Wydanie elektroniczne dostępne na www.ulubionykiosk.pl

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

EP.com.pl

● Międzynarodowy magazyn elektroników konstruktorów ● sierpień ● 8/2023 ●

Tylko Prenumeratorzy

- mają dostęp do artykułów przed ich publikacją w EP na www.ep.com.pl – **EP W TOKU**
- mają dostęp do materiałów dodatkowych, takich jak pliki źródłowe projektów na naszym serwerze **FTP** www.ulubionykiosk.pl/media

inspirujące, użyteczne projekty

• Sansuix – lampowy wzmacniacz mocy 2×20 W • Głowa robota InMoov • Ekspander GPIO RPi z taśmą FPC • Czujnik punktu rosy • Elektroniczny gong • Izolator sygnału analogowego 0...100 VDC • Miniaturowy termostat cyfrowy • Regulowany stabilizator napięcia ujemnego • Trójfazowy przetwornik prądu przemiennego z transformatorem prądowym • Cyfrowy miernik kąta z magnesami neodymowymi na Arduino • Solarna ładowarka akumulatorów z MPPT

podzespoły, sprzęt, aplikacje

• Wyświetlacze vs. słońce, czyli Sunlight readable displays • Nowy poziom interakcji z użytkownikiem w Twoim projekcie • Wyświetlacze do aplikacji zewnętrznych • Wyświetlacze od AZ Displays. Optymalne do zastosowań zewnętrznych • IoT z zastosowaniem Wi-Fi 6 • Mikrokontrolery MEGAWIN. Od 8051 do Cortex-M3 • Proste i elastyczne transceivery interfejsu RS-485 • Urządzenia zasilające. Praktyczne przykłady aplikacji zasilaczy impulsowych

tutoriale

• Ball & Beam • Nowoczesne prototypowanie • Niepotrzebne źródła szumu

kursy

• Kurs FPGA Lattice. Klawiatura matrycowa i maszyna stanów

ISSN 1230-3526 Indeks 357677
9 771230 352238 08
18,90 zł (w tym 8% VAT) • PRICE: 8 EUR

NOWOCZESNE PROTOTYPOWANIE

eprasa.pl 78ba6336e6

Zaprenumeruj „Elektronikę Praktyczną", a zawsze dostaniesz najnowszy numer wprost do Twojej skrzynki!

na start do 6* wydań gratis

po 5 latach nieprzerwanej prenumeraty do 12* wydań gratis

* Cena prenumeraty rocznej **na start** wynosi 207,90 zł. Przy zamówieniu prenumeraty dwuletniej za 340,20 zł oszczędność wynosi równowartość sześciu wydań „Elektroniki Praktycznej".

Przedłużasz prenumeratę? Aby otrzymać zniżkę lojalnościową, przedłuż prenumeratę po zalogowaniu się do swojego panelu na **www.ulubionykiosk.pl**, gdzie znajdziesz atrakcyjną ofertę prenumeraty, która uwzględnia przysługujące Ci zniżki za lojalność. Po 5 latach nieprzerwanej prenumeraty otrzymasz **rabat 50%** na prenumeratę dwuletnią.

Oferta dotyczy prenumeraty drukowanej.

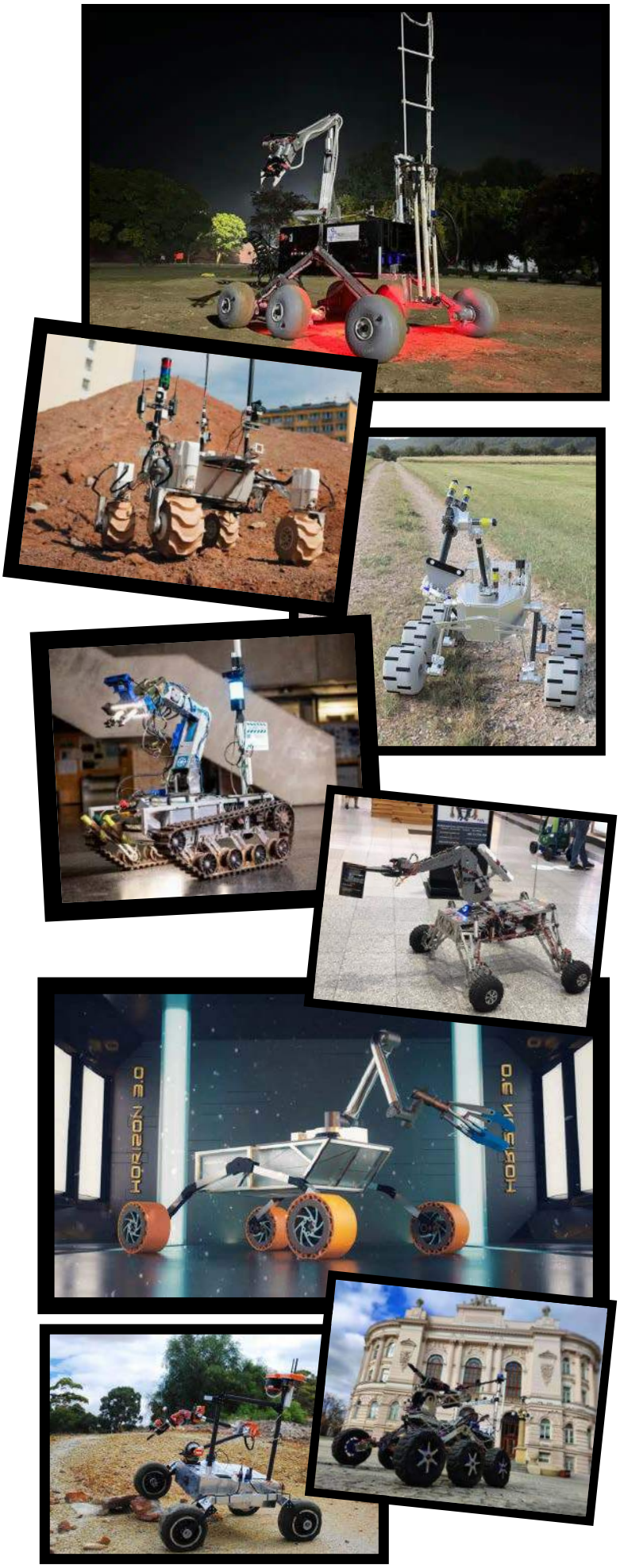
Wszystkie opcje prenumeraty i e-prenumeraty znajdziesz na stronie

www.UlubionyKiosk.pl

prenumerata@avt.pl

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

eprasa.pl 78ba6336e6



Marsjański challenge

Już niedługo na Politechnice Świętokrzyskiej odbędą się kolejne zawody tzw. marsjańskich łazików – ERC (European Rover Challenge). Łaziki to pojazdy-roboty skonstruowane tak, aby były zdolne do poruszania się i wykonywania różnych zadań w warunkach podobnych do tych, które panują na powierzchni Marsa. Tym razem zgłosiło się łącznie aż 88 drużyn uniwersyteckich z 22 krajów, wśród których warto wymienić Polskę, Kanadę, Japonię, Wielką Brytanię, Szwajcarię, Indie, Włochy, Turcję czy Meksyk. Drużyny będą rywalizowały w konkurencjach opracowanych na podstawie prawdziwych misji ESA i NASA, które odbędą się na największym na świecie sztucznym torze marsjańskim, odwzorowującym powierzchnię Czerwonej Planety.

W ramach zawodów łaziki muszą sprostać 4 zadaniom. Pierwsze zadanie – *Science and sample collection* to zadanie naukowe polegające na sprawdzeniu przydatności miejsca lądowania łazika dla planowanej misji załogowej. Wyznaczony teren ma zostać zbadany za pomocą przyrządów pokładowych oraz drona wspierającego działania rozpoznawcze. Jednym z głównych celów jest także pobranie powierzchniowych i podpowierzchniowych próbek marsjańskiej gleby, które mają trafić do dalszych analiz.

Drugie zadanie – *Navigtion* – to sprawdzenie funkcji nawigacyjnych pojazdu w trybie w pełni autonomicznym. Na powierzchni innej planety nie będzie działał GPS ani żaden podobny system, dlatego łaziki muszą realizować inteligentne nawigowanie bazujące np. na czujnikach inercyjnych i analizie obrazu. Głównym celem jest samodzielne pokonanie przez pojazd przesłanej trasy powrotnej.

Trzecie zadanie – *Maintenance Task* – realizuje scenariusz wykrycia uszkodzenia w module lądownika, które trzeba będzie naprawić. Zadanie ma na celu zademonstrowanie zdolności łazika do pracy z różnymi elementami takimi, jak przełączniki i wskaźniki zamontowane na panelu sterującym. Zatem pojazd musi być wyposażony w urządzenie manipulacyjne podobne do robotycznego ramienia oraz kamerę pozwalającą obserwować wskazania przyrządów.

Ostatnie zadanie to zaprezentowanie projektu. Jury oczekuje, że dowie się, jakie rozwiązania techniczne zostały zaimplementowane w łaziku i w oprogramowaniu, jak były rozwiązywane problemy, które pojawiły się w trakcie tworzenia projektu. Zespół powinien być przygotowany na szereg pytań i dyskusję z sędziami.

Zawody odbędą się w dniach 15...17 września na terenie Politechniki Świętokrzyskiej w Kielcach. Na fotografiach widać zaledwie kilka wybranych pojazdów. Łatwo sobie wyobrazić, jakie techniki nowoczesnego prototypowania, które opisaliśmy w tym wydaniu „Elektroniki Praktycznej", znalazły zastosowanie w takich konstrukcjach. Warto zobaczyć to na żywo albo przynajmniej śledzić relacje, zwłaszcza że Polska będzie miała swoją solidną reprezentację. Więcej informacji można znaleźć na stronie https://roverchallenge.eu.

Damian Sosnowski

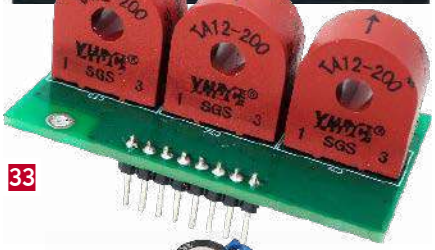
Fotografie łazików – https://roverchallenge.eu/en/teams-2023

eprasa.pl 78ba6336e6

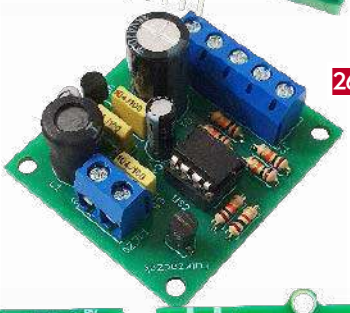
ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

Nr 8 (367) • Sierpień 2023

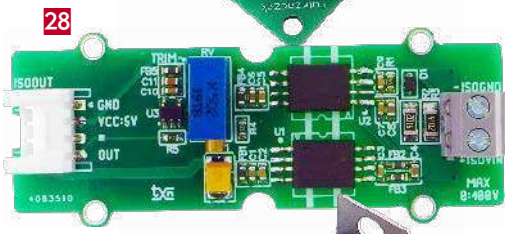
20



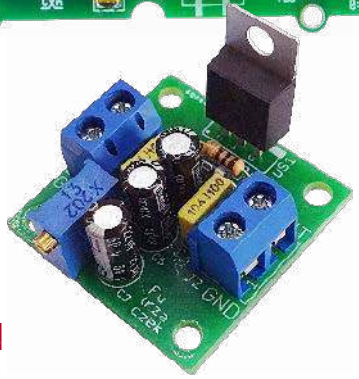
33



26



28



32

Nie przeocz

Nowe podzespoły 5
Dodaj do obserwowanych 11
Konkurs 75
Koktajl niusów 104

Projekty

Sansuix – lampowy wzmacniacz mocy 2×20 W (1) 16
Głowa robota InMoov 20

Miniprojekty

Ekspander GPIO RPi z taśmą FPC 24
Czujnik punktu rosy 25
Elektroniczny gong 26
Izolator sygnału analogowego 0...100 VDC 28
Miniaturowy termostat cyfrowy 30
Regulowany stabilizator napięcia ujemnego 32
Trójfazowy przetwornik prądu przemiennego z transformatorem prądowym 33

Projekty SOFT

Cyfrowy miernik kąta z magnesami neodymowymi na Arduino 76
Solarna ładowarka akumulatorów z MPPT (1) 80

Temat numeru: Wyświetlacze do aplikacji zewnętrznych

Wyświetlacze vs. słońce, czyli Sunlight readable displays 36

Prezentacje

Nowy poziom interakcji z użytkownikiem w Twoim projekcie 41
Wyświetlacze do aplikacji zewnętrznych 42
Wyświetlacze od AZ Displays. Optymalne do zastosowań zewnętrznych 47
IoT z zastosowaniem Wi-Fi 6 52
Mikrokontrolery MEGAWIN. Od 8051 do Cortex-M3 56

Moduły w aplikacjach

Ball & Beam (3) 48

Elektronika w praktyce

Nowoczesne prototypowanie 58

Notatnik konstruktora

Niepotrzebne źródła szumu 86
Proste i elastyczne transceivery interfejsu RS-485 88
Urządzenia zasilające (4).
Praktyczne przykłady aplikacji zasilaczy impulsowych 93

Kursy

Kurs FPGA Lattice (10). Klawiatura matrycowa i maszyna stanów 97

Prenumerata 2
Od wydawcy 3
Hity następnego numeru 107

Dodatkowe materiały do artykułów znajdziesz na https://ulubionykiosk.pl/media

Szczegóły na stronie 46

eprasa.pl 78ba6336e6

nowe podzespoły

Z kilkuset nowości wybraliśmy te, których nie wolno przeoczyć. Bieżące nowości można śledzić na www.elektronikaB2B.pl

Nowe anteny PIFA na pasma 868 MHz i 915 MHz do montażu standardowego i odwróconego

Firma Laird Connectivity opracowała nowe anteny wewnętrzne w formatach FlexPIFA (*Planar Inverted-F Antenna*) i i-FlexPIFA (*Inverted FlexPIFA*) na pasma 868 MHz i 915 MHz, przeznaczone do aplikacji radiowych sub-GHz, w tym LoRaWAN, pracujących w wymagających środowiskach.

FlexPIFA to elastyczna antena PIFA typu „odklej i przyklej", zaprojektowana do szybkiej integracji z urządzeniami i obudowami. Technologia PIFA zapewnia doskonałe parametry w pasmach ISM 868 i 915 MHz, a przy tym jest mniej podatna na rozstrojenie w pobliżu metalu lub ludzkiego ciała.

i-FlexPIFA to odwrócona, elastyczna antena PIFA z elementem promieniującym skierowanym na zewnątrz po przyklejeniu do wnętrza obudowy. Taka orientacja zapewnia większą elastyczność dzięki różnym opcjom montażu.

Nowe anteny FlexPIFA i i-FlexPIFA są produkowane w wersjach ze złączami MHF1 (u.FL) i MHF4L. Nadają się do zastosowań w automatyce przemysłowej, rolnictwie, systemach kontroli dostępu, systemach SCADA oraz w transporcie. Charakteryzują się liniową polaryzacją, dookólną charakterystyką, współczynnikiem VSWR poniżej 2,5:1 i wzmocnieniem od –1,1 do +0,9, w zależności od modelu. Mogą pracować w przemysłowym zakresie temperatury od –40 do +85°C. Ich wymiary wynoszą 88×40×6,2 mm.

www.lairdconnect.com

Hybrydowe kondensatory elektrolityczne z kwalifikacją AEC-Q200

Hybrydowe kondensatory elektrolityczne ZTU firmy Panasonic wyznaczają nowe standardy w zakresie niezawodności oraz odporności na duże prądy tętnienia i ekstremalną temperaturę pracy. Uzyskały one kwalifikację AEC-Q200, świadczącą o dużej odporności na ciężkie warunki pracy, pozwalającą na zastosowania m.in. w motoryzacji i przemyśle.

Kondensatory ZTU są zamykane w cylindrycznych obudowach o średnicy 8 i 10 mm oraz o długości 10,2...10,5 mm. Występują obecnie w 8 wersjach o pojemności 220...560 µF i napięciu znamionowym 25 V lub 35 V. Ich prąd upływu wynosi w zależności do modelu od 77 do 140 µA. W porównaniu z kondensatorami wcześniejszej serii ZC, kondensatory ZTU są odporne na większe o 80% natężenie prądu tętnienia. Przeszły testy niezawodnościowe w temperaturze 135°C (4000 godzin). Wytrzymują udary mechaniczne do 30 g i wibracje do 10 g, a ich zakres dopuszczalnej temperatury pracy wynosi od –55 do +135°C.

http://industry.panasonic.eu

Wieloprotokołowy moduł komunikacyjny z obsługą Wi-Fi 6E i Bluetooth 5.3

Murata prezentuje nowy, wieloprotokołowy moduł komunikacyjny LBEE5XV2EA, zrealizowany na bazie układu SoC CYW55573 produkcji Infineona. Poza częstotliwościami 2,4 GHz i 5 GHz, może on również pracować w paśmie 6 GHz, umożliwiając transmisję danych w sieciach Wi-Fi 6E oraz obsługuje standard Bluetooth 5.3 z funkcją LE Audio, pozwalający na uzyskanie bardzo dobrej jakości dźwięku przy niewielkim poborze mocy.

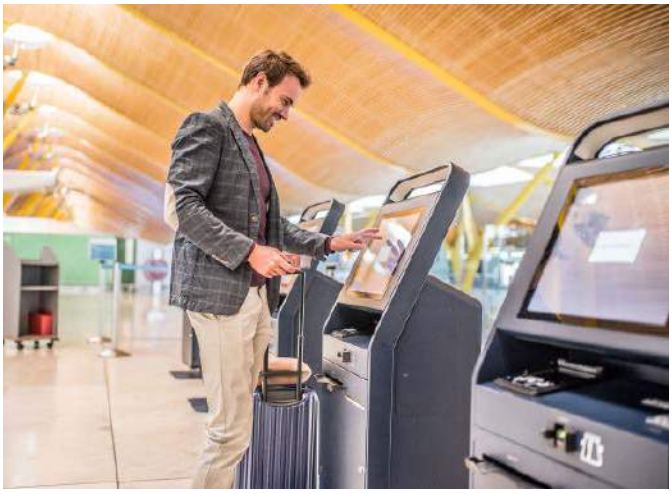
LBEE5XV2EA oferuje szybkość transmisji do 1,2 Gbps, obsługuje szerokości kanałów 20/40/80 MHz i pracuje z modulacją 1024-QAM w konfiguracji anten 2×2 MIMO. Może znaleźć zastosowanie do strumieniowej transmisji audio/wideo, w systemach wideokonferencyjnych oraz aplikacjach VR/AR. Zastosowanie własnych komponentów firmy Murata pozwoliło na zoptymalizowanie konstrukcji i zmniejszenie wymiarów obudowy do zaledwie 12,5×9,4×1,2 mm. LBEE5XV2EA uzyskał certyfikacje FCC/IC, TELEC i CE.

www.murata.com

REKLAMA

BORNICO | Teraz większe MOŻLIWOŚCI
bornico.com.pl
montaż kontraktowy elektroniki
projektowanie urządzeń i systemów
Zakład Elektroniczny BORNICO
ul. Małęczyńska 25
26-600 Radom
tel. +48 48 365 58 22
bornico@bornico.com.pl

eprasa.pl 78ba6336e6



Przemysłowe monitory dotykowe General Touch

Monitory przemysłowe firmy General Touch to połączenie zaawansowanych technologii i innowacyjnego designu. Od dwóch dekad firma oferuje produkty, które sprawdzają się w miejscach, gdzie kluczowe są niezawodność i wytrzymałość – takich jak linie produkcyjne, systemy zarządzania procesami przemysłowymi, a także w miejscach publicznych, takich jak infokioski czy punkty sprzedaży. Warto przy tym dodać, że produkty General Touch mają certyfikaty CE, dzięki czemu klienci nie będą musieli zabiegać o uzyskanie dodatkowej certyfikacji w tym zakresie.

Monitor przemysłowy to wyświetlacz LCD-TFT umieszczony w szczelnej obudowie, który charakteryzuje się wyższymi parametrami, trwałością i bezawaryjnością, a także łatwością obsługi, co znacznie ułatwia pracę operatorów. Jednym z kluczowych parametrów monitorów przemysłowych General Touch jest wysoka rozdzielczość, która zapewnia doskonałą jakość obrazu. Monitory te oferują również pełny zakres kolorów oraz szerokie kąty widzenia, co pozytywnie wpływa na czytelność prezentowanych informacji.

Ponadto monitory General Touch są znane ze swojej wytrzymałości. Zostały zaprojektowane tak, aby wytrzymać trudne warunki przemysłowe, jak wilgoć czy wibracje. Ich solidna konstrukcja gwarantuje długą żywotność i niezawodność. Ich technologia dotykowa zawiera przede wszystkim rozwiązania bazującej na technologii pojemnościowej, co pozwala na precyzyjną i niezawodną detekcję dotyku, nawet w trudnych warunkach (np. w rękawicach roboczych).

Parametr	Model OTL195-RPCZ05-UHPCD	Model OTL175-RC6000-UH5100
przekątna	19”	17”
rozdzielczość	1280×1024 px	1280×1024 px
obszar aktywny	376,32×301,06 mm	341,92×274,32 mm
jasność	210 cd/m²	415 cd/m²
kontrast	1000:1	1000:1
kąty obserwacji	85° /85° /80° /80°	80° /80° /75° /75°
interfejs	DP, DVI, HDMI, VGA, USB-B	HDMI, VGA, USB-B
wymiary modułu	430,0×353,0×37,6mm	380,00×317,50×59,60 mm
podświetlenie	LED	LED
proporcje obrazu	5:4	5:4
typ obudowy	closed frame	open frame
zakres temperatur pracy	0...40°C	0...50°C
panel dotykowy	tak, pojemnościowy	tak, pojemnościowy

Oprócz tego monitory przemysłowe General Touch dostępne w ofercie Unisystemu wyróżniają się małym poborem energii (18...22 i 28 W), co jest niezwykle istotne w kontekście długotrwałego użytkowania w przemyśle. Częściowo na mały pobór mocy wpływa zastosowanie nowoczesnych sposobów kontroli podświetlenia ekranu, czyli rozwiązań local dimming.

Monitory General Touch dostarczane są w różnych formatach, w zależności od potrzeb klienta. Od mniejszych ekranów do zastosowań handlowych po duże panele do zastosowań przemysłowych. W tabeli zebrano najważniejsze parametry wybranych modeli General Touch z oferty Unisystemu.

https://unisystem.pl/

Dioda laserowa IR 905 nm z boczną emisją o mocy szczytowej 75 W

Dioda laserowa SPL PL90AT03 firmy ams Osram została zaprojektowana do zastosowań w LiDAR-ach i aplikacjach pomiarowych time-of-flight w robotach, dronach, miernikach odległości i logistyce. Jest to dioda IR z boczną emisją, charakteryzująca się mocą szczytową 75 W i wąskim okienkiem emisyjnym o szerokości 110 µm. Pracuje na długości fali 905 nm. Jest w stanie generować krótkie impulsy optyczne o czasie trwania od kilku do 100 ns.

Dioda SPL PL90AT03 jest zamykana w taniej, plastikowej obudowie, idealnej w przypadku produkcji wielkoseryjnej. Charakteryzuje się taką samą powierzchnią, jak wcześniejsze diody serii PL90AT03, co ułatwia upgrade. Ponadto ułatwia projektowanie układu optycznego ze względu na mniejszą o 50% aperturę w porównaniu z poprzednią wersją. Struktura wewnętrzna obejmuje trzy pionowo ułożone emitery, umożliwiające generowanie szczytowej mocy wyjściowej 75 W w impulsie o szerokości 30 ns przy maksymalnym prądzie przewodzenia 25 A.

Duża wyjściowa moc optyczna w wąskim obszarze emisji sprawia, że SPL PL90AT03 idealnie nadaje się do zastosowań związanych z pomiarem dużych odległości oraz do tworzenia bardziej precyzyjnych map głębi w systemach SLAM (*simultaneous localization and mapping*).

www.ams-osram.com

Wielokanałowe moduły emulacji akumulatorów do systemów PXI z izolacją do 1000 V

Pickering Interfaces oferuje dwie serie wielokanałowych modułów do emulacji akumulatorów: 41-752A-111 i 43-752A-111, dostarczanych w formacie jednoslotowych kart odpowiednio PXI i PXIe. Są to moduły dostępne w wersjach 2-, 4- i 6-kanałowych, charakteryzujące się wydajnością prądową 300 mA na kanał i maksymalnym napięciu wyjściowym 7 V. Oferują izolację do 1000 V, niezbędną w przypadku zastosowań w przemyśle EV, gdzie przechodzi się obecnie z architektury 400 V do 800-woltowej. Kanały są w pełni odizolowane od uziemienia i od siebie nawzajem, co umożliwia ich łączenie szeregowe w celu symulacji akumulatorów o architekturze piętrowej (*stacked*).

Każdy kanał może pobierać do 300 mA prądu, symulując ładowanie akumulatora i zawiera niezależne połączenia zasilania i pomiarowe, umożliwiając symulatorowi pomiar napięcia na obciążeniu

eprasa.pl 78ba6336e6

i korygowanie strat w okablowaniu. Nowe moduły, zaprojektowane, aby reagować na obciążenia dynamiczne, eliminują potrzebę stosowania lokalnych kondensatorów odsprzęgających przy obciążeniu. Mogą również niezależnie odczytywać napięcie na obciążeniu i prąd każdego z kanałów, programowo lub na przednim panelu.

Modele 41-752A-111 i 43-752A-111 można łączyć ze switchami i innymi modułami symulacyjnymi PXI z oferty firmy Pickering, w tym ze switchami wysokonapięciowymi, symulatorami błędów, symulatorami termopar i czujników RTD, a także z modułami PXI innych dostawców, np. z interfejsem CANbus. Pozwala to stworzyć w pełni elastyczny system testowy zarządzania akumulatorem (BMS). Ponadto mogą one być używane jako 6-kanałowe, w pełni izolowane zasilacze z niezależnymi liniami pomiarowymi w każdym kanale.

Pickering zapewnia wsparcie programowe do wszystkich swoich produktów, umożliwiając użytkownikom projektowanie aplikacji w wybranym przez siebie systemie operacyjnym i języku programowania (C/C++, .NET, Python, LabView/LabWindows, Matlab itp.). Użytkownicy mogą wybierać pomiędzy wszystkimi wspieranymi przez Microsoft wersjami systemu Windows, popularnymi odmianami Linuksa i innymi systemami działającymi w czasie rzeczywistym, takimi jak VeriStand, LabView RT i QNX.

Wszystkie moduły z nowej oferty są objęte 3-letnią gwarancją.

www.pickeringtest.com

Miniaturowe emitery i detektory podczerwieni w obudowach o powierzchni od 1,6×0,8 mm

Rohm rozpoczyna masową produkcję miniaturowych emiterów i detektorów podczerwieni SWIR (*Short-Wavelength Infrared*) do urządzeń z funkcją wykrywania i analizy składu substancji, takich jak woda, gaz czy glukoza. Mogą one znaleźć zastosowanie m.in. w urządzeniach medycznych, analizie farmaceutycznej oraz panelach OLED. Są produkowane w dwóch typach obudów SMD o rozmiarach 1608 (1,6×0,8 mm) i 20125 (2,0×1,25 mm).

Elementy optyczne SWIR pracują na większej długości fali niż bliska podczerwień (NIR), zapewniając lepszą przenikalność sygnału przez różne materiały oraz zmniejszając podatność na światło słoneczne, dym i cząstki stałe. W związku z tym oczekuje się, że technologia ta rozszerzy zakres wykrywanych substancji, takich jak woda/gaz i glukoza. Jednocześnie większość produkowanych dotąd układów SWIR była zamykana w obudowach do montażu przewlekanego, a ich zastosowania obejmowały głównie sprzęt komunikacyjny i analizatory przemysłowe. Na rynku pojawiło się jak dotąd niewiele tego typu układów do montażu SMT.

Ponieważ elementy SWIR mogą być używane do wykrywania obecności substancji i ich elementów składowych, z życiem właściwości wody, lodu, gazów itp., pochłaniających określone długości fali, docelowe zastosowania obejmują też źródła światła do pomiaru nasycenia krwi tlenem i poziomu glukozy we krwi oraz do pomiaru zawartości wody i cukru w owocach i warzywach. Mogą one być także stosowane jako czujniki dotyku w panelach OLED urządzeń przenośnych.

Firma Rohm wprowadza do oferty 10 emiterów LED w różnych wariantach obudów oraz o różnej długości fali (1050, 1200, 1300, 1450 i 1550 nm), odpowiadającej właściwościom różnych materiałów. Jeśli chodzi o odbiorniki, dostępne są 4 warianty w chipowych obudowach rozmiaru 1608 i 20125 o różnej powierzchni fotodetektora.

www.rohm.com

Pierwszy w branży czujnik prądu do układów napędowych o klasie bezpieczeństwa ASIL C

Allegro MicroSystems udostępnia próbki nowego czujnika prądowego ACS37601 o klasie bezpieczeństwa ASIL C, zaprojektowanego do zastosowań w falownikach trakcyjnych i systemach zarządzania akumulatorami (BMS) w pojazdach elektrycznych. Jest to czujnik liniowy o największej dokładności w swojej klasie, umożliwiający pomiar natężenia prądu w zakresie powyżej 200 A. Charakteryzuje się błędem offsetu poniżej ±5 mV i dryftem czułości na poziomie ±0,8% w samochodowym zakresie temperatury roboczej od –40 do +150°C, a także mniejszymi o 30% szumami od wcześniejszych odpowiedników. Współpracuje z rdzeniem typu C. Pasmo pracy od DC do 240 kHz oraz krótki czas

REKLAMA

HAMMOND

Obudowa miniaturowa 1551W IP68

Dowiedz się więcej:
hammfg.com/1551w

eusales@hammfg.com • +44 1256 812812

eprasa.pl 78ba6336e6

odpowiedzi (<2 μs) pozwalają na współpracę z wysokoczęstotliwościowymi falownikami samochodowymi.

ACS37601 może być zasilany napięciem 3,3 lub 5 V i nie wymaga żadnych komponentów współpracujących. Jest obecnie oferowany w niezwykle cienkiej (1 mm grubości), 4-pinowej obudowie SIP z dwiema opcjami wyprowadzeń. Zawiera wyjście sygnalizujące przegrzanie lub przekroczenie zakresu pomiarowego. Jest dostępny w wersjach o zaprogramowanej fabrycznie czułości 0,5 i 1,0 mV/Gs, którą można regulować w zakresach odpowiednio 0,5...0,86 i 0,83...1,44 mV/Gs.

www.allegromicro.com

Przełącznik obciążenia 5 V/3,5 A do ochrony portów USB Type-C

AOZ15333DI to przełącznik obciążenia 5 V/3,5 A do ochrony portów Type-C, mogący znaleźć zastosowanie w smartfonach, tabletach, laptopach i innych urządzeniach przenośnych z portem USB. Pracuje z napięciem wejściowym z zakresu od 3,3 V do 5,5 V i zabezpiecza linię wyjściową przed przekroczeniem napięcia 39 V. Zawiera ogranicznik prądu wyjściowego, programowany za pomocą zewnętrznego rezystora, układ miękkiego startu, eliminujący duże impulsy prądu rozruchowego przy współpracy z dużymi obciążeniami pojemnościowymi oraz zabezpieczenie podnapięciowe, nadnapięciowe, termiczne i przed odwróceniem polaryzacji prądu wyjściowego.

AOZ15333DI charakteryzuje się małym poborem prądu w stanie spoczynkowym i shutdown, wynoszącym odpowiednio 125 μA i 6 μA oraz małą rezystancją wewnętrzną, wynoszącą typowo 45 mΩ. Może pracować z maksymalnym prądem wyjściowym 3,5 A. Zapewnia odporność na wyładowania ESD do ±2 kV (HBM). Jest zamykany w obudowie DFN-12L o powierzchni 3×3 mm.

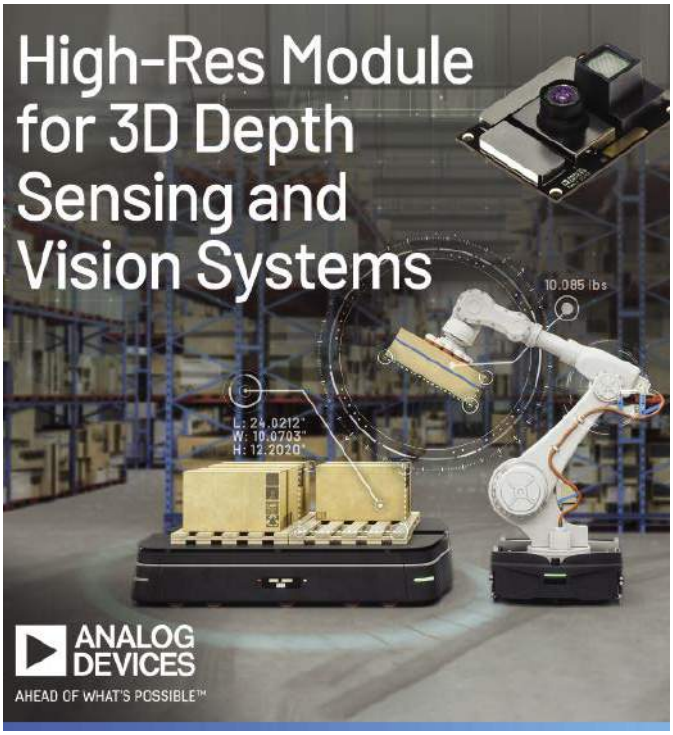
www.aosmd.com

Moduł iToF dużej rozdzielczości do systemów wizyjnych i rejestracji głębi 3D

ADTF3175 to moduł iToF (*indirect Time-of-Flight*) dużej rozdzielczości do systemów wizyjnych i rejestracji głębi 3D, mogący znaleźć zastosowanie w robotyce, automatyce budynków i aplikacjach sztucznej rzeczywistości. Został wykonany z komponentów klasy przemysłowej. Może pracować z rozdzielczością 1024×1024 i 512×512 pikseli. Zapewnia dokładność ±5 mm w pełnym zakresie pomiaru od 0,4 do 4 m i pole widzenia 75×75°.

Moduł ADTF3175 stanowi skalowalny, w pełni skalibrowany i gotowy do integracji system pomiaru głębi, eliminujący potrzebę projektowania specjalistycznej optyki oraz rozwiązywania problemów związanych z integracją elektromechaniczną. Został specjalnie zaprojektowany do pracy w różnych warunkach środowiskowych. Zawiera nowoczesny laser VCSEL firmy Lumentum, umożliwiając prowadzenie pomiarów w dowolnych warunkach oświetleniowych.

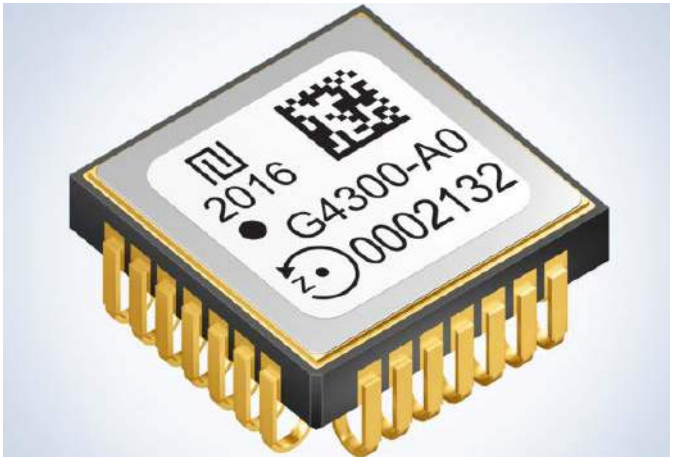
ADTF3175 zawiera źródło IR z optyką, diodą laserową i sterownikiem oraz tor odbiorczy z soczewką i filtrem pasmowo-przepustowym.



Ponadto został wyposażony w pamięć Flash do kalibracji i przechowywania oprogramowania firmware oraz regulatory do generowania lokalnych napięć zasilających. Oferuje kilka trybów pracy, zoptymalizowanych pod kątem systemów dalekiego i krótkiego zasięgu.

Wymiary modułu wynoszą 42×31×15,1 mm. Ceny hurtowe zaczynają się od 197 USD przy zamówieniach 1000 sztuk.

www.analog.com



Cyfrowy żyroskop MEMS o dużej stabilności i odporności na wibracje

Tronics GYPRO4300 to wysokostabilny i odporny na wibracje cyfrowy żyroskop jednoosiowy MEMS do zastosowań dynamicznych, charakteryzujący się zakresem pomiaru ±300°/s, szerokością pasma 200 Hz, opóźnieniem 1 ms i stabilnością 0,5°/h. Układ pracuje w zamkniętej pętli sprzężenia, zapewniając dużą liniowość i stabilność w dynamicznych warunkach pracy oraz skuteczne tłumienie wibracji (0,5°/h/g²). Może znaleźć zastosowanie w systemach pozycjonowania, nawigacji i stabilizacji w pojazdach lądowych, samolotach VTOL (*Vertical Take-Off and Landing*), dronach, przyrządach geodezyjnych oraz maszynach wiertniczych. Jest zamykany w hermetycznej, ceramicznej obudowie J-lead o wymiarach 12×12×5 mm, zapewniającej długi czas bezawaryjnej pracy i dużą odporność na cykliczne zmiany temperatury w krytycznych zastosowaniach. Komunikuje się za pośrednictwem 24-bitowego interfejsu SPI.

eprasa.pl 78ba6336e6

Dzięki miniaturowej obudowie i energooszczędnej pracy GYPRO4300 stanowi alternatywę dla nieporęcznych, drogich i energochłonnych urządzeń, takich jak żyroskopy dostrajane dynamicznie (DTG) i światłowodowe (FOG). Ze względu na półprzewodnikową konstrukcję wykazuje długi czas bezawaryjnej pracy (MTBF>1 miliona godzin), ponad 10-krotnie dłuższy niż DTG i FOG o podobnych osiągach. Wbudowana funkcja autotestu zapewnia zarówno wstępną weryfikację integralności czujnika, jak i ciągły test funkcjonalności podczas pracy.

www.tdk-electronics.tdk.com

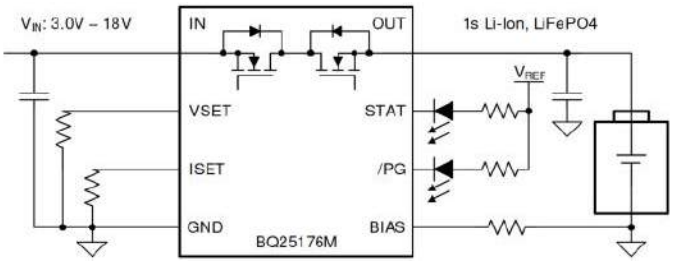
Czujniki ciśnienia względnego z kwalifikacją AEC-Q100 o dużej odporności na agresywne media

Firma Melexis wprowadza do oferty dwa scalone czujniki ciśnienia względnego o zwiększonej odporności na agresywne media (kwasy, fluorowce itp.), niewymagające montażu na płytkach drukowanych. Są to precyzyjne czujniki, kalibrowane fabrycznie, występujące w wersji z wyjściem analogowym (MLX90823) i z wyjściem cyfrowym SENT (MLX90825). Mogą pracować w trybie manometrycznym lub różnicowym.

MLX90823 i MLX90825 charakteryzują się zakresem pomiarowym od 0,1 do 1,5 b, dokładnością ±0,5% w całym okresie eksploatacji, czasem odpowiedzi równym 0,4 ms i szerokim zakresem temperatury pracy od –40 do +160°C (do +170°C przez maks. 10 minut). Uzyskały kwalifikacje AEC-Q100 i AEC-Q103-002, pozwalające na zastosowania w motoryzacji, m.in. w układach wentylacji i ograniczania emisji NOx oraz pompach powietrza wtórnego.

Struktura wewnętrzna obu układów obejmuje piezorezystancyjny sensor MEMS z krzemową membraną, zespół obwodów cyfrowych z regulatorem napięcia, wyjście analogowe lub SENT oraz niezbędne elementy pasywne, eliminujące konieczność dołączania elementów współpracujących. Wewnętrzne obwody zabezpieczające (nadnapięciowy/podnapięciowy do ±40 V, nad- i podciśnieniowy) zapewniają bezpieczną pracę i długi czas eksploatacji. Parametry konfiguracyjne są przechowywane w wewnętrznej pamięci EEPROM. Oba czujniki są zamykane w obudowach o wymiarach 14,6×9,0×3,7 mm.

www.melexis.com



Układ ładowania akumulatorów litowych współpracujący z panelem słonecznym

Najnowszy układ do aplikacji energy-harvesting firmy Texas Instruments, BQ25176M, umożliwia ładowanie pojedynczego ogniwa litowo-jonowego, litowo-polimerowego lub $LiFePO_4$ energią z panelu słonecznego. Generuje maksymalny prąd wyjściowy 800 mA. W przypadku gdy akumulator jest połączony równolegle z obciążeniem, prąd ładowania jest dzielony między obciążenie i ładowane ogniwo.

BQ25176M akceptuje napięcie wejściowe do maksymalnie 30 V. Pracuje w 4 fazach:

- rickle charge, trwającej do pojawienia się na ogniwie minimalnego napięcia VBAT_SHORT,
- ładowania wstępnego (*precharge*) do regeneracji ogniwa głęboko rozładowanego,
- ładowania stałym prądem (*fast charge*),
- doładowywania końcowego stałym napięciem.

We wszystkich fazach układ monitoruje temperaturę wewnętrzną, w razie potrzeby obniżając prąd ładowania. Zawiera czujnik poziomu naładowania ogniwa, czujnik natężenia prądu oraz pętle regulacji prądu i napięcia o dużej dokładności. Prąd i napięcie ładowania są programowane za pomocą rezystorów. Zakres regulacji prądu wynosi 10...800 mA, a napięcie ładowania może wynosić 4,05, 4,15, 4,2, 4,35 lub 4,4 V dla ogniw litowo-jonowych oraz 3,5, 3,6 lub 3,7 V dla ogniw $LiFePO_4$.

W stanie nieaktywnym układ automatycznie przełącza się w tryb uśpienia, ograniczający pobór mocy. Wykazuje bardzo mały prąd upływu, wynoszący 80 µA. Zapewnia dokładność pomiaru prądu i napięcia ładowania, wynoszące odpowiednio ±10% i ±0,5%. Zawiera zabezpieczenie nadnapięciowe, nadprądowe, zwarciowe i termiczne.

www.ti.com

Pierwsze w branży układy scalone z aktywnym filtrem EMI do zasilaczy o dużej gęstości mocy

Firma Texas Instruments opracowała pierwsze na rynku układy scalone z aktywnym filtrem EMI, umożliwiające projektowanie mniejszych, lżejszych i tańszych zasilaczy o dużej gęstości mocy, spełniających wymogi standardów regulacyjnych EMC. Obecnie oferta obejmuje wersje komercyjne: TPSF12C1 do aplikacji jednofazowych i TPSF12C3 do aplikacji trójfazowych oraz ich samochodowe odpowiedniki TPSF12C1-Q1 i TPSF12C3-Q1 z kwalifikacją AEC-Q100 grade 1, mogące pracować w temperaturze otoczenia od –40 do +125 °C.

TPSF12C1 i TPSF12C3 pozwalają zredukować poziom wytwarzanych zaburzeń EMI nawet o 30 dB w zakresie częstotliwości od 100 kHz do 3 MHz. Oznacza to możliwość zmniejszenia powierzchni montażowej dławików o połowę w porównaniu z filtrami pasywnymi, przy równoczesnym spełnieniu rygorystycznych wymagań w zakresie kompatybilności elektromagnetycznej. Struktura obu układów obejmuje sekcję czujnika, filtru, wzmacniacza i generatora prądu korekcyjnego. TPSF12C1 i TPSF12C3 emulują kondensatory Y w konwencjonalnej konstrukcji filtra pasywnego. Wykrywają zaburzenia w.cz. na każdej z linii zasilania i „wstrzykują" prądy redukujące szum (typ. ±80 mA) z powrotem do linii za pośrednictwem kondensatora wyjściowego. Wymagają przy tym współpracy z kondensatorami o stosunkowo

eprasa.pl 78ba6336e6

małej pojemności i wymiarach oraz pozwalają zredukować nawet o 80% indukcyjność dławików skompensowanych prądowo do tłumienia składowej sumacyjnej. Dodatkowo zmniejszają emisję ciepła w filtrze EMI.

Wersje do zastosowań motoryzacyjnych, TPSF12C1-Q1 i TPSF12C3-Q1 są zamykane w obudowach SOT-23-14 o powierzchni 4,2×2,0 mm. Ich ceny hurtowe zaczynają się od 0,78 USD przy zamówieniach 1000 sztuk. Odpowiedniki komercyjne TPSF12C1 i TPSF12C3 są dostępne w wersjach próbnych od kwietnia 2023, a rozpoczęcie produkcji seryjnej nastąpi w 2. połowie br. Firma Texas Instruments oferuje też zestawy ewaluacyjne TPSF12C1QEVM i TPSF12C3QEVM w cenie 75 USD. Pozostałe cechy:

- zakres napięcia zasilania od 8 do 16 V,
- zgodność z wymogami EMI CISPR 25 Class 5 w instalacjach samochodowych,
- odporność na impulsy udarowe do 5 kV (zgodnie z IEC 61000-4-5) przy minimalnej liczbie elementów zewnętrznych,
- wejście Enable,
- zabezpieczenie podnapięciowe z histerezą,
- zabezpieczenie termiczne z histerezą.

www.ti.com

Energooszczędny czujnik metanu MEMS o dużej selektywności

Figaro Engineering prezentuje zasilany bateryjnie czujnik metanu TGS8410, wyprodukowany w technologii MEMS. Charakteryzuje się on najmniejszym poborem mocy spośród wszystkich tego typu czujników dostępnych obecnie w ofercie firmy i może pracować do 5 lat na pojedynczej baterii litowej 2,8 V/2400 mAh. Wewnętrzny filtr eliminuje wpływ innych gazów (np. alkoholi), mogących wpływać na wynik pomiaru. Zapewnia to dużą selektywność, dzięki czemu TGS8410 nadaje się idealnie do zastosowań w detektorach wycieków metanu w instalacjach budynkowych i przemysłowych. Czujnik jest zamykany w standardowej obudowie TO-5.

www.figarosensor.com

Układ zarządzania pakietami akumulatorowymi Li-Ion i Li-polymer o napięciu do 25 V

L9961 to najnowszy układ BMS (*battery management system*) firmy STMicroelectronics, pozwalający wydłużyć żywotność i zwiększyć bezpieczeństwo pracy pakietów litowo-jonowych i litowo-polimerowych. Może on współpracować z pakietami o napięciu do 25 V, realizując funkcje monitorowania parametrów pracy, balansowania ogniw i zabezpieczające. Typowe zastosowania układu obejmują elektronarzędzia, systemy przechowywania energii, zasilacze UPS oraz aparaturę medyczną.

Wbudowana pamięć nieulotna na dane konfiguracyjne odciąża mikrokontroler host od konieczności programowania układu przy każdym uruchomieniu. Interfejs I²C służy do konfiguracji i wysyłania do współpracującego hosta parametrów roboczych, takich jak SOC (state-of-charge) i SOH (state of health).

Wbudowany 16-bitowy przetwornik A/C i wzmacniacz pomiarowy current-sense zapewniają dokładność pomiaru napięcia i prądu odpowiednio ±15 mV i 0,25%. Duża dokładność pomiaru umożliwia również precyzyjne równoważenie ogniw i zliczanie kulombów oraz wspiera funkcje bezpieczeństwa, w tym wykrywanie przepięcia, przetężenia i zwarcia podczas rozładowania. Po podłączeniu zewnętrznego termistora możliwe jest monitorowanie także temperatury pakietu, zapobiegając ryzyku przegrzania.

L9961 oferuje dwa tryby oszczędzania energii: głębokiego uśpienia i czuwania (standby), w których pobór prądu zmniejsza się odpowiednio do 2 μA i 5 μA. W trybie standby aktywny jest wewnętrzny regulator napięcia, pozwalający na szybkie wznowienie pracy.

Układ jest zamykany w obudowie VFQFPN-32 o powierzchni 5×5 mm. Jego ceny hurtowe zaczynają się od 1,19 USD przy zamówieniach 1000 sztuk.

www.st.com

REKLAMA

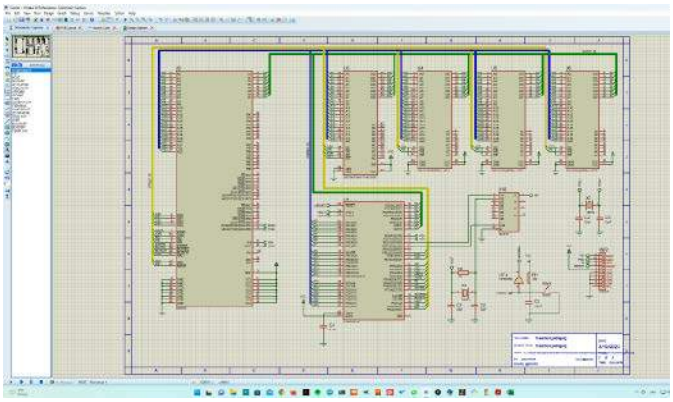
Świat projektantów i programistów
dla elektroniki w nowej odsłonie.
Odwiedź wiecznie młody

ELPORTAL.pl

eprasa.pl 78ba6336e6

dodaj do obserwowanych

Przedstawiamy redakcyjny wybór najciekawszych projektów spośród ostatnio anonsowanych w internecie. Są to projekty na różnych etapach realizacji. Warto się zapoznać z projektami zakończonymi i śledzić realizację projektów niegotowych, by czerpać z nich inspirację do własnych prac.



Programowy procesor eZ80 zaimplementowany w ATmega128

Motywacją do opracowania tego projektu było inne urządzenie – platforma sprzętowa o nazwie Agon light. Jest to ciekawe rozwiązanie, które może być stosowane do automatyzacji urządzeń itp. Oprogramowywanie jest pisane w języku BASIC. Moduł zawiera ciekawy mikrokontroler eZ80F92. Ponieważ procesor eZ80, jako osobny komponent jest dostępny w stosunkowo niewielkich ilościach, autor postanowił rozpocząć prace nad procesorem eZ80 jako softcore.

Ten programowy rdzeń ma działać w mikrokontrolerze ATmega128, przynajmniej podczas procesu projektowania. Dalsze tłumaczenie kodu C na Verilog będzie prostsze niż zaczynanie od zera w tym języku opisu sprzętu. Migracja na język, taki jak Verilog, jest finalnie konieczna, by możliwa była implementacja stworzonego softcore na układzie programowalnym (FPGA).

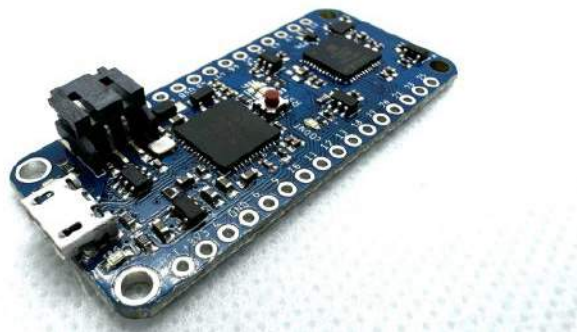
Aby wesprzeć swoje starania autor, przygotował koncepcyjny obwód komputerowy, którym dzieli się w tym projekcie. Podstawowym elementem podsystemu procesora jest procesor Zilog eZ80190 z 2 MB pamięci Flash ROM i 6 MB pamięci RAM. Za wejście i wyjście odpowiada prosty konwerter UART-USB. ATmega128 śledzi magistralę podsystemu procesora, dając mu całkowitą kontrolę nad procesorem eZ80190, w tym nad generowaniem cyklu zegara. Tymczasem podsystem debugowania rdzenia programowego może być odizolowany od podsystemu procesora magistrali i działać z pełnym taktowaniem 50 MHz.

Autor ma wcześniejsze doświadczenie w opracowywaniu softcore dla procesora 65C02 i jest przekonany, że uda mu się opracować rdzeń programowy dla procesora eZ80190. Warto obserwować jego dalsze starania w tym zakresie.

https://hackaday.io/project/189994-ez80-softcore-processor

Moduł z układem programowalnym w formacie Feather

IcyBlue Feather to moduł w standardzie Feather z FPGA iCE40, opracowany w celu zapewnienia interoperacyjności między łatwym w użyciu układem FPGA a ekosystemem Adafruit Feather. Zawiera układ iCE5LP4K, 2 MB pamięci SPI Flash, diodę LED RGB, 2 diody



LED użytkownika, 22 dostępne linie GPIO, wbudowany interfejs programowania FT232H oraz ładowarkę dla pojedynczego ogniwa litowo-polimerowego z zaprogramowanym prądem ładowania 200 mA.

IcyBlue przeszedł długą drogę od 2020 roku. Pierwotnie miał to być moduł feather z Lattice FPGA, który miał pozwalać na programowanie FPGA przez SPI z Adafruit Feather przy użyciu CircuitPythona. Podczas gdy ten plan jest nadal w toku, autor pracuje teraz nad tym, aby IcyBlue było jak najlepsze.

Wraz z uruchomieniem zbiórki na CrowdSupply autor zaczął się zastanawiać nad sposobami ulepszenia modułu przed wprowadzeniem go do sprzedaży, w tym nad pewnymi zmianami, które będą prezentowane w aktualizacjach na stronie produktu, już po oficjalnej premierze i rozpoczęciu zbierania zamówień.

W międzyczasie prowadzone są prace nad uczynieniem IcyBlue dostępnym i łatwym do tworzenia projektów. Powstać ma ekosystem dla IcyBlue wokół formatu feather, który obejmuje klasyczne ćwiczenia laboratoryjne FPGA, aby uczynić tę koncepcje bardziej dostępnymi. Przykłady kodu będą dostępne w serwisie GitHub w miarę ich opracowywania i udostępniania. Jeden taki przykład to klasyczna maszyna stanów i ćwiczenie z logiki kombinacyjnej – kontroler sygnalizacji świetlnej, Traffic Wing, który łączy w sobie również wizualną stronę takiego kontrolera, co ułatwia dostrzeżenie przejść i wizualizację oczekujących samochodów. W nadchodzących miesiącach ma się pojawić więcej interesujących projektów korzystających z IcyBlue, od koncepcji dla początkujących po zaawansowane.

https://hackaday.io/project/189998-icyblue-fpga-feather

BaffaNES – klon klasycznej, 8-bitowej konsoli Nintento

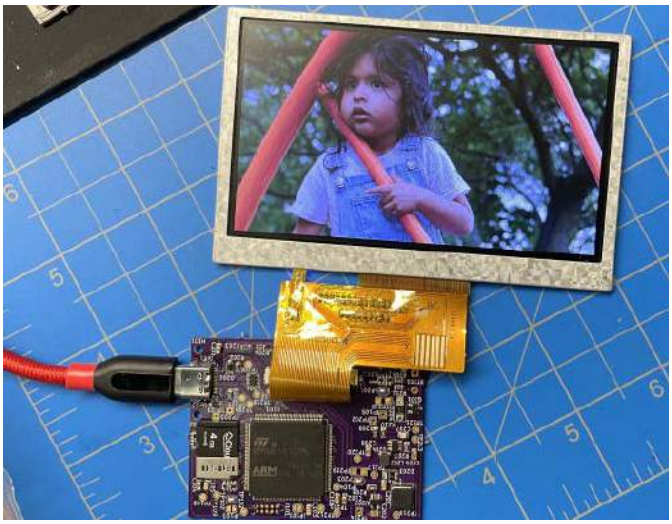
BaffaNES to klon konsoli Nintendo Entertainment System (NES), który oferuje dwa gniazda na kartridże (60- i 72-wyprowadzeniowe). Po projekcie BaffAtari autor postawił sobie za cel opracowanie 8-bitowego klona Nintendo. Minęło trochę ponad trzydzieści lat, odkąd autor otrzymał swojego NES-a, ale nadal gra w niektóre gry lub pokazuje je jako przykład projektowania gier. Adaptacje klasycznych gier Arcade z początku lat 80. opracowane na NES są świetne i jest to dobra okazja, aby w nie zagrać. Niestety, jak w przypadku wielu konstrukcji retro, sprzęt jest coraz rzadszy i trudniej dostępny.

eprasa.pl 78ba6336e6

Autor postanowił skonstruować klon konsoli, która mogłaby pracować samodzielnie lub mogłaby być podłączona do Baffa-2 (domowy komputer DIY, zaprojektowany przez autora) przez port rozszerzeń. W przyszłości możliwe będzie używanie konsoli obok komputera do ładowania gier i ewentualnie manipulowania zmiennymi za pomocą programu terminala. Niestety dokumentacja pozostawia wiele do życzenia, co oczywiście znalazło odzwierciedlenie w pierwszych schematach i wersjach PCB.

