rezystancja szeregowa to 2 kΩ.

Podobnie jak w trybie oscyloskopu, skala pionowa i pozioma może być nastawiana. S1 przełącza między prądem (skala pionowa), napięciem (skala pozioma) i licznikiem czasu. S2 wybiera jedną z dostępnych wartości. Skala pozioma może wynosić 1 V, 0,5 V, 0,25 V, 0,1 V lub 0,05 V na działkę, a skala pionowa – 1 mA, 500 µA, 200 µA, 100 µA lub 50 µA na działkę. Wartości skali są wyświetlane odpowiednio w mV i µA.

Punkt początkowy 0 V/0 A znajduje się zawsze w środku wykresu. Wyświetlanie charakterystyki działa w sposób ciągły, dzięki czemu tryb ten dobrze się nadaje do sortowania nieoznaczonych elementów. **Zrzut ekranu 18** pokazuje charakterystykę żółtej diody LED o napięciu przewodzenia około 1,7 V.

#5 ANALIZATOR STANÓW LOGICZNYCH

Naciśnięcie S3 powoduje przejście do analizatora logicznego, pokazanego na **zrzucie 19**. Wykrywanie stanu logicznego odbywa się poprzez naprzemienne sondowanie linii wysokim i niskim poziomem napięcia poprzez jeden z rezystorów 100 kΩ. Jeśli napięcie linii jest zawsze takie samo jak napięcie sondujące, stan jest rozpoznawany jako wielka impedancja.

Stan jest wyświetlany po lewej stronie ekranu jako 1, 0 lub Z, co oznacza poziom logiczny wysoki lub niski albo stan wielkiej impedancji. Wyświetlacz pokazuje również historię stanu linii (około 1 sekundy), przewijaną poziomo, co umożliwia wykrywanie przebiegów i krótkich stanów nieustalonych.

Na **zrzucie 19** widzimy sygnał o poziomie wysokim, przerywany krótkimi impulsami o poziomie niskim. Podobnie jak w trybach miernika i oscyloskopu, przyciski S1 i S2 odpowiednio wstrzymują i wznawiają odliczanie czasu.

GENERATOR PRZEBIEGÓW #6

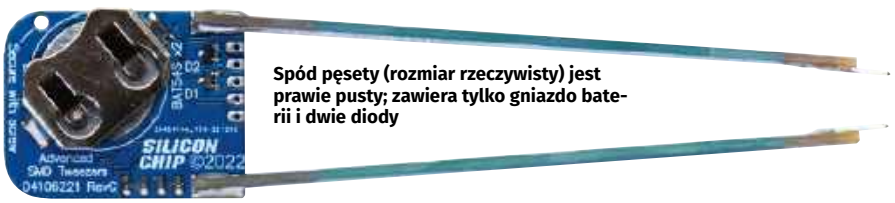
Zrzut ekranu 20 przedstawia generator przebiegów prostokątnych. W przeciwieństwie do większości innych trybów, w których ustawienia pozostają niezmienne po wyjściu z trybu, przebieg generatora jest przy opuszczaniu trybu wyłączany, aby uniknąć zakłócania innych trybów. Na stronie generatora przebieg można załączać i wyłączać gdy miga wskaźnik ON/OFF, naciskając przycisk S2.

Do wyboru są częstotliwości 50 Hz, 60 Hz, 100 Hz, 440 Hz i 1 kHz. Wytwarzane są tylko fale prostokątne. Są cztery ustawienia poziomu wyjściowego, wynoszące znamionowo 300 mV, 600 mV, 3 V i 6 V (międzyszczytowo).

Przebieg 300 mV jest wytwarzany poprzez taktowanie jednego wyjścia mikrokontrolera i przepuszczenie tego sygnału przez dzielnik napięcia z rezystorem szeregowym 10 kΩ i rezystorem 1 kΩ do masy. Przy ustawieniu 600 mV jest podobnie, ale, aby osiągnąć wymaganą amplitudę, używane są dwa wyjścia pracujące w przeciwfazie.

W ustawieniach 3 V i 6 V, sygnał z jednego lub dwóch wyjść mikrokontrolera jest doprowadzany do końcówek pęsety bezpośrednio, bez dzielnika. Wartości poziomów obowiązują, jeśli zasilanie wynosi 3 V, a rezystancja obciążenia jest stosunkowo wysoka. W innych warunkach napięcia mogą być inne.

Ze względu na sposób wytwarzania przebiegu, wyjścia 300 mV i 3 V mają przesunięcie stałoprądowe, którego nie ma przy pozostałych dwóch ustawieniach. Na zakresie 3 V można zatem użyć przebiegu generatora bezpośrednio jako sygnału zegara dla układu logicznego zasilanego z 3,3 V (również z 5 V, o ile układ akceptuje poziomy logiczne 3 V).



Spód pęsety (rozmiar rzeczywisty) jest prawie pusty; zawiera tylko gniazdo baterii i dwie diody

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Zrzut ekranu 22. W trybie pomiaru rezystancji otrzymujemy te same wyniki, co w trybie Auto, ale pisane większą czcionką, co bardzo ułatwia sprawdzanie i sortowanie rezystorów



Zrzut ekranu 23. Tryb pomiaru pojemności działa podobnie, wyświetlając wyłącznie pojemność, za to w dużym rozmiarze. Jest idealny do sprawdzenia który element jest który w stercie kondensatorów SMD pozbawionych oznaczeń



Zrzut ekranu 24. W trybie pomiaru diody wyświetlacz jest podobny jak w trybie automatycznym, ale prąd testowy płynie tylko w jednym kierunku: od CON+ do CON–. Umożliwia to szybkie wykrywanie polaryzacji i ogólne sprawdzanie diod LED

Doprowadzając sygnał generatora do układu elektroakustycznego, przy ustawieniach 300 mV i 3 V należy użyć kondensatora szeregowego (występującego już w badanym układzie lub dodanego na zewnątrz), który usunie przesunięcie stałoprądowe.

#7 POMIARY ELEMENTÓW

Na koniec dochodzimy do trybów używanych do bezpośredniego odczytu wartości elementów biernych. Tryby te są podobne do tych w starszych wersjach pęsety, ale mają szersze zakresy pomiarowe.

W trybie automatycznym wykonywane są jednoczesne pomiary i odczyty wartości rezystorów, kondensatorów i diod. Odczyty mogą pokazać więcej niż jeden typ elementu, ponieważ nie istnieje algorytm, który zawsze poprawnie określi, co zostało podłączone.

Zrzut ekranu 21 pokazuje działanie trybu automatycznego bez podłączonego żadnego elementu. Wyświetlana jest duża rezystancja i mała pojemność. W trybie automatycznym naciśnięcie przycisku S1 spowoduje wstrzymanie odliczania czasu, a przycisk S2 wznowi odliczanie.

Kolejne tryby – Res, Cap i Diode – koncentrują się na jednym tylko typie elementu i wyświetlają zmierzoną wartość większą czcionką. Tryby są pokazane odpowiednio na **zrzutach ekranu 22...24**.

Maksymalna rezystancja, jaką można zmierzyć, zależy głównie od prądów upływu w obwodzie wejściowym pęsety. Powyżej 40 MΩ deklarowana dokładność 1% nie będzie jednak osiągana ze względu na niewystarczającą rozdzielczość na tym końcu skali.

Zakres pomiaru kondensatorów określiliśmy taki sam, jak dla poprzedniej wersji pęsety. Poza tym zakresem upływność i inne czynniki utrudniają osiągnięcie założonej dokładności, szczególnie w przypadku kondensatorów elektrolitycznych. Pęseta będzie wyświetlać pojemności do 2000 µF, ale na odczytach powyżej 150 µF nie należy zbyt polegać. Nie spodziewamy się, że będzie to stanowiło duży problem, ponieważ wartość ta leży znacznie powyżej zakresu typowego dla kondensatorów MLCC (ceramicznych wielowarstwowych), najczęściej używanych w projektach na elementach SMD.

Należy pamiętać, że wiele kondensatorów jest produkowanych z tolerancją ±20%, a czasami nawet –20/+80%.

Prąd testowy w trybie pomiaru diod jest większy niż we wcześniejszych modelach pęsety ze względu na wartość rezystorów pomiarowych 1 kΩ. W tym trybie pomiaru prąd testowy płynie zawsze w jednym kierunku (od CON+ do CON–). Sprawna dioda LED będzie świecić, gdy zostanie podłączona do CON+ anodą.

Wnioski

Oryginalna pęseta SMD i jej późniejsza, poprawiona wersja to przyrządy poręczne i o zwartej konstrukcji. Budując niniejszy model zaawansowanej pęsety zmieniliśmy mikrokontroler na bardziej wydajny, lepiej wyposażony i dodaliśmy wiele dodatkowych funkcji, w tym ulepszony pomiar elementów biernych oraz wiele nowych trybów.

PIC24FJ256GA702 stanowi znaczny krok naprzód w stosunku do małych mikrokontrolerów 8-bitowych o 8 pinach, których używaliśmy wcześniej. W obecnym projekcie nie wykorzystujemy nawet połowy jego zasobów ani możliwości.

Nowa pęseta testowa może w wielu sytuacjach zastąpić prosty woltomierz, sondę logiczną, a nawet oscyloskop, co czyni z niej nieodzowny przyrząd pomiarowy ogólnego przeznaczenia. Spodziewamy się, że pęseta stanie się bardzo popularna z racji swojej ogromnej przydatności zarówno w licznych sytuacjach testowych i pomiarowych, jak i przy montażu układów SMD. ■

Tim Blythman

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie: https://www.siliconchip.com.au/Shop/6/112

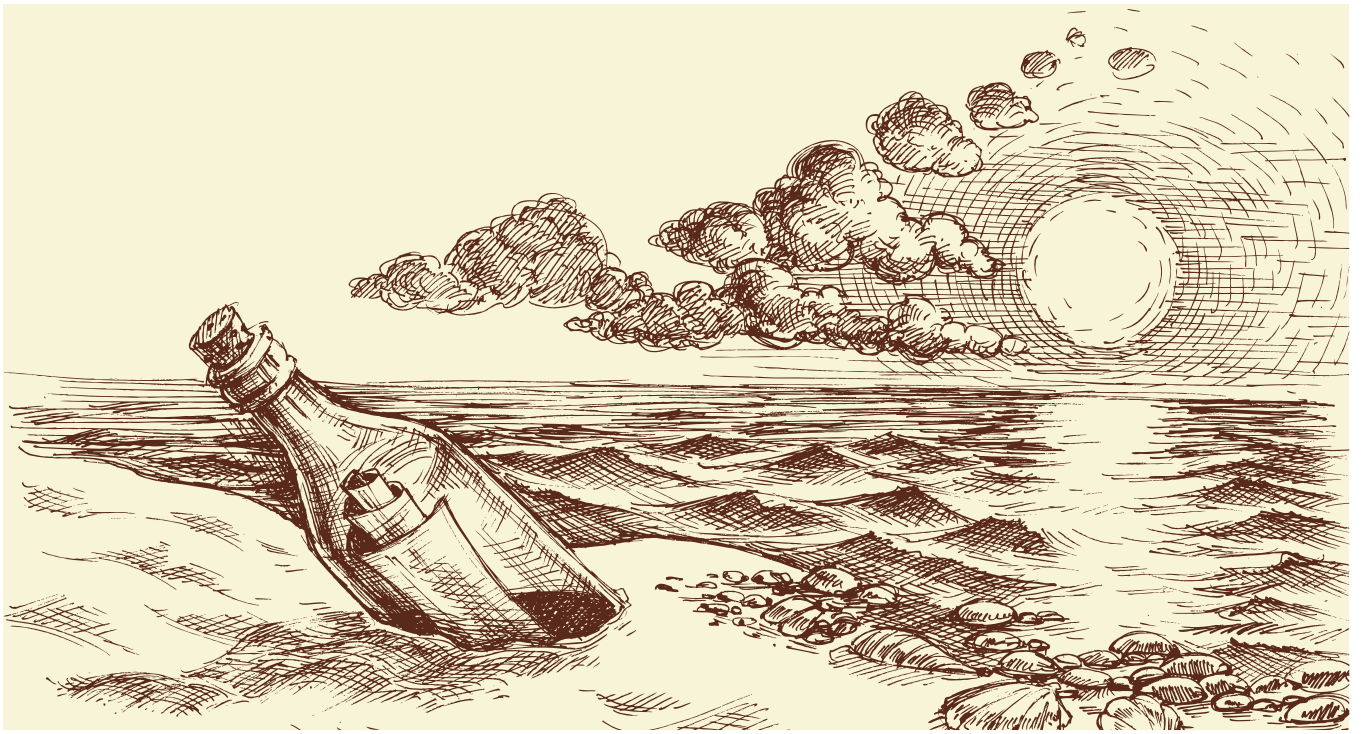
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

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

REKLAMA



eprasa.pl 29e0fc3bc0



Łączność w różnych mediach, część 1 – woda

W dzisiejszych czasach komunikacja w dowolnym otoczeniu jest dla nas czymś oczywistym i w większości przypadków jest możliwa. Pod wodą (i pod ziemią) sprawy stają się jednak znacznie trudniejsze. Mimo problemów istnieją sposoby na przekazywanie wiadomości. W tym artykule skoncentrujemy się na wyzwaniach podwodnych, a w kolejnym omówimy komunikację podziemną.

W miastach, a nawet na obszarach wiejskich, możemy łączyć się z wieżami telefonicznymi za pomocą naszych telefonów komórkowych, możemy też komunikować się przez radio bezpośrednio z innymi radiotelefonami lub przez repeatery (np. CB radio). W odległych obszarach, w tym na morzu, możemy korzystać z telefonów satelitarnych lub krótkofalówek.

Wszystkie te metody opierają się na przesyłaniu fal radiowych wykorzystujących atmosferę jako medium. Komunikacja odbywa się bezpośrednio w zasięgu widzenia wieży, może też być wykorzystywany efekt odbijania się fal radiowych od ziemi lub warstw atmosferycznych. Komunikacja może też być realizowana na linii wzroku do satelity znajdującego się nad głową lub bezpośrednio z nadajnika do odbiornika. Transmisja przez wodę lub pod ziemią jest znacznie trudniejsza z powodów wyjaśnionych niżej.

Komunikacja za pośrednictwem cieczy lub ciał stałych

Dlaczego warto komunikować się pod wodą lub pod ziemią? Pomyśl o pojazdach takich jak okręty podwodne lub podwodne drony, lub gdy ludzie znajdują się w jaskini lub kopalni, czy też są zasypani śniegiem.

Powszechne częstotliwości radiowe używane do ogólnej komunikacji naziemnej znajdują się w pasmach średniej częstotliwości (MF), wysokiej częstotliwości (HF), bardzo wysokiej częstotliwości (VHF), ultra wysokiej częstotliwości (UHF) i super wysokiej częstotliwości (SHF), od około 300 kHz do 30 GHz (**tabela 1**). Częstotliwości te zazwyczaj nie przenikają zbyt daleko w głąb ziemi lub słonej wody.

Użyteczna penetracja radiowa w głąb ziemi lub słonej wody jest generalnie możliwa tylko przy długościach fal w pasmach od ekstremalnie niskich częstotliwości (ELF) do bardzo niskich częstotliwości (VLF), od 3 Hz do 30 kHz. Niefortunną cechą tych częstotliwości jest to, że mają niezwykle długie fale, a co za tym idzie, wymagane są ogromne anteny.

Można jednak zastosować pewne zabiegi, aby wydłużyć anteny elektrycznie. Ponadto anteny odbiorcze nie muszą być tak długie jak anteny nadawcze. Do odbioru można również użyć anten pętlowych. Oprócz potrzebnych dużych anten, przepustowość, a tym samym szybkość transmisji danych na tych niskich częstotliwościach jest tak niska, że nie można przesyłać głosu, a jedynie proste kody.

Na **rysunkach 1...3** przedstawiono ogromne cewki i cewki używane do transmisji VLF.

Dlaczego dłuższe fale radiowe mają większą moc przenikania?

Materiały przewodzące zwykle blokują fale elektromagnetyczne; stąd też wykorzystanie

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Tabela 1. Pasma częstotliwości radiowych według ITU (International Telecommunication Union)

Nazwa częstotliwości	Skrót	Zakres częstotliwości	Długość fali	Niektóre powszechne zastosowania
Brak oznaczenia ITU		<3 Hz	>100 000 km	Nieznany
Ekstremalnie niska częstotliwość	ELF	3 Hz...30 Hz	100000 km...10000 km	Łączność podwodna
Bardzo niska częstotliwość	SLF	30 Hz...300 Hz	10000 km...1000 km	Łączność podwodna
Ultra niska częstotliwość	ULF	300 Hz...3 kHz	1000 km...100 km	Łączność podwodna, łączność w kopalniach i jaskiniach
Bardzo niska częstotliwość	VLF	3 kHz...30 kHz	100 km...10 km	Komunikacja podwodna, systemy radionawigacyjne, sygnały czasu, geofizyka
Niska częstotliwość	LF	30 kHz...300 kHz	10 km...1 km	Radionawigacja, sygnały czasu, komercyjne nadawanie na falach długich AM w Europie i Azji, RFID, radio amatorskie (niektóre kraje)
Średnia częstotliwość	MF	300 kHz...3 MHz	1000 m...100 m	Nadawanie komercyjne AM, radioamatorstwo, sygnalizatory lawinowe
Wysoka częstotliwość	HF	3 MHz...30 MHz	100 m...10 m	Krótkofalarstwo i krótkofalarstwo amatorskie, CB 27 MHz, łączność lotnicza i morska dalekiego zasięgu, faks radiowy, łączność radiowa ponad horyzontem
Bardzo wysoka częstotliwość	VHF	30 MHz...300 MHz	10 m...1 m	Komunikacja lotnicza, radio amatorskie, służby ratunkowe, komercyjne transmisje FM
Ultra wysoka częstotliwość	UHF	300 MHz...3 GHz	1 m...10 cm	Transmisje telewizyjne, kuchenki mikrofalowe, radary, telefony komórkowe, GPS, bezprzewodowe sieci LAN, Bluetooth, ZigBee, satelity, australijskie CB UHF
Super wysoka częstotliwość	SHF	3 GHz...30 GHz	10 cm...1 cm	Bezprzewodowa sieć LAN, radar, satelity, radio amatorskie
Ekstremalnie wysoka częstotliwość	EHF	30 GHz...300 GHz	1 cm...1 mm	Satelity, łącza mikrofalowe, teledetekcja
Brak oznaczenia ITU		300 GHz...3 T Hz	1 mm...0,1 mm	Teledetekcja, zastosowania eksperymentalne

metali do ekranowania elektroniki przed zakłóceniami. Mogą to być również oploty ekranujące w kablach koncentrycznych. Przewodniki najczęściej blokują fale radiowe, ponieważ zawierają wolne elektrony, które są wprawiane w drgania przez fale radiowe i w ten sposób odbijają lub pochłaniają energię.

Im niższa jest częstotliwość, tym mniej energii ulega pochłonięciu, ponieważ występuje mniejsze sprzężenie fali z elektronami. Należy również pamiętać, że bardzo cienkie





Rysunki 1...3. Przykłady wariometrów RF z lat 60. (zmienne cewki) i cewek RF w „spiralnym domku" jako część końcowego zasilania anteny VLF US Navy do komunikacji podwodnej. Znajdują się one w US Naval Communications Station w Balboa w Panamie i zostały wyprodukowane przez Continental Electronics. Źródło: www.navy-radio.com/xmtr-vlf.htm

eprasa.pl 29e0fc3bc0

warstwy metalu umożliwiają transmisję niektórych fal elektromagnetycznych.

Ponadto, prądy przemienne płyną głównie w stosunkowo wąskiej zewnętrznej warstwie przy powierzchni przewodników, do „głębokości naskórka". Grubość tej warstwy zmniejsza się wraz ze wzrostem częstotliwości. Głębokość naskórka jest większa w przypadku materiałów o gorszym przewodnictwie.

Woda morska również przewodzi prąd elektryczny, choć nie tak dobrze jak metale. Woda morska jest elektrolitem, który przewodzi głównie z powodu rozpuszczonych wolnych jonów pochodzących z soli kuchennej, głównie sodu (Na^+) i chloru (Cl^-), ale także innych, takich jak magnez (Mg_2^+), wapń (Ca_2^+) itp.

Ruchome jony pochłaniają i odbijają większość fal radiowych o częstotliwościach innych niż najniższe. Woda słodka jest znacznie mniej przewodząca niż woda morska, co sprawia, że penetracja radiowa wody słodkiej jest znacznie większa niż wody morskiej. Mimo to okręty podwodne rzadko podróżują w wodzie słodkiej.

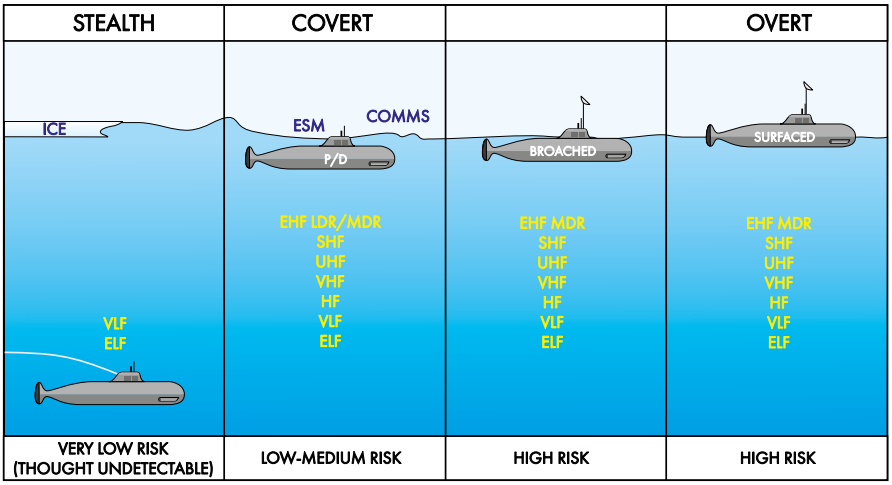
Przewodność elektryczna wody morskiej mieści się zazwyczaj w zakresie 3 S/m...6 S/m (Siemens/m), w porównaniu do przewodności miedzi na poziomie $5{,}8\times10^7$ S/m i aluminium na poziomie $3{,}8\times10^7$ S/m. Metale te są więc około 10 milionów razy bardziej przewodzące niż woda morska.

Niemniej jednak przewodnictwo elektryczne wody morskiej nadal stanowi problem dla komunikacji radiowej. Z drugiej strony, w przypadku komunikacji naziemnej może to być korzystne. Możliwe jest wykorzystanie wody morskiej jako płaszczyzny uziemienia lub przeciwwagi anteny.

Niektóre skały mają wysoką zawartość metalu, co sprawia, że w pewnym stopniu przewodzą prąd. Jest to ważny czynnik przy wyborze lokalizacji anteny.

Okręty podwodne

Zanurzone okręty podwodne nie mogą komunikować się na zwykłych częstotliwościach radiowych i mogą odbierać sygnały radiowe tylko na częstotliwościach ELF, SLF, UHF i VLF (3 Hz...30 kHz – tabela 1). Ze względu na niskie częstotliwości, przesyłanie informacji jest niezwykle powolne, o wiele za niskie dla częstotliwości głosowych i można przesyłać tylko proste kody lub alfabet Morse'a.



Rysunek 4. Opcje komunikacji radiowej okrętu podwodnego i związane z nimi zagrożenia. LDR = niska szybkość transmisji danych, MDR = średnia szybkość transmisji danych, P/D = głębokość peryskopowa, elektroniczne środki wsparcia ESM (gromadzenie danych wywiadowczych poprzez pasywny nasłuch). Na podstawie: https://man.fas.org/dod-101/navy/docs/scmp/part06.htm

Wiadomo, że tylko dziewięć krajów wykorzystuje nadajniki VLF do komunikacji z okrętami podwodnymi: Australia, Niemcy, Indie, Norwegia, Pakistan, Rosja, Turcja, Wielka Brytania i USA.

Zanurzone okręty podwodne nie mogą przesyłać wiadomości, ponieważ wymagana antena byłaby zbyt długa, a zapotrzebowanie na moc zbyt wysokie. Niemniej jednak, bardzo długie anteny są ciągnięte za okrętami podwodnymi, gdy muszą one odbierać przesyłane sygnały. Mogą być również używane niektóre rodzaje anten pętlowych.

Okręty podwodne mogą nadawać i odbierać na wszystkich typowych częstotliwościach, jeśli wynurzą się, częściowo wynurzą, wyrzucą boję antenową na powierzchnię lub podłączą się do „stacji dokującej" na dnie morza.

Jednak okręt podwodny, który wynurzył się całkowicie lub choćby tylko częściowo, narażony jest na ryzyko wykrycia, czy to poprzez transmisje radiowe, czy odbicia radarowe lub optyczne od masztów antenowych lub boi. Jego ślady mogą również zostać wykryte przez samolot lub satelitę. Na **rysunku 4** przedstawiono opcje łączności radiowej okrętów podwodnych i związanych z nimi zagrożeń.

Aby zminimalizować odbicia radaru od peryskopów okrętów podwodnych i masztów antenowych, stosuje się materiały pochłaniające sygnał radarowy (RAM) – zobacz artykuł na temat technologii Stealth w wydaniu z maja 2020 r. (siliconchip.au/Article/14422).

Oprócz radia, okręty podwodne mogą komunikować się za pomocą środków akustycznych i optycznych, które również omówimy.

Głębokość operacyjna łodzi podwodnej

Mówi się, że głębokość operacyjna nowoczesnych zachodnich okrętów podwodnych z napędem atomowym wynosi od powierzchni do 300 m...450 m. Niektóre źródła podają, że rosyjskie okręty Yasen-M mogą zejść na głębokość 600 m. Ucieczka z okrętów podwodnych jest możliwa do głębokości około 200 m, a ratunek przy użyciu innego okrętu podwodnego do około 600 m.

Okręty podwodne nie zawsze działają jednak na maksymalnej głębokości. Operują na głębokości odpowiadającej warstwie termicznej, która najprawdopodobniej uniemożliwi wykrycie sonaru w określonych warunkach morskich, w których się znajdują.

W artykule ABC News na stronie www.abc.net.au/news/11570886 podano, że typowa głębokość operacyjna australijskiego okrętu podwodnego klasy Collins wynosi 180 metrów.

Penetracja sygnału radiowego

W **tabeli 2** przedstawiono głębokość, na jakiej sygnały radiowe mogą być odbierane w wodzie przy tłumieniu 50 dB, co oznacza redukcję mocy o 10000:1. Nie musi to oznaczać, że sygnały nie mogą być odbierane głębiej. Konieczne jest jednak zapewnienie

Tabela 2. Przenikanie fal radiowych w wodzie dla tłumienia 50 dB (źródło: https://jcis.sbrt.org.br/jcis/article/view/362)

Częstotliwość	10 Hz (ELF)	100 Hz (SLF)	1 kHz (ULF)	10 kHz (VLF)	1 MHz (MF)	10 MHz (HF)	1 GHz (UHF)
Woda morska	440 m	140 m	44 m	14 m	1,4 m	0,44 m	0,044 m
Woda słodka	29000 m	9200 m	2900 m	920 m	92 m	29 m	2,9 m

eprasa.pl 29e0fc3bc0

odpowiednio silnego sygnału z nadajnika i wysokiej czułości odbiornika.

Źródła różnią się co do określenia dokładnej penetracji tych częstotliwości w wodzie morskiej, ale zasadniczo zgadzają się z tym, co podano w tabeli.

Tłumienie zmienia się wraz z zasoleniem i temperaturą. Prawdopodobne jest, że aby okręt podwodny mógł odbierać sygnały radiowe, będzie musiał zmienić swoją głębokość w zależności od częstotliwości. Na **rysunku 5** przedstawiono tłumienie fal radiowych dla różnych częstotliwości i przewodności wody.

Optymalna częstotliwość w zakresie od ELF do VLF

Zgodnie z tabelą 2, VLF to najwyższy użyteczny zakres częstotliwości do komunikacji z zanurzonymi okrętami podwodnymi. Im niższa częstotliwość, tym lepsza penetracja wody morskiej. Jednak wraz ze spadkiem częstotliwości maleje szybkość, z jaką można przesyłać dane. Wraz ze spadkiem częstotliwości dramatycznie rośnie również złożoność i koszt nadajnika.

Z tego powodu VLF zostało wybrane jako odpowiednie medium dla podwodnej komunikacji radiowej, chociaż ELF zostało przetestowane, co wkrótce zbadamy.

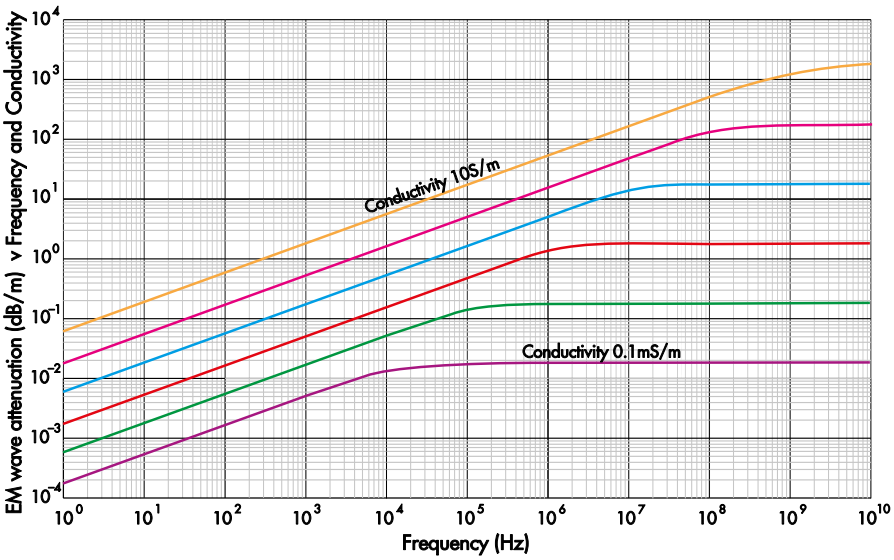
Odbieranie pól elektrycznych vs. magnetycznych

Sygnały radiowe mają składową pola elektrycznego i składową pola magnetycznego. Przykładem w codziennym użytkowaniu jest antena z długim przewodem w radiu AM w porównaniu z prętem ferrytowym lub anteną pętlową. Długi przewód jest wrażliwy na pole elektryczne, a ferrytowy pręt lub pętla na pole magnetyczne.

Znacznie łatwiej jest zbudować antenę do odbioru składowej pola elektrycznego, ale jest ona również znacznie większa. Anteny z długim przewodem są prawdopodobnie bardziej czułe, ale także bardziej podatne na zakłócenia elektryczne. Aby odbierać sygnały VLF, okręty podwodne są zazwyczaj wyposażone w obie anteny.

Kabel pilotażowy kanału Ambrose (ULF)

Kanał Ambrose jest jedynym wejściem do portu w Nowym Jorku i New Jersey. Opóźnienia spowodowane złą pogodą były kiedyś ogromnym i kosztownym problemem, więc w latach 1919...1920 położono kabel na dnie kanału, który przenosił sygnał 500 Hz, 400 V AC. Można było go odebrać z odległości około 1 km. Statki miały dwie cewki i wzmacniacz do odbioru sygnału. Przełączając się



Rysunek 5. Tłumienie fal radiowych dla różnych przewodności wody i częstotliwości. Woda morska (najbardziej przewodząca) odpowiada dwóm górnym krzywym. Oryginał: z artykułu Emmy O'Shaughnessy z 2012 r. cytowanego na stronie www.quora.com/Why-cant-radio-waves-transmit-through-water

między cewkami, można było określić, która strona statku jest bliżej kabla. Sygnał był mechanicznie kluczowany kodem Morse'a, nadając słowo NAVY. Prawdopodobnie było to pierwsze użycie sygnału ULF do komunikacji podwodnej.

Stacja VLF Radia Grimeton

Stacja radiowa Grimeton to wpisana na listę światowego dziedzictwa szwedzka stacja radiowa działająca na częstotliwości 17,2 kHz i mocy 200 kW. Nie wykorzystuje elektroniki, ale generuje falę nośną dla kodu Morse'a za pomocą alternatora wysokiej częstotliwości zwanego alternatorem Alexandersona (**rysunek 6**). Jest to jednak technologia, która była przestarzała już w momencie budowy nadajnika.

Stacja była używana do transatlantyckiej telegrafii bezprzewodowej od lat dwudziestych do czterdziestych XX. wieku. Później była używana przez szwedzką marynarkę wojenną do komunikacji podwodnej. Do roku 1995 prowadzono regularną łączność, a obecnie działa dwa razy w roku – harmonogram transmisji można znaleźć na stronie siliconchip.au/link/abik.

Na stronie siliconchip.au/link/abil znajduje się australijski raport odbioru, co oznacza, że sygnał przebył 14000 km – prawie na drugą stronę planety. Więcej informacji można znaleźć na stronach http://dl1dbc.



Rysunek 6. Alternator Alexanderson w stacji radiowej Grimeton. Źródło: https://w.wiki/6DPN

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 7. Maszty nadawcze Belconnen w 1951 r. Źródło: https://bpadula.tripod.com/australia-shortwave/id45.html



Rysunek 8. Stacja łączności marynarki wojennej Harold E. Holt, znak wywoławczy NWC. Źródło: https://w.wiki/6DPP

net/SAQ/ i https://w.wiki/67Wd. Pozostałości po bliźniaczej stacji odbiorcza takiej radiostacji można również znaleźć w okolicach warszawskiego Bemowa. Są tam ślady po 10 masztach tworzących antenę odbiorczą rozciągającą się na odcinku około 3600 metrów. Radiostacja ta działała do wybuchu II wojny światowej (przyp. red.).

Goliath (VLF)

Po raz pierwszy fale radiowe VLF do komunikacji z zanurzonymi okrętami podwodnymi zostały wykorzystane przez nazistowskie Niemcy podczas II wojny światowej. Ich nadajnik Goliath mógł komunikować się z okrętami podwodnymi w dowolnym miejscu na świecie na głębokość od 8 m do 26 m, w zależności od zasolenia wody, temperatury i odległości od nadajnika.

Tabela 3. Szerokość pasma stacji głosowej Goliath dla różnych częstotliwości (źródło: siliconchip.au/link/abjd)

Częstotliwość	3 dB szerokość pasma
15 kHz	30 Hz
20 kHz	63 Hz
30 kHz	250 Hz
60 kHz	1230 Hz

Był to nadajnik lampowy o mocy 1 MW, który można było dostrajać w zakresie od 15 kHz do 60 kHz (długość fali od 20 km do 5 km) na 12 określonych częstotliwościach wytwarzanych przez generator kwarcowy, a także na innych częstotliwościach o zmniejszonej mocy poniżej 19 kHz. Tryby pracy Goliatha były następujące:

a. Kod Morse'a, głównie przy częstotliwości 16,55 kHz, przy użyciu kluczowania on-off
b. Hellschreiber z zakresem 30 kHz... 50 kHz z impulsami tonowymi AM (zobacz nasze artykuły na temat trybów radia cyfrowego z kwietnia i maja 2021 r., siliconchip.au/Series/360)
c. Niska jakość głosu przy częstotliwości 45 kHz...60 kHz i bardzo niskiej szerokości pasma (**tabela 3**)

Tryby a) i b) mogą używać szyfrowania Enigmy.

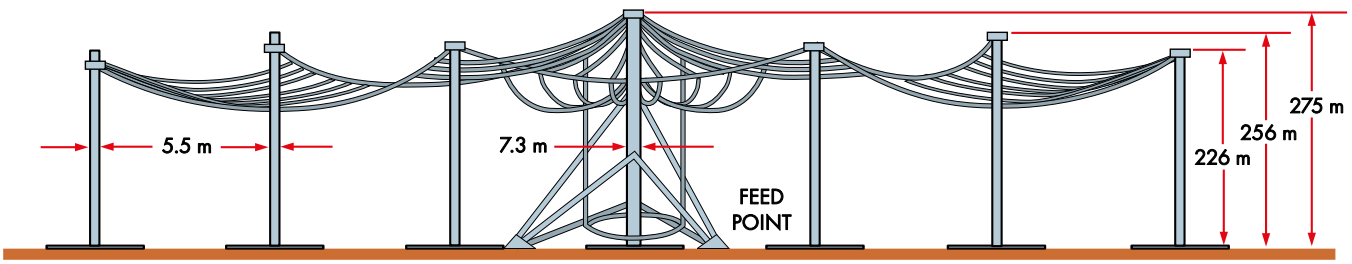
Po wojnie system nadawczy wraz z antenami został zdemontowany i przewieziony do ówczesnego Związku Radzieckiego w trzech tysiącach wagonów kolejowych, a następnie ponownie zmontowany około 150 km od Moskwy. Jest on nadal używany przez rosyjską marynarkę wojenną do przesyłania wiadomości do rosyjskich okrętów podwodnych wraz z sygnałami czasu!

Jego znak wywoławczy to RJH90 i działa na częstotliwościach między 20,5 kHz a 25,5 kHz zgodnie z określonym harmonogramem (https://w.wiki/6DP5).

Stacja Nadawcza Marynarki Wojennej w Belconnen (Australia, VLF)

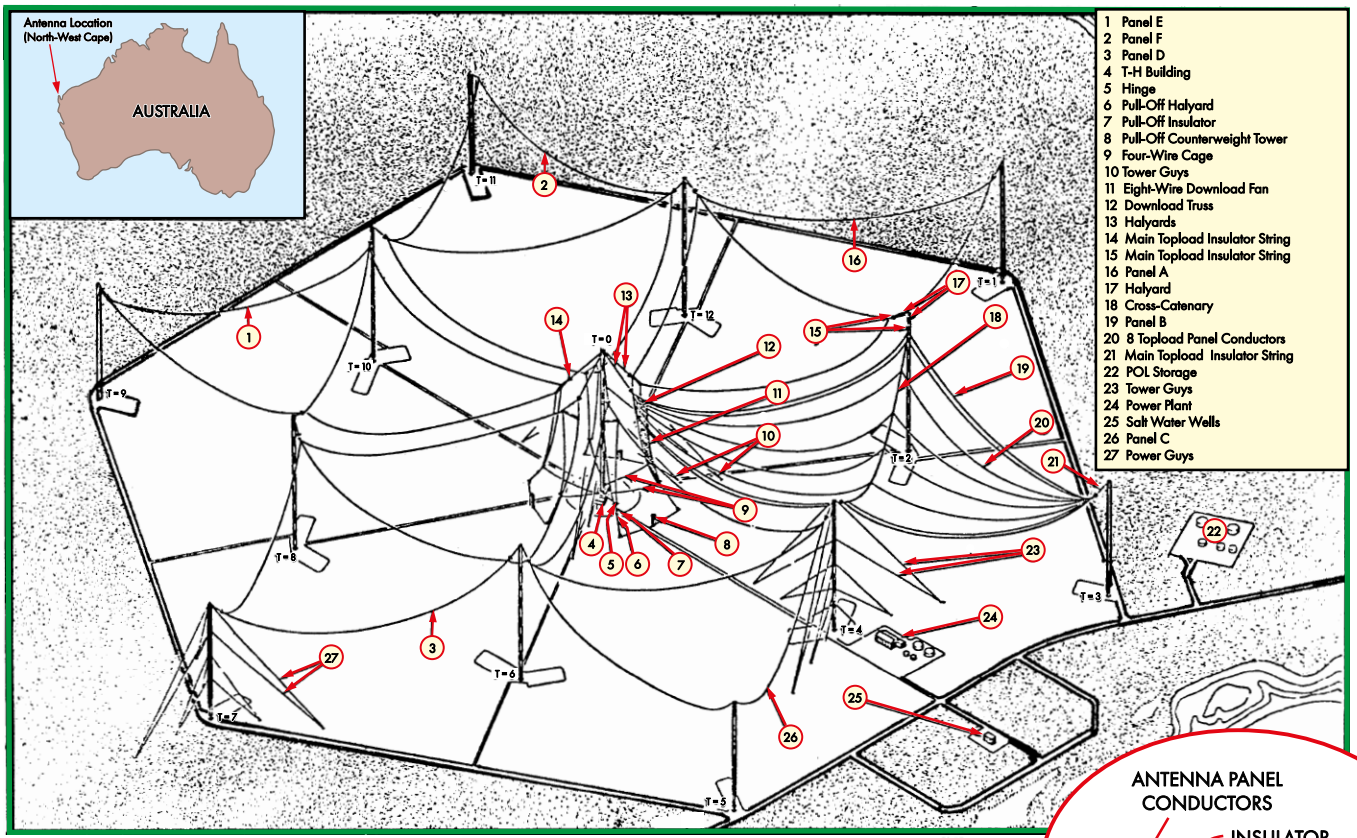
Nadajnik Królewskiej Australijskiej Marynarki Wojennej w Belconnen, ACT, składał się z trzech masztów nadawczych VLF o wysokości 183 m, oddalonych od siebie o 400 m. Były one zorientowane ze wschodu na zachód, aby zapewnić maksymalną kierunkowość transmisji na Pacyfik i Ocean Indyjski (**rysunek 7**). Kompleks został ukończony w 1939 roku i działał do 2005 roku.

W momencie ukończenia była to najpotężniejsza morska stacja nadawcza w ówczesnym Imperium Brytyjskim. Działała na częstotliwości 44 kHz i była używana do komunikacji z okrętami nawodnymi i podwodnymi.