Obecnie, po kilku poprawkach, konsola działa idealnie i teraz autor pracuje nad ostateczną wersją płytki drukowanej dla systemu. Obsługuje ona natywnie dwa kontrolery famiclone, które mają inne wyprowadzenia niż oryginalne kontrolery Nintendo, ale są łatwiej dostępne. Prototyp jest w pełni funkcjonalny, a jedynym problemem jest dodatkowa płytka, która zawiera obwód wzmacniacza dźwięku.

https://hackaday.io/project/190004-baffanes



Fotos – kompaktowa, cyfrowa ramka dla zdjęć z integracją z Synology NAS

Prace nad projektem rozpoczęły się około marca 2021 roku. Autor chciał skończyć go w 6 miesięcy… minęły 2 lata i właśnie zbliża się do końca pierwszej iteracji. To dobrze pokazuje, że czasami rzeczy trwają dłużej, niżbyśmy tego chcieli, ale warto nie rezygnować. Projekt jest częściowo inspirowany aplikacją Apples Photos, ale także własnymi potrzebami i pomysłami autora. Podstawowym założeniem było zintegrowanie systemu z serwerem Synology NAS. Jednak obecnie autor chciałby rozwinąć projekt, aby dobrze integrował się z nie tylko z jego serwerem NAS, ale także innymi systemami NAS. Premiera planowana jest na Tindie w 2023 roku. Zakupy w przedsprzedaży mają pomóc autorowi kontynuować pracę.

https://tiny.pl/c7k34

Samochodowy cyfrowy kompas

Działanie tego urządzenia jest bardzo proste. Jest to kompas, który dokładnie pokazuje kierunek świata, w którym zmierza samochód, w którym go zamontowano. Czy to jest konieczne? Nie. Czy autor kiedykolwiek zabierał swojego jeepa w teren, gdzie kompas może się przydać? Również nie. Czy kiedykolwiek przeszkadzało mu to w realizacji tego projektu? Również nie. Projekt ten spełnia funkcję głównie estetyczną. Kompas mieści się na desce rozdzielczej jeepa autora i pokazuje kierunek podczas jazdy. Pozwala mu to powiedzieć „Tak, ten skręt w prawo, który właśnie wykonałem, to w rzeczywistości 90°".

W projekcie zastosowano ciekawy sowiecki wyświetlacz plazmowy IGV1-16, który jest dokładną kopią Burroughs Self-Scan (ale o wiele tańszy i bardziej dostępny).

Aby zmierzyć kierunek jazdy względem magnetycznej północy autor użył modułu USFSMAX 10 DOF firmy Pesky Products. Całość jest kontrolowana za pomocą płytki z Nucleo32 z mikrokontrolerem STM32L432KC i zestawu dodatkowych płytek.

Realizując projekt autor natknął się na kilka problemów. Cyfrowe kompasy nie są proste w implementacji, zwłaszcza w pojazdach. Ziemskie pole magnetyczne jest bardzo słabe, zwłaszcza w porównaniu z całym rozproszonym polem elektromagnetycznym, jakie generuje samochód. Po zainsalowaniu modułu kompasu, zamiast pokazywać północ, wskazywał on kierunek alternatora. Konieczne więc było znalezienie odpowiedniego miejsca w aucie i skalibrowanie go. Na szczęście auto, w jakim instalowany był kompas, to Jeep Wrangler z twardym dachem z włókna szklanego. Można było zatem zamontować IMU na dachu. To oznaczało jednak, że przewód interfejsu I²C modułu inercyjnego rozciągnął się na ok. 3 m, zatem konieczne było zastosowanie aktywnego drivera I²C, Adafruit LTC4311 I²C Extender/Active Terminator, który pozwolił na komunikację z prędkością 400 kHz na tej odległości. Częstotliwość zegara 1 MHz może czasami działać, ale może być zawodna.

Pierwotnie w systemie autor korzystał z IMU MPU-9250, mikrokontroler pobierał odczyty czujników z żyroskopu, magnetometru i akcelerometru przez intrfejs I²C, a następnie stosował filtr Mahony (podobny do filtra Kalmana), aby przekształcić te surowe odczyty w wartość azymutu. Problem polega na tym, że tego rodzaju filtry muszą być stale zasilane nowymi danymi i przeliczane z częstotliwością 400...2000 Hz, aby były dostatecznie dokładne. Byłoby to całkowicie w porządku, gdyby to było jedyne zadanie mikrokontrolera, ale w projekcie jest używany również wyświetlacz matrycowy, którego sterowanie wymaga zachowania pewnych zależności czasowych.

Prawdziwym wąskim gardłem był interfejs I²C. Mikrokontroler STM32L432KC działa z częstotliwością 80 MHz i ma sprzętową jednostkę zmiennoprzecinkową, więc mógłby dać radę wykonać wszystkie obliczenia wystarczająco szybko. Większym problemem jest jednak to, że czasy odczytu z I²C nie są spójne, więc czasami zajmują nawet około 400 µs – to zbyt długo, aby wyświetlać bez zakłóceń (czas

eprasa.pl 78ba6336e6

przestoju przekłada się na czas wyświetlania danej kolumny na wyświetlaczu i na jasność wyświetlanych pikseli).

Powyższe problemy sprawiły, że autor zmienił IMU na moduł USFSMAX firmy Pesky Products. Ma on wbudowany mikrokontroler MAX32660, który zbiera dane z IMU i wykonuje wszystkie obliczenia w sposób ciągły, dzięki czemu obliczony kierunek pozostaje dokładny, nawet jeśli główny mikrokontroler w danym momencie się nim nie zajmuje. Dodatkowo sposób komunikacji z tym modułem jest bardzo ciekawy i wygodny do integracji. Układ działa jak rodzaj wirtualnej pamięci EEPROM, co sprawia, że odczytywanie danych z niego jest bardzo proste i przypomina odczytywanie danych z pamięci I²C. Po prostu mikrokontroler wysyła adres, a on odpowiada zawartością tego rejestru.

Na stronie z projektem znajduje się kompletna dokumentacja do projektu, a także jego oprogramowanie, w tym linki do repozytoriów, które zawierają mnóstwo informacji na temat tego konkretnego modułu i ogólnie różnych czujników.

https://hackaday.io/project/190028-igv1-16-car-compass

Moduły rozwojowe Audio Dock do rozwijania aplikacji dźwiękowych z ESP32

Autor tego zestawu modułów już od kilku lat zajmuje się tworzeniem rozwiązań z układami z rodziny ESP. Wszystko zaczęło się od ESP8266, w którym moc procesora nie jest tak naprawdę wystarczająca do dekodowania audio w czasie rzeczywistym, więc jest się ograniczonym raczej do dosyć prostych rozwiązań. Potem pojawił się ESP32 i przyniósł dwa znacznie wydajniejsze rdzenie, które pozwalają na obsługę komunikacji i dekodowania audio w tym samym czasie. Być może najważniejsze było również to, że był wyposażony w pamięć PSRAM, pozwalającą na buforowanie sygnałów, niezbędne dla treści przesyłanych strumieniowo.

Teraz na rynek wchodzą nowe układy ESP32 z serii C i S, a ich potencjał jest obecnie w większości niewykorzystany. Z tą myślą autor skonstruował serię modułów Audio Dock. Powstały one, aby szybko prototypować całą gamę układów ESP8266 i ESP32 (w tym ESP32C3 i ESP32S2), zaczynając od najprostszych miniaturowych, a skończywszy na pełnowymiarowych głośnikach. Zostały one zaprojektowane tak, aby były łatwe w użyciu oraz łatwe do zmontowania i zminimalizowania kosztów.

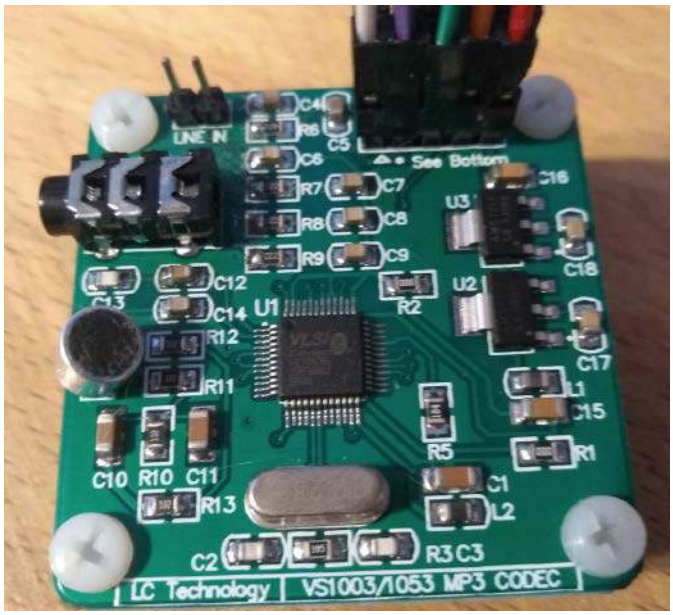
Autor przygotował 4 moduły. Najmniejszy z nich jest model ESP Audio Solo, który jest w zasadzie pojedynczym przetwornikiem cyfrowo-analogowym MAX98357 pobierającym zasilanie z szyny 5 V, dostarczając pojedynczy kanał monofoniczny o mocy 3 W. Jest kompatybilny z minimodułami ESP8266, ESP32C3 i ESP32S2 i oferuje funkcjonalność na poziomie podstawowym, ponieważ wszystkie wymienione układy to jednordzeniowe układy o małej wydajności.

Kolejny model, ESP Audio Duo, przeznaczony jest do współpracy z minimodułem ESP32. Dzięki obecności pamięci PSRAM nadaje się on do strumieniowego przesyłania dźwięku. ESP Audio Duo ma wyjście stereo, a poza tym jest to ten sam DAC, co w mniejszym module (razy dwa).

Następny moduł to HiFi-ESP32 wyposażony w DAC PCM5100. Nie ma on wzmacniacza mocy na wyjściu, więc potrzebny jest mu zewnętrzny wzmacniacz do sterowania głośnikami, ale jest w stanie wysterować słuchawki. HiFi-ESP32 również ma pamięć SRAM do buforowania. Aby zapewnić wysoką jakość dźwięku z przetwornika cyfrowo-analogowego, jest on zasilany z trzech niezależnych stabilizatorów LDO o bardzo niskim poziomie szumów. Dopóki ESP32 przesyła dane, można z tego układu oczekiwać prawdziwej jakości Hi-Fi.

Ostatni z modułów to Louder-ESP, który ma przetwornik cyfrowo-analogowy TAS5805M ze wzmacniaczem klasy D. Jest on w stanie dostarczyć moc 2×23 W przy obciążeniu 8 Ω. Oczywiście wymaga zewnętrznego źródła zasilania, więc moduł uzupełniony jest o przetwornicę obniżającą napięcie, aby stabilizować 3,3 V do zasilania ESP32, gdy nie jest podłączony do USB. Podobnie jak reszta elementów, moduł ten ma wbudowany chip pamięci statycznej do buforowania.

https://tiny.pl/c7k3z



Internetowy moduł radiowy

To proste urządzenie integruje w sobie moduł z mikrokontrolerem ESP32 oraz kodek VS1053 i pozwala na sprzętowo akcelerowane odtwarzanie radia internetowego. Układu ESP32 nie trzeba opisywać. Ten dwurdzeniowy mikrokontroler ma wbudowane wszystkie elementy niezbędne do komunikacji przez Wi-Fi i korzystania z usług w sieci Internet. W tym projekcie odbiera on strumień audio z radia internetowego i przekazuje dane do zewnętrznego kodeka. VS1053 to sprzętowy kodek audio, który obsługuje formaty takie jak MP3, Ogg Vorbis, AAC, WMA, FLAC oraz MIDI. Pozwala na dekodowanie

REKLAMA

ZAJRZYJ NA TE STRONY

www.piekarz.pl
części elektroniczne
sprzedaz@piekarz.pl tel. 22 599 49 70

GAMMA
info@gamma.pl
www.gamma.pl
PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE

RACK i Eurocarta 19" Wyposażenie szaf 19"
www.obudowa.pl
Producent obudów dla elektroniki tel. 032-230-2301

eprasa.pl 78ba6336e6

strumienia audio radia internetowego, a wbudowany przetwornik cyfrowo-analogowy konwertuje zdekodowany sygnał na sygnał analogowy. Układ ma też zintegrowany niewielki driver na wyjściu analogowym, który pozwala na wysterowanie niewielkiego obciążenia, takiego jak np. słuchawki.

https://hackaday.io/project/190057-internet-radio

Crius Vertical – kontroler MIDI z interfejsem USB na bazie Arduino

Zaprezentowany moduł jest prostym kontrolerem USB MIDI, który składa się z 8 potencjometrów używanych do kontrolowania parametrów wtyczki VST w programie DAW, którego autor używa do tworzenia muzyki. W jego przypadku oprogramowaniem DAW jest ABLETON LIVE, więc naturalnie ten kontroler MIDI musi być Plug and Play, aby był rozpoznawany przez to oprogramowanie bez konieczności instalacji dodatkowych wtyczek. Dlatego autor użył Arduino Pro Micro z odpowiednim oprogramowaniem.

Drugim wymaganiem jest automatyczne mapowane pokręteł do parametrów wtyczki VST w DAW, tak aby nie było potrzebne każdorazowe edytowanie ustawień po podłączeniu urządzenia do komputera. Dzięki temu wystarczy podłączyć system do PC i już można korzystać ze sterowania Abletonem, bez konieczności modyfikacji jego ustawień. Na koniec autor chciałby uzyskiwać wizualną informację zwrotną o wartościach potencjometru, dlatego też dodał do systemu diody RGB, które umieszczono wokół pokręteł. Zmieniają one swój kolor w zależności od ustawień pokręteł.

Obecnie autor ukończył już budowę prototypu, ale zamierza dalej go rozwijać. Teraz skupia się na dwóch zadaniach:

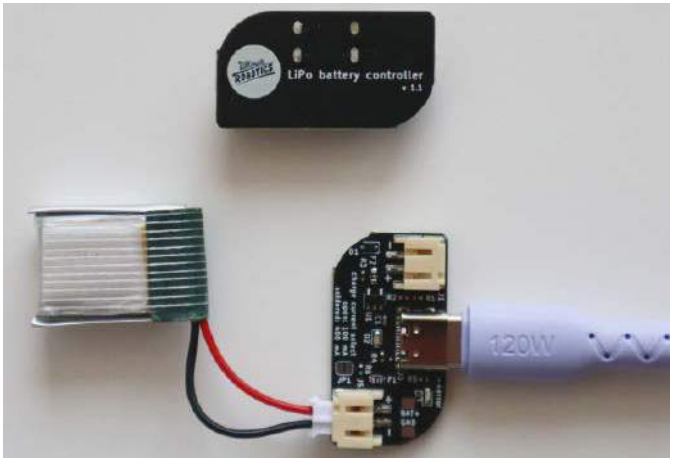
- projekcie drukowanej w 3D obudowy, w której zmieszczą się wszystkie komponenty systemu,
- zaprojektowaniu płytki drukowanej dla wszystkich elementów, aby zmniejszyć przestrzeń zajmowaną przez urządzenie.

https://tiny.pl/c72ql

Moduł ładowarki ogniwa litowo-polimerowego

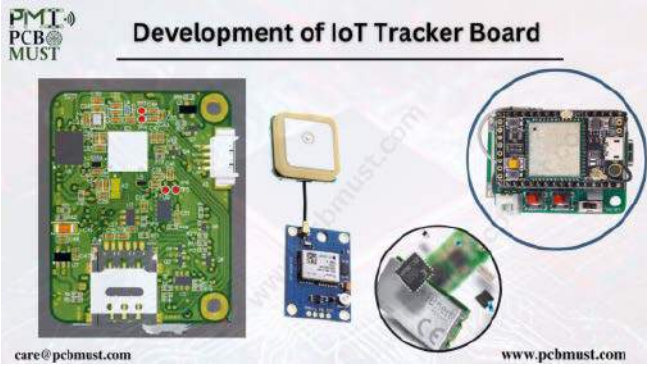
Ten kompaktowy moduł kontrolera ładowania akumulatorów litowo-polimerowych powstał jako opcja innego projektu zespołu autorów – uMyo – opaski zintegrowanej z elektromiografami, jaką prezentowaliśmy na łamach Dodaj do Obserwowanych kilka miesięcy temu. W związku ze zmianą konstrukcji płytki w nowej wersji urządzenia zdecydowano się przenieść jednostkę ładującą na osobną płytkę. Tak oto pojawił się opisany moduł.

Jest całkowicie autonomiczny i można nim ładować akumulatory (zarówno ze złączem JST, jak i bezpośrednio lutowane) w innych systemach. Chociaż pod względem funkcji jest podobny do standardowych modułów z kontroleremTP4056, ma nieco inny cel. Zawiera wbudowane zabezpieczenie przed odwrotną polaryzacją napięcia



zasilania oraz zabezpieczenie nadprądowe (ale bez zabezpieczenia przed głębokim rozładowaniem ogniwa) i domyślnie zapewnia prąd ładowania 100 mA, dzięki czemu lepiej nadaje się do małych akumulatorów. Prąd ładowania można zmienić na 400 mA. Zabezpieczenie przed odwrotną polaryzacją jest o tyle istotne, że nie istnieje żaden standard polaryzacji w złączu JST, więc nierzadką sytuacją jest podłączenie ogniwa odwrotnie.

https://hackaday.io/project/190067-lipo-battery-charging-module



Moduł trackera IoT

Do zespołu projektowego, zajmującego się tym trackerem, zgłosiła się osoba, potrzebująca modułu Internetu Rzeczy do śledzenia pojazdów w ramach działalności logistycznej. Klientowi zależało na kompaktowym i niezawodnym urządzeniu, które mogłoby śledzić położenie jego pojazdów dostawczych i dostarczać danych o miejscu ich pobytu w czasie rzeczywistym. Urządzenie ma łączyć się z Internetem za pośrednictwem sieci komórkowych i musi mieć długą żywotność baterii. Warto obserwować postępy w tym projekcie, by zobaczyć, jakie rozwiązania zastosowane zostaną do spełnienia tych wymagań.

https://tiny.pl/c72qv

Sonda magistrali I²C i interfejsu szeregowego z modułem TTGO T1 Display

W przypadku tego prostego układu, jak to często bywa, potrzeba była główną motywacją. Autor podczas realizacji innego projektu musiał sporo czasu spędzić na debugowaniu komunikacji przez interfejsy szeregowe – UART oraz I²C. Aby poradzić sobie z tym problemem, skonstruował mobilną sondę, którą można sprawdzić urządzenia. Użył w tym celu w pierwszej kolejności modułu Seeduino Xaio, ale okazał się on nie najwygodniejszy w programowaniu. Nie miał ponadto wszystkich

eprasa.pl 78ba6336e6

wymaganych peryferiów na płytce. Druga iteracja zawierała wyświetlacz Lilygo TTGO T1 z ESP32. Kompletne oprogramowanie dla modułu zawarte jest na stronie z projektem.

Działanie układu jest bardzo proste. Wystarczy podłączyć SDA do 21 pinu i SCL do 22 pinu mikrokontrolera lub, dla interfejsu szeregowego, podłączyć linię TX do pinu 17 (układ ma tylko wejście, nie nadaje, dlatego wystarczy jedna linia).

Układ zasilany jest z baterii. Wdrożono szereg mechanizmów, pozwalających na oszczędzanie energii. Ekran jest usypiany po krótkim czasie w przypadku, gdy TTGO jest zasilane bateryjnie. Wystarczy wcisnąć lewy przycisk, aby go wybudzić. Obudzi się również po odebraniu nowych danych. Za każdym razem, gdy pojawią się nowe dane, niezależnie od tego, czy są to dane szeregowe, czy I²C, zostaną one wyświetlone na ekranie.

Przytrzymanie lewego przycisku wstrzymuje bieżący ekran, co jest przydatne, aby zapobiec zbyt szybkiemu przewijaniu wskazań. Kliknięcie prawego przycisku zmienia z trybu tekstowego na binarny. Długie naciśnięcie prawego przycisku pozwala wybrać szybkość transmisji.

Należy pamiętać, że ograniczony rozmiar ekranu i małe bufory UART mogą zostać łatwo przeciążone przez szybko napływające dane szeregowe. W takim przypadku ramki szeregowe będą pomijane, co oznacza utratę danych. Jest to prosta sonda, więc nie osiągnie perfekcji i nie zastąpi nam np. Putty, ale jest także o wiele prostsza i bardziej mobilna niż komputer PC.

https://tiny.pl/c72xt
https://tiny.pl/c72x7

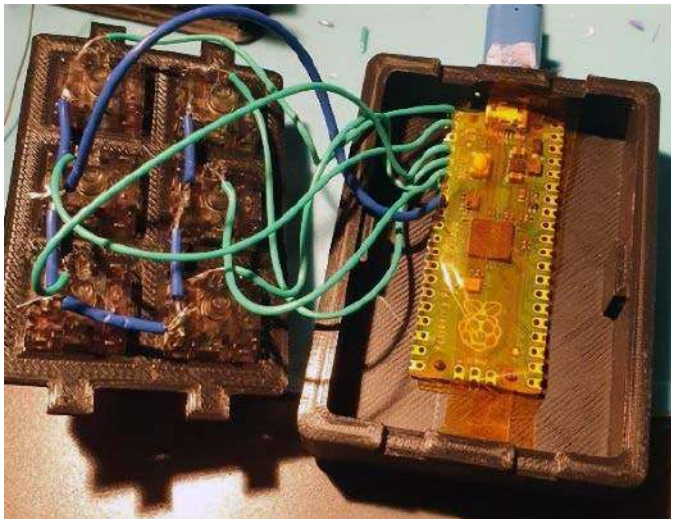
Klawiatura makro na Raspberry Pi Pico

Zaprezentowany projekt to ultraprosta, programowalna klawiatura makro. Konstrukcja bazuje na płytce Raspberry Pi Pico, której sercem jest układ RP2040. Oprócz wspomnianej płytki w module znajduje się sześć mechanicznych przycisków. Istnieje pełna dowolność w wyborze przycisków. Autor zastosował przyciski Durock T1 67g Tactile z gumowymi nakładkami Tai-hao.

Cały układ zamknięty jest w obudowie wykonanej w druku 3D. W repozytorium na GitHubie umieszczono, oprócz odnośnika do projektu obu części drukowanej obudowy, także instrukcję montażu.

Klawiatura oprogramowana jest w CircuitPythonie w wersji 7.0.0-rc.1. Konfiguracja klawiszy jest dosyć prosta – matryca z poszczególnymi skrótami zapisywana jest w postaci pliku JSON, więc łatwo można ją zmienić. Wystarczy podmienić plik w Raspberry Pi Pico i zresetować klawiaturę, odpinając ją na chwilę od komputera.

https://github.com/emanuelen5/pico-macro-keyboard/
https://hackaday.io/project/190113-rpi-pico-macro-keyboard



REKLAMA

eprasa.pl 78ba6336e6

AVT sklep

W ofercie AVT*

AVT6001

Podstawowe parametry:
- wzmacniacz jest inspirowany jednym z kultowych wzmacniaczy lampowych – Sansui AU70, lecz nie jest jego wierną kopią,
- zrezygnowano z oryginalnych lamp mocy 7189A, zastępując je pentodami 6P14P-EV, rezygnowano również z lampy sterującej 6AN8, zamiast niej zastosowano radziecką lampę 6F1P,
- wzmacniacz nie zawiera części przedwzmacniacza, nie ma żadnych regulacji barwy, ale zachowano z oryginalnej konstrukcji funkcję filtra presence,
- moc wzmacniacza wynosi ok. 2×20 W.

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.ulubionykiosk.pl/media

Projekt 252	Hybryda Bis – wzmacniacz hybrydowy z niekonwencjonalnym zasilaniem (EP 6/2021)
Projekt 252	Hybrydowy wzmacniacz lampowy (EP 1/2021)
AVT5827	Przedwzmacniacz lampowy do gramofonu (EP 12/2020)
----	Automatyczny wyciszacz dźwięku po zaniku zasilania (EP 9/2020)
----	Wzmacniacz lampowy z regulacją barwy dźwięku (EP 5/2020)
Projekt 248	Wzmacniacz lampowy CFB (cathode feedback) (EP 11/2019)
AVT5727	Hybrydowy wzmacniacz słuchawkowy na lampie Nutube 6P1 (EP 11/2019)
AVT5719	Przedwzmacniacz na lampie Nutube 6P1 (EP 10/2019)

* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja **[B]** nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji **[B]** zawiera elementy elektroniczne (w tym **[UK]** – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- **wersja [C]** – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw **[B]** (elementy wlutowane w płytkę PCB),
- **wersja [A]** – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji.

Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz!
http://sklep.avt.pl

W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: **kity@avt.pl**.

Sansuix

– lampowy wzmacniacz mocy 2×20 W (1)

Wzmacniacz mocy jest jednym z głównych elementów toru audio decydującym o jakości odtwarzanego dźwięku. W początkach rozwoju elektroakustyki parametry wzmacniaczy lampowych były dość mierne. Jednak z czasem zostały dopracowane i zyskały uznanie nawet wymagających użytkowników. W artykule został zaprezentowany projekt inspirowany jednym z kultowych wzmacniaczy lampowych – Sansui AU70.

Pierwsze wymagania dla wzmacniaczy z okresu międzywojennego zakładały dopuszczalny poziom zniekształceń harmonicznych na poziomie 5%. Ze względu na słabe parametry lamp stosowano układy wzmacniaczy klasy B ze sprzężeniem transformatorowym, ponieważ zapewniały dużą sprawność. Co ciekawe, źródła z tamtego okresu podają, że jakość dźwięku kinowego była niska, ale widzowie byli z niego zadowoleni.

Z czasem opracowywano coraz lepsze konstrukcje, na przykład na bazie znanych i stosowanych do dzisiaj lamp 300A i 300B. Rozwój ten nie był szybki, a jedną z głównych przyczyn był brak źródeł dźwięku o wysokiej jakości. Nie mogły go zapewnić transmisje radiowe AM czy płyty gramofonowe wykonane z szelaku. Prace nad wzmacniaczami wyższej jakości zostały zatrzymane przez wybuch II wojny światowej, ale zaraz po jej zakończeniu ruszyły na nowo. W drugiej połowie lat 40. XX wieku opracowano układy wzmacniaczy lampowych audio, które są aktualne do dzisiaj.

Bardzo ważną rolę odegrali tutaj dwaj Brytyjczycy: Walter Tusting Cocking i Theo Williamson.

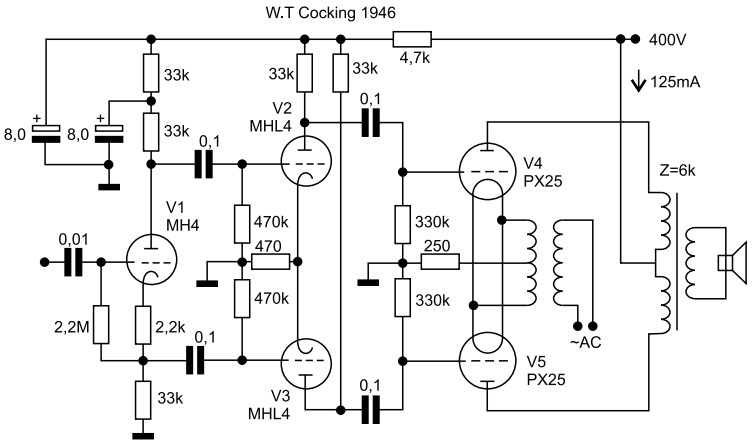
Cocking już w latach 30. uważał, że dopuszczalne zniekształcenia na poziomie 5% są zbyt wysokie i wyznaczył cele potrzebne do uzyskania wysokiej wierności: niskie zniekształcenia harmoniczne, niskie zniekształcenia fazowe. W roku 1946 pokazał schemat wzmacniacza pracującego w klasie A (**rysunek 1**) ze sprzężeniem RC, ale bez

eprasa.pl 78ba6336e6

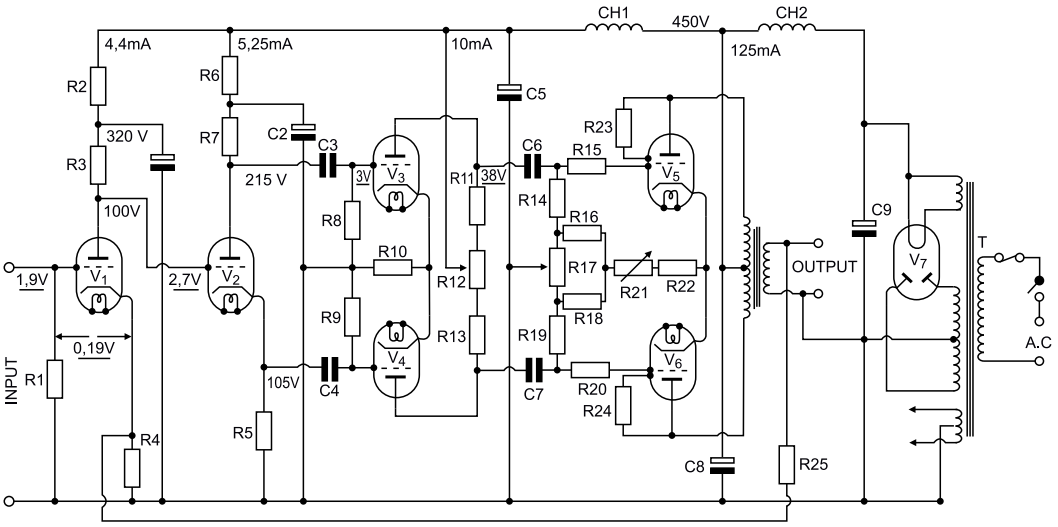
pętli ujemnego globalnego sprzężenia zwrotnego. Prace Cockinga rozwinął T. Willimason. O ile dzisiaj o Cockingu mało kto słyszał o tyle Willimason jest postrzegany jako ktoś, kto opracował podwaliny nowoczesnych wzmacniaczy lampowych wysokiej klasy.

Williamson przede wszystkim postawił sobie kilka istotnych wymagań dotyczących konstrukcji wzmacniacza akustycznego wysokiej klasy:

- niskie zniekształcenia nieliniowe rozumiane jako suma iloczynów zniekształceń harmonicznych i intermodulacyjnych do maksymalnej mocy wyjściowej i w całym użytecznym paśmie od 10 Hz do 20 kHz;
- liniowa charakterystyka częstotliwościowa i stała moc w całym paśmie akustycznym;
- pomijalne przesunięcia fazowe w całym pasmie akustycznym;
- niska impedancja wyjściowa i wysoki współczynnik tłumienia. Impedancja wyjściowa wzmacniacza musi być niższa niż impedancja głośnika;
- moc wyjściowa od 10 do 20 W.



Rysunek 1. Wzmacniacz Cockinga (źródło Wikipedia)



Rysunek 2. Schemat wzmacniacza Williamsona

Wzmacniacz Williamsona ma stopień wyjściowy push-pull pracujący w klasie A i bazujący na triodach. Inaczej niż Cocking, Williamson uważał, że taki stopień może zapewnić wysoką jakość odtwarzania tylko wtedy, kiedy wzmacniacz jest objęty globalną pętlą ujemnego wzmocnienia zwrotnego o głębokości 20…30 dB. Do dzisiaj nie brakuje zwolenników wzmacniaczy bez ujemnego sprzężenia. Takie wzmacniacze mają gorsze parametry, ale lepiej reagują na przeciążenie przy maksymalnych poziomach mocy. Są też trudniejsze do wykonania, ponieważ lampy muszą być bardzo dokładnie dobierane.

Williamson projektował swój wzmacniacz w wolnym czasie, kiedy pracował w firmie Marconi. Traktował swoją działalność jak hobby. Seria artykułów w dziale DIY we wpływowym czasopiśmie „Wireless World" spowodowała, że autor stał się bardzo popularny, a jego wzmacniacz okrzyknięto jako referencyjny. Artykuły opisywały szczegółowo konstrukcję, sposób uruchamiania i wymagania, jakie musiał spełniać transformator głośnikowy. Pierwotny projekt był podatny na wzbudzenia i dlatego została opracowana nowa ulepszona wersja pozbawiona tej wady. Na **rysunku 2** pokazano schemat ideowy wzmacniacza Williamsona opublikowany w dokumencie *The Williamson Amplifier Design for a High-quality Amplifier* z czasopisma „Wireless World".

We wzmacniaczu pokazanym na rysunku 2 w stopniu końcowym zastosowano tetrody strumieniowe KT66 i mimo dość wysokiego napięcia anodowego uzyskano moc tylko 2×15 W. Wynika to z małej sprawności klasy A. Z czasem wymagania użytkowników rosły i żeby uzyskać większą moc, zaczęto stosować wzmacniacze przeciwsobne pracujące w kasie AB. Topologicznie nie różnią się od wzmacniacza przeciwsobnego push-pull pracującego w kasie A. Jedyna różnica to dobór punktu pracy lamp mocy tak, by przy większych sygnałach wzmacniacz przechodził płynnie do pracy w kasie B. Klasa AB ma większą sprawność kosztem niewielkiego wzrostu zniekształceń.

Wzmacniacze lampowe w dużej mierze bazujące na koncepcji Williamsona były intensywnie rozwijane aż do końca lat 60.

Wykaz elementów, kupuj na stronie sklep.avt.pl (Warszawa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl)

Jeden kanał wzmacniacza

Rezystory:
R1: 1 MΩ/0,5 W
R78: 300 Ω/0,5 W
R80: 1,5 kΩ/0,5 W
R82: 2 kΩ/0,5 W
R84: 560 kΩ/0,5 W
R86: 150 kΩ/0,5 W
R88: 12 kΩ/0,5 W
R90: 6,2 kΩ/0,5 W
R92, R95: 33 kΩ/2 W
R97, R99: 250 kΩ/0,5 W
R101, R103: 1 kΩ/0,5 W
VR8: 2×100 kΩ potencjometr stereo logarytmiczny

Kondensatory:
C1: 1000 μF/35 V
C56: 220 nF/50 V
C58: 470 nF/400 V
C60: 82 pF/400 V
C62, C64: 330 nF/400 V
33 μF/35 V elektrolityczny

Półprzewodniki:
D6, D7: 1N4148
BR1: mostek prostowniczy okrągły 1 A/250 V

Pozostałe:
Lampa 6P14P-EV (2 sztuki dla jednego kanału, lecz dobierane czwórkami – kwadry, dla obu kanałów)
Lampa 6F1P (1 sztuka dla jednego kanału, lecz dobierane parami, dla obu kanałów)
Transformator głośnikowy UTM7077
RE1, RE2: przekaźnik miniaturowy (1 sztuka dla jednego kanału)
Gniazdo cinch kątowe do druku

Zasilacz

Rezystory:
R94: 50 kΩ/0,5 W
R118: 150 kΩ/0,5 W
R119: 15 kΩ/0,5 W
R120: 3,9 kΩ /2 W
R121: 8,2 kΩ/10 W
R124: 470 Ω/0,5 W
VR10, VR11: 20 kΩ potencjometr precyzyjny
VR12, VR13: 500 Ω potencjometr precyzyjny

Kondensatory:
C26, C27, C76: 47 μF/63 V
C66, C69, C70: 47 μF/500 V
C68: 22 μF/100 V
C71: 100 μF/450 V

Pozostałe:
Transformator sieciowy UTM9070

eprasa.pl 78ba6336e6

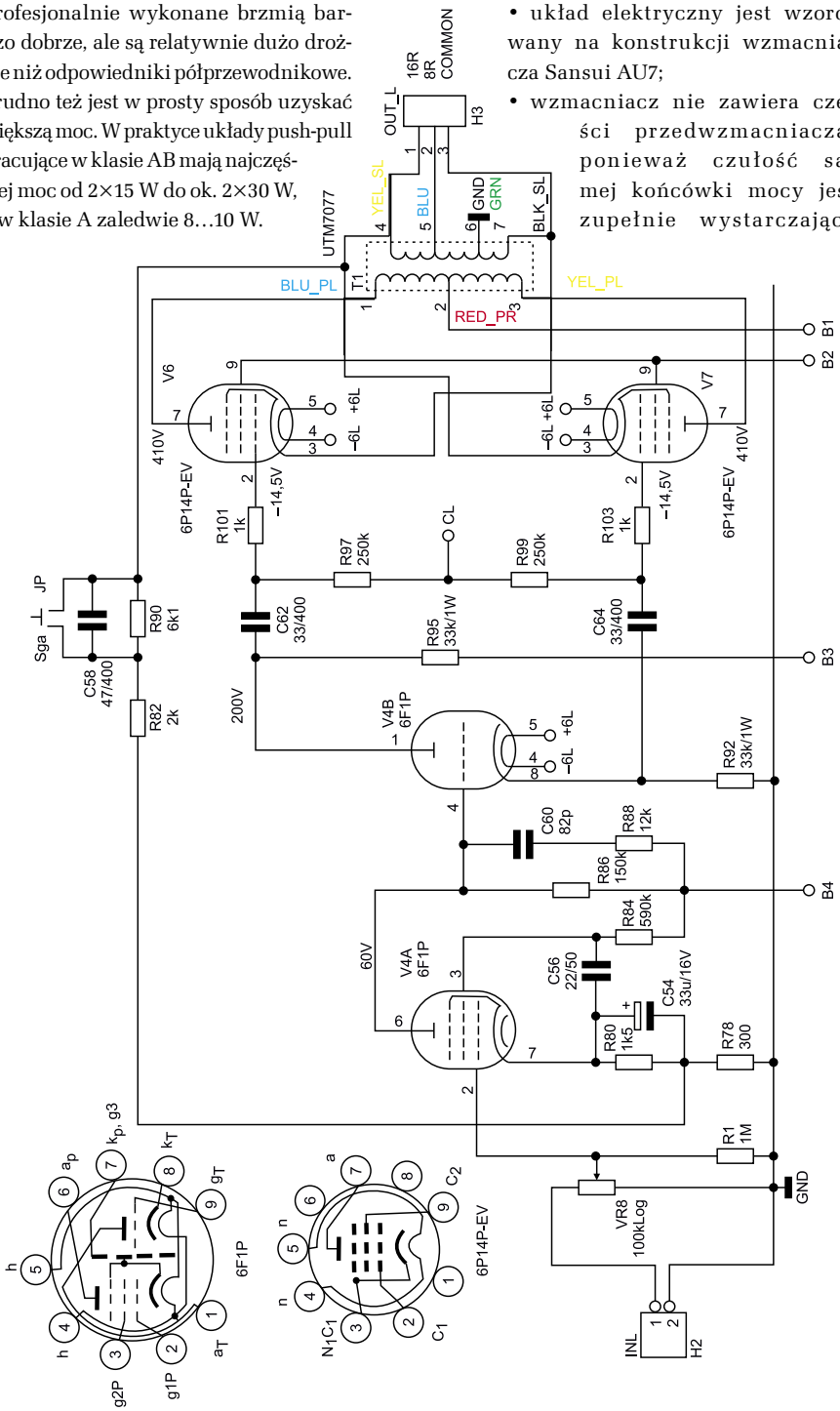
XX wieku, kiedy to zaczęto na szeroką skalę projektować i sprzedawać wzmacniacze tranzystorowe. Wzmacniacze tranzystorowe zostały szybko zaakceptowane zarówno przez konsumentów, jak i przez producentów sprzętu audio. Osiągały bardzo dobre parametry, a były tańsze, ekonomiczne w eksploatacji i bardziej niezawodne. Wzmacniacze lampowe zniknęły z domowego stereo, a były używane i cenione na przykład przez gitarzystów.

Jednak zwolennicy dobrego brzmienia po jakimś czasie zorientowali się, że stare lampowce brzmią bardzo dobrze i od lat 90. XX wieku takie wzmacniacze zaczęły być ponownie popularne. Dzisiaj to dość spory segment rynku wzmacniaczy dla bardziej wymagających użytkowników. Profesjonalnie wykonane brzmią bardzo dobrze, ale są relatywnie dużo droższe niż odpowiedniki półprzewodnikowe. Trudno też jest w prosty sposób uzyskać większą moc. W praktyce układy push-pull pracujące w klasie AB mają najczęściej moc od 2×15 W do ok. 2×30 W, a w klasie A zaledwie 8…10 W.

Wiele nowoczesnych konstrukcji wzmacniaczy jest wzorowanych na koncepcji Williamsona. Konstruktorzy też czerpią inspiracje ze starych sprawdzonych konstrukcji. Zaprezentowany tu projekt jest inspirowany jednym z kultowych wzmacniaczy lampowych – Sansui AU70. Wzmacniacz ten zbudowany i oferowany w połowie lat 60. przetrwał próbę czasu. Stał się kultowy ze względu na bardzo dobre brzmienie. Dzisiaj nawet mocno zaniedbane egzemplarze z uszkodzonymi transformatorami głośnikowymi osiągają cenę kilkunastu tysięcy złotych.

Konstrukcja opisanego wzmacniacza bazuje na kilku podstawowych założeniach:

- układ elektryczny jest wzorowany na konstrukcji wzmacniacza Sansui AU7;
- wzmacniacz nie zawiera części przedwzmacniacza, ponieważ czułość samej końcówki mocy jest zupełnie wystarczająca do sterowania współczesnymi źródłami sygnału na przykład DAC;
- układ nie ma żadnych regulacji barwy, ale zachowano z oryginalnej konstrukcji funkcję filtra *presence* realizowanego przez przełączaną zmianę charakterystyki układu globalnego sprzężenia zwrotnego;
- ze względu na dostępność i cenę zrezygnowano z oryginalnych lamp mocy 7189A, zastępując je radzieckimi pentodami 6P14P-EV. jest to militarna wersja lampy 6P14P. Zrezygnowano również z lampy sterującej 6AN8. Ta lampa jest jeszcze dostępna, ale jej cena jest wysoka. Zamiast niej zastosowano radziecką lampę 6F1P;
- układ wzmacniacza i zasilacza jest montowany na jednej płytce drukowanej.



Rysunek 3. Schemat jednego kanału wzmacniacza mocy

Budowa i działanie

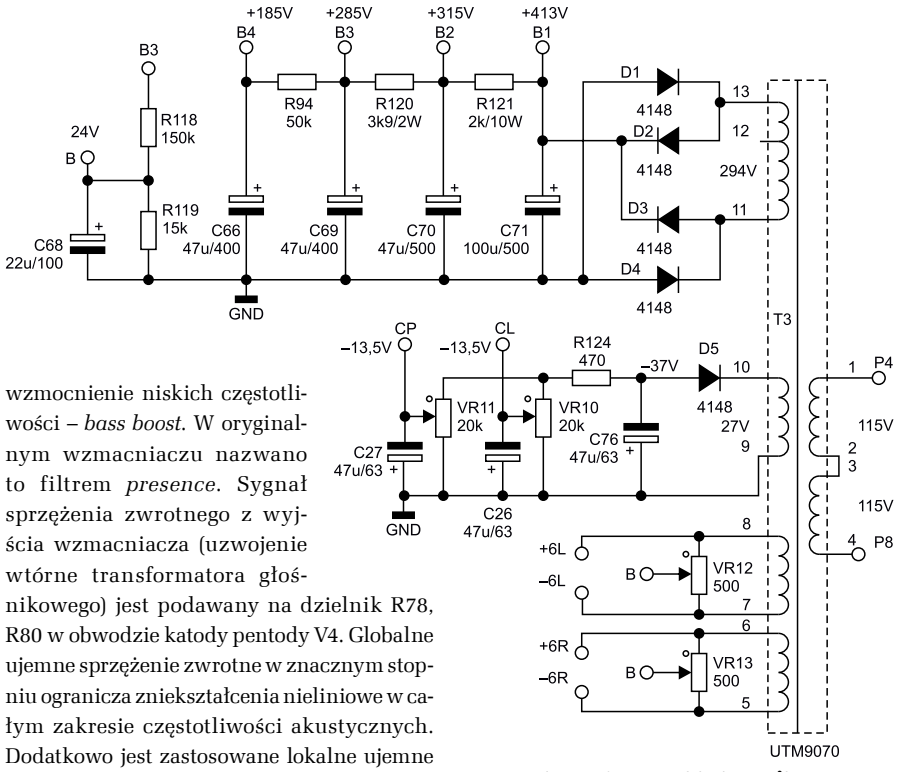
Schemat jednego kanału wzmacniacza mocy został pokazany na **rysunku 3.** Sygnał z potencjometru regulacji siły głosu jest podawany na siatkę sterująca pentody lampy V4 6F1P. Ta pentoda pracuje w układzie niskoszumnego wzmacniacza wstępnego. Rezystor R1 zapewnia automatyczną polaryzację napięciem ujemnym siatki. Uwaga: na wejściu wzmacniacza nie ma kondensatora sprzęgającego i trzeba zadbać, żeby sygnał wejściowy nie miał żadnej składowej stałej i nie zmieniał punktu pracy pentody lampy V4.

W obwodzie katody pentody jest umieszczony dzielnik rezystancyjny zbudowany z rezystorów R78 i R80. Do tego dzielnika jest podawany sygnał globalnego ujemnego sprzężenia zwrotnego pobieranego z uzwojenia wtórnego transformatora głośnikowego. Kondensator C54 redukuje wpływ lokalnego ujemnego sprzężenia zwrotnego dla napięć zmiennych powstającego w układzie z opornikiem katodowym. Wzmocniony sygnał trafia na siatkę sterującą układem odwracacza fazy zbudowanym na triodzie lampy V4 6F1P. Rezystor R88 i kondensator C60 stanowią układ kształtujący charakterystykę częstotliwościową i zapobiegają ewentualnemu wzbudzaniu się wzmacniacza.

Sygnały z katody i anody triody V4 maja równe amplitudy i są odwrócone w fazie o 180 stopni. Stopień końcowy pracuje w układzie Push-Pull w klasie AB. Napięcia sterujące z odwracacza fazy przez kondensatory C62 i C64 eliminujące składową stałą trafiają na siatki sterujące pentod V6 i V7. Punkt pracy tych pentod ustala regulowane napięcie polaryzacyjne – bias, podawane z układu zasilacza do punktu CL wzmacniacza. Bias powinien mieć wartość z zakresu od –14,5 V do –18 V. Moc wzmacniacza wynosi ok. 20 W w każdym z kanałów.

W pętli globalnego sprzężenia zwrotnego o głębokości 26 dB są umieszczone elementy R82, R90 i C28. W układ jest wbudowany przełącznik pozwalający kształtować charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza. Zwarcie R90 i C58 powoduje

eprasa.pl 78ba6336e6



Rysunek 4. Schemat układu zasilacza

wzmocnienie niskich częstotliwości – *bass boost*. W oryginalnym wzmacniaczu nazwano to filtrem *presence*. Sygnał sprzężenia zwrotnego z wyjścia wzmacniacza (uzwojenie wtórne transformatora głośnikowego) jest podawany na dzielnik R78, R80 w obwodzie katody pentody V4. Globalne ujemne sprzężenie zwrotne w znacznym stopniu ogranicza zniekształcenia nieliniowe w całym zakresie częstotliwości akustycznych. Dodatkowo jest zastosowane lokalne ujemne sprzężenie zwrotne poprzez podłączenie katod pentod mocy do masy przez odczepy uzwojenia wtórnego transformatora głośnikowego.

Transformator głośnikowy

Transformator głośnikowy wzmacniacza lampowego to jego kluczowy element decydujący w dużej mierze o parametrach wzmacniacza i końcowym efekcie brzmieniowym. Williamson w swoich artykułach poświęcił wiele uwagi transformatorom głośnikowym. Wymienił szereg potencjalnych problemów powodowanych przez nieprawidłowo zaprojektowane transformatory:

- zniekształcenia spowodowane niską indukcyjnością uzwojenia, wysoką reaktancją upływu i zjawiskami rezonansu;
- zniekształcenie spowodowane przesunięciem fazowym wytwarzanym, gdy źródłem ujemnego sprzężenia zwrotnego jest uzwojenie wtórne transformatora. Są to oscylacje pasożytnicze spowodowane przesunięciem fazowym wytwarzanym w obszarze wysokich częstotliwości;
- zniekształcenia intermodulacyjne i harmoniczne w stopniu wyjściowym spowodowane przeciążeniem przy niskich częstotliwościach, gdy indukcyjność pierwotna jest niewystarczająca;
- zniekształcenia harmoniczne i intermodulacyjne powodowane przez nieliniową zależność między strumieniem a siłą magnesującą w materiale rdzenia. To zniekształcenie jest zawsze obecne, ale ulegnie znacznemu pogorszeniu, jeśli gęstość strumienia w rdzeniu przekroczy bezpieczną granicę;
- zniekształcenia harmoniczne wprowadzone przez nadmierną rezystancję w uzwojeniu pierwotnym.

Wymagania te mogą się wzajemnie wykluczać i projekt transformatora powinien być wyważonym kompromisem.

Zastosowany w projekcie transformator jest nietypowy, ponieważ jak już powiedzieliśmy, ma dodatkowe odczepy w uzwojeniu wtórnym potrzebne do realizacji ujemnego katodowego sprzężenia zwrotnego. Taki układ jest rzadko spotykany we wzmacniaczach push-pull pracujących w klasie AB. Dlatego nie można tutaj zastosować gotowego, uniwersalnego transformatora przeznaczonego do wzmacniaczy push-pull z lampami EL84. Bez specjalistycznej wiedzy, osprzętu i umiejętności samodzielne wykonanie transformatora odpowiedniej jakości do naszego wzmacniacza jest bardzo trudne, a w praktyce niemożliwe. Dlatego zastosowano bardzo dobry i co ważne, dostępny transformator UTM7077 (**fotografia 1**). Na tabliczce znamionowej są oznaczone kolory przewodów wyprowadzeń. Powiemy o tym jeszcze przy okazji montażu wzmacniacza i podłączania transformatorów do układu.

Zasilacz

Schemat zasilacza pokazano na **rysunku 4**. Zastosowano tu transformator sieciowy UTM9070 przystosowany do pracy z napięciami sieciowymi o wartościach 240 VAC, 230 VAC i 115 VAC. Strona wtórna dostarcza napięć przemiennych (przy nominalnym napięciu sieciowym 230 VAC i nominalnym obciążeniu):

- 294 VAC do zasilacza napięć anodowych i siatkowych,
- 27 VAC do układu regulacji punktu pracy pentod mocy,
- dwa niezależne napięcia 6,3 V do zasilania układów żarzenia lamp, osobno dla każdego z kanałów.

Układ zasilacza napięć anodowych jest zbudowany z pełnookresowego mostka prostowniczego (diody D1…D4) i kondensatora C71 o wartości 100 μF/500 V. Napięcie B1 z tego układu zasila przez uzwojenia transformatora głośnikowego anody lamp mocy oraz jest źródłem napięć dla kolejnych układów zasilania: siatek pentod mocy, anody triody odwracacza fazy i anody pentody wzmacniacza wstępnego. Kolejne napięcia są realizowane w układzie filtrów RC (R121, C70, R120, C69, R94, C66) obniżających napięcie i poprawiających skuteczność filtrowania. Napięcie B2 jest podawane na siatki ekranujące pentod mocy, napięcie B3 zasila układ odwracacza fazy realizowany na triodzie 6F1P, a napięcie B4 zasila układ wzmacniacza wstępnego (pentoda 6F1P).

W dzielniku R118, R119 powstaje napięcie B o wartości +24 VDC zablokowane kondensatorem C68. Jest ono stosowane w układzie redukcji przydźwięku o częstotliwości 50 Hz, którego źródłem może być przemienne napięcie żarzenia lamp. Napięcie +24 VDC jest podawane na suwaki wieloobrotowych potencjometrów VR12 i VR13. Ta składowa stała nałożona na przemienne napięcie żarzenia powoduje zmniejszenie potencjału pomiędzy żarnikiem i katodą a tym samym redukuje lub eliminuje przydźwięk 50 Hz. To napięcie można zwiększyć do wartości ok. +50 V, zmieniając rezystory dzielnika R118 i R119, gdyby układ redukcji przydźwięku nie był wystarczająco skuteczny.

Wzmacniacz ma osobną sekcję zasilacza przeznaczoną do wytwarzania ujemnego napięcia względem masy o wartości ok. –30 V. Napięcie przemienne 27 V jest prostowane w prostowniku jednopołówkowym (dioda D5) i filtrowane kondensatorem C46. Regulowane ujemne napięcie CL podawane na siatki sterujące pentod mocy (ustawienie punktu pracy – biasu) jest uzyskiwane z suwaków precyzyjnych potencjometrów VR10 i VR11 i dodatkowo blokowane kondensatorami C26 i C27.

Układ żarzenia zawiera napięcie przemienne 6,3 V oddzielne dla każdego z kanałów. Jest dodatkowo wyposażony w układ redukcji przydźwięku opisany wyżej.

W drugiej części artykułu zostanie opisany proces montażu i uruchomienia wzmacniacza.

Fotografia 1. Transformator głośnikowy UTM7077

Igor Sobczyk
Tomasz Jabłoński

eprasa.pl 78ba6336e6

AVT sklep

Podstawowe parametry:
- Raspberry Pi Zero 2 W,
- zawiera sterownik serwomechanizmów, czujnik temperatury oraz elementy odpowiedzialne za odtwarzanie dźwięku i rozpoznawanie mowy,
- kluczowe elementy konstrukcji można wydrukować na drukarce 3D.

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.ulubionykiosk.pl/media

AVT5943	Kamera z ruchomym ramieniem (EP 7/2022)
AVT5897	Sterownik mikroserwomechanizmów do Pi Pico (EP 11/2021)
AVT5886	16 kanałowy kontroler PWM – sterownik serwomechanizmów dla RPi Zero (EP 9/2021)
AVT5752	Rozgałęźnik dla serwomechanizmów (EP 3/2020)
AVT5731	Radiowy sterownik serwomechanizmów (EP 12/2019)
AVT1632	Tester serwomechanizmów modelarskich (EP 8/2011)
AVT5290	3-kanałowa aparatura do zdalnego sterowania modeli (EP 5/2011)
AVT1605	Dwustanowy sterownik serwomechanizmu (EP 2/2011)

* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja **[B]** nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji **[B]** zawiera elementy elektroniczne (w tym **[UK]** – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

- **wersja [C]** – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw **[B]** (elementy wlutowane w płytkę PCB),
- **wersja [A]** – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji.

Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz!
http://sklep.avt.pl

W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: **kity@avt.pl**.

Głowa robota InMoov

Każdy pasjonat robotyki z pewnością zna robota humanoidalnego InMoov. Opracował go francuski rzeźbiarz i projektant Gael Langevin. Na stronie https://www.inmoov.fr znajduje się szczegółowy opis jego budowy. Ponieważ budowa całego robota jest dosyć czasochłonna oraz kosztowna, w pierwszej kolejności można zbudować jego głowę i w jej wnętrzu umieścić komputer Raspberry Pi, sterownik serwomechanizmów, czujnik temperatury oraz elementy odpowiedzialne za odtwarzanie dźwięku i rozpoznawanie mowy. Dzięki takiemu rozwiązaniu można szybko przejść do pisania programu sterującego dla robota i poznawać jego niesamowite możliwości.