Rysunek 10. Widok elewacji bocznej systemu antenowego VLF w Cutler, Maine, pokazanego na rysunku 11

eprasa.pl 29e0fc3bc0



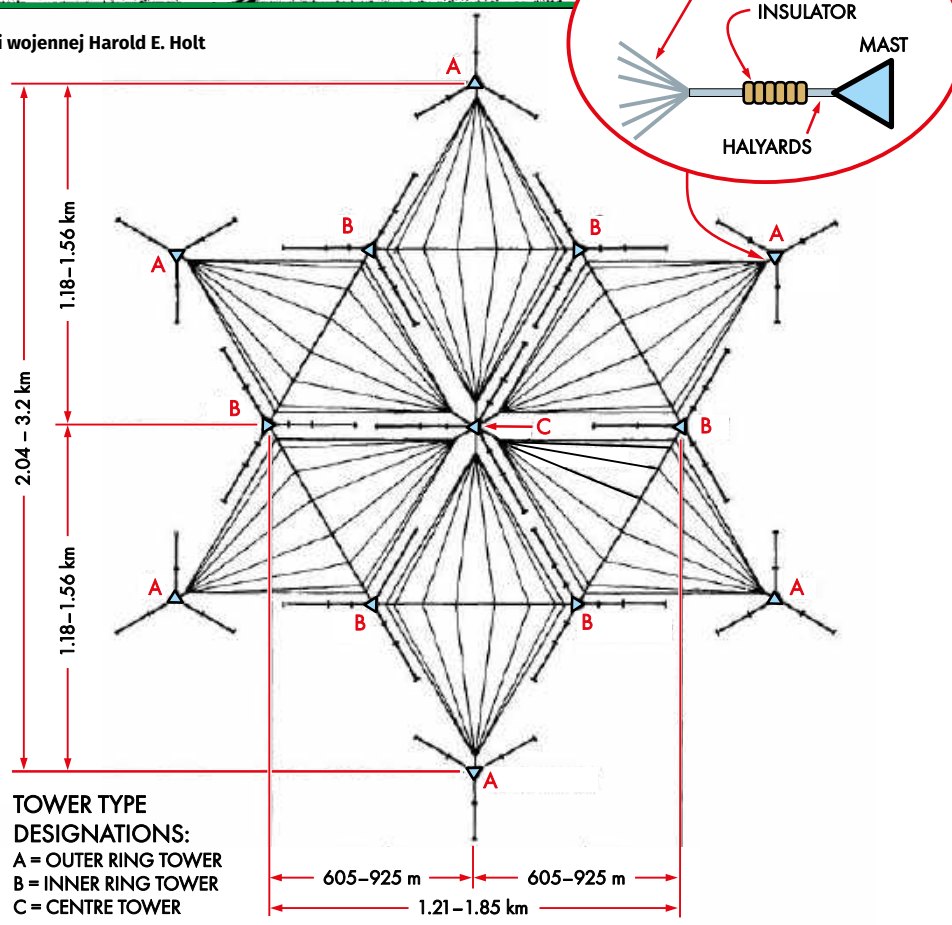
Rysunek 9. System antenowy stacji łączności marynarki wojennej Harold E. Holt

W przypadku komunikacji podwodnej możemy oszacować, że sygnał 44 kHz przeniknąłby przez wodę morską do głębokości 10 m przy tłumieniu około 50 dB. Pierwotna moc urządzenia wynosiła 200 kW, ale po remoncie w latach 1959...1961 została zwiększona do 250 kW. W połączeniu z podobnym obiektem w Rugby w Anglii, łączność mogła być nawiązywana w dowolnym miejscu na świecie.

W jednym z raportów byłego technika znalazła się informacja o tym, że system antenowy był to obwód rezonansowy „typu odwróconej litery L z ogromnym pojemnościowym cylindrem" wspartym na trzech wieżach. Technik dodał ponadto, że „końcowy obwód rezonansowy znajdował się w osobnym budynku, a świetlówki zapalały się bez podłączania do zasilania".

Obiekt zawierał również nadajniki HF, które służyły zarówno celom wojskowym, jak i cywilnym. W szczytowym momencie swojej działalności miał 38 nadajników HF o mocy od 10 kW do 40 kW i 50 systemów antenowych. W 1956 r. nadawano tu transmisje radiowe z Igrzysk Olimpijskich w Melbourne.

W 1995 roku praca operacyjna nadajnika VLF Marynarki Wojennej została przeniesiona do Harold E. Holt Communications Station na North West Cape w Australii Zachodniej.



Rysunek 11. System antenowy VLF Marynarki Wojennej USA w Cutler, Maine, który jest bardzo podobny do tego w Harold E. Holt. Zwróć uwagę na ogromne wymiary

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Nie wiemy, jak daleko okręty podwodne mogły odbierać transmisje z Belconnen w zanurzeniu. Jednak, jak wynika z informacji podawanych na stronie siliconchip.au/link/abim, w przypadku alternatywnej lokalizacji w Rugby w Anglii, okręty podwodne mogłyby odbierać sygnały 16 kHz przy głębokości anteny około 7 m i zasięgu około 3200 km z antenami pętlowymi.

Zasięg odbioru wzrósł dramatycznie, gdy nie używano anten pętlowych. Przypuszczalnie zamiast nich używano długich przewodów.

Warto zapoznać się także z materiałem wideo zatytułowanym „Track 6 Belconnen Transmitting Station" na stronie https://youtu.be/lX39drhaI7g.

Stacja łączności marynarki wojennej Harold E. Holt (VLF)

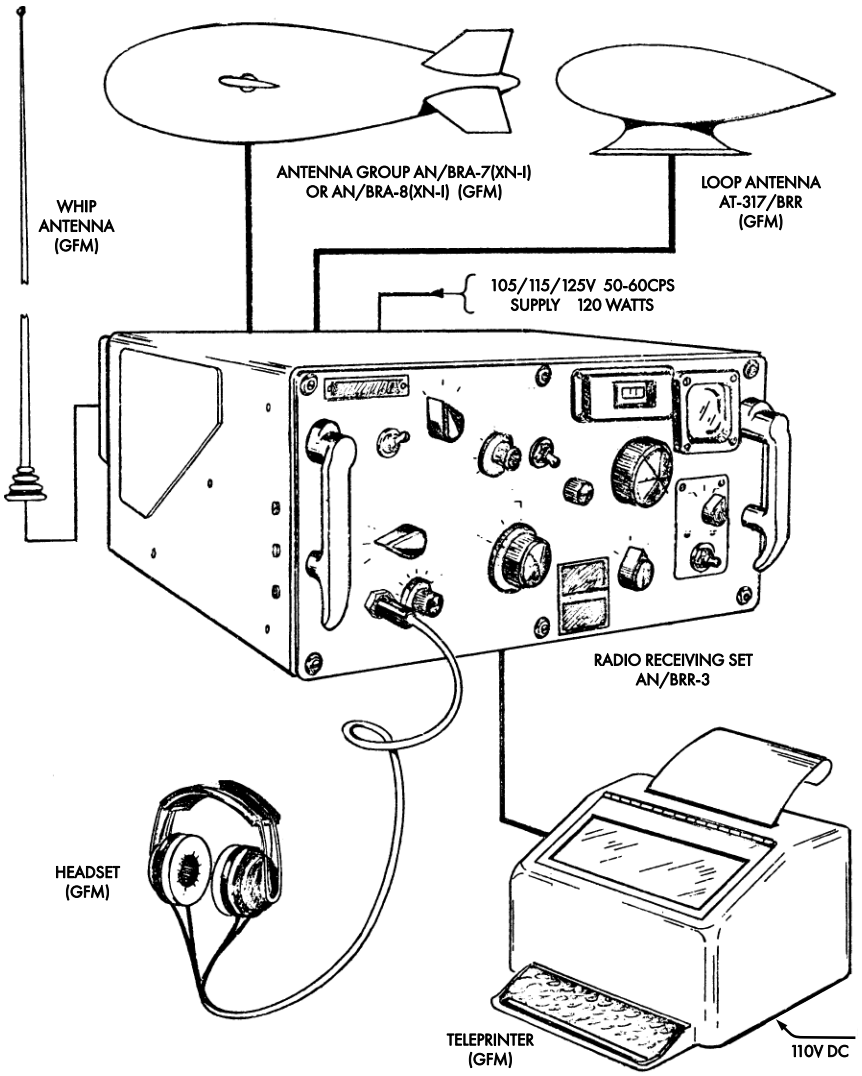
Stacja Łączności Marynarki Wojennej Harold E. Holt (**rysunek 8**) znajduje się w północno-zachodniej Australii Zachodniej, została zbudowana w 1968 roku i jest wspólnym australijsko-amerykańskim obiektem do komunikacji z okrętami podwodnymi. Działa na częstotliwości 19,8 kHz i ma moc 1 MW, więc możemy przypuszczać, że głębokość penetracji wody morskiej wynosi około 10 m. Jednak ze względu na dużą moc, rzeczywista głębokość może być większa.

Antena składa się z centralnego masztu o wysokości 387 m, otoczonego sześcioma masztami o wysokości 364 m i kolejnymi sześcioma o wysokości 304 m (**rysunek 9**). Przewody biegnące od centralnego masztu do 12 otaczających go masztów tworzą „okładzinę" kondensatora, z sześcioma „panelami" równoległymi do ziemi i sterowanymi w środku (**rysunki 10** i **11** przedstawiają podobne anteny).

Zamiast centralnego masztu będącego elementem promieniującym, jest sześć pionowych przewodów „downleads", które promieniują fale VLF. Układ przeciwwagi znajduje się na poziomie gruntu lub jest zakopany w ziemi (nie jest to do końca jasne). Konstrukcja anteny jest niezwykle wydajna, na poziomie 70...80% w porównaniu do innych anten VLF o wydajności 15...30%.

Na temat tego nadawczego systemu antenowego nie ma zbyt wielu dostępnych informacji, ale bardzo podobny system Marynarki Wojennej USA jest zainstalowany w Cutler w stanie Maine w USA (siliconchip.au/link/abj7).

Na **rysunku 12** przedstawiono odbiornik VLF łodzi podwodnej z 1972 r., z tego samego okresu co ten nadajnik.



Rysunek 12. Konfiguracja podwodnego sprzętu odbiorczego VLF z zestawem AN/BRR-3 około 1972 roku. System pracuje w zakresie częstotliwości 14 kHz...30 kHz z anteną pętlową, długą anteną boją lub anteną prętową. Źródło: www.navy-radio.com/manuals/0101-1xx/0101_113-03.pdf



Rysunek 13. Część 23-kilometrowego ramienia anteny ELF w lesie nad jeziorem Clam Lake w stanie Wisconsin. Źródło: www.navy-radio.com/commsta-elf.htm

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Program ELF Marynarki Wojennej Stanów Zjednoczonych

Jak opisano wcześniej, nadawanie na częstotliwościach VLF pozwala łodzi podwodnej odbierać sygnały do głębokości zanurzenia około 14 metrów. Okręt podwodny może znajdować się na większej głębokości, ale musi śledzić antenę wypornościową na głębokości odbioru.

Częstotliwości ELF od 3 Hz do 30 Hz i SLF od 30 Hz do 300 Hz zapewniają znacznie głębszą penetrację radiową, umożliwiając okrętom podwodnym i ich antenom pozostanie na normalnych głębokościach roboczych. Straty przy SLF są bardzo niskie (**tabela 4**).

Eksperymenty z ELF i SLF rozpoczęły się w 1962 r. przy użyciu dzierżawionej 70-kilometrowej linii wysokiego napięcia w Wyoming, która była odłączana w nocy.

W 1963 roku zbudowano 176-kilometrową antenę z Lookout Shoals w Karolinie Północnej do Algoma w Wirginii. Była ona zasilana prądem o natężeniu 60 A i częstotliwości od 4 Hz do 500 Hz. Jej moc promieniowania wynosiła 1 W. Sygnały były wykryte przez okręt podwodny USS Seawolf w odległości 3200 km, na nieokreślonej głębokości.

W 1968 roku pojawiła się propozycja budowy nadajnika pracującego z częstotliwością 40 Hz...80 Hz. System SLF został nazwany Project Sanguine i miał mieć 9700 km kabla pokrywającego 58000 km² lub ~40% amerykańskiego stanu Wisconsin. Sto podziemnych elektrowni miało produkować 800 MW energii elektrycznej dla nadajników.

Test na małą skalę został przeprowadzony w Clam Lake, Wisconsin, z dwoma skrzyżowanymi antenami o długości 23 km (**rysunek 13**). Antena została wykonana z kabla aluminiowego o średnicy 15 mm zamontowanego na 12-metrowych drewnianych słupach. Projekt ten, z różnych powodów został porzucony w 1973 roku, ale badania na małą skalę były kontynuowane. System został zaprojektowany z dużą nadmiarowością, tak aby wytrzymać atak nuklearny.

W 1981 roku ówczesny prezydent Ronald Reagan wznowił projekt na znacznie mniejszą skalę, a budowa rozpoczęła się w 1982 roku.

Istniejąca 46-kilometrowa antena Clam Lake została zachowana, natomiast nowa 91-kilometrowa antena została zbudowana w Republic, Michigan, w kształcie litery F z dwoma 23-kilometrowymi segmentami i jednym 45-kilometrowym segmentem, 238 km od Clam Lake (**rysunek 14**). Kształt litery F nie ma żadnego znaczenia, a wynikał z ówczesną dostępnością gruntów.

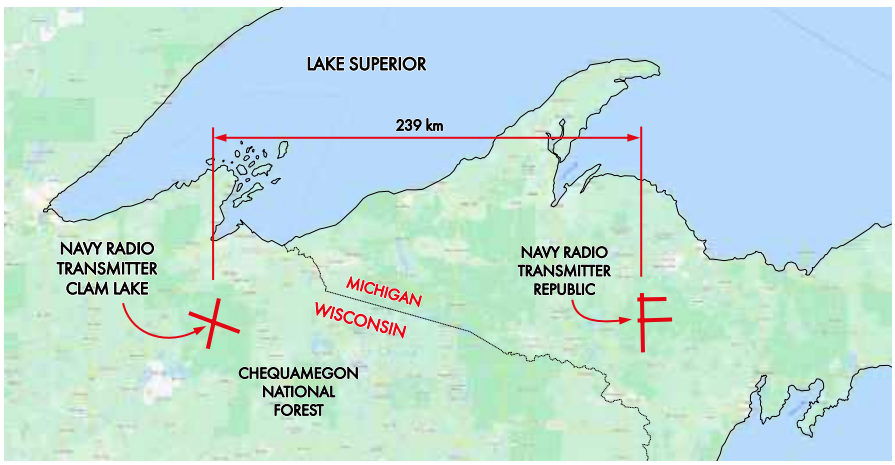
Ważnym czynnikiem wpływającym na lokalizację anten była bardzo niska przewodność podłoża skalnego na tym obszarze. Dzięki temu więcej skał mogło stanowić część znacznie większej anteny, ponieważ prąd musi płynąć znacznie głębiej, aby zamknąć obwód elektryczny. Generowany sygnał przemieszcza się w naturalnym falowodzie między Ziemią a dnem jonosfery (**rysunek 15**).

Anteny były dipolami naziemnymi, jak pokazano na **rysunku 16**. Antena jest zasilana w punkcie środkowym przez nadajnik elektrowni (P) prądem o natężeniu 300 A i częstotliwości 76 Hz lub 45 Hz. Końce anteny są uziemione w odwiertach o głębokości 91 m. Prąd przemienny przepływa między uziemionymi końcami anteny (I) przez podłoże skalne i wzdłuż przewodów naziemnych.

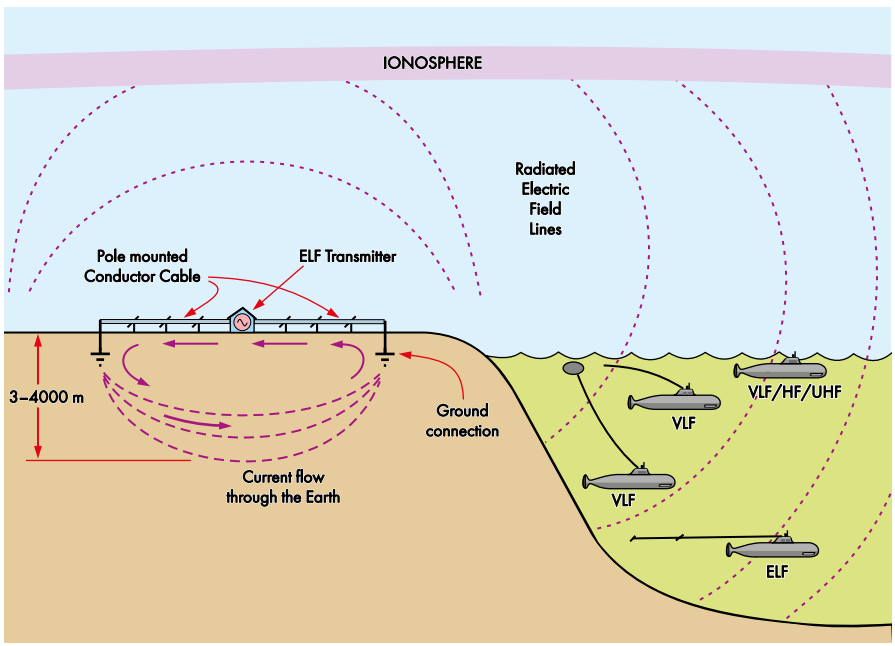
Strzałki, dla przejrzystości wskazują tylko jeden kierunek, ale faktyczny kierunek przepływu prądu zmienia się. Prąd ten

Tabela 4. Straty i sprawność anteny dla pasma SLF (źródło: www.navy-radio.com/commsta/elf/elf-1402-81 A.pdf)

Częstotliwość	45 Hz	76 Hz	140 Hz
Strata propagacji na 1000 km	0,75 dB	1,2 dB	2,0 dB
Strata na 1 m penetracji wody morskiej	0,23 dB	0,27 dB	0,36 dB
Względna sprawność anteny nadawczej	−4,4 dB	0,0 dB	2,5 dB

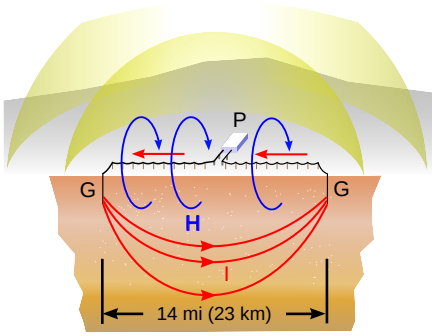


Rysunek 14. Mapa przedstawiająca na czerwono lokalizację anten nadajników Clam Lake i Republic



Rysunek 15. Linie pola elektrycznego promieniowane z nadajnika ELF/SLF przemieszczają się w naturalnym falowodzie między Ziemią a jonosferą. Podobny wzór promieniowania dotyczy VLF. Najgłębszy odbiornik podwodny odbiera ELF, inny odbiera VLF za pomocą anteny wypornościowej, a jeszcze inny unosi się na boi

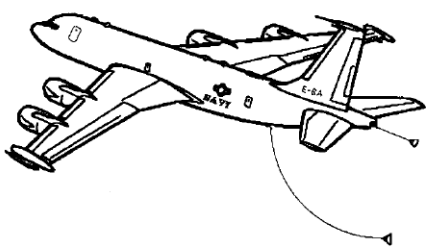
eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 16. Dipol naziemny typu używanego w Projekcie ELF (jeden z 23-kilometrowych segmentów). Źródło: https://w.wiki/6DPK

wytwarza zmienne pole magnetyczne (H), które emituje fale ELF, pokazane na żółto. Charakterystyka promieniowania jest kierunkowa, a najsilniejszy sygnał występuje na końcach przewodów. Dlatego, aby anteny mogły być używane dookólnie, muszą być zbudowane w co najmniej dwóch lub więcej ortogonalnych kierunkach.

Po połączeniu, efektywna moc promieniowania obu systemów wynosiła 8 W, z mocy wejściowej 2,6 MW – wydajność zaledwie 0,0003%! Ze względu na niską przepustowość systemu, przesłanie trzyliterowej zakodowanej wiadomości zajmowało około 15 minut.



Rysunek 17. Schematyczny widok dwóch przyczepnych anten VLF za Boeingiem E-6A, część systemu łączności TACAMO. Źródło: https://nuke.fas.org/guide/usa/c3i/e-6.htm



Rysunek 18. Były maszt Omega Tower Woodside o wysokości 432 m, kadr z filmu na stronie https://youtu.be/S_T7hd0oXUE. Zwróć uwagę na betonowy budynek spiralny po prawej stronie

Zazwyczaj wiadomość zawierała instrukcje dotyczące tego, gdzie i kiedy należy się wynurzyć, zbliżyć do powierzchni lub zwolnić boję antenową, aby otrzymać bardziej złożoną wiadomość.

System stale nadawał komunikat „idle" (bezczynność), wskazując okrętowi podwodnemu, że nadal znajduje się w zasięgu odbioru.

System wszedł do służby w 1989 roku i obejmował swym zasięgiem blisko połowę powierzchni świata. Został wycofany z użytku w 2004 roku, a Marynarka Wojenna Stanów Zjednoczonych stwierdziła, że systemy VLF ewoluowały do tego stopnia, że system ten był niepotrzebny.

W filmie na stronie https://youtu.be/eC1cqwGkOwY technik, który pracował na okrętach podwodnych, komentuje, że odbiorniki ELF/SLF były zsynchronizowane z nadajnikiem za pomocą zegarów cezowych. Jeśli zaszumiony sygnał był odbierany z jednego kierunku, opóźnienie odbiornika było korygowane tak, aby ten sam sygnał mógł być odbierany z drugiej strony świata.

TACAMO

TACAMO (*Take Charge and Move Out*) to amerykański system łączności zaprojektowany tak, aby przetrwać atak nuklearny, utrzymując kontakt z flotą okrętów podwodnych w przypadku zniszczenia nadajników lądowych. Aby nawiązać łączność VLF, za samolotem Boeing E-6B Mercury (opartym na Boeingu 707 – **rysunek 17**) ciągnięte są długie anteny.

E-6B ma dwie anteny śledzące, jedną o długości 8 km i drugą o długości 1,5 km. Po ich rozłożeniu samolot wchodzi w ciasny zakręt. Dłuższy przewód zwisa możliwie pionowo, natomiast drugi zwisa za samolotem, tworząc kształt litery L.

Używany był nadajnik dużej mocy (200 kW) – AN/ART-54 High-Power Transmitting Set (HPTS) składający się z półprzewodnikowego wzmacniacza mocy/sprzęgacza (SSPA/C) OG-187/ART-54 i podwójnego systemu antenowego (DTWA) OE-456/ART-54.

Więcej szczegółów można znaleźć w podręczniku lotu TACAMO dla E-6 A na stronie siliconchip.au/link/abj8 (wcześniejsza wersja tego samolotu).

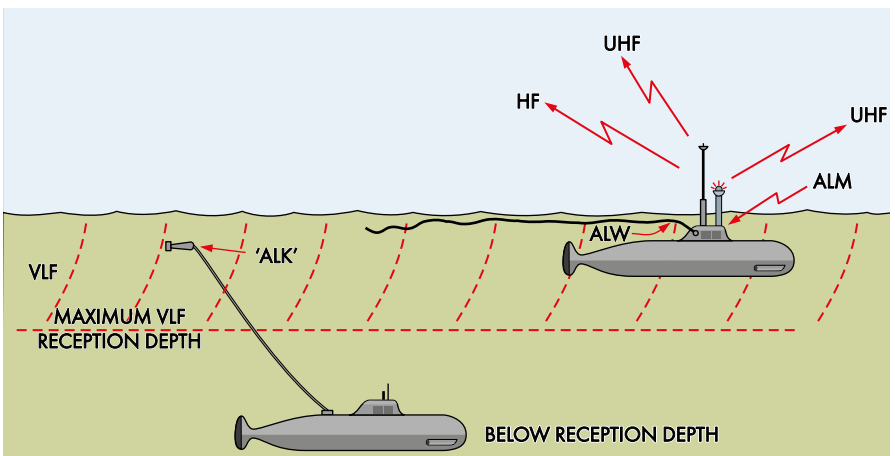
Australijski nadajnik VLF Omega

System nawigacji Omega omówiliśmy szczegółowo w wydaniu z września 2014 r. (siliconchip.au/Article/8002). System Omega został wyłączony 30 września 1997 roku. Następnie nadajnik Omega w Woodside w stanie Wiktoria został zmodyfikowany w celu ponownego wykorzystania przez Królewską Australijską Marynarkę Wojenną do komunikacji podwodnej do 31 grudnia 2008 r. (**rysunek 18**).

Został on przystosowany do pracy w paśmie 10 kHz...14 kHz i obsługiwał 100-bajtową, dwukanałową transmisję MSK (kluczowanie z minimalną zmianą częstotliwości) o mocy wejściowej anteny 100 kW i mocy promieniowanej 36,5 kW. Jego oznaczenie to VL3DEF.

Niestety, maszt został zburzony 22 kwietnia 2015 r., mimo że można go było wykorzystać do kilku innych celów, w tym jako maszt stacji radiowej SBS. Zobacz mój film o wieży pt. „Woodside Omega Navigation System Tower VLF Transmitter, Victoria, Australia" na stronie https://youtu.be/S_T7hd0oXUE.

Z tabeli 2 wynika, że sygnał o częstotliwości 10 kHz przenikałby przez wodę morską do głębokości około 14 m przy tłumieniu 50 dB.



Rysunek 19. Opcje anteny dla okrętu podwodnego klasy Oberon, używanego niegdyś przez Australię. Oryginał pochodzi z podręcznika opublikowanego przez San Francisco Maritime National Park Association (https://maritime.org/doc/oberon/operations/index.php)

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Rosyjski nadajnik Zeus ELF/SLF

Rosyjska marynarka wojenna posiada nadajnik ELF/SLF o nazwie ZEVS (Zeus) na Półwyspie Kola, na wschód od Finlandii. Został on po raz pierwszy zauważony na Zachodzie w latach 90. i zwykle działa na częstotliwości 82 Hz z modulacją MSK, choć prawdopodobnie może nadawać z częstotliwością od 20 Hz do 250 Hz.

Uważa się, że Rosja ma dwie naziemne anteny dipolowe o zasięgu 60 km, zasilane prądem od 200 A do 300 A. Oprócz celów wojskowych, są one wykorzystywane również do badań geofizycznych.

Sprzęt VLF do komunikacji z okrętami podwodnymi Oberon

Okręty podwodne klasy Oberon są obecnie już przestarzałe. Zostały zaprojektowane w Wielkiej Brytanii, zbudowane w latach 1957...1978 i służyły pięciu krajom, w tym Australii. Ostatnie Oberony zostały wycofane z eksploatacji w 2000 roku. Chociaż trudno jest znaleźć informacje na temat VLF i innych systemów łączności dla obecnie używanych okrętów podwodnych, istnieją szczegółowe informacje na temat przestarzałych systemów łączności z okrętami Oberon.

Na **rysunku 19** przedstawiono różne opcje anten:

- ALK – antena VLF w odzyskiwalnej boi
- ALM – dookólna antena VLF składająca się z szeregu pętli w stateczniku
- ALN – teleskopowy maszt HF/UHF
- ALW – pływająca, jednorazowa antena przewodowa VLF
- AMK – połączona antena UHF/IFF (IFF – Identification, Friend or Foe identyfikacja, przyjaciel lub wróg) powiązana z masztem ECM (elektroniczne środki zaradcze).
- AWJ – awaryjna antena typu whip do użytku wyłącznie na powierzchni



Rysunek 20. Odbiornik CFA, typ 5820-AP 164474, używany na okrętach podwodnych klasy Oberon. Źródło: http://jproc.ca/rrp/rrp2/oberon_cfa.pdf

Na **rysunku 20** przedstawiono odbiornik VLF używany na tych okrętach podwodnych. Działały one na częstotliwości 14 kHz...22,5 kHz z pasmem 150 Hz i nadawały się tylko do odbioru telegrafii, a nie głosu.

Szybkość transmisji danych VLF

Opublikowanych informacji na temat szybkości transmisji danych dla komunikacji VLF nie ma zbyt wiele. Nie mniej, na stronie Continental Electronics Corporation (https://contelec.com/case-history-lfvlf), głównego producenta sprzętu VLF dla marynarki wojennej, można przeczytać:

Nadajniki komunikacyjne o bardzo niskiej częstotliwości (VLF) używają sygnałów cyfrowych do komunikacji z zanurzonymi okrętami podwodnymi na częstotliwościach 3 kHz...30 kHz. Lądowe nadajniki VLF/LF Marynarki Wojennej transmitują rozkaz i kontrolę okrętu podwodnego z prędkością 50 bodów, co stanowi podstawę systemu nadawania okrętów podwodnych.

Zakładamy, że jest to optymalna częstotliwość i warunki prowadzenia łączności. Jeden bod odpowiada w przybliżeniu jednemu bitowi na sekundę, więc jest to 6,25 bajtów na sekundę. Rzeczywista szybkość będzie mniejsza ze względu na bity parzystości itp. Daje to około 300 znaków na minutę.

Średnia długość słowa wynosi około pięciu znaków, więc w optymalnych warunkach można przesłać około 60 słów na minutę (ten akapit zająłby około 30 sekund). Szybkość ta może zostać podwojona lub nawet potrojona dzięki kompresji danych.

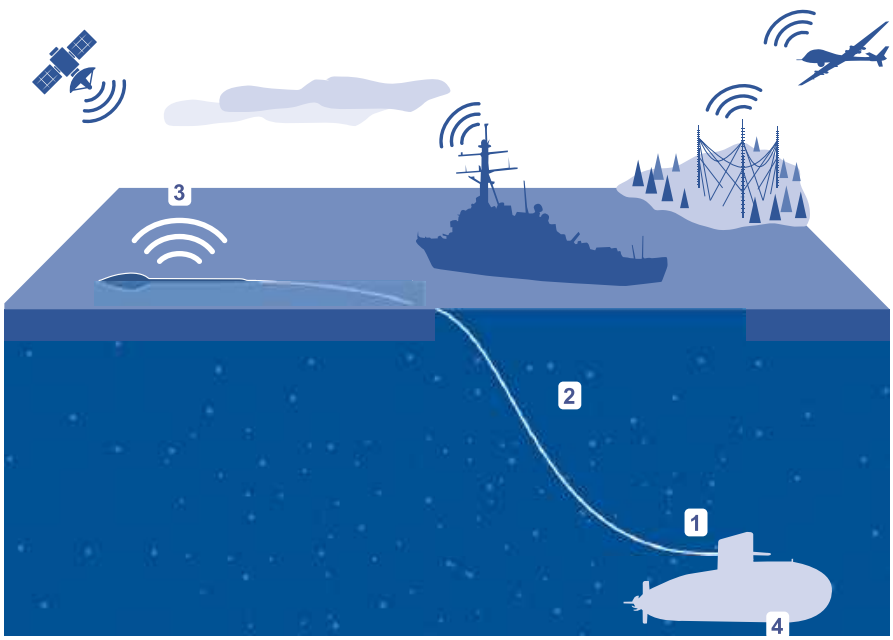
Continental Electronics wyprodukował również sprzęt do wspomnianego wyżej nadajnika VLF Harolda E. Holta.

Wypornościowe systemy antenowe

Idealnie byłoby, gdyby okręt podwodny nie musiał wynurzać się w celu odbierania lub wysyłania sygnałów. Jak już wspomniano, okręt podwodny może rozmieścić antenę przewodową do odbioru VLF. Antena ta unosi się na tyle płytko, że może odbierać komunikaty VLF,



Rysunek 21. Mechanizm kołowrotka GABLER i boja dla systemu anteny podwodnej. Źródło: www.gabler-naval.com/wp-content/uploads/2021/05/GABLER-Naval_BWA_2021-05_EN.pdf



Rysunek 22. Elementy systemu cyfrowej anteny pływającej GABLER: 1) Podwodna wciągarka, 2) Kabel holowniczy anteny VLF, 3) Holowana antena cyfrowa i kontroler satelitarny (TDASC) zawierający antenę HF, 4) Wewnętrzna jednostka sterująca i interfejs. Źródło: takie samo jak dla rysunku 21

eprasa.pl 29e0fc3bc0

podczas gdy okręt podwodny pozostaje głębiej zanurzony.

Okręt podwodny może nadal pozostawać w pełnym zanurzeniu i komunikować się na wyższych częstotliwościach, ale musi rozmieścić boję z odpowiednimi antenami. Alternatywnie, okręt podwodny może wynurzyć się na powierzchnię ryzykując wykrycie (rysunek 4).

Na **rysunkach 21** i **22** przedstawiona jest boja firmy GABLER Maschinenbau GmbH, która może być rozwijana z okrętu podwodnego za pomocą mechanizmu bębnowego, wykorzystującego drut pływający o grubości 8 mm i długości do 6 km. Boja jest wyposażona w różne czujniki, anteny i kamerę. Jej pływalność może być kontrolowana, dzięki czemu antena może pozostać zanurzona w celu odbioru na zakresie VLF.

30-metrowy pręt antenowy do odbioru HF znajduje się na końcu kabla, tuż przed boją. System umożliwia odbiór sygnałów VLF (7 kHz...30 kHz), odbiór i transmisję komunikacji satelitarnej, gdy boja znajduje się na powierzchni, a także odbiór sygnałów HF na powierzchni.

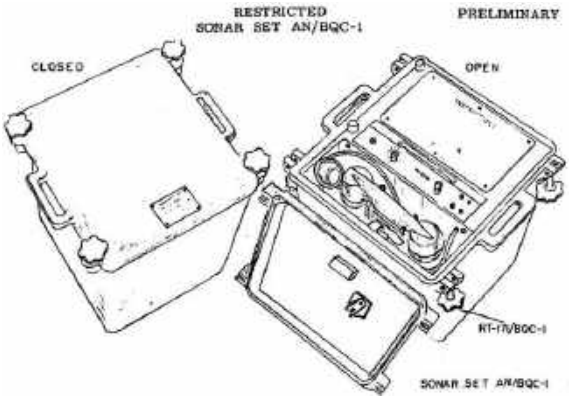
Za pośrednictwem komunikacji satelitarnej, możliwe jest odbieranie i nadawanie do systemów Iridium, NEXT i innych, a także odbieranie sygnałów nawigacyjnych GPS, Galileo, GLONASS i BeiDou. Za pośrednictwem boi mogą być ponadto sterowane bezzałogowe statki powietrzne (UAV).

Podwodna łączność akustyczna

Komunikacja podwodna może być również akustyczna. Najwcześniejszym tego przykładem były dzwonki, ale obecnie stosuje się przetworniki ultradźwiękowe.

Z podwodną komunikacją akustyczną wiąże się wiele trudności, takich jak propagacja wielościeżkowa, silne tłumienie sygnału, szum środowiskowy i zmienność właściwości akustycznych wody wynikających z warstw o zmiennej temperaturze i zasoleniu.

Na potrzeby podwodnej komunikacji akustycznej opracowano wiele trybów modulacji, takich jak FSK, PSK, FHSS (modulacja z widmem rozproszonym), DSSS (modulacja z widmem rozproszonym z bezpośrednią sekwencją), FPPM i PPM (modulacja częstotliwości i położenia impulsu), MFSK (wielokrotne kluczowanie z przesunięciem częstotliwości) i OFDM (ortogonalne multipleksowanie z podziałem częstotliwości).



Rysunek 23. Podwodny telefon „Gertrude" z czasów drugiej wojny światowej

Sygnały akustyczne są przesyłane z okrętu podwodnego tylko wtedy, gdy ukrycie nie jest problemem, ponieważ systemy sonarowe okrętów podwodnych lub statków mogą określić pochodzenie takich sygnałów.

Podwodny telefon akustyczny „Gertrude"

Podczas II wojny światowej w USA opracowano podwodny telefon o nazwie AN/BQC-1 (**rysunek 23**) i jego warianty, nazywane Gertrude. Wykorzystywał on komunikację akustyczną SSB (single side-band) o częstotliwości 8,3 kHz...11,1 kHz lub sygnał CW o częstotliwości 24,26 kHz.

Komunikacja głosowa była możliwa do około 450 m, ale rozmowy były słyszalne w odległości około 1,8 km...4,5 km. Używano go do komunikacji z innymi okrętami podwodnymi i jednostkami nawodnymi. Niektóre wersje tego urządzenia są nadal używane, ale ze względów bezpieczeństwa współczesne okręty podwodne starają się ich unikać.

JANUS (akustyczny)

JANUS to ogólnodostępny standard NATO dla podwodnej komunikacji akustycznej do użytku wojskowego i cywilnego (www.januswiki.com/tiki-index.php). Jest to standard, który służy podobnemu celowi jak IEEE 802.11 dla Wi-Fi, ale do podwodnego użytku akustycznego, umożliwiając współdziałanie urządzeń różnych producentów.

Urządzenia ogłaszają się na wspólnej częstotliwości 11,5 kHz, a następnie mogą negocjować inną częstotliwość lub protokół transmisji. System został przetestowany na odległości do 28 km.

Obecna standardowa częstotliwość JANUS jest zdefiniowana w dokumencie STANAG 4748 i wynosi 9,44 kHz...13,6 kHz.

Używane aktualnie pasmo częstotliwości dla wojskowej telefonii podwodnej (UWT) to 8087 Hz...11087 Hz (STANAG 1074/1475).



Rysunek 24. Akustyczne urządzenie do komunikacji podwodnej ELAC Sonar UT3000 2G. Źródło: www.researchgate.net/figure/UT3000-digital-underwater-communication-system_fig2_281904054

Pokrywa się ono częściowo z pasmem JANUS. Proponowane jest zarezerwowanie częstotliwości 4375 Hz...7625 Hz do celów wojskowych i 24,75 Hz...31,25 kHz do celów cywilnych.

UT3000 (akustyczny)

ELAC UT3000 2G (**rysunek 24**) łączy analogową i cyfrową komunikację podwodną w jednym urządzeniu i jest kompatybilny ze standardami STANAG, JANUS i innymi. Może dostarczyć do 1400 W mocy transmisji akustycznej.

Realizuje funkcje, takie jak telefonia, telegrafia, cyfrowa transmisja i odbiór danych, pomiar szumu i pomiar odległości. Ma również tryb sygnalizatora awaryjnego i działa w zakresie od 1 kHz do 60 kHz.

CUUUWi (radiowy/akustyczny)

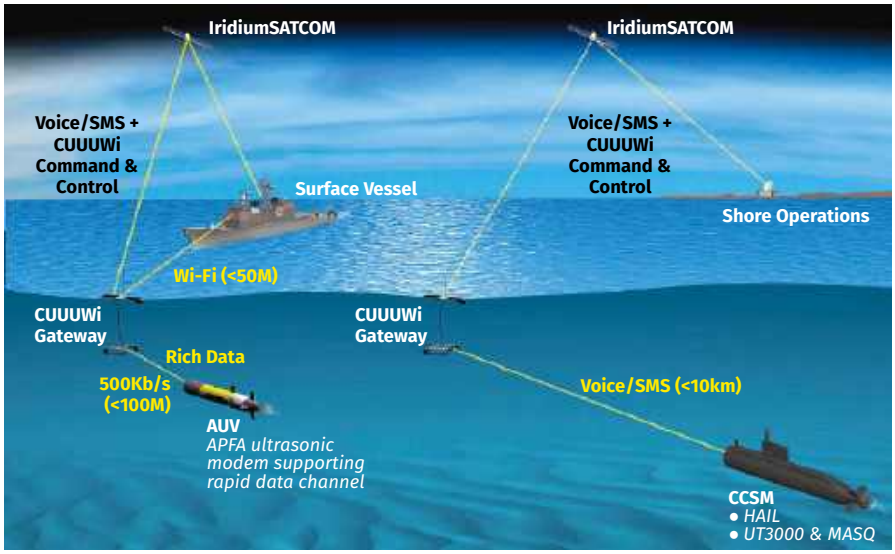
CUUUWi („cooee") to brama komunikacyjna między podwodnymi i nawodnymi użytkownikami telefonów komórkowych i satelitarnych do przesyłania głosu i tekstu (**rysunki 25...27**). System ten został opracowany w ramach grantu rządu australijskiego przez L3Harris Technologies.

Zaprojektowano go w celu odnajdywania (na podstawie sygnałów o niebezpieczeństwie), a następnie komunikowania się z uszkodzonymi okrętami podwodnymi lub zapewniania szyfrowanej komunikacji z okrętami podwodnymi (lub innymi platformami podwodnymi) przy dużej prędkości i głębokości.

Do odbierania komunikacji radiowej ze statków powierzchniowych lub satelitów i przekształcania ich w komunikację akustyczną do odbioru pod wodą wymagany jest obiekt nawodny (lub flota). Może to być np. bezzałogowy statek powierzchniowy (USV). Możliwy jest zasięg do 10 km (20 km w dobrych warunkach).

System może być również stosowany do platform podwodnych, w tym autonomicznych pojazdów podwodnych (AUV), czujników dna morskiego, okrętów podwodnych, statków i nurków. System jest kompatybilny z różnymi standardami NATO, w tym JANUS.

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 25. System CUUUWi z komunikacją między satelitami, statkami nawodnymi, okrętem podwodnym i AUV (autonomicznym pojazdem podwodnym). Źródło: www.l3harris.com/sites/default/files/2020-09/ims-maritime-datasheet-CUUUWi_0.pdf

Możliwe jest wykrywanie standardowych podwodnych sygnałów nawigacyjnych 8,8 kHz i impulsów lokalizatora awaryjnego 37 kHz, które są powszechnie stosowane w okrętach podwodnych, a wkrótce znajdą się w „czarnych skrzynkach" samolotów i rejestratorach podróży morskich.

Tryby nawodne obejmują łączność satelitarną, 4G/3G/GSM i VHF. Tryby podwodne obejmują telefon podwodny (UT3000), HAIL (Hydro Acoustic Information Link) i MASQ (Multichannel Acoustic Signalling Quality of Service).

Deep Siren (radiowy/akustyczny)

Raytheon, Ultra Electronics Maritime Systems i RRK Technologies Ltd opracowały dla US Navy Deep Siren Tactical Paging (siliconchip.au/link/abjc). Używa on jednorazowych boi rozmieszczonych z okrętu podwodnego do przesyłania wiadomości z satelitów Iridium do okrętu podwodnego za pośrednictwem akustycznego łącza danych.

Zasięg systemu wynosi 50 mil morskich (92,5 km) lub więcej od boi do okrętu podwodnego, który może operować z normalną prędkością. W przeciwieństwie do tego, okręt podwodny musi działać ze zmniejszoną prędkością podczas holowania anten, takich jak te na pływającej boi lub kablu VLF. Boja może być wystrzeliwana z okrętu nawodnego, samolotu lub z wylotu śmieciowego okrętu podwodnego(!).