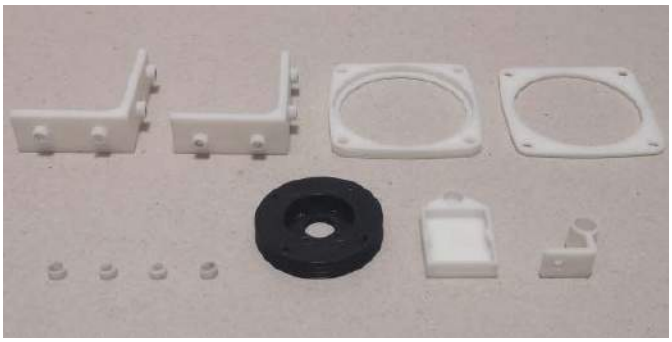
Budowę urządzenia można podzielić na dwie części. Pierwsza część to głowa robota InMoov zbudowana według opisu umieszczonego na stronie https://www.inmoov.fr. Druga część dotyczy elementów dodanych do pierwotnego projektu. Są to elementy montażowe i podzespoły elektroniczne oraz dodatkowo wydrukowane części pokazane na **fotografiach 1...3**. Aby zmieścić komputer Raspberry Pi oraz sterownik serwomechanizmów w głowie robota, konieczna była zmiana serwomechanizmu HS 805BB typu gigant na serwomechanizm Feetech FI7635M typu standard. Żeby to zrobić, zaprojektowano specjalny adapter zaprezentowany na **fotografii 4**. Projekty wszystkich dodatkowo zaprojektowanych części można pobrać na stronie https://tiny.pl/c7257. Z kolei uchwyt do przymocowania kamery dla komputera Raspberry Pi jest dostępny na stronie https://tiny.pl/c725t.

Budowa i działanie

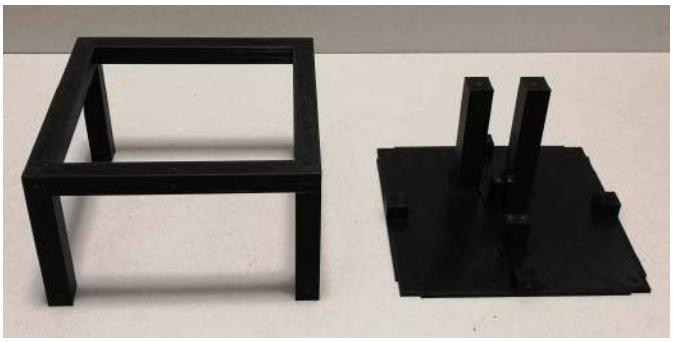
Schemat ideowy układu elektronicznego znajduje się na **rysunku 1**. Do zasilania zastosowano dwa zasilacze. Pierwszy, podłączony do złącza ZAS1, zasila serwomechanizmy, drugi, podłączony do złącza ZAS2, zasila pozostałe podzespoły elektroniczne. Wyeliminowano w ten sposób zakłócenia pochodzące od serwomechanizmów, które mogłyby zaburzyć pracę komputera Raspberry Pi. Element WŁ1 to główny włącznik zasilania.

Do komputera Raspberry Pi opisanego jako MOD1, poprzez port microUSB, podłączona jest karta dźwiękowa. Do karty dźwiękowej za pośrednictwem kabli zakończonych wtykami jack 3,5 mm dołączono mikrofon M1 oraz wzmacniacz audio MOD2, z którego wzmocniony sygnał trafia do głośnika G1. Moduł MOD3 jest odpowiedzialny za sterowanie serwomechanizmami SERWO1...5, które poruszają ruchomymi częściami głowy. Układ scalony U1 to czujnik temperatury, który do poprawnej pracy potrzebuje rezystora R11.

Wygląd stojaka uatrakcyjniono, umieszczając w jego przedniej części napis *InMoov*, który po włączeniu napięcia zasilania jest automatycznie podświetlany przez diody

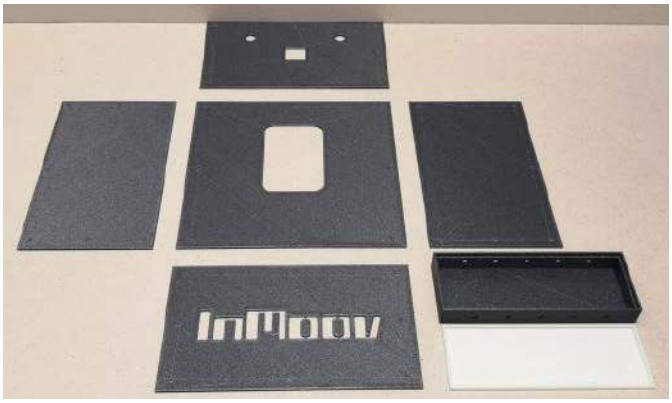


Fotografia 1. Uchwyty na dodatkowe podzespoły elektroniczne

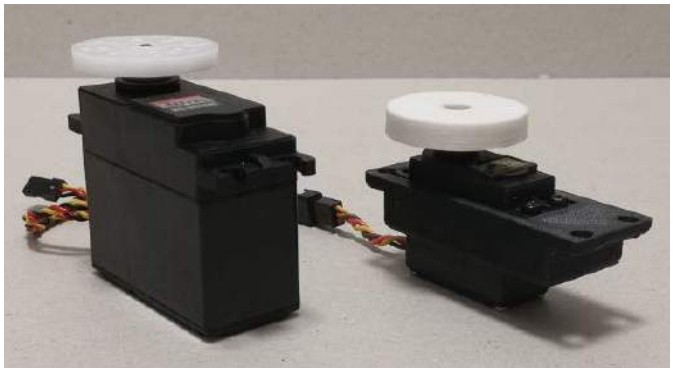


Fotografia 2. Szkielet i podstawa stojaka

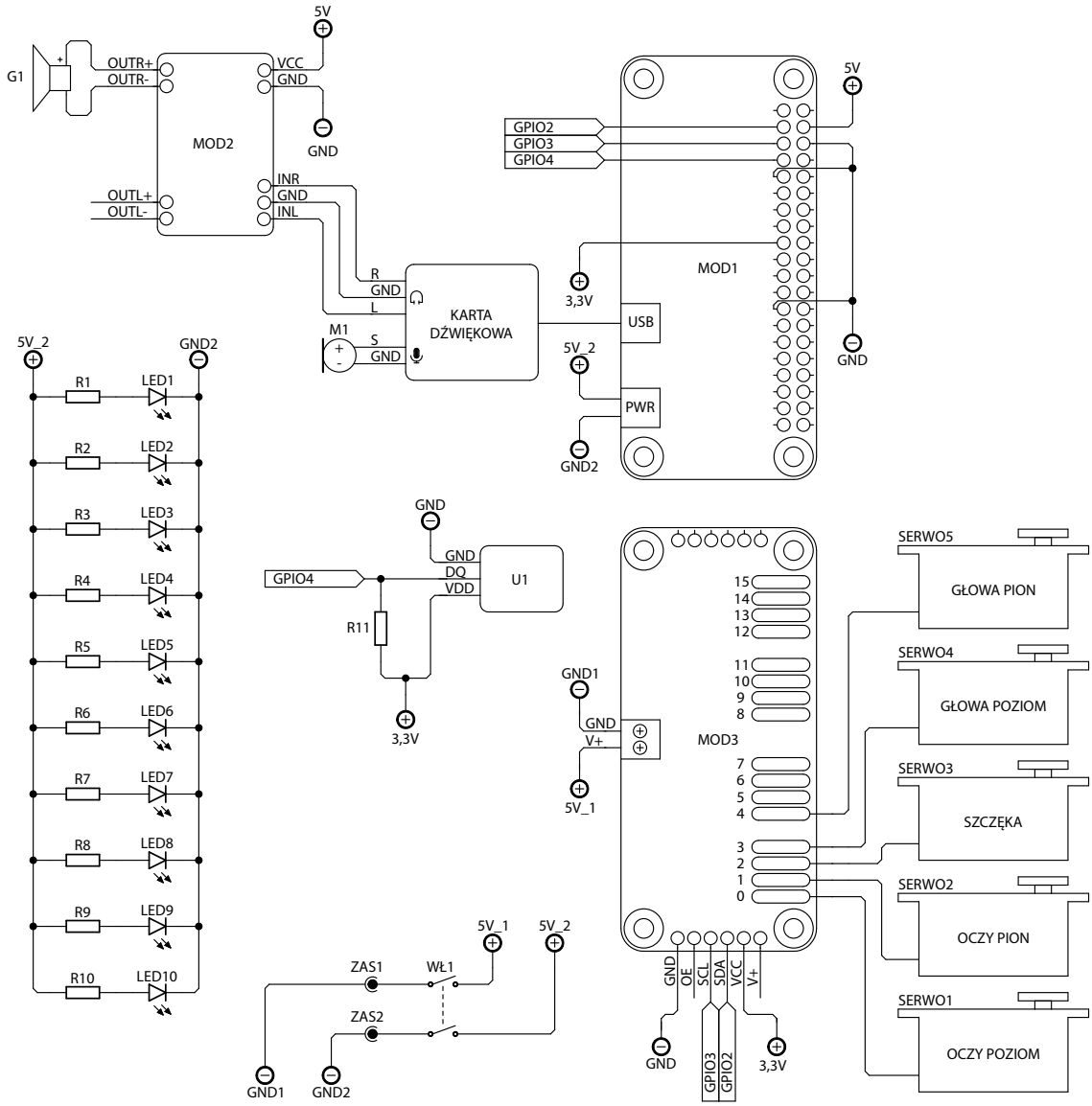
eprasa.pl 78ba6336e6



Fotografia 3. Zewnętrzne części obudowy stojaka



Fotografia 4. Wygląd zaprojektowanego adaptera do serwomechanizmu



Rysunek 1. Schemat ideowy układu elektronicznego

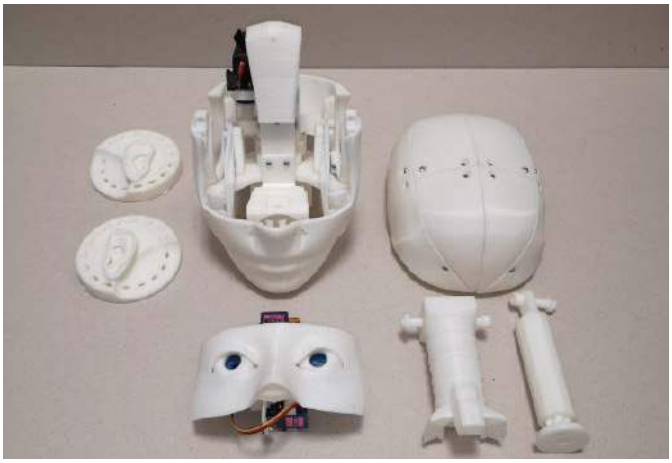
LED1...10. Rezystory R1...10 ograniczają płynący przez nie prąd.

Montaż i uruchomienie

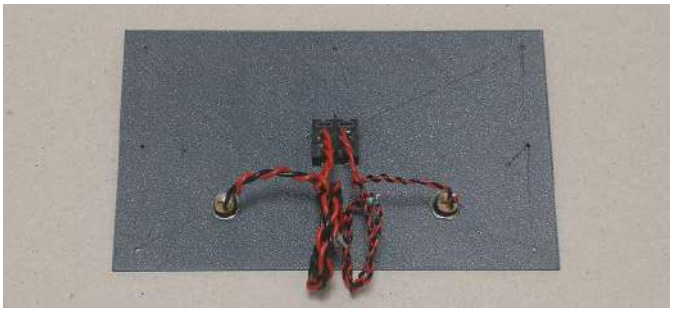
Po pobraniu plików STL ze strony https://www.inmoov.fr można zacząć drukowanie części. Do tego celu zastosowano drukarkę Creality Ender 5 oraz filament PLA. Mając wydrukowane części, niezbędne elementy montażowe oraz podzespoły elektroniczne, możliwy jest wstępny montaż głowy, co zostało pokazane na **fotografii 5**.

Kolejnym krokiem jest wydrukowanie części dodanych do pierwotnego projektu, dostępnych na stronie https://tiny.pl/c7257. Do przykręcenia wszystkich dodatkowych uchwytów oraz złożenia stojaka potrzebne są różnego rodzaju śruby M3 oraz wkręty do tworzywa. Przed wkręceniem śrub M3 konieczne jest nagwintowanie otworów. Po przymocowaniu wszystkich elementów elektronicznych można wykonać pomiędzy nimi połączenia. Większość połączeń jest wykonanych za pomocą gniazd i wtyków BLS oraz JST-SM. Jest też kilka połączeń lutowanych oraz przykręcanych. Wszystkie szczegóły zostały uchwycone na **fotografiach 6...10**. Obwód zasilający sterownik serwomechanizmów wykonano przewodami o przekroju 0,75 mm², pozostałe przewody

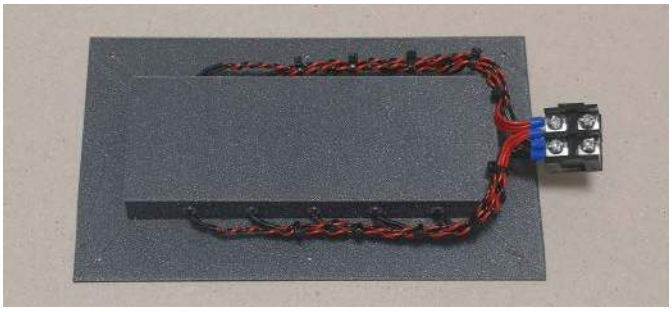
eprasa.pl 78ba6336e6



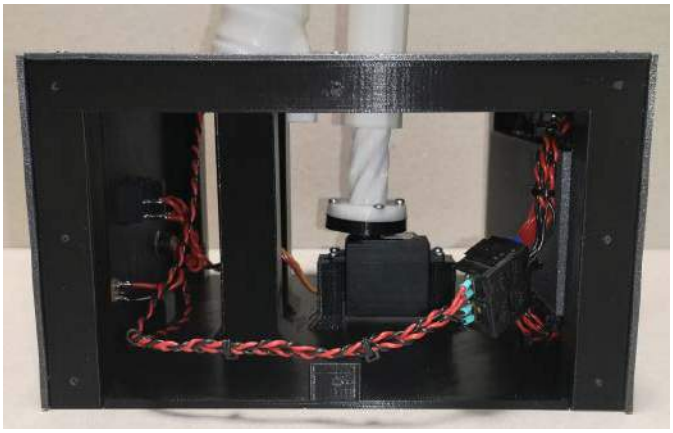
Fotografia 5. Wstępny montaż głowy robota InMoov



Fotografia 6. Połączenia pomiędzy złączami zasilania i włącznikiem głównym



Fotografia 7. Połączenia do diod LED



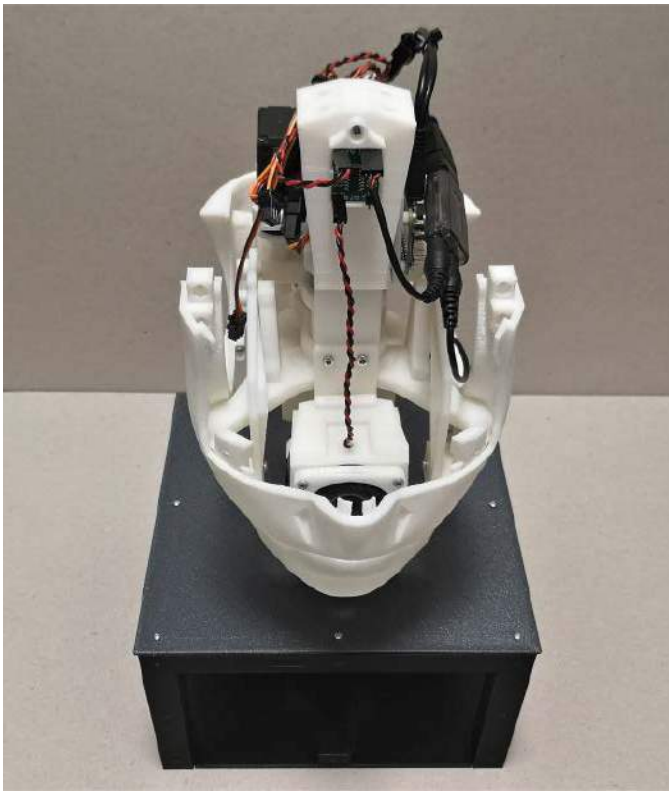
Fotografia 8. Połączenia wewnątrz stojaka

mają przekrój 0,35 mm². Rezystory ograniczające prąd płynący przez diody LED1…10 zostały przylutowane bezpośrednio do ich dodatnich wyprowadzeń, następnie całość zaizolowano osłoną termokurczliwą. Aby łatwiej było zorganizować przewody, zostały one ze sobą skręcone i spięte opaskami kablowymi.

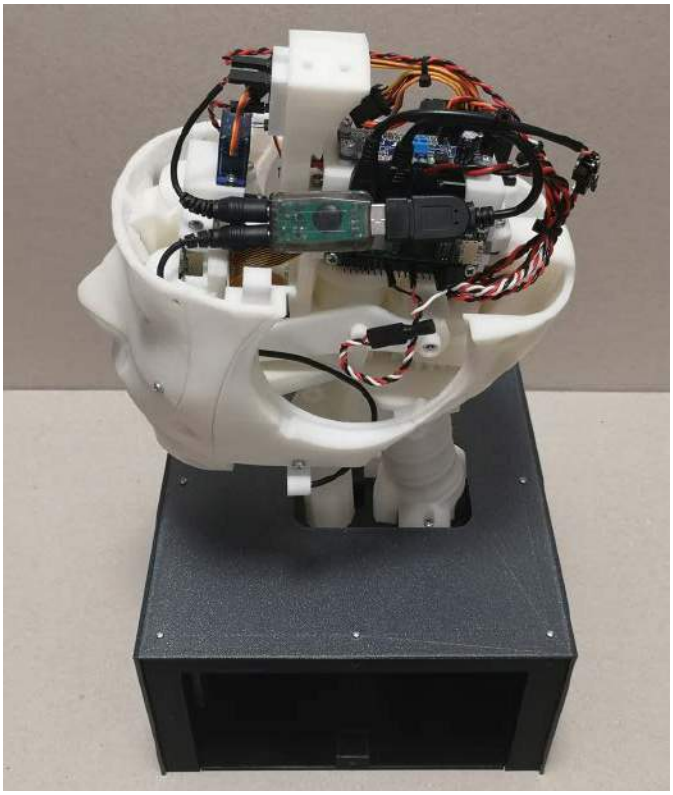
Oprogramowanie

Przed rozpoczęciem pisania programu sterującego konieczne jest zainstalowanie systemu operacyjnego dla komputera Raspberry Pi Zero. Zadanie to ułatwia program Raspberry Pi Imager, który pobrano ze strony https://tiny.pl/c725f. Jest dostępnych wiele wersji systemu operacyjnego, co pokazuje **rysunek 2**, jednak najbardziej odpowiednia okazała się wersja Raspberry Pi OS (Legancy).

Po zakończeniu instalacji systemu operacyjnego w oknie konfiguracyjnym widocznym na **rysunku 3** trzeba włączyć niezbędne interfejsy. Na **rysunku 4** zaprezentowano niezwykle przydatne narzędzie,

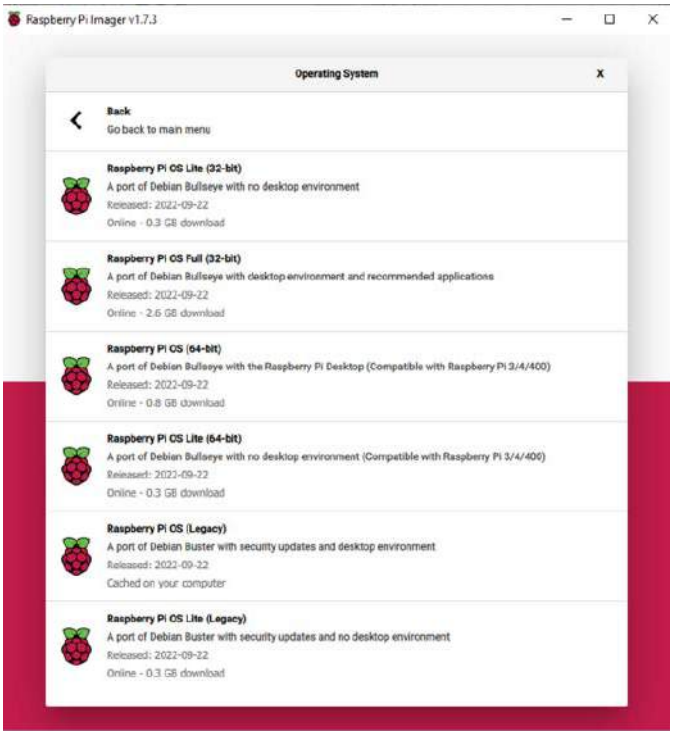


Fotografia 9. Podłączenie głośnika

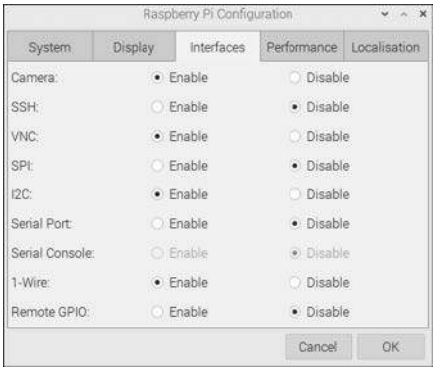


Fotografia 10. Połączenia wewnątrz głowy robota

eprasa.pl 78ba6336e6



Rysunek 2. Dostępne wersje systemu operacyjnego



Rysunek 3. Okno konfiguracyjne do włączenia interfejsów

jest to program VNC Viewer, dzięki któremu jest możliwe zdalne połączenie z komputerem Raspberry Pi. Wystarczy wpisać adres IP komputera Raspberry Pi, który możemy uzyskać, wpisując w terminalu polecenie

```
pi@raspberrypi:~ $ hostname -I
```

oraz hasło dostępu ustalone w trakcie instalacji systemu. Za pomocą terminala należy także zainstalować potrzebne biblioteki języka Python – listę poleceń pokazano na **listingu 1**.

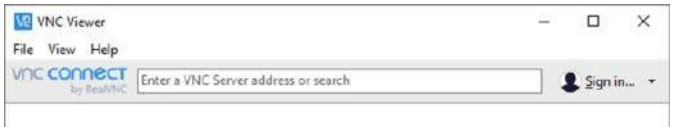
Aby syntezator mowy prawidłowo wymawiał polskie litery, konieczne jest otwarcie pliku, w którym zapisane są odpowiednie ustawienia, za pomocą polecenia:

```
pi@raspberrypi:~ $ sudo nano
/usr/lib/arm-linux-gnueabihf/
espeak-data/voices/default
```

Następnie trzeba wstawić w jego treści następujące linie:

```
name default
language pl
gender male
intonation 2
```

Żeby nie uszkodzić ruchomych części robota, został napisany specjalny program, dzięki któremu określa się maksymalne dopuszczalne pozycje serwomechanizmów. Okno programu zostało pokazane na **rysunku 5**. Otrzymane dane należy następnie zastosować w trakcie pisania programu sterującego.



Rysunek 4. Wygląd programu VNC Viewer

```
Listing 1. Polecenia instalujące niezbędne biblioteki języka Python
pi@raspberrypi:~ $ sudo pip3 install adafruit-circuitpython-servokit
pi@raspberrypi:~ $ pip3 install w1thermsensor
pi@raspberrypi:~ $ sudo pip3 install SpeechRecognition
pi@raspberrypi:~ $ sudo pip3 install PyAudio
pi@raspberrypi:~ $ sudo apt-get install flac
pi@raspberrypi:~ $ sudo apt-get install espeak
```

Rysunek 5. Program określający maksymalne dopuszczalne pozycje serwomechanizmów

Gotowy program sterujący można pobrać za pomocą terminala, wpisując polecenie:

```
pi@raspberrypi:~ $ git clone
https://github.com/ZW-Robotics/
Program_sterujacy_InMoov.git
```

Aby program działał poprawnie, komputer Raspberry Pi musi mieć aktywne połączenie z internetem. W powłoce języka Python można obserwować, w jaki sposób program interpretuje wypowiedziane przez użytkownika słowa. Więcej informacji na temat opisanego projektu oraz film prezentujący działanie zaprogramowanej głowy robota InMoov znajduje się na stronie internetowej www.zw-robotics.pl.

Zygmunt Wypich
zygmunt.wypich@zw-robotics.pl

Wykaz elementów, kupuj na stronie sklep.avt.pl (Warszawa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl)

Rezystory:
- 100 Ω 10 szt.
- 4,7 kΩ

Półprzewodniki:
- dioda LED 5 mm biała matowa 10 szt.
- czujnik temperatury DS18B20

Pozostałe:
- Raspberry Pi Zero 2 W
- karta pamięci microSD o pojemności 16 GB
- oryginalna kamera dla Raspberry Pi 8 Mpx
- adapter do kamery dla Raspberry Pi Zero o długości 150 mm
- przewód OTG microUSB – USB o długości 140 mm
- karta dźwiękowa USB
- wzmacniacz audio PAM8403
- głośnik o mocy 1 W i rezystancji 8 Ω oraz średnicy 50 mm
- mikrofon pojemnościowy o średnicy 6 mm
- sterownik serwomechanizmów Adafruit PCA9685
- serwomechanizm TowerPro SG92R 2 szt.
- serwomechanizm PowerHD 1201MG 3 szt.
- serwomechanizm Feetech FI7635M
- zasilacz z wtykiem DC 5,5×2,5 mm o napięciu wyjściowym 5 V i wydajności prądowej 4 A
- Zasilacz z wtykiem DC 5,5×2,1 mm o napięciu wyjściowym 5 V i wydajności prądowej 2 A

Elementy mechaniczne i połączeniowe:
- wtyk jack 3,5 mm z przewodem o długości 200 mm
- wtyk microUSB z przewodem o długości 100 mm
- wtyk jack 3,5 mm z przewodem o długości 70 mm
- gniazdo DC 5,5×2,5 mm
- gniazdo DC 5,5×2,1 mm
- gniazdo BLS 1 pin 2 szt.
- gniazdo BLS 2 piny 3 szt.
- gniazdo BLS 3 piny 3 szt.
- gniazdo BLS 5 pin 2 szt.
- pin żeński BLS 27 szt.
- gniazdo JST-SM 3 piny 5 szt.
- pin żeński JST-SM 15 szt.
- wtyk JST-SM 3 pin 5 szt.
- pin męski JST-SM 15 szt.
- przełącznik dwupozycyjny podwójny o wymiarach 24×21 mm
- przewody 0,34 mm² biały, czarny, czerwony
- przewody 0,75 mm² czarny, czerwony
- listwa zaciskowa 2 piny
- tulejka na przewód o przekroju 0,34 mm² i długości 8 mm 4 szt.
- tulejka na przewód o przekroju 0,75 mm² i długości 6 mm 2 szt.
- tulejka na przewód o przekroju 2,5 mm² i długości 8 mm 4 szt.
- wkręt do tworzywa z łbem stożkowym 2×6 mm 4 szt.
- wkręt do tworzywa z łbem walcowym 2,2×6 mm 40 szt.
- wkręt do tworzywa z łbem walcowym 3×12 mm 15 szt.
- śruba z łbem stożkowym M3×8 mm 6 szt.
- śruba z łbem walcowym M3×5 mm 4 szt.
- śruba z łbem walcowym M3×12 mm 7 szt.
- nakrętka M3 7 szt.

eprasa.pl 78ba6336e6

AVT sklep

Podstawowe parametry:
- układ powiela port GPIO komputerka Raspberry Pi,
- użycie elastycznej taśmy FPC daje dużą swobodę organizacji modułów.

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.ulubionykiosk.pl/media

----	Sterownik dwóch silników krokowych do Raspberry Pi (EP 6/2023)
----	Expander wyjść z PWM na bazie układu PCA9624 (EP 6/2023)
----	Moduł redundancji zasilania dla Raspberry Pi Zero (EP 5/2023)
AVT5978	Sterownik dwóch mikrosilników krokowych do Pi Zero (EP 3/2023)
----	Sterownik taśm LED RGBCCT 12 V dla RPi Zero (EP 3/2023)
----	Eliminator drgań styków mechanicznych (EP 1/2023)
----	Moduł redundancji zasilania do komputerów SBC (EP 1/2023)

* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja **[B]** nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji **[B]** zawiera elementy elektroniczne (w tym **[UK]** – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- **wersja [C]** – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw **[B]** (elementy wlutowane w płytkę PCB),
- **wersja [A]** – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji.

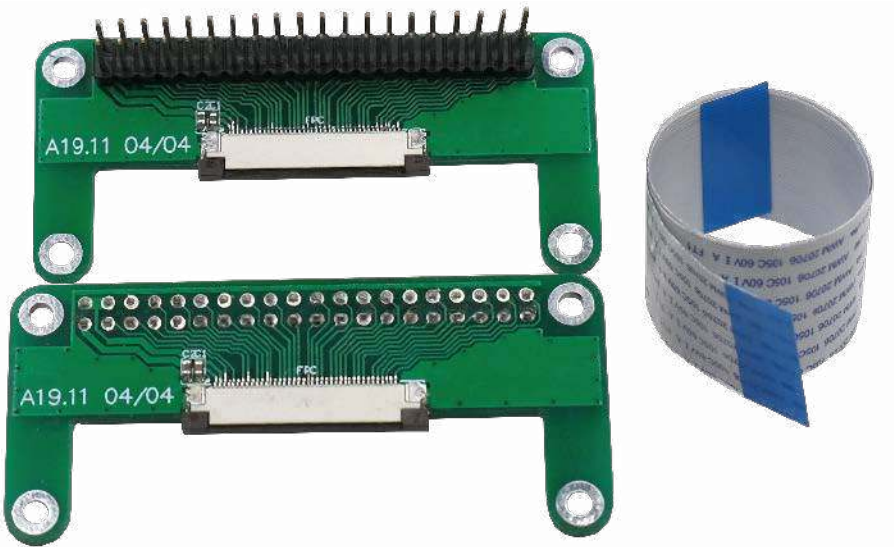
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! **http://sklep.avt.pl**

W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: **kity@avt.pl**.

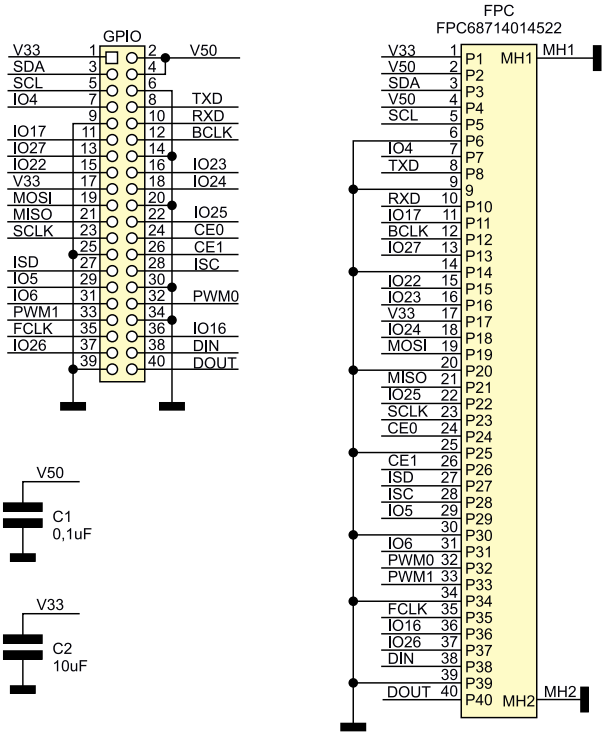
Ekspander GPIO RPi z taśmą FPC

Ekspander umożliwia wyprowadzenie sygnałów GPIO z Raspberry Pi przy pomocy elastycznej taśmy FPC. Ułatwia to jednoczesne podłączenie kilku modułów HAT do komputerka bez konieczności „stakowania" nakładek.



Budowa i działanie

Schemat ideowy modułu został pokazany na **rysunku 1**. Układ powiela port GPIO Raspberry Pi na złącze FPC. Użycie taśmy elastycznej znacząco ułatwia rozmieszczenie modułów HAT, gdy nie chcemy, aby Raspberry zwiększało wysokość np. w niskiej obudowie typu slim. Adapter jest też pomocny podczas uruchamiania nakładek, gdy zależy nam na lepszym dostępie do obu stron płytki. Na komplet ekspandera składają się dwie płytki, pierwsza z gniazdem żeńskim IDC40, druga z wlutowanym złączem przelotowym GPIO oraz odpowiedniej długości taśma FPC 40-żyłowa.

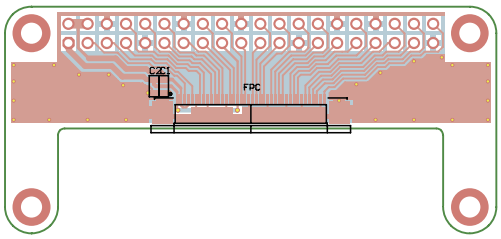


Rysunek 1. Schemat ideowy nakładki

Montaż i uruchomienie

Ekspander zmontowany jest na dwustronnej płytce drukowanej, której schemat został pokazany na **rysunku 2**. Sposób montażu jest klasyczny i nie wymaga opisu. Do połączenia płytek służy taśma FPC 0,5 mm, 40-pinów, typ 2, ze złączami po przeciwnych stronach (np. WE 687740200002). Zestaw wlutowanych złącz IDC oraz długość taśmy należy dostosować do wymogów aplikacji. Jeżeli dodatkowo chcemy zwiększyć ilość używanych z ekspanderem nakładek HAT można zastosować np. GPIO Expansion HAT.

Adam Tatuś, EP



Rysunek 2. Rozmieszczenie elementów RaspbPI_Zero_FPC

Wykaz elementów, kupuj na stronie sklep.avt.pl (Warszawa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl)

Kondensatory:
C1: 0,1 µF/10 V (SMD0603)
C1: 10 µF/10 V (SMD0603)

Pozostałe:
FPC: Złacze FPC 0,5 mm 40-pinów Bottom Contact (FPC68714014522)
GPIO: Złacze IDC40 przelotowe do Raspberry Pi

eprasa.pl 78ba6336e6

AVT sklep

Podstawowe parametry:
- zawiera przetwornik punktu rosy HDS10 firmy AOSONG, który charakteryzuje się szybką, powtarzalną odpowiedzią (kilka sekund), wysoką niezawodnością i odpornością na zabrudzenia,
- wyjście DPS jest aktywne w stanie niskim (wyjście typu otwarty dren),
- wymaga zasilania 3...5,5 V, pobór prądu wynosi ok. 60 µA.

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.ulubionykiosk.pl/media

----	Wysokościomierz barometryczny (EP 12/2022)
AVT5955	Termo-higrometr LED (EP 10/2022)
----	Stacja pogodowa WS-01 (EP 3/2022)
AVT5861	Multisensor THPI – czujnik parametrów otoczenia z interfejsem I²C (EP 5/2021)
AVT5722	microStation – mała stacja pogodowa (EP 10/2019)
AVT5668	Moduł czujnika temperatury, wilgotności, ciśnienia z interfejsem I²C (EP 3/2019)

* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja **[B]** nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji **[B]** zawiera elementy elektroniczne (w tym **[UK]** – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- **wersja [C]** – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw **[B]** (elementy wlutowane w płytkę PCB),
- **wersja [A]** – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji.

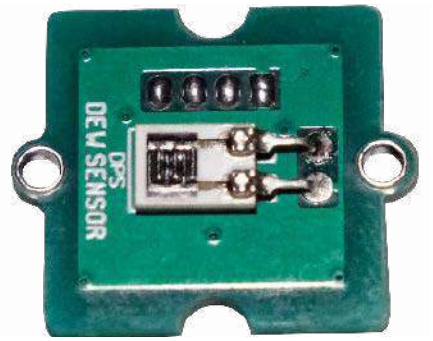
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A] +** zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! **http://sklep.avt.pl**

W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: **kity@avt.pl**.

Czujnik punktu rosy

Moduł znajdzie zastosowanie tam, gdzie występuje ryzyko kondensacji wilgoci z powietrza, która może powodować nieprawidłowe działanie lub uszkodzić czułą elektronikę. Moduł zawiera przetwornik punktu rosy HDS10 firmy AOSONG, zoptymalizowany do wykrywania wysokiej wilgotności otoczenia.



Fotografia 1. Wygląd czujnika HDS10

Czujnik HDS10 (**fotografia 1**) charakteryzuje się szybką, powtarzalną odpowiedzią (ok. kilka sekund), wysoką niezawodnością i odpornością na zabrudzenia. W zależności od wilgotności otoczenia zmienia swoją rezystancję. Przy wilgotności 75% w warunkach normalnych rezystancja wynosi ok. 10 kΩ i rośnie do ok. 200 kΩ przy wilgotności 95%. Napięcie na czujniku podczas pomiaru nie powinno przekraczać 0,8...1 V.

Budowa i działanie

Schemat ideowy modułu został pokazany na **rysunku 1**. Do detekcji progu ok. 90% zastosowano mikromocowy komparator U1 typu MCP65R41 z wbudowanym napięciem odniesienia 1,2 V. Dzielnik R1, R2 zasilany z napięcia odniesienia VREF polaryzuje czujnik. Dzielnik R4, R5 określa próg zadziałania na ok. 400 mV, co dopowiada wilgotności >90%. Rezystor R3 ustala niewielką histerezę przełączania. Sygnał wyjściowy z komparatora jest buforowany w bramce U2. Wyjście DPSO jest aktywne w stanie niskim, otwarty dren umożliwia równoległe łączenie czujników. Układ wymaga zasilania 3...5,5 V, pobór prądu wynosi ok. 60 µA (bez obciążenia).

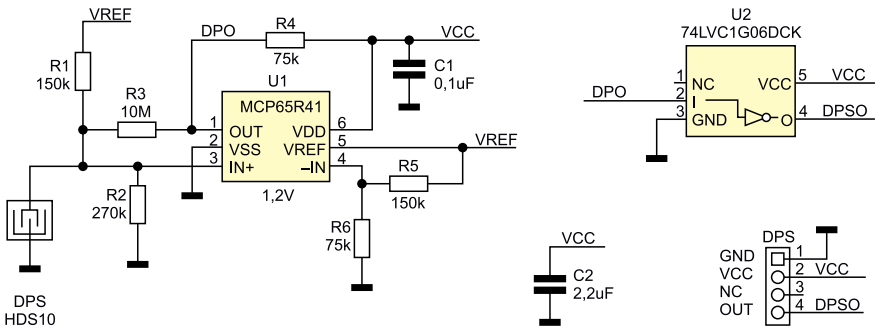
Montaż i uruchomienie

Moduł zmontowany jest na dwustronnej płytce drukowanej, której schemat został pokazany na **rysunku 2**. Sposób montażu jest klasyczny i nie wymaga opisu. Elementy płytki należy zabezpieczyć lakierem izolacyjnym (Plastic 70), uważając, aby powierzchnia czujnika nie miała kontaktu z preparatem lub rozpuszczalnikami.

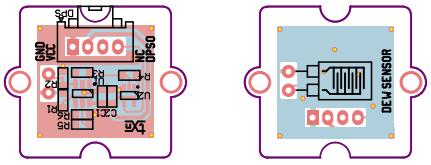
Uruchomienie czujnika polega na umieszczeniu w komorze klimatycznej i sprawdzeniu reakcji na przekroczenie wilgotności ok. 90%. Jednak zwykle nie mamy dostępu do takich urządzeń, dlatego można posiłkować się wilgotnością pary wodnej wydychanego powietrza lub gotującej się wody (**UWAGA: maksymalna temperatura pracy czujnika to 80°C**). Po kilku sekundach chuchania na czujnik lub wystawienia na działanie pary powinien on zareagować zmianą stanu wyjścia, po usunięciu z strefy wilgotnej i przewietrzeniu okolicy czujnika wyjście powinno zostać wyłączone.

Czujnik może być stosowany do sterowania wentylatorem przewietrzającym usuwającym nadmiar wilgoci lub grzałkami podnoszącymi temperaturę w obudowie powyżej punktu rosy.

Adam Tatuś, EP



Rysunek 1. Schemat modułu czujnika kondensacji



Rysunek 2. Schemat płytki PCB

Wykaz elementów, kupuj na stronie sklep.avt.pl (Warszawa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl)

Kondensatory: (SMD0603)
C1: 0,1 µF
C2: 2,2 µF

Rezystory: (SMD0603 1%)
R1, R5: 150 kΩ
R2: 270 kΩ
R3: 10 M Ω
R4, R6: 75 kΩ

Półprzewodniki:
U1: MCP65R41-1.2 (SOT-23-6)
U2: 74L VC1G06DCK (SC70-5)

Pozostałe:
CONN: złącze Grove proste110990030
DPS: czujnik punktu rosy HDS10 AOSONG

eprasa.pl 78ba6336e6

AVT sklep

W ofercie AVT*
AVT5995

Podstawowe parametry:
- generowanie jednego z trzech dźwięków: „ding-dong", „ding" oraz przerywanego piszczenia,
- każdy dźwięk wyzwalany jest zwarciem odpowiedniego wejścia,
- sterowanie przetwornikiem piezoelektrycznym,
- kompaktowa, zwarta budowa,
- zasilanie napięciem stałym 9...24 V, pobór prądu 7,5 mA w stanie czuwania i nie więcej niż 140 mA w czasie generowania dźwięku.

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.ulubionykiosk.pl/media

–––	Sygnalizator ding-dong (EP 10/2018)
AVT793	Generator dźwięków alarmowych (EdW 11/2016)
AVT1897	Sterownik syreny piezo (EP 2/2016)
AVT1565	Elektroniczna syrena (EP 3/2010)
AVT1425	Miniaturowy sygnalizator alarmowy (EP 4/2006)
AVT2774	Syrena alarmowa dużej mocy (EdW 12/2005)
AVT1304	Syrena z układem ZSD100 (EP 5/2001)

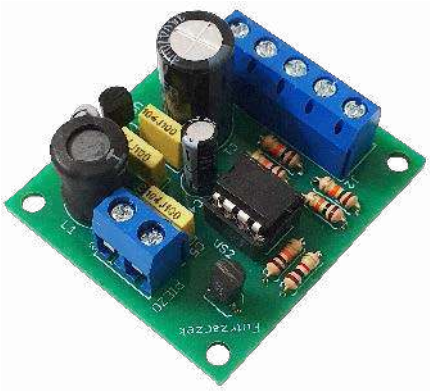
* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja **[B]** nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji **[B]** zawiera elementy elektroniczne (w tym **[UK]** – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- **wersja [C]** – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw **[B]** (elementy wlutowane w płytkę PCB),
- **wersja [A]** – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji.

Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz!
http://sklep.avt.pl

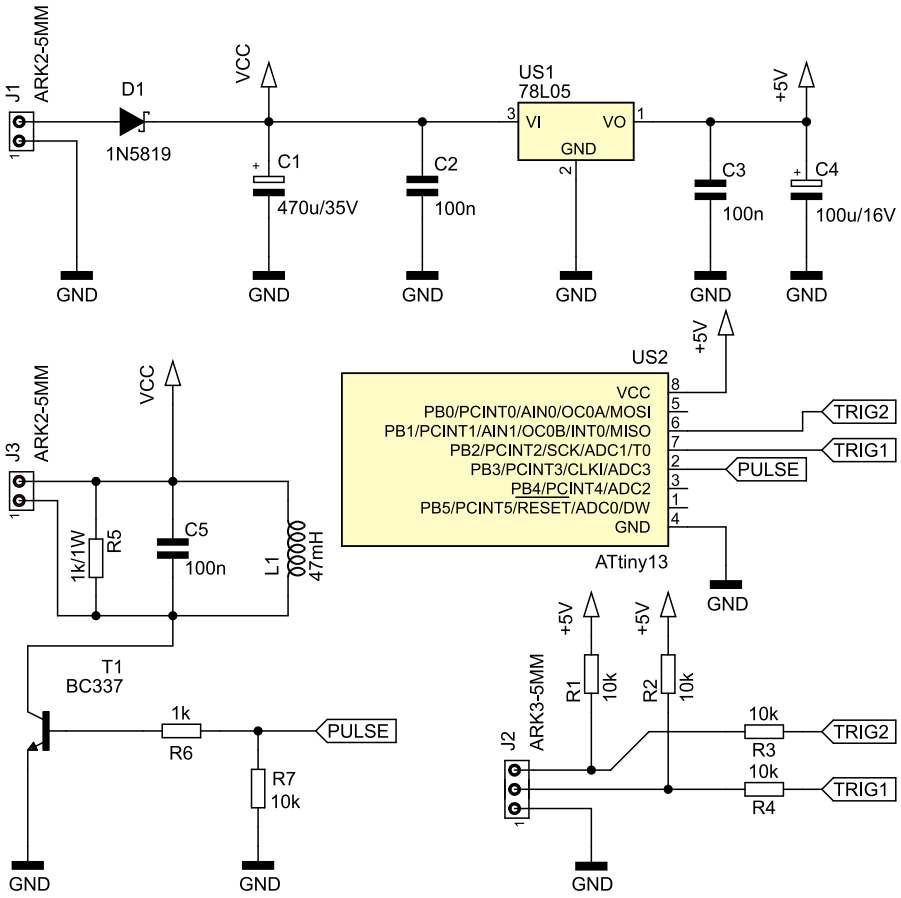
W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: **kity@avt.pl**.

Elektroniczny gong



W dobie cyfryzacji otaczającej nas rzeczywistości nie można pominąć nawet najdrobniejszych aspektów naszego życia. Jednym z przykładów takiego działania może być gong do drzwi, który zawsze będzie brzmiał tak samo i nigdy się nie zużyje. Co więcej, ma do wyboru trzy różne dźwięki, co w jego elektromechanicznym protoplaście z reguły nie jest możliwe.

Czy na temat elektronicznych sygnalizatorów zostało już powiedziane wszystko? Absolutnie nie i ten projekt jest dowodem na to, że cały czas można coś poprawiać i udoskonalać nawet w tak banalnej (wydawałoby się) dziedzinie jak dzwonek do drzwi. Ot, człowiek naciska przycisk, w pomieszczeniu rozlega się piszczenie, co tu zmieniać? Można zmieniać i to wiele – na przykład ten sam dzwonek może wydawać jeden rodzaj dźwięku, kiedy został uruchomiony przyciskiem przy furtce, a inaczej zabrzmi, kiedy nasz gość jest już przy drzwiach wejściowych do naszego domu. Co więcej, można wprowadzić trzeci sygnał, aktywowany przyciskiem znajdującym się – na przykład – przy tylnych drzwiach, prowadzących wprost do pracowni. Jedno urządzenie, trzy różne dźwięki.



Rysunek 1. Schemat ideowy elektronicznego gongu

Budowa i działanie

Schemat ideowy omawianego układu znajduje się na **rysunku 1**. Głównym podzespołem, który zarządza jego pracą, jest mikrokontroler US2 typu ATtiny13 A z 8-bitowym rdzeniem AVR. Ma niewielką ilość pamięci programu – zaledwie 1 kB, ale jest ona całkowicie wystarczająca, aby w układzie zostały zawarte trzy różne dźwięki, jakie może z siebie wydobyć elektroniczny gong. Mikrokontroler jest taktowany wbudowanym oscylatorem RC, który jest wystarczająco stabilnym źródłem sygnału zegarowego.

Rozpoczęcie generowania dźwięku odbywa się po zwarciu do masy linii TRIG1 i/lub TRIG2, które są poprowadzone do zacisków złącza J2. Zewnętrzne rezystory podciągające R1 i R2 zapewniają wysoką odporność układu na zakłócenia elektromagnetyczne, które mogą zaindukować się w przewodach połączeniowych. Z kolei rezystory R3 i R4 ograniczają prąd diod zabezpieczających wejścia układu US2. Warto zauważyć, że przez te rezystory cały czas płynie prąd o niewielkim natężeniu, ponieważ R1 i R2 są podłączone do napięcia zasilającego układ, nie zaś do stabilizowanego potencjału +5 V, z którego zasilany jest mikrokontroler. Daje to większy margines bezpieczeństwa, ponieważ impuls zakłócający musi mieć znacząco wyższą wartość szczytową.

Sterowany przetwornik piezoelektryczny należy podłączyć do zacisków złącza J3. Stanowi on element równoległego obwodu RLC, na który składają się rezystor R5, kondensator C5 i dławik L1. Obwód ten jest pobudzany przez impulsy, których źródłem jest kolektor tranzystora T1, okresowo

eprasa.pl 78ba6336e6

Wykaz elementów, kupuj na stronie sklep.avt.pl (Warszawa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl)

Rezystory: (THT o mocy 0,25 W, o ile nie napisano inaczej)
R1...R4, R7: 10 kΩ
R5: 1 kΩ/1 W
R6: 1 kΩ

Półprzewodniki:
D1: 1N5819
T1: BC337
US1: 78L05 (TO92)
US2: ATtiny13 A (DIP8)

Kondensatory:
C1: 470 μF/35 V (raster 5 mm)
C2, C3, C5: 100 nF MKT (raster 5 mm)
C4: 100 μF/16 V (raster 2,5 mm)

Pozostałe:
J1, J3: ARK2/500
J2: ARK3/500
L1: 47 mH pionowy
Jedna podstawka DIP8
Przetwornik piezoelektryczny np. PIEZO BPT-3510H09W

załączający przepływ prądu. Dławik, poprzez swoją samoindukcję, podnosi napięcie na zaciskach przetwornika piezoelektrycznego, co zwiększa głośność wydobywającego się z niego dźwięku. Kondensator C5 ustala częstotliwość rezonansową tego obwodu, zaś rezystor R5 zmniejsza jego dobroć. W ten sposób układ jest głośny, lecz natężenie dźwięku w małym stopniu zależy od aktualnie generowanej częstotliwości, co miałoby miejsce przy współpracy z obwodem RLC o wysokiej dobroci. Rezystor R6 ogranicza prąd bazy tranzystora T1, zaś R7 utrzymuje go w stanie zatkania podczas uruchamiania mikrokontrolera.

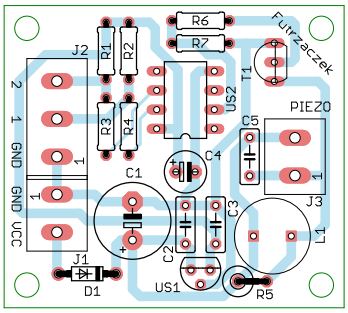
Na koniec do omówienia pozostał bardzo prosty obwód zasilacza, który ma dwa zadania. Po pierwsze, zmniejsza impedancję wewnętrzną źródła zasilającego, za co odpowiedzialny jest kondensator C1. Obwód C5, R5, L1 pobiera prąd impulsowo, więc trzeba zadbać o to, by napięcie zasilające było w jak najmniejszym stopniu obarczone tętnieniami. Stabilizator liniowy US1 dostarcza napięcia o wartości 5 V dla mikrokontrolera. Dioda D1 chroni układ przed zniszczeniem w razie pomyłkowej zamiany polaryzacji napięcia przyłożonego do zacisków złącza J1.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na jednostronnej płytce drukowanej o wymiarach 45×40 mm. Jej wzór ścieżek oraz schemat montażowy został pokazany na **rysunku 2**. W odległości 3 mm od krawędzi płytki znalazły się cztery otwory montażowe, każdy o średnicy 3,2 mm.

Montaż proponuję rozpocząć od elementów o najmniejszej wysokości obudowy, czyli rezystorów położonych na powierzchni płytki i diody D1. Pod mikrokontroler US2 proponuję zastosować podstawkę, aby ułatwić jego programowanie oraz wymianę w razie uszkodzenia.

Na etapie uruchamiania jest konieczne zaprogramowanie pamięci Flash mikrokontrolera dostarczonym wsadem oraz zmiana jego bitów zabezpieczających. Oto ich nowe wartości: Low Fuse = 0x7A, High Fuse = 0xF9. Szczegóły są widoczne na **rysunku 3**,



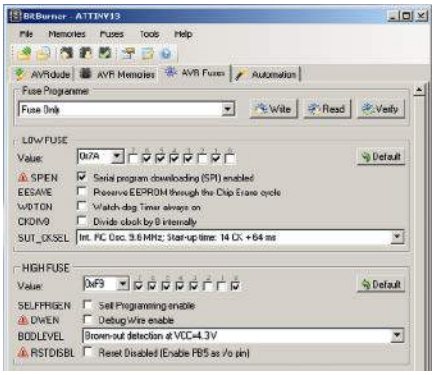
Rysunek 2. Schemat płytki PCB

który pokazuje wygląd okna konfiguracji tych bitów w programu BitBurner. W ten sposób zostanie wyłączony dzielnik częstotliwości wbudowanego generatora sygnału zegarowego oraz załączy się Brown-Out Detector, który wprowadzi mikrokontroler w stan zerowania, jeżeli jego napięcie zasilające spadnie poniżej 4,3 V. To znacznie zmniejsza ryzyko zawieszenia się układu podczas uruchamiania.

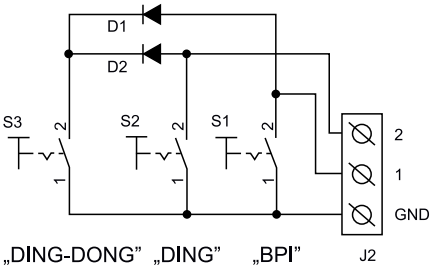
Poprawnie zaprogramowany układ jest gotowy do działania po podłączeniu zasilania (9...24 V) do zacisków złącza J1 oraz przetwornika piezoelektrycznego do zacisków złącza J3. Pobór prądu przez układ w stanie czuwania wynosi około 7,5 mA w całym dopuszczalnym zakresie napięcia zasilającego. Po rozpoczęciu generowania dźwięku ten parametr wzrasta do maksymalnie 40 mA przy zasilaniu napięciem 9 V lub 140 mA przy napięciu 24 V.

Jeżeli dla kogoś generowany dźwięk byłby zbyt donośny, można go bardzo łatwo uczynić cichszym – wystarczy włączyć rezystor o wartości kilkuset omów lub kilku kiloomów szeregowo z dowolnym z zacisków złącza J3. Im większa wartość rezystancji, tym cichszy stanie się układ. Maksymalna moc tego rezystora nie ma tu znaczenia, typowy element o wytrzymałości 0,25 W będzie wystarczający.

Układ ma dwa zaciski wyzwalające, lecz może z siebie wydobyć trzy różne dźwięki. Trzeci dźwięk („ding-dong") jest generowany po jednoczesnym zwarciu zacisków oznaczonych jako 1 i 2 do masy. Jeżeli chcemy korzystać tylko z tego dźwięku, trzeba te dwa wejścia zewrzeć ze sobą i dołączać do GND w chwili, gdy chcemy, by układ zadziałał.



Rysunek 3. Szczegóły ustawienia fuse-bitów



Rysunek 4. Podłączenie przycisków wyzwalających

Propozycję podłączenia trzech przycisków, z których każdy dawałby inny dźwięk, zawiera **rysunek 4**. Jako D1 i D2 można zastosować dowolne diody półprzewodnikowe, na przykład 1N4007 lub 1N4148. Dzięki nim będzie możliwe oddzielne sterowanie wejściami 1 oraz 2, jak również ich jednoczesna aktywacja. Schemat z rysunku 4 można zredukować do jednego lub dwóch przełączników, w zależności od potrzeb.

Dźwięk wyzwalany zwarciem zacisku 1 to piśnięcie o częstotliwości około 650 Hz trwające 0,5 s. Zacisk 2 pozwala na wytworzenie lekko cichnącego dźwięku, podobnego do „ding". Z kolei oba te wejścia aktywowane (zwarte do masy) jednocześnie dają dwutonowy dźwięk podobny do „ding-dong". Na koniec dwie uwagi eksploatacyjne: pierwsza – ciągłe trzymanie przycisku powoduje powtarzanie danego dźwięku co około 0,5 s; druga – układ zasilany wyższym napięciem będzie głośniejszy.

Michał Kurzela, EP

REKLAMA

www.ep.com.pl/EPwtoku

eprasa.pl 78ba6336e6

Podstawowe parametry:
- zapewnia izolację galwaniczną sygnału analogowego 0...100 VDC,
- zakres napięcia wejściowego może zostać zmieniony za pomocą doboru elementów dzielnika napięciowego,
- szerokie pasmo przenoszenia, które w modelu sięga ok. 50 kHz,
- duża rezystancja wejściowa układu pozwala zminimalizować wpływ na mierzony układ.

* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja **[B]** nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji **[B]** zawiera elementy elektroniczne (w tym **[UK]** – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

- **wersja [C]** – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw **[B]** (elementy wlutowane w płytkę PCB),
- **wersja [A]** – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji.

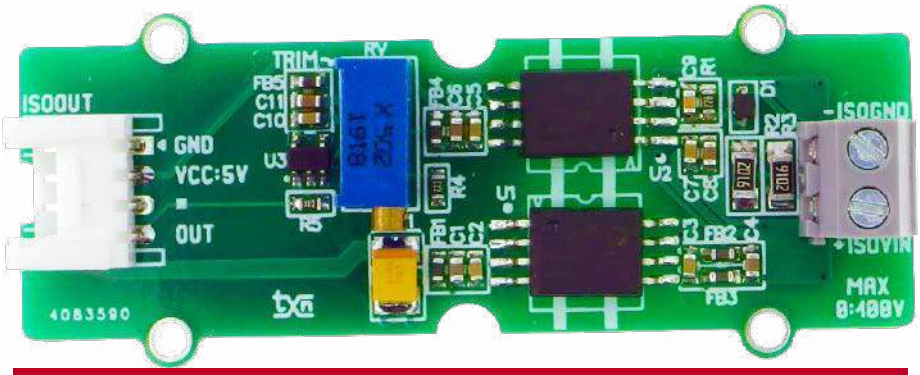
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! **http://sklep.avt.pl**

W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: **kity@avt.pl**.

Izolator sygnału analogowego 0...100 VDC

Izolacja przetwornika pomiarowego ADC od obwodu mierzonego będzie przydatna w układach pomiaru napięcia baterii/akumulatora lub w obwodach, gdzie mogą pojawić się problemy z pętlą masy zakłócającą pomiar. Zaprezentowany moduł będzie prostym i skutecznym rozwiązaniem, zwłaszcza że zakres napięcia wejściowego 0...100 V może zostać zmieniony za pomocą doboru elementów dzielnika napięciowego, a duża rezystancja wejściowa układu pozwala zminimalizować wpływ na mierzony układ.



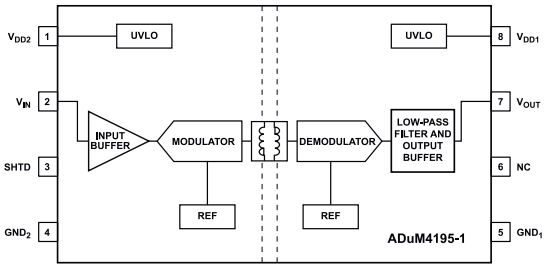
UWAGA! • układ nie jest przystosowany do pomiarów napięcia sieci zasilającej 230 VAC! • różnica potencjałów części izolowanych nie powinna przekraczać 250 V!

Projekt bazuje na dwóch najnowszych, specjalizowanych układach firmy Analog Devices – izolowanym wzmacniaczu ADuM4195 oraz przetwornicy napięcia ADuM6028. Izolowany wzmacniacz, którego budowa wewnętrzna została pokazana na **rysunku 1**, składa się z bufora wejściowego sterującego linowym modulatorem PWM. Zmodulowany sygnał przekazywany jest na stronę separowaną z użyciem technologii iCoupler poprzez transformator bezrdzeniowy, co pozwala uniknąć wad układów z izolacją optyczną. Po stronie izolowanej sygnał poddawany jest demodulacji, filtrowaniu i buforowaniu. Wzmocnienie układu ustalone jest na 1 V/V, katalogowe pasmo przenoszenia sięga 200 kHz. Układ wymaga zasilania dwoma izolowanymi napięciami 5 V. Maksymalny zakres sygnału wejściowego jest niższy o 0,7 V od napięcia zasilania VDD2 i w praktyce wynosi 0...4 V. Dzięki dużej rezystancji wejściowej dzielnikiem rezystorowym można dopasować go do własnej aplikacji.

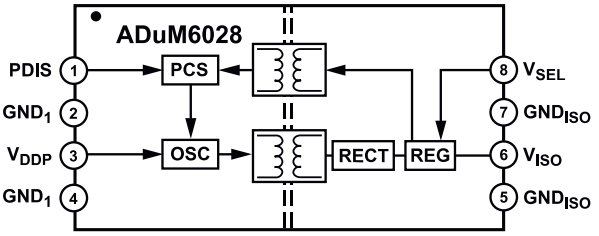
Aby zapewnić zasilanie ADuM4195, opracowano scaloną przetwornicę DC/DC o niskim poziomie zakłóceń typu ADuM6028, której budowa wewnętrzna została pokazana na **rysunku 2**. Przetwornica dostępna jest w wersjach ADuM6028-3 lub ADuM6028-5 zasilanych odpowiednio z 3,3 V lub 5 V. Przetwornica może dostarczyć do 0,5 W. Napięcie wyjściowe 3,3 V/5 V w przypadku ADuM6028-5 może być wybrane poziomem logicznym wyprowadzenia SEL, przetwornica ADuM6028-3 przystosowana jest do konwersji z 3,3 V na 3,3 V.

Budowa i działanie

Schemat układu izolatora został pokazany na **rysunku 3**. Układ nie odbiega od karty katalogowej. Napięcie wejściowe doprowadzone jest do gniazda IN, w modelu zakres ustalony jest dzielnikiem R1, R, R3 na 0...100 V i może być dopasowany do wymogów aplikacji zgodnie z notą katalogową ADuM4195. Kondensator C9 kompensuje dzielnik dla wyższych



Rysunek 1. Schemat ideowy układu ADuM4195 (za notą AD)



Rysunek 2. Schemat ideowy układu ADuM6028 (za notą AD)

Wykaz elementów, kupuj na stronie sklep.avt.pl (Warszawa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl)

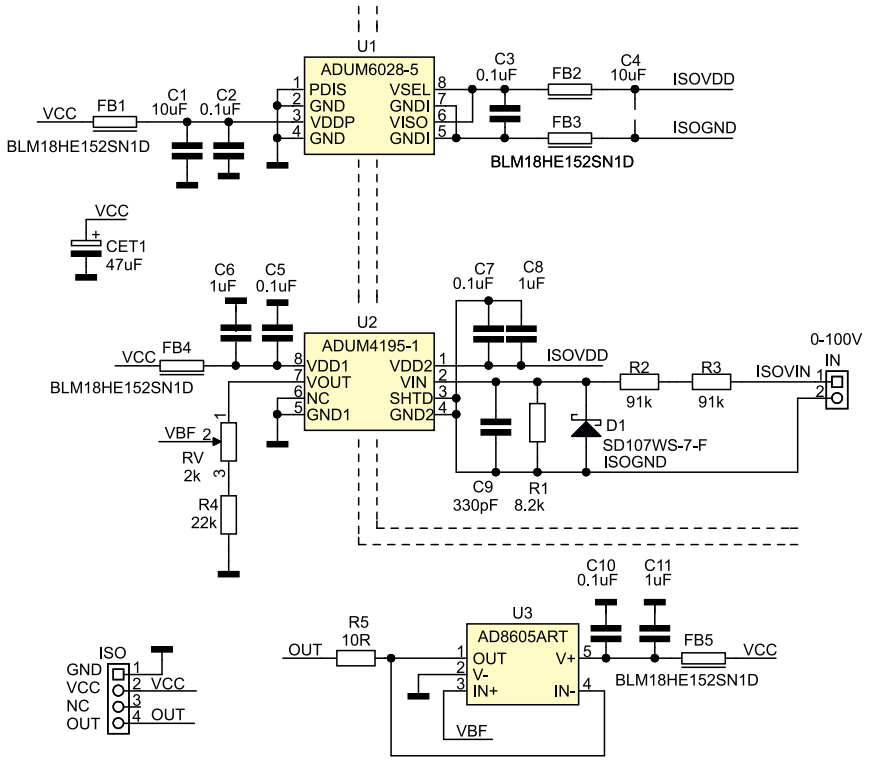
Rezystory:
R1: 8,2 kΩ 1% (SMD0603)
R2, R3: 91 kΩ 1% (SMD1206)
R4: 22 kΩ 1% (SMD0603)
R5: 10 Ω 1% (SMD0603)

Kondensatory:
C1, C4: 10 μF/16 V (SMD0603)
CET1: 47 μF tantalowy 3528
C2, C3, C5, C7, C10: 0,1 μF/50 V (SMD0603)
C6, C8, C11: 1 μF/16 V (SMD0603)
C9: 330 pF/50 V NP0 (SMD0603)

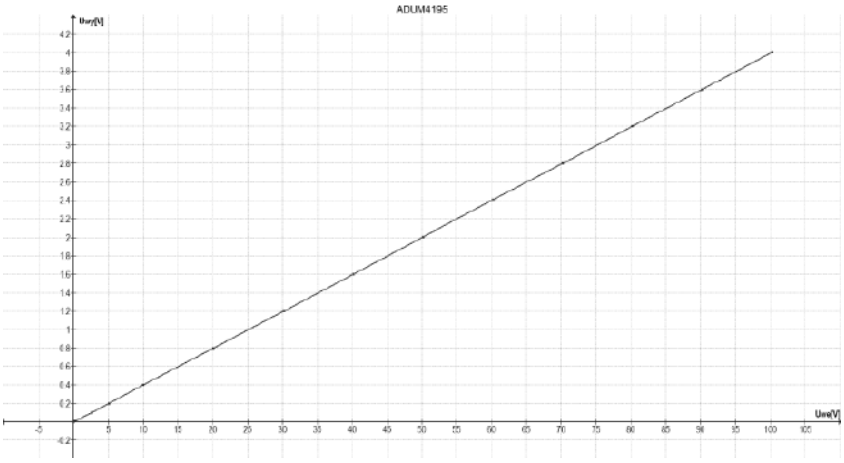
Półprzewodniki:
D1: SD107WS-7-F dioda Schottky'ego (SOD323F)
U1: ADUM6028-5BRIZ (SO8)
U2: ADUM4195-1BRIZ (SO8)
U3: AD8605ART (SOT-23-5)

Pozostałe:
FB1, FB2, FB3, FB4, FB5: dławik ferrytowy BLM18E152SN1D (SMD0603)
IN: złącze śrubowe 3,5 mm 2 piny DG381-3.5-2
ISO: złącze Grove kątowe 110990037
RV: potencjometr wieloobrotowy 2 kΩ (VR-64W)

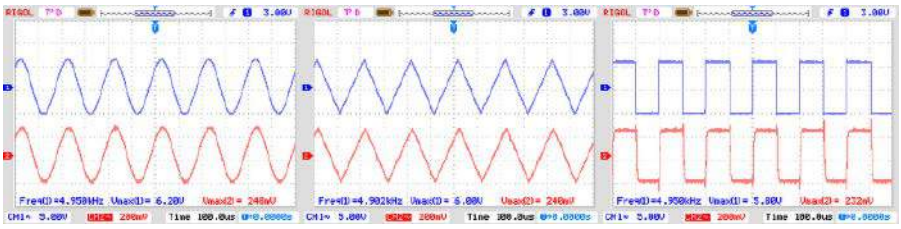
eprasa.pl 78ba6336e6



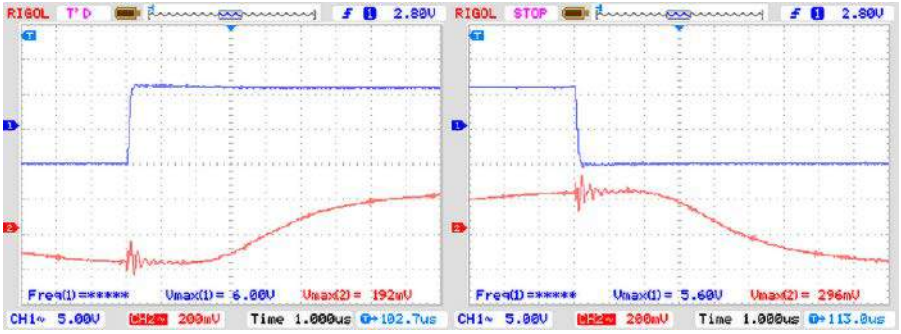
Rysunek 3. Schemat ideowy układu izolatora



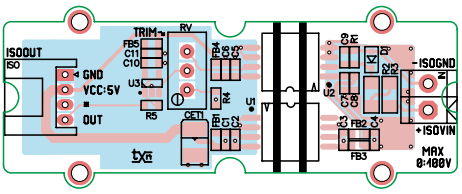
Rysunek 5. Pomiary liniowości modelu



Rysunek 6. Przenoszenie sygnału 5 kHz



Rysunek 7. Zakłócenia sygnału wyjściowego



Rysunek 4. Schemat płytki PCB

częstotliwości, dioda D1 zabezpiecza przed uszkodzeniem U2 w przypadku błędnej polaryzacji napięcia wejściowego.

Sygnał wyjściowy po izolacji w U2 doprowadzony jest do dzielnika RV/R4 umożliwiającego kalibrację napięcia wyjściowego izolatora, a stąd do bufora wyjściowego U3 typu AD8605. Izolowane napięcie 5 V do zasilania U2, U3 zapewnia przetwornica U1, elementy C3, C4 i FB2, FB3 filtrują napięcie wyjściowe przetwornicy.

Montaż i uruchomienie

Moduł zmontowany jest na dwustronnej płytce drukowanej mechanicznie zgodnej ze standardem Grove. Schemat płytki został pokazany na **rysunku 4**. Montaż jest typowy i nie wymaga opisu, należy tylko usunąć pozostałości topnika i zadbać o czystość płytki.

Układ nie wymaga uruchamiania, należy jedynie skalibrować potencjometrem RV współczynnik przetwarzania. Po podłączeniu zasilania 5 V (min. 50 mA), doprowadzeniu do wejścia napięcia 100 V (dla modelu z dzielnikiem 0...100 V) ustawiamy napięcie wyjściowe na 4 V. Układ cechuje się dobrą liniowością w całym zakresie, co potwierdzają wyniki pomiarów zaprezentowane na **rysunku 5**.

Dobierając dzielnik R1, R2, R3 oraz kondensator kompensacyjny C9, można dostosować (zmniejszyć) zakres napięcia pomiarowego do potrzeb, pamiętając, aby nie przekraczać napięcia wejściowego 0...100 V, do którego dostosowana jest płytka PCB.

Głównym przeznaczeniem izolatora jest pomiar napięcia stałego, ale układ ADuM4195 oprócz liniowości przetwarzania, cechuje także szerokie pasmo przenoszenia, które w modelu sięga ok. 50 kHz. Przykładowe oscylogramy dla częstotliwości 5 kHz zostały pokazane na **rysunku 6**. Wpływ na pasmo mają wartości dzielnika wejściowego i pojemności rozproszenia układu. W idealnych warunkach pasmo przenoszenia ADuM4195 wynosi 210 kHz.

W przypadku pomiarów przebiegów prostokątnych, sygnałów z zakłóceniami szpilkowymi lub przepięciami, należy pamiętać o ograniczeniu pasma doprowadzonego do izolatora. Zapobiega to wychodzeniu modulatora PWM poza zakres liniowej pracy. W przeciwnym wypadku w sygnale wyjściowym mogą pojawić się oscylacyjne zakłócenia o częstotliwości odpowiadającej częstotliwości zboczy sygnału wejściowego, co zostało pokazane na **rysunku 7**. Zakłócenia te oczywiście można odfiltrować na wejściu przetwornika ADC, ale lepiej ograniczać je u źródła.

Adam Tatuś, EP

eprasa.pl 78ba6336e6

AVT sklep

W ofercie AVT*
AVT5996

Podstawowe parametry:
- pomiar temperatury w zakresie –55...+125 °C,
- niezależna regulacja progów załączenia i wyłączenia przekaźnika przy użyciu dwóch potencjometrów wieloobrotowych,
- temperatura jest mierzona fabrycznie skalibrowanym czujnikiem cyfrowym o wysokiej stabilności,
- pomiar ustawionych wartości progowych jest możliwy przy użyciu woltomierza,
- kompaktowe wymiary,
- pobór prądu 12...40 mA przy napięciu 12 V,
- możliwość dostosowania układu do zasilania napięciem o wartości 24 V.

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.ulubionykiosk.pl/media

AVT5970	Termostat MIN-MAX (EP 2/2023)
----	Timer z termostatem (EP 12/2022)
AVT5822	Termostat warsztatowy (EP 12/2020)
AVT5732	uniTherm – termostat z wyświetlaczem OLED (EP 12/2019)
AVT5620	Wielozadaniowy termostat (EP 1/2018)
AVT3220	Termostat z wyświetlaczem LED (EdW 1/2018)
AVT5589	4-kanałowy termostat z alarmem (EP 6/2017)
AVT5354	Zaawansowany, funkcjonalny termostat (EP 11/2016)
AVT1878	Prosty termostat cyfrowy (EP 8/2015)
AVT3131	Uniwersalny termostat (EdW 6/2015)
AVT1855	Sterownik wentylatora z czujnikiem wilgotności powietrza (EP 5/2015)

* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja **[B]** nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji **[B]** zawiera elementy elektroniczne (w tym **[UK]** – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- **wersja [C]** – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw **[B]** (elementy wlutowane w płytkę PCB),
- **wersja [A]** – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji.

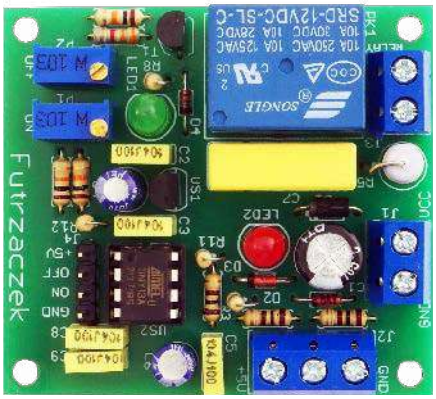
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! **http://sklep.avt.pl**

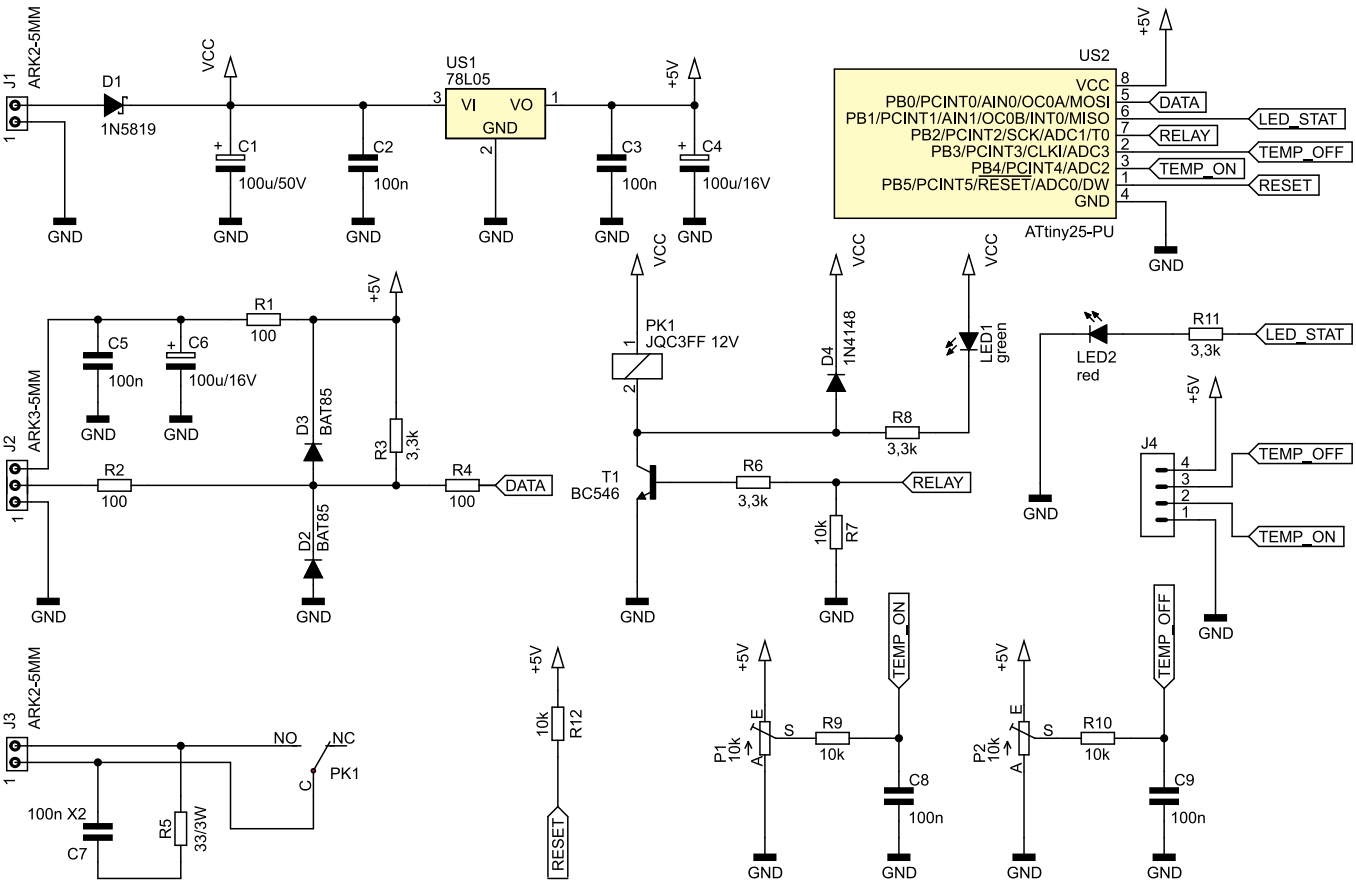
W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: **kity@avt.pl**.

Miniaturowy termostat cyfrowy

Czy w obszarze urządzeń służących utrzymywaniu stałej temperatury, zwanych termostatami, można wymyślić coś nowego? Można połączyć zalety stabilności i dokładności rozwiązania cyfrowego z niską ceną oraz małymi gabarytami układu analogowego. Zaprezentowany projekt realizuje te założenia.



Główną wadą elektronicznych termostatów analogowych jest najczęściej utrudnione ustawianie temperatury – najczęściej mamy jeden potencjometr przypisany do temperatury środkowej, czasem stosowany jest również drugi do ustawiania histerezy. Znalezienie prawidłowego położenia tych elementów regulacyjnych potrafi być niełatwym zadaniem, zaś najczęściej sprowadza się do wielokrotnego ochładzania oraz podgrzewania termistora. Stabilność takiego rozwiązania również nie jest zbyt wysoka – termistor, podobnie jak potencjometry czy inne elementy w torze analogowym mogą zmieniać swoje parametry z upływem czasu. Jest to rozwiązanie dobre, lecz mało dokładne.



Rysunek 1. Schemat ideowy miniaturowego termostatu cyfrowego

eprasa.pl 78ba6336e6

Wykaz elementów, kupuj na stronie sklep.avt.pl (Warszawa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl)

Rezystory: (THT o mocy 0,25 W, jeżeli nie napisano inaczej)
R1, R2, R4: 100 Ω
R3, R6, R8, R11: 3,3 kΩ
R5: 33 Ω 3 W
R7, R9, R10, R12: 10 kΩ
P1, P2: 10 kΩ montażowy pionowy 3296 W

Kondensatory:
C1: 100 µF 50 V raster 3,5 mm
C2, C3, C5, C8, C9: 100 nF raster 5 mm MKT
C4, C6: 100 µF 16 V raster 2,5 mm
C7: 100 nF MKP X2 305 V AC raster 15 mm

Półprzewodniki:
D1: 1N5819
D2, D3: BAT85
D4: 1N4148
LED1: 5 mm zielona
LED2: 5 mm czerwona
T1: BC546
US1: 78L05 (TO92)
US2: ATtiny25-PU (DIP8)

Pozostałe:
J1, J3: ARK2/500
J2: ARK3/500
J4: goldpin 4 szpilki, 2,54 mm
PK1: JQC3FF 12 V (opis w tekście)
Jedna podstawka DIP8
Czujnik DS18B20 np. DS18B20 MOD-1

Zaprezentowany układ to termostat cyfrowy, lecz nie zawiera relatywnie dużego i drogiego wyświetlacza, który przecież jest potrzebny tylko raz: przy ustawianiu żądanych wartości temperatur. Jego funkcję pełni… zwykły woltomierz, który podłącza się do określonych zacisków. Zależność między napięciem a temperaturą można wyliczyć z prostych równań matematycznych, z którymi poradzi sobie nawet prosty kalkulator w telefonie.

Budowa i działanie

Schemat ideowy omawianego układu znajduje się na **rysunku 1**. Napięcie zasilające należy podłączyć do zacisków złącza J1. Jest ono filtrowane przez kondensatory C1 i C2, zaś dioda D1 chroni układ przed uszkodzeniem w razie odwrotnego podłączenia źródła zasilania. Tym napięciem zasilana jest cewka przekaźnika PK1 oraz prosty stabilizator liniowy US1, który dostarcza stabilnego napięcia o wartości 5 V do zasilania układów cyfrowych. Moc tracona w stabilizatorze jest niewielka, zatem nie ma potrzeby stosowania w jego miejscu przetwornicy impulsowej.

Cyfrowy czujnik temperatury typu DS18B20 należy podłączyć do zacisków złącza J2. Napięcie zasilające ten czujnik jest filtrowane przez dolnoprzepustowy filtr RC. Obwód ten składa się z rezystora R1 oraz kondensatorów C5 i C6. Dla ochrony wejścia mikrokontrolera przed uszkodzeniem spowodowanym przepięciami na linii sygnałowej zostały dodane diody ograniczające napięcie do zakresu –0,3…+5,3 V. Rezystor R2 ogranicza prąd tych diod. Z kolei rezystor R4 ogranicza prąd diod zabezpieczających wbudowanych w mikrokontroler, gdyż ich napięcie przewodzenia może być nieco niższe niż użytych BAT85. Rezystor R3 jest wymagany do prawidłowego działania magistrali komunikującej się z czujnikiem: umożliwia pojawienie się na niej wysokiego stanu logicznego. Jest on wymagany przez producenta tego czujnika.

Wyjściem układu są styki zwierne (NO i COM) przekaźnika, doprowadzone do zacisków złącza J3. Aby zmniejszyć ich iskrzenie w czasie przełączania i ograniczyć emisję zakłóceń elektromagnetycznych, między wspomniane styki został włączony prosty obwód gasika RC. Składa się on z szeregowo połączonego kondensatora C7 z rezystorem R5. Taki obwód sprawdza się zarówno przy przełączaniu prądu przemiennego (AC), jak i stałego (DC). Świecenie diody LED1 sygnalizuje załączenie przekaźnika. Dioda D4 zabezpiecza tranzystor T1 w momencie jego zatykania – zwiera impuls generowany przez samoindukcję, ponieważ zamyka drogę dla prądu płynącego przez cewkę przekaźnika.

Potencjometry P1 i P2 dzielą napięcie 5 V służące do zasilania mikrokontrolera US2. Dzięki nim można ustawić progi przełączenia tego termostatu, co szczegółowo zostanie wyjaśnione dalej. Przetwornik analogowo/cyfrowy mikrokontrolera jest zasilany z tego samego napięcia, co potencjometry, więc jego zakres przetwarzania będzie obejmował pełne 10 bitów rozdzielczości. Proste dolnoprzepustowe filtry RC (R9+C8 i R10+C9) zawężają pasmo szumowe, przez co wygładzają napięcie trafiające na wejście przetwornika analogowo/cyfrowego. Złącze J4 umożliwia pomiar ustawionych wartości napięć, co odpowiada progom zadziałania układu. Dioda LED2 wskazuje stan komunikacji termostatu z cyfrowym czujnikiem temperatury.

Montaż i uruchomienie

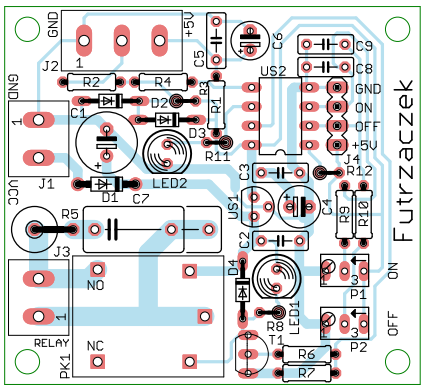
Układ został zmontowany na jednostronnej płytce drukowanej o wymiarach 55×50 mm. Jej schemat został pokazany na **rysunku 2**. W odległości 3 mm od krawędzi płytki znalazły się cztery otwory montażowe, każdy o średnicy 3,2 mm.

Montaż proponuję rozpocząć od elementów o najmniejszej wysokości obudowy, czyli rezystorów małej mocy i diod. Niektóre rezystory będą zamontowane w pionie, trzeba mieć to na uwadze podczas planowania kolejnych etapów montażu. Pod mikrokontroler US2 proponuję zastosować podstawkę, by można go było łatwo zaprogramować oraz wymienić w razie uszkodzenia. Zmontowany układ można zobaczyć na fotografii tytułowej.

Na etapie uruchamiania jest konieczne zaprogramowanie pamięci Flash mikrokontrolera dostarczonym wsadem oraz zmiana jego bitów zabezpieczających na takie wartości: Low Fuse = 0xE2; High Fuse = 0xDC. Szczegóły są widoczne na **rysunku 3**, który pokazuje wygląd okna konfiguracji tych bitów w programie BitBurner. W ten sposób zostanie wyłączony preskaler sygnału zegarowego oraz włączy się Brown-Out Detector, który wprowadzi mikrokontroler w stan zerowania, jeżeli jego napięcie zasilające spadnie poniżej 4,3 V. To znacznie zmniejsza ryzyko zawieszenia się układu podczas uruchamiania.

Do zasilania powinno służyć napięcie stałe o wartości około 12 V, a dokładniej z przedziału 10…16 V. Takie granice uwzględniają zakres prawidłowej pracy przekaźnika (z uwzględnieniem spadku napięcia na diodzie D1 i tranzystorze T1) w temperaturze 20°C. Warto, aby owe napięcie było dobrze filtrowane, a najlepiej stabilizowane. Pobór prądu przy 12 V wynosi około 12 mA przy wyłączonym przekaźniku oraz około 40 mA, kiedy jego cewka zostanie załączona. Można zastosować przekaźnik PK1 z cewką na napięcie 24 V, co przesunie zakres akceptowalnego napięcia zasilającego w górę – to jedyna modyfikacja. Maksymalne napięcie zasilające układ wynosi 35 V ze względu na konieczność zapewnienia prawidłowych warunków pracy stabilizatorowi US1.

Poprawnie zaprogramowany układ jest gotowy do działania po podłączeniu czujnika typu DS18B20 do zacisków złącza J2 oraz ustawieniu żądanych progów zadziałania przekaźnika przy użyciu potencjometrów P1 i P2. W tym celu należy zmierzyć napięcie zasilające układ (wyprowadzenia +5 V i GND w złączu J4) i obliczyć wartości napięć odpowiadające progom ON i OFF według wzoru:



Rysunek 2. Schemat płytki PCB

Rysunek 3. Szczegóły ustawienia bitów zabezpieczających

eprasa.pl 78ba6336e6

$$U_{ON/OFF}[V] = U_{zas}[V] \cdot \frac{t_{ON/OFF}[°C] + 55°C}{180°C}$$

Napięcie zasilające U_{zas} będzie wynosiło około 5 V, zaś jego dokładną wartość dobrze jest zmierzyć woltomierzem. Offset 55°C wynika z konieczności przesunięcia zakresu pracy użytego czujnika cyfrowego (–55…+125°C) do zakresu napięć dodatnich, a 180°C to szerokość tego zakresu.

Układ automatycznie rozpoznaje tryb chłodzenia oraz grzania. Jeżeli temperatura załączenia (ON) jest wyższa niż wyłączenia (OFF), to układ rozpoznaje to jako tryb grzania i załącza przekaźnik PK1, gdy temperatura spada poniżej progu wyznaczonego przez potencjometr ON. Wyłączenie jego styków następuje po przekroczeniu temperatury zadanej potencjometrem OFF. Jeżeli wystąpi odwrotna sytuacja, czyli temperatura OFF będzie wyższa niż ON, to jest to tryb chłodzenia – przekaźnik załącza się po wzroście temperatury powyżej progu OFF i wyłącza po spadku poniżej progu ON. W ten układ nie wbudowano żadnej histerezy, więc można te progi ustawić dowolnie blisko siebie, licząc się też z częstymi przełączeniami przekaźnika PK1.

Dioda LED2 wskazuje stan pracy układu. Jeżeli świeci światłem ciągłym, to odczyty z czujnika cyfrowego są poprawne. Ich aktualizacja następuje co około 750 ms. W przeciwnym razie, jeżeli czujnik nie działa poprawnie (przykładowo, odczepił się przewód od złącza J2 lub wystąpiło zwarcie), dioda ta błyska krótkimi impulsami świetlnymi. Dioda LED2 sygnalizuje załączenie cewki przekaźnika, co jest równoznaczne ze zwarciem jego styków.

Zaciski złącza J3 należy potraktować jak styki przełącznika mechanicznego, który odłącza zasilanie od sterowanego urządzenia. Z uwagi na szerokość ścieżek, znajdujących się na powierzchni laminatu, płynący przez nie prąd nie powinien przekraczać natężenia 5 A. Jeżeli zachodziłaby potrzeba przełączania większych prądów, warto skorzystać z zewnętrznego stycznika, którego cewka będzie sterowana za pośrednictwem złącza J3. Dopiero ten stycznik załączy urządzenie o dużej mocy.

Michał Kurzela, EP

AVT sklep

W ofercie AVT*
AVT5994

Podstawowe parametry:
- regulowanie stałego napięcia ujemnego,
- regulacja realizowana potencjometrem wieloobrotowym,
- napięcie wyjściowe regulowane w przedziale –1,25...26,25 V,
- dopuszczalne napięcie wejściowe –4...40 V,
- maksymalny prąd wyjściowy 1,5 A,
- wbudowane zabezpieczenie przed przegrzaniem i przed zwarciem.

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.ulubionykiosk.pl/media

AVT1762	Miniaturowy, regulowany stabilizator impulsowy
AVT1667	Stabilizator impulsowy 3 A z układem LM2576 (EP 3/2012)
AVT1572	Symetryczny zasilacz warsztatowy ±1,25 V...±25 V 1,5/5 A (EP 6/2010)
AVT727	Uniwersalny moduł zasilający (EdW 8/2004)

* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja **[B]** nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji **[B]** zawiera elementy elektroniczne (w tym **[UK]** – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- **wersja [C]** – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw **[B]** (elementy wlutowane w płytkę PCB),
- **wersja [A]** – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji.

Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! **http://sklep.avt.pl**

W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: **kity@avt.pl**.

Regulowany stabilizator napięcia ujemnego

Stabilizatorów napięcia dodatniego jest bardzo wiele o różnej wydajności prądowej, różnych zakresach napięcia wyjściowego i z różnymi zabezpieczeniami. Zaprezentowany układ to proste rozwiązanie umożliwiające regulację napięcia ujemnego.

Moduły ze stabilizatorami liniowymi typu LM317 są tanie i bardzo łatwo dostępne. Umożliwiają dokładne ustalenie wartości dodatniego napięcia stałego. Tymczasem napięcie ujemne jest w tej kwestii traktowane nieco po macoszemu – a przecież nie może się bez niego obyć zarówno szeroka gama układów analogowych (filtry, generatory, integratory, wzmacniacze i nie tylko), jak i impulsowych, chociażby sterowniki bramek tranzystorów MOSFET i IGBT.

Zaprezentowany układ to bardzo mały i bardzo prosty w budowie moduł bazujący na popularnym układzie LM337, który umożliwia ustawienie napięcia wyjściowego w przedziale –1,25…26,25 V. Jest to zakres umożliwiający ustawienie najczęściej stosowanych wartości napięcia ujemnego. Regulacja odbywa się precyzyjnym w obsłudze potencjometrem wieloobrotowym.

Budowa i działanie

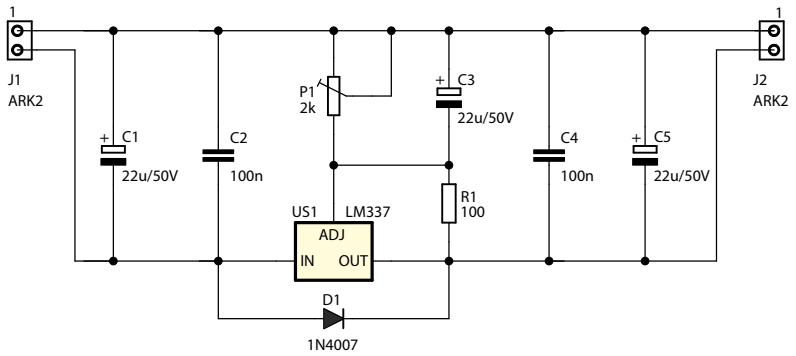
Schemat ideowy omawianego układu znajduje się na **rysunku 1**. Napięcie wejściowe, które ma być regulowane, podaje się na zaciski złącza J1. Powinno być wyprostowane, a najlepiej gdyby było dobrze filtrowane. Kondensatory C1 i C2 dbają głównie o stabilną pracę układu US1, ich pojemność jest zbyt niska do filtracji tętnień. Podobna jest rola kondensatorów C4 i C5, które zmniejszają również impedancję wyjściową tego stabilizatora w zakresie wyższych częstotliwości.

Napięcie wyjściowe ustala dzielnik rezystancyjny, na który składają się dwa elementy: rezystor R1 i potencjometr P1. R1 wymusza prąd wyjściowy stabilizatora

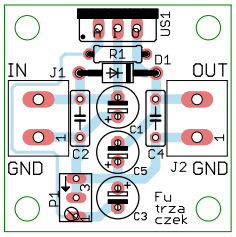
Wykaz elementów, kupuj na stronie sklep.avt.pl (Warszawa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl)

Rezystory:	Kondensatory:	Półprzewodniki:	Pozostałe:
R1: 100 Ω/0,25 W (THT)	C1, C3, C5: 22 µF 50 V raster 2,5 mm	D1...D4: 1N4007	J1, J2: ARK2/500
P2: 2 kΩ montażowy wieloobrotowy poziomy 3296X	C2, C4: 100 nF MKT raster 5 mm	US1: LM337 (TO220)	Radiator (opis w tekście)

eprasa.pl 78ba6336e6



Rysunek 1. Schemat ideowy regulowanego stabilizatora napięcia ujemnego



Rysunek 2. Schemat płytki PCB

na poziomie 12,5 mA – to nieco więcej, niż nakazuje nota katalogowa (typowo 10 mA), lecz moje doświadczenia wskazują, że niektóre egzemplarze LM337 potrafią się wzbudzić po użyciu zalecanej rezystancji R1 (120 Ω) w tego typu układzie. Pobór prądu większy o 2,5 mA nie będzie w tym układzie stanowił istotnego problemu, w zamian za to mamy gwarancję stabilnej pracy. Kondensator C3 poprawia tłumienie tętnień. Rolą diody D1 jest zabezpieczenie układu US1 w sytuacji, kiedy napięcie wejściowe by nagle zanikło, a wyjściowe byłoby nadal utrzymywane, na przykład przez dodatkowy kondensator o wysokiej pojemności.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na niewielkiej, jednostronnej płytce drukowanej o wymiarach 30×30 mm, której schemat został pokazany na **rysunku 2**. W odległości 3 mm od krawędzi płytki znalazły się cztery otwory montażowe, każdy o średnicy 3,2 mm.

Montaż układu jest bardzo prosty i nie powinien sprawić problemu nawet początkującym operatorom lutownicy. Z uwagi na gęste upakowanie proponuję zacząć od rezystora R1 i diody D1. Stabilizator US1 można wlutować na dłuższych nóżkach, by łatwo dało się go przykręcić do radiatora. Zmontowany moduł można zobaczyć na fotografii tytułowej.

Zasilanie dla układu powinno się zawierać w przedziale –4…40 V. Górny próg jest ograniczony przez dropout układu LM337 (około 3 V), zaś dolny przez maksymalną różnicę potencjałów między wejściem i wyjściem US1. Pobór prądu przez układ bez obciążonego wyjścia wynosi około 12,7 mA. Jest to wartość stała, niezależna zarówno od napięcia wejściowego, jak i wyjściowego. Maksymalny prąd wyjściowy jest ograniczony przez zastosowany stabilizator liniowy i wynosi około 1,5 A. Skręcając potencjometr P1 w lewo, uzyskujemy napięcie coraz niższe (bardziej ujemne), zaś w prawo bliższe wartości 0 V.

Warto zadbać o dobre chłodzenie stabilizatora, przykręcając do niego odpowiedni radiator. Jeżeli wydzielana w nim moc nie przekracza 1 W, można spróbować obyć się bez tego podzespołu, jednak w większości wypadków ta wartość będzie wyższa.

Michał Kurzela, EP

AVT sklep

Podstawowe parametry:
- umożliwia trójfazowy pomiar prądu przemiennego w zakresie 0...5 A (z przekładnikami TA12-200) lub 0...20 A (przekładnikami TA1020),
- zapewnia separację galwaniczną,
- zasilanie napięciem 3...5 V.

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.ulubionykiosk.pl/media

----	Wielozakresowy przetwornik prądu z czujnikiem Halla (EP 7/2023)
----	Przetwornik prądu przemiennego z transformatorem prądowym (EP 6/2023)
----	Przetwornik prądu przemiennego na DC True RMS (EP 10/2022)
AVT5766	Ampera – miniaturowy miernik prądu stałego (EP 5/2020)
Projekt 232	Miliamperomierz TRMS (EP 9/2017)

* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja **[B]** nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji **[B]** zawiera elementy elektroniczne (w tym **[UK]** – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- **wersja [C]** – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw **[B]** (elementy wlutowane w płytkę PCB),
- **wersja [A]** – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji.

Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! **http://sklep.avt.pl**

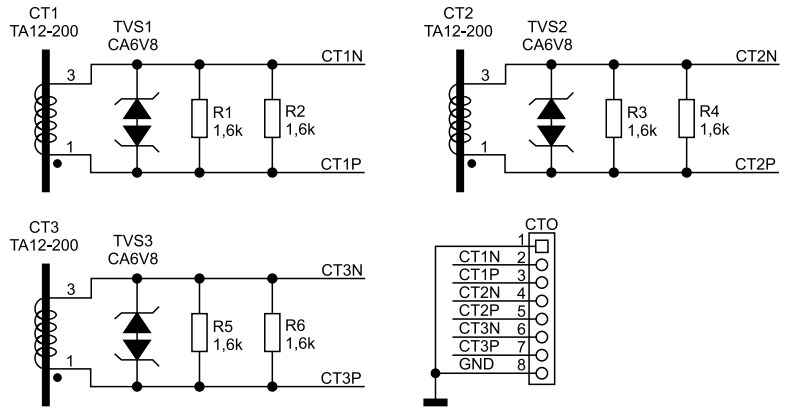
W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: **kity@avt.pl**.

Trójfazowy przetwornik prądu przemiennego z transformatorem prądowym

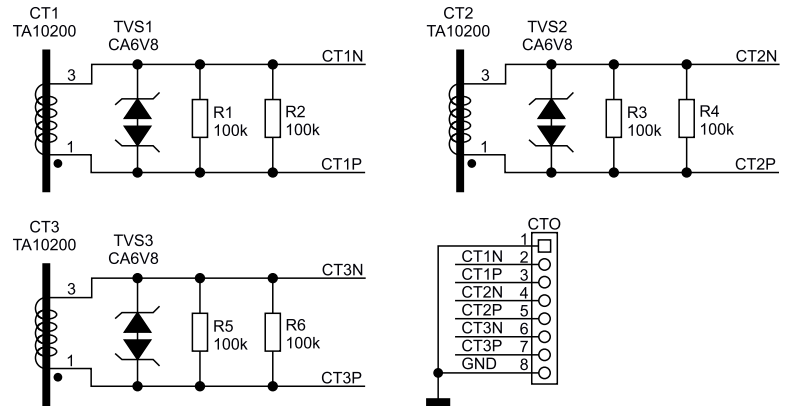
Niewielki moduł, który umożliwia pomiar trójfazowego prądu przemiennego w zakresie 0...5 A. Zawiera przekładniki prądowe, dzięki czemu może być w łatwy sposób zamontowany w domowej instalacji do kontroli prądu pobieranego przez urządzenia. To szczególnie ważne w czasach wymuszających uważne gospodarowanie energią.

Pomiar prądu przekładnikiem prądowym jest najprostszą metodą zapewniająca separację galwaniczną. Do pomiaru prądu w zależności od wersji zastosowano zamknięte przekładniki TA12-200 lub TA1020 firmy YHDC. Przekładnik TA12-200 ma przekładnię 1:2000, umożliwia pomiar prądu 0...5 A, prąd wtórny to 0...2,5 mA na maksymalnej rezystancji obciążenia 800 Ω, a średnica otworu pomiarowego, przez który przeprowadzony jest przewód pierwotny, wynosi 5 mm. Przekładnik TA1020 o przekładni 1:1000 dostępny jest w czterech zakresach pomiarowych 5/10/15/20 A, maksymalna średnica otworu pomiarowego to 9,5 mm, co umożliwia wygodny pomiar prądu także przy dosyć grubych przewodach. Wybór konkretnego typu przekładnika określa aplikacja, tj.

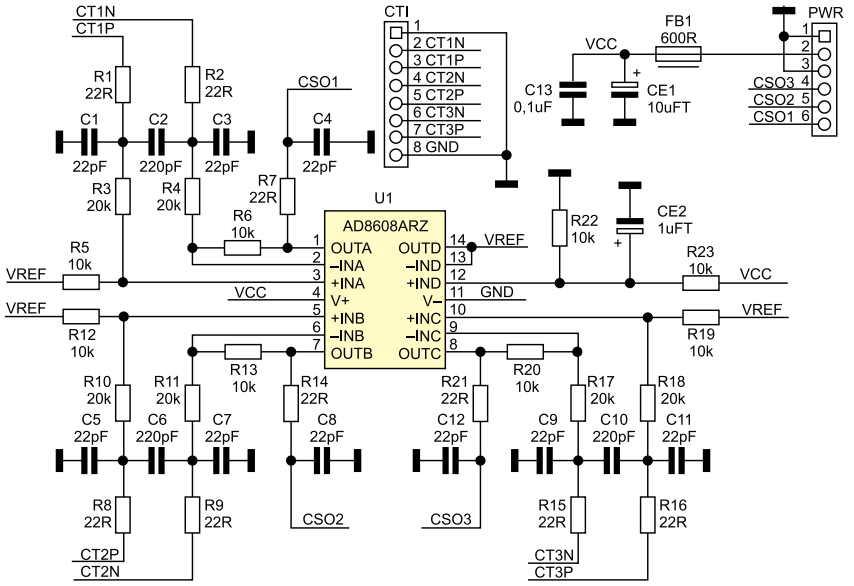
eprasa.pl 78ba6336e6



Rysunek 1. Schemat obwodu dla przekładników TA12-200



Rysunek 2. Schemat obwodu dla przekładników TA1020



Rysunek 3. Schemat wzmacniacza pomiarowego

maksymalny pobierany przez urządzenie prąd oraz średnica przewodu zasilania.

Budowa i działanie

Moduł konstrukcyjnie został podzielony na płytkę przetwornika i wzmacniacz pomiarowy. Płytka zawiera przekładniki prądowe, zabezpieczenia przepięciowe oraz rezystory pomiarowe wykonana jest w dwóch wersjach uwzględniających różnice mechaniczne i elektryczne obudów przekładników TA12-200/TA1020. Płytki różnią się rezystorami pomiarowymi, dla TA12-200 rezystory R1...R6 stanowią obciążenie 800 Ω (**rysunek 1**), co daje pełny zakres 0...2 V, dla TA1020 obciążenie wynosi 50 Ω (**rysunek 2**) i zależnie od typu przekładnika 5/10/15/20 A daje odpowiednio napięcie wyjściowe 0,25/0,5/0,75/1 V. Sygnały z przekładników fazowych CT1...CT3 doprowadzone są do złącza CTO.

Schemat układu wzmacniacza został pokazany na **rysunku 3**. Sygnał z przekładników poprzez złącza CTI oraz filtry RC (dla pierwszego kanału R1, R2, C1, C2, C3) doprowadzony jest do trzech identycznych wzmacniaczy różnicowych, zbudowanych na układzie U1 typu AD8608. Wartość wzmocnienia ze względu na różne zakresy pomiarowe musi być dobrana poprzez odpowiedni dobór rezystorów. Dla kanału pierwszego i przekładnika TA12-200 (0...5 A), którego maksymalne napięcie wyjściowe wynosi 2 V, wzmocnienie ustalone jest na 0,5 V/V (dla pierwszego kanału R5/R3=R6/R4=0,5; 10 kΩ/20 kΩ), co daje napięcie wyjściowe 0...1 V. Dla TA1020 wzmocnienie ustalane jest na 1 V/V (R5/R3=R6/R4=1; 10 kΩ/10 kΩ).

Napięcie wyjściowe odniesione jest do poziomu VREF=50% VCC, co umożliwia pomiar prądu przemiennego. Czwarty wzmacniacz U1D generuje i buforuje napięcie VREF z podziału napięcia zasilania dzielnikiem R22/R23. Przy zastosowaniu niskonapięciowego wzmacniacza AD8608 układ pracuje poprawnie w zakresie zasilania 3...5,5 V bez ograniczania napięcia wyjściowego. Sygnały pomiarowe poprzez filtry RC (dla pierwszego kanału R7,C4) wraz z zasilaniem doprowadzone są do złącza PWR, pobór prądu nie przekracza kilkunastu mA.

Wykaz elementów, kupuj na stronie sklep.avt.pl (Warszawa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl)

Wzmacniacz pomiarowy

Rezystory: (SMD0603, 1%)
R1, R2, R7, R8, R9, R14, R15, R16, R21, : 22 Ω
R3, R4, R10, R11, R17, R18: 20 kΩ (dobrać zależnie od przetwornika)
R5, R6, R12, R13, R19, R20, R22, R23, : 10 kΩ (dobrać zależnie od przetwornika)

Kondensatory:
C1, C3, C4, C5, C7, C8, C9, C11, C12, : 22 pF C0G 25 V ceramiczny (SMD0603)
CE1: 10 µFT tantalowy (3216)
C2, C6, C10: 220 pF C0G 25 V ceramiczny (SMD0603)
CE2: 1 µFT tantalowy (3216)
C13: 0,1 µF 25 V ceramiczny (SMD0603)

Półprzewodniki:
U1: AD8608 (SO14)

Pozostałe:
CTI: złącze SIP8 2,54 mm
FB1: ferryt 600 Ω/100 mA (SMD0603)
PWR: złącze JST 2 mm kątowe

Płytka przekładników TA1020

Rezystory: (SMD1206, 1%)
R1, R2, R3, R4, R5, R6: 100 Ω (dobrać zgodnie z dokumentacją przetwornika)

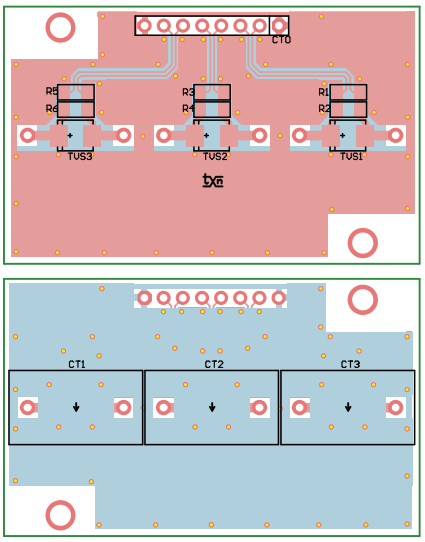
Pozostałe:
CT1, CT2, CT3: Przetwornik prądowy TA1020 (dobrać do zakresu pomiaru)
CTO: złącze SIP8 2,54 mm
TVS1, TVS2, TVS3: Transil 6,8 V (SMB)

Płytka przekładników TA12-200

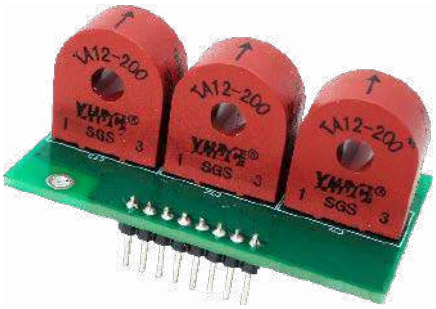
Rezystory: (SMD1206, 1%)
R1, R2, R3, R4, R5, R6: 1,6 kΩ (dobrać zgodnie z dokumentacją przetwornika)

Pozostałe:
CT1, CT2, CT3: Przetwornik prądowy TA12-200
CTO: złącze SIP8 2,54 mm
TVS1, TVS2, TVS3: Transil 6,8 V (SMB)

eprasa.pl 78ba6336e6

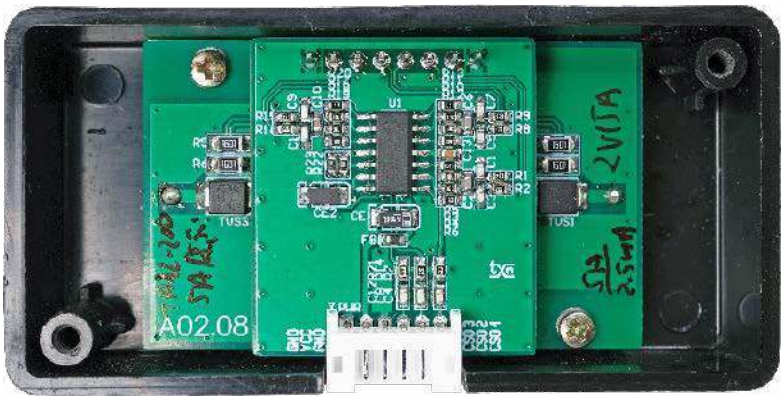


Rysunek 4. Schemat płytki PCB przekładników TA12-200

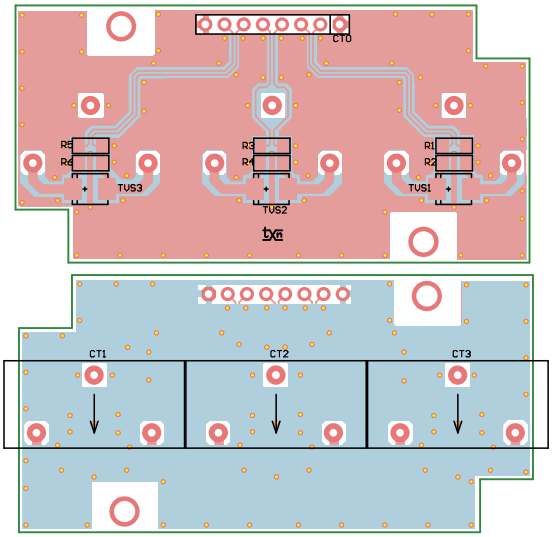


Fotografia 1. Zmontowana płytka przekładników TA12-200

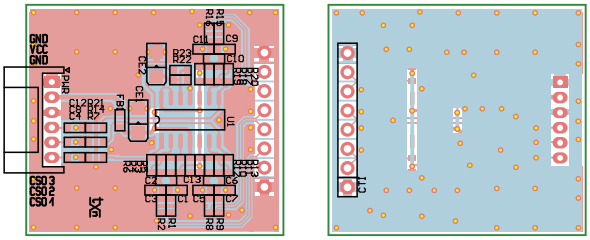
Fotografia 2. Zmontowana płytka przekładników TA1020



Fotografia 3. Zmontowana płytka wzmacniacza pomiarowego połączona z płytką przekładników i umieszczona w obudowie



Rysunek 5. Schemat płytki PCB przekładników TA1020



Rysunek 6. Schemat płytki PCB wzmacniacza pomiarowego

Montaż i uruchomienie

Schematy płytek przekładników zostały pokazane na **rysunkach 4 i 5**, natomiast schemat płytki wzmacniacza pokazuje **rysunek 6**. Wszystkie płytki wykonane są jako dwustronne. Płytki przystosowane są do montażu w obudowie Hammond 1551KFL, w której należy wyciąć otwory pod przekładniki i złącze PWR. Po sprawdzeniu poprawności montażu odpowiadającą aplikacji płytkę przekładnika lutujemy za pomocą listwy SIP8 (złącze CTI) do płytki wzmacniacza, pamiętając o doborze rezystorów odpowiadających za wzmocnienie. Wygląd zmontowanych płytek przekładników pokazują **fotografie 1 i 2**, natomiast płytkę wzmacniacza pomiarowego połączonego z płytką przekładników i umieszczonego w obudowie widać na **fotografii 3**.