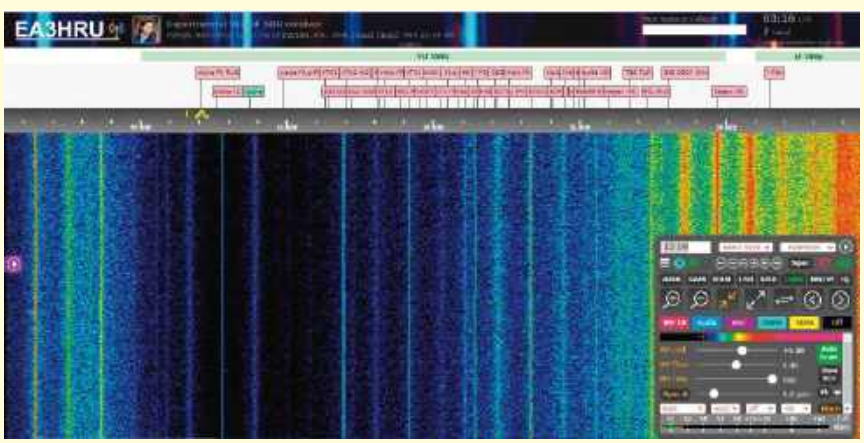
Testy systemu rozpoczęły się w 2008 roku, a jego demonstracja miała miejsce w 2011 roku. Jego obecny status operacyjny jest nieznany.

Korzystanie z internetowych radiotelefonów SDR do nasłuchiwania sygnałów VLF

Do odbioru sygnałów VLF można użyć karty dźwiękowej komputera lub wejścia audio, używając jedynie komputera, anteny i oprogramowania. Istnieje wiele artykułów i filmów instruktażowych na ten temat. Na przykład:

www.prinz.nl/SAQ.html siliconchip.au/link/abj9 www.vlf.it
siliconchip.au/link/abja siliconchip.au/link/abjb

Na stronie http://sdrbcn.duckdns.org:8073/ dostępny jest eksperymentalny odbiornik online VLF-HF SDR (EA3HRU)w Pallejà, Barcelona, Hiszpania. W menu należy wybrać tryb VLF.





Rysunek 26. Modem akustyczny GPM300 MASQ, część systemu CUUWi

TARF (akustyczny/radarowy)

Translational Acoustic-RF Communication to eksperymentalny system opracowany przez Massachusetts Institute of Technology (MIT). Fale dźwiękowe z podwodnego źródła powodują wibracje na powierzchni, które mogą być odbierane przez czuły radar działający w zakresie 300 GHz. Zobacz film „Getting submarines talking to airplanes, finally" dostępny na stronie https://youtu.be/csYtAzDBk00.

Granice zasięgu podwodnej komunikacji akustycznej

Natura może mieć na to odpowiedź. Mówi się, że humbaki komunikują się akustycznie i mogą być słyszane przez inne osobniki w odległości do 6400 km.

Podwodna łączność optyczna (UWOC)

W latach 80. istniały nadzieje, że do komunikacji z okrętami podwodnymi można stosować lasery pokładowe lub kosmiczne. W przypadku SLCSAT (Submarine Laser Communication Satellite) i podobnych propozycji, pomysł polegał na skierowaniu wiązki lasera w kierunku oceanu w przybliżonym obszarze okrętu podwodnego i ustanowieniu kanału komunikacyjnego.

Dla takiego systemu firma Northrop Corp opracowała niebieski laser, bardzo czuły detektor laserowy powstał natomiast w Lockheed Corp. O ile nam wiadomo, system ten nigdy nie został wprowadzony do użytku. Z obecnie używanych i opisanych poniżej systemów UWOC wynika, że podwodne łącza optyczne w wodzie morskiej mogą działać

eprasa.pl 29e0fc3bc0



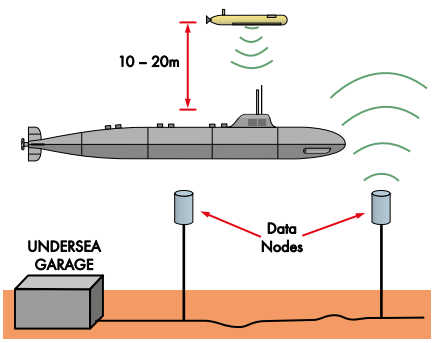
Rysunek 27. Pinger lokalizacji awaryjnej 8,8 kHz z baterią wystarczającą na 300 dni. Sygnały mogą być odbierane przez system CUUWi i pomagać w lokalizowaniu czarnych skrzynek samolotów, łodzi podwodnych w niebezpieczeństwie itp.

tylko na kilkudziesięciu metrach. Wynika to ze zbyt dużego tłumienia i rozpraszania światła w wodzie morskiej. Niemniej jednak, połączenie optyczne pomiędzy boją na powierzchni oceanu a samolotem mogłoby być zestawione.

Niebiesko-zielone lasery zostały opracowane do użytku morskiego. Mogą one przesyłać dane z prędkością 90 Mb/s nad wodą na odległość do 10 km, ale gdy są używane pod wodą, szybkość transmisji danych spada do 7 Mb/s...10 Mb/s na odległość 10 m...20 m (jak opisano na stronie siliconchip.au/link/abin).

Aqua-Fi (optyczny)

Basem Shihada i wsp. z King Abdullah University of Science and Technology w Arabii Saudyjskiej opracował architekturę podwodnego dostępu do Internetu, w której do przesyłania danych zastosowano komputer Raspberry Pi i gotowe zielone diody LED lub lasery 520 nm. Uzyskano maksymalną szybkość transferu danych na poziomie 2,11 MB/s.



Rysunek 28. Podwodny zasięg komunikacji wynoszący 10 m...20 m jest w granicach możliwości niebiesko-zielonego lasera. Źródło: www.mobilityengineeringtech.com/component/content/24599

Nie określono odległości komunikacji, ale schematy w pliku PDF na stronie siliconchip.au/link/abio sugerują, że może to być 10 m dla diod LED lub 20 m dla laserów. Zdjęcie z demonstracji laboratoryjnej pokazuje jednak, że jest to odległość bliższa dwóm metrom.

Niebieskie diody laserowe

Opisana w Nature Portfolio (www.nature.com/articles/srep40480) niebieska dioda laserowa GaN o długości fali 450 nm, modulowana za pomocą ortogonalnego multipleksowania z podziałem częstotliwości (OFDM) z kwadraturową modulacją amplitudy (QAM), może przesyłać dane przez wodę morską z prędkością 7,2 GB/s na odległość 6,8 m lub 4,0 GB/s na odległość 10,2 m.

Podwodne węzły danych (optyczne lub akustyczne)

Podwodne węzły danych mogłyby być tworzone dla okrętów podwodnych lub pojazdów AUV w celu nawiązania połączenia o wysokiej przepustowości ze swoim centrum dowodzenia bez wynurzania się na powierzchnię (**rysunek 28**). Umożliwiłoby im to odbieranie informacji znacznie szybciej niż w przypadku radia VLF lub ELF, a także ich przesyłanie, bez konieczności uwalniania pływającej anteny lub boi.

Kanał danych można ustanowić szybciej niż w przypadku satelitów, więc czas ekspozycji boi antenowej lub peryskopu byłby krótszy. Zapewniłoby to również alternatywne środki komunikacji w przypadku zniszczenia satelitów i nadajników lądowych.

Pomysł polega na tym, że podwodny pojazd manewruje w pobliżu węzła komunikacyjnego na dnie morskim i ustanawia kanał komunikacyjny za pomocą środków optycznych lub akustycznych.

Chiński laserowy system sub-hunting (optyczny)

Nietrudno sobie wyobrazić, że poniższy system laserowy zbudowany do polowania na okręty podwodne mógłby być również używany do komunikowania się z nimi, gdyby system laserowy był modulowany danymi.



Rysunek 29. Podwodny modem optyczny Luma. Źródło: https://files.hydromea.com/luma/Hydromea_LUMA_X_datasheet.pdf

Według ABC News (www.abc.net.au/news/11570886), Chiny opracowały system niebiesko-zielonego lasera, który emituje światło z samolotu do oceanu i szuka odbicia wskazującego na obecność okrętu podwodnego. Wiązka laserowa jest emitowana z samolotu na wysokości 1,6 km...3,2 km i może znaleźć okręt podwodny nawet na głębokości 160 metrów.

W artykule zauważono, że typowa głębokość operacyjna okrętu podwodnego klasy Collins wynosi 180 metrów. Celem jest zbudowanie satelity, który będzie w stanie znaleźć okręty podwodne na głębokości do 500 metrów.

System ten jest zasadniczo podobny do opracowanego w Australii LADS (Laser Airborne Depth Sounder) do mapowania dna morskiego, który mógłby zostać dostosowany do komunikacji podwodnej. Jednak, jak wspomniano powyżej, komunikacja optyczna pod wodą ma ograniczony zasięg. Zobacz nasz poprzedni artykuł na temat sonaru w wydaniu z czerwca 2019 r. (siliconchip.au/Article/11664).

LUMA

LUMA X to podwodny modem optyczny (www.hydromea.com), który może przesyłać dane z prędkością do 10 Mbit/s na głębokość 50 m, co wystarcza do przesyłania wideo HD (**rysunek 29**). Nadaje się do użytku z autonomicznymi pojazdami podwodnymi (AUV) i pojazdami zdalnie sterowanymi (ROV).

Łączność za pośrednictwem innych mediów

Z podobnymi problemami spotykamy się w przypadku komunikacji podziemnej. Zostaną one omówione w następnym artykule. ■

dr David Maddison

Powiązane filmy i linki

- Sygnały VLF odebrane przez poszczególne osoby: www.sigidwiki.com/wiki/Category:VLF
- 1972 Podręczniki US Navy dotyczące łączności VLF: www.navy-radio.com/manuals/shore-vlf.htm
- Eksperymentalna, kompaktowa piezoelektryczna antena VLF: siliconchip.au/link/abit i www.nature.com/articles/s41598-020-73973-6
- Strona towarzysząca dla australijskiego nadajnika VLF w Belconnen, „16 kHz VLF, Rugby, Anglia”: https://youtu.be/Unlg2gY2Zrs.
- O nadajniku Goliath, „The Radio Network that Communicated with Nazi Subs”: https://youtu.be/OSNCvJN5Xoo
- „Projekt E.L.F. – Historia komunikacji z okrętami podwodnymi pod wodą – #HamRadioQA”: https://youtu.be/eC1cqwGkOwY
- „Odbiór sygnałów z okrętów podwodnych na zakresie VLF”: https://youtu.be/UYaK3tWXbn0

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

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Ekscytacje Maxa

Migające diody LED i śliniący się inżynierowie (26)

Kilka dni temu...

...kiedy byłem w trakcie pisania tego artykułu, oglądałem z żoną (Gina Wspaniała) i synem (Joseph Wyzwanie Dla Zdrowego Rozsądku) klasyczny film w telewizji. Tytuł filmu mam na końcu języka, ale było to coś w rodzaju Odeszło z Wzdęciami (prawdziwą nazwę przypomnę sobie i podam na końcu artykułu). Po około dwóch godzinach była tam scena, gdzie głodująca bohaterka znajduje na polu rzepę, zjada ją w bardzo nieelegancki sposób, dostaje bólu brzucha, a następnie podnosi resztki rzepy ku niebu, wołając: „Przysięgam na Boga, że już nigdy nie będę głodna!".

W tym momencie nastąpiło crescendo muzyki i na ekranie pojawił się napis „Intermission" (antrakt), tak jak podczas pierwszych projekcji tego filmu w kinach. „Nie no, to było najgorsze zakończenie filmu, jakie kiedykolwiek widziałem" – powiedział Joseph, który, jak się okazało, nie ma pojęcia, co oznacza słowo „Intermission". Trzeba było widzieć jego minę, kiedy zapewniłem go, że jesteśmy dopiero w połowie filmu i przed nami jeszcze tyle samo. Nagle zdałem sobie sprawę, że rozmawiam z pustą przestrzenią, w której przed chwilą siedział chłopiec. Byłem pod ogromnym wrażeniem. Nie miałem pojęcia, że on potrafi tak szybko wyskoczyć z pokoju. A skoro mowa o wyskakiwaniu...

Załączam (i wyłączam) pozdrowienia

Jednym z tematów, które poruszyliśmy w moim poprzednim artykule (część 25., EdW 10/2025), było „odbijanie" przełącznika, czyli: po załączeniu lub wyłączeniu przełącznika, takiego jak przycisk lub przełącznik dwustabilny, nie przechodzi on płynnie ze stanu logicznego 0 do 1 lub odwrotnie, lecz może się odbijać w tę i z powrotem nawet ponad 100 razy, zanim ustabilizuje się w nowym stanie. Na potrzeby dyskusji skupiliśmy się na przełączniku jednobiegunowym jednopozycyjnym (SPST) i omówiliśmy dwa rozwiązania programowe, które można wykorzystać do eliminacji drgań („wyczyszczenia") sygnału pochodzącego z przełącznika. Pierwsze z tych rozwiązań polegało na zastosowaniu zmyślnego licznika, natomiast drugie wykorzystywało rozbudowany rejestr przesuwający.

Osobiście uważam, że temat przełączników w ogóle, a w szczególności ich „odbijania", jest niezwykle interesujący i skłania do refleksji. Zawsze można nauczyć się czegoś nowego. Na przykład: jaka jest precyzyjna definicja przełącznika? No cóż, w najprostszym ujęciu przełącznik można opisać jako element elektryczny, który może „łączyć" lub „rozłączać" obwód elektryczny (co wyjaśnia terminy „załączanie" i „rozłączanie", których używamy), przerywając w ten sposób przepływ prądu elektrycznego lub przekierowując prąd z jednego przewodnika do drugiego.

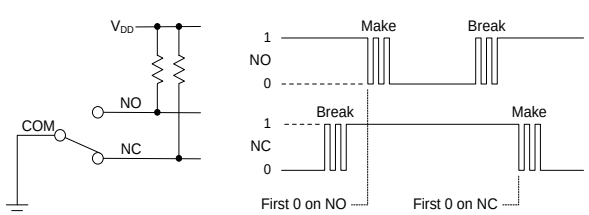
Terminami funkcjonującymi w żargonie inżynierów elektryków, mogącymi dezorientować początkujących, są „bieguny" i „styki". W kontekście przełączników liczba biegunów określa liczbę odrębnych obwodów, którymi może sterować przełącznik. Tak więc przełącznik z tylko jednym biegunem („jednobiegunowy") może sterować tylko jeden obwód, przełącznik z dwoma biegunami („dwubiegunowy") – dwa oddzielne obwody, i tak dalej. Natomiast termin „styki" określa liczbę możliwych połączeń w każdym z biegunów przełącznika. Tak więc, jeśli przełącznik ma tylko jeden styk („jednostykowy"), to w każdym z jego biegunów połączenie może być zrealizowane tylko na jeden sposób; jeśli przełącznik ma dwa styki („dwustykowy"), to każdy z biegunów ma dwa możliwe układy połączeń, i tak dalej.

W przypadku takich elementów jak włączniki dzwonkowe i dźwigniowe, mamy tendencję do postrzegania „styków" jako elementów stałych, a „biegunów" jako części ruchomych. Oznaczałoby to, że „bieguny" są „stykami" związanymi z ruchomymi elementami przełącznika. To z kolei prowadzi nas do rozważenia różnicy między terminami „styki" i „zaciski". Ja uważam, że „styki" to coś, co jest wewnątrz przełącznika, natomiast „zaciski" są wyprowadzeniami na zewnątrz przełącznika. Każdy „styk" jest podłączony do jednego lub więcej „zacisków".

Ubaw razy dwa

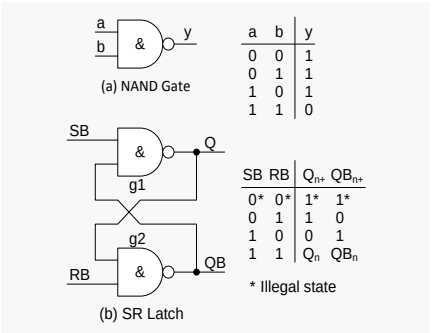
Podnieśmy nieco poprzeczkę i zajmijmy się przełącznikiem jednobiegunowym dwustykowym (SPDT) – **rysunek 1**. W tym przypadku „biegun" jest zwykle określany jako zacisk „wspólny" i bywa oznaczany jako COM. Jeden ze „styków" będzie opisany jako „normalnie otwarty" (NO), a drugi jako „normalnie zamknięty" (NC). Terminy te wywodzą się ze stanu zacisków, gdy przełącznik jest w stanie nieaktywnym/wyłączonym (cokolwiek by to nie oznaczało).

Aby zabawa była jeszcze większa, przełączniki SPDT, z których większość z nas korzysta na co dzień i na których skupiamy się w tym artykule, są klasyfikowane jako „break-before-make" (BBM). Termin ten oznacza, że gdy przełącznik jest załączany ew. wyłączany, styk biegunowy jest odłączany od jednego styku jeszcze zanim nastąpi połączenie z drugim stykiem (nazwa polska: przełączniki przerwowe – przypis redaktora). Istnieją również przełączniki „make-before-break" (MBB), w których nowe połączenie jest dokonywane przed rozwarciem starego (nazwa polska: przełączniki bezprzerwowe – przypis redaktora). Tego typu przełączniki zazwyczaj zachowujemy na specjalne okazje.



Rysunek 1. Przełącznik jednobiegunowy dwupozycyjny (SPDT)

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 2. Bramka NAND i przerzutnik RS

Ciekawą sprawą, na którą w przypadku przełącznika SPDT BBM należy zwrócić uwagę, jest to, że ze względu na jego konstrukcję fizyczną styk, który jest rozłączany, zawsze zakończy odbijanie na jakiś czas przed rozpoczęciem odbijania styku, który zostaje łączony. Ten fakt sprawia, że niezwykle łatwo jest wdrożyć proste i solidne rozwiązanie programowe zapobiegające odbiciom. Załóżmy, że przełącznik rozpoczyna pracę w stanie nieaktywnym, gdzie NO=1, a NC=0, jak na rysunku 1. W tym przypadku należy wykryć pierwszy moment, w którym NO=0, a NC=1, a który oznacza, że styk NC zakończył drgania, a styk NO właśnie zaczyna przechodzić w stan aktywny. W zasadzie wystarczy jedynie wykryć pierwszy moment, w którym NO=0. Analogicznie – gdy przełącznik znajduje się w stanie aktywnym (NO=0 i NC=1), to należy wykryć pierwszy moment, w którym NO=1 i NC=0, co będzie oznaczało, że styk NO zakończył odbicia, a styk NC właśnie zaczyna przechodzić w stan załączenia. A zasadniczo wystarczy wykryć pierwszy moment, w którym NC=0.

Z powodów, które wkrótce staną się oczywiste, istotne jest spostrzeżenie, że istnieją tylko trzy możliwe kombinacje zer i jedynek na NO i NC: 10, 11 i 01. Nigdy nie będzie przypadku 00. Ponadto przełącznik może drgać między stanami 10 i 11 lub między stanami 11 i 01, ale nigdy nie między stanami 10 i 01. Inny sposób spojrzenia na to zagadnienie jest taki: stan 11 działa jako rodzaj „strefy buforowej" między stanami 10 i 01. Tak więc, jeśli chwilowo pominiemy zjawisko odbić, główne przejścia między stanami będą następujące: 10 → 11 → 01 → 11 → 10 →... i tak dalej.

Przydatny sprzęt

Warto uświadomić sobie, że przed zbudowaniem szybkich systemów elektronicznych nikt się nie przejmował odbiciami przełączników. Większość ludzi nawet nie wiedziała o ich istnieniu. Nawet dzisiaj, gdy załączamy światło w salonie, wszelkie odbicia zachodzą zbyt szybko, abyśmy mogli je dostrzec. Dopiero gdy zaczęliśmy budować urządzenia takie jak komputery, odbicia przełączników zaczęły stanowić problem.

W latach 60., czyli w złotej erze komputerów mainframe (wielkich komputerów zajmujących całe pomieszczenia, przystosowanych do pracy z wieloma terminalami; przypis redaktora) połączenie przełączników SPDT i omówionego przed chwilą rozwiązania programowego stanowiło jedno z najlepszych rozwiązań stosowanych w celu wyeliminowania odbić przełącznika. Był z tym jednak związany problem – każdy przełącznik wymagał dwóch wejść cyfrowych komputera. Sprawa uciążliwa, bo przełączniki stanowiły wówczas jeden z podstawowych sposobów komunikacji z komputerem, więc mogły być ich setki. Jednym ze sposobów poradzenia sobie z tym problemem było zastosowanie praktycznego rozwiązania sprzętowego: dwóch dwuwejściowych bramek NAND (**rysunek 2a**), tworzących przerzutnik RS („Reset-Set", **rysunek 2b**).

W tabeli prawdy indeksy „n" i „n+" oznaczają odpowiednio stan dotychczasowy i stan następny. Nie przejmujcie się, za chwilę wszystko stanie się jasne.

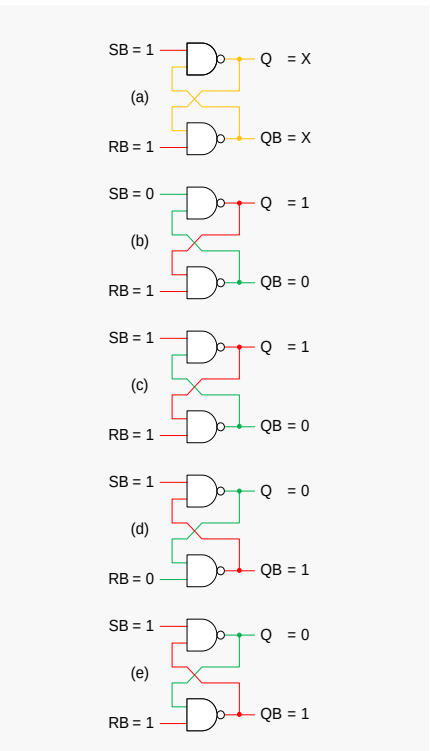
Przerzutnik RS w celu pamiętania swojego stanu zawiera sprzężenia zwrotne – stany wyjść są przekazywane do wejść. Ten typ układu stanowi jedną z najprostszych pamięci cyfrowych, jaką można zbudować. Przedstawiony tu układ zawiera tylko dwie 2-wejściowe bramki NAND. Mimo to zrozumienie sposobu jego działania może być niezwykle trudne dla osób, które nie mają doświadczenia w tej dziedzinie. Z drugiej strony – gdy już zrozumiemy jak działa przerzutnik RS, analiza innych układów tego typu stanie się znacznie łatwiejsza. Weźmy więc głęboki oddech i rozpracujmy ten układ krok po kroku.

Zacznijmy od tego, że wartość logiczna 0 na dowolnym wejściu bramki NAND wymusza wartość logiczną 1 na jej wyjściu. Tylko wtedy, gdy wszystkie wejścia bramki NAND mają wartość 1, jej wyjście będzie miało wartość 0. Kolejną kwestia, na którą należy zwrócić uwagę, jest taka, że w naszej implementacji przerzutnika RS wejścia SB („set" – ustawiające) i RB („reset" – kasujące) są aktywne przy poziomie logicznym niskim, tzn. w stanie 0. Dlatego użyliśmy przyrostka „B" (jak „bar" czyli „kreska"). Alternatywnym sposobem zapisania nazw tych sygnałów byłoby użycie znaków S i R z poziomymi kreskami u góry.

Załóżmy teraz, że właśnie załączyliśmy zasilanie naszego układu i zarówno wejście SB, jak i RB jest w stanie nieaktywnym (1), co zaznaczyłem na **rysunku 3** a na czerwono. W takim przypadku, z powodów, które za chwilę staną się jasne, nie mamy pojęcia, jakie są wartości na wyjściach Q i QB (które przedstawiłem na rysunku na pomarańczowo i oznaczyłem „X").

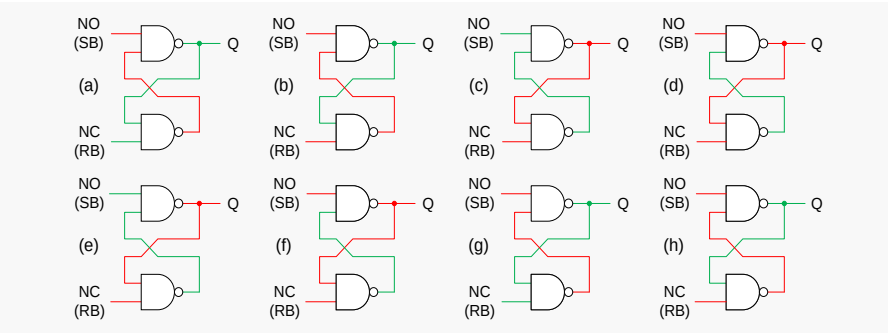
Na rysunku 3b wprowadzamy wejście SB w stan aktywny (0). Wywołuje to następującą serię działań. Po pierwsze, ponieważ SB wynosi 0, to wyjście górnej bramki NAND, czyli wyjście Q, przyjmie wartość logiczną 1. Dalej, ponieważ wyjście Q jest sprzężone zwrotnie z dolną bramką NAND, oba wejścia dolnej bramki NAND będą teraz miały wartość 1. To z kolei oznacza, że wyjście dolnej bramki, czyli QB, przejdzie w stan 0. I teraz rzecz bardzo ważna: wyjście QB jest sprzężone zwrotnie z górną bramką NAND, a to oznacza, że oba wejścia tej bramki mają teraz wartość 0. Dlaczego jest to takie istotne? Stanie się to oczywiste po spojrzeniu na **rysunek 3c**. Wejście SB przywracamy tam do nieaktywnego stanu 1. Fakt, że QB wynosi 0, zapewnia jednak, że Q pozostaje w stanie 1, a fakt, że zarówno Q, jak i RB wynoszą 1, gwarantuje, że QB pozostanie w stanie 0. I w tym momencie możemy wrócić do początku poprzedniego zdania.

Na **rysunku 3d** wprowadzamy z kolei wejście RB w stan aktywny 0. Znów wywołuje to serię działań. Ponieważ RB wynosi 0, to wyjście dolnej bramki NAND (QB) zostanie ustawione na 1. Następnie, ponieważ QB jest sprzężony zwrotnie z górną bramką NAND, oba wejścia górnej bramki mają teraz wartość 1, co z kolei powoduje, że wyjście górnej bramki



Rysunek 3 różne stany przerzutnika RS

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 4. Wykorzystanie przerzutnika RS do eliminacji drgań przełącznika SPDT

(Q) zostanie ustawione na 0. Q jest sprzężone zwrotnie z dolną bramką NAND, a zatem oba wejścia tej bramki mają teraz wartość 0. Gdy przywrócimy stan 1 na wejściu RB (**rysunek 3e**), fakt, że Q ma wartość 0, gwarantuje, że QB ma wartość 1, a fakt, że zarówno QB, jak i SB mają wartość 1, gwarantuje, że Q pozostaje na poziomie 0.

Wszystko to wyjaśnia, dlaczego w tabeli prawdy przerzutnika RS na rysunku 2b stan, w którym zarówno SB, jak i RB mają wartość 0, jest oznaczony jako niedozwolony. Owszem, możemy ustawić oba te wejścia w stan aktywny (0). Spowoduje to, że zarówno wyjścia Q, jak i QB zostaną ustawione na 1 (pamiętamy, że 0 na wejściu bramki NAND wymusza 1 na jej wyjściu). Nie będzie żadnych problemów, jeśli przywrócimy SB do stanu nieaktywnego i chwilę poczekamy, zanim przywrócimy RB do stanu nieaktywnego – albo odwrotnie. Problem pojawi się, gdy jednocześnie przywrócimy zarówno SB, jak i RB do stanu nieaktywnego. W takim przypadku, podobnie jak przy rzucie obracającą się monetą w powietrze, wyjścia Q i QB mogą przełączać się w tę i z powrotem, aż przerzutnik ostatecznie ustabilizuje się w losowo wybranym jednym lub drugim stanie. Może też się zdarzyć, że wyjścia Q i QB osiągną jakiś pośredni poziom napięcia, co może spowodować różne nieprzyjemne skutki (przerzutnik przestanie być układem cyfrowym, stając się zapętlonym wzmacniaczem analogowym; przypis redaktora).

Tra-la-la!

W tym miejscu łączymy wszystko do kupy. Załóżmy, że dołączamy wyjścia NO i NC naszego przełącznika SPDT odpowiednio do wejść SB i RB przerzutnika RS (**rysunek 4**). Zrezygnujemy przy tym z wyjścia QB i wykorzystamy tylko wyjście Q, podłączając je do wejścia komputera. Już wcześniej zauważyliśmy, że – jak widać na rysunku 1 – wyjścia NO i NC przełącznika nigdy nie są jednocześnie w stanie 0. Oznacza to, że nigdy nie wystąpi stan „nielegalny” przerzutnika RS, wymieniony na rysunku 2b. Wszystko układa się jak na zamówienie.

Ponownie załóżmy, że przełącznik rozpoczyna pracę w stanie nieaktywnym, a więc NO (SB)=1, a NC (RB)=0, jak pokazano na rysunkach 1 i 4a. Z naszych wcześniejszych rozważań wiemy, że stan 0 na NC wywołuje stan 0 na Q. Kiedy zaczynamy aktywować (załączać) nasz przełącznik, pierwszą rzeczą, która się zdarzy, jest zmiana sygnału NC z 0 na 1 (rysunek 4b) – ale na stan wyjścia Q nie będzie to miało wpływu. Co więcej, nie będzie miało znaczenia, jeśli sygnał NC będzie się wielokrotnie zmieniał między 0 (rysunek 4a) a 1 (rysunek 4b). Wyjście Q będzie wciąż pozostawało na poziomie 0. W końcu sygnał NC przestanie się zmieniać, przełącznik znajdzie się w stanie pokazanym na rysunku 4b, po czym zacznie się zmieniać sygnał NO. Dopiero gdy sygnał NO po raz pierwszy przejdzie do stanu 0, wyjście Q przejdzie w stan 1 (rysunek 4c), a to spowoduje przejście wyjścia dolnej bramki NAND do 0. Nawet gdy sygnał NO będzie powracać do stanu 1 (rysunek 4d), wyjście Q niezmiennie pozostanie na poziomie 1. Ostatecznie sygnał NO skończy się wahać, a przełącznik znajdzie się w stanie jak na rysunku 4c.

Przełącznik jest teraz w stanie aktywnym: NO=0, NC=1 i Q=1 (rysunek 4e). Kiedy zaczniemy przełącznik deaktywować (wyłączać), pierwszą rzeczą, która się stanie, będzie zmiana sygnału NO z 0 na 1 (rysunek 4f), ale nie będzie to miało wpływu na wyjście Q. Nie będzie miało w tym przypadku również znaczenia, że sygnał NO będzie się odbijać między 0 (rysunek 4e) a 1 (rysunek 4f), ponieważ Q wciąż pozostanie na poziomie 1. W końcu sygnał NO przestanie się zmieniać. Dopiero gdy sygnał NC po raz pierwszy przejdzie w 0, wyjście z dolnej bramki NAND zostanie ustawione na 1, co spowoduje, że Q przejdzie do stanu 0 (rysunek 4g). I nawet jeśli sygnał NC powróci do wartości 1 (rysunek 4h), wyjście Q pozostanie na poziomie 0. W końcu sygnał NC zakończy odbijanie, a przełącznik pozostanie w stanie jak na rysunku 4g.

Wystarczy chwila zastanowienia się, by dojść do wniosku, że ta realizacja sprzętowa eliminuje odbijanie sygnałów przełącznika dokładnie w taki sam sposób, jak omówione wcześniej rozwiązanie programowe. Tra-la-la!

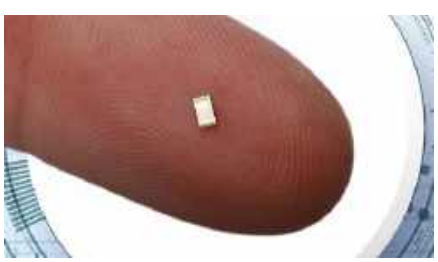
Trochę historii

Jak wspominaliśmy wcześniej, komputery z lat 60. mogły mieć setki przełączników. Wspominaliśmy również, że przełączniki SPDT – zwłaszcza w połączeniu z przerzutnikami RS – stanowiły najlepsze z najlepszych rozwiązań do eliminacji drgań przełączników. Dlaczego projektanci tych „wielkich żelaznych maszyn” nie zrezygnowali z przerzutników RS, nie dali tańszych przełączników SPST i nie wyeliminowali drgań styków na drodze programowej?

Jednym z powodów było to, że komputery te były niezwykle drogie – na przykład w Stanach Zjednoczonych wynajęcie jednej z takich maszyn kosztowało nieraz tysiące dolarów miesięcznie, a zakup jednej z nich oznaczał wydatek około miliona dolarów. Setki dolarów wydane na kilkaset przełączników nie miały w tym przypadku znaczenia.

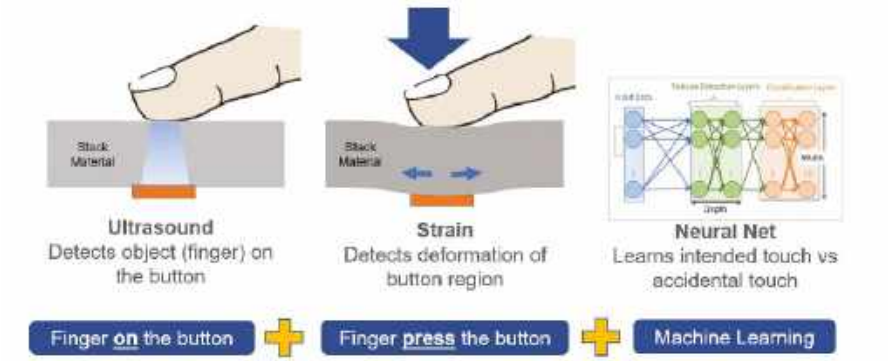
Z drugiej strony, mimo że komputery z lat 60. były fizycznie duże, to według dzisiejszych standardów miały dość ograniczone możliwości obliczeniowe, pamięć i częstotliwość zegara. Weźmy na przykład IBM System/360 Model 30. Ten potężny komputer, wprowadzony na rynek w 1964 roku, był wyposażony tylko w 8...64 kB pamięci i wykonywał raptem 34 500 instrukcji na sekundę. Nic dziwnego, że nikt nie chciał marnować cennej pamięci i cykli zegarowych na eliminowanie odbijania przełączników.

Kiedy pod koniec lat 70. i na początku lat 80. nastąpił gwałtowny wzrost popularności komputerów osobistych opartych na mikroprocesorach, sporo ludzi miało doświadczenie w projektowaniu sprzętu, natomiast doświadczonych programistów było stosunkowo niewielu. Co więcej, programiści rzadko rozumieli problem tłumienia drgań przełączników, więc rozwiązywaniem tej kwestii zajmowali się specjaliści od sprzętu. Ponieważ w przypadku mikrokomputerów istotne były kwestie



Rysunek 5. Ekstremalnie mały czujnik Ultrasonic TouchPoint Z od firmy Ultrasense

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 6. Przełącznik na miarę XXI wieku

finansowe, projektanci często stosowali tanie i proste przełączniki SPST w połączeniu z obwodami opóźniającymi rezystorowo-pojemnościowymi (RC), o których pisaliśmy w części 25. tego cyklu artykułów (EdW 10/2025).

Wraz ze wzrostem wydajności i mocy mikrokomputerów, w połączeniu z gwałtownym rozwojem systemów wbudowanych opartych na mikrokontrolerach, coraz więcej osób nauczyło się programować i coraz powszechniejsze stało się eliminowanie drgań przełączników w oprogramowaniu. Jednak nawet dziś niektórzy nadal preferują sprzętowe techniki eliminacji drgań przełączników.

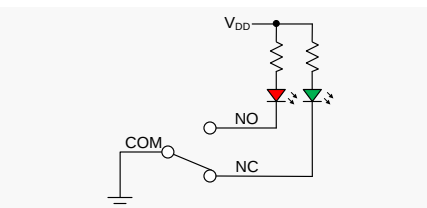
Witamy w XXI wieku

Z jednej strony... Uwielbiam tradycyjne przyciski i przełączniki. Na przykład obecnie oglądam na Netflixie serial science fiction Cowboy Bebop, utrzymany w stylu neo-noir – nie oryginalną japońską wersję anime, ale „remake" z 2021 roku z prawdziwymi aktorami (https://imdb.to/35psfDC). Chociaż akcja rozgrywa się w roku 2171, technika tam pokazana ma silny charakter steampunkowy, który bardzo mi się podoba. Na przykład nasi bohaterowie – Jet Black i Spike Spiegel – spędzają dużo czasu latając swoim statkiem kosmicznym Bebop, którego panele sterownicze są bez umiaru okraszone bogactwem przełączników dźwigniowych w stylu vintage.

Z drugiej strony... kiedy się nad tym zastanowić, patrząc na te wszystkie niesamowite systemy elektroniczne, które nas otaczają – czy nie zdarza się Wam czasem pomyśleć „przyciski i przełączniki dźwigniowe to przeszłość z XX wieku!". Chodzi mi o to, że przyciski i przełączniki dźwigniowe, które znamy, pojawiły się po raz pierwszy odpowiednio około 1880 i 1916 roku. A to oznacza, że sterujemy naszymi superfajnymi, mądrymi urządzeniami poprzez elementy opracowane ponad 140 (przyciski) lub ponad 125 (przełączniki) lat temu. Co gorsza, używamy elementów, których kapryśne właściwości – w tym fakt, że dygoczą jak szalone piłeczki pingpongowe – wymagają od nas poświęcenia znacznej ilości czasu i wysiłku, aby sprawić, by elementy te zachowywały się tak, jak tego oczekujemy.

Czy nie nadszedł czas, abyśmy zaczęli korzystać z jakiejś techniki, która jest nieco bardziej futurystyczna? „Ale jaka jest alternatywa?" – zapytacie. Cieszę się, że zadajecie to pytanie, ponieważ niedawno rozmawiałem z pracownikami firmy Ultrasense Systems (zobacz https://bit.ly/3 APS37B). Ci spryciarze opracowali malutki czujnik ultradźwiękowy o nazwie TouchPoint Z. W porównaniu z nim ziarenko ryżu wydaje się wielkie (**rysunek 5**).

Czujnik ten można zamontować pod panelem sterującym lub go w niego wbudować. Panel może być w praktyce dowolnej grubości, ponieważ sygnał ultradźwiękowy czujnika przenika przez twarde tworzywo sztuczne o grubości do 5 mm lub stal nierdzewną o grubości do 2 mm. Istnieją również inne czujniki ultradźwiękowe. Czym się ten akurat wyróżnia? Oprócz nadajnika i odbiornika ultradźwiękowego zawiera on również cztery maleńkie piezoelektryczne tensometry, które mogą wykrywać nawet najmniejsze odkształcenia (rzędu 100 nm) w otaczającym materiale. Ale to nie wszystko, ponieważ czujnik zawiera również mikrokontroler, który umożliwia komunikację z systemem nadrzędnym poprzez interfejsy dwuprzewodowe I²C czy UART. A żeby dodać wisienkę na torcie – najnowsza generacja czujników zawiera „silnik neuronowy" (NTE). Dzięki obsłudze natywnego uczenia maszynowego (ML) silnik NTE można nauczyć rozróżniać dotknięcia zamierzone od przypadkowych (**rysunek 6**). Nie muszę chyba dodawać, że jedyną rzeczą, której nie zapewni nam to małe cudo, jest jakakolwiek forma odbijania przełącznika.



Rysunek 7. O co chodzi? Diody LED przecież są!

Czytałem artykuł w „Consumer Reports" o prostokątnym joysticku kierowniczym Tesli – niezwykłym i wspaniałym – który zastąpił tradycyjną okrągłą kierownicę (https://bit.ly/32R8fsF). Joystick ten jest wyposażony w komplet czujników pojemnościowych. Myślę, że obecny stan rzeczy można by było ocenić w raporcie jako „mógłby być lepszy!". Na przykład jeden z kierowców zauważył: „podczas skręcania przypadkowo umyłem przednią szybę, a także trąbiłem na Bogu ducha winnych użytkowników drogi". Wystarczy powiedzieć, że problem by nie zaistniał, gdyby używano czujników ultradźwiękowych firmy Ultrasense. Poczekajmy więc, aż ten artykuł przeczyta Elon...

A gdzie są migające diody LED?

Obawiam się, że nowi Czytelnicy tego cyklu artykułów, widząc tytuł „Migające diody LED i śliniący się inżynierowie", mogą zadawać sobie pytanie: „gdzie są te migające diody LED?".

No cóż, odbiegając od tematu (jak to mam w zwyczaju), chciałbym zauważyć, że instrukcje techniczne pochodzące z różnych krajów – oprócz innowacyjnej ortografii, interpunkcji i konstrukcji gramatycznych – mogą prezentować bardzo różne style. Na przykład instrukcje pochodzące z Izraela często zawierają znaczne ilości szekspirowskich gier słownych – na przykład: „ale gdzie są diody LED?", a zaraz potem: „ależ diody LED są tutaj!".

Gdybyśmy wzięli nasz pierwotny układ oparty na przełączniku SPDT (rysunek 1) i dodali dwie diody LED (**rysunek 7**) w taki sposób, że czerwona i zielona dioda LED są podłączone odpowiednio do zacisków NO i NC przełącznika, to zielona dioda będzie świecić, gdy przełącznik znajduje się w pozycji nieaktywnej/wyłączonej, natomiast dioda czerwona – gdy przełącznik znajduje się w pozycji aktywnej/włączonej. Jeśli wyobrażacie sobie przełączanie przełącznika w tę i z powrotem tak szybko, jak to tylko możliwe, to wyobrazicie sobie również, jak mówię: „ależ migające diody LED są tutaj!". Proszę bardzo.