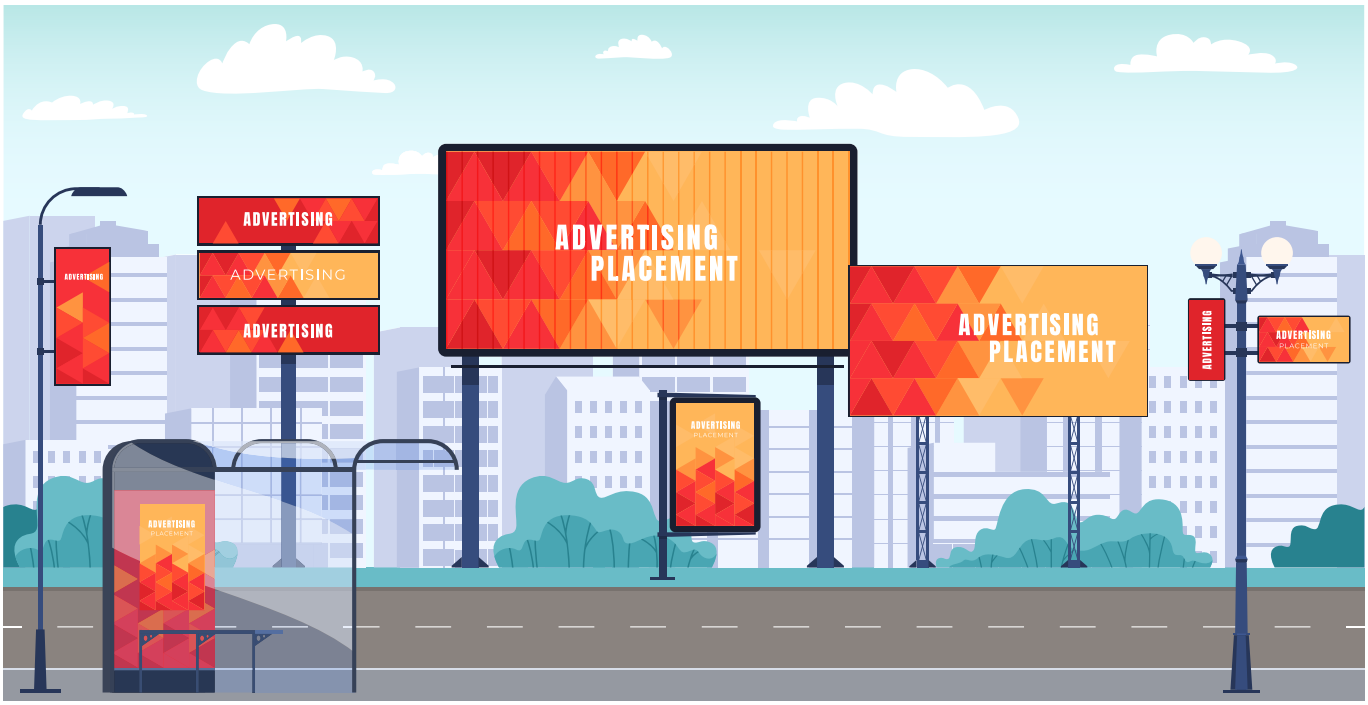
Po poprawnym montażu przetwornik nie wymaga uruchamiania. Warto tylko sprawdzić poprawność przetwarzania i ewentualnie skorygować rozrzuty wzmocnienia i przekładni. Sprawdzenie układu można najprościej wykonać, mierząc prąd w jednej fazie. W tym celu po zamknięciu obudowy, przed podłączeniem układu, należy przez otwory przekładników przeprowadzić przewód z mierzonego obwodu prądu przemiennego, zachowując zgodność kierunków przewlekania przewodu przez kolejne przekładniki. W obwód należy wpiąć amperomierz kontrolny. **UWAGA: pracując pod napięciem sieciowym, należy zachować szczególną ostrożność i przestrzegać zasad BHP.**

Po zasileniu układu napięciem 3...5 V do wyjść CSOx podłączamy woltomierze prądu przemiennego lub oscyloskop i dla kilku wartości prądu z zakresu 0...100% sprawdzamy poprawność konwersji i zgodność napięcia w poszczególnych kanałach. Dla modelu zmierzona dokładność przetwarzania jest lepsza od 2%. W przypadku gorszej dokładności należy skorygować rezystory obciążenia przekładników lub rezystory wzmacniaczy różnicowych, których dobór jest istotny dla dokładności przetwarzania. Rezystory powinny mieć tolerancję 1% lub lepszą. Podczas pomiarów napięcia sieciowego warto zwrócić uwagę na kształt sinusoidy, który ze względu na obecność zakłóceń może odbiegać od ideału, wpływając na dokładność wskazań.

Adam Tatuś, EP

REKLAMA

eprasa.pl 78ba6336e6



Wyświetlacze vs. słońce, czyli Sunlight readable displays

Zwrot Sunlight readable tłumaczymy jako czytelne w świetle słonecznym. Stał się on określeniem grupy wyświetlaczy, które gwarantują takie parametry wyświetlanego obrazu, że jest on widoczny przy oświetleniu dziennym, także w bezpośrednim świetle słonecznym. Ekrany bez takiej funkcjonalności nie gwarantują odpowiedniego obrazu, gdy pada na nie światło słoneczne – prezentowana treść jest ciemna i wyblakła pomimo ustawionej maksymalnej jasności. W artykule wyjaśnimy, jakie rozwiązania konstrukcyjne stosują producenci, aby przystosować ekrany do pracy w zastosowaniach typu outdoor.

Widoczność treści wyświetlacza zależy od różnicy jasności wyświetlacza i światła otoczenia. Oświetlenie stosowane w pomieszczeniach nie jest tak intensywne, jak światło dzienne, dlatego jasność ekranów przeznaczonych do pracy wewnątrz budynków, np. ekranów komputerowych nie jest wysoka i zwykle mieści się w granicach 250...500 cd/m² (cd/m² – jednostka czasami określana jako nity). W aplikacjach wymagających prezentowania informacji lub treści reklamowej w przestrzeni publicznej na zewnątrz budynków, w naturalny sposób narażonej na światło słoneczne wymagane są wyświetlacze o wysokiej jasności, nawet do 2000 cd/m². Jeszcze bardziej wymagające są aplikacje przemysłowe i motoryzacyjne, które muszą odznaczać się wyższą jasnością i specjalnymi powłokami niwelującymi wszelkiego rodzaju odbicia, odblaski i refleksy na powierzchni ekranu.

Czytelność wyświetlacza w świetle słonecznym

Weźmy wyświetlacz o średniej jasności 400 cd/m² i współczynniku kontrastu równym 400, dla łatwego obliczania. Wystawiamy nasz wyświetlacz na zewnątrz, na światło słoneczne, gdzie możemy spodziewać się jasności ok. 10 000 cd. W takich warunkach światło z naszego wyświetlacza będzie nakładało się na światło odbite od wyświetlacza, jak pokazano na **rysunku 1**. Możemy założyć ok. 4,5% odbicia, co oznacza, że powierzchnia wyświetlacza będzie odbijać 4,5% padającego światła. W tym przypadku będzie odbijał około 450 kandeli na całej powierzchni, zarówno na jasnych, jak i ciemnych fragmentach treści. Wtedy wartość współczynnika kontrastu wyznacza się w taki sposób:

$$C_r = \frac{400 + 450}{450} \simeq 2$$

Wartość 2 oznacza, że treść niemal nie będzie widoczna. Rozsądna czytelność zaczyna się od ok. 5 – to akceptowalny kontrast, przy 10 treść jest dobrze czytelna, a powyżej 20 obraz jest znakomity. Wystarczy, że zwiększymy jasność wyświetlacza do 1000 cd/m² i już mamy wynik ponad 3.

Wyświetlacze LCD typu sunlight readable

Zdecydowana większość wyświetlaczy bazuje na technologii LCD. Głównym komponentem jest wtedy matryca aktywnych pikseli TFT LCD, którymi można sterować tak, aby przepuszczały różną ilość światła w każdej barwie. Za matrycą znajduje się warstwa dyfuzora rozpraszającego równomiernie światło, a ostatnim elementem jest

eprasa.pl 78ba6336e6

Rysunek 1. Wysoka jasność wyświetlacza zwiększa czytelność obrazu w świetle słonecznym

źródło podświetlania ekranu. Zatem jasność obrazu na ekranie LCD nie zależy od matrycy pikseli, ponieważ to nie ona jest źródłem światła.

Istnieją dwie podstawowe metody zwiększania jasności wyświetlacza LCD, a tym samym jego czytelności w bezpośrednim świetle słonecznym. Najprostszą metodą jest zwiększenie jasności podświetlenia. Ekrany LCD o jasności 800 cd/m² lub większej są uważane za wystarczająco widoczne w słońcu, jednak większość wyświetlaczy do takich aplikacji oferuje jasność co najmniej 1000 cd/m². Dlatego typowym zabiegiem mającym na celu dostosowanie panelu LCD do warunków zewnętrznych jest zwiększenie jasności podświetlenia.

Czytelność wyświetlacza LCD w bezpośrednim świetle słonecznym jest również silnie skorelowana z właściwościami odbijania światła przez ekran. Odblaskowa powierzchnia pogorszy czytelność nawet przy dużej jasności. Podobnie zadziała każda dodatkowa warstwa, np. szkło ochronne. Rozwiązaniem tego problemu jest zastosowanie techniki Optical Bonding.

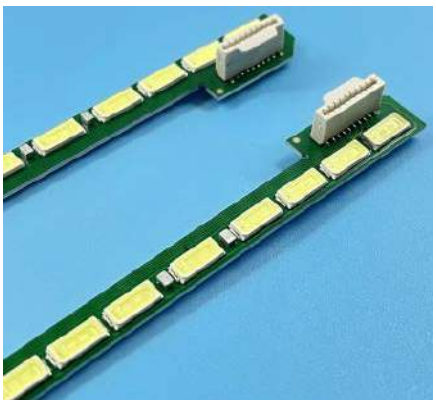
Techniki podświetlania ekranów LCD

Podświetlanie ekranów LCD jeszcze do niedawna było realizowane głównie poprzez lampy fluorescencyjne z zimną katodą – CCFL. Jednak dynamiczny rozwój technologii LED doprowadził do zdominowania rynku przez podświetlenie tego typu. Zadecydowały o tym dwie ważne cechy. Pierwsza z nich to długi czas działania. Zwykle żywotność diod LED mierzy się z uwzględnieniem 70...80% spadku jasności w porównaniu do pierwotnych parametrów i może wahać się od 20 000 godzin do znacznie ponad 100 000 godzin.

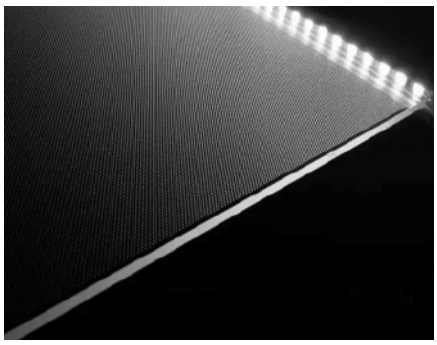
Drugą kluczową cechą jest to, że elementy LED charakteryzują dużą efektywnością, niskim zużyciem energii i wytwarzają znacznie mniej ciepła niż inne rozwiązania. Dzięki temu wydłuża się żywotność i wydajność pozostałych podzespołów, możliwa jest redukcja wymiarów oraz poszerza się zakres zastosowań wyświetlaczy.

Edge LED

Podświetlenie LED można zrealizować jako podświetlenie krawędziowe, boczne (*Edge LED*), które składa się z rzędu diod LED przymocowanych najczęściej do jednej krawędzi ramy, ale możliwe jest też rozmieszczenie na całym obwodzie. Przykład takiego modułu został pokazany na **fotografii 1**. Wytwarzane światło pada na tzw. płytkę światłowodową – LGP, która jest skutecznym i prostym sposobem na bardzo równomierne rozproszenie światła (**fotografia 2**) z niewielkim prawdopodobieństwem powstawania jasnych punktów. Panele podświetlane krawędziowo były pierwszymi produkowanymi masowo. Odznaczają się niewielkimi wymiarami oraz relatywnie niskim poborem prądu. To pozwala na dużą elastyczność w projektowaniu i gwarantuje niższy koszt rozwiązania. Główną wadą bocznego podświetlenia jest jego niejednorodność – krawędzie oraz punkty umieszczenia diod LED mogą być widoczne,



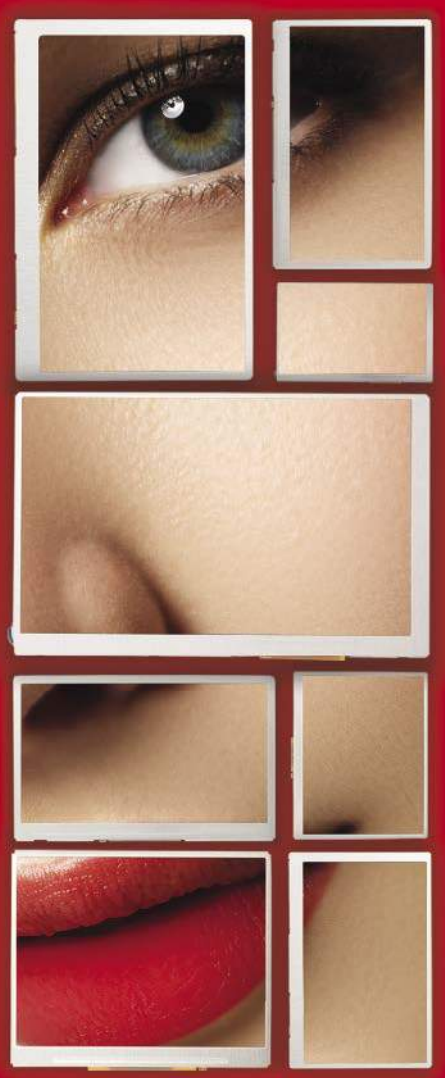
Fotografia 1. Gotowy moduł podświetlenia krawędziowego Edge LED



Fotografia 2. Płytka światłowodowa – LGP, jest skutecznym i prostym sposobem na bardzo równomierne rozproszenie światła

REKLAMA

Dla TWOJEGO sukcesu!



1 złącze…

1 napięcie…

1 interfejs…

25 wyświetlaczy!

Rodzina wyświetlaczy TFT

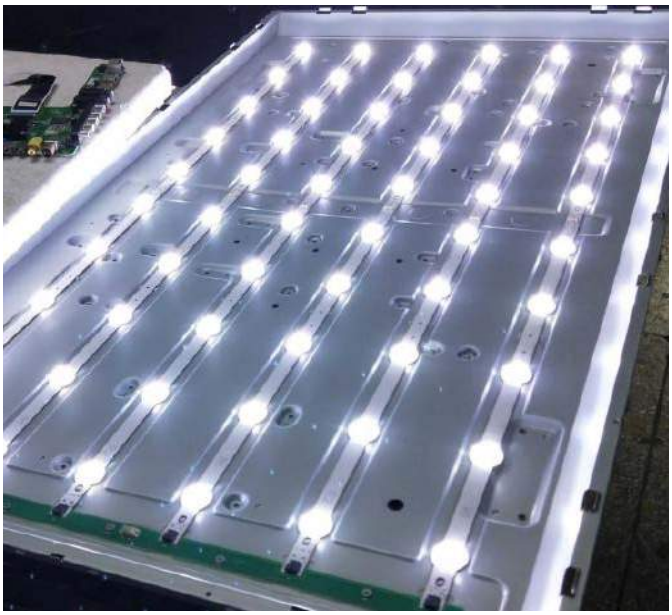
www.glyn.com/Products

FIRST CLASS PREMIUM SUPPORT

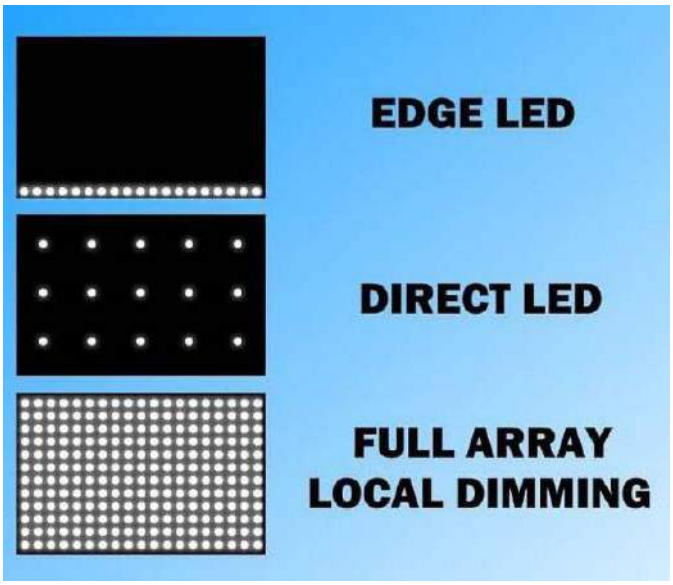
GLYN High-Tech Distribution

eprasa.pl 78ba6336e6

Fotografia 3. Na potrzeby podświetlenia krawędziowego powstały specjalne modele diod LED o podłużnej budowie a nawet przystosowane do montażu pionowego



Fotografia 4. Przykład realizacji podświetlania tablicowego



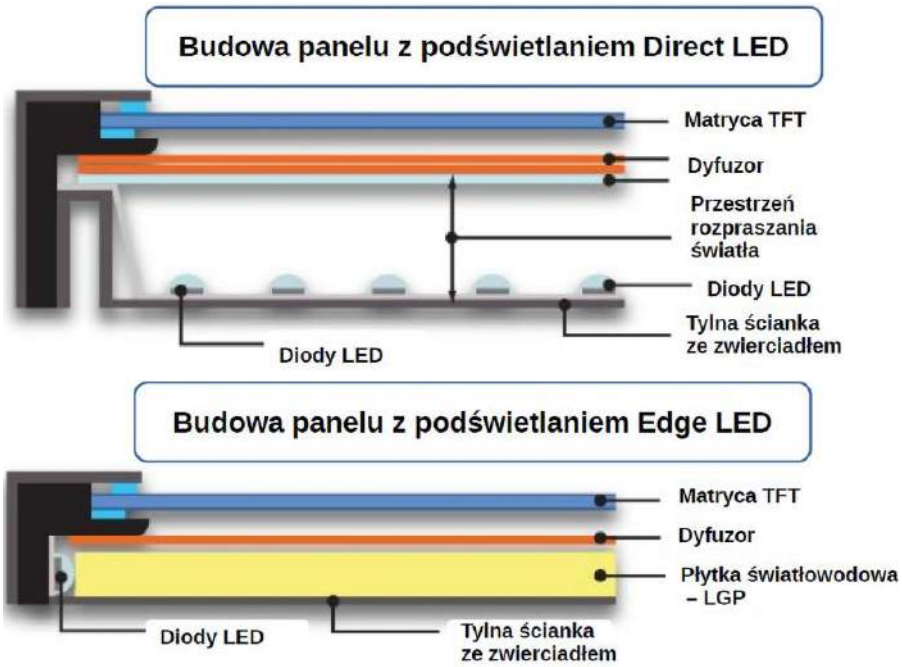
Rysunek 2. Rozmieszczenie diod LED w różnych systemach podświetlania

gdy spojrzymy na ekran pod określonym kątem. Na potrzeby podświetlenia krawędziowego powstały specjalne modele diod LED o smukłej budowie, a nawet przystosowane do montażu pionowego – **fotografia 3**.

Najlepsze LGP są wykonane z akrylu (PMMA), który ma bardzo wysoką przepuszczalność światła i nie żółknie z wiekiem. Nie są wymagane żadne soczewki, a konstrukcja z podświetleniem krawędziowym działa dobrze z wieloma różnymi wiązkami światła LED. Dodatkowo ciepło z elementów LED jest skutecznie rozpraszane przez metalową ramę, więc tył wyświetlacza może być wykonany z lekkiego materiału i nie nagrzewa się. W razie potrzeby można tu umieścić elektronikę sterującą. Chcąc obniżyć koszty paneli Edge LED, niektórzy producenci wprowadzili tańsze materiały i procesy montażu, które wpłynęły na ich jakość. Głównie dotyczyło to LGP – jeśli nie zostanie odpowiednio zabezpieczony przeciw promieniowaniu UV, to będzie stawał się coraz bardziej żółty wraz z upływem czasu, a panel stanie się matowy.

Array LED

Wprowadzenie podświetlenia rozmieszczonego na całej tylnej ściance ekranu wymagało pewnego postępu technicznego. Działania w tym kierunku nabrały tępa wraz ze zwiększaniem rozmiarów wyświetlaczy. Podświetlenie tablicowe (*direct LED* lub *array LED*) jest bardziej jednolite i pozwala uzyskać wielokrotnie większą jasność – **fotografia 4**. Z drugiej strony tworzy konstrukcję o większej grubości i wymaga wydajnych diod LED. W zależności od przeznaczenia ekranu stosowane są wersje *array LED lub Full array LED* – rysunek 2.



Rysunek 3. Porównanie konstrukcji podświetlenia Direct LED oraz Edge LED

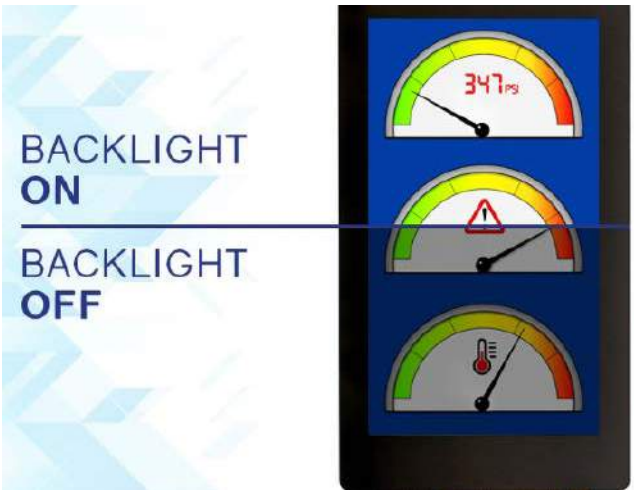
eprasa.pl 78ba6336e6

Fotografia 5. Przykłady specjalnych diod LED z soczewkami do podświetlania direct LED

Istotnym elementem są soczewki, które stały się tańsze w produkcji i można je pewnie przymocować do każdej diody LED w celu uzyskania równomiernego wypromieniowania światła. Przykłady specjalnych diod LED z soczewkami pokazano na **fotografii 5**. Należy uważać na rozwiązania, gdzie zastosowano zbyt mało diod. Wtedy muszą one być zasilane wysokim prądem, aby wygenerowały wymaganą moc świetlną. Jest to mniej wydajne rozwiązanie w porównaniu z konstrukcjami zawierającymi więcej diod – diody LED działają najskuteczniej przy niskim prądzie zasilającym, a dodatkowo generują wtedy mniej ciepła i mają większą żywotność.

Kolejnym problemem są plastikowe korpusy tylne. Podświetlanie tablicowe powinno mieć metalową obudowę, ponieważ spełnia ona funkcję radiatora. Diody LED wytwarzają pewną ilość ciepła, które należy odprowadzić, aby ich żywotność nie uległa skróceniu.

Panele z podświetleniem krawędziowym zawierają LGP o dobrej przepuszczalności światła, lecz nie idealnej. W podświetlaniu tablicowym wystarczy tylko specjalny dyfuzor, zatem nie jest wymagane stosowanie kombinacji LGP + dyfuzor. W efekcie panele podświetlane od tyłu mają reputację bardziej wydajnych, ale też tańszych w produkcji. Porównanie obu konstrukcji zostało pokazane na **rysunku 3**.

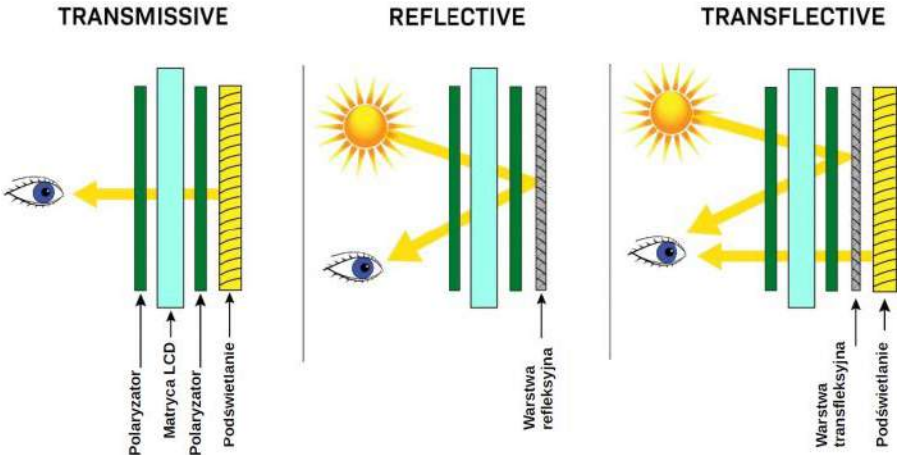


Fotografia 6. Wyświetlacz transfleksyjny pracujący z włączonym lub wyłączonym podświetleniem

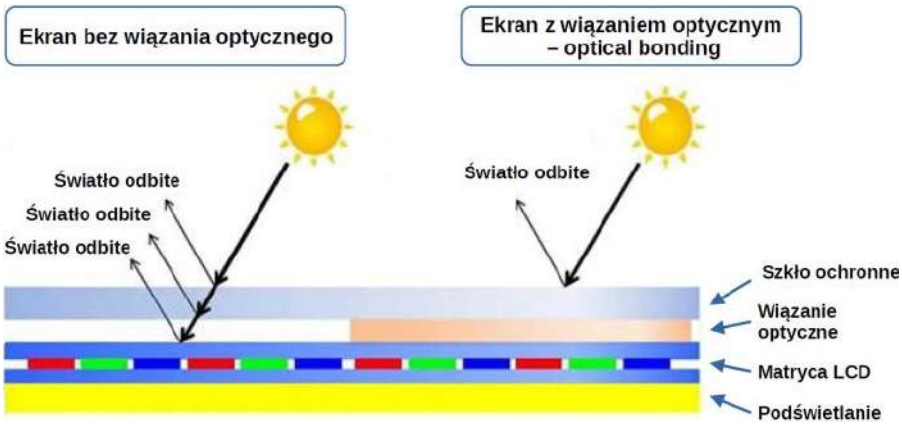
Transflective LCD

Opisane wcześniej techniki są stosowane w wyświetlaczach transmisyjnych, czyli takich, które wymagają stale włączonego podświetlenia, aby były czytelne. Innym rozwiązaniem zapewniającym czytelność w bezpośrednim świetle słonecznym jest transfleksyjny wyświetlacz LCD, który jest wyposażony w podświetlanie, a dodatkowo przepuszcza i odbija światło otoczenia od tylnej ścianki panelu zwiększając w ten sposób poziom jasności wyświetlanej treści. Jednak transfleksyjny wyświetlacz LCD obniża szybkość transmisji i kontrast, ponieważ wymaga dodatkowych warstw optycznych oraz jest relatywnie kosztowny. Wyświetlacze tego typu mogą być stosowane w każdych warunkach oświetleniowych. Podświetlenie można wyłączyć tam, gdzie jest wystarczające oświetlenie zewnętrzne, oszczędzając energię. W ciemniejszym otoczeniu podświetlenie jest włączone, aby zapewnić czytelną treść – **fotografia 6**.

Istnieją również wyświetlacze korzystające wyłącznie ze światła otoczenia do oświetlania treści. Odblaskowe wyświetlacze LCD (reflective LCD) zawierają odbłyśnik połączony z tylnym polaryzatorem,



Rysunek 4. Porównanie technologii podświetlania treści wyświetlacza



Rysunek 5. Efekt działania wiązania optycznego – optical bonding

eprasa.pl 78ba6336e6

który odbija światło padające na wyświetlacz. Taka konstrukcja sprawdza się w plenerze lub w dobrze oświetlonym środowisku biurowym i odznacza się wyjątkowo niskim zużyciem energii. Porównanie różnych technologii podświetlania pokazano na **rysunku 4**.

Optical bonding

Jeśli mamy wyświetlacz LCD montowany na zewnątrz, to potrzebujemy nie tylko warstwy antyrefleksyjnej, która zredukuje odblaski, ale także solidnego zabezpieczenia, które ochroni ekran przed wandalizmem i czynnikami środowiskowymi – wodą, kurzem i wszystkim, czego możemy spodziewać się na zewnątrz. Dokładamy więc dodatkową szybę. Czasami jest to tylko szkło, czasami jest to także odpowiedni panel dotykowy. Przy najprostszym montażu oddziela je niewielka przestrzeń powietrzna. Takie rozwiązanie jest oszczędne i łatwe w montażu, ale z optycznego punktu widzenia ma wiele wad. Jeśli dodatkowe szkło nie jest optycznie połączone z powierzchnią wyświetlacza i pomiędzy nimi mamy powietrze powstaje więcej płaszczyzn refleksyjnych. Przy każdym przejściu światła do ośrodka o innych właściwościach optycznych, część światła się odbija. Mamy zatem odbicia pomiędzy szkłem, panelem dotykowym, ekranem wyświetlacza i powietrzem. Zjawisko zostało zobrazowane na **rysunku 5.** Czasami może to być nawet 10% energii światła. Odnosząc się do naszych obliczeń z początkowej części artykułu – jeśli mamy współczynnik odbicia na poziomie 10%, to nawet przy zwiększeniu jasności do 2000 cd, otrzymamy współczynnik kontrastu na poziomie 3.

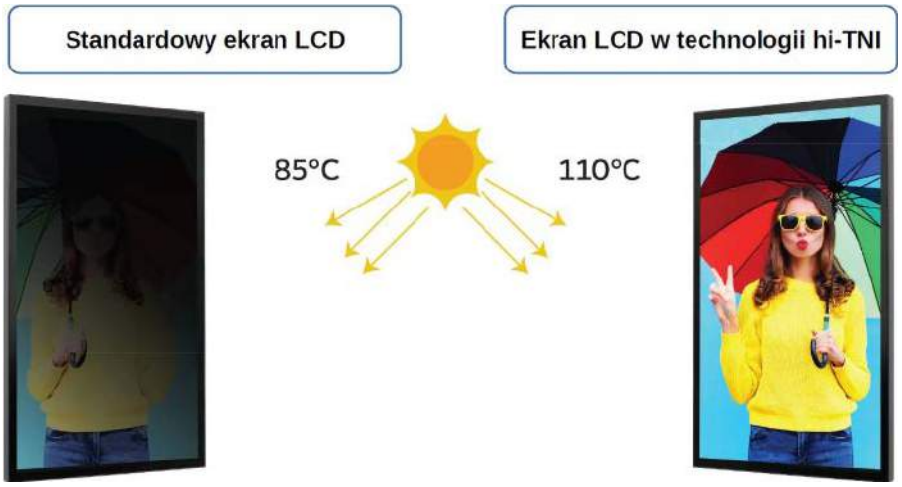
W wyświetlaczach typu sunlight readable stosuje się wiązania optyczne – *optical bonding*. Jeśli dodamy spajanie optyczne, czyli usuniemy powietrze z przestrzeni pomiędzy wyświetlaczem i szkłem osłonowym, a materiał spajający będzie będzie miał parametry dobrane do materiału szyby i wyświetlacza, to powstanie niemal jednolite środowisko optyczne. Wiązanie optyczne nie tylko redukuje współczynnik odbić, a także poprawia jasność wyświetlacza, ponieważ szczelina powietrzna powoduje odbicia światła z samego wyświetlacza. Jeśli mamy wiązanie optyczne, światło z podświetlenia przechodzi niezakłócone do powierzchni wyświetlacza i obraz będzie znacznie wyraźniejszy.

Optical Bonding jest zatem ważny, aby ekrany były czytelne w świetle słonecznym, ale także sprawia, że ekran jest bardziej wytrzymały fizycznie. Dodatkowa warstwa kleju amortyzuje wstrząsy, zapewniając wysoką trwałość, co jest szczególnie ważne w miejscach o dużym natężeniu użytkowania lub trudnych warunkach. Zapobiega również przedostawaniu się kurzu i cieczy pomiędzy warstwy.

Dodatkowe powłoki

Przednim elementem wyświetlacza przeważnie jest to szkło. Dodatkowa powłoka jest dodawana do szkła zwykle po to, aby zmniejszyć odbijanie światła. Typowy współczynnik odbicia szkła to ok. 4...5%. Jeśli dodamy powłokę AR, czyli powłokę antyrefleksyjną, możemy tę liczbę zmniejszyć do 1...2,5%, a więc daje to dużą różnicę w kontrastu.

Na rynku są dostępne różne powłoki nakładane na moduły, które mogą przysłużyć się użytkownikom urządzeń. Dość powszechnym rozwiązaniem są powłoki anti-glare (AG) i anti-reflective (AR). Redukują one odbicia świetlne docierające do ekranu, światło jest rozpraszane i dzięki temu eliminuje się występowanie efektu tzw. lustra. W wypadku urządzeń zlokalizowanych w przestrzeni publicznej, np. kiosków czy totemów, wskazane może być zastosowanie powłoki anti-shatter (AS), która przy uszkodzeniu ekranu, np. jego rozbiciu, zapobiega rozprzestrzenianiu się odłamków szkła. Istotne znaczenie może mieć także powłoka anti-microbial (AM), która redukuje ilość drobnoustrojów nanoszonych na powierzchnię ekranów przez użytkowników.



Rysunek 6. Wyświetlacze LCD w technologii hi-TNI są przystosowane do pracy w bezpośrednim oświetleniu słonecznym

Fotografia 7. Ekran LCD uszkodzony na skutek długotrwałego oddziaływania intensywnego oświetlenia słonecznego

Podsumowanie

Dostosowanie parametrów obrazu do oświetlenia słonecznego to nie wszystko, należy również zabezpieczyć wyświetlacz przed uszkodzeniem – **fotografia 7**. Światło słoneczne niesie promienie ultrafioletowe (UV), które może uszkodzić panel LCD, jeśli będzie wystawiony zbyt długo na działanie słońca. Właściwa folia ochronna UV ma kluczowe znaczenie dla trwałości wyświetlacza LCD w bezpośrednim świetle słonecznym. Podobnie światło podczerwone (IR) nie jest wskazane, ponieważ powoduje problem z przegrzaniem. Rozwiązania Anti-IR ograniczają działanie promieni IR ale również mają znaczenie w kwestii czytelności w świetle słonecznym. Problem wysokiej temperatury może być rozwiązany również poprzez zastosowanie specjalistycznych materiałów i technologii, takich jak matryce LCD-TFT hi-TNI. Ich specjalna konstrukcja zapewnia ochronę ciekłych kryształów przed uszkodzeniem pod wpływem promieniowania słonecznego – rysunek 6.

Damian Sosnowski, EP

eprasa.pl 78ba6336e6

Nowy poziom interakcji z użytkownikiem w Twoim projekcie

Zastosowanie wyświetlaczy ze zintegrowanym rozbudowanym sterownikiem umożliwia zupełnie nowe podejście do realizacji projektów wymagających interfejsu HMI. Po pierwsze, pozwala na ograniczenie kosztów poprzez wyeliminowanie konieczności stosowania wydajnych mikrokontrolerów oraz skomplikowanych płytek PCB. Po drugie, ułatwia i przyspiesza wykonanie interfejsu dzięki specjalnej aplikacji działającej w systemie Windows.

W ofercie firmy White Electronics znajdziemy panele firmy DWIN zarówno do współpracy z układami mikroprocesorowymi (komunikacja UART TTL/CMOS, RS232, RS485) jak i w pełni autonomiczne bazujące na systemie Android lub Linux oraz panele z interfejsem HDMI. Dzięki zastosowaniu najwyższej jakości podzespołów dostępne są modele o takich parametrach jak:

- zakres temperatur od –45 do +85°C (standardowo od –20 do +70°C),
- jasność do 1000 nitów (standardowo 300 nitów),
- zintegrowane filtry UV i powłoki antyrefleksyjne.

Wszystko to pozwala na użycie paneli firmy DWIN nie tylko w zastosowaniach wewnętrznych, doskonale sprawdzają się również w aplikacjach zewnętrznych.

Panele do systemów z MCU

Panele przeznaczone dla układów mikroprocesorowych mają zintegrowaną pamięć i bardzo wydajny sterownik, który dzięki sprzętowej kompresji JPEG pozwala na odświeżanie obrazu z czasem 40 ms. Sterownik odpowiada za pełne odwzorowanie dostarczonych danych w formie wyświetlanych liczb, tekstów, ikon, wskazówek, animacji, a jednocześnie obsługuje panel dotykowy (rezystancyjny lub pojemnościowy) i wysyła do sterownika tylko niezbędne dane potrzebne do wykonania ustalonych operacji. Takie podejście pozwala na uzyskanie bardzo dużej skalowalności produktu, gdyż mikroprocesor urządzenia z tym samym oprogramowaniem może współpracować raz z wyświetlaczem 4,3", a w innych wersjach z ekranem 7", 15" lub nawet 32".

W ofercie są panele ze zintegrowaną szybą ochronną, co przekłada się na redukcję kosztów po stronie urządzenia docelowego, a jednocześnie upraszcza montaż i przyspiesza proces produkcyjny.

Projektowanie interfejsu odbywa się w specjalnym SDK dla systemu Windows, co pozwala na szybkie wykonanie interfejsu użytkownika. Bardzo dużą zaletą jest całkowita dowolność w doborze grafik, co pozwala na uzyskanie świetnych efektów wizualnych dopasowanych do potrzeb danego produktu.

Podsumowanie

Dzięki 8-letniemu doświadczeniu pracownicy firmy White Electronics mogą nie tylko pomóc w wyborze modelu najlepiej pasującego do danej aplikacji (obecnie w ofercie dostępnych jest ponad 300 modeli), ale również mogą udzielić wsparcia technicznego na etapie implementacji, wykonać całościowo interfejs GUI wedle wytycznych klienta lub zaprojektować cały układ sterowania i kontroli urządzenia.

www.whiteelectronics.pl

REKLAMA

eprasa.pl 78ba6336e6

Wyświetlacze do aplikacji zewnętrznych

Wyświetlacze przemysłowe są niezbędnym elementem systemów, które usprawniają nasze życie i pracę, dlatego tak ważne jest, aby otaczające nas ekrany były dostosowane do środowiska pracy urządzeń końcowych oraz do wymagań ich użytkowników.

Więcej informacji:
Unisystem Sp. z o.o.
80-299 Gdańsk, ul. Nowy Świat 36
tel. +48 58 761 54 20, biuro@unisystem.pl
https://unisystem.pl/

Wyświetlacze przemysłowe do aplikacji outdoorowych stanowią wyzwanie projektowe przede wszystkim pod kątem wytrzymałości, odporności na warunki atmosferyczne (nieraz ekstremalne) oraz jakości obrazu zapewniającej doskonałą czytelność w pełnym słońcu i z dowolnego punktu obserwacji. Dlatego warto dokładnie przyjrzeć się, jakie czynniki powinny być brane pod uwagę przy wyborze wyświetlaczy stosowanych na zewnątrz, poza budynkami.

Dobierając wyświetlacz do zastosowania w urządzeniu, które działać będzie w terenie, należy zwrócić uwagę na wiele szczegółowych parametrów i przewidzieć najważniejsze formy ryzyka, na które narażony będzie ekran. W artykule prezentujemy te obszary i parametry, na których należy skoncentrować uwagę, szukając rozwiązań dopasowanych pod konkretne zastosowanie outdoorowe. Są to:

- środowisko pracy (deszcz, mróz, upały, nasłonecznienie, piach, pył),
- odpowiednia czytelność prezentowanych treści,
- niezawodność (działanie w trybie 24/7),
- efektywność energetyczna (w sytuacji, gdy stały dostęp do zasilania jest niepewny lub niemożliwy),
- solidność (odporność na działania wandali),
- wytrzymałość (w przypadku wielu tysięcy użytkowników w miejscach publicznych),
- możliwość łatwego serwisowania urządzeń.

Wybór odpowiedniego wyświetlacza może być kluczowy dla sukcesu danego projektu czy inwestycji. Dlatego warto poświęcić czas na analizę dostępnych opcji i wybranie modelu najlepiej dopasowanego do sprecyzowanych wymagań.

Odporność na ekstremalne warunki atmosferyczne

Kiedy mówimy o wyświetlaczach przemysłowych do zastosowań zewnętrznych, na pierwszym miejscu musimy skupić się na ich odporności na warunki atmosferyczne. Ekstremalne temperatury,

eprasa.pl 78ba6336e6

zarówno niskie, jak i wysokie, silne nasłonecznienie, wilgotność, kurz czy promieniowanie UV – to wszystko jest dla tradycyjnych wyświetlaczy wyzwaniem, które może zdecydować o ich żywotności. Wyświetlacze przemysłowe muszą być tak skonstruowane i wyprodukowane, aby były w stanie przetrwać te surowe warunki.

Oznacza to zastosowanie specjalistycznych materiałów i technologii, takich jak na przykład matryce LCD-TFT wyposażone w technologię hi-TNI, która zapewnia ochronę ciekłych kryształów przed uszkodzeniem pod wpływem promieniowania słonecznego.

Implementacja wyświetlaczy LCD-TFT w aplikacjach na zewnątrz wymaga uwzględnienia szeregu czynników, aby zapewnić ich prawidłowe działanie w różnych warunkach atmosferycznych. Kluczowym parametrem jest szeroki zakres temperatur pracy, który dla wielu modeli tego typu określany jest w przedziale od –20 do 70°C, a nawet od –30 do 85°C. W skrajnych temperaturach panujących w terenie, dodatkowe elementy, takie jak grzałki czy wentylatory umieszczone w obudowie urządzenia końcowego, mogą być niezbędne do utrzymania temperatury optymalnej dla komponentów elektronicznych.

Dodatkowo wszelka elektronika przeznaczona do zastosowania na zewnątrz musi być odpowiednio chroniona przed potencjalnymi zanieczyszczeniami, takimi jak kurz, pył czy woda. Osiąga się to poprzez umieszczenie urządzeń w odpowiednio szczelnych obudowach, których poziom ochrony określany jest za pomocą kodów IP zgodnie z normą PN-EN 60529. Wdrażanie dodatkowych barier, takich jak uszczelki, jest jednym z podstawowych sposobów zabezpieczania modułów z ekranami. Na przykład kod IP65 oznacza, że obudowa zapewnia ochronę przed wnikaniem jakichkolwiek pyłów, a także w pewnym stopniu wody.

Urządzenia pracujące w najtrudniejszych warunkach mogą wymagać ochrony na najwyższym poziomie opisanym w normie, czyli IP69 – tego typu obudowy są całkowicie pyło- i wodoszczelne. Tak zabezpieczone urządzenia można również myć wodą o wysokiej temperaturze (+80°C) pod wysokim ciśnieniem (80...100 barów).

Innym sposobem impregnacji elementów elektronicznych jest ich lakierowanie specjalnymi preparatami elektroizolacyjnymi, które mogą chronić podzespoły przed temperaturą, chemikaliami, pyłem czy wilgocią. Co więcej, takie rozwiązanie może zwiększyć żywotność urządzenia, ponieważ zmniejsza ryzyko związane z powstawaniem korozji, zwarć lub dendrytów.

Doskonałe parametry optyczne

Jeżeli mówimy o wyświetlaczach, nie możemy zapominać o parametrach optycznych, które są kluczowe dla jakości obrazu. Wyświetlacze przemysłowe do zastosowań na zewnątrz muszą charakteryzować się doskonałymi parametrami, takimi jak wysoki kontrast, jasność i szerokie kąty obserwacji. Dlaczego jest to tak ważne? Wszystko przez fakt, że te wyświetlacze muszą zapewniać czytelność obrazu nawet w mocnym świetle słonecznym. Wtedy kluczowe jest dobranie odpowiedniej jasności – co najmniej na poziomie 1500 cd/m², a idealnie 2500 cd/m² i więcej.

W przypadku wyświetlaczy LCD-TFT konieczne może być zastosowanie produktów wyposażonych we wspomnianą wcześniej technologię hi-TNI. Co ciekawe, w przypadku wyświetlaczy OLED możliwe jest użycie modułów o mniejszej jasności, ponieważ ekrany te wyróżnia bardzo wysoki kontrast, co zapewnia bardzo dobrą czytelność nawet w bezpośrednim świetle słonecznym.

Dodatkowo powłoki nałożone na powierzchnię ekranów, takie jak powłoka *anti-reflective* (AR) lub *anti-glare* (AG), mogą poprawić doświadczenia użytkownika poprzez redukcję odbicia światła. Zastosowanie różnych kombinacji warstw antyrefleksyjnych umożliwia redukcję współczynnika odbicia światła do poziomu 2%.

Ważne będą również pełne katy obserwacji (uzyskiwane wraz z zastosowaniem matryc IPS lub we wspomnianych już wyświetlaczach OLED), umożliwiające odczytywanie treści na ekranie z dowolnej płaszczyzny. Warto przy tym dodać, że w przypadku planowanego korzystania z matryc IPS w okularach z polaryzacją konieczne będzie wyposażenie matryc w polaryzatory kołowe (C-POL), aby treść na ekranie była widoczna w okularach z polaryzacją.

Prosta obsługa i konserwacja

Obsługa i konserwacja wyświetlaczy przemysłowych to kolejne istotne kwestie. Urządzenia te powinny być tak zaprojektowane, aby ich użytkowanie było łatwe i intuicyjne, a serwisowanie nieskomplikowane. Dzięki temu możliwe jest zminimalizowanie kosztów związanych z utrzymaniem urządzenia. To również kluczowe z punktu widzenia optymalizacji procesów produkcyjnych oraz utrzymania ciągłości pracy.

Jeżeli chodzi o obsługę wyświetlacza, to najbardziej niezawodnym i wszechstronnym obecnie sposobem interakcji z ekranem będzie stosowanie pojemnościowych sensorów dotykowych, które są przystosowane do intensywnego użytkowania. Należy przy tym pamiętać o odpowiednim dopasowaniu ich parametrów (czyli tuningu sterownika), aby można było obsługiwać wyświetlacz w nietypowych warunkach, tj. z kroplami deszczu na wyświetlaczu (tryb *water rejection*), przy zakurzeniu, w rękawicach lub też w trybie *palm rejection*, który wykrywa obecność obiektów na powierzchni ekranu.

Konserwacja i serwisowanie wyświetlaczy pracujących w zastosowaniach outdoorowych powinno przebiegać łatwo, ale najlepiej tak dobrać komponenty, aby ingerowanie w urządzenie końcowe nie było konieczne. Niektóre wyświetlacze LCD-TFT stosowane w systemach *digital signage* są przeznaczone do pracy przez całą dobę. W takich przypadkach kluczowym parametrem jest czas życia podświetlania LED, który określa średni okres bezawaryjnej pracy diod LED tworzących podświetlenie w wyświetlaczach LCD. Na rynku dostępne są rozwiązania, dla których ten parametr jest określany nawet na poziomie 100 000 godzin. Przy zachowaniu odpowiednich warunków takie wyświetlacze mogą działać bezawaryjnie przez co najmniej kilka lat, a nawet do 10 lat.

Bezpieczeństwo na pierwszym miejscu

Bezpieczeństwo użytkowników jest kluczowym aspektem przy projektowaniu wyświetlaczy do zastosowań na zewnątrz, które muszą być odporne na różnego rodzaju uszkodzenia i akty wandalizmu. Wymagane dodatkowo mogą być funkcje takie jak zabezpieczenia przeciwprzepięciowe, przeciwwstrząsowe czy systemy przeciwpożarowe. Każdy moduł z sensorem dotykowym jest zabezpieczany szkłem ochronnym, które zapewnia odporność na uszkodzenia mechaniczne.

Zwykle, aby zapewnić odpowiednią ochronę modułu, wystarczające będzie użycie szkła o grubości 5 mm – dla tego typu rozwiązań możliwe jest uzyskanie stopnia odporności na obciążenia mechaniczne na poziomie IK08 według wytycznych normy PN-EN 62262. Dodatkowo, można nałożyć powłokę *anti shatter* (AS), która zapobiega rozprzestrzenianiu się odłamków szkła z pękniętego modułu.

W przypadku urządzeń obsługiwanych przez tysiące osób, takich jak punkty samodzielnej odprawy na lotniskach, rekomendowane

Fotografia 1. Wyświetlacz LCD-TFT typu P460HVN05.0 o przekątnej 46 cali oferujący wysoki kontrast, jasność i rozdzielczość

eprasa.pl 78ba6336e6

Fotografia 2. Rozwiązania na bazie e-papieru zaprojektowane przez inżynierów firmy Unisystem

Fotografia 3. Wyświetlacz STM32 Embedded RVT101HVSNWC00-B polskiej firmy Riverdi, który umożliwia łatwe projektowanie interfejsów graficznych

jest nałożenie powłoki *anti microbial* (AM), która ogranicza możliwość namnażania się drobnoustrojów nanoszonych na powierzchnie ekranów przez użytkowników. Jej skuteczność określa się na poziomie co najmniej 99,9%. Dodatkowo można zastosować powłokę *anti fingerprint* (AF), która ogranicza możliwość przywierania zanieczyszczeń do powierzchni ekranu.

Przykładowe zastosowania wyświetlaczy w urządzeniach typu outdoor

Wyświetlacze LCD-TFT znajdują szerokie zastosowanie w urządzeniach zewnętrznych. Są one kluczowym elementem systemów informacji pasażerskiej, w tym interaktywnych rozkładów jazdy, a także oznakowania prowadzącego do właściwych przystanków lub stacji. W miejscach publicznych często liczy się rozmiar i niezawodność wyświetlacza, w czym świetnie sprawdzą się produkty AUO, np. 46-calowy wyświetlacz LCD-TFT model P460HVN05.0 (**fotografia 1**), oferujący wysoki kontrast, jasność i rozdzielczość.

Informacja pasażerska, aktualizowana w czasie rzeczywistym, jest niezwykle ważna dla każdej podróży, generując zapotrzebowanie na dynamiczną wizualizację treści. Tutaj warto rozważyć zastosowanie wyświetlaczy w technologii e-papieru (EPD), który jest energooszczędny i może służyć jako zamiennik papierowego rozkładu jazdy. Rozwiązaniami na bazie e-papieru, które z powodzeniem można stosować jako np. rozkłady jazdy, są moduły USEC i USEM (**fotografia 2**) zaprojektowane przez inżynierów z Unisystemu.

Natomiast odpowiednio skalibrowane wyświetlacze LCD z funkcją dotyku znajdą zastosowanie jako biletomaty czy parkomaty, gdzie niezbędne będzie sterowanie i przyjazny interfejs użytkownika (GUI).

Fotogarfia 4. Wyświetlacz Litemax Durapixel DLH1569-I, który w ciągu nocy może pracować w trybie w oszczędnym

eprasa.pl 78ba6336e6

Fotografia 5. Wyświetlacz Litemax z serii Spanpixel, który charakteryzuje się podświetleniem LED o szacowanym czasie działania prawie 100 tysięcy godzin

W tym przypadku polecamy rozwiązania polskiej firmy Riverdi, która dzięki zastosowaniu mikroprocesora STM32 umożliwia łatwe i wszechstronne projektowanie interfejsów graficznych. Rekomendujemy 10-calowy model RVT101HVSNWC00-B z wyśrubowanymi parametrami optycznymi (**fotografia 3**).

Podobnie wygląda zastosowanie w popularnych obecnie automatach do odbierania i nadawania przesyłek, a także w kioskach *digital signage* w miejscach publicznych pod gołym niebem, do których polecić możemy produkty Durapixel z firmy Litemax (**fotografia 4**), które można wysterować w taki sposób, aby ekran rozjaśniał się w dzień, a w nocy działał w oszczędnym trybie podświetlenia.

Ponadto wyświetlacze są niezbędne w urządzeniach wspierających pracę systemów, takich jak fotowoltaika czy elektromobilność. W ładowarkach pojazdów elektrycznych (EV) świetnie sprawdzą się wytrzymałe produkty firmy Litemax z serii Spanpixel, których LED lifetime dochodzi do 100 tysięcy godzin (**fotografia 5**).

Fotografia 6. Wyświetlacz graficzny OLED typu WEA025664ALAP3N z serii Longlife firmy Winstar o bardzo wysokim kontraście

Jeżeli chodzi o wyświetlanie prostych, ale doskonale czytelnych danych na ekranach niewielkich rozmiarów, to na pewno warto skorzystać z parametrów oferowanych przez technologię OLED, jakie oferują np. wyświetlacze graficzne OLED z serii Longlife firmy Winstar o bardzo wysokim kontraście. Polecamy model WEA025664ALAP3N (**fotografia 6**).

Podsumowanie

Wyświetlacze przemysłowe do zastosowań na zewnątrz to technologia, która odgrywa kluczową rolę w wielu sektorach. W przypadku wyboru takiego urządzenia warto wziąć pod uwagę różne czynniki – od odporności na warunki atmosferyczne, przez parametry optyczne, po łatwość obsługi i konserwacji. Nie można również zapomnieć o efektywności energetycznej i bezpieczeństwie użytkowania. Wybór odpowiedniego wyświetlacza to decyzja, która może przynieść liczne korzyści – od zwiększenia efektywności operacyjnej, przez obniżenie kosztów utrzymania, po poprawę bezpieczeństwa. Pamiętajmy jednak, że decyzja ta powinna być dobrze przemyślana i bazująca na solidnej analizie dostępnych opcji. Przy wyborze wyświetlacza przemysłowego do zastosowań na zewnątrz warto skonsultować się z ekspertami w tej dziedzinie i uzyskać wsparcie w dokonaniu najlepszego wyboru.

Radosław Pyter
Head of Sales Poland – Unisystem

REKLAMA

eprasa.pl 78ba6336e6

Ulubiony Kiosk

Pobierz bezpłatnie multimedialne dodatki do tego wydania Elektroniki Praktycznej

Projekty, miniprojekty, materiały do artykułów i kursów oraz wiele innych!

Kupiłeś magazyn w Ulubionym Kiosku lub masz prenumeratę? Multimedialne dodatki będą odblokowane automatycznie!

Zakupiłeś czasopismo u zewnętrznego dystrybutora? Odblokuj bibliotekę multimediów samodzielnie.

Szczegóły na **UlubionyKiosk.pl/media**

eprasa.pl 78b4634e6

Wyświetlacze od AZ Displays

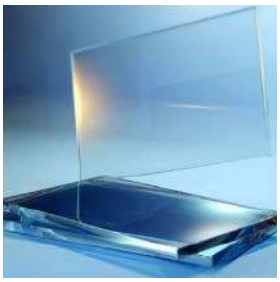
Optymalne do zastosowań zewnętrznych

Wyświetlacze LCD odgrywają kluczową rolę w realizacji nowoczesnych interfejsów człowiek-maszyna. Duży wachlarz zastosowań dla takich rozwiązań sprawia, że czytelność treści obrazu w warunkach zewnętrznych jest często krytycznym parametrem. AZ Displays, firma należąca do grupy Zettler, od wielu lat przystosowuje standardowe wyświetlacze TFT, graficzne i alfanumeryczne do warunków panujących poza pomieszczeniami.

Firma AZ Displays oferuje produkty, które odpowiadają wysokim wymaganiom klientów i trafiają do takich aplikacji jak bankomaty, stacje paliw, stacje EV, inwertery PV, kontrolery dostępu, parkometry czy urządzenia pomiarowe używane na zewnątrz. Opracowana specjalna metoda z użyciem sterownika logicznego TFT w wyświetlaczach graficznych poprawia ponad 40-krotnie kontrast i istotnie zwiększa kąt widzenia. Technologia ta jest stosowana na przykład w wyświetlaczach serii ATM2412 (pokazany na fotografii tytułowej), które z powodzeniem stosują producenci urządzeń monitorujących stan środowiska (parametry pogodowe, stan wód, zanieczyszczenia) i dystrybutorów paliwa.

Szkło osłonowe

Wyświetlacze mogą być wyposażone w szkło osłonowe o różnej grubości i klasie odporności na uderzenia (**rysunek 1**). Na szkle osłonowym może być wykonany dowolny nadruk, według koncepcji klienta. W celu poprawy standardowych parametrów użytkowych dostępne są wersje zintegrowane z wyświetlaczem lub szkłem osłonowym.



Rysunek 1. Szkło osłonowe jest dostępne w różnej grubości i klasie odporności na uderzenia

Jeszcze większa funkcjonalność

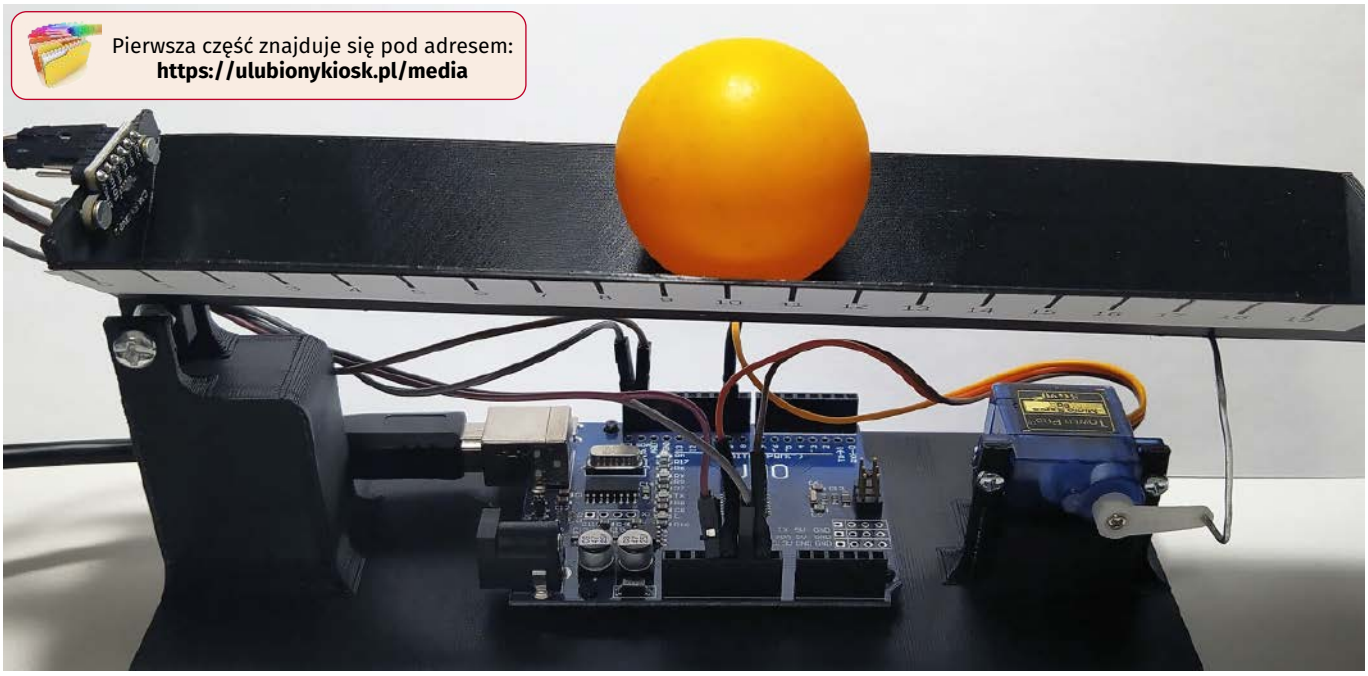
Zależnie od specyfikacji ekran może być dodatkowo wyposażony w folię antyrefleksową, folię przeciwodblaskową, folię chroniącą przed promieniami UV, folię poprawiającą jasność wyświetlanego obrazu, folię chroniącą przed pozostawianiem odcisków palców oraz filtr kąta widzenia.

W wybranych typach modułów monochromatycznych wprowadziliśmy wysokiej jakości polaryzatory i fluid, co umożliwiło zwiększenie odporności na wysoką temperaturę otoczenia i wysoką wilgotność (85C/85RH). Wykonane w tej technologii moduły z serii AQM2416 znalazły zastosowanie w inwerterach PV.

Więcej informacji na naszej stronie **www.azdisplays.com**

REKLAMA

eprasa.pl 78ba6336e6



Ball & Beam (3)

W ostatniej części artykułu zajmiemy się projektowaniem filtru Kalmana oraz regulatora LQR. Zagadnienia opisane w całym cyklu nie są łatwe, ale zaliczają się do fundamentalnych zagadnień w teorii sterowania, dlatego warto je przyswoić i przetestować z użyciem opisanej konstrukcji z belką i piłeczką. Zachęcam do własnych eksperymentów oraz testowania innych algorytmów sterowania.

Filtr Kalmana

Filtr Kalmana–Bucy jest obserwatorem stanu. Przy założeniu, że zakłócenia działające na obiekt są gaussowskie, zapewnia on optymalną estymatę. Teoretyczny opis filtru można znaleźć w [10]. My zaprojektujemy filtr, używając biblioteki PyControl [11]. Wszystkie obliczenia znajdują się w *jupiter/LQG for 3D printed model.ipynb* [12].

Jednak w pierwszej kolejności zdyskretyzujemy model, czyli przejdziemy z modelu z czasem ciągłym opisanym równaniem różniczkowym na model z czasem dyskretnym opisanym równaniem różnicowym. Skorzystamy z metody Eulera, która polega na zastąpieniu pochodnej ilorazem różnicowym:

$$\dot{x} = \frac{x_{N+1} - x_N}{T}$$

gdzie T jest okresem próbkowania, który u nas wynosi 50 ms.

Aby wykonać obliczenia, najpierw musimy utworzyć obiekt `sys`. Definiujemy go poprzez cztery macierze – **listing 1**. Odpowiadają one naszym równaniom różniczkowym:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$
$$y = Cx + Du$$

I zawierają zidentyfikowane wcześniej parametry. Dyskretyzację wykonujemy za pomocą funkcji:

```
dsys = control.sample_system(sys, Ts, method='euler')
```

Zwraca ona nowy obiekt dsys, zawierający zdyskretyzowany model.

Zakładamy, że na dyskretny model działają szumy gaussowskie w i v:

$$x_{n+1} = Ax_n + Bu_n + Gw_n$$
$$y_n = Cx_n + v_n$$

Ich macierze kowariancji są równe:

$$Eww' = QNEvv' = RN$$

Filtr Kalmana jest systemem dynamicznym opisanym równaniem:

$$\widetilde{x}_{n+1} = A\widetilde{x}_n + Bu_n + L(y_n - C\widetilde{x}_n)$$

Pierwsze dwa składniki to po prostu symulacja zidentyfikowanego modelu. Trzecim składnikiem, a zarazem najważniejszym, jest macierz L, która wprowadza korektę na podstawie różnicy między zmierzonym wyjściem z modelu a wyjściem z symulowanego układu. Wartości jej współczynników możemy uzyskać za pomocą polecenia:

```
L, P, E = control.dlqe(dsys.A, [[0],[0],[1]], dsys.C, 1, 5)
```

Zacznijmy od opisu parametrów wejściowych funkcji `control.dlqe`. Pierwszy parametr to macierz A układu, drugi to macierz G opisująca, jak szum oddziałuje na stan. Założyłem, że jest on dodawany razem ze sterowaniem, więc macierz G i C mają tę samą postać. Trzeci parametr to macierz C. Ostatnie dwa parametry to wariancje szumów w i v. Zmieniając je, otrzymamy różne reakcje filtru. Wariancję pomiarową oszacowaliśmy przy kalibracji czujnika na około 5. Natomiast wariancję sterowania dobierzemy eksperymentalnie.

Wyjścia z funkcji `control.dlqe` są trzy: `L` jest macierzą współczynników filtru, wartość E to wektor wartości własnych macierzy przejścia w filtrze Kalmana. Wartość `P` jest rozwiązaniem równania Riccatiego dla naszego regulatora. Nam w tym momencie jest zbędna. Więcej na ten temat można znaleźć w [10].

Obiekt opisany równaniem różnicowym jest stabilny, gdy wszystkie wartości własne leżą wewnątrz koła o module jeden. Obliczamy moduły za pomocą polecenia:

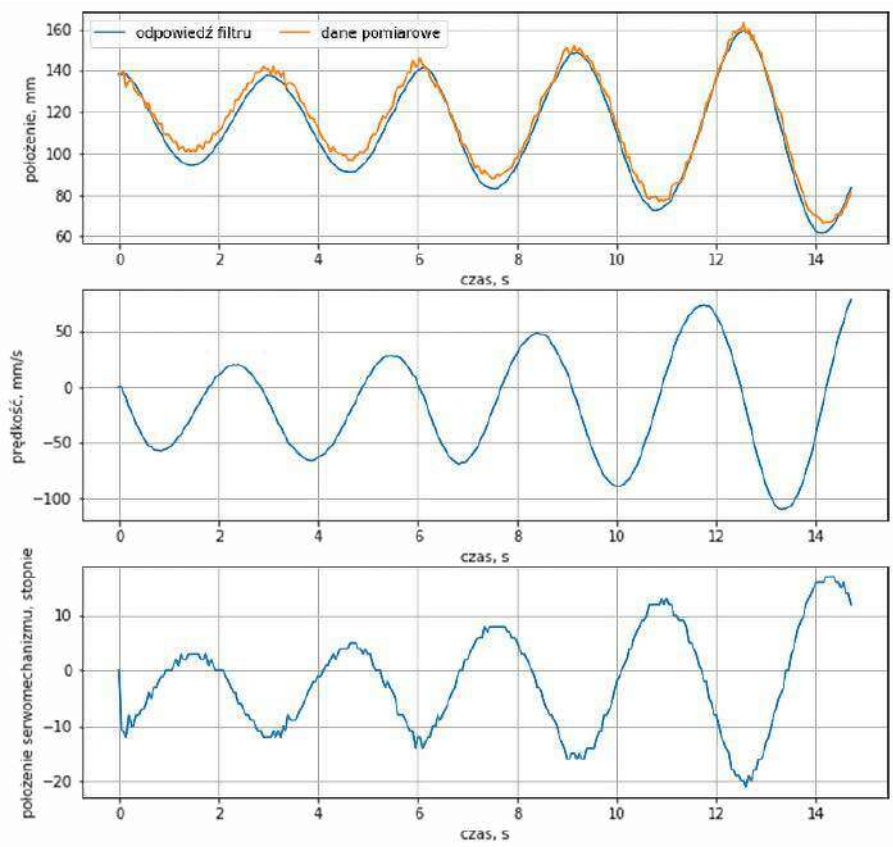
Listing 1. Obiekt sys zdefiniowany poprzez cztery macierze

```
A = [[0, 1, 0], [0, 0, 9.74], [0, 0, -1/0.051]]
B = [[0], [0], [1/0.051]]
C = [[1, 0, 0]]
D = [[0]]
Ts = 0.05

sys = control.ss(A, B, C, D)
```


eprasa.pl 78ba6336e6

Listing 2. Testowanie działania filtru na danych używanych wcześniej do identyfikacji

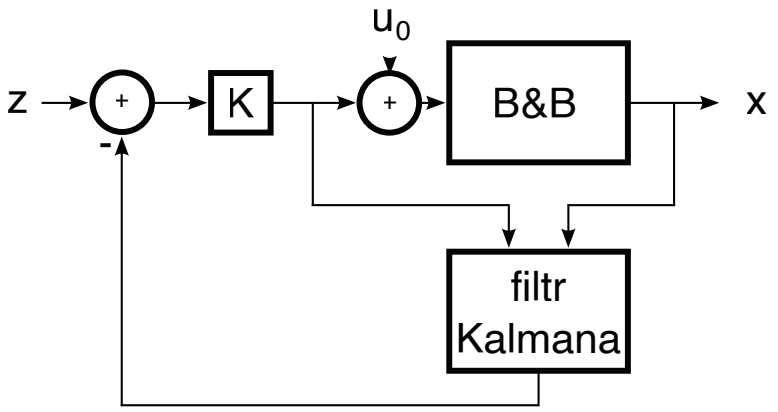
```
M = dsys.A-L*dsys.C
xe = np.zeros((N, 3))
xe[0] = [x[0], 0, 0]
for i in range(N-1):
    xe[i+1] = np.dot(M, xe[i].transpose()) + \
              np.dot(L, x[i]).transpose() + \
              np.dot(dsys.B, u[i]).transpose()
```



Rysunek 21. Siły działające na kulkę

Listing 3. Symulacja filtru z zastosowaniem liczb stałoprzecinkowych i przy pominięciu zbyt małych współczynników

```
xe = xe_d[i]
xe_n = [0,0,0]

tmp = 804*xe[0] + 50*xe[1] + 196*x[i];
tmp_t[i][0] = tmp
xe_n[0] = tmp//1000;

tmp = -349*xe[0] + 1000*xe[1] + 487*xe[2] + 349*x[i];
tmp_t[i][1] = tmp
xe_n[1] = tmp//1000;

tmp = 20*xe[2] + 980*u[i];
tmp_t[i][2] = tmp
xe_n[2] = tmp//1000;

xe_d[i+1] = xe_n
```



Rysunek 22. Schemat mechanizmu sterującego belką

```
print(np.abs(E))
```

Uzyskujemy wartości:

```
[0.92815779 0.92815779 0.01960784]
```

Jak widzimy, wszystkie one są mniejsze od 1, co oznacza, że wartości własne leżą wewnątrz okręgu o promieniu jeden, czyli układ jest stabilny.

Na potrzeby implementacji możemy przepisać filtr Kalmana do postaci:

$$\widetilde{x}_{n+1} = (A - LC)\widetilde{x}_n + Bu_n + Ly_n$$

Przetestujemy działanie filtru na danych używanych wcześniej do identyfikacji – **listing 2**. Wynik działania obserwatora widzimy na **rysunku 21**. Pierwszy wykres pokazuje porównanie pomiędzy odfiltrowanym położeniem a pomiarem. Pozostałe dwa wykresy to prędkość kulki i położenie serwomechanizmu.

Do tej pory obliczenia prowadziliśmy z zastosowaniem liczb zmiennoprzecinkowych. Pozwalają one na reprezentację dużej dynamiki wartości: od bardzo małych do bardzo dużych. Kosztem jest jednak dłuższy czas prowadzenia obliczeń. Na Arduino chcemy zamiast nich zastosować liczby stałoprzecinkowe. Jednak współczynniki w filtrze mają bardzo duży zakres wartości od 1 do 10^{-8}. Sprawdzimy więc, co się stanie, gdy będziemy symulować filtr, korzystając z liczb stałoprzecinkowych i pomijając zbyt małe współczynniki – **listing 3**. Dla współczynników przyjmujemy, że będą miały 3 miejsca po przecinku. Najpierw mnożymy współczynniki razy 1000, wynik zapisujemy w zmiennej `tmp`, a na końcu dzielimy je przez 1000. Uzyskalibyśmy podobny efekt, mnożąc i dzieląc przez potęgi dwójki. Wtedy mnożenia i dzielenia zastąpilibyśmy przez przesunięcia bitowe. Kosztem byłaby wtedy mniejsza czytelność.

W notatniku zostały wyrysowane wykresy uzyskanych wartości oraz wartości pośrednich obliczeń ze zmiennych `tmp`. Możemy porównać uzyskany wynik z wersją zmiennoprzecinkową oraz sprawdzić, czy wartości zmiennych pośrednich mieszczą się w zakresie, jaki może reprezentować zmienna typu `long` w Arduino: od -2^{31} do $2^{31}-1$.

Teraz możemy przejść do szkicu *controler.ino* i uzupełnić współczynniki w funkcji `kalman` – **listing 4**.

Regulator LQR

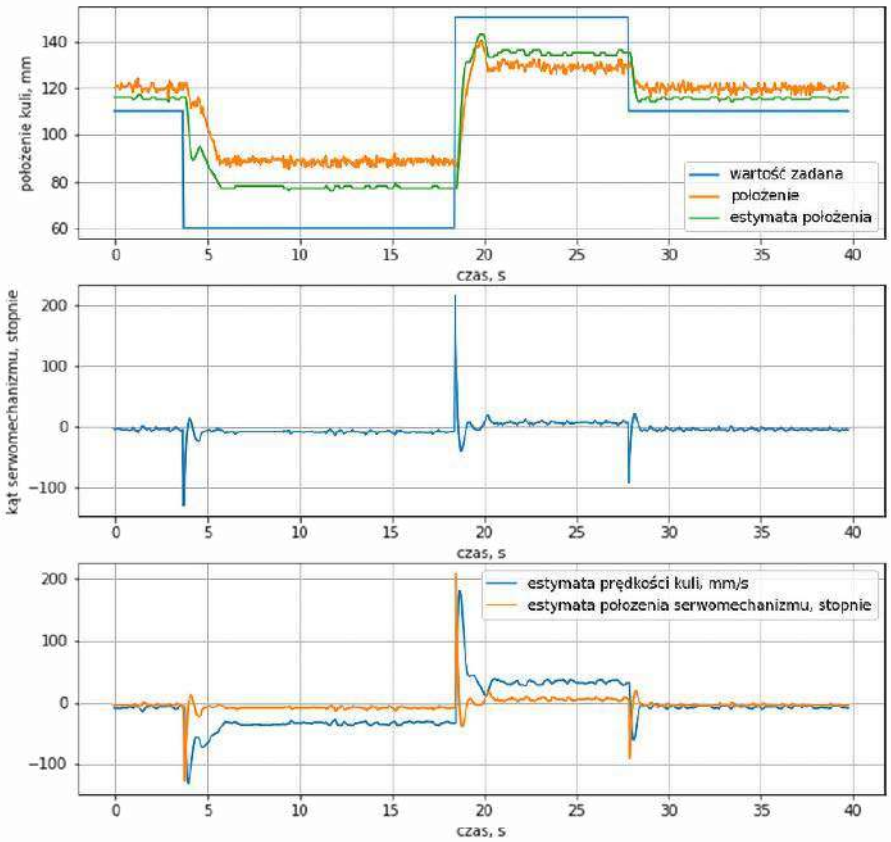
Po uzupełnieniu współczynników filtru możemy już eksperymentować z regulatorem ze sprzężeniem zwrotnym od stanu. Jego schemat pokazuje **rysunek 22**. Aby go uruchomić w GUI, wybieramy opcję *Regulator type: from state*. Następnie możemy eksperymentować, zmieniając wartości poszczególnych współczynników.

Istnieją także inne metody doboru nastaw. Jedną z bardziej popularnych jest LQR – *linear quadratic regulator*. Jest to regulator z liniowym sprzężeniem zwrotnym

eprasa.pl 78ba6336e6

Listing 4. Szkic controler.ino z uzupełnionymi współczynnikami w funkcji kalman

```
void kalman(int xe_n[], int xe[], int x, int u) {
  long tmp;
  tmp = 804L*xe[0] + 50L*xe[1] + 196L*x;
  xe_n[0] = tmp/1000;
  tmp = -349L*xe[0] + 1000L*xe[1] + 487L*xe[2] + 349L*x;
  xe_n[1] = tmp/1000;
  tmp = 20L*xe[2] + 980L*u;
  xe_n[2] = tmp/1000;
}
```



Rysunek 23. Położenie belki w funkcji położenia serwomechanizmu

minimalizujący kwadratową funkcję kosztów. Jest ona dana wzorem:

$$J = \sum_{i=0}^{\infty} (x(t)^T Q x(t) + u(t)^T R u(t))$$

My skorzystamy z funkcji bibliotecznej, która przyjmuje obiekt `dsys` oraz współczynnik Q i R:

```
K, S, E = control.dlqr(dsys,
[[100, 0, 0], [0, 1, 0], [0,0,1]], 1)
```

Kolejne współczynniki w pierwszej macierzy mówią, jak bardzo chcemy karać za wielkość kolejnych zmiennych stanów, a drugi za wielkość sterowania. Zachęcam do zabawy z różnymi wartościami współczynników. Na **rysunku 23** pokazano sterowanie uzyskane dla wartości z przykładowego kodu. Pierwszy wykres pokazuje wartość zadaną, zmierzone położenie i jego estymatę. Widoczny jest uchyb ustalony. Spowodowany jest on małymi wartościami sterowania, dla których tarcie statyczne nie pozwala kulce ruszyć. Drugi wykres pokazuje wartości wygenerowanego sterowania. Pokazane są tu wartości przed przycięciem do maksymalnej możliwej wartości. Ostatni wykres prezentuje estymatę prędkości oraz położenia serwomechanizmu. Przebiegi dla kilku innych nastaw znajdują się w notatniku *jupiter/Experiments.ipynb* [13].

Rafał Kozik
rafkozik@gmail.com

Bibliografia

1. https://youtu.be/iQHPaBQC78E
2. https://tiny.pl/cgczg
3. https://gitlab.com/kozik/ball-and-beam
4. https://tiny.pl/cgcz7
5. https://rysino.com/bb/
6. https://tiny.pl/cgczr
7. https://tiny.pl/cgczw
8. https://tiny.pl/cgczc
9. https://tiny.pl/cgczd
10. Teoria Sterowania, Materiały Pomocnicze do Ćwiczeń Laboratoryjnych pod redakcją W. Mitkowskiego, AGH Uczelniane Wydawnictwo Naukowo-Dydaktyczne, Kraków 2007
11. https://tiny.pl/cgcz1
12. https://tiny.pl/cgczp
13. https://tiny.pl/cgczl

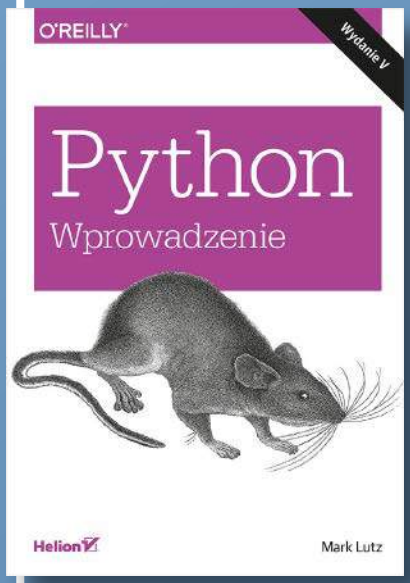
REKLAMA

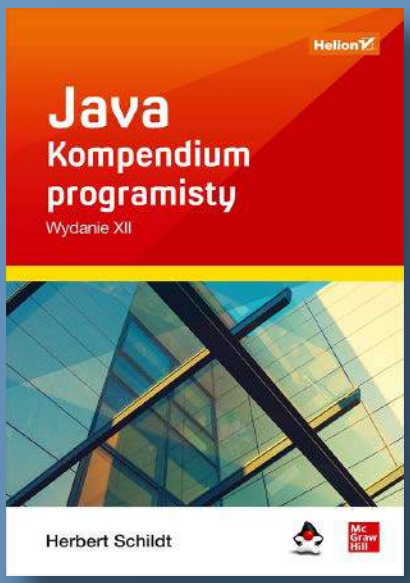
O projektach, miniprojektach, projektach soft i na wiele innych tematów dyskutuj na forum.ep.com.pl

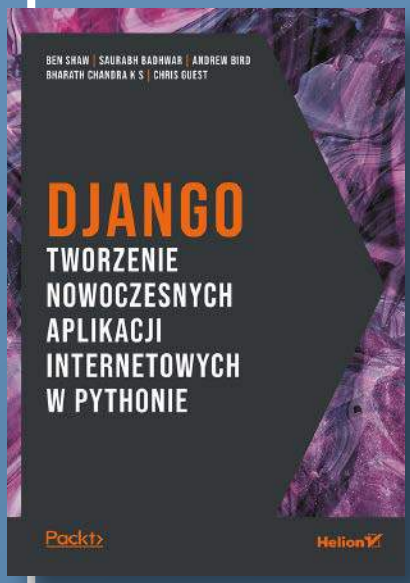
eprasa.pl 78ba6336e6

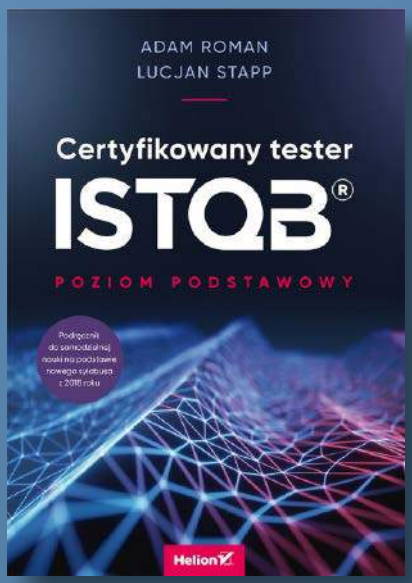
Książki z rabatem w Ulubionym Kiosku

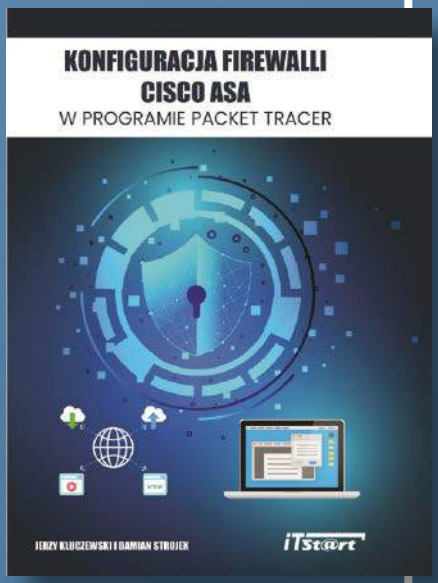
do -30%











Zobacz pełną ofertę - **ponad 500 tytułów!**

www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 78ba6336e6

IoT z zastosowaniem Wi-Fi 6

Zastosowanie Wi-Fi w rozwiązaniach IoT ma wiele zalet – pozwala na integrację z istniejącą siecią oraz urządzeniami takimi jak router czy modem Wi-Fi, więc nie jest wymagany żaden dodatkowy koncentrator/brama; natywny protokół IP do komunikacji internetowej można łatwo zastosować na różnych platformach sprzętowych i programowych. Wszystko to istotnie redukuje koszty i przyspiesza wdrażanie projektów. W artykule opisujemy wybrane możliwości nowej wersji tego standardu komunikacyjnego – Wi-Fi 6.

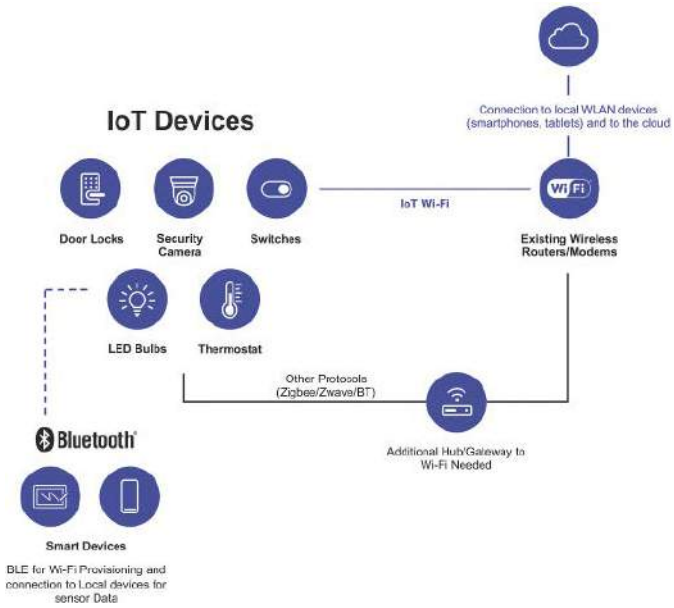
Standard Wi-Fi oferuje wiele funkcjonalności – umożliwia rozszerzenie zasięgu, pozwala na optymalizację zużycia energii dla przedłużenia żywotności baterii, oferuje dużą przepustowość i możliwość korzystania z energooszczędnego pasma 2,4 GHz. Istotna jest też większa wygoda użytkownika i interoperacyjność, którą przynosi nowy protokół Matter oraz integracja i łączność ekosystemu z chmurą. Warto też wspomnieć o możliwości korzystania z Bluetooth Low Energy wraz z Wi-Fi, uproszczonym dodawaniu urządzeń, wykrywaniu zbliżeniowym i łączności z czujnikami. Czego więcej można oczekiwać?

IEEE Protocol	802.11b	802.11a	802.11g	802.11n	802.11ac	802.11ax
WFA Naming	N/A	N/A	N/A	Wi-Fi 4	Wi-Fi 5	Wi-Fi 6, Wi-Fi 6E
Year Introduced	1999	1999	2003	2009	2013	2019, 2021 for 6E
Band(s) (GHz)	2.4	5	2.4	2.4, 5 (SB or DB)	5	2.4, 5, 6 (SB, DB, TB)
Channel Bandwidth (MHz)	20	20	20	20, 40	20, 40, 80, 160	20, 40, 80, 160
Allowable Streams	1	1	1	4	8 (only 4 implemented)	8
Max Data Rates (Mbps)	11	54	54	600 (150 Mbps per stream)	433 (80MHz, 1SS) 866 (160MHz, 1 SS) 3467 (160MHz, 4 SS)	143 (20MHz, 1 SS) 600 (80MHz, 1 SS) 9607 (160MHz, 8 SS)
MIMO	N/A	N/A	N/A	Single User (SU-MIMO)	Downlink Multiuser (DL MU-MIMO)	Multiuser (Uplink and Downlink MU-MIMO) – 8 Users
Subcarrier Spacing (KHz)	N/A	312.5	312.5	312.5	312.5	78.125
Symbol Duration (us)	N/A	3.2	3.2	3.2	3.2	12.8
Guard Interval (us)	N/A	0.8	0.8	0.4, 0.8	0.4, 0.8	0.8, 1.6, 3.2
PHY Modulation	DSSS	OFDM	DSSS, OFDM	DSSS, OFDM, HT-OFDM	DSSS, OFDM, HT-OFDM, VHT-OFDM	DSSS, OFDM, HT-OFDM, VHT-OFDM, OFDMA
Multi-user Operation	No	No	No	No	(DL MU-MIMO)	Uplink and Downlink OFDMA
Highest Order Modulation	CCK	64-QAM	64-QAM	64-QAM	256-QAM	1024-QAM
Power Saving Mechanisms	PS-POLL	PS-POLL	PS-POLL	PS-POLL	PS-POLL	Target Wake Time
Spatial Reuse Mechanisms	No	No	No	No	No	BSS Coloring

Wi-Fi 6 is the largest upgrade to Wi-Fi and expect Wi-Fi 6 deployments to grow significantly, yet backward compatible

Rysunek 1. Podsumowanie kluczowych różnic między standardami Wi-Fi

eprasa.pl 78ba6336e6

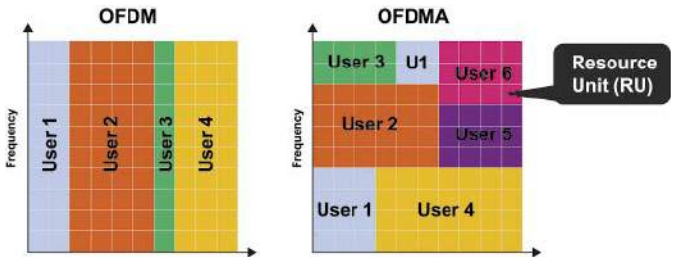


Rysunek 2. Przykład zastosowania Wi-Fi 6 w aplikacjach IoT

Nowy standard

Nowa wersja standardu Wi-Fi wprowadziła funkcje, które na nowo definiują komunikację w zastosowaniach IoT o małym poborze mocy (**rysunek 1**). Wi-Fi 6 zmienia się w taki sposób, aby obsłużyć masowe aplikacje IoT (**rysunek 2**), zapewniając:

- znacznie mniejsze zużycie energii, co wydłuża żywotność baterii,
- możliwość obsługi większej liczby urządzeń IoT przez punkt dostępu lub sieć,
- wyższą przepustowość, zwiększoną wydajność i zmniejszone opóźnienia (lepsza wydajność i efektywność energetyczna),
- większą pojemność sieci, niezawodną łączność i większe pokrycie sygnałem z myślą o wdrożeniu urządzeń IoT,
- obsługa pasma 2,4 GHz i kanałów 20 MHz dla niskiego zużycia energii i dużego zasięgu,
- bezpieczeństwo (WPA3) i kompatybilność wsteczna z poprzednimi generacjami urządzeń Wi-Fi.



Rysunek 4. Działanie funkcji OFDMA

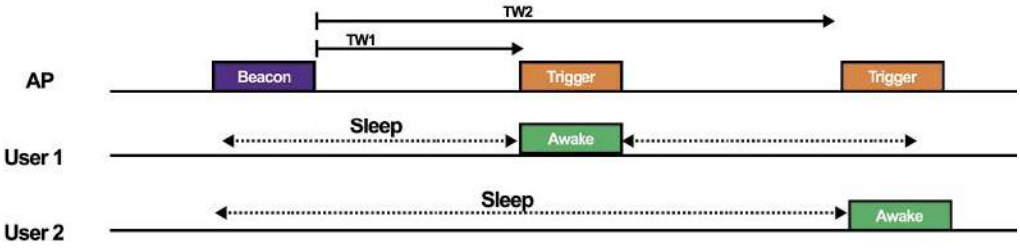
Wi-Fi 6 dla IoT

Aby umożliwić powszechne stosowanie Wi-Fi w IoT, nowy standard Wi-Fi 6 wprowadza istotne zmiany (**rysunek 3**). Nowe rozwiązania pozwalają spełnić wymagania IoT w zakresie małego zużycia energii.

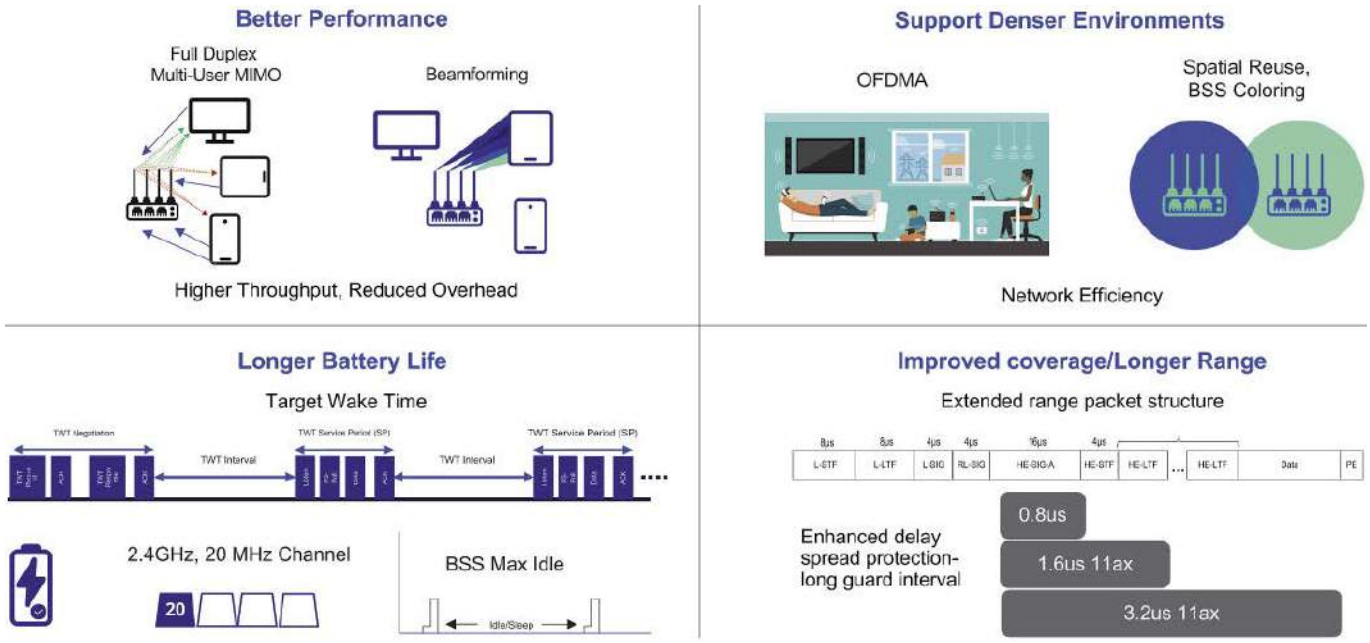
OFDMA zamiast OFDM

Modulacja OFDMA umożliwia jednoczesną komunikację z wieloma urządzeniami oraz zapewnia lepszą wydajność widmową i przepustowość, a ponadto:

- kanały są podzielone na podkanały znane jako jednostki zasobów (RU),
- umożliwia dalsze dostosowywanie użycia kanałów przez punkty dostępowe w celu dopasowania ich do wymagań klientów i ruchu,
- AP może przydzielić cały kanał jednemu użytkownikowi lub podzielić kanał, aby obsługiwać wiele urządzeń jednocześnie (**rysunek 4**),



Rysunek 5. Działanie funkcji TWT



Rysunek 3. Kluczowe cechy Wi-Fi 6 dla IoT

eprasa.pl 78ba6336e6

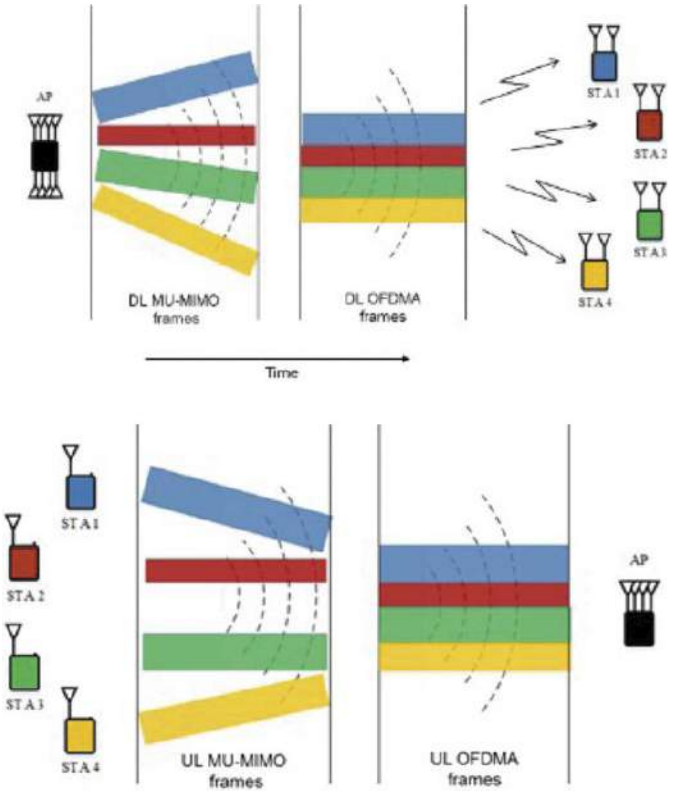
- zapewniono większą wydajność w przypadku krótkich ramek danych (stanowiących znaczną część całego ruchu).

Zaawansowane oszczędzanie energii

Funkcja TWT (docelowy czas w stanie wybudzenia) umożliwia bezprzewodowym punktom dostępowym i urządzeniom negocjowanie i definiowanie określonych czasów dostępu do medium (**rysunek 5**). Działa na bazie dwóch metod:

- indywidualny TWT – każde urządzenie może negocjować czas uśpienia z AP,
- rozgłaszany TWT – AP określa okres uśpienia dla całej grupy urządzeń.

Indywidualny TWT jest idealny dla urządzeń IoT zasilanych bateryjnie.



Rysunek 6. Techniki MU-MIMO i OFDMA w Wi-Fi 6

Uplink z obsługą wielu użytkowników

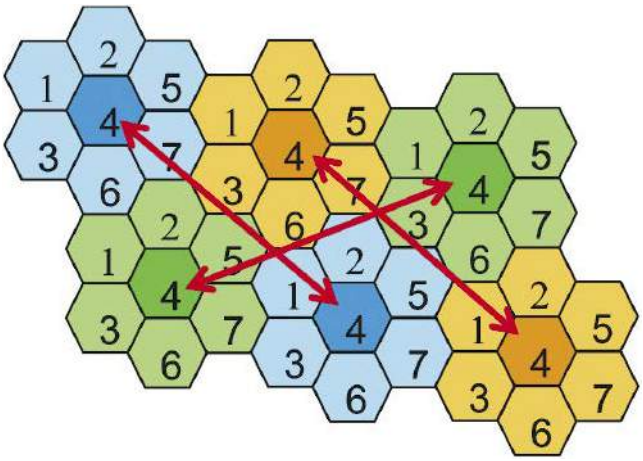
Standard Wi-Fi 5 wprowadził MU-MIMO, ale tylko dla downlink 4×4. Standard Wi-Fi 6 podwoił ten parametr do 8×8 i dodał obsługę uplink (UL) zarówno dla MU-MIMO, jak i OFDMA. Techniki MU-MIMO i OFDMA w Wi-Fi 6 zwiększają pojemność sieci przy równoczesnym dostępie wielu urządzeń (**rysunek 6**), równoważą przepustowość, poprawiają zasięg i zmniejszają opóźnienia.

Kolorowanie BSS

Kolorowanie podstawowego zestawu usług (BSS) umożliwia dodatkowe ponowne użycie kanałów przestrzennych. Do każdego unikatowego BSS-a (podstawowego zestawu usług) przypisywany jest określony tzw. kolor podkanału. Kanał jest blokowany tylko wtedy, gdy kolor jest taki sam – pozwala to na jednoczesne przesyłanie danych do wielu urządzeń w zatłoczonych obszarach (**rysunek 7**). Korzyści z kolorowania BSS to m.in. większa efektywność i wydajność sieci, zmniejszenie zakłóceń i kolizji. Technika ta zapobiega niepożądanemu czasowi aktywności urządzeń.

2,4 GHz vs 5 GHz

Standard Wi-Fi 6 obsługuje oba pasma: 2,4 GHz oraz 5 GHz. Niższe pasmo oferuje lepszy zasięg, a wyższe zapewnia lepszą przepustowość. Jakiej więc częstotliwości należy użyć w produkcie końcowym? Kluczowe aspekty do rozważenia zostały zilustrowane na **rysunku 8**.



Rysunek 7. Technika „kolorowania" BSS

Wi-Fi 6 Features	2.4 GHz	5 GHz	Benefits to IoT Applications
Range	★★★★	★★	• Robust and full home coverage - 2.4GHz travels almost TWICE as far compared to 5GHz • 2.4GHz has better penetration through walls - attenuation is less at lower frequency
Battery Life	★★★★	★★	• 2.4 GHz devices consume significantly less current than 5 GHz devices enabling longer battery life • 2.4 GHz Wi-Fi devices are better suited for low power IoT applications
Throughput	★★★	★★★★	• 2.4 GHz supports up to 86 Mbps data rates, enough for most IoT applications including some video streaming • 5 GHz offers even higher data rates, but very few IoT applications will ever require those rates
Device Density	★★★★	★★★★	• Wi-Fi 6's OFDMA, MU-MIMO, Beamforming, BSS coloring, and Target Wake Time, allow for higher bandwidth and denser 2.4 GHz deployments, reducing the need to move to 5GHz
Regulatory Certifications	★★★★	★★★	• 2.4 GHz solutions use the ISM frequency band, with no RADAR restrictions and fewer regulatory steps for worldwide deployment compared to 5 GHz (additional regulatory testing needed for DFS Radar channels)
Lower Cost and Design Complexity	★★★★	★★★	• Support for dual-band is more expensive and complex due to support needed for higher frequency 5GHz front end and antenna components.

2.4 GHz single-band is more optimum for IoT, considering the combination of range, low power, throughput, and cost!

Rysunek 8. Zalety i wady pasm 2,4 GHz oraz 5 GHz dla IoT

eprasa.pl 78ba6336e6

Features	WF200	RS9116	SiWx917
Wi-Fi	Wi-Fi 4	Wi-Fi 4	Wi-Fi 6
BT Low Energy (LE)		✓	✓
BT Classic (Audio)		✓	
Low Power Modes	PS-POLL	PS-POLL, Listen Interval	PS-POLL, Listen Interval, TWT
Wi-Fi Features	OFDM	ODFM	OFDM, OFDMA, MU-MIMO
Wi-Fi WPA3 Security	✓	✓	✓
Co-processor Modes (RCP, NCP)	✓	✓	✓
SoC Mode (ARM® Apps MCU)			✓
ML Accelerator, PSRAM Interface, MCU Security (PSA-L2)			✓
Ultra Low Power		✓	✓
Modules	✓	✓	✓
Matter over Wi-Fi	✓	✓	✓

Rysunek 9. Podsumowanie oferty układów Wi-Fi SoC firmy Silicon Labs

Hardware

Komponenty wspierające stare Wi-Fi oraz nowy standard są dostępne w ofercie firmy Silicon Labs. Porównanie parametrów wybranych układów pokazano na **rysunku 9**.

Kamil Prus

Więcej informacji:
Computer Controls
tel. +48 660 141 060
kamil.prus@ccontrols.pl, www.ccontrols.pl

REKLAMA

Wi-Fi - KOMPLEKSOWE ROWIĄZANIA OD SILICON LABS

COMPUTER CONTROLS

SoC & MODUŁY
Wysokoenergooszczędne Wi-Fi 4 i 6 dla przemysłu oraz certyfikowane moduły SoC.

OPROGRAMOWANIE EMBEDDED
Wi-Fi SDK ze zintegrowanym Wi-Fi, BT/BLE, sieciami IP, obsługą chmury i protokołem Matter.

NARZĘDZIA DLA INŻYNIERÓW
Evaluation Kit - DevKit wraz z oprogramowaniem uproszczające proces rozwoju i przyśpieszające wprowadzenie produktu na rynek.

APLIKACJA MOBILNA
EFR Connect - aplikacja do konfiguracji Wi-Fi za pomocą technologii Bluetooth Low Energy (BLE).

SILICON LABS ALLIANCE MEMORY SECO emtrion neoway Central Semiconductor Corp. mirmico SILERGY

Computer Controls Sp. z o.o. Warszawa, ul. Pańska 98/4 22 718 31 90 components@ccontrols.pl www.ccontrols.pl

eprasa.pl 78ba6336e6

MEGAWIN
MAKE YOU WIN

Mikrokontrolery MEGAWIN

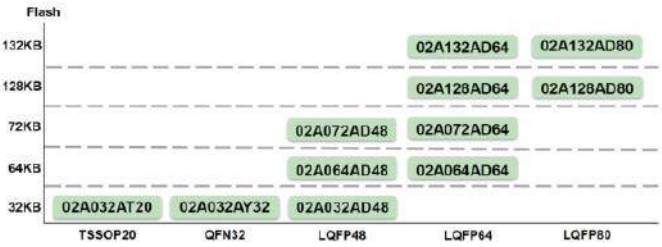
Od 8051 do Cortex-M3

Wybierając odpowiedni mikrokontroler do projektu, kierujemy się przede wszystkim dostępnymi funkcjami, wydajnością i zapotrzebowaniem na energię. Gdy projekt przechodzi do etapu produkcji bardziej istotny staje się koszt każdego komponentu. Tajwańska firma Megawin Technology oferuje wiele mikrokontrolerów z szybkim rdzeniem 8051 i bogatym zestawem układów peryferyjnych oraz układy z rdzeniem Cortex-M0 i Cortex-M3 kompatybilne z rozwiązaniami innych producentów, nierzadko odznaczające się lepszymi parametrami i dostępne w korzystniejszej cenie.

Tajwańska firma Megawin Technology została utworzona przez grupę specjalistów ds. projektowania i sprzedaży układów scalonych w 1999 roku. Dzięki ciągłym działaniom rozwojowym stale poszerza swoją ofertę mikrokontrolerów. W ostatnim czasie do oferty wprowadzono układ MGEQ1C064AD48, który spełnia rygorystyczne wymagania produkcyjne i otrzymał kwalifikację AEC-Q100 (Grade 2). Poniżej prezentujemy najciekawsze układy tego producenta przeznaczone do różnych zastosowań.

Seria MG32F02 (Cortex-M0)

Układy bazują na rdzeniu ARM Cortex-M0 i charakteryzują się doskonałą odpornością na zakłócenia. Zawierają rozbudowane generatory PWM z wyrównaniem do środka lub krawędzi okresu i kontrolą



Rysunek 1. Dostępne wersje układów serii MG32F03A (Cortex-M0)

czasu martwego, szybkie moduły we/wy i szybkie komparatory (ACMP), które można zastosować w złożonych systemach sterowania elektrotechnicznego z wieloma zestawami szybkich urządzeń peryferyjnych, takich jak UART, SPI, I²C i CRC. Umożliwiają elastyczny wybór alternatywnych funkcji wyprowadzeń. Wyposażone są w moduł zewnętrznej magistrali pamięci (EMB) obsługujący interfejsy wyświetlaczy LCD-TFT, które można zastosować w małych i średnich panelach w aplikacjach z dziedziny motoryzacji, przemysłu czy medycyny.

Maksymalne taktowanie układów wynosi 48 MHz, akceptują napięcie zasilania z zakresu 1,8...5,5 V, są wyposażone w interfejs debugujący SWD, a pamięci Flash i SRAM mogą mieć pojemność do 132 kB i 16 kB. Zestawienie modeli pokazuje **rysunek 1**, natomiast podstawowe parametry wybranych wersji zestawiono w **tabeli 1**.

Dostępne są także wersje wyposażone w interfejs USB 2.0 działający z szybkością 12 Mb/s, zgodny ze specyfikacją USB v1.1/v2.0. Są to układy *USB Line* – MG32F03U064 oraz MG32F03U064. Jeszcze inną

eprasa.pl 78ba6336e6

Tabela 1. Zestawienie najważniejszych parametrów wybranych układów serii MG32F03A (Cortex-M0)

Model MCU	MG32F03A032	MG32F03A072	MG32F03A132
Pamięć Flash	32 kB	64 kB	128 kB
Pamięć SRAM	4 kB	8 kB	16 kB
Zasilanie	1,8...5,5 V		
Taktowanie/RTC	48 MHz/Tak		
ADC/DAC/Komparator analogowy	12-kanałowy, 12-bitowy, 800 ksps/brak/brak	16-kanałowy, 12-bitowy, 400 ksps/1-kanałowy, 10-bitowy/4-kanałowy komparator	
Timery/PWM	2×16-bitowy + 3×32-bitowy/4-kanałowy PWM	2×16-bitowy + 5×32-bitowy/8-kanałowy PWM	
UART/SPI/I²C/LIN	2/1/1/2	4/1/2/3	4/1/2/4
DMA/EMB/CRC	1/brak/brak	3/16-bitowa (SRAM, NOR, NAND, LCD)/CRC32	
Obudowy	TSSOP20, QFN32, LQFP48	LQFP48/64	LQFP64/80
Porty I/O	17/29/44	44/59	59/73
Temperatura pracy	–40...105°C	–40...85°C	

wersją jest *Value Line* czyli układ MG32F03V032 dostępny w małych obudowach TSSOP20 oraz QFN32. Dokładne informacje na temat rodziny układów z rdzeniem Cortex-M0 można znaleźć na stronie: http://www.megawin.com.tw/en-global/product/index/Cortex_M0.

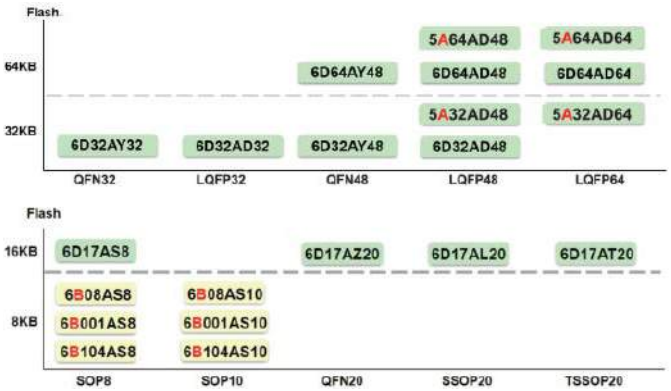
Seria MG32F10x (Cortex-M3)

Układy bazujące na rdzeniu ARM Cortex-M3 odznaczają się dużą szybkością i doskonałą wydajnością obliczeniową. Jednak pełne możliwości układów z tym rdzeniem są osiągane dopiero przy współpracy z szybkimi pamięciami Flash. W układach Megawin pamięć Flash obsługuje szybki dostęp do pamięci podręcznej, dzięki czemu znacznie zmniejsza się opóźnienie odczytu.

Mikrokontrolery serii MG32F10x są przeznaczone do aplikacji sterującymi różnego rodzaju robotami lub dronami, do maszyn POS i innych rozwiązań wymagających wysokiej wydajności MCU. Maksymalne taktowanie układów wynosi 96 MHz, napięcie robocze zawiera się w zakresie 2...3,6 V, pojemność pamięci Flash i SRAM to 96...256 kB oraz 28...36 kB w różnych kombinacjach. Inne kluczowe cechy i parametry to:

- 64-bajtowa pamięć podręczna do obsługi instrukcji i magistrali danych,
- mnożenie jednocyklowe i sprzętowa jednostka do operacji dzielenia,
- POR (power-on reset), PDR (power-down reset) i programowalny detektor napięcia PVD (programmable voltage detector),
- wewnętrzne oscylatory RC 8 MHz, RC 48 MHz, RC 32 kHz,
- oscylator 32 kHz dla RTC z możliwością kalibracji,
- niska moc: tryb pracy ok. 105 µA/MHz; tryb zatrzymania ok. 18,5 µA; tryb czuwania ok. 4,5 µA; RTC ok. 1,1 µA (wszystkie wartości przy zasilaniu 3,3 V),
- sterownik LED – możliwość bezpośredniego zasilania 56 diod LED.
- interfejs debugowania SWD,
- 7 układów czasowo licznikowych,
- do 11 interfejsów komunikacyjnych,
- interfejs USB 2.0 o pełnej szybkości,
- kontroler DMA,
- jednostka obliczeniowa CRC,
- 96-bitowy unikalny identyfikator,
- blok RNG – generator liczb losowych.

Wśród oferty Megawin dostępne są układy kompatybilne pod względem obudowy i schematu wyprowadzeń z komponentami produkcji STM. Są to m.in. MG32F103C9T6, MG32F103CBT6, MG32F103RBT6. Dokładne informacje na temat rodziny układów z rdzeniem Cortex-M3 można znaleźć na stronie: http://www.megawin.com.tw/en-global/product/index/Cortex_M3.

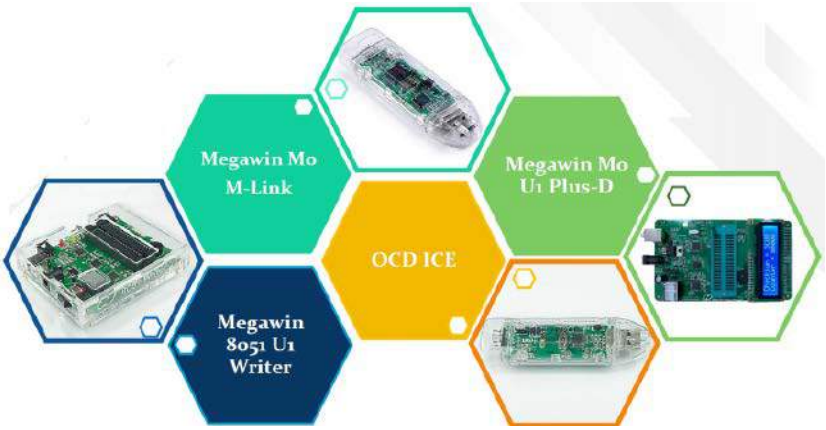


Rysunek 2. Dostępne wersje układów serii MG82F (8051)

Podsumowanie

Oferta Megawin obejmuje również wiele mikrokontrolerów kompatybilnych z 8051 – są to układy serii MG82F (**rysunek 2**) wyposażone w wiele szybkich bloków peryferyjnych. Natomiast seria MPC89L/E51/52/53/54/58/515 to układy kompatybilne z Atmel AT89, z kolei MG87FL/E2051/4051 to w pełni kompatybilne odpowiedniki Atmel AT89S/C2051/4051. Jeszcze inna seria – MG84F to rozwiązania na bazie 8051 wyposażone w interfejs USB. Ponadto producent zadbał także o narzędzia (**rysunek 3**) oraz oprogramowanie. Autoryzowanym dystrybutorem Megawin w Polsce jest Micros – https://www.micros.com.pl/mikrokontrolery-i-pamieci/mikrokontrolerymegawin/.

Micros
e-mail: bok@micros.com.pl
www.micros.com.pl



Rysunek 3. Narzędzia dla układów Megawin

eprasa.pl 78ba6336e6

Nowoczesne prototypowanie

Budowa, testy i optymalizacja prototypu to trzy podetapy procesu tworzenia każdego nowego urządzenia elektronicznego, których znaczenia nie sposób przecenić. Właśnie dzięki prototypom możliwe jest iteracyjne wprowadzanie niezbędnych poprawek, poszukiwanie oszczędności w kosztach przyszłej produkcji czy też znajdowanie i usuwanie różnych błędów, często niewynikających nawet z winy samego projektanta. Niezależnie od branży, w jakiej się poruszamy, prototyp jest elementem o znaczeniu krytycznym dla powodzenia całego projektu. W artykule postaramy się nakreślić możliwie szeroki obraz możliwości, jakie daje inżynierom współczesna technologia w zakresie nowoczesnego, szybkiego tworzenia i walidacji prototypów.