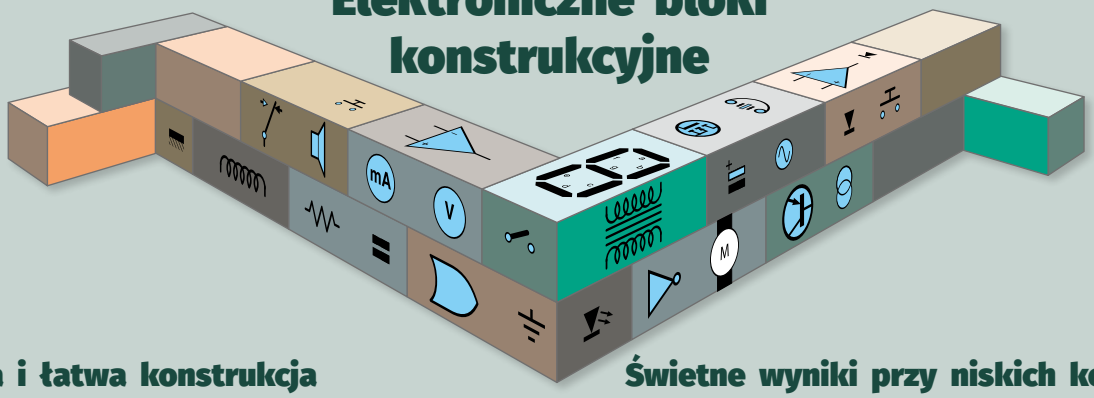
Wszystko stało się jasne

Teraz sobie przypomniałem. Tytuł filmu wspomnianego na początku tego artykułu to – werble! – „Przeminęło z wiatrem". ■

Max

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics", kwiecień 2022 (www.epemag3.com)

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Szybka i łatwa konstrukcja

Świetne wyniki przy niskich kosztach

Granie z Bose

Opinie na temat sprzętu firmy Bose są zróżnicowane, od bardzo dobrych, przez średnie, do bardzo złych. Wobec tego zastanówmy się, co można kupić na rynku wtórnym i czy można sprawić, by ten sprzęt brzmiał lepiej?

Firma Bose jest znanym na całym świecie producentem urządzeń elektroakustycznych, głównie głośników i wzmacniaczy. Oferuje profesjonalny sprzęt nagłaśniający, który można spotkać na stadionach na całym świecie. Na drugim końcu tego spektrum znajduje się domowy sprzęt nagłaśniający.

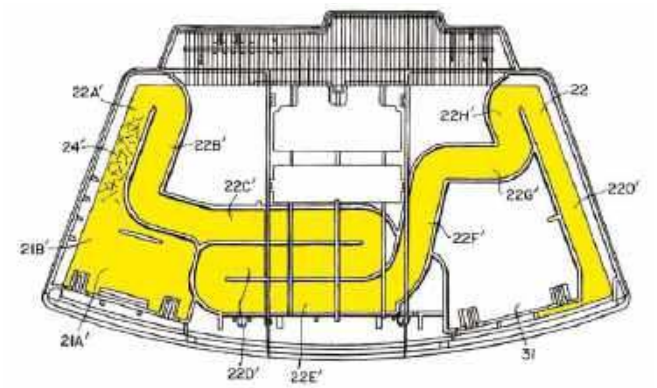
Wśród entuzjastów sprzętu Hi-Fi firma Bose nie cieszy się dobrą opinią. Twierdzą oni, że w dźwięku brakuje zarówno wysokich jak i niskich tonów. Ja jednak spieszę wyjaśnić, że wcale się z tą opinią nie zgadzam.

Wiele lat temu po raz pierwszy usłyszałem radio Bose Wave (**rysunek 1**). Jak na tak niewielkie urządzenie, spore jak na radio z zegarem, ale małe jak na źródło dźwięku, byłem zdumiony tym, co usłyszałem. Zdumienie było na tyle duże, że poszukałem informacji na temat tego radia. Zastosowano w nim tylko dwa małe, dwucalowe głośniki, ale radio miało solidną obudowę z kanałem dźwiękowym o złożonym kształcie (kanał dźwiękowy – **rysunek 2**). Najwyraźniej zastosowano także silną, elektroniczną korekcję barwy dźwięku. Nie jestem purystą, ale jeśli właśnie to było potrzebne, aby uzyskać tak doskonały bas, średnie i wysokie tony oraz przestrzenny dźwięk z radia z zegarem, to było świetne rozwiązanie!

Potem natknąłem się na tanie głośniki półkowe Bose 301 (**rysunek 3**). Obejrzałem je, ale kiedy ich posłuchałem, nie byłem pod wielkim wrażeniem. Brzmiały jak przeciętne zestawy dwudrożne. W przeciwieństwie do wielu innych produktów Bose, były wyposażone w głośniki wysokotonowe. Ale jedna rzecz mnie zadziwiła – bez względu na poziom wysterowania te głośniki nie wprowadzały zniekształceń. Otworzyłem jedną z obudów i w środku znalazłem żarówkę połączoną szeregowo z głośnikami. Tak, zwykłą żarówkę niskonapięciową! Działała ona jak zmienny rezystor. Gdy się nagrzewała, rezystancja rosła, a więc moc doprowadzana do głośników była ograniczana. Prawdopodobnie powodowało to inne, przykre efekty uboczne, ale cóż...



Rysunek 1. Radio Bose Wave pierwszej generacji – zwróć uwagę na pionową kratkę na wylocie kanału dźwiękowego (po prawej). (Dzięki uprzejmości Antique Radio Forums)



Rysunek 2. Patent USA 6,278,789 na kanał dźwiękowy w radiu Bose Wave. Tylko głośnik po lewej stronie działa jako głośnik basowy. (Dzięki uprzejmości Urzędu Patentowego USA)



Rysunek 3. Głośnik Bose 301 – po otwarciu obudowy widać ogranicznik mocy w postaci żarówki! Dźwięk nie zrobił na mnie większego wrażenia. (Dzięki uprzejmości kulthifi.de)

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 4. Głośnik naścienny Bose 191 – uzyskałem znacznie lepszy dźwięk z moich własnych głośników naściennych. (Dzięki uprzejmości Bose)

Czas mijał, zaistniała u mnie potrzeba instalacji głośników ściennych. Na rynku pojawiły się głośniki Bose 191 (**rysunek 4**), które kupiłem. Nie okazały się jednak zbyt dobre, więc zbudowałem własne głośniki ścienne, wykorzystując głośniki i zwrotnice Wharfedale, wymontowane z obudów wieżowych. Zachowałem taką samą objętość wewnętrzną i rozmiar otworów jak w oryginalnych obudowach Wharfedale i brzmiały one świetnie, znacznie lepiej niż głośniki ścienne Bose.

Później na mojej drodze pojawiły się kolejne produkty firmy Bose, ale tym razem pozyskałem je za darmo, bez żadnych kosztów. Nie wiem, dlaczego były oddawane za darmo. W mediach społecznościowych pojawiło się ogłoszenie i w ciągu 30 minut głośniki znalazły się na moim biurku.

Bose Companion

Produktem tym był system multimedialny Companion 20 (**rysunek 5**), w skład którego wchodziły dwa głośniki biurkowe z zewnętrznym zasilaniem, przeznaczone dla komputera PC. Był to aktualny model, sprzedawany w cenie 200 funtów. Jak wszystkie produkty Bose, nowe zestawy były bardzo drogie. Ale podobnie jak w przypadku radia Wave, konstrukcja toru akustycznego tych głośników wcale nie była prosta. Zastosowano w nich długi kanał dźwiękowy w kształcie litery S oraz elektroniczną korekcję poziomu basów i sopranów we wzmacniaczu. Uważam, że ten zestaw jest znakomity. Zachowuje się doskonale zarówno przy niskiej, jak i wysokiej głośności dźwięku. Głośniki okazały się przydatne w przypadku retransmisji mowy podczas wideokonferencji, a także w przypadku odtwarzania muzyki. Tego właśnie oczekiwałem od głośników komputerowych.

Pomyślałem, że jest tu pewna prawidłowość. Małe urządzenia Bose są całkiem dobre, większe nie są zbyt imponujące w działaniu. Tak więc kiedy w sprzedaży pojawił się przenośny system Bose SoundDock (**rysunek 6**) w cenie 5 funtów, kupiłem go. Okazał się przydatny jako przenośny zestaw ze wzmacniaczem i własnym akumulatorem, jako dodatek do mojego telefonu odtwarzającego pliki MP3.

Bose Cubed

Dokąd to zmierzają te rozważania? Jest jeszcze jeden element do omówienia, zanim przejdę do szczegółów. Są to systemy Bose Lifestyle. Składają się one z małych głośników w kształcie sześcianu, często dwóch ustawionych jeden na drugim, oraz modułu subwoofera nazywanego przez Bose Acoustimass (**rysunek 7**). Pomysł polega na tym, aby ukryć kostki dźwiękowe, umieszczając je dyskretnie, na przykład w rogach pomieszczenia i postawić moduł basowy za jakimś meblem. Wtedy powstaje prawie niewidoczny system głośnikowy! Problem w tym, że nawet dawno temu, kiedy po raz pierwszy usłyszałem radio Wave, nigdy nie byłem pod wrażeniem systemów Bose Lifestyle. Miały niewyraźne brzmienie, bez głębokiego basu, a już na pewno brakowało wysokich tonów. Te małe kostki nie zawierają głośników wysokotonowych, tylko dwa dwucalowe głośniki szerokopasmowe. To wszystko.

Moduły basowe Lifestyle Acoustimass pojawiają się dość często na rynku wtórnym i przez lata zebrałem ich aż trzy. Niektóre z nich mają jeden głośnik basowy, inne dwa, a jeszcze inne nawet trzy. Te różne konfiguracje są przeznaczone dla różnych par głośników przednich i tylnych w systemach surround, którymi mogą pochwalić się różne systemy Lifestyle. Zawierają one dwie do pięciu podwójnych głośników – kostek. Zasadniczo, systemy te wykorzystują jeden głośnik basowy na każdą parę kostek. Niektóre moduły Acoustimass mają wbudowany wzmacniacz, ale te, które posiadam, są pasywne i wymagają zewnętrznego wzmacniacza.



Rysunek 5. Doskonałej jakości głośniki komputerowe Bose Companion 20. Zwróć uwagę na długość portu wewnętrznego. (Dzięki uprzejmości Bose)



Rysunek 6. Mój przenośny system Bose SoundDock – świetny dźwięk i wzornictwo pasuje do wyglądu telefonu

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Firma Bose opatentowała konstrukcję toru akustycznego niektórych z tych modułów basowych. Przetwornik jest umieszczony wewnątrz obudowy i mocowany w przegrodzie dzielącej jej wnętrze na dwie części. W pobliżu głośnika umieszczony jest krótki kanał dźwiękowy, a obok drugi, znacznie dłuższy, rozszerzający się kanał, łączący wnętrze obudowy z przestrzenią zewnętrzną. Taka konstrukcja nazywana jest obudową pasmowo-przepustową. W teorii takie rozwiązanie jest wydajne tylko w wąskim zakresie częstotliwości. Moje testy wykazały przyzwoite przetwarzanie dźwięku w paśmie od około 40 do 110 Hz.

Jeśli więc moduł basowy nie jest taki zły, to co takiego jest w kostkach średniotonowych, że zawodzą użytkowników systemów Lifestyle? Musiałem się tego dowiedzieć!

Rozglądałem się za osobami sprzedającymi kostki Lifestyle, ale o dziwo, nie było ich tak wiele jak sprzedawców modułów basowych, a moim zdaniem powinno być na odwrót. W tym momencie dotarliśmy do istotnego punktu w tym artykule. Znalazłem przeznaczony na sprzedaż system z pięcioma czarnymi głośnikami Dual Cube i białym modułem basowym. Za 25 funtów warto było spróbować. A kiedy rozebrałem moduł basowy, okazało się, że w nim także są zastosowane żarówki ograniczające moc doprowadzaną do głośników.

System Lifestyle

A jak to brzmiało? Opowiem za chwilę, ale najpierw napiszę kilka słów o całym systemie. Moduł basowy jest sterowany przez osobny wzmacniacz, dowolnie wybrany przez użytkownika. Oprócz wewnętrznych żarówek ograniczających moc, moduł basowy ma zwrotnicę o dość złożonej konstrukcji. Zawiera ona między innymi specjalne wyjścia do zasilania głośników – kostek. Wyobrażam sobie, że oprócz tego, że eliminują one przebiegi basowe w sygnałach doprowadzanych do kostek, zmniejszają również doprowadzaną do nich moc, aby lepiej zrównoważyć poziom dźwięku z modułem basowym.

Początkowo moduł basowy ustawiłem na krześle, a dwie kostki rozmieściłem z boku, po obu stronach. Powstał w ten sposób system stereofoniczny. A co się stało, kiedy puściłem muzykę? Było okropnie. Nie było basu, tony średnie brzmiały głośno i metalicznie, a wysokich tonów nie było wcale.

Po pierwsze, moduł basowy powinien działać lepiej niż teraz, więc umieściłem go na podłodze w pobliżu ściany. Jak na mały system, to znaczy taki, który można łatwo ukryć, brzmienie basu było teraz rozsądne. Tony średnie także brzmiały nieco lepiej, choć



Rysunek 7. System Acoustimass 5 – produkt wyjściowy do dalszej modyfikacji. Za 25 funtów dostałem to, co widać na zdjęciu, plus kolejne trzy głośniki dwudrożne. W moim przypadku moduł basowy był biały



Rysunek 8. Wewnątrz szczelnej, plastikowej obudowy wypełnionej watoliną umieszczony jest dwucalowy głośnik. Nie ma głośnika wysokotonowego!

nie byłem do końca zadowolony, ale wysokie tony wciąż nie istniały. Uruchomiłem aplikację generatora akustycznego w telefonie i stwierdziłem, że przy częstotliwości równej 9,5 kHz wysokie tony po prostu zanikają. Szczerze mówiąc, nie przypominam sobie, abym kiedykolwiek testował system głośnikowy, w którym wysokie tony zanikały tak szybko. Stosując tę samą aplikację, na innych głośnikach z łatwością przekraczałem moje granice słyszenia.

Czy na tym koniec? Wydałem już 25 funtów, więc czy warto było wydawać jeszcze więcej? Może najpierw przyjrzeć się bliżej tym znanym na całym świecie kostkom? Otworzyłem parę użytą podczas próby. W tym celu ostrożnie zdjąłem maskownice, a następnie odkręciłem osiem śrub, aby umożliwić wyjęcie głośników i zajrzenie do środka. Oba dwucalowe głośniki były identyczne, miały cienkie piankowe osłony, duże, ekranowane magnesy i niewiele więcej. Osłony cewek drgających miały postać twardych, plastikowych kopułek. Być może miały one za zadanie poprawić odtwarzanie wysokich tonów. Obudowy nie zawierały żadnych otworów, były wypełnione watoliną i szczelnie zamknięte. Każda z nich miała objętość około 300 cm³ (**rysunek 8**).

Dodawanie głośników wysokotonowych

A może po prostu dodać kilka głośników wysokotonowych, każdy zamontowany nad podwójnymi kostkami? Cena musiałaby być niska, głośniki wysokotonowe musiałyby pasować do systemu o impedancji



Rysunek 9. Zmodyfikowane kostki, dodany głośnik wysokotonowy Alpine z szeregowym kondensatorem o pojemności 3,3 µF. Dodanie głośników wysokotonowych i zmiana ilości watoliny wypełniającej obudowy spowodowało znaczną poprawę dźwięku

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 10. Watolina o wysokiej gęstości w oryginalnej obudowie (po prawej) i nowa watolina (po lewej)

4 Ω i musiałyby mieć własne mocowania – a ja wcale nie chciałem wydawać zbyt dużo pieniędzy! Po szybkim przejrzeniu serwisu eBay znalazłem to, czego szukałem – parę nowych, kopułkowych głośników wysokotonowych Alpine DDT-S30car ze zwrotnicami, za 12 funtów, z wliczoną opłatą pocztową.

Zwrotnice Alpine okazały się być jedynie kondensatorami o pojemności 3,3 µF, ale wszystko inne wyglądało w porządku. Montaż głośników wysokotonowych nad kostkami, wywiercenie małego otworu na okablowanie, a następnie podłączenie głośników wysokotonowych do wewnętrznego okablowania głośnika w kostce za pomocą dostarczonego kondensatora zajęło bardzo mało czasu (**rysunek 9**). Jak teraz brzmią? Znacznie lepiej. Wysokie tony stały się teraz obecne, a zobrazowanie stereofoniczne jest wyraźniejsze. Interesujące jest to, jak wiele dźwięków z instrumentów leży w zakresie wysokich częstotliwości akustycznych.

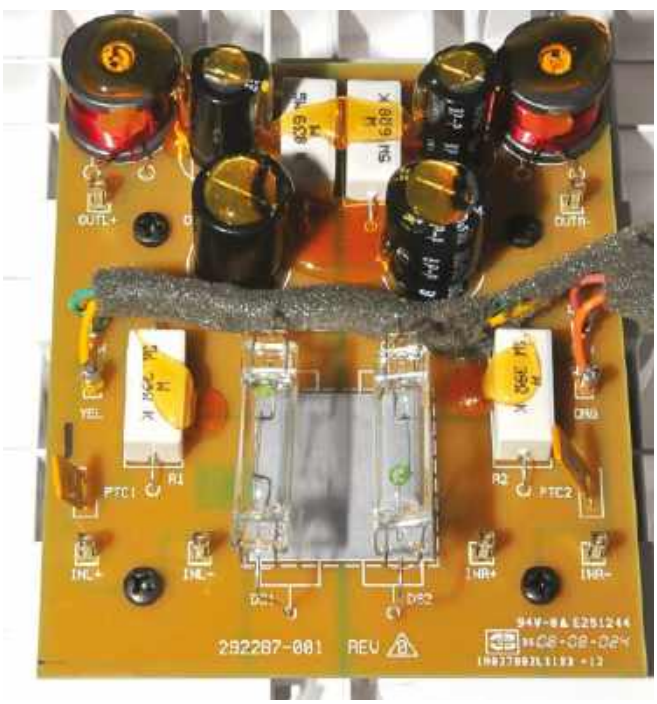
Wciąż jednak coś było nie tak. Test częstotliwości wykazał teraz, że wysokie tony są przenoszone znacznie powyżej mojej zdolności słyszenia, można było teraz usłyszeć, jak powoli zanikają wraz ze wzrostem częstotliwości. Jednak w górnym zakresie basowym odczuwałem wyraźną dziurę. A może po prostu zmniejszyć moc doprowadzaną do kostek, pozostawiając moduł basowy bez zmian? Poeksperymentowałem z kilkoma wartościami rezystancji i zdecydowałem się na użycie szeregowo włączonych rezystorów ceramicznych o rezystancji 10 Ω i mocy 10 W. Z modułem basowym ustawionym na podłodze pod ścianą, bas był teraz zbyt mocny i mulisty, ale odsunięcie modułu o około 30 cm od ściany złagodziło to zjawisko.

Ale co ze średnimi tonami? Nadal nie było dobrze. Na początku nie potrafiłem tego do końca określić, ale jeśli już, to wyglądały na stłumione. Kiedy wcześniej rozbierałem kostki, zauważyłem, że w małych obudowach znajduje się dużo gęstej watoliny, znacznie więcej niż się spodziewałem. Czy ta watolina nie była zbyt gęsta i to powodowało utratę wyrazistości średnich tonów? Czas się przekonać! Otworzyłem wszystkie cztery obudowy, po dwie w każdym zestawie i usunąłem gęste wypełnienie, zastępując je znacznie rzadszą, puszystą watoliną, którą lubię stosować do wytłumiania obudów głośnikowych (**rysunek 10**). Watolina usunięta z każdej z kostek ważyła 10 g, a nowa watolina ważyła zaledwie 2 g. Jaki był teraz dźwięk? Lepszy, ale średnie tony były teraz nieco zbyt wyraźne! Ponownie otworzyłem głośniki, dodałem trochę więcej watoliny i wszystko zaczęło działać dobrze, a ostateczny dźwięk był całkiem akceptowalny!

Muszę przyznać, że sprzęt Bose mnie intryguje. Tych produktów jest sporo na rynku wtórnym, a ceny wahają się od bardzo wysokich do symbolicznie niskich. Czy poleciłbym komuś używany system Bose Acoustimass z głośnikami kostkowymi? Tak, jeśli chce się uzyskać system wypełniający dźwiękiem całe pomieszczenie, nie zajmując przy tym wiele miejsca, a użytkownik przygotowany jest na proste modyfikacje. ■

Julian Edgar

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics", wrzesień 2023 (www.epemag3.com)



Rysunek 11. Zwrotnica w module basowym, widoczne dwa ograniczniki mocy w postaci żarówek. Dwa dodatkowe rezystory 10 Ω, 10 W zostały dodane szeregowo do dwóch wyjść dla głośników kostkowych



Rysunek 12. Wnętrze pasmowo-przepustowej obudowy basowej, widoczny jest kanał łączący dwie wewnętrzne komory

eprasa.pl 29e0fc3bc0

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



Przełączniki mechaniczne nie zamykają się i nie otwierają za pierwszym razem. Ich styki każdorazowo zwierają się i rozwierają wielokrotnie. Zjawisko to nazywa się odbiciem styku lub odchyleniem styku i może trwać dziesiątki milisekund.

Czym jest odbijanie styków?

Podczas obsługi przełącznika lub przekaźnika oczekujemy natychmiastowej i jednoznacznej odpowiedzi na wyjściu. Jeśli napięcie zostanie przyłożone do obwodu poprzez naciśnięcie przycisku, powinno pojawić się ono w momencie naciśnięcia przycisku i zniknąć w momencie jego zwolnienia. W praktyce jednak nigdy tak się nie stanie. Konstrukcja mechaniczna przełącznika podlega drganiom mechanicznym. Metalowa płytka, która otwiera lub zamyka styk, będzie podczas obsługi przełącznika krótko wibrować lub odbijać się, zanim trwale zmieni położenie. Energia mechaniczna wtłaczana do płytki podczas obsługi przełącznika jest przekształcana w energię uderzenia w momencie dotknięcia styku przez płytkę. Ta energia powoduje drgania mechaniczne. Zatem po naciśnięciu przycisku mogą wystąpić dziesiątki cykli otwierania lub zamykania, zanim styk zostanie trwale zamknięty.

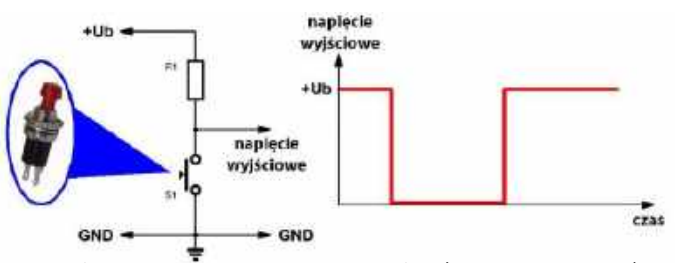
Elektronika staje się zawodna

Te zjawiska zwykle trwają zaledwie kilkadziesiąt milisekund, ale mogą sprawić, że sterowanie elektroniką stanie się zawodne. Załóżmy na przykład, że musimy policzyć liczbę zagranicznych ciężarówek przejeżdżających codziennie przez ulicę. Teoretycznie nic trudnego. Budujesz szereg kaskadowych 10-liczników i sterujesz wejściem pierwszego licznika za pomocą przycisku. Naciskasz przycisk, gdy przejeżdża ciężarówka z zagraniczną tablicą rejestracyjną. Musisz jednak upewnić się, że wartość licznika po naciśnięciu przycisku zwiększa się tylko o jedną jednostkę. Bez środków zapobiegających odbiciom okaże się, że wartość licznika przekracza 100 po zaledwie dziesięciokrotnym naciśnięciu przycisku.

Przykład 1: Przycisk

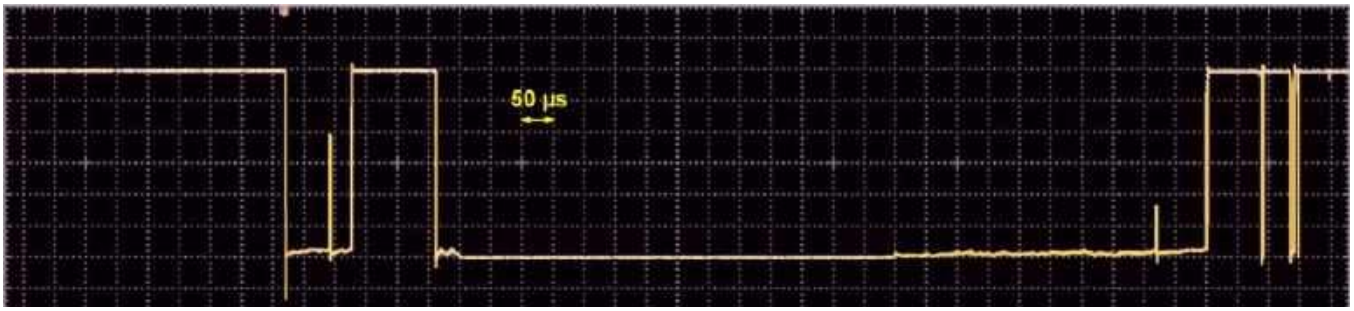
Jeśli, jak pokazano na poniższym rysunku, podłączysz rezystor do masy za pomocą przycisku, teoretycznie powinny pojawić się dwa ładne, jednorazowe skoki napięcia na przełączniku, najpierw z +Ub do GND, a następnie ponownie z GND do +Ub.

W praktyce jednak nic z tego nie jest prawdą! Zmontowaliśmy powyższy układ z tanim, chińskim przyciskiem i obserwowaliśmy przebieg napięcia na jego stykach za pomocą oscyloskopu. Na poniższym panoramicznym oscylogramie widać, jak zmienia się napięcie na przełączniku. Podczas naciśnięcia przycisku napięcie na stykach rzeczywiście spada do zera, ale po około 100 µs ponownie skacze do poziomu +Ub, ponieważ blaszka kontaktowa na chwilę odbija się z powrotem. Pomiędzy tymi dwoma momentami można zauważyć bardzo



Podłączanie rezystora do masy za pomocą przycisku (© 2022 Jos Verstraten)

eprasa.pl 29e0fc3bc0



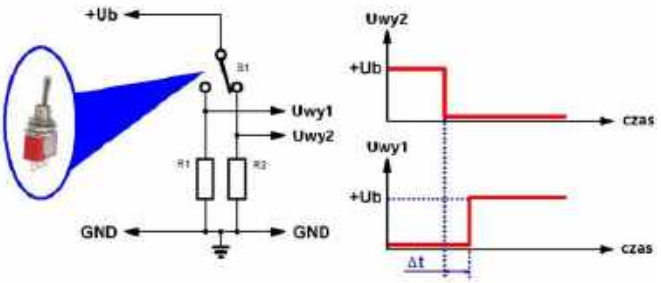
Rzeczywisty przebieg napięcia na przycisku (© 2022 Jos Verstraten)

wąski impuls, w którym napięcie zatrzymuje się mniej więcej w połowie drogi. Zjawiska tego typu nazywa się „brudnymi odbiciami" (dirty bounces). Natomiast odbicia, w których napięcie osiąga drugi stan logiczny, określa się mianem „czystych odbić" (clean bounces). Również przy puszczaniu przycisku napięcie na stykach nie wraca płynnie do poziomu +Ub – przełącznik wielokrotnie odbija, powodując powstanie szeregu czystych odbić. Jeśli wykonasz to doświadczenie samodzielnie, przekonasz się, że każde naciśnięcie przycisku daje inny układ „brudnych" i „czystych" odbić, ale praktycznie nigdy nie zdarza się, by te zjawiska w ogóle nie wystąpiły.

Przykład 2: przełącznik kołyskowy

Powtórzyliśmy doświadczenie, tym razem z jednym ze znanych miniaturowych przełączników kołyskowych. Przełącznik S1 łączy napięcie zasilania +Ub z jednym z dwóch rezystorów: R1 lub R2. Podczas przełączania oba wyjścia przez pewien czas Δt pozostają połączone z masą (GND), ponieważ w idealnym przypadku blaszka stykowa przez chwilę „wisi w powietrzu" pomiędzy dwoma stykami przełącznika.

Na poniższym oscylogramie widać, co dzieje się w praktyce. Wyjście Uwy2 (żółty przebieg) przełącza się prawidłowo z poziomu +Ub na masę, natomiast wyjście Uwy1 (niebieski przebieg) jest silnie zakłócane przez drgania styków. Tak więc nawet taki przełącznik kołyskowy przełącza się w sposób niepewny i zawodny.



Przełączanie za pomocą przełącznika kołyskowego (© 2022 Jos Verstraten)

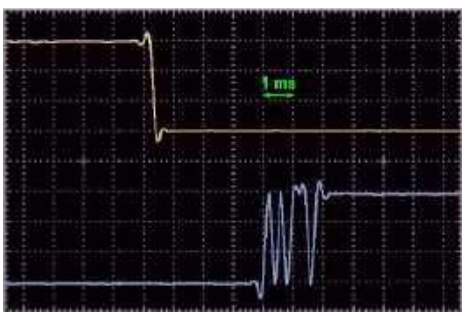
Przykład 3: przekaźnik

Czy przekaźnik przełącza swoje styki bardziej niezawodnie niż ludzki palec?

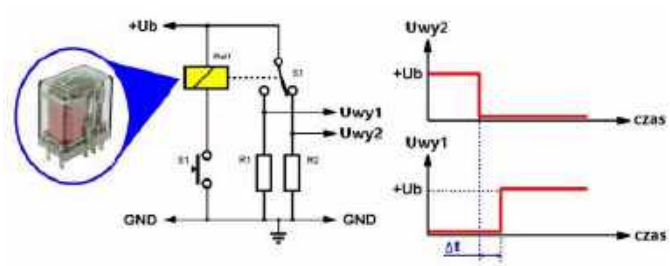
Aby to sprawdzić, przeprowadziliśmy poniższe doświadczenie. Jest ono podobne do poprzedniego, z tą różnicą, że przełączenie nie następuje pod wpływem siły mechanicznej palca, lecz pod wpływem pola magnetycznego cewki przekaźnika.

Wpływ drgań styków przycisku zostaje wyeliminowany dzięki indukcyjnej bezwładności cewki przekaźnika.

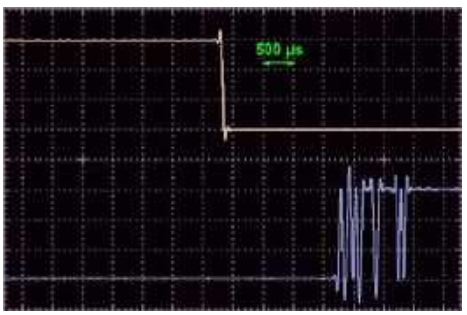
Jak wynika z poniższego oscylogramu, drgania styków są tu jeszcze znacznie większe niż w przypadku mechanicznego przełącznika kołyskowego.



Przełączanie stanu przełącznika kołyskowego (© 2022 Jos Verstraten)



Badanie odbić styków przekaźnika (© 2022 Jos Verstraten)



Drgania styków przekaźnika (© 2022 Jos Verstraten)

Wnioski

Drgania styków (elektro)mechanicznych przełączników stanowią poważny problem dla projektantów układów elektronicznych sterowanych przyciskami lub przełącznikami. Trzeba mieć całkowitą pewność, że odbicia styków nie zagrożą niezawodności działania układu. **Eliminacja odbić** (ang. **debouncing**), czyli tłumienie drgań styków, jest absolutnie **niezbędna!**

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Sprzętowe czy programowe usuwanie drgań styków?

We współczesnej elektronice, w której niemal wszystkim sterują mikrokontrolery, najczęściej wybiera się programowe tłumienie drgań styków, realizowane za pomocą prostej procedury programowej. Czasem jednak konieczne jest zastosowanie rozwiązań sprzętowych – na przykład wtedy, gdy w układzie nie ma mikrokontrolera. W takim przypadku należy zaprojektować dodatkowy tor elektroniczny za każdym przełącznikiem, który będzie tłumił odbicia mechanicznych styków. Na szczęście potrzebne do tego układy nie są skomplikowane.

Sprzętowe tłumienie drgań styków (hardware debouncing)

Omówimy następujące metody:

- tłumienie drgań za pomocą układów RC,
- tłumienie drgań przy użyciu przerzutnika RS,
- tłumienie drgań z wykorzystaniem monostabilnego multiwibratora,
- tłumienie drgań przy pomocy specjalizowanych układów scalonych.

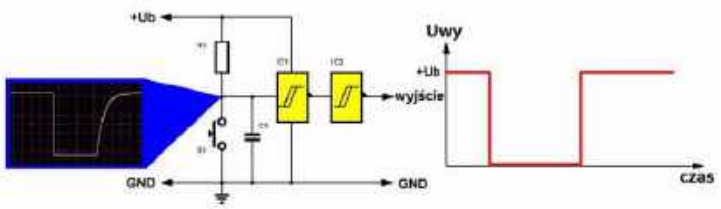
Tłumienie drgań styków za pomocą układów RC
Najprostszy układ

Najprostszy sposób eliminacji drgań styków przycisku pokazano na poniższym schemacie. Wystarczy podłączyć niewielki kondensator równolegle do przycisku i dołączyć go do wejścia bramki Schmitta. Ponieważ taka bramka działa inwertująco, należy za nią dodać drugą identyczną bramkę, aby naciśnięcie przycisku znów odpowiadało przejściu sygnału z poziomu „H” na „L”.

Jako bramki można zastosować układy 74HC14, CD40106 lub CD4093. Układy 74HC14 i CD40106 zawierają po sześć identycznych inwertujących bramek Schmitta, więc za pomocą jednego układu można odsprzęgnąć drgania aż trzech przycisków. Układ CD4093 zawiera cztery inwertujące bramki Schmitta z dwoma wejściami każda – te wejścia należy połączyć równolegle.

Innym układem, który można zastosować, jest 74LVC1G17. To pojedynczy bufor Schmitta nieinwertujący („Single Schmitt-Trigger Non-Inverting Buffer”) o maksymalnym napięciu zasilania +Ub=5,5 V. Zaletą tego układu jest to, że nie odwraca fazy sygnału, więc drugi inwerter z powyższego schematu staje się zbędny.

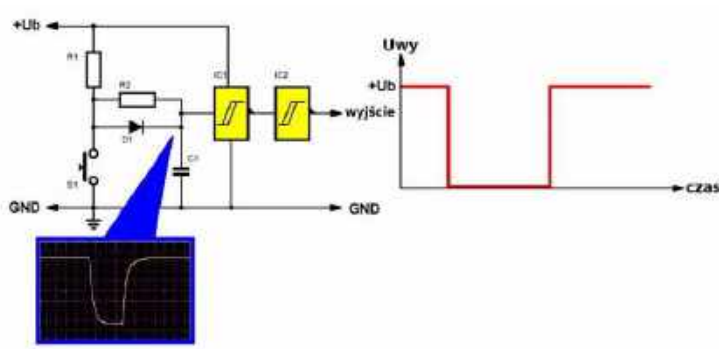
Zasada działania układu. W stanie spoczynku kondensator C1 ładuje się przez rezystor R1 do napięcia zasilania. Po naciśnięciu przycisku kondensator zostaje gwałtownie rozładowany. Ewentualne odbicia styków są tłumione przez powolną reakcję kondensatora na szybkie zmiany napięcia. Po zwolnieniu przycisku kondensator ponownie ładuje się przez rezystor, a jego bezwładność elektryczna ponownie wygładza wszelkie krótkotrwałe odbicia. Dwie bramki Schmitta przekształcają powolne zbocze sygnału z przycisku w czysty, stromy impuls logiczny na wyjściu. Należy jednak pamiętać, że w chwili naciśnięcia przycisku rezystor R1 znajduje się pomiędzy +Ub a masą (GND). Nie można więc zastosować zbyt małej wartości rezystancji, ponieważ spowodowałoby to niepotrzebne straty mocy przy wciśniętym przycisku.



Najprostszy układ tłumienia drgań styków przycisku (© 2022 Jos Verstraten)

Nieco lepszy układ

Nie każdy jest entuzjastą pomysłu bezpośredniego rozładowywania kondensatora przez styki przycisku. W końcu oznacza to chwilowe zwarcie, a zgromadzony w kondensatorze ładunek może spowodować dość duży prąd początkowy przepływający przez styki przełącznika. Aby uniknąć tego potencjalnego problemu, można zastosować układ pokazany poniżej. Po naciśnięciu przycisku S1 kondensator C1 rozładowuje się przez rezystor R2, który ogranicza prąd rozładowania. Po zwolnieniu przycisku kondensator ładuje się ponownie przez rezystor R1 oraz diodę D1. Jak widać na oscylogramie, w tym rozwiązaniu drgania styków praktycznie nie występują – każdy odbity impuls zostaje skutecznie stłumiony przez powolne czasy ładowania i rozładowania kondensatora w układzie RC.



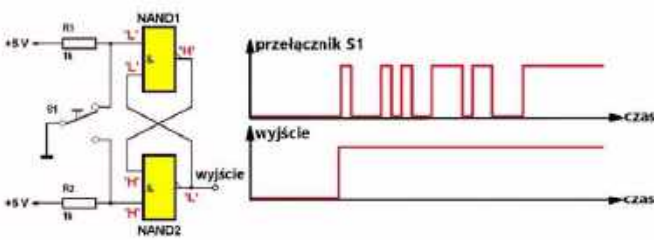
W tym układzie prąd rozładowania jest ograniczony (© 2022 Jos Verstraten)

Tłumienie drgań styków za pomocą przerzutnika RS
Tylko dla przełączników dwupozycyjnych

Poniższy układ można stosować wyłącznie z przełącznikami przełączającymi (SPDT). Ponieważ w sprzedaży dostępne są nie tylko przełączniki kołyskowe, ale również przyciski z zestykami przełącznymi, ten układ nadaje się do wielu zastosowań. Sercem układu jest przerzutnik SET/RESET (SR flip-flop) zbudowany z dwóch bramek NAND. Podstawową właściwością bramki NAND jest to,

eprasa.pl 29e0fc3bc0

że jej wyjście ma stan „L” tylko wtedy, gdy oba wejścia są w stanie „H”. Dwa styki przełączające są połączone z zasilaniem przez rezystory podciągające R1 i R2, które utrzymują ich poziom logiczny w stanie „H”. W pokazanej na schemacie pozycji przełącznika (spoczynkowej) jedno z wejść górnej bramki NAND1 ma stan „L”, więc jej wyjście Q znajduje się w stanie „H”. Oba wejścia dolnej bramki są w stanie „H”, a więc jej wyjście ma poziom „L”. W efekcie oba wejścia górnej bramki są w stanie „L”, a wyjście całego układu przyjmuje stan „H”. Gdy przełącznik zostanie przestawiony, dolne wejście dolnej bramki przechodzi w stan „L”. Wyjście tej bramki zmienia się na „H”, a ponieważ oba wejścia górnej bramki stają się teraz „H”, jej wyjście przełącza się na „L”. To z kolei powoduje, że oba wejścia dolnej bramki przyjmują stan „L”. Podczas drgań styków dolne wejście dolnej bramki wielokrotnie zmienia się między „L” i „H”, ale ponieważ górne wejście tej bramki pozostaje w stanie „L”, zmiany te nie mają żadnego wpływu – wyjście utrzymuje stabilny stan „H”. W ten sposób impulsy powstające w wyniku odbicia styków nie wpływają na działanie układu. Po ponownym przełączeniu przełącznika powstaje analogicznie stabilna sytuacja, tylko o odwróconych stanach logicznych. Na wykresach po prawej stronie przedstawiono dla porównania napięcie na wyjściu przełącznika oraz napięcie na wyjściu przerzutnika RS.



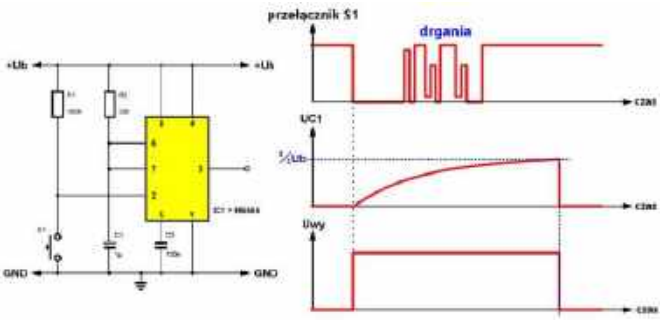
Tłumienie drgań styków za pomocą przerzutnika RS (© 2022 Jos Verstraten)

Tłumienie drgań styków za pomocą monostabilnego multiwibratora Przydatne w przypadku przycisków chwilowych

W tym rozwiązaniu naciśnięcie przycisku – mimo wszystkich nieprzewidywalnych odbić styków – zostaje przekształcone w pojedynczy impuls o określonym czasie trwania. Czas ten jest na tyle długi, że impuls nadal trwa w chwili, gdy użytkownik puszcza przycisk. W rezultacie przycisk może odbijać dowolnie często, a mimo to na wyjściu pojawi się tylko jeden, czysty impuls. Układem idealnie nadającym się do generowania takiego pojedynczego impulsu o ściśle określonej szerokości jest oczywiście monostabilny multiwibrator (MMV).

Tłumienie drgań styków przycisku za pomocą układu 555

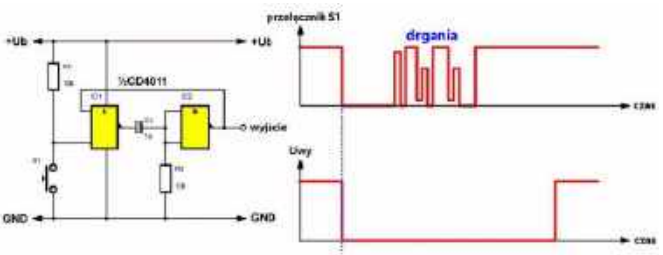
Na poniższym schemacie przedstawiono układ zrealizowany przy użyciu timera 555, skonfigurowanego jako monostabilny multiwibrator (MMV). Zasada działania jest prosta: W stanie spoczynku pin 2 układu 555 jest połączony z dodatnim napięciem zasilania +Ub przez rezystor R1. W tym stanie układ 555 za pomocą wewnętrznego tranzystora ściąga pin 7 do masy, kondensator C1 jest całkowicie rozładowany, a na wyjściu (pin 3) panuje stan „L”. Po naciśnięciu przycisku pin 2 zostaje połączony z masą. Wewnątrz układu przełącza się przerzutnik SR, pin 7 staje się stanem wysokiej impedancji, a na wyjściu (pin 3) pojawia się stan „H”. Kondensator C1 zaczyna się ładować przez rezystor R2 do napięcia zasilania. W momencie, gdy napięcie na kondensatorze C1 osiągnie ⅔ napięcia zasilania, wewnętrzny przerzutnik ponownie się przełącza: na wyjściu (pin 3) pojawia się stan „L”, a pin 7 zostaje ponownie połączony z masą, co natychmiast rozładowuje kondensator C1. Dobierając wartości elementów R2 i C1, można regulować szerokość impulsu wyjściowego. Czas ten powinien być dłuższy niż maksymalny czas drgań styków przycisku. Dla wartości pokazanych na schemacie impuls trwa około 0,1 sekundy (100 ms).