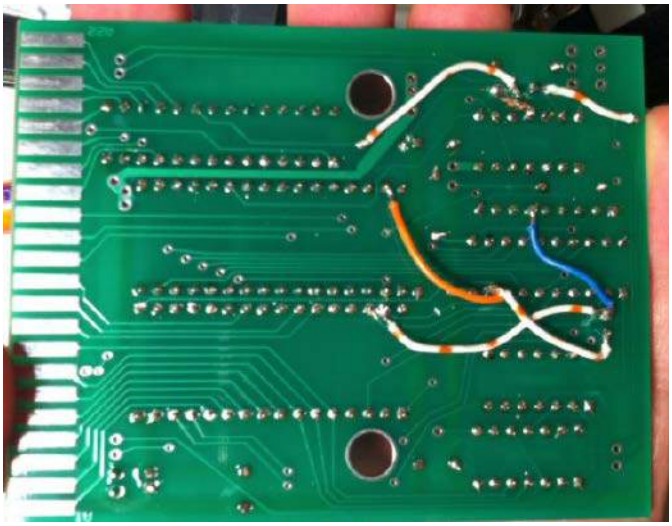
Prototyp – krótkie słowo o wielkim znaczeniu

Internetowy Słownik Języka Polskiego PWN określa prototyp na trzy sposoby, spośród których zastosowaniom inżynierskim najlepiej odpowiada pierwsza definicja: *pierwszy wykonany według dokumentacji model maszyny lub urządzenia, stanowiący podstawę do dalszej produkcji* (https://sjp.pwn.pl/szukaj/prototyp.html).

Warto jednak zwrócić uwagę, że w praktyce pojęcie prototypu jest zwykle stosowane znacznie szerzej – mianem tym określamy bowiem nie tylko pierwszy model urządzenia, wykonany ściśle według dokumentacji produkcyjnej, ale także wszelkie wcześniejsze wersje, znacznie bardziej oddalone od finalnego wyglądu, konstrukcji i funkcjonalności docelowego wyrobu. Samo prototypowanie jest bowiem iteracyjnym procesem, polegającym na wprowadzaniu kolejnych elementów sprzętowych i (przynajmniej w zdecydowanej większości przypadków) funkcji programowych, a następnie testowaniu ich, optymalizacji itd. Co prawda najbardziej doświadczeni inżynierowie są w stanie opracowywać i z powodzeniem uruchamiać spore bloki funkcjonalne (a w przypadku mniejszych projektów – nawet kompletne urządzenie) w już pierwszej iteracji prototypowania, jednak zwykle i tak zachodzi potrzeba wprowadzenia pewnych zmian w oryginalnej koncepcji. Z tego też względu podczas prac rozwojowych nad układami elektronicznymi i systemami wbudowanymi widokiem całkowicie naturalnym jest jeden lub kilka przewodów pomiędzy określonymi padami na płytce drukowanej, zwykle w celu uzupełnienia brakujących połączeń czy też poprawy zamienionych linii danych (**fotografia 1**). Dopóki takie drobne poprawki pojawiają się w pierwszej uruchomionej wersji projektu, mogą one być uznane za zwyczajny element procesu prototypowania, problem pojawia się jednak wtedy, gdy takie nieprofesjonalne metody muszą być stosowane do całej serii docelowych urządzeń.

Autor sam znalazł kiedyś w jednym z komercyjnie dostępnych urządzeń zestaw kilku rezystorów SMD, wlutowanych… jeden na drugim, piętrowo – przykład podobnego rozwiązania można zobaczyć na **fotografii 2**. Należy dodać, że wspomniany w artykule przypadek był problematyczny nie tyle z uwagi na samo zastosowanie „kanapki" do połączenia kilku równoległych rezystorów, co ze względu na fatalną jakość wykonania tegoż montażu. Warto bowiem dodać, że standard IPC-610E dopuszcza w pewnych sytuacjach lutowanie elementów SMD jeden na drugim, ale wymaga to spełnienia szeregu warunków i zdecydowanie nie powinno być stosowane jako „partyzancka" metoda poprawy projektów. Aby ustrzec się przed takimi

eprasa.pl 78ba6336e6



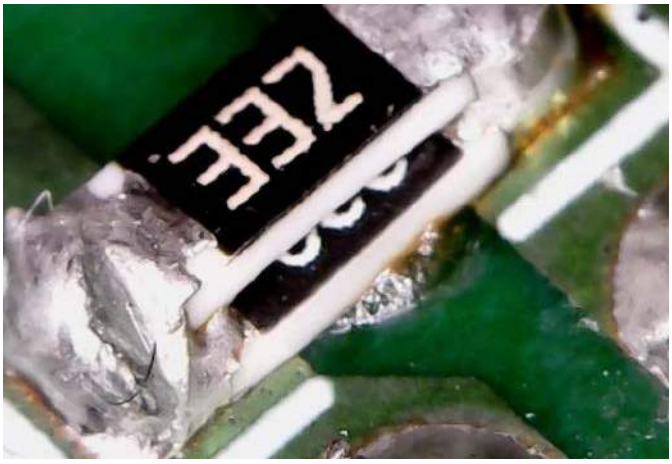
Fotografia 1. Przykład płytki drukowanej z naniesionymi poprawkami w postaci zworek (przewodów), dolutowanych do padów komponentów THT (https://t.ly/tjPyK)

wpadkami, warto poświęcić możliwie jak najwięcej uwagi właśnie prototypom.

Znaczenie prototypów w cyklu rozwojowym urządzeń

Zanim przejdziemy do prezentacji poszczególnych rozwiązań, stosowanych w procesie prototypowania, warto zatrzymać się jeszcze na moment i zastanowić głębiej nad praktycznym znaczeniem prototypów dla współczesnych przedsiębiorstw. Najważniejsze aspekty – z punktu widzenia technologicznego, finansowego, logistycznego oraz strategicznego – można zebrać w siedmiu punktach.

- **Testowanie i walidacja koncepcji** – prototyp (w zależności od tego, w jakim stopniu jest zbliżony do rozwiązania docelowego) pozwala zespołowi projektowemu sprawdzić, czy przyjęta koncepcja konstrukcji bądź metody działa w praktyce – tak w warunkach laboratoryjnych, jak i rzeczywistych (lub bardzo do nich zbliżonych). W przypadku projektów hi-tech wczesne prototypy najczęściej znacznie odbiegają (formą czy rozmiarami) od docelowego rozwiązania, gdyż ich celem jest weryfikacja samej technologii u podstaw, a nie szybkie przygotowanie do produkcji seryjnej.
- **Identyfikacja błędów i problemów** – bodaj najważniejszym (z technicznego punktu widzenia) zadaniem prototypu jest wskazanie błędnych założeń, niedociągnięć w projekcie czy też niewłaściwego zachowania w określonych, często dość specyficznych warunkach pracy. Wykryte problemy mogą dotyczyć zarówno niezgodnych (z założeniami lub wymaganiami klienta) parametrów technicznych, funkcjonalności, użyteczności, trwałości (odporności na warunki środowiska lub niewłaściwe użytkowanie), jak i bezpieczeństwa.
- **Weryfikacja specyfikacji technicznych** – prototypowanie pozwala na sprawdzenie, czy urządzenie spełnia wszystkie założone specyfikacje techniczne – zużycie energii, kompatybilność, stabilność termiczną i długoczasową, wynikowy poziom szumów itp.
- **Testowanie interfejsu użytkownika** – wytworzenie prototypu zbliżonego do wersji końcowej (produkcyjnej) pozwala na ocenę, na ile intuicyjny i łatwy w obsłudze jest interfejs HMI oraz umożliwia zidentyfikowanie obszarów, które mogą wymagać poprawy, np. w zakresie interfejsu graficznego (GUI), responsywności, a nawet… rozmieszczenia złączy oraz pozostałych elementów obsługowych. To właśnie dzięki fizycznym prototypom można nierzadko wykryć błędy projektowe, na które trudno byłoby wpaść analizując jedynie trójwymiarowe symulacje produktu – jednym z tego typu problemów może być np. niewłaściwe umiejscowienie gniazda zasilania, utrudniające użytkowanie urządzenia w typowej pozycji.
- **Zbieranie informacji zwrotnej od użytkowników** – dopracowane prototypy o postaci i funkcjonalności odpowiadającej w całości (lub przynajmniej w znacznej większości aspektów) wersji docelowej mogą być używane do zbierania informacji zwrotnej od potencjalnych użytkowników, odgrywających rolę pierwszych testerów. Takie dane są niezwykle cenną wskazówką dla projektantów, umożliwiającą ulepszanie i doskonalenie produktu przed jego wprowadzeniem na rynek – często zdarza się, że założenia projektantów ulegają zmianie w konfrontacji z rzeczywistymi potrzebami i reakcjami odbiorców.
- **Zredukowanie ryzyka i kosztów** – odpowiednio zaplanowany proces prototypowania pozwala na identyfikację i rozwiązanie problemów na wczesnym etapie rozwoju produktu, co w każdym przypadku okazuje się znacznie mniej kosztowne i czasochłonne niż próba rozwiązania tych problemów już po wprowadzeniu produktu na rynek lub jeszcze w trakcie badań laboratoryjnych, realizowanych na potrzeby certyfikacji wyrobu.
- **Prezentacja produktu inwestorom lub klientom** – w niektórych przypadkach prototyp może służyć jako demonstracja produktu dla potencjalnych inwestorów lub pierwszych odbiorców. Na tym etapie warto poświęcić więcej uwagi wykonaniu estetycznej obudowy urządzenia oraz dopracowaniu interfejsu graficznego i identyfikacji wizualnej, choć od strony funkcjonalnej produkt często występuje w fazie MVP (*Minimum Viable Product*), czyli w okrojonej wersji, która realizuje tylko najważniejsze zadania, ale nie ma jeszcze implementacji wszystkich docelowych opcji, oczekiwanych w pełnowartościowym produkcie rynkowym.



Fotografia 2. Przykład „partyzanckiego" rozwiązania, mającego na celu zwiększenie mocy rezystora SMD (lub zmniejszenie jego rezystancji) poprzez dolutowanie równoległego komponentu (https://t.ly/bG7UP)

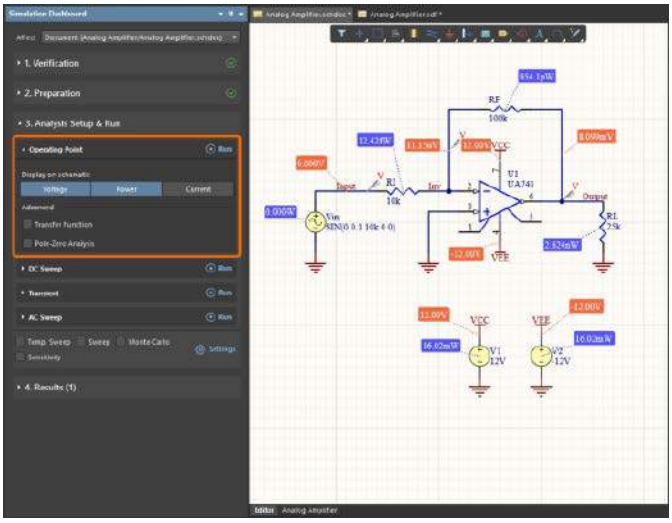
Symulacje, czyli… prototyp w pamięci komputera

Symulacja komputerowa stanowi niezwykle cenne narzędzie zarówno w rękach projektantów elektroniki, jak i inżynierów mechaników. I choć techniki symulacyjne nie mieszczą się w klasycznym pojęciu prototypu jako takiego, to warto o nich wspomnieć z prostej przyczyny – w wielu przypadkach mogą one zastąpić znaczną część prac nad uruchamianiem i pomiarami fizycznego prototypu, co ma niebagatelne znaczenie dla redukcji kosztów oraz czasu wdrożenia produktu (*time-to-market*).

Popularność symulacji jako narzędzia do wstępnej walidacji założeń projektowych jeszcze przed wlutowaniem pierwszego elementu na PCB bądź wykonaniem pierwszego otworu w obudowie sprawiła, że największe pakiety CAD i EDA są standardowo (bądź za pośrednictwem opcjonalnych wtyczek) wyposażane w zaawansowane silniki obliczeniowe, pozwalające na prowadzenie rozmaitych „testów cyfrowych" na bazie natywnych plików projektu. To ważne

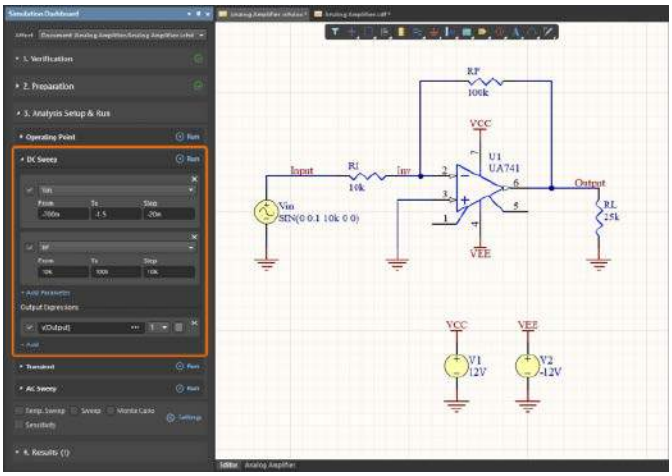
eprasa.pl 78ba6336e6

zwłaszcza z punktu widzenia wygody i szybkości pracy – dawniej schemat ideowy (lub – częściej – jego fragment, będący przedmiotem wątpliwości projektanta) należało ręcznie przerysować ze środowiska EDA do symulatora, co znacznie utrudniało wprowadzanie poprawek i utrzymanie aktualności danych oraz ich zgodności pomiędzy obydwoma systemami. W nowoczesnych pakietach, wspierających projektowanie elektroniki, ten sam schemat może posłużyć zarówno jako dokumentacja dla projektu PCB, jak i baza do wykonania symulacji (**rysunek 1**). Co ważne, nie mówimy tutaj tylko o typowych rodzajach obliczeń (np. analizie punktu pracy, symulacji typu DC sweep – **rysunki 2** i **3**, AC, czy też o wyznaczaniu stanów przejściowych, poziomu szumu, a nawet analizie fourierowskiej czy Monte Carlo), ale także o rozmaitych analizach specjalnego przeznaczenia, stosowanych w ramach określonych obwodów urządzenia.

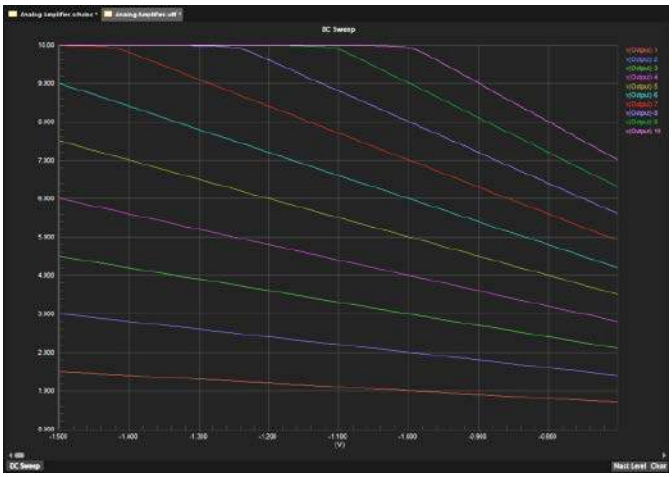


Rysunek 1. Schemat prostego wzmacniacza odwracającego, przygotowany w środowisku Altium Designer oraz jego zastosowanie w roli podstawy do wykonania symulacji punktu pracy (https://t.ly/BTlch)

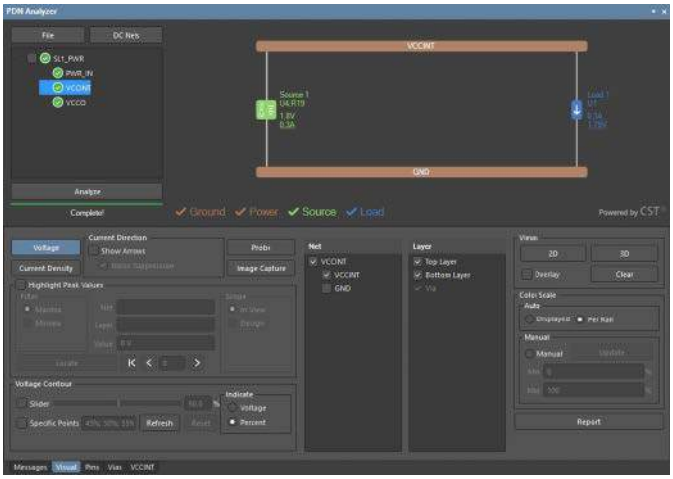
Do kategorii symulacji specjalnych można zaliczyć m.in. silnik analizy sieci zasilania, dostępny dla środowiska Altium Designer w postaci wtyczki PDN Analyzer (od Power Delivery Network). Przejrzysty interfejs użytkownika pozwala na zdefiniowanie najważniejszych (z punktu widzenia prądów i napięć zasilania) obiektów oraz parametrów całego układu na projektowanej płytce drukowanej – projektant może wskazać główne obciążenia (np. moduł Wi-Fi czy wyświetlacz), podłączenie źródeł energii (np. złącze akumulatora) oraz sieci, które mają być wzięte pod uwagę w symulacji (**rysunek 4**). Program automatycznie generuje barwną mapę (**rysunek 5**), obrazującą potencjały bądź gęstość prądu w ścieżkach i płaszczyznach masy, co pozwala określić krytyczne miejsca na PCB, powodujące np. wprowadzanie niepożądanych sprzężeń pomiędzy wyjściami urządzeń wykonawczych a delikatnymi obwodami analogowymi. Choć z pozoru zagadnienie spadków napięć może wydawać się relatywnie proste (każdy doświadczony projektant ma przecież pewną intuicję odnośnie do spodziewanych obszarów i punktów problematycznych, którym należy poświęcić więcej uwagi podczas prowadzenia szyn zasilania oraz wspólnej masy lub mas rozdzielonych), to w praktyce symulacje PDN mogą oddać nieocenione usługi podczas pracy nad



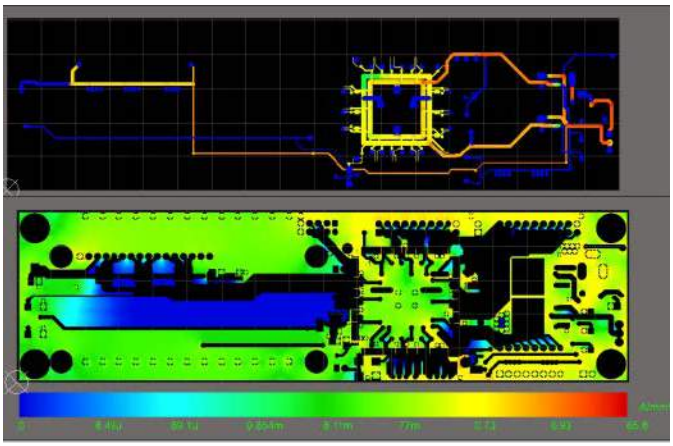
Rysunek 2. Konfiguracja symulacji typu DC sweep w środowisku Altium Designer – „przemiataniu" podlegają dwa parametry: napięcie wejściowe i wartość rezystora RF (https://t.ly/BTlch)



Rysunek 3. Wyniki symulacji dla ustawień z rysunku 2 (https://t.ly/BTlch)

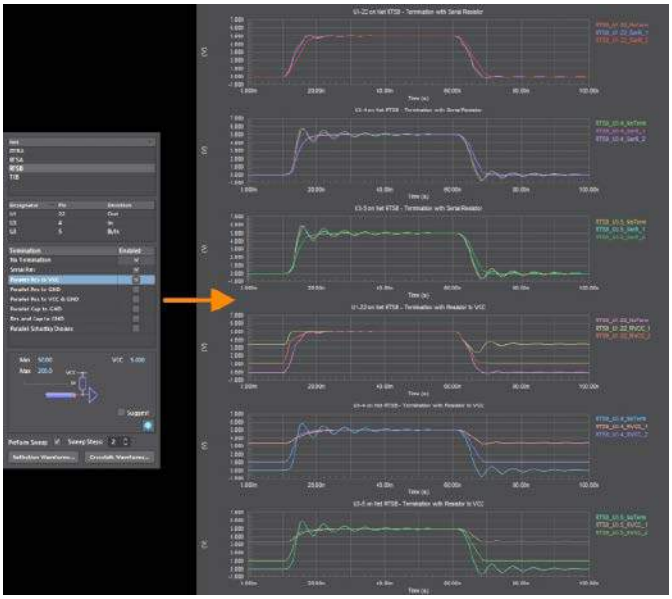


Rysunek 4. Okno ustawień wtyczki PDN Analyzer dla środowiska Altium Designer (https://t.ly/CNt9i)



Rysunek 5. Wynik symulacji rozkładu gęstości prądu na liniach zasilania i polach masy, uzyskany za pomocą wtyczki PDN Analyzer (https://t.ly/CNt9i)

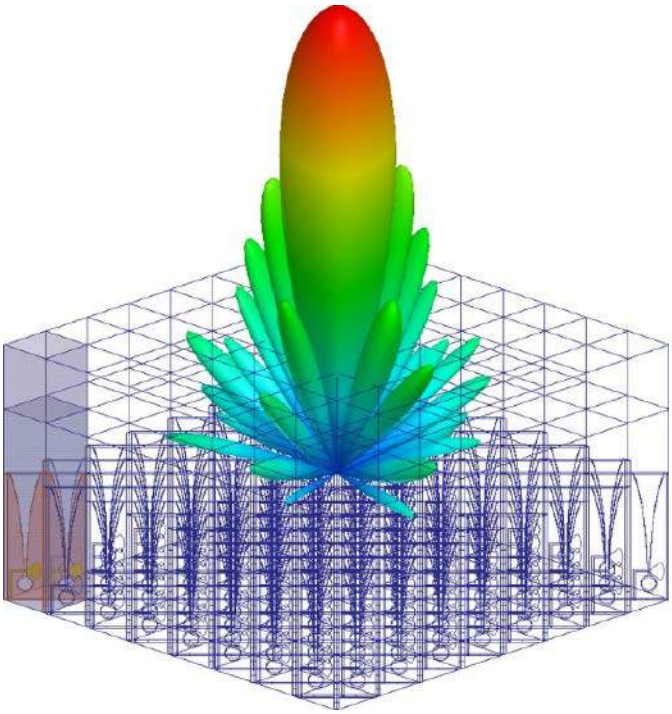
eprasa.pl 78ba6336e6



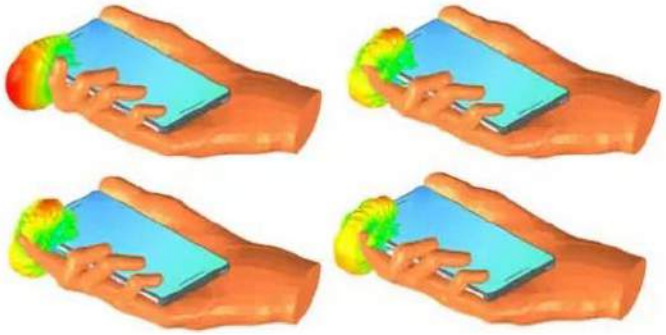
Rysunek 6. Wynik analizy integralności sygnałów (odbicia na liniach danych), wykonanej za pomocą funkcji Signal Integrity w programie Altium Designer (https://t.ly/9yI7e)

bardziej złożonymi obwodami. Zastosowanie symulacji jest szczególnie opłacalne w przypadku płyt, których geometria, ograniczenia wymiarowe i technologiczne (zwłaszcza w zakresie liczby warstw) czy też rozmieszczenie elementów nieprzesuwalnych (np. złączy systemowych, których położenie wymusza projekt mechaniczny) sprawia, że nie sposób całkowicie uniknąć interferencji pomiędzy głównym blokiem zasilania (lub największym obciążeniem) a czułymi obwodami sygnałowymi.

Kolejnym przykładem symulacji, która znacznie ułatwia przejście z fazy projektu komputerowego do fizycznego (i poprawnie działającego!) prototypu, jest analiza integralności sygnałów. W tym przypadku celem obliczeń, wykonywanych przez zaawansowany silnik numeryczny, jest ocena zniekształceń, które do szybkich sygnałów cyfrowych lub analogowych wprowadzają poszczególne elementy obwodu, wpływające na różnice w impedancji linii transmisyjnych



Rysunek 7. Przykładowa symulacja macierzy antenowej, wykonana w środowisku ANSYS HFSS (https://t.ly/_5IYt)



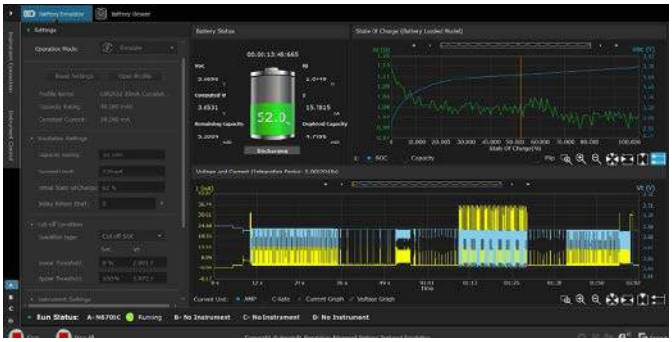
Rysunek 8. Symulacja charakterystyki anteny urządzenia mobilnego, wykonana w środowisku ANSYS HFSS (https://t.ly/g21fm)

oraz czasach propagacji sygnałów. Tutaj także możemy posłużyć się przykładem środowiska Altium Designer, dla którego opracowany został specjalny moduł (**rysunek 6**), pozwalający na przeprowadzenie odpowiednich obliczeń w bardzo intuicyjny i sprawny sposób, co ważne – przy zachowaniu całkowitej integracji dokumentacji projektowej oraz modelu symulacyjnego. Podobnie jak w przypadku analizatorów PDN, także tutaj brane pod uwagę są nie tylko parametry elektryczne elementów, zdefiniowane w modelach schematowych (np. rezystancje, pojemności i indukcyjności elementów RLC), ale także geometria aktualnego projektu mozaiki PCB – nietrudno domyślić się, jak wielkie jest to ułatwienie dla projektantów złożonych płyt drukowanych, zawierających dziesiątki par różnicowych czy szyn równoległych, prowadzonych między pamięciami, procesorami czy układami FPGA.

Osobną kategorię produktów stanowią pakiety przeznaczone do symulacji elektromagnetycznych. Ich głównym zastosowaniem są oczywiście nowoczesne anteny oraz macierze anten, wykorzystywane m.in. w radarach z szykiem fazowanym i innych systemach mikrofalowych (**rysunek 7**). Numeryczne wyznaczanie charakterystyk anten ma kluczowe znaczenie zarówno z technologicznego (miniaturyzacja anten mikropaskowych, zwiększanie gęstości upakowania elementów urządzenia, maksymalizacja zysku anteny, itd.), jak i zdrowotnego punktu widzenia (ocena kierunkowości anten stosowanych w urządzeniach mobilnych i ubieralnych, optymalizacja promieniowania pod kątem zmniejszenia ekspozycji użytkownika na mikrofale – **rysunek 8**). Zastosowanie (jakkolwiek bardzo kosztownych) pakietów symulacji EM pozwala niebywale przyspieszyć proces opracowywania urządzeń radiowych, zmniejszając przy tym koszty budowy kolejnych prototypów fizycznych oraz iteracyjnego testowania ich z użyciem komór EMC i specjalnych skanerów pola. Co ważne, oprogramowanie komputerowe pozwala także zasymulować charakterystyki anteny w rozmaitych warunkach pracy docelowego urządzenia, o czym najlepiej wiedzą m.in. projektanci urządzeń ubieralnych,

Fotografia 3. Emulator baterii i akumulatorów – Keysight E36731A (https://t.ly/fgEL5)

eprasa.pl 78ba6336e6

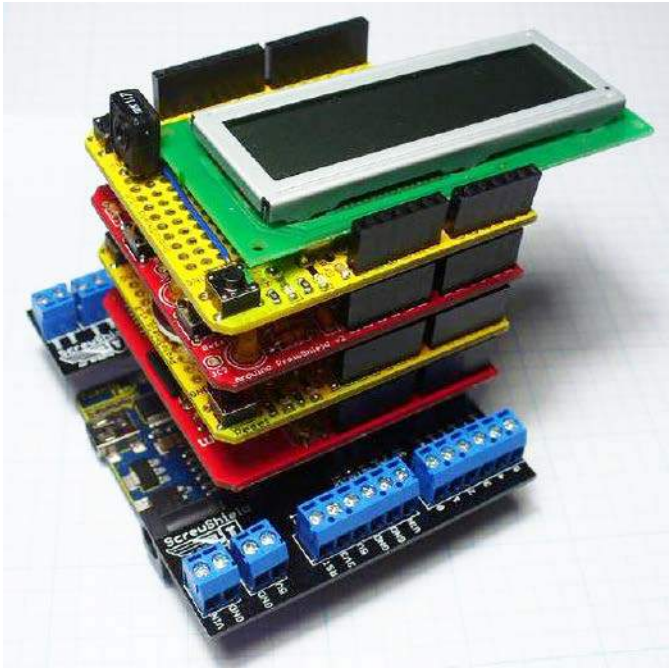


Rysunek 9. Widok okna programu PathWave BenchVue Advanced Battery Test And Emulation Software (https://t.ly/EfHYh)

których konstrukcja musi uwzględniać obecność ciała ludzkiego w polu bliskim anteny (co znacznie wpływa na jej parametry wypadkowe).

Emulatory i profilery baterii/akumulatorów

Interesujące rozwiązanie wprowadziła do swojej oferty kultowa marka Keysight. Urządzenie o numerze E36731A (**fotografia 3**) uwzględnia cechy zasilacza programowalnego, obciążenia elektronicznego oraz jednostki SMU (*Source Measure Unit*) i zostało opracowane z myślą o emulacji oraz profilowaniu baterii i akumulatorów, w szczególności dla potrzeb działów badawczo-rozwojowych, pracujących nad rozwiązaniami z zakresu IoT czy też IIoT. Zastosowanie omawianej aparatury znakomicie przyspiesza prototypowanie urządzeń z zasilaniem wewnętrznym, umożliwiając sprawdzanie zachowania bloków zasilających (ładowarek, przetwornic DC/DC, mierników ładunku, itd.) w warunkach bardzo zbliżonych do rzeczywistych. Użytkownik może bowiem zaprogramować model dowolnego źródła energii o ściśle określonej charakterystyce i mocy do 200 W (przy ograniczeniu do 30 V/20 A) i testować działanie prototypu przy dowolnym stanie naładowania wirtualnego akumulatora. W ten sposób można nieporównanie łatwiej (niż przy użyciu standardowych technik) weryfikować poprawność działania zabezpieczeń przed zbyt głębokim rozładowaniem, sprawdzać dokładność bloków pomiaru i diagnostyki stanu baterii czy też wykrywać problemy, na jakie można natknąć się w przypadku niektórych przetwornic DC/DC (Czytelnicy, którzy mają doświadczenie z niskomocowymi przetwornicami, zasilanymi wprost z małych baterii/akumulatorów, doskonale wiedzą, z jakimi



Fotografia 4. Płytka Arduino z dołączonym zestawem kilku nakładek Arduino Shield (https://t.ly/vYHDK)

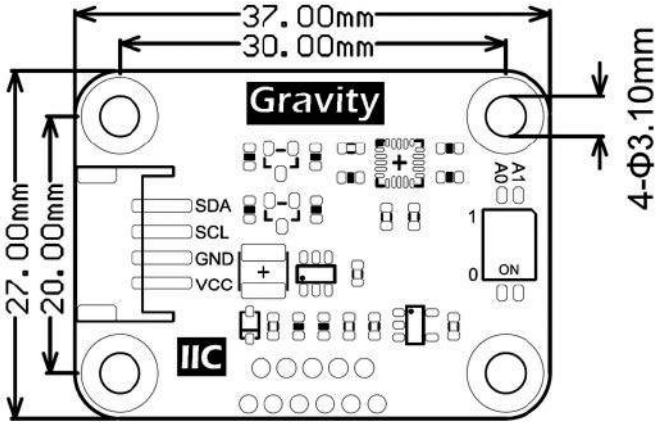
Fotografia 5. Widok dolnej strony zestawu ewaluacyjnego STM32H747I-DISCO z zaznaczonymi slotami, zgodnymi z systemem Arduino Shield (czerwone ramki, https://t.ly/2IVbJ)

„atrakcjami" można spotkać się w niektórych konfiguracjach układowych). Warto dodać, że E36731A współpracuje z pakietem oprogramowania o nazwie PathWave BenchVue Advanced Battery Test And Emulation Software (**rysunek 9**), przygotowanym specjalnie na potrzeby prac nad zastosowaniem elektrochemicznych źródeł energii w praktycznych projektach urządzeń elektronicznych.

Systemy elektroniki modułowej i zestawy ewaluacyjne

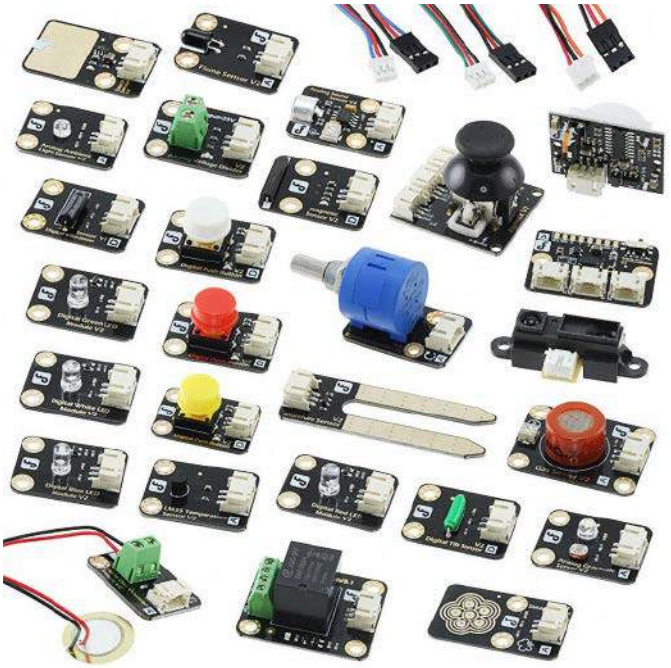
Jednym z najważniejszych aspektów nowoczesnego podejścia do prototypowania urządzeń elektronicznych jest wykorzystanie rozmaitych rozwiązań blokowych, zwykle budowanych w oparciu o jeden z wielu obecnych na rynku ekosystemów elektroniki modułowej. Najpopularniejszym z nich jest oczywiście nieśmiertelny, włoski projekt Arduino (**fotografia 4**), którego ekspansja znacznie spopularyzowała zastosowanie nakładek funkcyjnych – i to nie tylko w zastosowaniach amatorskich, ale także w profesjonalnym prototypowaniu. Dziś wiele zestawów ewaluacyjnych, przeznaczonych dla bardziej zaawansowanych użytkowników, ma sloty w postaci złączy rastrowych 100 mils, kompatybilne z Arduino – charakterystycznie rozłożone gniazda można znaleźć m.in. w płytkach produkcji ST Microelectronics (**fotografia 5**).

Wielu producentów opracowuje także własne standardy połączeń, umożliwiające zazwyczaj komunikację za pośrednictwem pojedynczych linii cyfrowych lub analogowych, a także interfejsów I²C



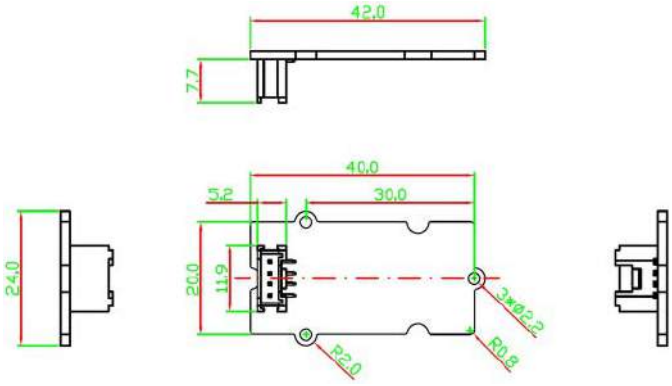
Rysunek 10. Przykładowy moduł czujnikowy z serii DFRobot Gravity (SEN0321) – widoczne 4-pinowe złącze systemowe (po lewej stronie), udostępniające interfejs I²C oraz linie zasilania (https://t.ly/rOpnH)

eprasa.pl 78ba6336e6

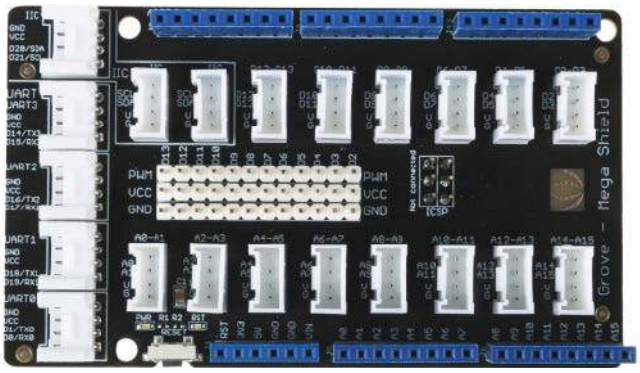


Fotografia 6. Zestaw czujników KIT0011 marki DFRobot – wszystkie moduły są kompatybilne z systemem Gravity (https://t.ly/JaVoV)

lub UART. Jednymi z bardziej rozbudowanych są ekosystemy przygotowane przez inżynierów DFRobot (seria Gravity – **rysunek 10**, **fotografia 6**) oraz Seeedstudio (seria Grove – **rysunek 11**, **fotografia 7**), przeznaczone głównie do celów dydaktycznych i amatorskich. Ofertę dla bardziej wymagających użytkowników przygotowała



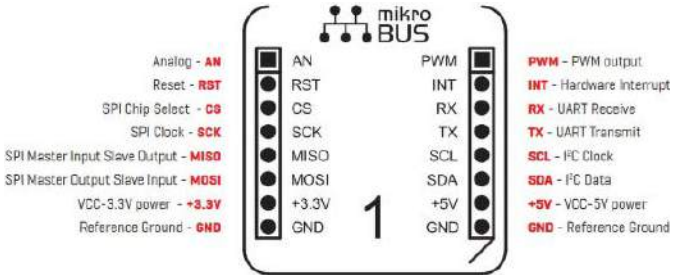
Rysunek 11. Standard wymiarowy modułów Seeedstudio Grove w wersji 20×40 mm z pionowym złączem SMD (https://t.ly/0ACAB)



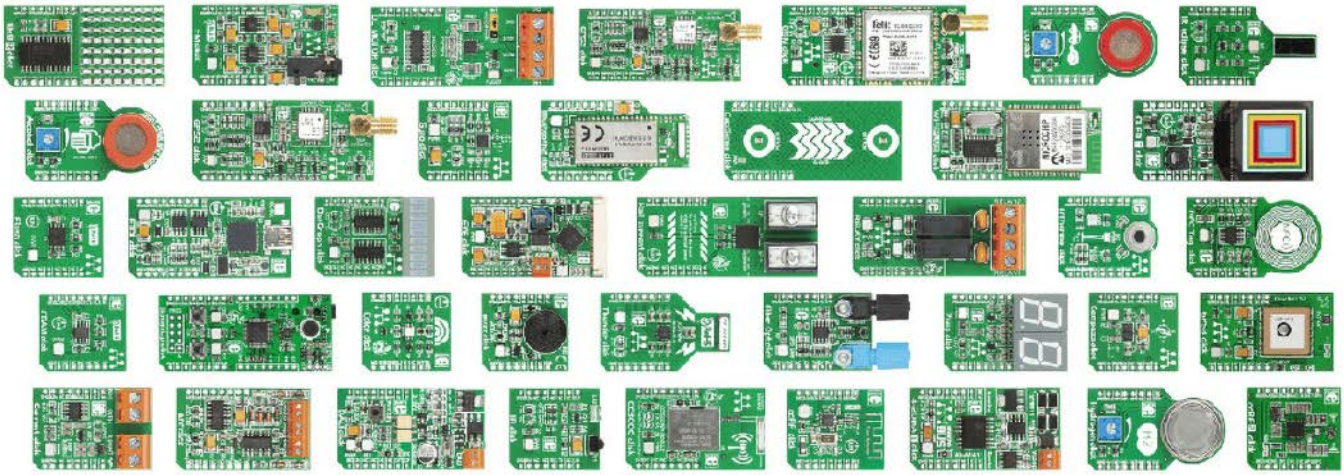
Fotografia 7. Nakładka Grove Mega Shield marki Seeedstudio – widoczne liczne gniazda, przeznaczone do podłączenia zewnętrznych modułów, kompatybilnych ze standardem Grove (https://t.ly/SW40I)

natomiast marka MikroElektronika – opracowana przez nią seria płytek ze slotem mikroBUS (**rysunek 12**) obejmuje setki modułów, zawierających m.in. liczne rodzaje modułów komunikacyjnych, front-endów analogowych, przetworników ADC i DAC, ekspanderów wyprowadzeń czy też układów zarządzania zasilaniem (**fotografia 8**). Moduły współpracują z rozbudowanymi płytami bazowymi, oferującymi możliwość stosowania wymiennych kart z różnorodnymi mikrokontrolerami (STM32, TIVA, Kinetis, PIC, dsPIC, AVR, 8051, czy też PSoC). Koncepcja płyty bazowej z wyprowadzonymi złączami i najważniejszymi blokami peryferyjnymi (zasilanie, interfejsy HMI, obwody resetu, itd.) ma także zastosowanie w przypadku minikomputerów jednopłytkowych klasy SoM (System-on-Module) – doskonałym przykładem mogą być tutaj produkty rodzimej marki SoMLabs, np. zestaw startowy VisionSTK-STM32MP1 (**fotografia 9**), złożony z właściwego minikomputera ze złączem krawędziowym oraz kompatybilnej płyty bazowej VisionCB-STM32MP1-STD.

Deweloperskie ekosystemy elektroniki modułowej dają projektantom sporą elastyczność w doborze architektury projektu i zestawianiu



Rysunek 12. Standard mikroBUS – układ pinów na złączach rastrowych (https://t.ly/Sf2hS)

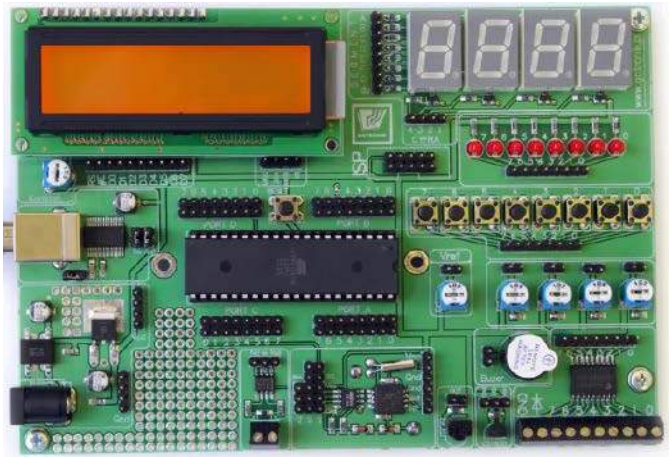


Fotografia 8. Ekosystem elektroniki modułowej marki MikroElektronika zawiera obecnie setki modułów, kompatybilnych ze standardem mikroBUS (https://t.ly/UL83h)

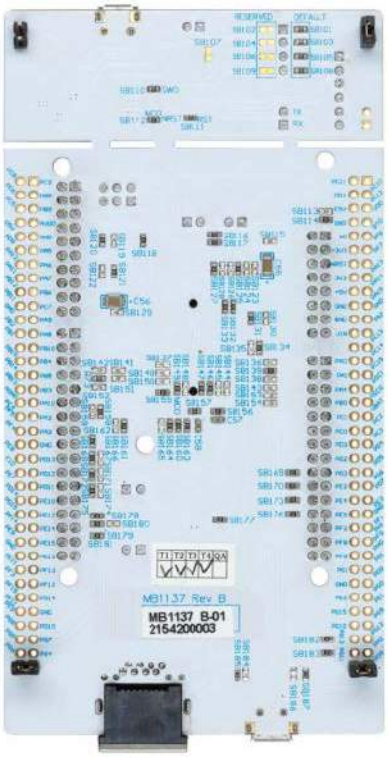
eprasa.pl 78ba6336e6

niezbędnych funkcji, które należy uruchomić przed transferem koncepcji do postaci finalnej płytki drukowanej, dostosowanej do potrzeb konkretnego projektu. Podobną, a nawet jeszcze większą dowolność oferują niektóre zestawy uruchomieniowe dla mikrokontrolerów, w których wszystkie peryferyjne bloki sprzętowe (wyświetlacze, diody LED, przyciski, czujniki scalone czy też potencjometry) są wyprowadzone na osobne złącza szpilkowe, dzięki którym użytkownicy mogą samodzielnie zdecydować o podłączeniu każdej linii GPIO procesora (przykład z oferty wrocławskiej firmy Gotronik można zobaczyć na **fotografii 10**). Tego typu rozwiązania, z przyczyn praktycznych, są przeznaczone raczej do najprostszych mikrokontrolerów (głównie AVR, PIC czy 8051) i najlepiej sprawdzają się w aplikacjach edukacyjnych, choć mogą

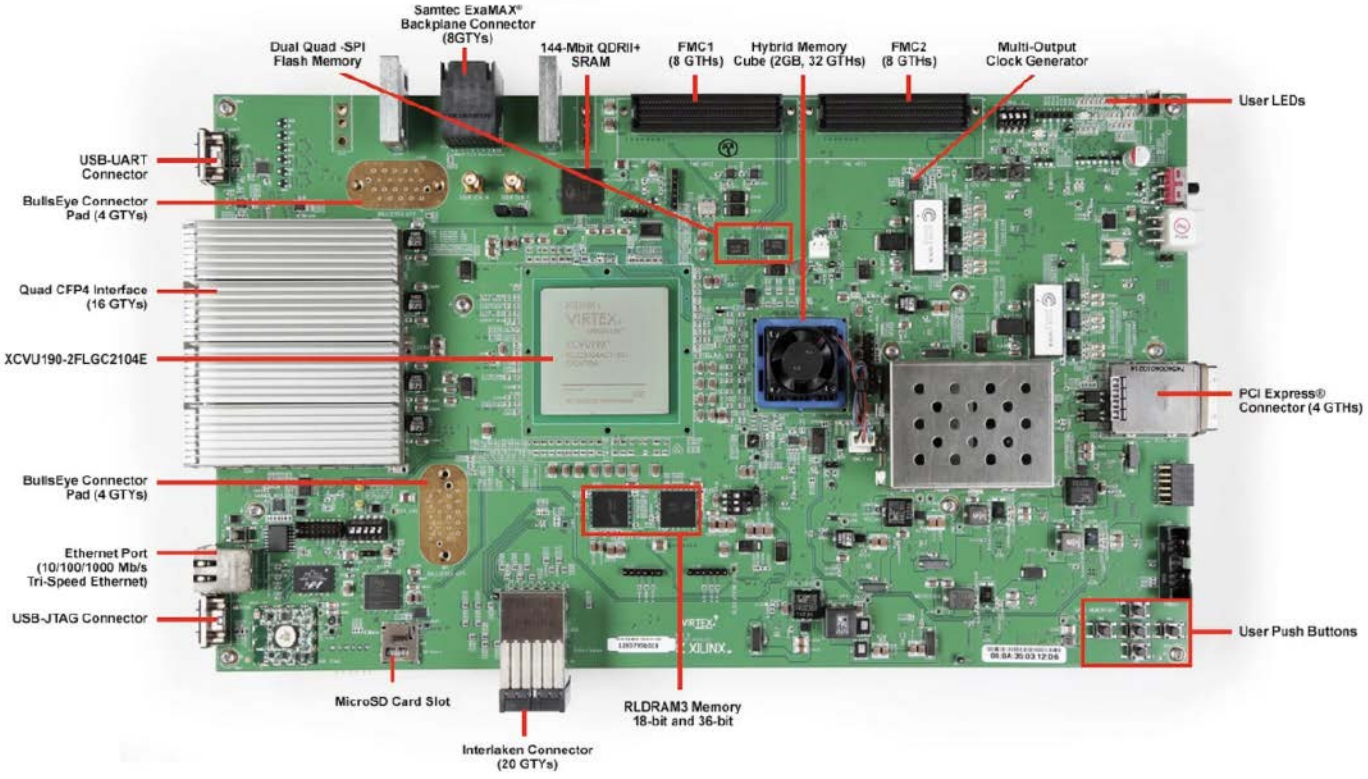
Fotografia 9. Zestaw ewaluacyjny VisionSTK-STM32MP1 Starter Kit marki SoMLabs (https://t.ly/LEWsj)



Fotografia 10. Płytka ewaluacyjna do mikrokontrolerów ATmega16 marki Gotronik (https://t.ly/Z2g37)



Fotografia 11. Spodnia strona płytki Nucleo-144 do mikrokontrolerów STM32 – widoczne mostki lutownicze oznaczone indeksami SBxx (https://t.ly/C8q32)



Fotografia 12. Płyta ewaluacyjna DK-U1-VCU110-G do układów FPGA Xilinx Virtex UltraScale (https://t.ly/3ctfF)

eprasa.pl 78ba6336e6

znaleźć zastosowanie także w prototypowaniu małych urządzeń, opartych na 8-bitowych mikrokontrolerach.

Pewnym kompromisem może być użycie mostków lutowniczych, które – wstępnie skonfigurowane na etapie montażu płytki drukowanej – umożliwiają łatwe uruchomienie najważniejszych, domyślnych funkcji przewidzianych przez producenta, ale w razie potrzeby dają szansę na „odzyskanie" potrzebnych linii GPIO do własnych aplikacji. Takie rozwiązanie szeroko stosują inżynierowie marki ST Microelectronics w zestawach z serii STM32 Nucleo – szereg zworek (**fotografia 11**) pozwala zwolnić np. linie I²C czy I²S, które domyślnie „okupowane" są przez zamontowane na płytce drukowanej czujniki.

Na drugim końcu skali znajdują się zaawansowane płyty ewaluacyjne, opracowane z myślą o tworzeniu prototypów i testowaniu rozwiązań programistycznych na bazie mocnych procesorów aplikacyjnych, procesorów sygnałowych czy też układów programowalnych (przede wszystkim FPGA). W tej grupie produktów próżno szukać elastycznych, w pełni konfigurowalnych zestawów – większość istotnych elementów (pamięci, interfejsy I/O, a nawet wyświetlacze) jest już podłączona „na sztywno", w sposób narzucony przez konstrukcję głównego układu oraz arbitralnie przyjęte założenia producenta. Najbardziej rozbudowane i zarazem najdroższe płyty, dostępne w sprzedaży, pozwalają na tworzenie aplikacji opartych na potężnych macierzach FPGA – jako przykład warto tutaj przywołać jeden z najkosztowniejszych zestawów ewaluacyjnych na rynku: płytę DK-U1-VCU110-G (**fotografia 12**), której cena netto w chwili pisania niniejszego artykułu wynosi – bagatela – prawie 100 tysięcy złotych (!).

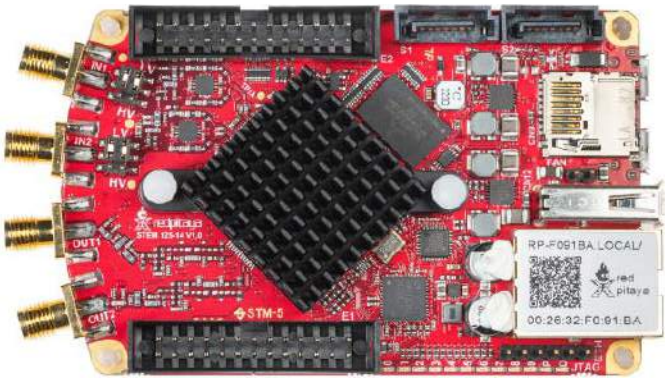
Uniwersalne, sprzętowe narzędzia deweloperskie

Do dyspozycji inżynierów, opracowujących nowe urządzenia elektroniczne lub przeznaczone dla nich oprogramowanie, dostępne są liczne, uniwersalne narzędzia sprzętowe, znacząco ułatwiające i skracające czas prowadzenia pomiarów, testów automatycznych, debugowania kodu, analizy przepływu informacji na szynach danych czy też optymalizację rozmaitych aspektów projektu.

Interesującym przykładem uniwersalnego przyrządu, przydatnego na różnych etapach prac nad prototypem, jest niewielkie narzędzie deweloperskie o nazwie Analog Discovery (**fotografia 13**), niejednokrotnie opisywane już na łamach „Elektroniki Praktycznej". Urządzenie, za sprawą szeregu wejść oraz wyjść analogowych i cyfrowych, wspieranych przez szybkie przetworniki ADC i DAC oraz wydajną macierz

Fotografia 13. Zestaw Analog Discovery marki Digilent z podłączonym adapterem I/O (https://t.ly/Nvv3n)

Fotografia 14. Urządzenie HackRF One (https://t.ly/2BKTW)



Fotografia 15. Urządzenie Red Pitaya (https://t.ly/ERpqd)

FPGA, może pracować jako prosty oscyloskop, generator arbitralny, zasilacz, woltomierz, rejestrator danych, analizator logiczny, generator przebiegów cyfrowych, analizator widma, miernik impedancji i wiele innych. Szerokie możliwości niewielkiego, kieszonkowego przyrządu pozwalają na zastosowanie go do monitorowania napięć i cyfrowych szyn danych, debugowania systemów wbudowanych czy też przeprowadzania automatycznych testów na bazie programowalnych sekwencji I/O.

Jak to zwykle bywa, Analog Discovery – przy bardzo szerokim zakresie funkcjonalności – oferuje raczej przeciętną częstotliwość próbkowania (do 100 MSa/s), stąd też nie nadaje się do aplikacji radiowych. Konstruktorzy systemów mikrofalowych i urządzeń pracujących w niższych pasmach (w tym ISM Sub-1 GHz) nie zostali jednak pozostawieni sami sobie – do ich dyspozycji jest kilka innych narzędzi, w tym HackRF One (**fotografia 14**) – moduł SDR (Software Defined Radio), oferujący możliwość pracy w paśmie od 1 MHz aż do 6 GHz (!), przy próbkowaniu do 20 MSa/s. Urządzenie pozwala na wykonywanie rozmaitych eksperymentów związanych z budową i oprogramowaniem systemów SDR, nasłuchem komunikacji na istniejących łączach radiowych, debugowaniem urządzeń IoT i IIoT czy też generowaniem sygnałów wysokoczęstotliwościowych dla potrzeb naukowych. Nie sposób nie wspomnieć także o module Red Pitaya (**fotografia 15**), będącym swego rodzaju minikomputerem jednopłytkowym o konstrukcji ukierunkowanej na szybkie przetwarzanie sygnałów analogowych (stąd też sercem urządzenia jest wydajny układ z serii Xilinx Zynq 7010 z dwurdzeniowym procesorem ARM Cortex-A9, zintegrowanym z macierzą FPGA). Płytka ma łącze USB 2.0 oraz gniazdo Gigabit Ethernet, zaś za odbiór sygnałów odpowiadają dwa wejścia z 14-bitowymi przetwornikami ADC o częstotliwości próbkowania 125 Msa/s i zakresie napięć ±1 V/±20 V. Podobne parametry (125 Msa/s, 14 bitów, ±1 V) mają także dwa wyjścia analogowe o impedancji charakterystycznej równej 50 Ω.

Badania inżynierskie (precompliance) ważnym narzędziem w rękach konstruktora

Praktycznie każde urządzenie elektroniczne – przed wdrożeniem do sprzedaży na terenie Unii Europejskiej lub użytku na innych zasadach – wymaga nadania przez producenta bądź dystrybutora znaku CE

eprasa.pl 78ba6336e6

Fotografia 16. Zestaw do badań precompliance, w konfiguracji do badania emisji EMC – analizator widma w postaci przystawki komputerowej współpracuje z anteną, wycelowaną w badane urządzenie, oddalone na odległość 3 metrów (https://t.ly/iCNNq)

i wystawienia deklaracji zgodności, będącej potwierdzeniem, że dany wyrób spełnia wymogi odpowiednich dyrektyw. Ważną częścią procesu wdrożeniowego, przeprowadzaną w zdecydowanej większości przypadków, jest zatem badanie kompatybilności elektromagnetycznej. Każda firma, która wprowadziła na rynek choć jedno urządzenie elektroniczne, doskonale zdaje sobie sprawę z kosztów, z jakimi wiąże się pakiet badań w laboratorium akredytowanym – a nawet niewielkie odstępstwo od wymaganych przepisami wartości (np. natężenia pola emitowanego w danym przedziale pasma) skutkuje niepomyślnym wynikiem badań i koniecznością ponownego ich przeprowadzenia po wdrożeniu niezbędnych poprawek do projektu urządzenia, co generuje dodatkowe koszty oraz opóźnienia – zależne w dużej mierze od zajętości współpracującego laboratorium.