Tłumienie drgań styków przycisku za pomocą układu 555 (© 2022 Jos Verstraten)

Tłumienie drgań styków przycisku z użyciem połowy układu CD4011

Za pomocą dwóch bramek NAND można zbudować prosty monostabilny multiwibrator (MMV) według poniższego schematu. Wejście układu jest połączone z zasilaniem przez rezystor R1 i zwierane do masy za pomocą przycisku. Układ reaguje impulsem przejściowym o stanie „L” i regulowanej szerokości na wyjściu. Szerokość tego impulsu zależy – podobnie jak wcześniej – od stałej czasowej RC elementów C1 i R2. W stanie spoczynku oba wejścia prawej bramki NAND mają poziom „L”, więc wyjście układu znajduje się w stanie „H”. To napięcie „H” jest sprzężone zwrotnie z górnym wejściem lewej bramki. Oba jej wejścia mają wówczas stan „H”, więc jej wyjście przyjmuje poziom „L”. Po naciśnięciu przycisku dolne wejście lewej bramki przechodzi w stan „L”, a jej wyjście zmienia się na „H”. Ten skok napięcia zostaje przez kondensator C1 przekazany na oba wejścia prawej bramki, co powoduje, że jej wyjście zmienia się na „L”. To napięcie „L” jest z kolei zwrotnie podawane na górne



Tłumienie drgań styków przycisku za pomocą układu CD4011 (© 2022 Jos Verstraten)

eprasa.pl 29e0fc3bc0

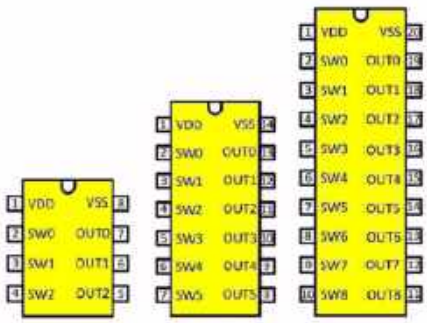
wejście lewej bramki, dzięki czemu jej wyjście utrzymuje się w stanie „H” – niezależnie od odbić styków przycisku. Ładunek zgromadzony w kondensatorze C1 zaczyna się następnie powoli rozładowywać przez rezystor R2. Gdy napięcie na obu wejściach prawej bramki spadnie wystarczająco nisko, jej wyjście powraca do stanu „H”. To napięcie „H” zostaje ponownie podane na górne wejście lewej bramki. Ponieważ przycisk został już zwolniony, oba wejścia prawej bramki ponownie przyjmują stan „H” – a cały układ wraca do stanu spoczynkowego.

Tłumienie drgań styków za pomocą specjalizowanych układów scalonych
Układy stworzone specjalnie do tego celu

Wielu producentów układów scalonych oferuje obecnie specjalizowane chipy zaprojektowane właśnie do tłumienia drgań styków przełączników. Choć są one zazwyczaj droższym rozwiązaniem niż opisane wcześniej układy RC, przerzutniki czy multiwibratory, to jednak działają znacznie bardziej niezawodnie. Niektóre z nich zawierają nawet rozbudowaną logikę wewnętrzną, która precyzyjnie analizuje przebieg napięcia na stykach przycisku i reaguje dopiero wtedy, gdy napięcie pozostaje stabilne w stanie „L” lub „H” przez określony czas. Dzięki temu okres drgań styków jest jednoznacznie rozpoznawany, a działanie układu staje się całkowicie niezależne od długości naciśnięcia przycisku.

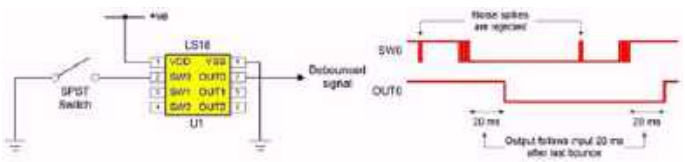
Układy LS18, LS19 i LS20 firmy LogiSwitch

Są to układy scalone umożliwiające tłumienie drgań styków odpowiednio dla 3, 6 lub 9 przycisków. Ich zaletą jest to, że stopień wyjściowy ma postać układu totem-pole, zdolnego zarówno dostarczyć (source) jak i pobierać (sink) prąd do 25 mA. Układy te zasilane są napięciem +5 V, a na wyjściach OUT generują impuls o stanie „L” w chwili, gdy wejścia SW zostaną zwarte do masy przez przyciski. Wejścia te są wewnętrznie połączone z dodatnim napięciem zasilania VDD poprzez rezystory podciągające. Na poniższym rysunku zestawiono schematy połączeń (pinouty) wszystkich trzech układów.



Dane połączeń układów scalonych firmy LogiSwitch (© LogiSwitch)

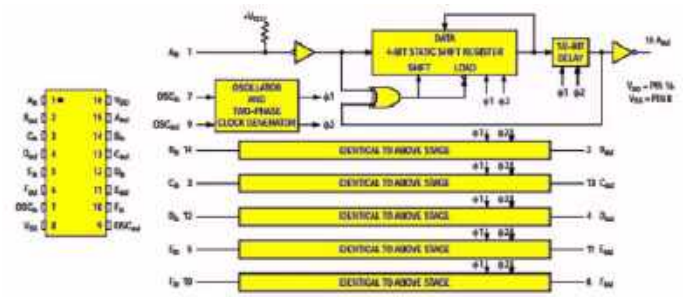
Układy scalone firmy LogiSwitch można nazwać „inteligentnymi”, ponieważ potrafią analizować szerokość impulsów napięciowych pojawiających się na wejściach SW. Wszystkie impulsy krótsze niż 20 ms są ignorowane. Jeśli na wejściach SW pojawi się impuls opadający o szerokości większej niż 20 ms, wówczas na wyjściu pojawi się również impuls opadający. Impuls ten jest więc opóźniony o około 20 ms względem impulsu wejściowego i trwa około 20 ms dłużej. Na poniższym rysunku zilustrowano zasadę działania tych układów.



Zasada działania układów LS18, LS19 i LS20 firmy LogiSwitch (© LogiSwitch)

Układ MC14490 firmy ON Semiconductor

Ten układ scalony zawiera sześć identycznych torów wejściowo-wyjściowych. Każdy z nich ma wejście, które można połączyć z masą za pomocą przycisku, oraz wyjście, na którym pojawia się impuls opadający. MC14490 to dość stary układ, pierwotnie wprowadzony na rynek przez firmę Motorola. Obecnie jest rzadko spotykany w regularnej sprzedaży, jednak nadal można go kupić na platformach takich jak AliExpress, gdzie oferują go różni sprzedawcy w cenie od około 0,40 € za sztukę. Dane połączeń (pinout) oraz wewnętrzny schemat blokowy przedstawiono na poniższym rysunku.



Układ MC14490 firmy ON Semiconductor (© ON Semiconductor)

W dużym uproszczeniu działanie układu MC14490 polega na tym, że generuje on impuls opadający na wyjściu tylko wtedy, gdy sygnał na wejściu pozostaje stabilnie w stanie „L” przez kilka wewnętrznych cykli zegarowych. Analogicznie, koniec naciśnięcia przycisku zostaje rozpoznany dopiero wtedy, gdy sygnał wejściowy pozostaje stabilnie w stanie „H” przez kilka kolejnych cykli zegara. W ten sposób układ potrafi wykrywać i odrzucać oba okresy drgań styków – zarówno przy naciśnięciu, jak i przy zwolnieniu przycisku.

Układy MAX6816, MAX6817 i MAX6818 firmy Maxim

Układy te zawierają odpowiednio 1, 2 oraz 8 torów tłumienia drgań styków (debouncerów). Podobnie jak inne rozwiązania

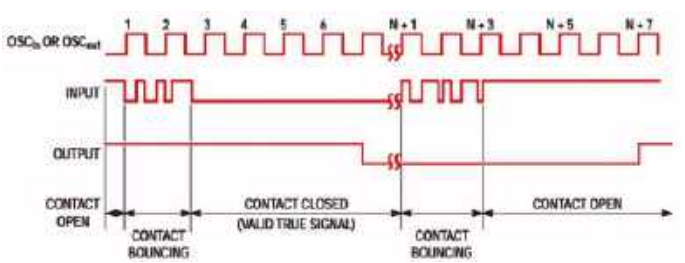
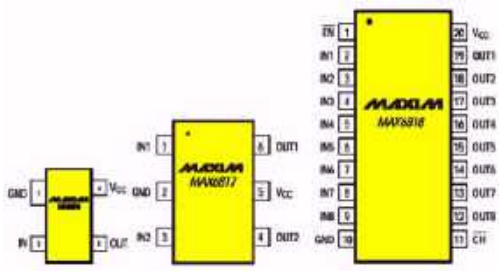
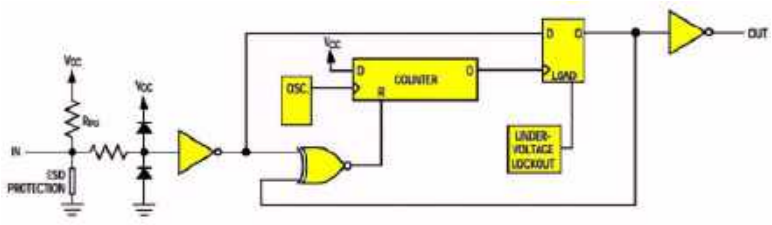


Diagram czasowy układu MC14490 (© ON Semiconductor)

eprasa.pl 29e0fc3bc0



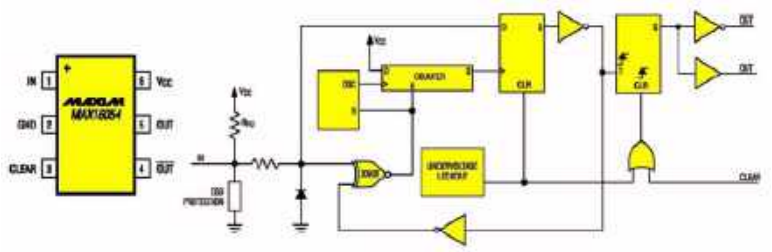
Układy MAX6816, MAX6817 i MAX6818 firmy Maxim (© Maxim)



Wewnętrzny schemat blokowy jednego kanału układów firmy Maxim (© Maxim)

tego typu, próbkują sygnał wejściowy i wykonują zmianę stanu na wyjściu dopiero wtedy, gdy sygnał wejściowy pozostaje stabilny przez określony czas – około 40 ms. Wersja jednokanałowa MAX6816 jest dostępna wyłącznie w obudowie SMD typu SOT143.

Wejścia tych układów należy – podobnie jak wcześniej – zwierać do masy za pomocą przycisku. Po zakończeniu okresu tłumienia drgań styków na wyjściach pojawia się impuls przechodzący ze stanu „H" do „L". Wejścia układów są dodatkowo zabezpieczone przed wyładowaniami elektrostatycznymi do poziomu ±15 kV, zgodnie z normą testową Human Body Model (HBM).



Wewnętrzny schemat blokowy układu MAX16054 firmy Maxim (© Maxim)

Układ MAX16054 firmy Maxim

To bardzo ciekawy układ scalony, ponieważ pozwala zamienić zwykły przycisk chwilowy w niezawodny przełącznik AAN/UIT (WŁ./WYŁ.). Chip ten zawiera – oprócz niezbędnych układów tłumienia drgań styków – również przerzutnik, który odpowiada za funkcję włączania i wyłączania. Jak pokazano na poniższym schemacie blokowym, oba wyjścia przerzutnika są wyprowadzone na zewnątrz, dzięki czemu naciśnięcie przycisku może spowodować pojawienie się zarówno stanu „L", jak i „H". Dodatkowo przerzutnik można zresetować za pomocą wejścia CLEAR.

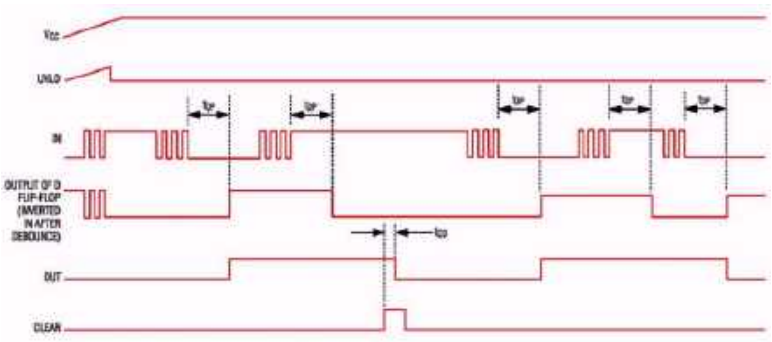


Diagram czasowy układu MAX16054 firmy Maxim (© Maxim)

Z poniższego diagramu czasowego wynika, że przerzutnik przełącza się około 50 ms (tDP) po zakończeniu okresu drgań styków. Stan wysoki „H" na wejściu CLEAR powoduje ustawienie wyjścia OUT w stan niski „L". ■

Jos Verstraten

REKLAMA



TAWOIA Glass (szkło kwarcowe)

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



BESTSELLERY sklepu AVT – sklep.avt.pl

3 unikalne serie gniazdek i włączników

Rabat dla Czytelników EdW
przy zakupie podaj kod EdW2505GW

Kod ważny do 30.09.2025

-5%

Rabat dla Prenumeratorów EdW
przy zakupie podaj numer prenumeraty

-10%

Ceramic Loft (ceramika)

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



Retro PRL (bakelit)

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



eprasa.pl 29e0fc3bc0

Mapowanie i pozycjonowanie lidarem w systemie ROS, część 3

System ADAS

W poprzednich odcinkach koncentrowaliśmy się na wykrywaniu przeszkód opartym na lidarze oraz integracji lidara i systemów wykrywania pasa ruchu w systemie ADAS. Zrozumienie, jak działa taki kompleksowy projekt, przeznaczony dla autonomicznych pojazdów elektrycznych (EV), dronów i systemów ADAS, ma decydujące znaczenie dla inżyniera-projektanta, ale będzie przydatne również dla hobbysty. Aby uzyskać całościowy wgląd w projekt, należy zapoznać się z artykułem „System antykolizyjny dla pojazdów" (część 1 i 2), opublikowanym w numerach 9/2025 i 10/2025 EdW.

Opierając się na tym wcześniejszym projekcie, przechodzimy teraz do wprowadzenia techniki lidarów do skanowania otoczenia w środowisku ROS (*Robot Operating System*). Środowisko to tworzy mapę otoczenia w czasie rzeczywistym, używając jednocześnie lokalizowania i mapowania (SLAM). Skupiamy się przy tym na lokalizowaniu pojazdu na mapie bez polegania na danych GPS. System taki, będący w pojazdach autonomicznych częścią systemu ADAS, zwiększa dokładność lokalizacji i pomaga w planowaniu trasy nawet w sytuacjach, kiedy łączność z GPS się urywa, np. w tunelach lub w liniach metra. Znacząco wspomaga nawigację, wykorzystując metodę dead reckoning, która polega na obliczaniu bieżącej pozycji obiektu na podstawie pozycji wyliczonej poprzednio.

Na **rysunku 1** przedstawiono fragment pojazdu wyposażonego w lidar. **Rysunek 2** przedstawia środowisko ROS mapujące otoczenie i tworzące na mapie trasę pojazdu (linie zielone) jako wynik śledzenia jego ruchu w czasie rzeczywistym. Połączenie wszystkich możliwości umożliwia systemowi ADAS sprawną nawigację i bezkolizyjne prowadzenie pojazdu dzięki skutecznemu omijaniu przeszkód.



Rysunek 1. Fragment pojazdu wyposażonego w lidar



Rysunek 2. Tworzenie trasy na mapie (linie zielone) w oparciu o ruch pojazdu

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Tabela 1. Wykaz elementów

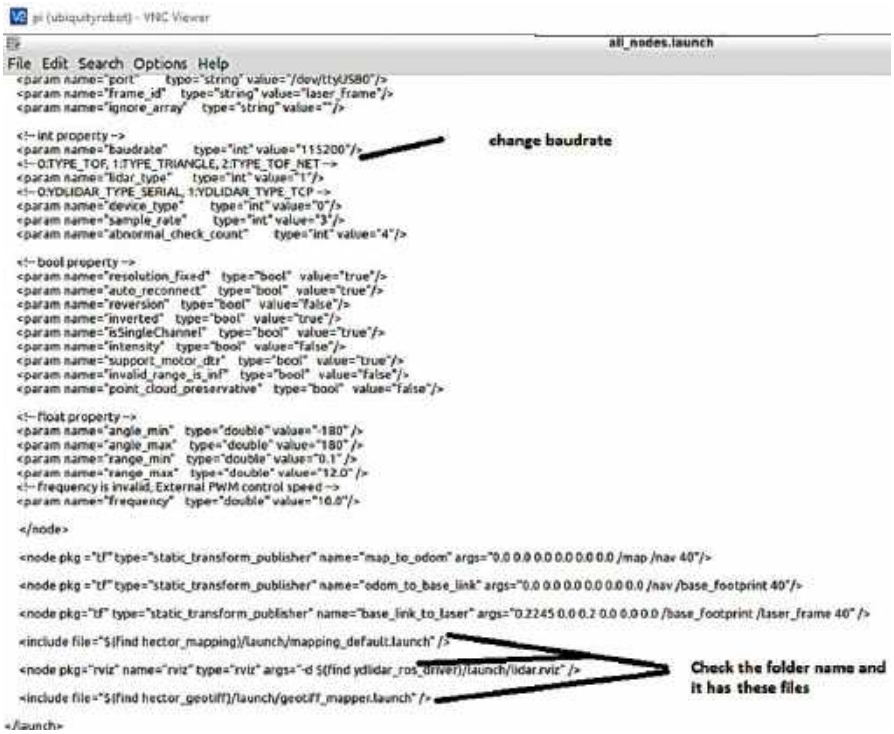
element	liczba	opis
Nvidia Jetson/ Raspberry	1	4GB RAM
Lidar	1	360-stopniowy
Karta SD	1	32/64 GB
Wyświetlacz HDMI	1	przekątna 17,8 cm

W **tabeli 1** wymieniono elementy niezbędne do realizacji projektu. Jeśli Czytelnik już zbudował system ADAS w oparciu o wcześniejszy artykuł, zapewne ma te elementy.

Zanim zaczniemy zgłębiać projekt, musimy zapoznać się z trzema kluczowymi pojęciami: SLAM, Hector SLAM i dead reckoning:

SLAM (jednoczesna lokalizacja i mapowanie) – podstawowe zagadnienie w robotyce i komputerowym przetwarzaniu obrazów. Cel jest taki, aby autonomiczny system (np. robot czy samochód) jednocześnie tworzył mapę swojego otoczenia oraz dokładnie, w czasie rzeczywistym, określał swoją pozycję na tej mapie.

Hector SLAM – popularny i wydajny algorytm SLAM open source, przeznaczony dla robotów mobilnych. Podstawową cechą Hector SLAM jest to, że opiera się na cechach. Oznacza to, że w celu utworzenia mapy i oszacowania pozycji robota algorytm ten koncentruje się na wykrywaniu i śledzeniu cech otoczenia takich jak linie czy krawędzie.

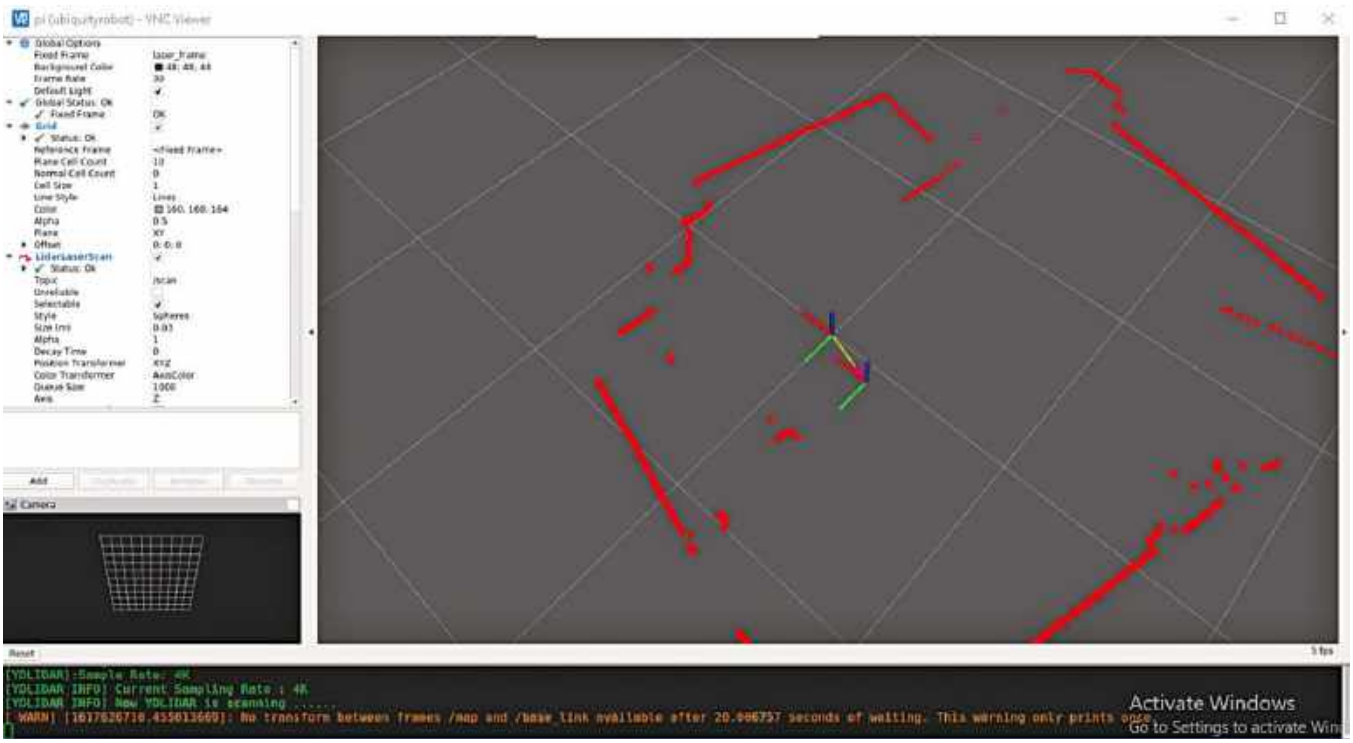


Rysunek 3. Konfiguracja węzłów ROS zgodnych z lidarem

Dead reckoning – stanowi podstawową technikę nawigacji służącą do szacowania bieżącej pozycji poruszającego się obiektu w oparciu o jego poprzednią znaną pozycję oraz informacje o ruchu (prędkość, kurs i czas). Technika ta jest szeroko stosowana gdy dane z GPS są nieosiągalne. Metoda jest też znana pod nazwą „deduced reckoning" lub „DR" (po polsku „nawigacja zliczeniowa", przypis redaktora).

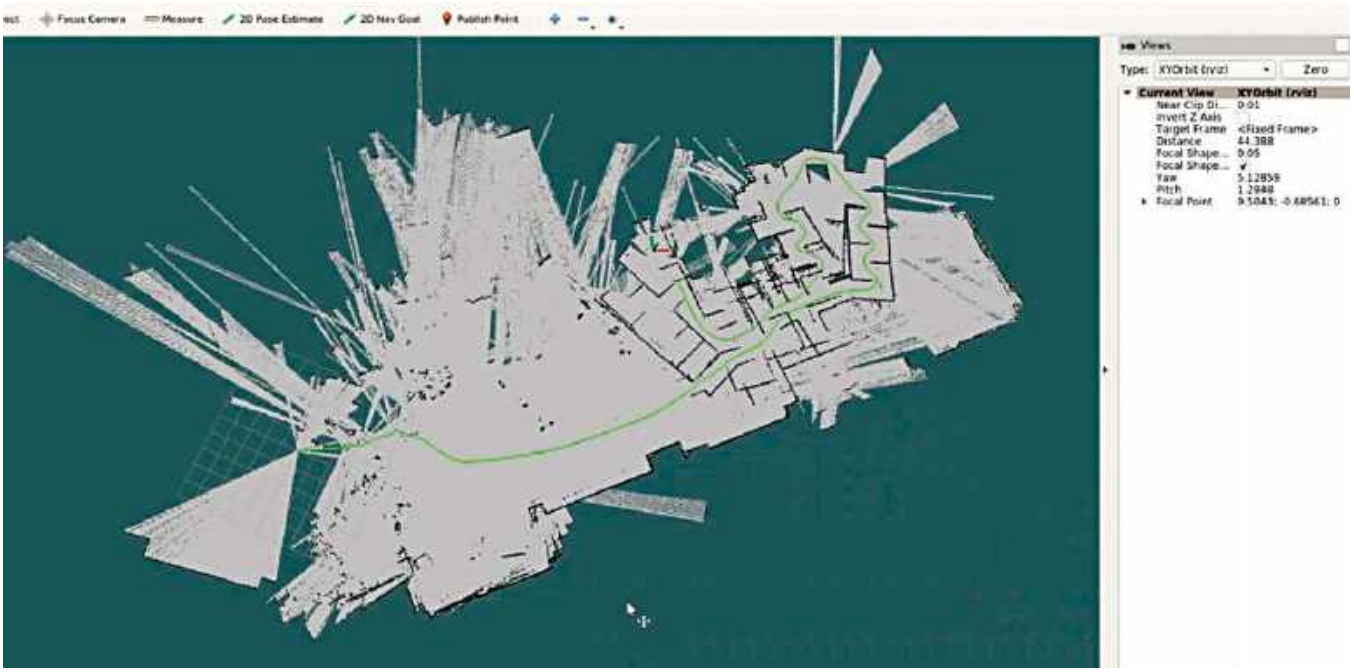
Instalacja programu Hector SLAM

Przed instalacją Hector SLAM należy najpierw zainstalować system operacyjny ROS. W tym celu należy odwiedzić stronę http://



Rysunek 4. Dane w systemie SLAM

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 5. System Hector SLAM pokazujący na mapie trasę uchwyconą lidarem

surl.li/jqmux. Następnie należy skonfigurować sterowniki i zestaw programistyczny (SDK) dla lidara. Jeśli używasz lidara RPI, możesz od razu przejść do instalacji Hector SLAM. Natomiast jeśli masz lidar YD, wykonaj następujące kroki:

```
git clone https://github.com/YDLIDAR/
YDLidar-SDK
cd YDLidar-SDK/build
cmake .
make sudo make install
```

Tworzymy następnie obszar roboczy ROS dla lidara, a potem instalujemy sterownik ROS w LXTerminal następującymi poleceniami:

```
mkdir -p ~/ydlidar_ws/src
cd ~/ydlidar_ws
catkin_make
echo „source ~/ydlidar_ws/devel/setup.
bash” >> ~/.bashrc
source ~/.bashrc
cd ~/ydlidar_ws/src/
ydlidar_ros_driver/startup
sudo chmod +x initenv.sh
sudo sh initenv.sh
```

Instalacja Hector SLAM

Aby zainstalować Hector SLAM, otwórz na nowo LXTerminal i wykonaj następujące polecenia:

```
sudo apt-get install
ros-kinetic-hector-slam
wget https://storage.googleapis.com/
google-code-archive-downloads/v2/
code.google.com/tu-darmstadt-ros-pkg/
Team_Hector_MappingBox_RoboCup_2011_
Rescue_Arena.bag
```

Hector SLAM jest już gotowy. W celu pozycjonowania w pomieszczeniach należy zmienić niektóre ustawienia lidara w jego pliku startowym. Aby to zrobić, najpierw przechodzimy do obszaru roboczego lidara YD i otwieramy plik src. Następnie otwieramy plik all_nodes.launch i zmieniamy parametry na takie jak na **rysunku 3**, który pokazuje konfigurację węzłów ROS zgodną z rysunkiem 3.

Testowanie

Podłączamy lidar YD do portu USB płyty RPi/Nvidia Jetson, załączamy zasilanie i wchodzimy do graficznego interfejsu użytkownika. W celu pozycjonowania wykonujemy w LXTerminal następujące polecenia:

```
roslaunch ydlidar_ros_driver all_
nodes.launch
```

To polecenie utworzy mapę przedstawiającą aktualną pozycję robota i jego bezpośrednie otoczenie. **Rysunek 4** przedstawia dane SLAM, a **rysunek 5** ilustruje odwzorowanie przez Hector SLAM zmapowanych tras zarejestrowanych przez lidar.

W następnym odcinku połączymy środowisko ROS z poprzednio zbudowanym systemem wykrywania pasa ruchu. W ten sposób utworzymy zintegrowany szkielet do uruchamiania systemu autonomicznej jazdy i systemu ADAS.

Aby przetestować Hector SLAM i uzyskiwać mapę w czasie rzeczywistym, należy uruchomić następujące polecenia:

```
roslaunch hector_slam_launch
tutorial.launch
rosbag play Team_Hector_MappingBox_
RoboCup_2011_Rescue_Arena.bag --clock
rostopic pub syscommand std_msgs/
String „savegeotiff”
```

Ashwini Kumar Sinha

Materiał filmowy do artykułu:
https://youtu.be/qXBicpsR4B4

- Strona projektu:
  https://github.com/YDLIDAR/YDLidar-SDK
- https://www.electronicsforu.com/electronics-projects/hector-slam-mapping-and-indoor-positoning-robot-with-ros-and-lidar

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

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, wrzesień 2023 (efymag.com)

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Zabezpieczenie zasilania z wbudowanym opóźnieniem

Większość urządzeń elektrycznych i elektronicznych zasilanych z sieci energetycznej zaprojektowana jest do poprawnej pracy w określonej tolerancji wartości napięcia zasilającego. Zazwyczaj jest to przedział nieco szerszy niż deklarowana tolerancja napięcia 230 V AC. To wymóg, który konstruktor powinien uwzględnić już na etapie projektu.

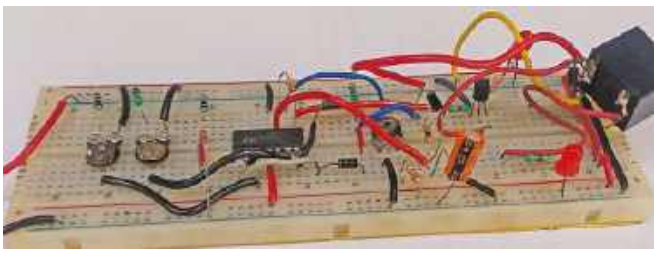
Mimo to bywają urządzenia i układy bardziej wrażliwe na zawyżone lub zaniżone napięcie zasilania. Zbyt wysokie grozi uszkodzeniem układu, a zbyt niskie – jego niewłaściwym działaniem. W takich sytuacjach zasadne jest monitorowanie napięcia na wejściu i w razie przekroczenia dopuszczalnej tolerancji, odcięcie zasilania oraz wyłączenie chronionego układu lub urządzenia.

Dotyczy to nie tylko czułych, skomplikowanych układów elektronicznych wyposażonych w nietypowe obwody zasilania. Dobrym przykładem są lodówki, zamrażarki i klimatyzatory. Urządzenia te mają sprężarki napędzane silnikami elektrycznymi. Długotrwała praca przy zawyżonym napięciu jest niebezpieczna z oczywistych powodów, ale zbyt niskie napięcie może być jeszcze groźniejsze. Zatrzymanie obrotów wirnika silnika powoduje spadek impedancji widzianej od strony zasilania i wzrost pobieranego prądu, co może doprowadzić do spalenia uzwojeń.

Nawet jeśli zadziałają obwody ochronne i wyłączą sprężarkę, jej ponowny rozruch powinien nastąpić dopiero po kilkuminutowej przerwie, pozwalającej na rozprężenie czynnika chłodniczego krążącego w zamkniętym obwodzie wymuszanym przez pracę sprężarki.

Układ zaprezentowany w bieżącym projekcie odcina zasilanie zarówno przy jego zbyt wysokim, jak i nadmiernie obniżonym poziomie. Obydwa progi można regulować niezależnie. Nawet krótkotrwała przerwa w poprawnym zasilaniu powoduje reakcję układu – odcięcie zasilania, które zostaje przywrócone po z góry ustalonym czasie. Czas ten również można regulować w szerokim zakresie, aż do kilku minut.

Na **rysunku 1** przedstawiono prototyp układu zmontowany na uniwersalnej płytce stykowej i przetestowany w laboratorium redakcji „Electronics For You”.



Rysunek 1. Prototyp układu będącego tematem projektu

Opis budowy układu i jego działanie

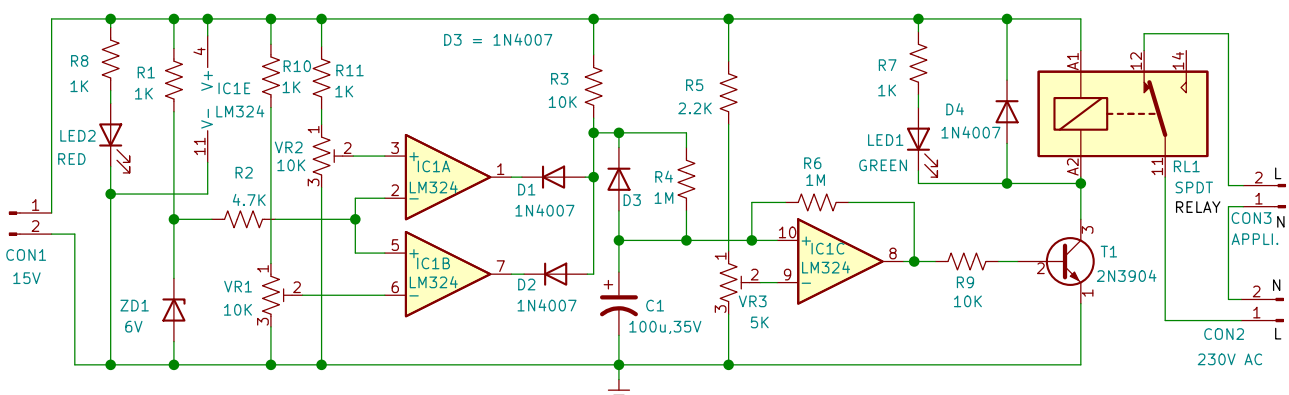
Schemat ideowy dla bieżącego projektu pokazano na **rysunku 2**.

W projekcie wykorzystano trzy wzmacniacze operacyjne z czterech dostępnych w układzie scalonym LM324. Oprócz tego użyto tranzystora 2N3904 (T1), przekaźnika z cewką 12 V i stykami SPDT, trzech diod 1N4007 oraz niewielkiej liczby tanich elementów pasywnych.

Wszystkie wzmacniacze operacyjne pracują jako analogowe komparatory napięcia. Układy IC1a i IC1b tworzą komparator okienkowy. Oba wykorzystują to samo napięcie odniesienia, utworzone przez diodę Zenera ZD1, natomiast szerokość okna można regulować potencjometrami VR1 i VR2. Komparator „górny” (IC1a) nadzoruje w praktyce dolny próg okna, a „dolny” (IC1b) kontroluje jego górny zakres.

Gdy napięcie kontrolowane mieści się w wyznaczonym przedziale, oba wzmacniacze (IC1a i IC1b) utrzymują na wyjściu stan wysoki. Diody D1 i D2 tworzą w ten sposób bramkę logiczną typu „iloczyn”. Stan logiczny na anodach diod jest wysoki tylko wtedy, gdy na obu katodach pojawi się stan wysoki (logiczna „1”). Dzieje się tak wtedy, gdy napięcie wejścia nieodwracającego IC1a jest wyższe od napięcia odniesienia REF ustalonego przez ZD1, a jednocześnie potencjał wejścia odwracającego IC1b jest niższy od tego samego napięcia REF (≈ 6 V).

Wyjście „diodowej bramki” jest podciągane do stanu wysokiego przez rezystor R3. Z tego punktu ładowany jest kondensator



Rysunek 2. Schemat ideowy układu

eprasa.pl 29e0fc3bc0

C1, którego napięcie monitoruje komparator zrealizowany na wzmacniaczu IC1c. Poziom progowy ustawia się potencjometrem VR3. Rozładowanie kondensatora C1 odbywa się szybko dzięki zastosowaniu diody D3.

W układzie przewidziano dwie diody LED: LED1 (czerwona) sygnalizuje obecność zasilania, natomiast LED2 (zielona) świeci w momencie załączenia przekaźnika (przy zwartym styku NO).

Układ zasilany jest napięciem niestabilizowanym pochodzącym z uzwojenia wtórnego transformatora. Napięcie to jest prostowane w układzie dwupołówkowym i filtrowane jedynie kondensatorem o dużej pojemności. Tego obwodu zasilania nie pokazano na schemacie (rysunek 2). Ważne jest jednak to, że uzyskane w ten sposób napięcie stałe zachowuje informację o wartości napięcia sieci energetycznej 230 V AC.

Konstrukcja i testowanie układu

Prezentowany układ jest na tyle prosty, że można go zmontować zarówno na wytrawionej płytce PCB, jak i na płytce uniwersalnej. Po zakończeniu montażu należy przygotować odpowiednią obudowę.

Choć uruchomienie układu nie jest skomplikowane, wymaga on wstępnej regulacji potencjometrami VR1, VR2 i VR3. W tym celu najlepiej posłużyć się autotransformatorem z płynną regulacją, który pozwala zarówno podnosić, jak i obniżać wartość napięcia sieciowego.

Procedura ustawiania progów wygląda następująco: należy ustawić górny poziom napięcia uznanego za poprawny i potencjometrem VR1 wyregulować próg zadziałania komparatora IC1b. W ten sam sposób ustawia się dolny próg okna (VR2), tak aby układ nadzorujący uznał, że napięcie AC mieści się w dopuszczalnym zakresie.

Jeśli nie ma możliwości użycia autotransformatora, można zastosować metodę uproszczoną – mniej precyzyjną. Przy założeniu, że w czasie regulacji napięcie sieciowe ma wartość nominalną, należy ustawić: VR1 na poziom około 1…1,5 V niższy od napięcia diody Zenera ZD1, a VR2 na poziom o około 1…1,5 V wyższy od napięcia ZD1.

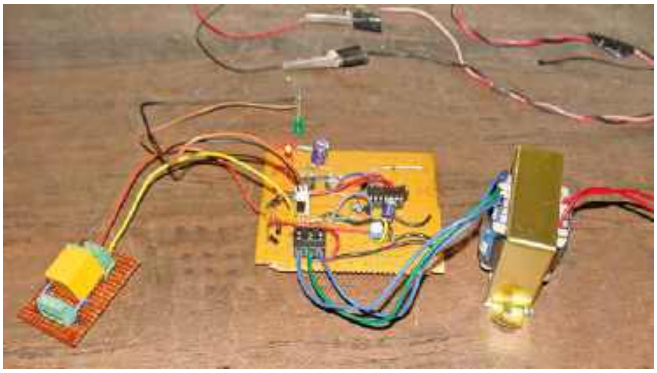
Ostatnią czynnością jest ustawienie czasu opóźnienia między powrotem napięcia do dozwolonego przedziału a ponownym załączeniem przekaźnika RL1. Czas ten można łatwo zmierzyć zegarkiem z sekundnikiem. Należy odnotować moment, w którym wyjście komparatora okienkowego przyjmuje stan wysoki, a następnie – po upływie pożądanego czasu – tak ustawić VR3, aby na wyjściu IC1c (pin 8) również pojawił się stan wysoki. Wstępnie potencjometr VR3 powinien być ustawiony w położeniu maksymalnego napięcia na suwaku.

Na **rysunku 3** przedstawiono prototyp wykonany i przetestowany przez autora.

Na fotografii widoczny jest kompletny układ – oprócz elementów zmontowanych na płytce drukowanej także transformator i obwód zasilania. Zaproponowany układ nadzorczy można stosować do ochrony urządzeń dużej mocy. Mimo to, transformator sieciowy użyty w projekcie może mieć niewielkie wymiary, ponieważ sam układ nadzoru pobiera jedynie niewielką moc.

Uwaga od Redakcji EFY

W pewnych sytuacjach problemem może być fakt, że układ zasilany jest napięciem niestabilizowanym. Jeżeli okresy, w których napięcie sieciowe wykracza znacznie poza zakres wartości nominalnej, byłyby długotrwałe, warto rozważyć zastosowanie dodatkowego stabilizatora. Oczywiście układ można zasilać także napięciem stabilizowanym – jego działanie nie ulegnie istotnym zmianom. Zarówno progi komparatora okienkowego, jak i odmierzany czas



Rysunek 3. Prototyp układu wykonany przez autora projektu

opóźnienia praktycznie nie zależą od tego, czy zasilanie jest stabilizowane, czy podlega wahaniom związanym ze zmianami napięcia sieciowego AC. ■

Pradeep Vasudeva

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, lipiec 2024 (efymag.com)

Od Redakcji EdW: W obwodzie komparatora IC1C, którego zadaniem jest realizacja czasu opóźnienia, zastosowano układ niesymetryczny, aby wyłączenie przekaźnika następowało szybko, a czas opóźnienia („delay”) był odliczany dopiero od momentu powrotu napięcia zasilania do przedziału uznanego za poprawny. Przedział ten ustalają potencjometry VR1 i VR2, natomiast czas opóźnienia reguluje potencjometr VR3. Niesymetrię wprowadza dioda D3 włączona równolegle do rezystora R4. Kondensator C1 rozładowuje się szybko, natomiast w kierunku ładowania obowiązuje stała czasowa R4 × C1. Wpływ rezystora R3 można pominąć, ponieważ jego wartość jest o dwa rzędy wielkości mniejsza niż wartość R4. Potencjometr mógłby zostać wstawiony w miejscu mającym wpływ na stałą czasową ładowania C1, ale w tym rozwiązaniu nie jest ona regulowana. Potencjometr VR3 wyznacza, jaki fragment przebiegu wykładniczego na kondensatorze C1 musi zostać osiągnięty, aby wyjście wzmacniacza operacyjnego przeszło ze stanu niskiego w wysoki. Do tego momentu wszystko jest poprawne.

Problem pojawia się w tym, że zbocze narastające na wejściu nieodwracającym IC1C jest bardzo wolne, a sam wzmacniacz zasilany jest napięciem niestabilizowanym. Przebieg wykładniczy

Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
IC1 – LM324, wzmacniacz operacyjny (4 WO w jednej obudowie)
T1 – 2N3904, tranzystor NPN
D1...D4 – 1N4007, diody prostownicze
LED1, LED2 – diody LED 5 mm (zielona i czerwona)
ZD1 – dioda Zenera 6,0 V (np. BZX55C6V0)

Rezystory (wszystkie 0,25 W ±5%, węglowe):
R1, R7, R8, R10, R11 – 1 kΩ
R2 – 4,7 kΩ
R3, R9 – 10 kΩ
R4, R6 – 1 MΩ
R5 – 2,2 kΩ
VR1, VR2 – 10 kΩ, potencjometry montażowe
VR3 – 5 kΩ, potencjometr montażowy

Kondensatory:
C1 – 100 µF / 35 V, elektrolityczny

Inne:
RL1 – przekaźnik 12 V, SPDT
CON1...CON3 – złącza 2-pinowe
Transformator sieciowy o napięciu wtórnym 15 V AC
Obciążenie zasilane z sieci 230 V AC

eprasa.pl 29e0fc3bc0

na C1 charakteryzuje stała czasowa ponad 1,5 minuty (R4 × C1 ≈ 100 s). Przy tak wolnym zboczu istnieje ryzyko wielokrotnego przełączania przekaźnika, zanim stan się ustabilizuje. Może to być dla chronionego urządzenia bardziej niebezpieczne niż brak układu zabezpieczającego. Sytuację dodatkowo pogarsza fakt, że napięcie referencyjne doprowadzone na wejście odwracające IC1C również pobierane jest z niestabilizowanego zasilania.

Wygląda na to, że autor projektu przewidział to zagrożenie i zastosował dodatnie sprzężenie zwrotne w obrębie komparatora IC1C. Niewielka histereza w takiej sytuacji jest jak najbardziej uzasadniona i zazwyczaj chroni układ przed niestabilnością. Niestety, sprzężenie zwrotne widoczne na schemacie (rysunek 2) nie spełnia swojej funkcji. Rezystor R6 wraz z kondensatorem C1 tworzy człon inercyjny w pętli sprzężenia zwrotnego. Stała czasowa R6 × C1 jest również bardzo długa, a nawet gdyby była krótsza, nie zapewniłaby potrzebnej histerezy. W praktyce jedynie nieznacznie przyśpiesza zbocze napięcia na C1, skracając czas z 100 do około 50 sekund.

Rozwiązaniem problemu jest wstawienie dodatkowego rezystora między węzeł łączący R4, C1 i D3 a wejście nieodwracające IC1C. Impedancja wejściowa jest bardzo duża, więc dobór wartości tego rezystora jest elastyczny. Przy wartości około 10 kΩ histereza osiąga około 1%, co w większości przypadków wystarcza. Jednak w sytuacji, gdy napięcie odniesienia na wejściu odwracającym WO jest niestabilizowane, problem może nie zostać całkowicie rozwiązany.

Napięcie ze złącza CON1 pełni równocześnie rolę napięcia zasilającego i kontrolowanego. Dla zastosowanych tu wzmacniaczy operacyjnych jest to dopuszczalne, jednak niestabilizowany poziom odniesienia dla komparatora IC1C może okazać się kłopotliwy. Wówczas należy albo wprowadzić wyjątkowo szeroką histerezę (co w tym układzie jest dopuszczalne), albo jednak stabilizować poziom odniesienia. Jeżeli regulacja czasu opóźnienia ma odbywać się tak jak w projekcie autora, pole manewru ze stabilizacją Uref jest ograniczone. Wstawienie diody Zenera (np. 8…10 V) za rezystorem R5 powinno jednak poprawić sytuację, choć ograniczy zakres regulacji VR3. Kompensację można wtedy uzyskać, zmieniając wartość R4 lub pojemność C1.

Innym rozwiązaniem jest zastosowanie stabilizowanego zasilania tylko dla części układu (między innymi wzmacniaczy operacyjnych). Niestabilizowana powinna pozostać ta część, w której znajdują się dzielniki z potencjometrami VR1 i VR2, tak aby napięcie nimi ustalone nadal odwzorowywało wartość napięcia sieciowego. Realizacja tego wariantu wymagałaby jedynie dodatkowego stabilizatora liniowego, ponieważ pobór prądu przez obwody wymagające stabilizacji jest niewielki.

Można też inaczej rozwiązać problem histerezy w obrębie IC1C: zamienić wejścia odwracające i nieodwracające. Wtedy kondensator C1 przejdzie na wejście odwracające. Nie będzie to jednak opłacalne, jeśli odwrócenie fazy trzeba będzie kompensować dodatkowym tranzystorem na wyjściu. Można to obejść, stosując tranzystor PNP w miejscu T1 i podłączając cewkę przekaźnika od strony masy, zamiast dodatniego bieguna zasilania.

Warto zauważyć, że dzielniki z potencjometrami VR1 i VR2 umożliwiają bardzo szeroki zakres regulacji – zbyt szeroki, jak na praktyczne zastosowania. Nie jest to błąd dyskwalifikujący, ale rozsądniej byłoby dobrać wartości rezystorów R10 i R11 tak, aby pełny zakres regulacji potencjometrów odpowiadał rzeczywiście użytecznym progom. Można też dodać dodatkowe rezystory od strony dolnych końcówek VR1 i VR2.

Zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych LM324 daje spore możliwości w zakresie wyboru transformatora i przekaźnika RL1, które w praktyce będą kluczowe. WO LM324 mogą być zasilane napięciem w bardzo szerokim zakresie: od 3 V do 30 V. Dzięki temu można użyć przekaźnika 5 V, 12 V albo 24 V, a także transformatora o różnym napięciu wyjściowym – niekoniecznie 15 V, jak w projekcie. Oczywiście, pozostałe elementy muszą zostać odpowiednio dobrane do wybranego napięcia zasilania. Uwagi te dotyczą zarówno wersji z niestabilizowanym zasilaniem, jak i wariantu ze stabilizatorem szeregowym lub równoległym. Warto też dodać, że w miejsce wzmacniaczy operacyjnych (z wyjściem przeciwsobnym) można zastosować także komparatory z wyjściem typu otwarty kolektor.

REKLAMA

PRENUMERATA EdW+

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

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

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



eprasa.pl 29e0fc3bc0

ELEKTRONIKA dla wszystkich
nr 11/2025 (17)
JUNIOR



Grzegorz – Młodzi Entuzjaści Elektroniki, Szkoła Podstawowa nr 86, Wrocław

Witam Cię serdecznie na kolejnym spotkaniu Juniorów EdW. Już nie mogę się doczekać, aż uruchomisz kolejny układ, który masz szansę dzisiaj zbudować. Niecierpliwość moja bierze się z tego, że będzie to układ wyjątkowo elegancki. Żałuję, że nie będę mógł zobaczyć Twego błysku w oku i radości ze zbudowanej zabawki. Pełna frajdy facjata i uśmiech od ucha do ucha na twarzach moich podopiecznych to zasadniczy powód, dla którego param się swoją aktywnością. Układ zachwyci każdego fana elektronicznych błyskotek oraz... motoryzacji.

Na drogach często spotykamy migające strzałki nakazujące zmianę pasa, a na ostrych zakrętach – dynamicznie przesuwające się światła prowadzące kierowcę we właściwą stronę. Wyglądają efektownie i skutecznie przyciągają uwagę. Czy da się zrobić coś podobnego… na biurku młodego elektronika?

Podczas kolejnych zajęć stacjonarnych Juniorzy EdW udowodnili, że tak! Każdy z uczestników zmontował zestaw **AVTEDU631 – *Wskaźnik kierunku LED***, który tworzy cztery groty strzałek złożone z 20 diod LED. Dzięki odpowiedniemu zestawieniu układu NE555 i licznika 4017 groty strzałek zapalają się kolejno, tworząc animację przypominającą znak drogowy czy sygnały ostrzegawcze.

To atrakcyjny efekt świetlny, który można wykorzystać jako znak drogowy podczas zabawy autami na dywanie w mieszkaniu lub nawet na trasie wyścigowej przygotowanej w terenie przy użyciu kasztanów, patyków i liści, co z pewnością docenią młodsi Juniorzy. U starszych znak ostrzegawczy świetnie sprawdzi się w gablocie obok sportowego modelu auta, być może również wyciętego i posklejanego samodzielnie.

Na koniec warto dodać, że zestaw AVTEDU631 – *Wskaźnik kierunku LED* to także okazja, by poznać lub przypomnieć sobie zasadę działania generatora NE555 i licznika dziesiętnego typu Johnson (CD4017) oraz nauczyć się, jak sterować diodami LED w sposób sekwencyjny. Zatem wchodzimy w ten zakręt… Byle ostrożnie!

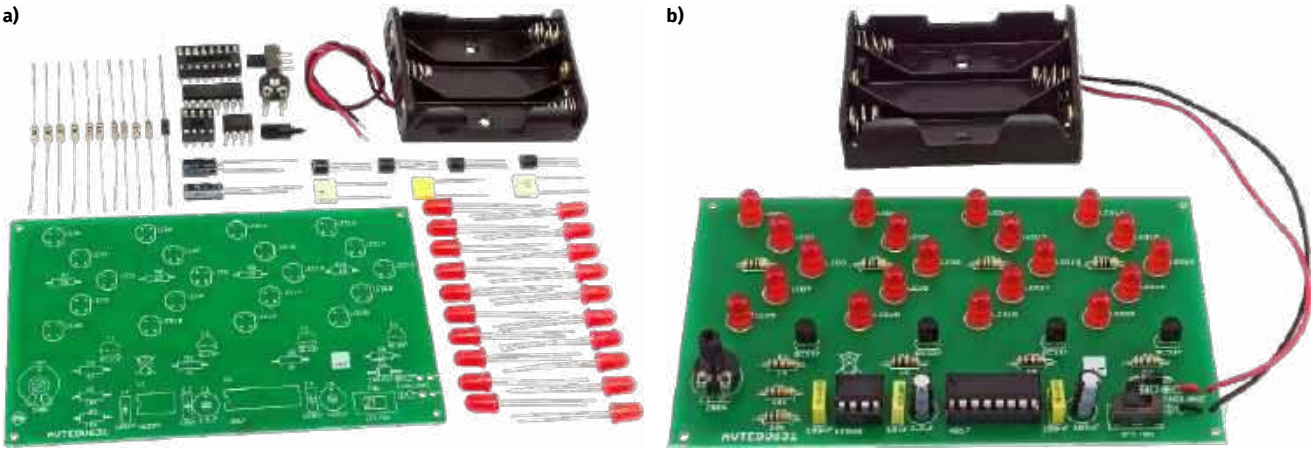
Omówienie układu

Układ ***Wskaźnik kierunku LED*** (**AVTEDU631**) to atrakcyjny zestaw edukacyjny, który pozwala zbudować prostą animowaną strzałkę świetlną. Jego działanie opiera się na współpracy dwóch popularnych układów scalonych: **NE555** i **CD4017**. Pierwszy z nich, pełniący rolę **generatora impulsów**, wytwarza sygnał zegarowy o regulowanej częstotliwości, natomiast drugi – **dziesięcioetapowy licznik typu Johnson** – steruje kolejno diodami LED, tworząc efekt płynnego przesuwania się światła.

Na płytce umieszczono **20 diod LED 5 mm**, rozmieszczonych w czterech grupach po pięć, tworzących kształt strzałki kierunkowej. Dzięki potencjometrowi montażowemu **PR1** można płynnie regulować **szybkość animacji**, dopasowując efekt do własnych preferencji – od powolnego „pełzania" światła po dynamiczne „przelatywanie" przez wszystkie cztery groty strzałek.

Fotografia 1. Od lewej: Marcel, Maciej oraz Dawid podczas montażu zestawu Wskaźnik kierunku LED (AVTEDU631). Młodzi Entuzjaści Elektroniki, Szkoła Podstawowa nr 86, Wrocław





Fotografia 2. Wskaźnik kierunku LED (kod AVTEDU631), a) Zestaw do samodzielnego montażu, b) Zmontowany układ

Tranzystory **BC337** pełnią funkcję **wzmacniaczy prądowych**, umożliwiając jednoczesne zasilanie kilku diod LED z każdego aktywnego wyjścia licznika. Zasilanie zestawu odbywa się z koszyka na **trzy baterie R6/AA** (łącznie ≈ 4,5 V). **Dioda D1** chroni układ przed odwrotną polaryzacją, kondensatory C3, C4 i C5 filtrują napięcie zasilania, rezystory **R7…R10** ograniczają prąd płynący przez diody LED (chroniąc je przed uszkodzeniem), natomiast rezystory **R3…R6** ograniczają prąd wpływający do baz tranzystorów **T1…T4**. Elementy **R1**, **PR1**, **R2** i **C1** ustalają tryb pracy oraz częstotliwość sygnału generowanego przez U1, a układ U2 zlicza te impulsy i w zależności od ich liczby kolejno aktywuje wyjścia **Q0…Q9**.

Na koniec warto dodać, że zestaw **AVTEDU631** to doskonała okazja, by w praktyce poznać zasadę działania **generatora impulsów zbudowanego na układzie NE555 oraz licznika dziesiętnego typu Johnson (CD4017)** – klasycznego rozwiązania stosowanego w wielu efektach świetlnych i urządzeniach edukacyjnych.

Zestaw do samodzielnego złożenia pokazano na **fotografii 2a**. Na **fotografii 2b** pokazano zmontowany układ.

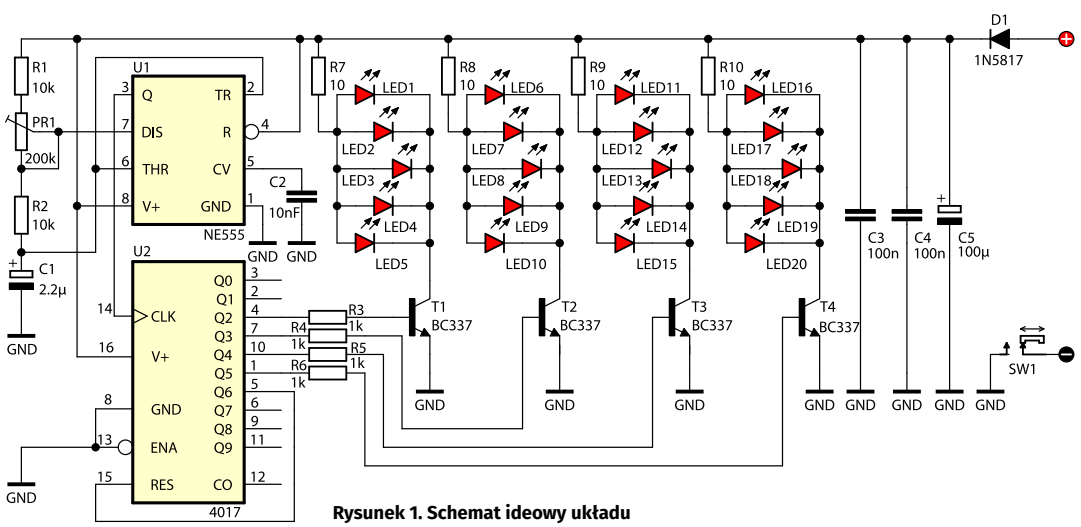
Omówienie schematu

Poniżej znajdziesz bardziej szczegółowy opis układu, włączając zasadę działania poszczególnych elementów oraz połączeń pomiędzy nimi. Jeśli teoria okaże się dla Ciebie zbyt zawiła, możesz ją śmiało pominąć i od razu przejść do części praktycznej. Tam krok po kroku opowiem, a nawet pokażę, jak wlutować kolejne elementy i uruchomić całość. Zrób to dokładnie tak, jak w opisie, a układ na pewno zadziała.

Czy warto więc zagłębiać się w część teoretyczną? Z wielu powodów – tak. Chociażby dlatego, że wiedząc, co się robi i do czego zmierza, zamiast działać ściśle wedle instrukcji, można puścić wodze fantazji i wiele czynności montażowych wykonać wedle własnego pomysłu i sprytu. Przy okazji odkryć wiele „patentów", kruczków i sztuczek, które uczynią montaż łatwiejszym, sprawniejszym i szybszym. Ja dzielę się własnymi doświadczeniami i praktycznymi nawykami, ale to nie znaczy, że jestem Alfą czy inną Omegą. Wręcz przeciwnie – całe życie się uczę, a uczestnicy zajęć niejednokrotnie zaskakiwali mnie własnymi pomysłami. Przykładowo, kolega Dawid wpadł na pomysł lutowania rezystorów od strony wierzchniej w przypadku płytek z metalizacją otworów, co daje szereg benefitów w porównaniu z metodą klasyczną.

Wybór należy do Ciebie – z wyłożoną teorią lub bez, na końcu i tak będziesz miał własny, działający *Wskaźnik kierunku LED*.

Schemat ideowy *Wskaźnika kierunku LED* przedstawiono na **rysunku 1**, natomiast na **rysunku 2** znajduje się jego schemat montażowy. Ten drugi ułatwia nie tylko odnalezienie poszczególnych elementów na płytce drukowanej, ale także pozwala szybko sprawdzić poprawność wykonanych połączeń – szczególnie wtedy, gdy pojawia się wątpliwość, czy dwa znajdujące się blisko siebie pady lub ścieżki powinny być ze sobą połączone, czy też pozostać elektrycznie



Rysunek 1. Schemat ideowy układu

eprasa.pl 29e0fc3bc0

odseparowane. Zerknięcie na schemat montażowy z widokiem na układ ścieżek to szybki i niezawodny sposób, by rozwiać wszelkie wątpliwości.

Włącznik zasilania

Zasilanie całego układu pochodzi z koszyka na trzy baterie R6/AA, które łącznie dają napięcie stałe o wartości około 4,5 V. Przewody z koszyka przylutowane są do płytki w miejscu oznaczonym znakami „+” i „–” w kółeczkach. Dodatni biegun (czerwony przewód) trafia bezpośrednio na diodę D1, ale powrót napięcia do koszyczka odbywa się za pośrednictwem przełącznika SW1. Jeśli prąd z układu nie może powrócić do ujemnego bieguna baterii, to też nie może wypłynąć z jej bieguna dodatniego. Powszechnie bowiem wiadomo, że aby przepływ prądu był jakkolwiek możliwy, obwód elektryczny musi zostać zamknięty. Tym samym przełącznik SW1 pełni rolę włącznika zasilania. Dzięki niemu w prosty sposób decydujemy, kiedy układ jest aktywny, a kiedy całkowicie odłączony od baterii.

Podczas ostatnich spotkań w tym właśnie miejscu obliczaliśmy, jak długo uruchomiony układ będzie działał na jednym komplecie nowych baterii.

Jeśli ciekawi Cię, jak długo od momentu włączenia podziała zmontowany przez Ciebie *Wskaźnik kierunku LED*, spróbuj dziś samodzielnie wykonać te obliczenia.

W ten sposób sam sprawdzisz, ile zapamiętałeś z poprzednich spotkań, a w razie potrzeby – z czystej ciekawości – sięgniesz po wcześniej przerobiony materiał.

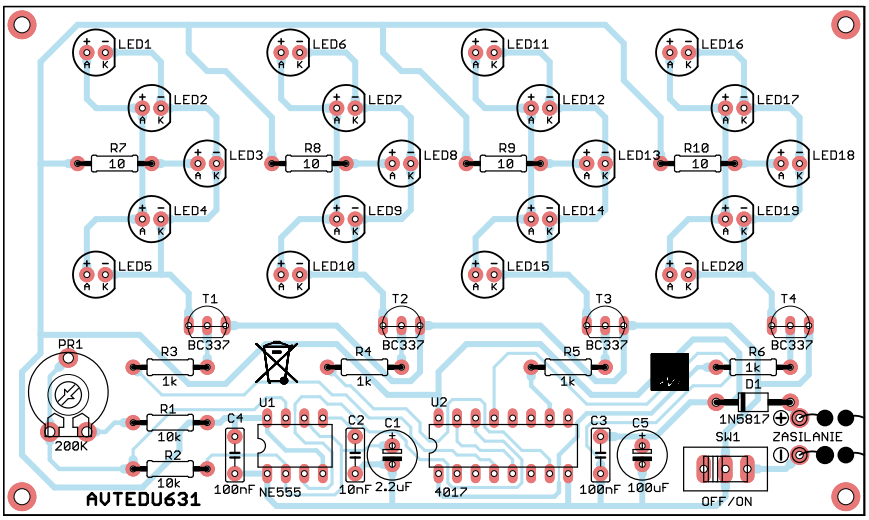
Szkolna rutyna wtłacza nas w toksyczne przekonanie, że uczymy się głównie po to, by „wykutą” wiedzą zadowolić nauczyciela – by drogą sztucznej transakcji nabyć w ten sposób wymierne cyferki w papierowym bądź już tylko cyfrowym dzienniku tudzież indeksie.

Tymczasem nadarza się rzadka sposobność, by spostrzec, że nikomu z zewnątrz wiedza o tym, co pamiętasz, umiesz i potrafisz, nie jest – i nie powinna być – do szczęścia potrzebna.

Jeśli sam masz teraz ochotę skorzystać z wcześniej zdobytej wiedzy – witaj w prawdziwym świecie.

Zabezpieczenie przed odwrotną polaryzacją

Prąd wypływający z pakietu baterii trafia w pierwszej kolejności na **diodę Schottky'ego D1** (1N5817) włączoną szeregowo. Jej zadaniem jest ochrona układu przed błędnym podłączeniem zasilania. Jeśli przez pomyłkę podłączysz baterię na odwrót, dioda D1 zablokuje przepływ prądu, zapobiegając uszkodzeniu wrażliwych na zamianę polaryzacji elementów elektronicznych, takich jak układy scalone, tranzystory czy kondensatory elektrolityczne. Szeregowo włączona w obwód dioda typu Schottky powoduje spadek napięcia około 0,35 V, co oznacza, że napięcie mierzone względem ujemnego bieguna baterii za diodą D1 będzie około 0,35 V niższe niż to zmierzone przed nią. W tym prostym układzie nie stanowi to problemu. Układ działa poprawnie nawet przy sporo niższym napięciu zasilania.



Rysunek 2. Schemat montażowy układu

Filtracja zasilania

Kondensatory C3, **C4** i **C5** pełnią ważną rolę w stabilizacji zasilania całego układu. C3 i C4 to kondensatory ceramiczne o niewielkiej pojemności (100 nF), których zadaniem jest tłumienie szybkich zakłóceń i impulsów wysokoczęstotliwościowych mogących pojawiać się na przewodach zasilających. Kondensator elektrolityczny C5 o dużej pojemności (100 µF) filtruje wolniejsze wahania napięcia i chwilowe spadki związane z poborem prądu przez układy cyfrowe (NE555 i 4017). Wspólnie kondensatory te tworzą skuteczny układ odsprzęgający, dzięki któremu układ jako całość pracuje stabilnie, bez podatności na szumy wewnętrzne (praca układów scalonych) jak i zakłócenia elektromagnetyczne pochodzące ze świata zewnętrznego (na przykład od sprzętów i urządzeń pracujących w pobliżu).

Sekcje diod LED

Następne za kondensatorami – od lewej strony patrząc – są cztery sekcje diod LED (**LED1…LED20**), każda załączana przez odpowiadający jej tranzystor NPN typu BC337 (**T1…T4**). W każdej sekcji znajduje się pięć czerwonych diod LED **połączonych równolegle**, zasilanych przez wspólny rezystor 10 Ω (**R7…R10**). Katody diod są połączone z kolektorem tranzystora, a emiter jest dołączony do masy. W momencie, gdy licznik CD4017 (**U2**) podaje sygnał logicznej „1” na wybrane wyjście, tranzystor wchodzi w stan nasycenia i przewodzi prąd całej sekcji. Zasilanie układu pochodzi z trzech baterii R6 (około 4,5…4,8 V), i włączone jest do obwodu przez szeregową diodę Schottky'ego (spadek napięcia 0,35 V) natomiast pojedyncza dioda ma typowy spadek napięcia około 2 V. Oznacza to, że na rezystorze odkłada się mniej więcej 4,8 V–0,35 V–2 V=2,25 V, co przy jego wartości 10 Ω daje teoretyczny prąd rzędu 225 mA. Ten prąd dzieli się między pięć diod LED, więc przez każdą z nich płynie około 45 mA (to stanowczo za dużo, ale temat rozjaśni się nieco w dalszej części artykułu). Tranzystor pracuje w pełnym nasyceniu, dlatego spadek napięcia między kolektorem a emiterem jest bardzo mały – zwykle 0,1…0,2 V. Dzięki temu niemal całe napięcie zasilania odkłada się na diodach i rezystorze, a tranzystor pełni rolę klucza włączającego. Rozwiązanie jest proste i efektowne, pozwala uzyskać wyraźne, dynamiczne wskazanie kierunku, choć z punktu widzenia elektroniki nie jest idealne – przy równoległym połączeniu diod LED prądy mogą się nieco nierówno rozkładać. W zastosowaniu edukacyjnym nie stanowi to jednak problemu, a układ pozwala dobrze zrozumieć zasadę działania tranzystora w roli przełącznika i wpływ rezystora ograniczającego prąd LED.

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Zadanie:

Oblicz, jaki prąd popłynie przez rezystor R7 o wartości 10 Ω, za pośrednictwem którego zasilanych jest pięć równolegle połączonych czerwonych diod LED1…LED5. Oblicz też prąd płynący przez pojedynczą diodę LED. Gałąź z diodami LED załączana jest za pomocą złącza CE tranzystora T1 poprzez wprowadzenie go w stan nasycenia. Układ jest zasilany z trzech baterii AA podłączonych przez szeregową diodę Schottky D1. Przyjmij, że całkowity prąd z baterii płynie przez rezystor R7. Pozostałe gałęzie zaniedbaj.

Założenia:

- Rzeczywiste napięcie każdej nowej baterii o napięciu nominalnym 1,5 V jest nieco wyższe i (bez obciążenia) wynosi 1,6 V
- Spadek napięcia na diodzie Schottky D1 wynosi 0,35 V
- Napięcie przewodzenia czerwonej diody LED wynosi 2 V
- Spadek napięcia na złączu CE tranzystora BC337 w stanie nasycenia wynosi 0,12 V

Zakładając powyższe, wszystkie obliczenia są dosyć proste:

- **Pierwsze prawo Kirchhoffa (prawo prądów)** – dla każdego węzła w obwodzie suma prądów wpływających jest równa sumie prądów wypływających. Prąd płynie z bieguna dodatniego baterii przez rezystor R7 i rozpływa się równomiernie na wszystkie pięć diod LED, a następnie sumuje się ponownie i przepływa przez złącze CE tranzystora T1 do bieguna ujemnego baterii.

$$I_{R7} = I_{LED1} + I_{LED2} + I_{LED3} + I_{LED4} + I_{LED5}$$

Pomijając rozrzut parametrów pomiędzy różnymi egzemplarzami diod LED tego samego typu można założyć, że przez każdą diodę popłynie taki sam prąd I_{LED}:

$$I_{LED} = I_{LED1} = I_{LED2} = I_{LED3} = I_{LED4} = I_{LED5}$$

To oznacza, że przez rezystor R7 popłynie prąd:

$$I_{R7} = 5 \cdot I_{LED}$$

- **Drugie prawo Kirchhoffa (prawo napięć)** – suma napięć źródeł w zamkniętym oczku obwodu jest równa sumie spadków napięć na elementach znajdujących się w tym oczku. Trzy szeregowo połączone baterie o napięciu 1,6 V każda dają sumarycznie 4,8 V. Napięcie 4,8 V zasila gałąź, w której znajduje się dioda Schottky, rezystor, pięć równolegle połączonych diod LED a także złącze CE tranzystora BC337. Pięć równolegle połączonych diod LED można dla uproszczenia zastąpić pojedynczą diodą LED o pięciokrotnie większym prądzie przewodzenia. Jednak napięcie na diodach LED połączonych równolegle nie sumuje się. Niezależnie od liczby równolegle połączonych diod LED będzie zawsze takie samo i zgodnie z przyjętym w zadaniu założeniem, wyniesie ono U_{LED}=2 V. Oznacza to, że napięcie baterii podzieli się na trzy elementy: rezystor R7, grupę diod LED oraz złącze CE tranzystora T1. Zgodnie z założeniem spadek napięcia na złączu CE tranzystora T1 przy jego nasyceniu wyniesie $U_{CE(sat)}$=0,12 V.

$$U_{BAT} = U_{D1} + U_{R7} + U_{LED} + U_{CE(sat)}$$
$$4,8V = 0,35V + U_{R7} + 2V + 0,12V$$
$$4,8V - 0,35V - U_{R7} - 2V - 0,12V = 0$$
$$-U_{R7} = -4,8V + 0,35V + 2V + 0,12V$$
$$-U_{R7} = -2,33V$$
$$U_{R7} = 2,33V$$

- **Prawo Ohma** – prąd płynący przez rezystor jest równy napięciu przyłożonemu do jego końców podzielonemu przez wartość rezystancji.

$$I = \frac{U}{R}$$

$$I_{R7} = \frac{U_{R7}}{R7} = \frac{2,33V}{10\Omega} = 0,233A = 233mA$$

Ponieważ prąd ten podzieli się równomiernie na pięć równolegle połączonych diod LED, przez każdą diodę popłynie prąd o wartości 46,6 mA

$$I_{LED} = \frac{I_{R7}}{5} = \frac{233mA}{5} = 46,6mA$$

Trochę dużo jak na diodę LED w kolorze czerwonym, ale tak wychodzi z przeprowadzonych obliczeń.

Odpowiedź:

Prąd płynący przez rezystor R7 wynosi 233 mA.

Prąd płynący przez pojedynczą diodę LED wynosi 46,6 mA.

No dobrze, obliczenia wskazują, że przez pojedynczą diodę LED płynie prąd o natężeniu 46,6 mA, tymczasem dla czerwonej diody LED to za dużo. Powinna spłonąć w mgnieniu oka. Jeśli wylutujesz jedną z diod LED i podłączysz ją szeregowo z multimetrem ustawionym w tryb miliamperomierza na zakres do 200 mA okaże się, że przez diodę LED płynie prąd o wartości około 20,5 mA. Jak to? Czy wcześniejsze obliczenia kłamią?

Rezystancja szeregowa baterii

Rezystancja szeregowa baterii jest jedną z poszlak do rozwikłania powyższej zagadki. Każde z ogniw ma własną rezystancję wewnętrzną, którą można wyobrazić sobie jako „wirtualny” rezystor włączony szeregowo z baterią, i która daje o sobie znać proporcjonalnie do pobieranego z ogniwa prądu. Do póki w obwodzie z baterią nie popłynie odpowiednio duży prąd, rezystancja wewnętrzna nie będzie zauważalna. Przykładowo zmierzenie nowej baterii AA multimetrem ustawionym w tryb woltomierza napięć stałych wskaże 1,6 V bez żadnego zauważalnego spadku tego napięcia. Jednak im większy pobór prądu z baterii, tym większy spadek napięcia wystąpi na jej rezystancji wewnętrznej. Budowane urządzenie zasilane jest z trzech szeregowo połączonych baterii, a tym samym w obwodzie występują aż trzy szeregowe rezystancje wewnętrzne, których wartości sumują się. Sumują się też spadki napięć na tych rezystancjach.

Zadanie:

Napięcie zmierzone na trzech szeregowo połączonych nieobciążonych bateriach AA wynosi 4,8 V. Po załączeniu segmentu pięciu diod LED zmierzony prąd płynący przez rezystor R7 wyniósł 133 mA, a napięcie na koszyczku z bateriami spadło do wartości 4,35 V. Oblicz rezystancję wewnętrzną pojedynczego ogniwa AA.

Dane:

- Napięcie koszyczka baterii bez obciążenia: U_0=4,8 V
- Napięcie koszyczka baterii pod obciążeniem: U_1=4,35 V
- Prąd: I=133 mA=0,133 A

Obliczenia:

- Spadek napięcia na sumarycznej rezystancji wewnętrznej pakietu baterii:

$$U = U_0 - U_1 = 4,8V - 4,35V = 0,45V$$

- Rezystancja wewnętrzna pakietu trzech baterii:

$$R_{wewpakietu} = \frac{U}{I} = \frac{0,45V}{0,133A} \approx 3,38\Omega$$

- Rezystancja wewnętrzna pojedynczej baterii:

$$R_{wewogniwa} = \frac{R_{wewpakietu}}{3} = \frac{3,38\Omega}{3} \approx 1,13\Omega$$

Odpowiedź: Rezystancja wewnętrzna pojedynczego ogniwa AA wynosi 1,13 Ω

Poprawka obliczeń

Aby odpowiedzieć sobie na pytanie w jaki sposób uwzględnienie rezystancji wewnętrznej baterii wpłynie na wartości obliczeń, należy wziąć pod uwagę, że napięcie U_{BAT} baterii pod obciążeniem to już nie 4,8 V a zaledwie 4,35 V. Zatem:

$$U_{BAT} = U_{D1} + U_{R7} + U_{LED} + U_{CE(sat)}$$
$$4,35V = 0,35V + U_{R7} + 2V + 0,12V$$
$$4,35V - 0,35V - U_{R7} - 2V - 0,12V = 0$$
$$-U_{R7} = -4,35V + 0,35V + 2V + 0,12V$$
$$-U_{R7} = -1,88V$$

eprasa.pl 29e0fc3bc0

$$U_{R7} = 1,88V$$

Następnie:

$$I_{R7} = \frac{U_{R7}}{R7} = \frac{1,88V}{10\Omega} = 0,188A = 188mA$$

$$I_{LED} = \frac{I_{R7}}{5} = \frac{188mA}{5} = 37,6mA$$

Niestety otrzymana na podstawie obliczeń wartość prądu płynącego przez pojedynczą diodę LED równa 37,6 mA wciąż odbiega od wartości zmierzonej (20,5 mA), i to aż o 17,1 mA!

By nie ugrzęznąć zanadto w przygotowaniach dalszej części opisu, tu pozostawię Ci pole do własnej zabawy i eksperymentów. Źródłem powyższej różnicy pomiędzy obliczeniami a rzeczywistością może być popełniony przeze mnie powyżej błąd obliczeniowy, a może nawet merytoryczny? A może tani marketowy miernik uniwersalny wprowadził do któregoś z serii pomiarów z pozoru niewielką, a jednak znaczącą dla obliczeń odchyłkę? Może któreś z przyjętych w zadaniu założeń było zbyt śmiałe lub nieprawidłowe? Sposobność pobawienia się w detektywa obliczeń i odnalezienia przyczyny powyższej rozbieżności pozostawiam Tobie, bo trudno o lepszą motywację do własnoręcznych pomiarów i ćwiczeń obliczeniowych, jak możliwość wytknięcia mniej lub bardziej zamierzonych potknięć nauczycielowi. Zazwyczaj to nauczyciel w szkole analizuje Twoje kartkówki i sprawdziany, zwyczajowo szukając w nich potknięć i błędów. Pora na odwet! Znajdź moje błędy i podziel się nimi z redakcją.

Podpowiem (a może mniej lub bardziej celowo jeszcze bardziej zwiodę) że ową różnicę mogą tłumaczyć między innymi nieuwzględnione lub zmienne w czasie spadki napięć (rzeczywiste, prądowo- i temperaturowo-zależne napięcie przewodzenia czerwonych diod LED, nieliniowy spadek na diodzie Schottky'ego, wzrost $U_{CE(sat)}$ tranzystora przy niedostatecznym wysterowaniu bazy, dodatkowe rezystancje szeregowe w torze prądu (sprężyny i styki koszyczka, przewody, przełącznik, złącza, ścieżki, jakość wykonanych połączeń lutowanych), tolerancja i współczynnik temperaturowy R7, nierówny podział prądu między równolegle połączone diody LED, spadek napięcia baterii zależny od obciążenia i nagrzewania (zmienna rezystancja wewnętrzna ogniw), niesynchroniczność pomiarów (inne warunki przy pomiarze prądu i napięć), drobne błędy metodyczne (punkt przyłożenia sond, utlenione styki, wahania termiczne), ewentualny wpływ spadku napięcia, jaki powstaje na wejściu miernika prądu podczas pomiaru oraz zwykły błąd przyrządu – tani multimetr z marketu ma ograniczoną klasę dokładności, możliwie niższą impedancję wejściową na niektórych zakresach i brak kalibracji, co sumarycznie potrafi dodać kilka miliamperów różnicy.

Rezystory bazowe

Rezystory R3, R4, R5 i R6 ograniczają prąd bazy tranzystorów T1…T4 typu BC337. Ich obecność jest niezbędna, ponieważ wyjścia układu CD4017 nie mogą dostarczać dużego prądu – typowo kilku miliamperów – a bez tych rezystorów wyjścia układu zostałyby nadmiernie obciążone przez prąd baz tranzystorów, co mogłoby doprowadzić do uszkodzenia zarówno CD4017, jak i samych tranzystorów.

Wartości 1 kΩ dobrano tak, by z jednej strony zapewnić wystarczający prąd bazy do nasycenia tranzystora przy rozsądnym prądzie kolektora, a z drugiej – nie przekroczyć bezpiecznego prądu wyjściowego CD4017 i dopuszczalnego prądu bazy BC337.

Ogólna zasada doboru rezystorów bazowych opiera się na stosunku prądu kolektora do prądu bazy: aby tranzystor wszedł w pełne nasycenie, prąd bazy powinien stanowić około jedną dziesiątą prądu kolektora. Innymi słowy, jeśli przez kolektor ma płynąć np. 100 mA, to prąd bazy powinien wynosić co najmniej 10 mA.

Zakładam, że obliczenia z poprzednich akapitów mogły nieco Cię zmęczyć, dlatego zmierzmy już tylko, czy prawidłowość dotycząca prądów w obwodach baz i kolektorów w naszym układzie są zachowane. Warto zauważyć, że o ile umiejętność posługiwania się wzorami i biegłość w obliczeniach są cenne, o tyle w praktyce, raz że nie zawsze i nie wszędzie jest na to czas, a dwa – umiejętność dokonywania pomiarów i wyciągania wniosków w oparciu o znane prawidłowości w praktyce inżynierskiej bywa nie mniej istotna.

Aby na czas pomiarów wymusić trwałe załączenie pierwszego segmentu diod LED (LED1…LED5) wystarczy wyciągnąć układ 4017 z podstawki, a następnie połączyć ze sobą – na przykład za pomocą cienkiego drucika (najlepiej srebrzanki) wyprowadzenia 4 oraz 16 w podstawce U2. W ten sposób podłączysz do plusa zasilania za pośrednictwem R3 bazę tranzystora T1 i załączysz pierwszą gałąź diod LED. Jeśli zamiast srebrzanki pomiędzy wyprowadzenia 4 i 16 włączysz sondy multimetru skonfigurowanego na funkcję pomiaru prądu stałego, na przykład w zakresie do 20 mA, pierwszy segment diod LED także się zaświeci, a na ekranie multimetru będziesz mógł odczytać wartość prądu bazy tranzystora T1. Na moim egzemplarzu pomiar zwrócił wartość 2,7 mA. W obwodzie bazy płynie zatem prąd o wartości 2,7 mA. W obwodzie kolektora można więc spodziewać się prądu około dziesięciokrotnie większego. Aby to sprawdzić najprościej będzie wylutować jedno wyprowadzenie rezystora R7 i wpiąć – skonfigurowany już na funkcję miliamperomierza miernik – szeregowo pomiędzy wylutowane wyprowadzenie rezystora R7 a ścieżkę z której wyprowadzenie to zostało odlutowane. W ten sposób miliamperomierz został włączony szeregowo w gałąź z diodami LED. Teraz wystarczy już tylko umieścić srebrzankę pomiędzy wyprowadzeniami 4 i 16 podstawki U2 oraz odczytać pomiar z ekranu miernika. W moim egzemplarzu pomiar wykazał przepływ prądu o wartości 120 mA. Oznacza to, że w tym układzie prąd bazy (IB) o wartości 2,7 mA załącza prąd kolektora (I_C) = wartości 120 mA.

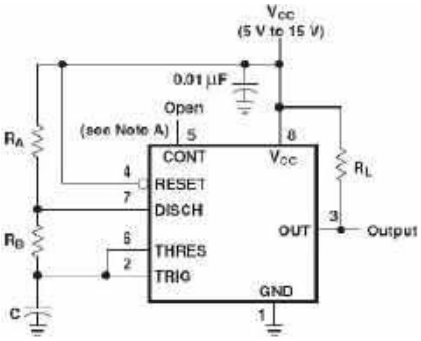
Otrzymany wynik pokazuje, że w naszym układzie prąd kolektora jest nie tylko dziesięć razy, ale aż około czterdzieści pięć razy większy od prądu bazy. Oznacza to, że tranzystor T1 przy prądzie bazy równym 2,7 mA pracuje w głębokim nasyceniu, co w praktyce przekłada się na pełną jasność świecenia diod LED oraz bardzo mały spadek napięcia kolektor–emiter. To potwierdza, że przyjęte wartości rezystorów bazowych (1 kΩ) są dobrze dobrane – zapewniają wystarczający prąd sterujący (I_B=2,7 mA) do pełnego nasycenia tranzystora, a jednocześnie względnie bezpieczny zarówno dla wyjść CD4017, jak i samego tranzystora BC337. Można się o tym przekonać analizując noty katalogowe tych elementów:

- https://www.onsemi.cn/download/data-sheet/pdf/bc337-fsc-d.pdf
- https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4017b.pdf

Generator astabilny

Generatorem taktów zegarowych jest wielokrotnie już przedstawiany podczas naszych wcześniejszych spotkań układ NE555 oznaczony na schemacie i płytce jako U1. W zestawie Wskaźnika kierunku LED zliczane są one przez licznik 4017, który na podstawie zliczanych impulsów odpowiednio zmienia stany swoich wyjść, co przekłada się finalnie na animację segmentów LED. Układ NE555 może zostać skonfigurowany do pracy w kilku alternatywnych trybach. Analizując notę katalogową układu NE555 (https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf) na stronie 12

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 3. Przedruk rysunku 6-5 z noty katalogowej TI – konfiguracja układu dla pracy astabilnej. Źródło: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf

można natknąć się na rysunek 6-5, który bardzo przypomina fragment naszego obwodu (rysunek 1). Przedruk tego rysunku dostępny jest poniżej (**rysunek 3**).

Na podstawie noty katalogowej stało się jasne, że NE555 pełni w naszym układzie rolę generatora astabilnego, a pod rysunkiem 6-5 można odnaleźć kilka bardzo przydatnych wzorów, z pomocą których z łatwością „odszyfrujesz" parametry generowanego sygnału, które zastosował w układzie *Wskaźnika kierunku LED* jego konstruktor. Zrobił to, odpowiednio dobierając elementy dyskretne, okalające scalak.

NE555 generuje w zastosowanej konfiguracji sygnał prostokątny, w którym pojawia się naprzemiennie napięcie bliskie napięciu zasilania oraz napięcie bliskie potencjałowi masy.

Porównując schemat *Wskaźnika kierunku LED* z notą aplikacyjną generatora astabilnego najważniejsze jest to, aby dostrzec, że:

- R_A w nocie katalogowej, to odpowiednik szeregowo połączonych ***R1+PR1*** w układzie *Wskaźnika kierunku LED*.
- R_B w nocie katalogowej, to odpowiednik ***R2*** w układzie *Wskaźnika kierunku LED*.
- ***C*** w nocie katalogowej, to odpowiednik ***C1*** w układzie *Wskaźnika kierunku LED*.

Ponieważ nastawa potencjometru PR1 ma wpływ na wartość R_A będzie on miał także wpływ na wartość generowanej przez układ U1 częstotliwości. W ten właśnie sposób jest on wykorzystywany do regulacji szybkości animacji wyświetlanych na diodach LED.

Sprawdźmy możliwe do wygenerowania przy zastosowanych wartościach elementów przebiegi, uwzględniając poniższe wartości:

- gdy PR1 zostanie skręcony maksymalnie w lewo, R_A przyjmie wartość 210 kΩ
- gdy PR1 zostanie skręcony maksymalnie w prawo, R_A przyjmie wartość 10 kΩ
- rezystancja R_B to w układzie *Wskaźnika kierunku LED* rezystor R2, zatem

$$R_B = 10k\Omega = 10000\Omega$$

- Pojemność to w układzie *Wskaźnika kierunku LED* wartość kondensatora C1, zatem

$$C = 2,2\mu F = 0,0000022F$$

Nota katalogowa NE555 podaje gotowe wzory na obliczenie czasu trwania stanu wysokiego (t_H) oraz niskiego (t_L):

$$t_H \cong 0,693 \cdot (R_A + R_B) \cdot C$$
$$t_L \cong 0,693 \cdot R_B \cdot C$$

Ponieważ w naszym układzie od nastawy PR1 zależy wyłącznie parametr R_A, poziom niski t_L zawsze będzie trwał tyle samo czasu i wyniesie on każdorazowo 15,246 ms:

$$t_L \cong 0,693 \cdot 10000\Omega \cdot 0,0000022F$$
$$t_L \cong 6930\Omega \cdot 0,0000022F$$
$$t_L \cong 0,015246s = 15,246ms$$

Czas trwania poziomu wysokiego t_H zależy od parametru R_A, a ten jest sumą R1 i PR1. Dlatego czas trwania stanu wysokiego będzie zależny od nastawy potencjometru PR1.

Stan wysoki, na wyjściu generatora przy potencjometrze PR1 skręconym maksymalnie w lewo:

$$t_H \cong 0,693 \cdot (210000\Omega + 10000\Omega) \cdot$$
$$\cdot 0,0000022F$$
$$t_H \cong 0,693 \cdot 220000\Omega \cdot 0,0000022F$$
$$t_H \cong 152460\Omega \cdot 0,0000022F$$
$$t_H \cong 0,335412s = 335,412ms$$

Stan wysoki, na wyjściu generatora przy potencjometrze PR1 skręconym maksymalnie w prawo:

$$t_H \cong 0,693 \cdot (10000\Omega + 10000\Omega) \cdot$$
$$\cdot 0,0000022F$$
$$t_H \cong 0,693 \cdot 20000\Omega \cdot 0,0000022F$$
$$t_H \cong 13860\Omega \cdot 0,0000022F$$
$$t_H \cong 0,030492s = 30,492ms$$

Układ CD4017 zlicza impulsy na narastającym zboczu sygnału zegarowego, a taka sytuacja będzie występowała za każdym razem, gdy upłyną po sobie kolejno czas t_H oraz t_L.

Oznacza to, że gdy potencjometr skręcony jest maksymalnie w lewo, kolejne narastające zbocza będą następowały co 335,412 ms + 15,246 ms, czyli co 350,658 ms.

Tymczasem, gdy potencjometr skręcony jest maksymalnie w prawo, kolejne narastające zbocza będą następowały co 30,492 ms + 15,246 ms, czyli co 45,738 ms.

Z rozważań powyżej wynika, że nasz generator impulsów U1 będzie generował zbocze narastające następujące po sobie nie rzadziej niż co 350,658 ms przy potencjometrze maksymalnie skręconym w lewo oraz nie częściej niż co 45,738 ms przy potencjometrze maksymalnie skręconym w prawo.

Jeśli zdziwiło Cię, że po pomnożeniu „Ω" (Om – jednostka oporu) przez „F" (Farad – jednostka pojemności) wyszła „s" (sekunda – jednostka czasu), spieszę z wytłumaczeniem.

Om (Ω) to jednostka oporu:

$$R = \frac{U}{I} \rightarrow 1\Omega = \frac{1V}{1A} \rightarrow \text{(prawo Ohma)}$$

Farad (F) to jednostka pojemności elektrycznej:

$$C = \frac{Q}{U} \rightarrow 1F = \frac{1C}{1V}$$

Culomb (C) to jednostka ładunku elektrycznego:

$$Q = I \cdot t \rightarrow 1C = 1A \cdot 1s$$

Można więc napisać, że:

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{I \cdot t}{U} \rightarrow 1F = \frac{1C}{1V} = \frac{1A \cdot 1s}{1V}$$

Teraz, gdy pomnożymy jednostki i otrzymamy właśnie sekundę:

$$\Omega \cdot F = \frac{\cancel{V}}{\cancel{A}} \cdot \frac{\cancel{A} \cdot s}{\cancel{V}} = s$$

Zatem wszystko się zgadza!

Licznik Johnsona

Ostatnim elementem naszej układanki jest **licznik Johnsona** w postaci układu **CD4017**, oznaczonego na schemacie i płytce jako **U2**. Układ ten posiada **wejście zegarowe CLK** (**noga 14**), które reaguje na **zbocze narastające** sygnału zegarowego. W przypadku tego licznika każde takie zbocze powoduje **przesunięcie logicznej jedynki** (czyli napięcia bliskiego napięciu zasilania) na kolejne wyjście – od **Q0** aż do **Q9**, o ile wcześniej licznik nie zostanie zresetowany.

Układ 4017 wyposażony jest w dwa dodatkowe wejścia sterujące: **RESET** (**pin 15**) – aktywne w stanie **wysokim**, zeruje licznik (ustawia Q0 w stan wysoki, a wszystkie pozostałe wyjścia w stan niski), oraz **CLOCK INHIBIT** (**pin 13**) – aktywne w stanie **wysokim, blokuje zliczanie**; aby licznik pracował nieprzerwanie, wejście to należy połączyć z **masą** (stan niski).

Ważna uwaga: opisując wyprowadzenie 13 układu 4017 warto zaznaczyć, że w niektórych opracowaniach jest ono opisywane jako CLOCK ENABLE, aktywne w stanie niskim i załączające zliczanie, w innych opracowaniach natomiast opisywane jest jako CLOCK INHIBIT aktywne w stanie wysokim i zatrzymujące liczenie. Niezależnie od przyjętej konwencji, gdy na wejście 13 podany zostanie niski poziom logiczny, licznik zlicza zbocza narastające sygnału zegarowego. Gdy na wejście podany zostanie wysoki stan logiczny, licznik przestaje je zliczać. W naszym układzie sygnał **ENA** (**pin 13**) jest trwale zwarte z masą, co powoduje, że każde zliczone narastające zbocze na wejściu **CLK** (**pin 14**) przesuwa jedynkę na kolejne wyjście.

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Wejście **RESET** (**pin 15**) w tym projekcie zostało połączone z wyjściem **Q6** (**pin 5**). Dzięki temu, po pojawieniu się logicznej jedynki na Q6, licznik natychmiast się **resetuje**, ustawiając wszystkie wyjścia w stan niski i ponownie aktywując Q0. W efekcie licznik samoczynnie wykonuje cykl **siedmiostanowy** (Q0…Q6), po czym rozpoczyna zliczanie od nowa. Chwilowe przejście Q6 w stan wysoki wystarcza do wyzwolenia impulsu resetującego, ponieważ po zresetowaniu licznik natychmiast ustawia Q6 w stan niski, zwalniając wejście RESET.

Wyprowadzenie **CO** (**pin 12**), oznaczone jako *Carry Out*, służy do **kaskadowego łączenia** kilku układów 4017 w celu uzyskania liczników o większej liczbie stanów (np. 20, 30, 40 itd.).

W tym układzie pin CO nie jest wykorzystywany i pozostaje niepodłączony.

Do wyjść **Q2…Q5** przez rezystory **R3…R6** podłączono bazy tranzystorów **T1…T4**.

Logiczna jedynka przesuwając się kolejno po tych wyjściach nasyca odpowiednie tranzystory, które włączają kolejne obwody z diodami LED, tworząc cyklicznie odtwarzany efekt świetlny. Wyjścia Q0 i Q1 nie sterują żadnych elementów, lecz są aktywne przez taki sam czas jak Q2…Q5. Ponieważ tranzystory sterujące diodami podłączono od Q2 (z pominięciem Q0 i Q1), konstruktor uzyskał krótką przerwę między zgaśnięciem ostatniego grota strzałki a zapaleniem pierwszego.

Montaż układu

Montaż układów elektronicznych warto rozpoczynać od komponentów o najniższym profilu – takich jak rezystory, diody czy małe kondensatory – a kończyć na tych najwyższych, jak złącza, przekaźniki czy duże elektrolity. Taka kolejność ułatwia pracę: płytka stabilnie leży na stole, a niskie elementy nie są zasłaniane przez wyższe, co pozwala na wygodne lutowanie i estetyczny montaż.

Choć ogólna zasada mówi by zaczynać od najniższych komponentów i przechodzić stopniowo do wyższych, w praktyce zdarzają się wyjątki. Czasem trudno jednoznacznie ocenić, czy wyższy jest kondensator, czy dioda LED. W takich przypadkach warto kierować się zdrowym rozsądkiem i uwzględnić wygodę pracy. Dla zachowania estetyki i precyzji montażu, diody LED często lepiej jest przylutować wcześniej – zanim dostęp do ich wyprowadzeń utrudnią sąsiednie elementy o podobnych lub większych gabarytach. Taką zdroworozsądkową kolejność proponuję w opisie poniżej.



Fotografia 3. Podczas montażu rezystorów do PCB Kornel weryfikuje ich kody paskowe. Młodzi Entuzjaści Elektroniki, Szkoła Podstawowa nr 86, Wrocław

Montaż rezystorów

Zgodnie ze schematem i wykazem elementów w zestawie powinno znajdować się dziesięć rezystorów: dwie sztuki o wartości 10 kΩ (zamontuj je na pozycjach R1 i R2), cztery sztuki o wartości 1 kΩ (zamontuj je na pozycjach R3...R6) oraz cztery sztuki o wartości 10 Ω (zamontuj je na pozycjach R7...R10).

Na początku warto podzielić rezystory na trzy grupy (10 Ω, 1 kΩ i 10 kΩ). Zwróć uwagę, że wszystkie rezystory przy „zapisie w Ω" (10 Ω, 1000 Ω i 10 000 Ω) mają tę samą podstawę liczbową (10), w związku z czym różnią się od siebie wyłącznie kolorem paska na pozycji trzeciej. Pasek pierwszy oznaczający jedynkę (kolor brązowy) oraz pasek oznaczający zero (kolor czarny) na wszystkich trzech typach rezystorów pozostają identyczne. Dopiero na trzeciej pozycji (na pozycji mnożnika) zaczynają się zmiany. W przypadku rezystora o wartości 10 Ω pojawia się tam czarny (oznaczający cyfrę zero) pasek, sugerujący, że do liczby 10 należy dołożyć „zero dodatkowych zer" (10 → 10). Na rezystorze o wartości 1000 Ω na trzeciej pozycji znajduje się pasek w kolorze czerwonym (oznaczający cyfrę dwa) sugerujący, że do liczbowej podstawy 10 należy dołożyć dwa dodatkowe zera (10 → 1000). Wreszcie na rezystorze o wartości 10 000 Ω na trzeciej pozycji znajduje się pasek w kolorze pomarańczowym (oznaczającym cyfrę trzy), sugerujący, że do liczby 10 należy dołożyć „trzy dodatkowe zera" (10 → 10000).

Kornel postanowił wstępnie zamontować rezystory odpowiednio posługując się ich właściwie odczytywanym kodem paskowym (**fotografia 3**).

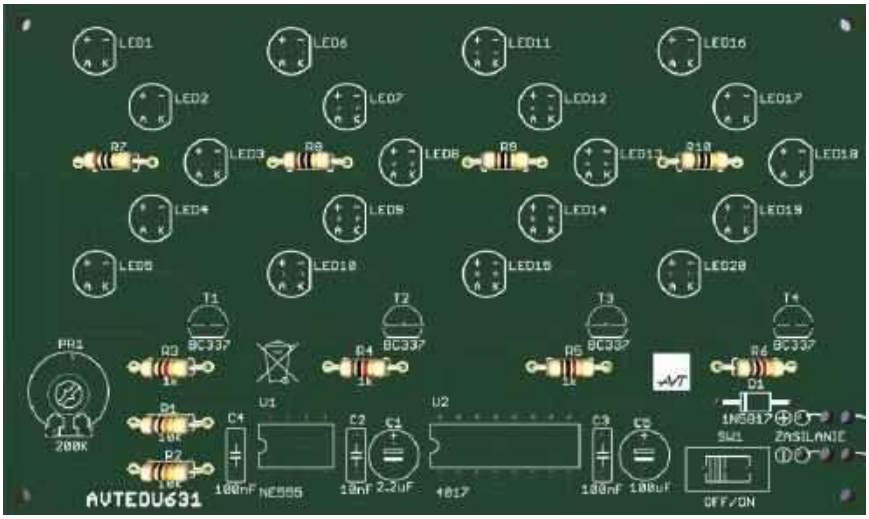
Przed wlutowaniem rezystorów do płytki, warto je dodatkowo zmierzyć za pomocą multimetru ustawionego w tryb omomierza. Dużym ułatwieniem mogą okazać się krokodylki nałożone na zakończenia sond multimetru.

Gdyby pomiar rezystorów stanowił dla Ciebie problem, skorzystaj z instrukcji dostępnej na stronie https://elportal.pl/do-pobrania – znajdziesz tam dokument „Pomiar wartości rezystorów za pomocą multimetru", przygotowany jako materiał uzupełniający do EdW 11/2024. Warto mieć go pod ręką – można go wydrukować i traktować jako praktyczną ściągę podczas każdego pomiaru.

Rezystor nie ma biegunowości – działa tak samo niezależnie od kierunku przepływu prądu. Dzięki temu jego montaż na płytce nie wymaga uwzględniania orientacji. Zgadzać się muszą jedynie lokalizacja i wartość montowanego rezystora. Kierunek montażu pozostaje dowolny. Na **rysunku 4** pokazano poprawnie zamontowane rezystory.

Dwa spotkania temu zwróciłem uwagę na to, w jaki sposób warto lutować do płytki komponenty przewlekane, aby w razie potrzeby można je było łatwo wymienić. Temat ten będę konsekwentnie przypominał, gdyż podczas montażu zawsze warto mieć z tyłu głowy, że któryś z komponentów może się w przyszłości uszkodzić lub – już na etapie składania – okaże się, że został użyty niewłaściwy element i konieczna będzie jego wymiana. Warto być

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 4. Rezystory są elementami bez polaryzacji i montujemy je na odpowiednich pozycjach, zgodnie z wykazem elementów, w dowolnym kierunku. Wartość każdego z rezystorów warto dla pewności zmierzyć za pomocą multimetru, lub sprawdzić, czy kolory i ich kolejność są zgodne z powyższym rysunkiem

na taką okoliczność przygotowanym, stosując się do wskazówek montażu przyjaznego naprawom. Od tego, jak zamontujemy dany komponent, zależy, czy ewentualna naprawa okaże się udręką, czy raczej czystą przyjemnością.

Zaginanie wyprowadzeń elementów THT (czyli przeznaczonych do montażu przewlekanego) może wydawać się wygodne – stabilizuje je w otworach i zapobiega wypadaniu przed lutowaniem. Niestety, taki sposób montażu znacznie utrudnia późniejszy demontaż uszkodzonych lub błędnie zamontowanych komponentów. Szczególnie kłopotliwe bywa wylutowanie diod LED z twardymi wyprowadzeniami zagiętymi pod mniejszym lub większym kątem do płytki – często kończy się to uszkodzeniem samego elementu, a czasem także płytki drukowanej.

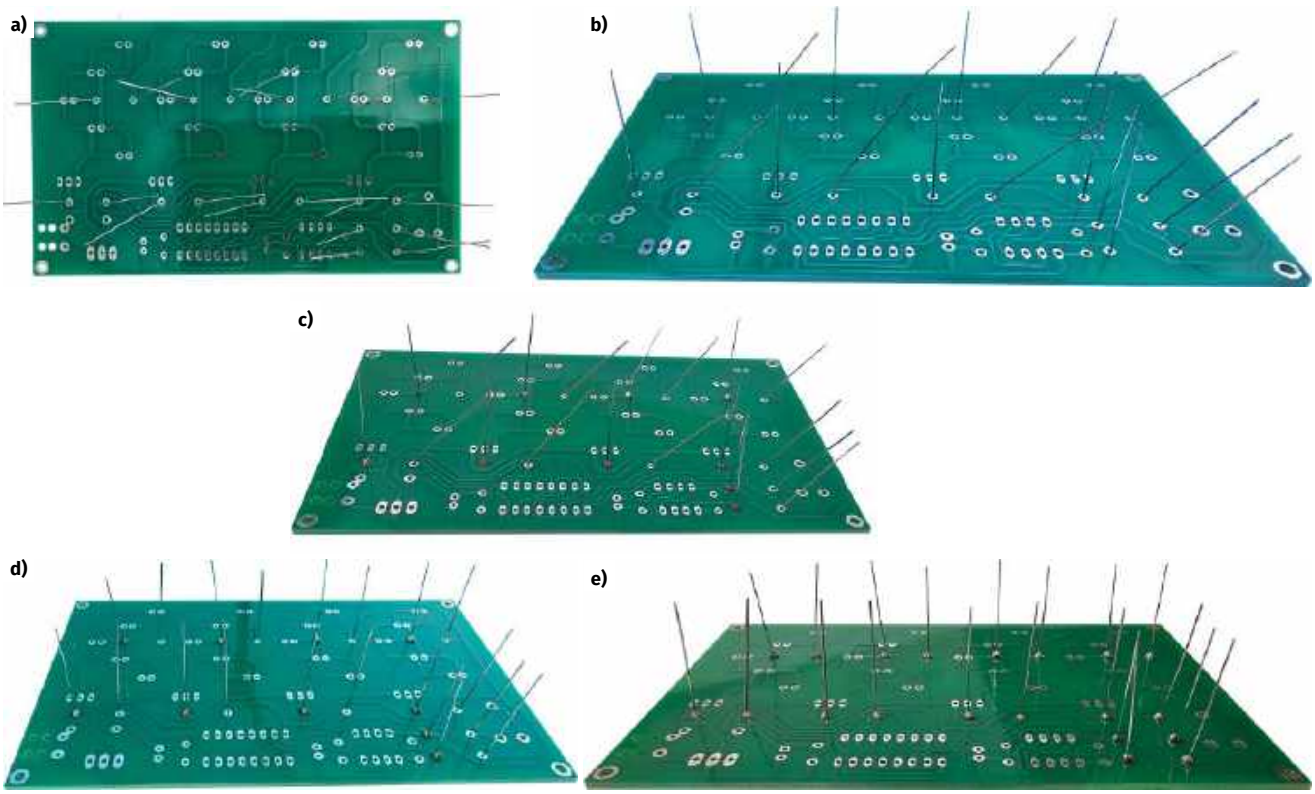
Aby tego uniknąć, po umieszczeniu elementu w otworach warto jego wcześniej zagięte piny wyprostować przed lutowaniem – tak, by znów były ustawione prostopadle do płytki. Komponent nie wypadnie, ponieważ po odwróceniu całości leży oparty o stół i jest przytrzymywany przez samą płytkę.

Taka technika montażu znacznie ułatwia ewentualną wymianę elementu – skrócone, niezablokowane piny łatwo przechodzą przez otwory po ponownym rozgrzaniu lutu.

Na **fotografii 4a**, pokazano rezystory włożone do płytki, jeszcze z zagiętymi wyprowadzeniami. Po ustawieniu płytki na stole, gdy wszystkie rezystory zostały unieruchomione pod wpływem ciężaru płytki pomiędzy nią samą a stołem, kolejne wyprowadzenia były ponownie ustawiane pod kątem prostym do płytki i dopiero wtedy w niej lutowane (**fotografie 4b**, **4c** i **4d**). Efekt końcowy lutowania rezystorów pokazano na **fotografii 4e**.

Przycinanie nadmiaru wyprowadzeń

Nadmiar wyprowadzeń uprzednio przylutowanych komponentów do montażu przewlekanego obetnij przy użyciu obcinaczek. Pamiętaj, aby nie ścinać lutu – cięcie wykonuj dopiero za miejscem, w którym kończy się spoina i wystaje samo wyprowadzenie



Fotografia 4. a) rezystory obostronnie zagięte, celem bezpiecznego obrócenia płytki o 180° i oparcia jej o blat; b), c), d) kolejne etapy zalecanego montażu rezystorów – przed przylutowaniem każde wyprowadzenie rezystora zostało ustawione pod kątem prostym do płytki; e) rezystory po procesie lutowania przyjaznego naprawom

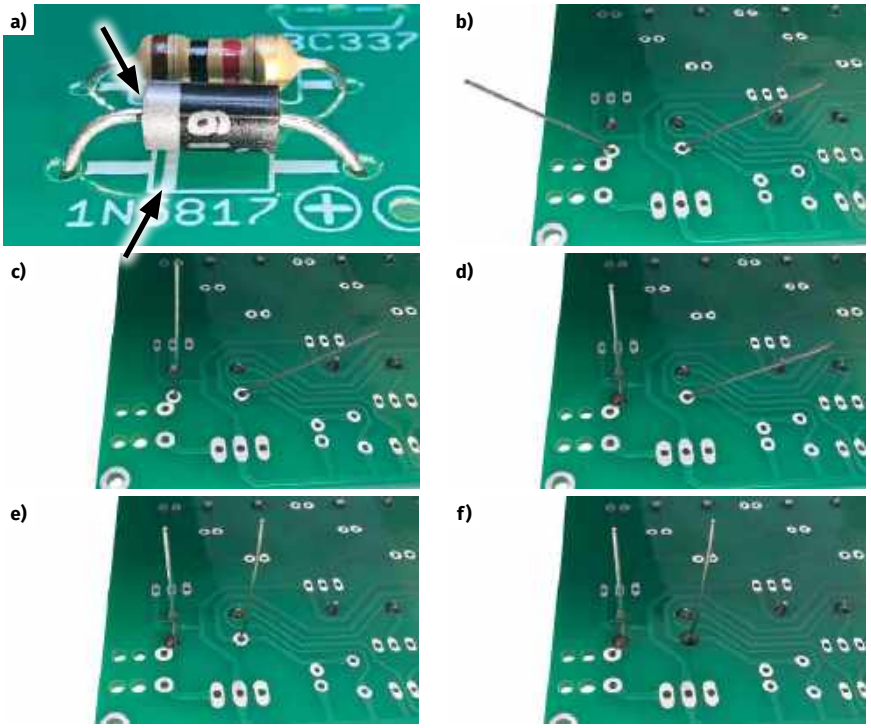
eprasa.pl 29e0fc3bc0



Rysunek 5. Właściwe miejsce cięcia nadmiaru wyprowadzeń po przylutowaniu komponentu. Po wykonaniu cięcia spoina powinna pozostać nienaruszona



Fotografia 5. Po przylutowaniu komponentów przewlekanych do płytki nadmiar wyprowadzeń został obcięty pewnym ruchem ściskającym, bez szarpania i ciągnięcia, dzięki czemu połączenia pól lutowniczych z płytką i biegnącymi po niej ścieżkami pozostały nienaruszone



Fotografia 6. Poprawny montaż diody prostowniczej D1 na płytce PCB: a) kierunek pasków na diodzie oraz symbol nadrukowany na płytce musi być zgodny; etapy b), c), d), e) i f) pokazują sposób montażu diody D1, który umożliwia jej łatwą wymianę w przyszłości

(**rysunek 5**). Pamiętaj, aby nie szarpać ani nie ciągnąć za wyprowadzenie przylutowanego komponentu. Mogłoby to doprowadzić do dość kłopotliwego w naprawie wyrwania pola lutowniczego z płytki i zerwania połączenia komponentu ze ścieżką. Poprawnie obcięte wyprowadzenia pokazano na **fotografii 5**.

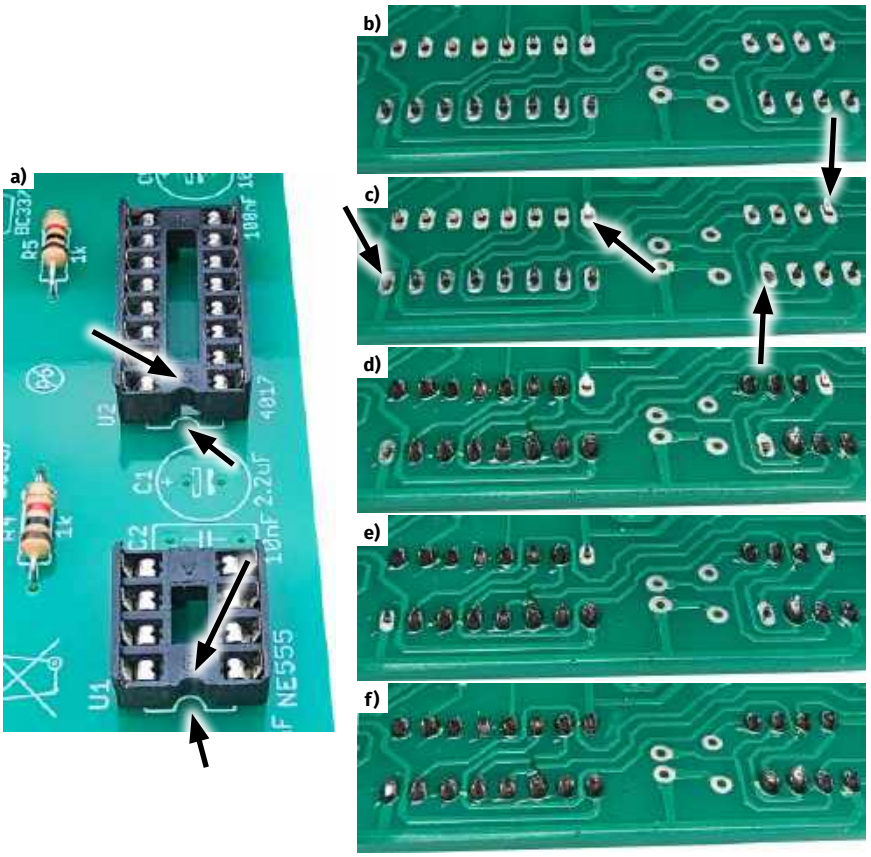
Montaż diody prostowniczej

Ponieważ każda dioda prostownicza przewodzi prąd tylko w jednym kierunku (w przeciwnym kierunku przepuszcza jedynie śladowy prąd wsteczny), wlutuj ją tak, aby srebrny pasek na obudowie diody był zwrócony w tym samym kierunku, co biały pasek widoczny na symbolu diody na płytce PCB (**fotografia 6a**). **Fotografie 6b…6f** pokazują, jak zamontować diodę D1 w sposób umożliwiający jej łatwą wymianę w przyszłości.

Nadmiar wyprowadzeń obetnij przy użyciu obcinaczek (koniecznie przeczytaj akapit ***Przycinanie nadmiaru wyprowadzeń***).

Montaż podstawek pod układy scalone

Kolejnymi elementami do zamontowania są podstawki pod układy scalone. Umożliwiają one łatwą wymianę układów w razie ich uszkodzenia lub pomyłki przy montażu. Znacznik kierunku w podstawce (wybranie w podstawce) musi pokrywać się ze wskaźnikiem kierunku



Fotografia 7. a) znacznik kierunku w obudowie każdej z podstawek musi być każdorazowo skierowany zgodnie ze wskaźnikiem kierunku nadrukowanym na płytce PCB; b) po włożeniu podstawek do płytki PCB upewnij się, że wszystkie wyprowadzenia przeszły przez otwory; c) dla każdej z podstawek rozegnij na boki ich dwa skrajne wyprowadzenia po przekątnych, aby podstawki nie wypadły z płytki po jej odwróceniu; d) przylutuj wszystkie prostopadłe do płytki wyprowadzenia; e) po ich przylutowaniu wyprostuj (ustaw pionowo) dwa pozostałe; f) przylutuj wyprostowane wyprowadzenia do płytki

eprasa.pl 29e0fc3bc0

nadrukowanym białą farbą na warstwie opisowej płytki PCB (**fotografia 7a**). Po włożeniu podstawki do płytki PCB upewnij się, że wszystkie wyprowadzenia przeszły przez otwory (**fotografia 7b**), a następnie rozegnij na boki dwa skrajne wyprowadzenia po przekątnej (**fotografia 7c**), by podstawka nie wypadła z płytki po jej odwróceniu. Następnie przylutuj wszystkie prostopadłe do płytki wyprowadzenia (**fotografia 7d**), a po ich przylutowaniu wyprostuj (ustaw pionowo względem płytki) dwa pozostałe (**fotografia 7e**). Na koniec przylutuj dwa wyprostowane wyprowadzenia do płytki (**fotografia 7f**).

Podczas lutowania pinów do płytki staraj się, by pomiędzy lutowanymi wyprowadzeniami nie powstały niechciane połączenia, czyli zwarcia, zwane również mostkami lutowniczymi. Jeśli podczas lutowania pojawią się zwarcia, najłatwiej będzie, trzymając płytkę jedną ręką, ustawić ją pod kątem prostym względem blatu. Następnie należy ponownie podgrzać połączone pola lutownicze oraz przy pomocy grotu lutownicy i siły grawitacji pozwolić nadmiarowi cyny spłynąć na blat. Dzięki temu uwolnisz pady podstawki od zwarć.

Montaż diod LED

Podczas montażu diod LED należy zachować szczególną ostrożność, ponieważ każda dioda jest elementem spolaryzowanym. Każda z diod posiada anodę, którą należy podłączyć do dodatniego potencjału zasilania oraz katodę, którą podłącza się do ujemnego bieguna zasilania. W przypadku diod LED anoda jest zawsze wyprowadzeniem dłuższym a katoda jest krótsza (**rysunek 6**).

Rysunek 7 przedstawia poprawny montaż diody LED do płytki, a fotografie 8a...8e pokazują, jak przylutować diody LED w sposób umożliwiający ich łatwą wymianę w przyszłości.

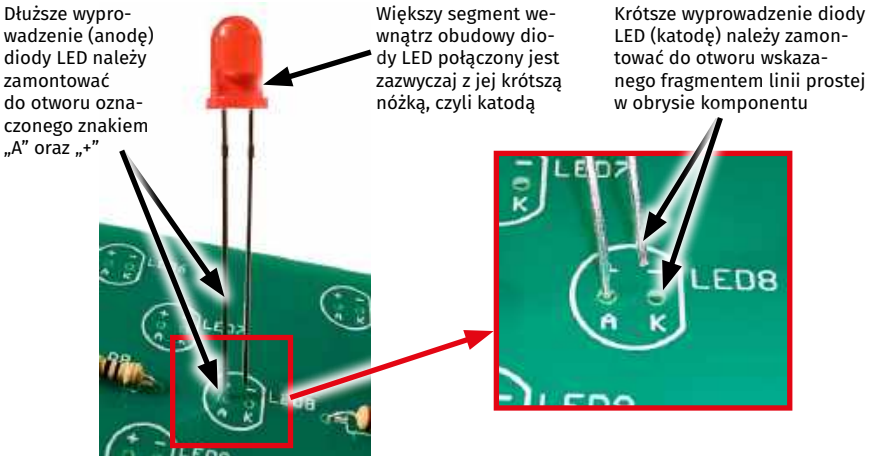
Nadmiar wyprowadzeń obetnij przy użyciu obcinaczek (koniecznie przeczytaj akapit ***Przycinanie nadmiaru wyprowadzeń***).

Przykład poprawnie zamontowanych diod LED pokazano na **fotografii 9**.

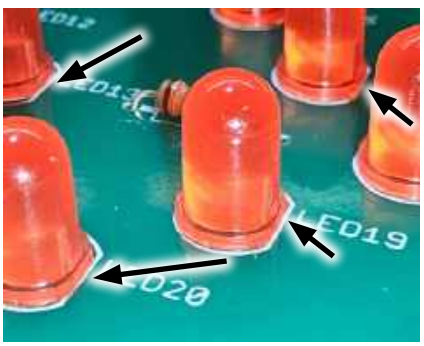
Należy pamiętać, że jeśli przylutujemy diody LED w niewłaściwych kierunkach, nie będą one świeciły, a ponadto, na skutek wymuszonego przepływu prądu wstecznego mogą one ulec trwałemu uszkodzeniu. Zdarza się, że gdy zorientujemy się, że diodę LED zamontowaliśmy w sposób nieprawidłowy, po jej wylutowaniu i ponownym przylutowaniu, już we właściwym kierunku, dioda wciąż nie będzie chciała świecić. Dlatego po wylutowaniu błędnie zamontowanej diody LED warto sprawdzić jej kondycję przy użyciu multimetru – ustawionego w tryb pomiaru diod lub testu ciągłości obwodu – aby upewnić się, że element nadal działa poprawnie. W tym celu, po ustawieniu wspomnianego trybu pracy multimetru, do anody diody LED przykładamy czerwoną jego sondę a do katody przykładamy sondę



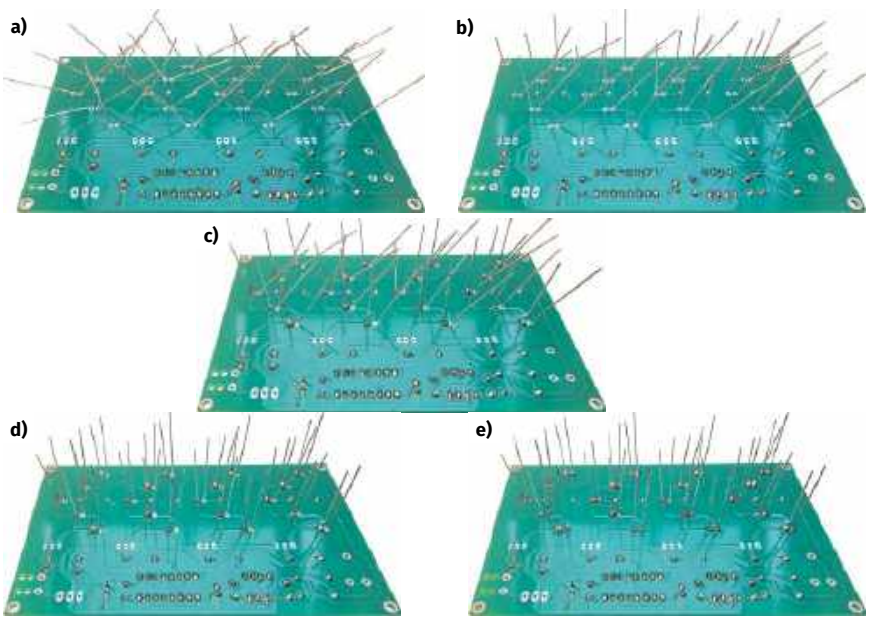
Rysunek 6. Opis wyprowadzeń diody LED („plusowe" wyprowadzenie dłuższe, „minusowe" krótsze)



Rysunek 7. Poprawny sposób montażu diody LED w płytce PCB z uwzględnieniem jej polaryzacji. Dłuższe wyprowadzenie (anoda) musi zostać umieszczone w otworze oznaczonym znakiem „+" oraz literą „A", natomiast krótsze wyprowadzenie (katoda) – w otworze oznaczonym linią prostą w obrysie podstawy diody LED i oznaczoną znakiem „–" oraz literą „K"



Fotografia 9. Przykład poprawnie zamontowanych diod LED. Płaskie ścięcia na obwodach podstaw diod LED, symbolizujące katody, muszą pokrywać się z fragmentami linii prostych w obrysach komponentów widocznych na płytce



Fotografia 8. Zalecany sposób montażu diod LED, który umożliwi ich łatwą wymianę w przypadku uszkodzenia lub omyłkowego zamontowania w odwrotnym kierunku: a) rozegnij wyprowadzenia diod LED w taki sposób, by dało się bezpiecznie odwrócić płytkę do góry nogami; b) po ustawieniu płytki na blacie odegnij jedno wyprowadzenie do pionu; c) przylutuj odgięte do pionu wyprowadzenie prostopadle do płytki; d) ustaw do pionu drugie wyprowadzenie; e) przylutuj je prostopadle do płytki

eprasa.pl 29e0fc3bc0



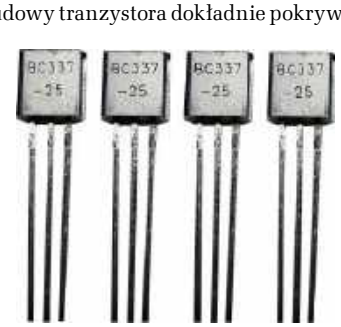
Fotografia 10. Sprawdzanie diody LED za pomocą multimetru ustawionego na funkcję testowania diod. Po przyłożeniu sondy czerwonej do anody, a czarnej do katody, sprawna dioda LED powinna się zaświecić. Jeśli dioda ma odpowiednio długie (jeszcze nie przycięte) wyprowadzenia można się wspomóc krokodylkami

czarną (**fotografia 10**). Jeśli w tym momencie dioda LED się zaświeci, oznacza to, że jest ona sprawna, i możemy przylutować ją ponownie, tym razem pamiętając o właściwym kierunku montażu.

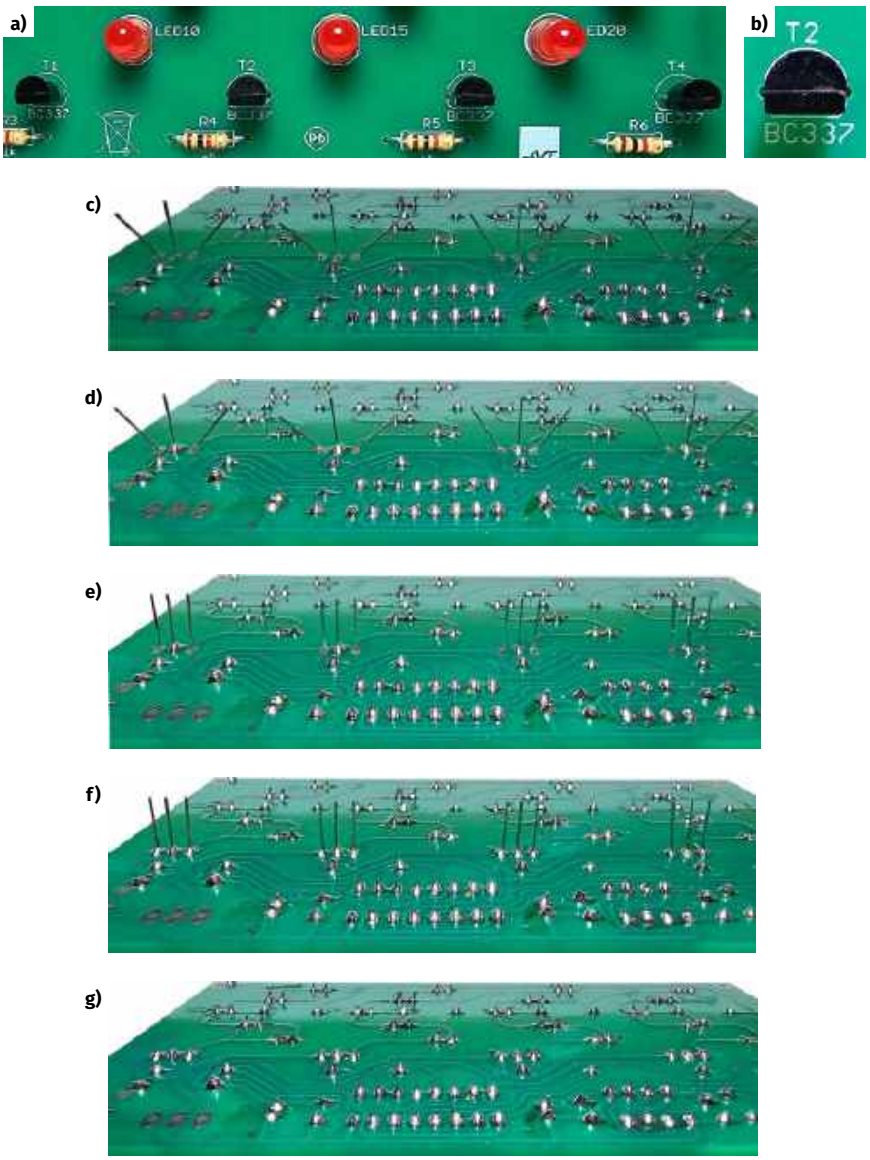
Montaż tranzystorów

Przy montażu tranzystorów T1...T4 należy zachować umiarkowaną ostrożność. Wygodne jest to, że tym razem w zestawie użyto cztery tranzystory NPN tego samego typu (BC337). Warto upewnić się, czy do zestawu dołączono właściwe tranzystory. Dlatego w pierwszej kolejności przyjrzyj się uważnie napisom na płaskiej powierzchni każdego z tych tranzystorów (**fotografia 11**) i sprawdź, czy na każdym znajduje się napis BC337.

Tranzystory są elementami niesymetrycznymi, dlatego należy je zamontować zgodnie z oznaczeniem na płytce drukowanej. Ich obudowa w kształcie litery „D" powinna dokładnie pasować do obrysu naniesionego na warstwie opisowej. Przykład poprawnie zamontowanych tranzystorów T1…T4 pokazano na **fotografii 12a**. **Fotografia 12b** pokazuje, że kształt obudowy tranzystora dokładnie pokrywa się



Fotografia 11. W zestawie znajdują się cztery takie same tranzystory NPN typu BC337



Fotografia 12. Poprawny montaż tranzystorów do płytki PCB a), b) kształty obudów tranzystorów pokrywają się z ich obrysami na warstwie opisowej; c) po włożeniu tranzystorów do płytki odginamy lekko ich skrajne wyprowadzenia, by nie wypadły po odwróceniu płytki; d) lutujemy środkowe wyprowadzenie tranzystorów bez zaginania (prostopadle do PCB); e) odginamy skrajne wyprowadzenia, by ustawić je prostopadle do PCB; f) lutujemy skrajne wyprowadzenia tranzystorów prostopadle do PCB; g) przycinamy nadmiar wyprowadzeń

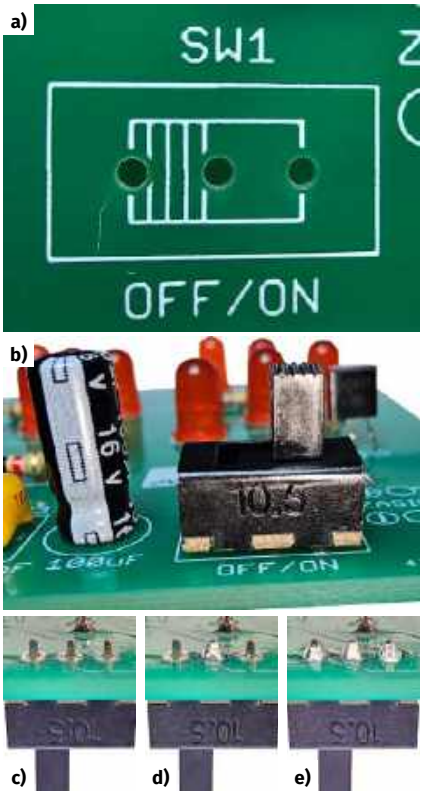
z kształtem obrysu komponentu na warstwie opisowej (biała farba na płytce drukowanej). **Fotografie 12c…12f** pokazują kolejne etapy przyjaznego naprawom montażu tranzystorów do płytki PCB.

Nadmiar wyprowadzeń obetnij przy użyciu obcinaczek (koniecznie przeczytaj akapit ***Przycinanie nadmiaru wyprowadzeń***).

Montaż przełącznika zasilania

Pora na zamontowanie przełącznika zasilania, opisanego na schemacie i PCB jako SW1. Przełącznik tego typu łączy swój pin środkowy z jednym z dwóch skrajnych, w którego kierunku jest w danym momencie skierowany hebelek przełącznika. Z uwagi na taką konstrukcję, kierunek montażu tych elementów nie ma żadnego znaczenia. Warto o tym pamiętać montując przełącznik do płytki. Dodatkowe linie, symbolizujące pozycję hebelka w obrysie komponentu na płytce (**fotografia 13a**), mają jedynie rozwiać wątpliwości, że w tym miejscu należy zamontować przełącznik. Z polaryzacją lub kierunkiem montażu, czy też „wymaganą" pozycją hebelka nie mają niczego wspólnego. Przełącznik należy włożyć do płytki w taki sposób, by wszystkie trzy jego wyprowadzenia przeszły na drugą stronę (**fotografia 13c**). Przełącznik ma sztywne piny, które nie nadają się do wyginania. Dlatego podczas lutowania trzeba

eprasa.pl 29e0fc3bc0

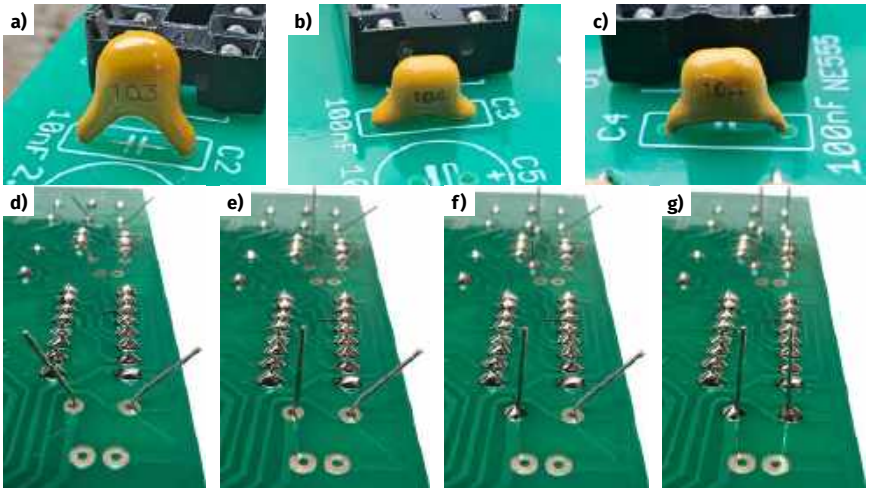


Fotografia 13. a) oznakowanie miejsca na płytce, przygotowanego pod montaż przełącznika SW1; b) poprawnie włożony do płytki przełącznik SW1; c) wszystkie wyprowadzenia przełącznika zostały poprawnie przeprowadzone przez płytkę PCB na tę samą długość; d) zanim przylutujesz wszystkie wyprowadzenia, przylutuj w pierwszej kolejności pin środkowy i sprawdź, czy komponent przylega prostopadle do płytki; e) Jeśli wszystko jest w porządku przylutuj dwa pozostałe wyprowadzenia przełącznika SW1 do płytki

przytrzymać go ręką albo poprosić o pomoc opiekuna, którego – mam nadzieję – podczas zabaw z prądem elektrycznym masz zawsze w pobliżu. Podczas montażu warto przylutować środkowy pin do płytki PCB (**fotografia 13d**), a dopiero po upewnieniu się, że komponent dobrze przylega do jej powierzchni, przylutować pozostałe (**fotografia 13e**). Poprawnie zamontowany przełącznik SW1 pokazano na **fotografii 13b**.

Montaż kondensatorów ceramicznych

Elementami sugerowanymi do zamontowania w następnej kolejności są kondensatory ceramiczne C2...C4. C2 to kondensator o wartości 10 nF, podczas gdy C3 i C4 to kondensatory o pojemności 100 nF. Kondensatory ceramiczne to elementy niespolaryzowane (symetryczne), w związku z czym kierunek montażu tego typu kondensatorów pozostaje dowolny. Warto sprawdzić, czy wszystkie mają odpowiednią wartość i sprawdzić, czy każdorazowo pokrywa



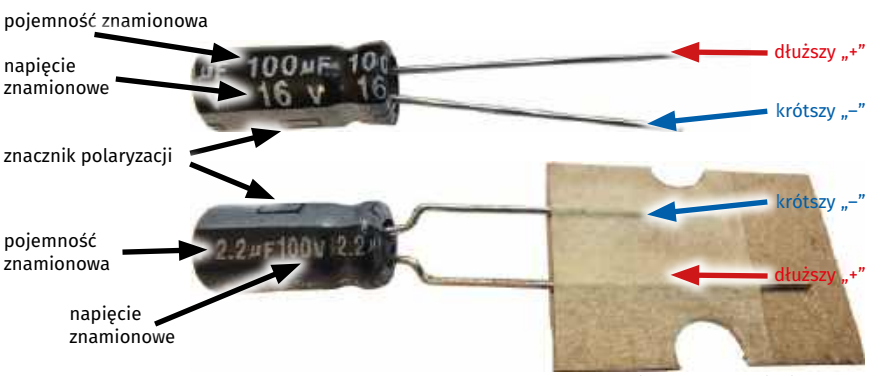
Fotografia 14. Montaż kondensatorów ceramicznych C2...C4; kierunek montażu jest obojętny; a) na obudowie kondensatora C2 widać napis „103”, informujący o pojemności 10 i 3 zera pikofaradów (10 000 pF), czyli 10 nF; b) i c) na obudowach kondensatorów C3 i C4 widać napis „104”, informujący o pojemności 10 i 4 zera pikofaradów (10 0000 pF), czyli 100 nF; d) po włożeniu kondensatorów do płytki rozegnij lekko ich wyprowadzenia, aby nie wypadły po odwróceniu płytki do góry nogami; e) oprzyj płytkę o blat, a następnie wyprostuj do pionu jedno z wyprowadzeń; f) przylutuj wyprowadzenie pod kątem prostym do płytki; g) wyprostuj do pionu i przylutuj drugie wyprowadzenie

się ona z tą zadeklarowaną na wykazie komponentów.

Na obudowie kondensatora o wartości 10 nF (**fotografia 14a**) znajduje się napis „103”. Jednak w zależności od producenta kondensatora równie dobrze mógłby się tam znaleźć napis, np. „0,01µ” lub „10n”.

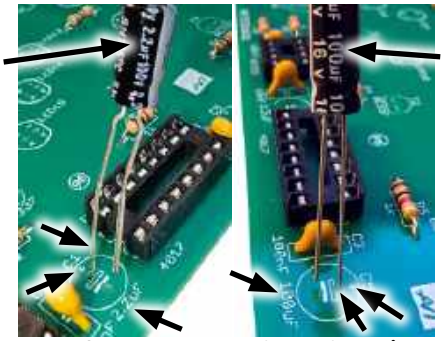
Podobnie jest w przypadku kondensatora o wartości 100 nF (**fotografie 14b** i **14c**), na którym znajduje się napis „104”. Mógłby tam znajdować się napis, np. „µ1” lub „100n”.

- W przypadku opisu „0,01µ” z odczytem wartości nie powinno być problemu. Ponieważ mówimy o kondensatorach, a więc o pojemności, których jednostką jest F (Farad), domyślamy się, że „0,01 µ” –> „0,01 µF”. Po pomnożeniu wartości pojemności wyrażonej w mikro(faradach) przez 1000 otrzymamy wartość pojemności w nanofaradach. W tym konkretnym przypadku wartość wyniesie 10 nF.
- W przypadku opisu „µ1” przedrostek „mikro” został umieszczony jako przecinek pomiędzy (niewidocznym) zerem oraz jedynką („µ1” –> „0µ1” –> „0,1 µ”). Ponieważ mówimy o kondensatorach, a więc o pojemności, których jednostką jest F (Farad), domyślamy się, że „0,1 µ” –> „0,1 µF”. Żeby z wartości podanej w mikrofaradach uzyskać wartość w nanofaradach, należy wartość w mikrofaradach pomnożyć przez tysiąc, co da oczywiście wartość równą 100 nF.
- W przypadku opisu pojemności (której jednostką podstawową jest Farad) „10n” literka „n” oznacza, że wartość została podana w nanofaradach. Mamy zatem 10 nF.
- Analogicznie w przypadku opisu pojemności (której jednostką podstawową jest Farad) „100n” literka „n” oznacza, że wartość została podana w nanofaradach. Mamy zatem 100 nF.

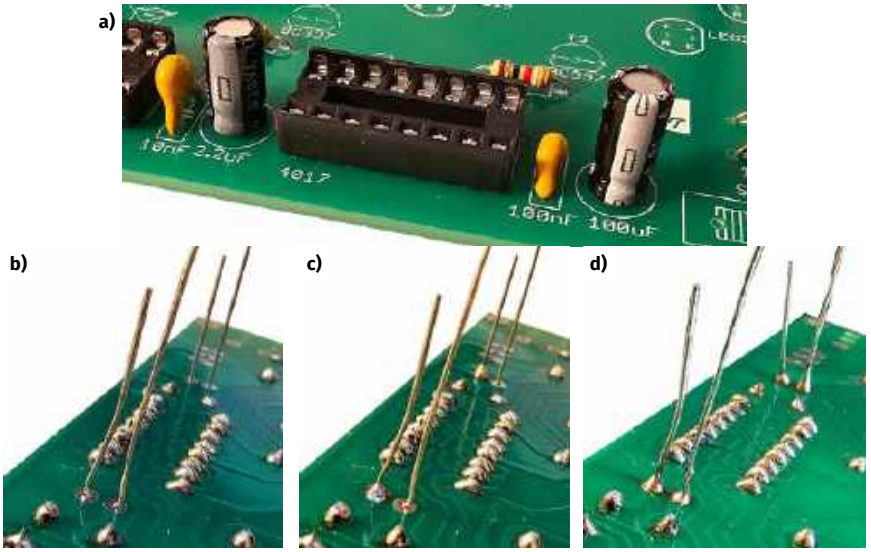


Rysunek 8. Na korpusach dołączonych do zestawu kondensatorów elektrolitycznych odnajdziesz – między innymi – informacje o nominalnych pojemnościach oraz dopuszczalnych napięciach pracy a także polaryzacji

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Fotografia 15. Poprawny, zgodny z polaryzacją sposób włożenia kondensatorów elektrolitycznych do płytki PCB: a) 2,2 µF, b) 100 µF. Na płytce znakiem „+" oznaczono otwór, w którym należy umieścić dodatnie (dłuższe) wyprowadzenie kondensatora elektrolitycznego. Pojemność w mikrofaradach („µF") zaznaczona na korpusie kondensatora musi mieć taką samą wartość, jaką wskazuje opis dla danej lokalizacji na płytce drukowanej



Fotografia 16. Montaż kondensatorów elektrolitycznych: pamiętając o konieczności zachowania właściwej polaryzacji i pojemności odpowiedniej dla danej lokalizacji: a) wciśnij kondensatory do płytki; jeśli trzymają się w niej stabilnie nie musisz rozginać ich wyprowadzeń; b) przylutuj pierwsze wyprowadzenia pod kątem prostym do płytki; c) przylutuj drugie wyprowadzenia pod kątem prostym do płytki

- W przypadku opisu „103" brak literki „n" oznacza, że wartość podana jest w pikofaradach. Jednak ostatnia pozycja wskazuje na liczbę zer, którą należy dodać do liczby poprzedzającej. Mamy tu więc 10 i 3 zera pikofaradów, czyli: 10 000 pF. Żeby otrzymać wynik w nanofaradach, trzeba pikofarady podzielić przez tysiąc. Otrzymamy zatem wynik 10 nF.
- Analogicznie w przypadku opisu „104" brak literki „n" oznacza, że wartość podana jest w pikofaradach. Jednak ostatnia pozycja wskazuje na liczbę zer, którą należy dodać do liczby poprzedzającej. Mamy tu więc 10 i 4 zera pikofaradów, czyli: 100000 pF. Żeby otrzymać wynik w nanofaradach, trzeba pikofarady podzielić przez tysiąc. Otrzymamy zatem wynik 100 nF.

Podsumowując, kondensator opisany jako „103" ma w rzeczywistości wartość 10 nF a te opisane jako „104" to kondensatory o pojemnościach 100 nF.

Fotografie 14d...14g pokazują, jak zamontować kondensatory C2...C4, aby w przyszłości można je było łatwo wymienić.

Nadmiar wyprowadzeń obetnij przy użyciu obcinaczek (koniecznie przeczytaj akapit ***Przycinanie nadmiaru wyprowadzeń***).

Montaż kondensatorów elektrolitycznych

W prezentowanym zestawie znajdziemy dwa różne kondensatory elektrolityczne. Jeden z nich ma pojemność 2,2 µF (C1) a drugi to element o pojemności 100 µF (C5). Pojemność danego kondensatora można odczytać bezpośrednio z jego obudowy, obok informacji o dopuszczalnym napięciu pracy. W moim egzemplarzu zestawu znalazłem kondensator 2,2 µF na napięcie 100 V oraz 100 µF na napięcie 16 V.

W ramach powtórzenia: Najważniejszym parametrem kondensatora z punktu widzenia działania układu jest jego pojemność – w przypadku tych elektrolitycznych – wyrażona w mikrofaradach. Pojemność wpływa na zachowanie obwodu. Napięcie robocze określa natomiast górną granicę napięcia, jakie można bezpiecznie (pod warunkiem zachowania właściwej polaryzacji) przyłożyć do kondensatora, bez ryzyka jego uszkodzenia. Nasz układ pracuje przy napięciu nominalnym trzech baterii AA (do 4,8 V łącznie przy nowych bateriach), więc zapas bezpieczeństwa jest całkiem spory zarówno w przypadku kondensatora na 16 V jak i tego na 100 V.

Możemy zastosować kondensatory o wyższym napięciu dopuszczalnym, jeśli taki akurat mamy pod ręką. **Niedopuszczalne natomiast jest stosowanie kondensatorów, których napięcie pracy jest niższe od napięcia występującego w układzie. Może to prowadzić do awarii, a nawet (w przypadku kondensatorów elektrolitycznych) do ich wybuchu. Z tego powodu zawsze należy używać okulary ochronne przy pierwszym uruchamianiu układu – nawet jeśli układ ten zasilany jest z baterii.** Trzeba też mieć na uwadze, że kondensatory przystosowane do pracy przy wyższych napięciach mają zwykle większe gabaryty. Należy więc upewnić się, że taki element fizycznie zmieści się na płytce.

Kondensator elektrolityczny, jak zapewne pamiętasz, jest elementem spolaryzowanym i, podobnie jak ma to miejsce w przypadku diod LED, tu również dłuższa nóżka nowego (nieprzyciętego jeszcze) elementu jest wyprowadzeniem dodatnim (+) a krótsza ujemnym (–).

Poprawny sposób (kierunek) włożenia do PCB kondensatora elektrolitycznego o pojemności 2,2 µF (C1) pokazano na **fotografii 15a** a tego o pojemności 100 µF (C5) na **fotografii 15b**.

Poprawnie zamontowane kondensatory elektrolityczne pokazano na **fotografii 16a**.

Fotografie 16b...16d pokazują, jak zamontować kondensatory elektrolityczne w sposób umożliwiający ich łatwą wymianę w przyszłości (lutowanie wyprowadzeń prostopadle do PCB).

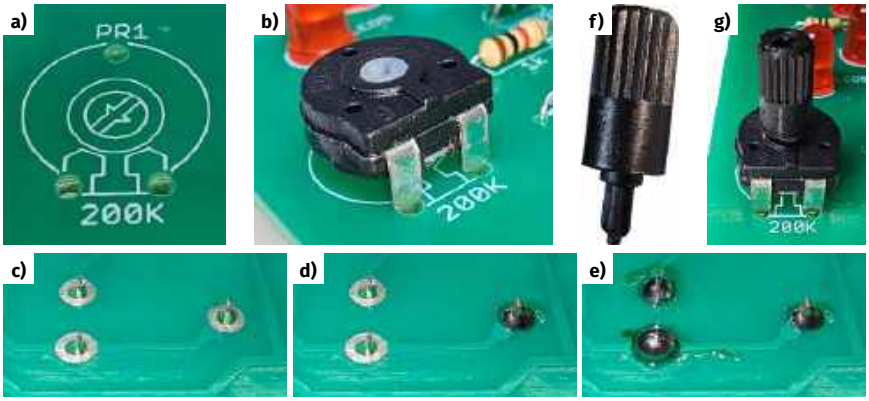
Nadmiar wyprowadzeń obetnij przy użyciu obcinaczek (koniecznie przeczytaj akapit ***Przycinanie nadmiaru wyprowadzeń***).

Montaż potencjometru

W układzie zastosowano tylko jeden potencjometr, więc nie ma ryzyka pomylenia wartości. Niemniej warto upewnić się, że do zestawu dołączono potencjometr o właściwej wartości. Jeśli na obudowie potencjometru nie znajdziesz opisu jego wartości, możesz zmierzyć dwa skrajne jego wyprowadzenia, tak samo jak w przypadku pomiaru zwykłych rezystorów (potencjometr to przecież nic innego, jak rezystor o nastawnej rezystancji).

Potencjometr ten należy osadzić w trzech niesymetrycznych otworach na pozycji opisanej jako PR1, a następnie z wyczuciem docisnąć do płytki PCB (**fotografia 17b**),

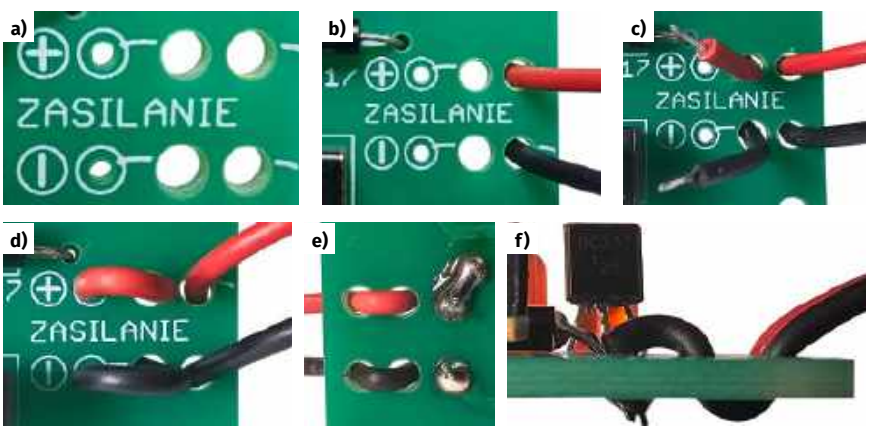
eprasa.pl 29e0fc3bc0



Fotografia 17. a) Obrys potencjometru na warstwie opisowej PCB; aby poprawnie zamontować potencjometr PR1 na płytce należy: b) włożyć go do trzech niesymetrycznych otworów; c) docisnąć do płytki tak, aby wszystkie trzy wyprowadzenia wystawały po stronie lutowania na tę samą długość; d) przylutować jedno wyprowadzenie i sprawdzić, czy potencjometr dobrze przylega do płytki; e) przylutować pozostałe wyprowadzenia; f), g) zamontować wałek regulacyjny do potencjometru

tak aby wszystkie wyprowadzenia potencjometru przeszły przez płytkę PCB i wystawały po stronie lutowania na taką samą wysokość (**fotografia 17c**). Na koniec pozostaje przylutować do płytki PCB wszystkie wyprowadzenia. W pierwszej kolejności warto przylutować jedno z nich (**fotografia 17d**) i sprawdzić czy potencjometr dobrze dolega do PCB, a następnie przylutować pozostałe wyprowadzenia (**fotografia 17e**).

Na koniec do otworu w śrubie potencjometru należy zamontować wałek regulacyjny (**fotografia 17f**). Poprawnie zmontowany potencjometr pokazano na **fotografii 17g**.



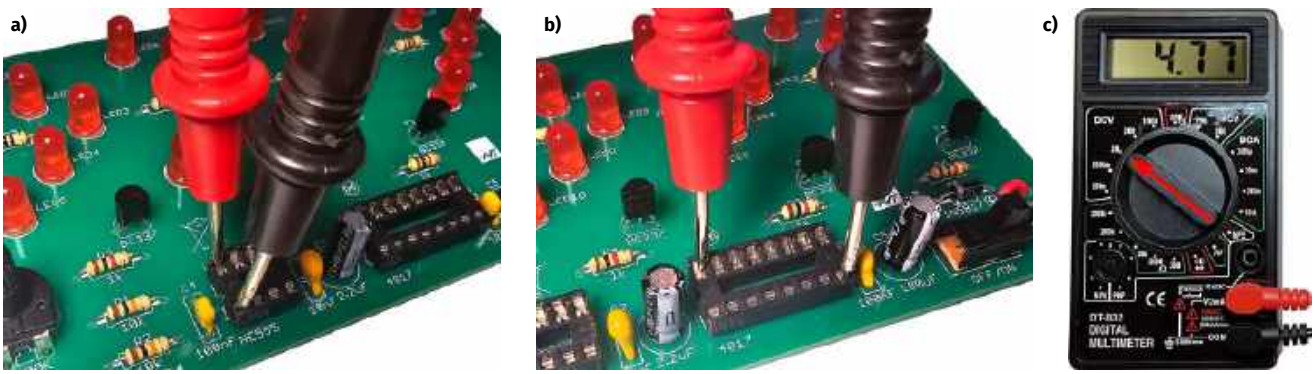
Fotografia 18. a) Kabelki koszyczka baterii należy zamontować w odpowiednio oznaczonym na płytce miejscu, zachowując odpowiednią polaryzację: b) przeprowadzić przez otwory pomocnicze od strony komponentów; c) przewlec je ze strony spodniej na wierzchnią; d) odizolowane, splecione i pocynowane końce każdego z kabelków należy następnie umieścić we właściwych polach lutowniczych, pamiętając o zachowaniu właściwej polaryzacji (czerwony kabelek do plusa a czarny do minusa); e) przylutować kabelki do odpowiednich pól lutowniczych; f) pozbyć się pętli przewodów po stronie komponentów, wyciągając kabelki maksymalnie ku dołowi i górze



Fotografia 19. Poprawne podłączenie kabli na przykładzie multimetru DT-830B, ustawionego na funkcję woltomierza napięć stałych

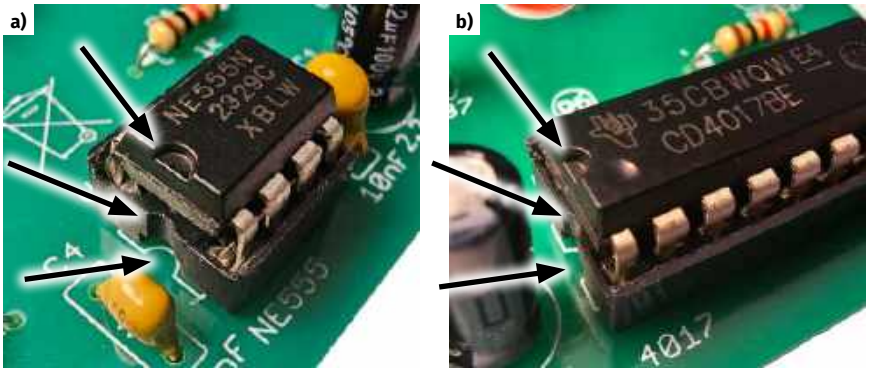
Montaż koszyczka baterii

Na koniec pozostaje przylutować do płytki PCB kabelki od dołączonego do zestawu koszyczka na trzy baterie AA. Podobnie jak w przypadku pozostałych zestawów serii AVTEDU, kabelki najpierw przeciągamy przez otwory pomocnicze, pełniące funkcję stabilizującą przewody w miejscu zamocowania. Dzięki takiemu rozwiązaniu połączenie będzie miało lepszą wytrzymałość mechaniczną i kabelki nie oderwą się tak szybko od płytki. Pamiętając o właściwej polaryzacji (czerwony kabelek to „plus" a czarny to „minus") przewody należy wprowadzić w odpowiednie otwory na płytce PCB (**fotografia 18a**), tym razem od strony komponentów (**fotografia 18b**). W następnej kolejności przewody trzeba przewlec ze strony spodniej na wierzchnią (**fotografia 18c**). Odizolowane, splecione i pocynowane końce każdego z kabelków należy następnie umieścić we właściwych polach lutowniczych (**fotografia 18d**) i przylutować osadzone w otworach kabelki do płytki oraz obciąć ich nadmiar po przylutowaniu (**fotografia 18e**). Na koniec należy skrócić pętle przewodów – wyciągając je w kierunku strony lutowania komponentów (**fotografia 18f**).



Fotografia 20. a) pomiar na zaciskach 8 („plus") i 1 („minus") podstawki U1 pod układ NE555 wskazał poprawne napięcie baterii; b) takie samo napięcie wykazał pomiar na zaciskach 16 („plus") i 8 („minus") podstawki U2 pod układ 4017; c) wskazane wartości są bez znaku „–", który sugerowałby błędną polaryzację); można teraz odłączyć zasilanie i zamontować układy scalone w odpowiednich podstawkach, pamiętając o zachowaniu właściwej polaryzacji

eprasa.pl 29e0fc3bc0



Fotografia 21. Przed zamontowaniem układu scalonego w podstawce należy upewnić się, że znaczniki kierunku montażu – na płytce, w podstawce i na układzie scalonym – znajdują się w tej samej pozycji

Nadmiar wyprowadzeń obetnij przy użyciu obcinaczek (koniecznie przeczytaj akapit ***Przycinanie nadmiaru wyprowadzeń***).

Montaż układów scalonych w podstawkach

Ponieważ w podstawkach zostaną umieszczone układy scalone, na tym etapie warto sprawdzić, czy po podłączeniu baterii i załączeniu przełącznika SW1 na odpowiednich pinach zasilających pojawiają się właściwe napięcia. Ten pomiar trzeba wykonać jeszcze przed włożeniem układów w podstawki. Jak pokazano na schemacie (rysunek 1), układ NE555 wymaga podania „plusa" zasilania na pin 8, oraz „minusa" na pin 1. Sprawdźmy, czy tak jest w rzeczywistości!

Ustaw proszę multimetr w tryb pomiaru napięcia stałego w zakresie do 20 V, upewniając się, że sondy pomiarowe są wpięte do multimetru w sposób prawidłowy (**fotografia 19**).

Teraz podłącz baterię, a następnie, ustaw przełącznik SW1 w pozycji „ON", przyłóż sondy pomiarowe: czerwoną do pinu numer 8 podstawki U1, a czarną do pinu numer 1 tej podstawki (**fotografia 20a**). Na wyświetlaczu miernika powinna pojawić się wartość napięcia bliska napięciu nominalnemu trzech szeregowo połączonych baterii AA, czyli 4,5 V (**fotografia 20c**).

Takie samo napięcie powinno wystąpić pomiędzy pinami 16 („plus") oraz 8 („minus") w podstawce U2 pod układ 4017 (**fotografia 20b**).

Jeśli na wyświetlaczu pojawi się znak „–", oznacza to, że podczas montażu popełniliśmy błąd, na przykład zamieniając miejscami przewody od baterii. Wyświetlenie cyfry „1" informuje nas, że przekroczyliśmy zakres pomiarowy, na przykład próbując mierzyć napięcie 4,5 V za pomocą multimetru ustawionego na zakres do 2 V. Jeśli na wyświetlaczu pojawią się trzy zera, oznacza to zwarcie na liniach zasilania. W takim przypadku należy niezwłocznie odłączyć baterię, aby uniknąć jej niepotrzebnego rozładowania, a następnie zlokalizować i usunąć nadmiarowe połączenie.

Jeśli podczas pomiarów napięć na obu podstawkach sytuacja jest u Ciebie taka jak na fotografii 20c, możesz odłączyć baterie, wyłączyć przełącznik SW1 i zamontować układy scalone w podstawkach.

Włożenie układów scalonych do podstawek wydaje się łatwe, ale trzeba przy tym zachować uwagę i ostrożność. Ważne jest, aby układy były skierowane we właściwe strony (co wytłumaczę za moment) oraz by wszystkie ich nóżki trafiły dokładnie w otwory podstawek. Nóżki nie mogą się wygiąć ani tym bardziej złamać. A gdyby jednak któraś się urwała, nic straconego – można ją zastąpić kawałkiem odciętego pinu z innego elementu już przylutowanego do płytki.

Drugą, obok ostrożności podczas montażu sprawą, o jaką należy zadbać, to właściwy kierunek montażu układów scalonych w podstawkach. W tym celu należy przypilnować, by kropka lub wycięcie na układzie scalonym, wskazujące kierunek montażu, pokrywały się z pozostałymi znacznikami w podstawce oraz na warstwie opisowej PCB (**fotografie 21a** i **21b**). Gdy lokalizacja znacznika na układzie scalonym zgadza się z pozostałymi, można przystąpić do wciśnięcia układu w podstawkę.

Podsumowanie montażu

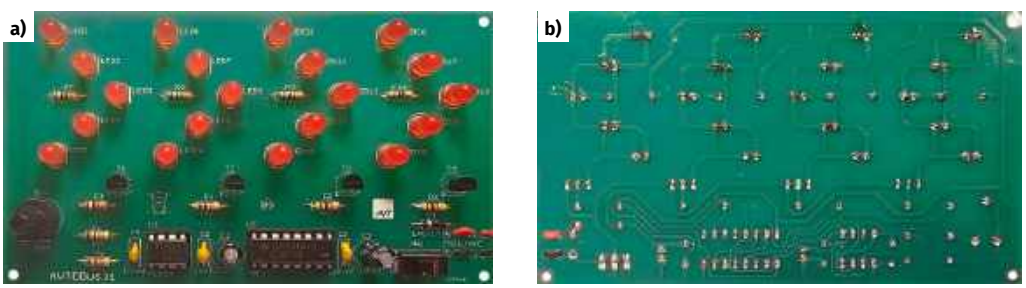
Po ukończeniu montażu sprawdź, proszę, czy wszystkie połączenia lutowane są błyszczące i nie ma zimnych lutów oraz czy żadne sąsiednie pola lutownicze nie są ze sobą błędnie połączone. Poprawnie zmontowany układ powinien wyglądać jak na **fotografiach 22a** oraz **22b**.

Przed pierwszym uruchomieniem jakiegokolwiek zmontowanego przez siebie urządzenia bezwzględnie załóż gogle ochronne – choćby po to, by ochronić oczy na wypadek wybuchu kondensatorów elektrolitycznych w przypadku ich błędnego montażu. Fragmentem obudowy elementu można także „oberwać" podczas dezintegracji układów scalonych. Oba przypadki mogą zaistnieć głównie wtedy, gdy pomylimy polaryzację podczas wkładania baterii, montażu koszyczka, kondensatorów elektrolitycznych lub układów scalonych.

Podsumowanie

No i gotowe! Twój wskaźnik ożył – diody płynnie przesuwają się z lewej na prawo dokładnie tak, jak powinny. Dodatkowo, za pomocą potencjometru PR1 możesz regulować tempo tej animacji! To prawdziwa satysfakcja zobaczyć, jak z kilku zwykłych elementów powstaje działający układ. Każdy taki projekt to mały triumf cierpliwości, wiedzy i wyobraźni. Ciesz się efektem swojej pracy, eksperymentuj i nie bój się wprowadzać własnych modyfikacji. Do zobaczenia przy kolejnym, równie fascynującym zestawie! ■

Mariusz Ciszewski



Fotografia 22. Poprawnie zmontowany układ Wskaźnika kierunku LED. Widok płytki a) od strony komponentów; b) od strony lutowania

eprasa.pl 29e0fc3bc0





Wskaźnik poziomu paliwa z wyświetlaczem OLED

Projekt ten umożliwia pomiar poziomu paliwa w zbiorniku za pomocą rezystancyjnego czujnika pływakowego, który jest mierzony i wyświetlany na wyświetlaczu OLED. Projekt jest kompatybilny z Arduino i wyposażony w mikrokontroler ATMEGA328. Czujnik rezystancyjny, podłączony do rezystora dzielnika, jest połączony z pinem analogowym A0 układu Arduino. Wyświetlacz OLED jest podłączony do pinów I²C mikrokontrolera. Ogólnie rzecz biorąc, wyświetlacz OLED z wizualizacją typu igłowego i zakresem pojemności paliwa od 0 do 100% zapewnia jasne, dokładne i łatwe do odczytania wskazanie poziomu paliwa, co czyni go niezbędnym elementem wyposażenia nowoczesnych pojazdów.

https://youtu.be/eKxlWRywNK4

Bezprzewodowy odbiornik wilgotności i temperatury

Ten projekt stanowi część odbiorczą bezprzewodowego systemu monitorowania wilgotności i temperatury. Odbiornik zbudowano w oparciu o mikrokontroler Arduino, wykorzystujący układ ATMEGA328, który zapewnia niezawodną i wydajną platformę przetwarzania danych. Moduł nadawczo-odbiorczy NRF24L01 służy do odbierania danych z odpowiedniego czujnika bezprzewodowego , natomiast 0,96-calowy wyświetlacz I²C OLED służy do wyświetlania w czasie rzeczywistym odebranych wartości temperatury i wilgotności.

https://youtu.be/vKEutI4v5BQ
https://youtu.be/4Tq4kC2SpA0

Niektóre projekty aktualnie dostępne tylko dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na www.elportal.pl:

1. Przerwania zewnętrzne (sprzętowe) i przerwania zegara w MicroPython
2. Laserowy czujnik odległości z wyświetlaczem OLED i RP2040
3. Inklinometr z 17-segmentowym wyświetlaczem słupkowym
4. Izolowany repeater USB – USB 2.0
5. Knight Rider Light – 16 diod LED dużej mocy (kompatybilny z Arduino)
6. Dźwięk do kolorowych efektów świetlnych (kompatybilny z Arduino)
7. Nowy i ulepszony licznik Geigera – teraz z Wi-Fi!
8. Detektor zalania
9. Lampa nastrojowa LED o dużej mocy
10. Kontroler dzwonów kościelnych
11. Arduino Nano – włączanie/wyłączanie urządzeń za pomocą pilota na podczerwień (dwa kanały)
12. Lampa sufitowa LED z czujnikiem ruchu PIR – kompatybilna z Arduino
13. Inteligentny ściemniacz LED z Bluetooth – 4-kanałowy włącznik/wyłącznik Bluetooth
14. Czterokanałowy izolator cyfrowy, wzmocniony, szybki, o niskim poborze mocy
15. Sterowanie prędkością, kierunkiem i zatrzymaniem silnika DC z modułem RF NRF24L01
16. Nadajnik zdalnego sterowania z pojedynczym joystickiem wykorzystujący NRF24L01
17. 8-kanałowy zdalny nadajnik RF z protokołami: Holtek i szeregowym
18. 8-kanałowy zdalny odbiornik RF z protokołami: Holtek i szeregowym
19. Pojemnościowy czujnik wilgotności do konwertera wyjścia analogowego
20. Mostek H dla wysokiej mocy szczotkowego silnika prądu stałego z czujnikiem prądu
21. Przetwornica DC-DC buck 12...75 V na 10 V na wyjściu
22. Czujnik prądu low-side 10 µA...10 mA
23. Kontroler ramienia robota z bezprzewodowym pilotem PS3
24. Termiczny czujnik masowego przepływu powietrza – anemometr stałotemperaturowy
25. Precyzyjny wzmacniacz transimpedancyjny z przełączanym integratorem
26. Wysokowydajny monofoniczny wzmacniacz audio klasy D o mocy 20 W
27. Kontroler pełnego mostka z przesunięciem fazowym i prostowaniem synchronicznym wykorzystujący UCC28950
28. Monitorowanie poziomu cieczy za pomocą czujnika ciśnienia – wyświetlacz słupkowy
29. Sterowanie silnikiem DC za pomocą joysticka
30. 16-kanałowy sterownik serwomechanizmów RC z interfejsem I²C
31. Programowalny kondycjoner sygnału z czujnika rezystancyjnego mostkowego
32. Choinka z Arduino i pikselowymi diodami
33. 20-segmentowy wyświetlacz słupkowy w rozmiarze jumbo
34. Stacja pogodowa lilygo ttgo t5-4.7 z wyświetlaczem typu e-papier
35. Półprzewodnikowy przekaźnik mocy DC z prądowym sprzężeniem zwrotnym
36. Wyłącznik nadprądowy – przekaźnik wyłączający nadprądowy

Miesięcznik „**Elektronika dla Wszystkich**”
(12 numerów w roku) jest wydawany we współpracy z kilkoma redakcjami zagranicznymi

Wydawnictwo:
AVTKorporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel. 22 257 84 99, e-mail: avt@avt.pl

Wydawca:
Wiesław Marciniak

Redaktor naczelny:
Mariusz Ciszewski
mariusz.ciszewski@elportal.pl

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
e-mail: edw@elportal.pl, www.elportal.pl

Dział reklamy:
Katarzyna Gugała
katarzyna.gugala@elportal.pl, tel. 22 257 84 64

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Jakub Sobański
jakub.sobanski@elportal.pl

Sekretarz redakcji:
Dariusz Welik
dariusz.welik@elportal.pl

DTP, redakcja strony internetowej www.elportal.pl:
MAD Sp. z o.o.

Prenumerata:
W Wydawnictwie AVT, e-mail: prenumerata@avt.pl
tel. 22 257 84 22, (godz. 10:00–14:00)
www.ulubionykiosk.pl

Copyright AVTKorporacja Sp. z o.o., Warszawa, ul. Leszczynowa 11. Projekty publikowane w „Elektronice dla Wszystkich” mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki dla Wszystkich”. Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich” jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu pisemnej zgody redakcji. Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich”.

eprasa.pl 29e0fc3bc0



TRZECIARĘKA ZD-11P
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt z latarką, ZD11P



TRZECIARĘKA ZD-11P-1
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt z latarką i lupą, ZD11P-1



TRZECIARĘKA SN-394
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk z lupą 50 mm, przykręcany do blatu Proskit SN-394

BESTSELLERY sklepu AVT – sklep.avt.pl

Trzecia ręka

Rabat dla Czytelników EdW
przy zakupie podaj kod **EdW2505TR**
Kod ważny do 30.09.2025

-3%

Rabat dla Prenumeratorów EdW
przy zakupie podaj numer prenumeraty

-6%



TRZECIARĘKA ZD-11M-1
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – z uchwytem na szpulkę cyny, ZD11M-1



TRZECIARĘKA ZD-11M-2
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt z lupą i podświetleniem LED ZD11M-2



TRZECIARĘKA ZD-11M-3
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt z lupą i podświetleniem LED ZD-11M-3



TRZECIARĘKA ZD-11M
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt ZD11M



TRZECIARĘKA SN-392
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka” z lupą 90 mm, Proskit SN-392



TRZECIARĘKA
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka” z lupą 60 mm

eprasa.pl 29e0fc3bc0

Elektor Bestsellers

SAVE UP TO 26% NOW!

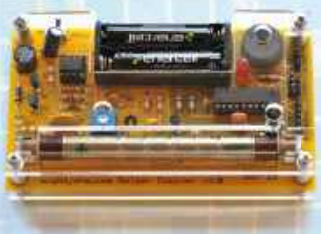
















www.elektor.com/sale/deals

Elektor SUMMER SALE



eprasa.pl 29e0fc3bc0

elektor design > share > earn