Te dwa, kluczowe dla przedsiębiorstw czynniki – finanse oraz czas – są przesłanką do wykonywania testów inżynierskich, tzw. *precompliance* – wstępnych badań, przeprowadzanych zwykle na etapie końcowego prototypu i pozwalających na zaradzenie problemom zakłóceń RFI, jeszcze zanim zostaną one wykryte w trakcie finalnych analiz laboratoryjnych (**fotografia 16**). W zależności od posiadanego sprzętu (i środków) zakres badań może się znacząco różnić. Firmy, które nie mają własnego zaplecza aparaturowego, mogą skorzystać z oferty badań precompliance, wykonywanych w laboratoriach zewnętrznych – już kilka godzin tego typu testów pozwala z dużą dokładnością namierzyć źródła ewentualnych interferencji i określić ich parametry, konieczne do świadomego opracowania środków zaradczych. Przedsiębiorstwa nastawione na intensywne prace badawczo-rozwojowe zwykle natomiast inwestują we własny sprzęt do badań EMC. Podstawowym jego elementem jest rzecz jasna analizator widma o odpowiednim paśmie, wyposażony w – zależnie od możliwości, posiadanych przez daną firmę – zestaw sond bliskiego pola lub lekką, niewielką komorę EMC. Sondy (**fotografia 17**) umożliwiają ręczne namierzenie miejsca, z którego wydobywają się zakłócenia emitowane przez pole elektryczne lub magnetyczne oraz pozwalają na określenie częstotliwości podstawowej (lub częściej

Fotografia 17. Zestaw sond EMC pola bliskiego – NFP-3 marki Rigol (https://t.ly/Xe6ja)

Fotografia 18. Niewielka komora TEM do badań precompliance (https://t.ly/g6Glj)

Fotografia 19. Namiot ekranujący o wymiarach 1200×600×600 mm, przeznaczony do badań EMC typu precompliance (https://t.ly/sgmeZ)

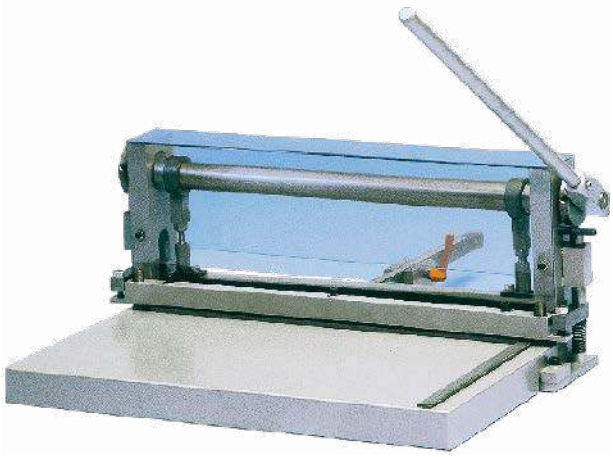
składu widmowego) tychże pól, dają także szansę na zgrubne porównanie intensywności zaburzeń pomiędzy dwoma punktami PCB.

Największą wadą sond pola bliskiego jest brak możliwości odniesienia natężenia wykrytych fal EM do zapisów norm, bazujących na pomiarach w polu dalekim. Z tego też względu lepszą (dokładniejszą) metodą jest wykorzystanie komory TEM (**fotografia 18**) lub GTEM, w której umieszcza się urządzenie mierzone (DUT – *device under test*) – takie rozwiązanie pozwala na pomiar w warunkach nieco lepiej odpowiadających tym, które panują w dużych, komercyjnych komorach bezodbiciowych. Wadą niewielkich komór jest rzecz jasna dość spore ograniczenie w zakresie wymiarów urządzenia – badana płytka drukowana (lub całe urządzenie) może jedynie w niewielkim stopniu wykorzystywać dostępną przestrzeń, aby wyniki pomiaru dobrze korelowały z zapisami odpowiednich norm EMC. Pomocą w przypadku badań inżynierskich mogą być także specjalne namioty ekranujące, stanowiące swego rodzaju namiastkę pełnoprawnej komory (**fotografia 19**) pod względem ekranowania od szumów tła,

Fotografia 20. Wnętrze bezodbiciowej komory EMC (https://t.ly/7su5V)

eprasa.pl 78ba6336e6

Rysunek 13. Interfejs graficzny wtyczki programowej do analizatorów widma marki Rigol, przeznaczonej do prowadzenia badań EMC typu precompliance (https://t.ly/5AQPW)



Fotografia 21. Gilotyna Ne-Cut marki Bungard, przeznaczona do cięcia laminatów FR4 (https://t.ly/zwMU-)

choć rzecz jasna ustępujące pod względem parametrów technicznych konstrukcjom opartym na specjalnych pomieszczeniach z absorberami umieszczonymi na wszystkich ścianach i drzwiach wejściowych (**fotografia 20**).

Warto dodać, że producenci analizatorów widma udostępniają specjalne rozszerzenia programowe, znacznie ułatwiające analizę i opracowanie wyników pomiaru – jako przykład można tutaj podać opcję EMI Test & EMC Pre-Compliance (**rysunek 13**), dostępną dla analizatorów widma czasu rzeczywistego z serii RSA marki Rigol i zawierającą wbudowane profile widma wg norm CISPR, funkcje generowania raportów, presety do pomiarów anten, kabli czy wzmacniaczy, a także funkcje automatycznego skanowania wielu segmentów pasma.

Produkcja prototypów – narzędzia i metody

Do tej pory zaprezentowaliśmy rozwiązania, umożliwiające:

- wstępną walidację projektu na etapie modelu komputerowego (symulacje),
- szybką budowę modelu najważniejszych obwodów urządzenia (elektronika modułowa),
- optymalizację podsystemów zasilania bateryjnego (emulatory/profilery akumulatorów),
- przeprowadzenie pomiarów i testów automatycznych (sprzętowe narzędzia deweloperskie) oraz
- przeprowadzenie wstępnych testów EMC.

Wszystkie te zadania obejmują niejako jedną stronę medalu – dopracowanie projektu i jego optymalizację. W dalszej części artykułu zajmiemy się drugą grupą zagadnień, niezwykle istotnych z punktu widzenia działów R&D przedsiębiorstw – omówimy metody szybkiej i relatywnie taniej produkcji prototypów.

Metody ekspresowej produkcji PCB

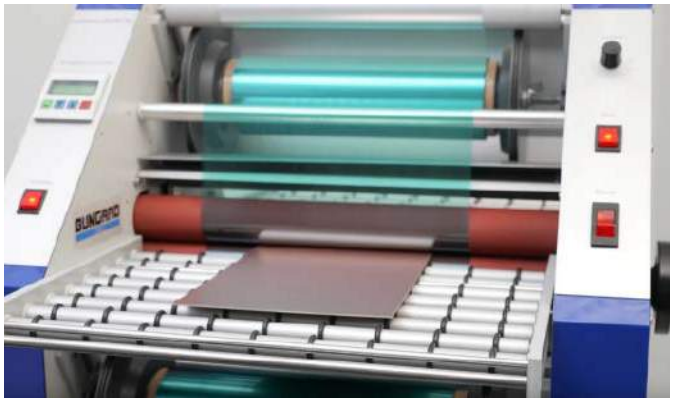
Dla większości przedsiębiorstw klasycznym sposobem na pozyskanie PCB jest zamówienie gotowych płytek drukowanych w wyspecjalizowanej fabryce. W dobie ekspansji chińskich fabryk o ogromnej mocy przerobowej zamawianie produkcji płytek stało się dostępne finansowo nawet dla amatorów i małych, początkujących firm, choć także w kraju mamy szereg przedsiębiorstw, mogących pochwalić się naprawdę dużymi możliwościami w zakresie stosowanych technologii i materiałów. Pomimo to, wciąż istnieje zapotrzebowanie na metody i urządzenia, pozwalające na ekspresowe wykonywanie nieskomplikowanych płytek drukowanych we własnym zakresie, co ważne – bez konieczności stawiania własnego parku maszynowego, złożonego z pełnowymiarowych linii produkcyjnych. Powodów tego stanu rzeczy jak zwykle jest kilka – firmy prowadzące intensywną działalność R&D poszukują możliwości szybkiego pozyskiwania PCB w rytmie prowadzonych prac i wprowadzanych ulepszeń, a każdorazowe zamawianie płytki prototypowej w firmach zewnętrznych wiązałoby się z kolejnymi okresami przestoju w oczekiwaniu na zakończenie produkcji. Dodatkowo, ekspresowe wykonanie płytek (w ciągu pięciu dni roboczych, a czasem nawet 1–2 dni) wiąże się z kilkukrotnie wyższymi (w porównaniu do terminów standardowych, zazwyczaj wynoszących 10...14 dni) kosztami uruchomienia produkcji.

Pierwszym etapem produkcji PCB jest docięcie laminatu na odpowiedni wymiar (z pewnym marginesem technologicznym) – do tego celu służą specjalistyczne gilotyny (**fotografia 21**), choć proces może być wykonany od razu za pomocą frezarki CNC, wykonującej także wszystkie niezbędne wiercenia pod przelotki, pady elementów THT oraz otwory montażowe i szczeliny izolacyjne.

W przypadku technik bazujących na konwencjonalnym wytrawianiu miedzi kolejnym etapem jest przeniesienie na powierzchnię metalizowanego laminatu odpowiedniej mozaiki ścieżek – proces ten niemal zawsze wykonuje się za pomocą naświetlania nadfioletem, przy czym do wyboru są trzy główne możliwości:

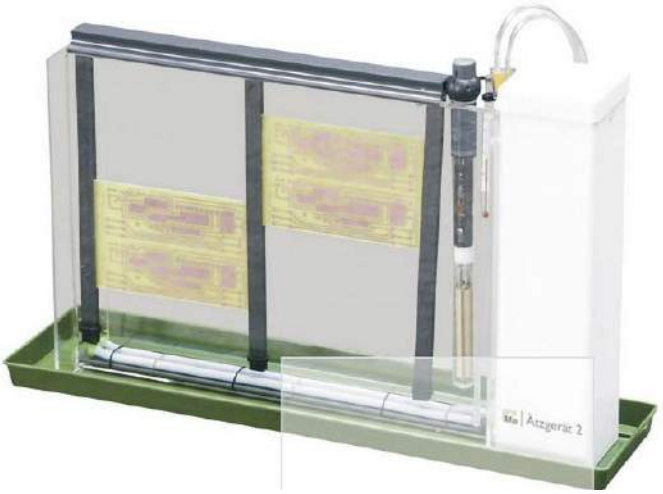
Fotografia 22. Formatka laminatu światłoczułego, pokryta folią ochronną (https://t.ly/9Vxpu)

Fotografia 23. Puszka z lakierem światłoczułym Positiv 20 w aerozolu – produkt marki Kontakt Chemie (https://t.ly/3ujJe)



Fotografia 24. Proces pokrywania laminatu folią światłoczułą przy użyciu laminatora RLM 419p marki Bungard (https://t.ly/oqpVH)

eprasa.pl 78ba6336e6



Fotografia 25. Wytrawiarka płytek drukowanych z grzałką (https://t.ly/kNPRn)

Fotografia 26. Maszyna z serii Splash Center marki Bungard (https://t.ly/uiNC8)

Fotografia 27. Szczotkarka automatyczna RBM 300 marki Bungard (https://t.ly/6yZoZ)

- zastosowanie gotowego laminatu światłoczułego (**fotografia 22**),
- pokrycie laminatu lakierem światłoczułym, np. w postaci sprayu (**fotografia 23**),
- pokrycie laminatu specjalną folią z użyciem laminatora (**fotografia 24**).

Samo trawienie może wprawdzie odbywać się w prostej wytrawiarce (**fotografia 25**), ale znacznie większe możliwości i lepszą kontrolę nad całym procesem daje zastosowanie specjalistycznej maszyny, wykorzystującej natryskiwanie wytrawiacza na powierzchnię miedzi pokrytej mozaiką ochronną. Interesujące rozwiązanie w tym segmencie rynku przedstawiła niemiecka firma Bungard Elektronik GmbH & Co.KG – maszyny z serii Splash Center/Splash Center XL (**fotografia 26**) pozwalają na przeprowadzenie kompletnego procesu trawienia, płukania i suszenia płytek. Po trawieniu natryskowym płytkę należy zanurzyć w zbiorniku z czystą wodą, a następnie przenieść ją do komory, w której obydwie powierzchnie laminatu zostaną spłukane za pomocą wodnego sprayu. Urządzenie zawiera także system umożliwiający zdjęcie z powierzchni płytki resztek lakieru ochronnego (co odsłania mozaikę ścieżek) oraz… mechaniczną prasę rolkową do bezpyłowego suszenia płytek i dodatkowy zbiornik, np. do cynowania bezprądowego.

Ten sam producent – firma Bungard – oferuje ponadto specjalne szczotkarki, przeznaczone do mechanicznego czyszczenia laminatu pomiędzy kolejnymi procesami technologicznymi – np. po zakończeniu trawienia. Przykładem takiej maszyny może być model RBM 300 (**fotografia 27**), opracowany z myślą o zastosowaniach w produkcji prototypowej i małoseryjnej oraz aplikacjach laboratoryjnych. Urządzenie umożliwia czyszczenie płytek o szerokości do 300 mm, a oprócz obrotu szczotek zapewnia także funkcję oscylacji poprzecznych z amplitudą do 10 mm.

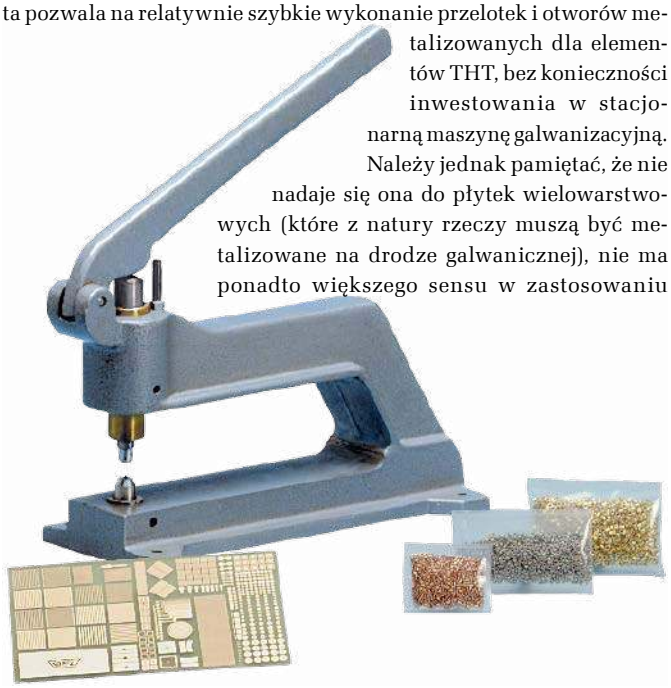
Następnym etapem produkcji PCB jest wykonywanie metalizacji otworów – w tym zakresie firma Bungard oferuje dwie technologie. Konwencjonalna – z metalizacją chemiczną (miedziowanie galwaniczne) – może być wykonana za pomocą maszyny Compacta 30 (**fotografia 28**) – zaledwie 80-kilogramowego urządzenia, pozwalającego na realizację pełnego procesu galwanizacji i to zarówno w zakresie metalizacji otworów, jak i złocenia oraz cynowania ścieżek.

Druga metoda – mechaniczna – opiera się na zastosowaniu specjalnej prasy ręcznej (**fotografia 29**) oraz niewielkich „nitów" w postaci

Fotografia 28. Maszyna do metalizacji otworów Compacta 30 marki Bungard (https://t.ly/77cZk)

eprasa.pl 78ba6336e6

cienkościennych tulejek, umieszczanych w otworach o odpowiedniej średnicy i zaciskanych przy użyciu wymiennych głowic. Metoda ta pozwala na relatywnie szybkie wykonanie przelotek i otworów metalizowanych dla elementów THT, bez konieczności inwestowania w stacjonarną maszynę galwanizacyjną. Należy jednak pamiętać, że nie nadaje się ona do płytek wielowarstwowych (które z natury rzeczy muszą być metalizowane na drodze galwanicznej), nie ma ponadto większego sensu w zastosowaniu do dużych płytek zawierających setki otworów, a także do projektów o wysokiej gęstości upakowania elementów. W sprzedaży dostępne są przelotki o średnicach (wewnętrzna/zewnętrzna):



Fotografia 29. Prasa ręczna do wykonywania przelotek metodą mechaniczną – model Favorit marki Bungard (https://t.ly/Ccpm6)

- 0,4 mm/0,6 mm,
- 0,6 mm/0,8 mm,
- 0,8 mm/1,0 mm,
- 1,0 mm/1,4 mm,
- 1,2 mm/1,6 mm,
- 1,5 mm/1,9 mm.

Warto wiedzieć, że długość przelotek (2,2...2,7 mm) została przewidziana do zastosowania z laminatami o grubości 1,5 mm, dlatego też produkt nie nadaje się do użycia z płytkami o grubości znacząco różnej od standardowej.

Na stronie firmy Bungard można znaleźć szereg propozycji gotowych linii produkcyjnych, złożonych z wybranych urządzeń niemieckiego producenta. Warto zwrócić uwagę na imponujące czasy wykonania płytek – przykładowo, proces przedstawiony na **rysunku 14**, przeprowadzony na dwuwarstwowej płytce (lub panelu) o wymiarach 300×400 mm (z galwaniczną metalizacją otworów), wymaga wprawdzie użycia 9 urządzeń (w tym – dla wygody – dwóch osobnych laminatorów), ale całość trwa zaledwie… 2 godziny (!). Tak krótki czas wytwarzania PCB jest nieosiągalny przy zamówieniu płytek w fabryce zewnętrznej, nawet w najbardziej ekspresowym trybie realizacji. Uważni Czytelnicy zauważą, że na pokazanym schemacie linii produkcyjnej zabrakło etapów chemicznego trawienia samych ścieżek – proces odwzorowywania mozaiki został tutaj bowiem zrealizowany poprzez bezpośrednie frezowanie odstępów izolacyjnych za pomocą frezarki CNC. Ponieważ technika ta zyskuje w ostatnich latach coraz większe zainteresowanie, przyjrzyjmy się bliżej dostępnym na rynku maszynom, przeznaczonym właśnie do tego typu produkcji.

Rysunek 14. Proces ekspresowej produkcji płytek drukowanych z użyciem sprzętu marki Bungard (na podstawie: https://t.ly/fSjM0)

Frezarki CNC do zastosowań w elektronice

Dostęp do frezarek sterowanych numerycznie znacząco zwiększył się w ciągu minionej dekady, a – podobnie, jak w wielu innych przypadkach – przyczyną tego faktu jest ekspansja tanich, chińskich maszyn, dostępnych od ręki praktycznie dla każdego. Dziś niedrogie, biurkowe maszyny CNC są w zasięgu możliwości finansowych nie tylko małych firm, ale także amatorów czy studenckich kół naukowych. Osoby, które mają pewne doświadczenie z tego typu urządzeniami, doskonale wiedzą jednak, że w parze z ceną idzie także jakość wykonania oraz zastosowanych materiałów i elementów mechanicznych – w przypadku frezowania PCB wymagana dokładność pozycjonowania, poziom wibracji i odchyłek prowadzenia głowicy czy też amplituda bicia wrzeciona sprawiają, że budżetowe „maszynki" nie sprawdzają się w tak wymagających

eprasa.pl 78ba6336e6

Fotografia 30. Precyzyjna frezarka CNC – model CCD Premium marki Bungard (https://t.ly/cyA3l)

zastosowaniach. Na rynku istnieje jednak szereg firm, oferujących wysokiej klasy, precyzyjne frezarki, przeznaczone właśnie do ekspresowej produkcji PCB.

Przykładem zaawansowanej maszyny CNC dla potrzeb elektroniki jest model CCD Premium marki Bungard (**fotografii 30**). Urządzenie zapewnia rozdzielczość pozycjonowania na poziomie 0,79 µm (w konfiguracji standardowej!) i pole robocze o wymiarach 400×500 mm. Frezarka może być wyposażona w szereg opcji dodatkowych – odciągacz pyłu, dyspenser czy cichy kompresor wraz ze stołem próżniowym do stabilnego mocowania obrabianego materiału. Automatyczna wymiana narzędzi zapewnia pracę z nawet 30 końcówkami roboczymi bez konieczności manualnej ingerencji operatora.

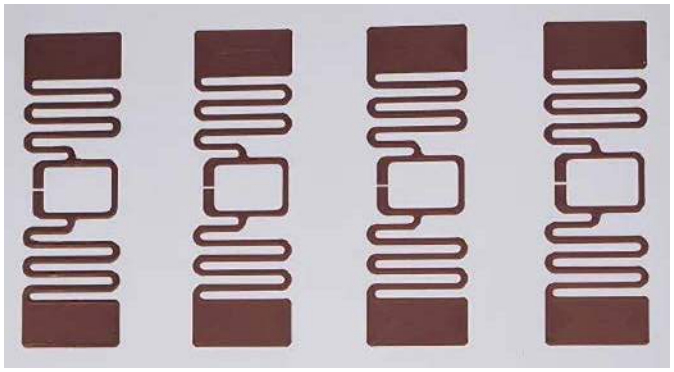
Inny niemiecki producent – firma LPKF Laser & Electronics SE – oferuje trzy modele relatywnie kompaktowych maszyn CNC: ProtoMat S104, ProtoMat S64 oraz ProtoMat E44. Pierwszy i zarazem najbardziej zaawansowany – ProtoMat S104 (**fotografia 31**) – nadaje się zarówno do frezowania standardowych laminatów FR4 oraz wykonywania wierceń, jak i do pracy z podłożami mikrofalowymi, prepregami dla płytek wielowarstwowych, czy też tabliczkami znamionowymi i panelami

Fotografia 31. Kompaktowa frezarka CNC ProtoMat S104 marki LPKF (https://t.ly/oSDe5)

Fotografia 32. Produkcja płytki PCB za pomocą drukarki V-One marki Voltera (https://t.ly/_5a9H)

Fotografia 33. Drukarka V-One marki Voltera (https://t.ly/nT1zF)

Fotografia 34. Drukarka NOVA marki Voltera (https://t.ly/gwTTS)



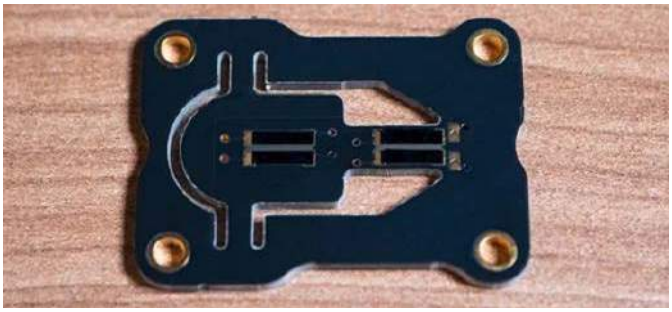
Fotografia 35. Przykładowe tagi RFID, wydrukowane na podłożu papierowym (https://t.ly/dInJ9)

eprasa.pl 78ba6336e6

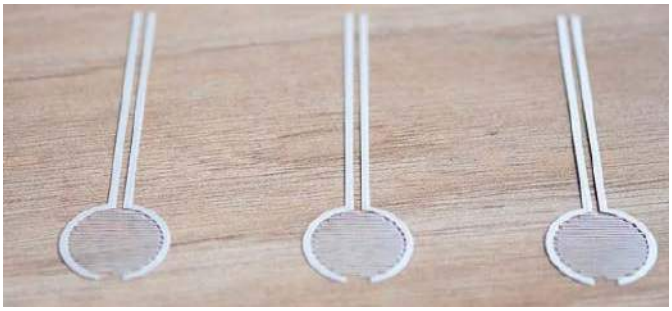
frontowymi obudów urządzeń. Co więcej, frezarka może także służyć do produkcji szablonów pasty lutowniczej, a nawet obróbki niewielkich obudów czy depanelizacji płytek drukowanych. Przy użyciu odpowiednich akcesoriów, ProtoMat S104 jest w stanie pełnić funkcję automatycznego dyspensera. Wbudowany system wizyjny wspiera automatyczne rozpoznawanie markerów optycznych, a zmieniacz narzędzi pozwala na załadowanie do 20 końcówek roboczych. Konstrukcja zawdzięcza swoją stabilność ciężkiej, granitowej podstawie, a stół próżniowy zapewnia kompatybilność nawet z elastycznymi podłożami dla płytek typu rigid-flex. Mechaniczna rozdzielczość maszyny ProtoMat S104 wynosi 0,5 µm (0,02 mil), zaś powtarzalność – ±5 µm (±0,2 mil).

Drukowane płytki drukowane, czyli początki kolejnej rewolucji

Upowszechnienie druku 3D sprawiło, że innowatorzy z różnych branż przemysłu zaczęli poszukiwać kolejnych obszarów aplikacyjnych dla istniejących technologii wytwarzania przyrostowego. Zmodyfikowana metoda FDM – czyli najpopularniejszego obecnie sposobu drukowania za pomocą rozgrzanego do półpłynnej postaci filamentu termopolimerowego – znalazła już zastosowanie w inżynierii biomedycznej (od pewnego czasu można kupić komercyjne biodrukarki, mogące pracować z rozmaitymi materiałami biologicznymi), a obecnie coraz więcej mówi się o… drukowaniu płytek PCB. I to na dwa sposoby. Pierwszy z nich – podobnie jak w przypadku wspomnianych biodrukarek – korzysta ze specjalnej pasty (w tym przypadku przewodzącej prąd elektryczny), która nanoszona jest na gotowe podłoże w sposób niewiele różniący się od tego, z którego korzystają klasyczne dyspensery zrobotyzowane (**fotografia 32**). Jako przykład maszyny stosującej tę właśnie technologię można wskazać model V-One kanadyjskiej firmy Voltera (**fotografia 33**) – co ciekawe, urządzenie jest zaprojektowane z myślą o maksymalnym uproszczeniu prototypowania urządzeń elektronicznych w szerokim tego słowa znaczeniu, umożliwia bowiem nie tylko nanoszenie substancji przewodzącej (zastępującej miedź), ale także wiercenie CNC w tradycyjnych płytkach na bazie FR4, nanoszenie pasty lutowniczej, a nawet… lutowanie z użyciem podgrzewanego stołu roboczego. Ten sam producent wdrożył także do sprzedaży inne urządzenie – drukarkę NOVA (**fotografia 34**), zdolną do pracy z różnymi tuszami przewodzącymi oraz na różnych



Fotografia 36. Tensometry grafitowe wydrukowane na podłożu w postaci płytki PCB na laminacie FR4 (https://t.ly/dInJ9)

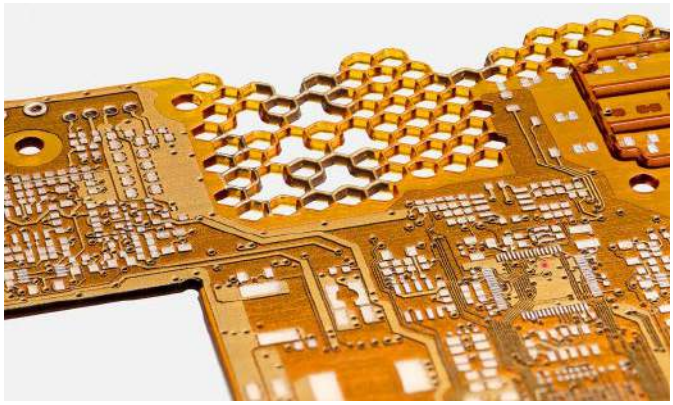


Fotografia 37. Foliowe czujniki nacisku, wydrukowane na folii PET za pomocą drukarki NOVA (https://t.ly/dInJ9)

Fotografia 38. Elastyczne obwody drukowane na podłożu kaptonowym (https://t.ly/dInJ9)

rodzajach podłoży. Przykładowe aplikacje obejmują m.in. tagi RFID na podłożach papierowych (**fotografia 35**), tensometry (podłoże FR4, ścieżki z tuszu na bazie grafitu – **fotografia 36**), foliowe czujniki nacisku (podłoże wykonane z folii PET – **fotografia 37**) czy elastyczne płytki drukowane na podłożu kaptonowym (**fotografia 38**).

Znacznie bardziej obiecująca technologia bazuje na drukowaniu całej płytki PCB za pomocą kilku rodzajów materiałów: przewodzącego (do budowy ścieżek, przelotek i padów lutowniczych), dielektrycznego (podłoże) oraz specjalnego (np. do wykonywania zagrzebanych komponentów pasywnych). Możliwość drukowania w trzech wymiarach, warstwa po warstwie, pozwala na produkcję wielowarstwowych płytek o bardzo złożonej strukturze (**fotografia 39**), w ramach tego samego procesu technologicznego, co stoi w całkowitej opozycji do złożonych, wieloetapowych procedur bazujących na technikach chemicznej i mechanicznej obróbki materiałów tradycyjnych. Zaawansowana drukarka DragonFly IV (**fotografia 40**), amerykańskiej marki Nano Dimension, zapewnia jak na razie dość przeciętne pole robocze (160×160×3 mm), jednak dla osób zaznajomionych z nowoczesnymi technikami druku 3D nie będzie to raczej zaskoczeniem. Rozdzielczość w osiach X,Y (płaszczyzna pozioma) wynosi 18 µm, zaś w osi pionowej (Z) – 10 µm. Co jednak najważniejsze, technologia zastosowana w tej ponadpółtonowej maszynie pozwala na uzyskiwanie ścieżek o szerokości minimalnej 0,075 mm (3 mil) i odstępie minimalnym 0,1 mm (4 mil), przelotek o średnicy minimalnej 0,15 mm (6 mil), warstw izolacyjnych o grubości od 10 µm (0,4 mil) oraz warstw przewodzących od 1,18 µm (0,05 mil). Producent chwali się rozmaitymi realizacjami przykładowymi – w tym trójwymiarową anteną o charakterystyce sferycznej (**fotografia 41**). Czy też wielowarstwowymi, miniaturowymi cewkami planarnymi o wysokiej efektywności (**fotografia 42**).



Fotografia 39. Pokaz możliwości drukarki DragonFly IV – obwód drukowany o bardzo złożonej strukturze i nietypowej formie (https://t.ly/LjeOJ)

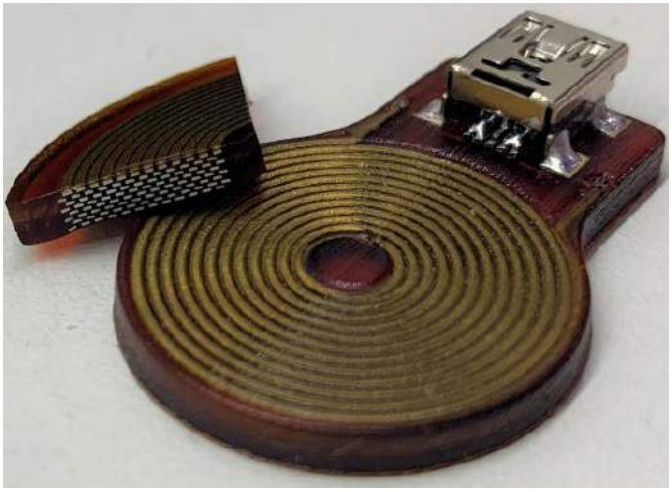
eprasa.pl 78ba6336e6

Fotografia 40. Drukarka DragonFly IV marki Nano Dimension (https://t.ly/6obFp)

Nowoczesny sprzęt montażowy w zastosowaniach prototypowych i małoseryjnych

Gdy myślimy o prototypowaniu urządzeń elektronicznych, naszym pierwszym skojarzeniem w zakresie technik montażu elementów na PCB jest rzecz jasna lutowanie manualne (punktowe). I choć w wielu przypadkach ten tok myślenia jest w pełni słuszny, to nie wszystkie komponenty nadają się do montażu ręcznego.

Fotografia 41. Trójwymiarowa struktura macierzy antenowej, wyprodukowana metodą wytwarzania przyrostowego z użyciem drukarki DragonFly IV (https://t.ly/5X_02)



Fotografia 42. Wielowarstwowa cewka planarna, wydrukowana za pomocą maszyny DragonFly IV (https://t.ly/kTmMs)

Fotografia 43. Profesjonalna stacja robocza BGA (https://t.ly/b_0kF)

W przypadku układów BGA lub ultrakompaktowych podzespołów WLCSP lutowanie jest wprawdzie możliwe przy użyciu specjalistycznego sprzętu (np. stacji IR – **fotografia 43**), jednak na dłuższą metę ten sposób montażu może okazać się uciążliwy. Pozostaje jeszcze problem prototypów o dużej liczbie elementów – chociażby w przypadku matryc dyskretnych diod LED czy też rozmaitych układów multipleksowanych o powtarzalnej strukturze. We wszystkich wymienionych przypadkach sensowne może być zainwestowanie w sprzęt, dający namiastkę pełnowymiarowej linii montażowej, ale w mocno skompresowanej formie.

Drukarki pasty lutowniczej, przeznaczone do prac prototypowych, mają zwykle postać prostych, manualnych przyrządów biurkowych, wyposażonych w szereg pokręteł dociskowych i regulacyjnych, pozwalających na ustalenie optymalnego docisku oraz wyrównanie szablonu z mozaiką padów lutowniczych (poprzez przesuw w osiach X,Y oraz doregulowanie kąta obrotu szablonu). Przykładową drukarkę – model PRINTSTAR 3000 marki Bungard o polu roboczym 300×400 mm i powtarzalności pozycjonowania ±0,01 mm – można zobaczyć na **fotografii 44**.

W przypadku płyt PCB o dwustronnym montażu elementów lutowanie rozpływowe wymaga umocowania podzespołów na dolnej stronie płytki za pomocą kropel kleju. Dyspensery automatyczne mogą występować jako samodzielne maszyny (przykładowe urządzenie – model SEC-E380-30ccSBV chińskiej marki Second Intelligent

Fotografia 44. Manualna drukarka pasty lutowniczej – model PRINTSTAR 3000 (https://t.ly/h9NE1)

eprasa.pl 78ba6336e6

Fotografia 45. Automatyczny dyspenser kleju – model SEC-E380-30ccSBV (https://t.ly/gRDc2)

Equipment – można zobaczyć na **fotografii 45**) lub stanowić część bardziej rozbudowanych systemów. Do tej drugiej kategorii należy maszyna SMT 3000 marki Bungard (**fotografia 46**), będąca manualnym systemem, wspomagającym układanie elementów SMD (pick & place) poprzez mechaniczną stabilizację chwytaka podciśnieniowego oraz powiększenie obrazu z użyciem wysokiej jakości systemu wizyjnego. Oprócz kleju urządzenie może także nakładać pastę lutowniczą, co sprawdza się jednak tylko w przypadku elementów o większym rastrze.

W pełni automatyczną procedurę P&P realizuje robot NeoDen 3V-A (**fotografia 47**). Urządzenie ma dwie głowice chwytające komponenty, oferujące możliwość obrotu o ±180°, jest ponadto wyposażone w kamerę HD połączoną z automatycznym systemem rozpoznawania obrazu, 44 podajniki taśm, do 5 podajników wibracyjnych oraz 5...10 tacek z komponentami (np. dużymi układami scalonymi LQFP). Najmniejszy rozmiar obsługiwanych komponentów to 0402, zaś największy – TQFP144 (przy czym wysokość komponentów jest ograniczona do 5 mm, co sprawia, że maszyna nie jest w stanie pracować z większością kondensatorów elektrolitycznych, dławików mocy, a także wieloma modułami SMT, np. kompaktowymi zasilaczami AC/DC czy przetwornicami DC/DC). Dokładność pozycjonowania wynosi ±0,02 mm (0,8 mil), dzięki czemu robot NeoDen 3V-A dobrze nadaje się do montażu kompaktowych układów o małej i średniej gęstości upakowania komponentów (radzi sobie także z gęsto zabudowanymi płytkami, o ile nie wymagają one lutowania elementów poniżej wspomnianego już rozmiaru 0402).

Fotografia 46. Wielofunkcyjny system SMT 3000 marki Bungard (https://t.ly/xuVJB)

Fotografia 47. Kompaktowy automat pick & place – NeoDen 3V-A (https://t.ly/SEfMK)

Fotografia 48. Piec szufladowy do lutowania rozpływowego – DDM Novastar GF-B (https://t.ly/84Jjg)

REKLAMA

eprasa.pl 78ba6336e6

Fotografia 49. Komorowy piec lutowniczy OV850 marki TWS Automation (https://t.ly/TFH1I)

Na koniec pozostawiliśmy tematykę lutowania prototypów metodą rozpływową. W sprzedaży dostępne są rozmaite modele kompaktowych pieców, które (poza nielicznymi wyjątkami) mieszczą się w jednej z dwóch kategorii. Najmniejsze i najlżejsze piece szufladowe (**fotografia 48**) oferują możliwość wygodnego lutowania rozpływowego niewielkich płytek przy małym zapotrzebowaniu na moc zasilania. Ich wadą jest zwykle nierównomierność rozkładu temperatury, przez co praktyczne rozmiary PCB są znacznie ograniczone względem katalogowych wymiarów przestrzeni roboczej. Wady tej pozbawione są (przynajmniej w znacznym stopniu) piece komorowe, których konstrukcja jest zbliżona do… konwencjonalnego piekarnika elektrycznego (**fotografia 49**). Nieco podobna jest też zasada działania – wbudowane wentylatory zapewniają równomierną cyrkulację powietrza, podobnie jak ma to miejsce w przypadku znanego z kuchni termoobiegu. W przypadku pieców komorowych należy jednak zazwyczaj liczyć się z większym poborem mocy, stąd wiele z nich wymaga zasilania trójfazowego.

Podsumowanie

W artykule przedstawiliśmy szerokie spektrum zagadnień, związanych z prototypowaniem urządzeń elektronicznych. Siłą rzeczy, musieliśmy ograniczyć się do najważniejszych aspektów, choć przecież na efektywność pracy badawczo-rozwojowej i jakość prototypów pod względem tak funkcjonalnym, jak i estetycznym, wpływa szereg innych czynników – dostęp do odpowiedniej aparatury pomiarowej, wyposażenia laboratoryjnego czy też rozmaitych narzędzi stosowanych w debugowaniu systemów wbudowanych (analizatory stanów logicznych i protokołów, programatory-debuggery, itd.). Każda branża dyktuje także specyficzne wymagania, które należy spełnić podczas projektowania urządzeń, stąd też w zaawansowanych działach rozwojowych przedsiębiorstw można niejednokrotnie trafić np. na komory klimatyczne i wytrząsarki (w przypadku urządzeń przemysłowych lub motoryzacyjnych) bądź symulatory pacjenta i testery bezpieczeństwa elektrycznego (w firmach zajmujących się opracowaniem aparatury medycznej).

Niezależnie od rodzaju produkowanych wyrobów, jedno jest pewne – prototypowanie stanowi krytycznie ważny etap opracowania nowych urządzeń elektronicznych, a właściwie dobrane wyposażenie pozwala znacząco skrócić czas, dzielący koncepcję (lub zamówienie) od wdrożenia produktu. Warto też mieć na uwadze fakt, że jesteśmy obserwatorami rodzącej się rewolucji – elektroniki drukowanej, w dosłownym znaczeniu. I choć trudno się spodziewać, aby tego typu technologie miały wyprzeć z rynku konwencjonalne metody produkcji obwodów wielowarstwowych, to z pewnością otworzą one drogę do całkowicie nowatorskich rozwiązań, z czego skorzystają firmy operujące w najbardziej zaawansowanych obszarach aplikacyjnych.

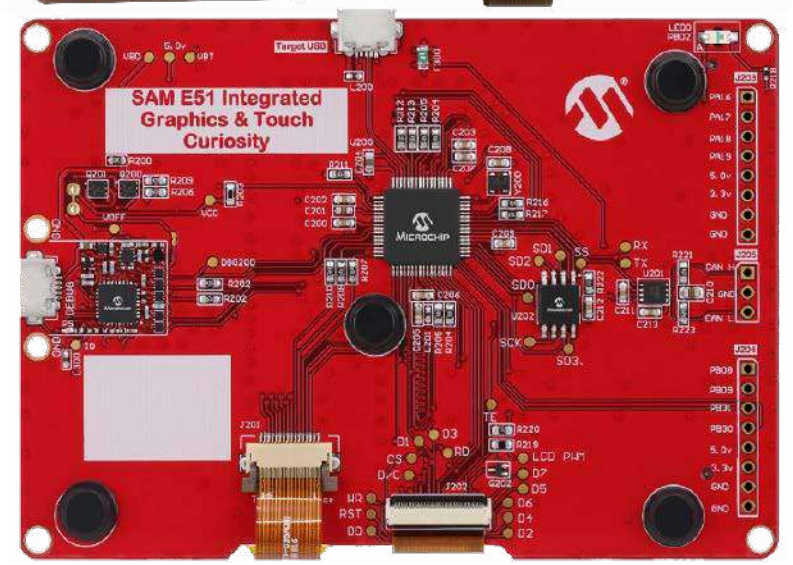
inż. Przemysław Musz, EP

REKLAMA

eprasa.pl 78ba6336e6

Wygraj zestaw ewaluacyjny Microchip Integrated Graphics and Touch (IGaT)

Zestaw IGaT Curiosity Evaluation Kit (EV14C17A) to gotowy moduł z wyświetlaczem TFT o przekątnej 3,5 cala wyposażonym w panel dotykowy i wydajnym 32-bitowym mikrokontrolerem SAME51J20A firmy Microchip Technology. Ten innowacyjny system składający się z platformy sprzętowej i bibliotek oprogramowania pokazuje, jak łatwo realizować graficzne interfejsy człowiek-maszyna dla różnych aplikacji na bazie ekonomicznego rozwiązania sprzętowego.



Mikrokontroler SAM E5x jest wyposażony w 32-bitowy procesor Arm Cortex-M4 działający z częstotliwością do 120 MHz, sprzętową jednostkę FPU, do 1 MB pamięci Flash z ECC i do 256 kB pamięci SRAM z ECC. Dysponuje również interfejsem 10/100 Ethernet MAC i dwoma interfejsami CAN FD, dzięki czemu jest odpowiedni do aplikacji z zakresu automatyki przemysłowej, motoryzacyjnej i aplikacji ogólnego przeznaczenia, które wymagają łączności przewodowej. Ta seria układów oferuje doskonałe funkcje z wiodącą w swojej klasie wydajnością, oszczędnością zasilania i zintegrowanymi zabezpieczeniami sprzętowymi.

Zestaw ewaluacyjny Microchip Integrated Graphics and Touch to projekt, który ma przewagę nad podobnymi rozwiązaniami z grafiką i dotykiem. Eliminuje on potrzebę stosowania dodatkowego układu pamięci SRAM i kontrolera dotykowego, dzięki czemu ułatwia uruchomienie, zmniejsza złożoność i koszty. Całe oprogramowanie układowe, w tym biblioteka graficzna i dotykowa oraz aplikacje demonstracyjne są publicznie dostępne za pośrednictwem zintegrowanej platformy MPLAB Harmony v3 Framework.

Na płytce zintegrowano moduł debuggera kompatybilnego z MPLAB X IDE. Oprócz możliwości programowania i debugowania, realizuje on funkcjonalność wirtualnego portu szeregowego (CDC) oraz prostego analizatora logicznego. Ponadto mikrokontroler połączono z pamięcią QSPI Flash 8 MB oraz transceiverem CAN-FD i portem USB. Natomiast na złączach szpilkowych dostępne są linie GPIO.

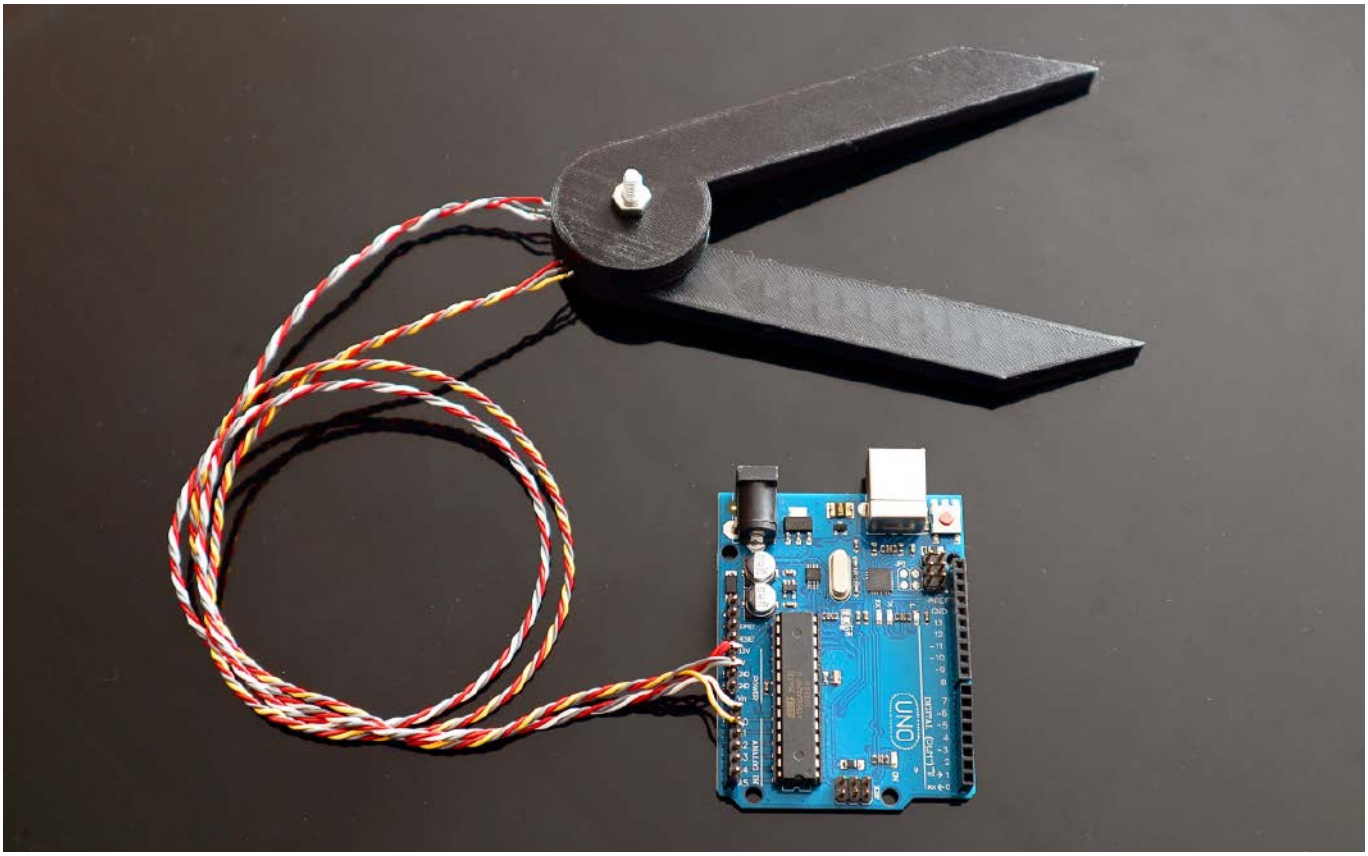
Aby mieć szansę na wygranie zestawu ewaluacyjnego Microchip Integrated Graphics and Touch lub, aby otrzymać kupon rabatowy 15% i bezpłatną wysyłkę, należy wypełnić formularz zgłoszeniowy na stronie: https://tiny.pl/crl1g.

Szczegółowe informacje na temat płytki rozwojowej Microchip Integrated Graphics and Touch można znaleźć na stronie: https://tiny.pl/crl1x.

MPLAB X IDE

MPLAB HARMONY

eprasa.pl 78ba6336e6



Cyfrowy miernik kąta z magnesami neodymowymi na Arduino

Magnesy neodymowe są łatwo dostępne i tanie. W artykule opisano, jak za pomocą 10 takich magnesów i dwóch czujników Halla wykonać enkoder. Dokładność pomiaru kąta za pomocą tego urządzenia wynosi około 1°.

Precyzyjny pomiar kąta przydatny jest w wielu urządzeniach – ploterach, maszynach CNC, robotach i wielu innych. Konstrukcja ta jest jednocześnie na tyle prosta, że wszystkie komponenty urządzenia mogą być bez problemu osadzone w przegubach robota czy przy serwomotorze sterującym urządzeniem. Szacunkowy koszt tego enkodera, bez modułu Arduino, to poniżej 10 dolarów (około 40 zł).

Potrzebne elementy

Do zbudowania układu potrzebne:

- 10 magnesów neodymowych o średnicy 6 mm i wysokości 3 mm,
- dwa liniowe czujniki Halla 49E/AH49E,
- śruba M4×20 mm,
- nakrętka M4,
- goldpiny,
- przewody połączeniowe,
- elementy wydrukowane w 3D (opisane dalej).

Hallotrony AH49E to proste elementy analogowe, dostarczane w obudowach TO-92 i SOT-23-3. Jeśli mamy problem z ich zakupem, a mamy dostęp do modułów KY-024, to można hallotrony pozyskać z tych płytek (są one znacznie częściej dostępne w sklepach dla hobbystów niż sensory Halla, jako elementy dyskretne).

Układ elektroniczny

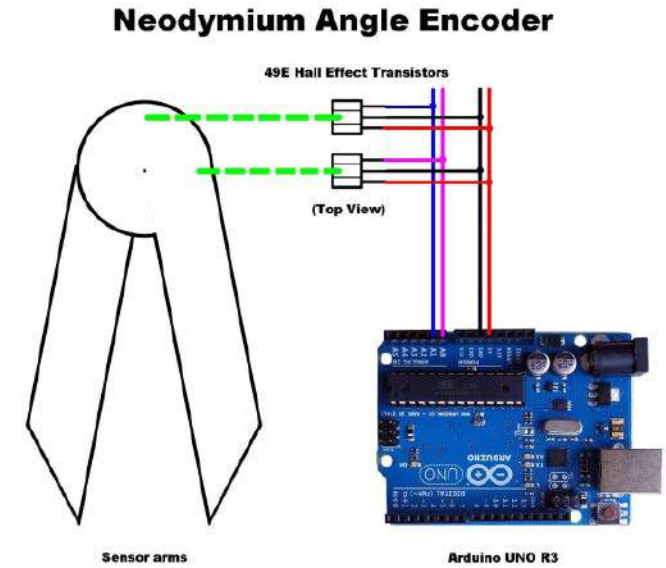
Schemat obwodu enkodera pokazano na **rysunku 1**. Jest on bardzo prosty – dwa sensory pola magnetycznego podłączone są do masy (linia czarna) i zasilania – 5 V (linia czerwona). Sygnały wyjściowe z sensorów (linia niebieska i fioletowa) podłączone są do wejść analogowych A0 i A1 modułu Arduino.

W przypadku braku pola magnetycznego napięcia wyjściowe na pinach A0 i A1 z każdego sensora wynoszą Vcc/2 = 2,5 V, w przypadku zasilania układu z linii 5 V (maksymalne napięcie zasilania sensora to 8 V). Odpowiada to odczytowi przetwornika analogowo-cyfrowego (ADC) w Arduino równemu 512 (1023/2 – przetwornik w module Arduino jest 10-bitowy).

Zasada działania

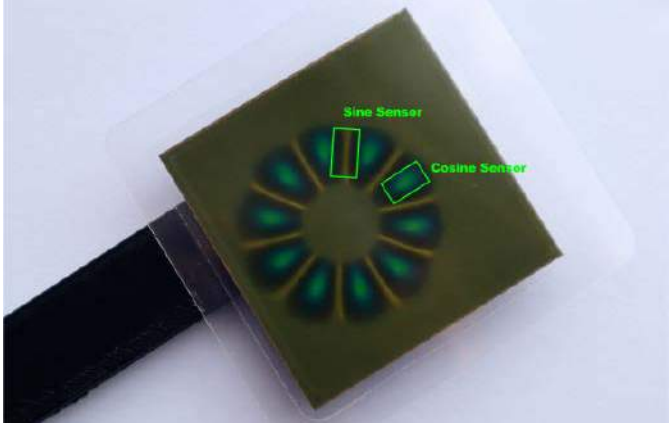
Na **rysunku 2** pokazano 10 magnesów ułożonych w okrąg w jednym z wydrukowanych elementów. Bieguny magnesów skierowane są w osi góra–dół. Ułożone są naprzemiennie. Pole magnetyczne tych

eprasa.pl 78ba6336e6

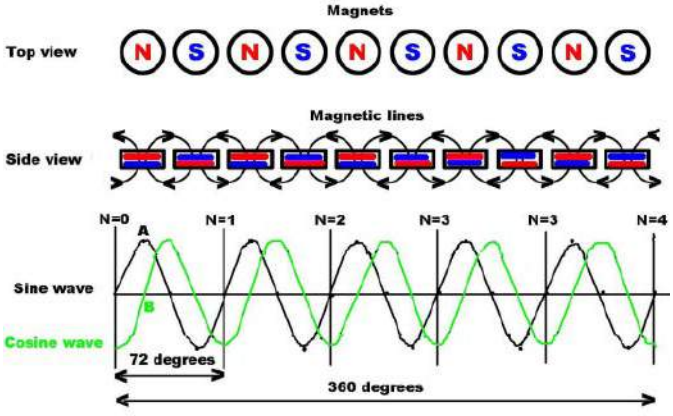


Rysunek 1. Schemat układu elektronicznego

Rysunek 2. Ułożenie magnesów w sensorze



Rysunek 3. Rozkład pola magnetycznego w sensorze oraz miejsca instalacji sensorów Halla



Rysunek 4. Schematycznie omówiona zasada działania urządzenia

magnesów pokazane jest na **rysunku 3**, gdzie nad magnesami umieszczono wizualizator pola magnetycznego w postaci cienkiej płytki ze specjalnym materiałem. Żółty kolor pokazuje obszary z najsłabszym polem, gdzie zmiana wartości na hallotronie będzie najsłabsza. Kolor niebieski reprezentuje z kolei maksimum pola, czyli miejsca, gdzie czujnik Halla wskazywać będzie najwyższą amplitudę. Powodem, dla którego żółte obszary są okrągłe, jest to, że linie pola z każdego z północnych biegunów magnetycznych wychodzą we wszystkich kierunkach. Płytka do wizualizacji pola magnetycznego nie jest wymagana podczas konstruowania tego układu.

Zastosowany układ magnesów skutkuje podzieleniem okręgu na 10 segmentów, każdy po 36°. Gdy jeden czujnik trafi na środek segmentu, drugi jest pomiędzy nimi. Dzięki temu, w czasie obrotu, jeśli jeden z sensorów na wyjściu będzie miał przebieg sinusoidalny, to na wyjściu drugiego zaobserwujemy cosinus. Zobrazowano to na **rysunku 4**. Podsumowując:

- w układzie jest parzysta liczba magnesów,
- każde 2 naprzemiennie ułożone magnesy wytwarzają 1 falę sinusoidalną,
- przy 10 magnesach otrzymujemy 5 pełnych przebiegów sinusoidalnych na obrót wału,
- każda fala sinusoidalna reprezentuje obrót wału o 360/5=72°,
- każda połowa cyklu to 72/2=36°,
- odległość między maksimum a minimum wynosi 36/2=18°, co oznacza, że czujniki muszą być oddalone od siebie o N*36+18°. W projektowanym enkoderze zadano N = 1, więc czujniki są oddalone od siebie o 54°. Ustawienie N=0 nie było możliwe ze względu na wielkość czujników.

Wzór na obliczenie kąta wału jest zatem następujący:

$$\alpha = N \cdot 72 + \frac{atan2(B, A)}{5}$$

gdzie:

- n – liczba ukończonych fal sinusoidalnych,
- a – wielkość przebiegu sinusoidalnego w dowolnym momencie (amplituda mierzona przez sensor Halla),
- b – wielkość przebiegu cosinus w dowolnej chwili (amplituda mierzona przez sensor Halla),
- 5 – liczba fal sinusoidalnych w 360°, w tym przypadku 10 magnesów podzielone na 2. Dla innej liczby magnesów możemy uzyskać inny parametr.

Uwagi praktyczne

Pomiędzy magnesami a sensorami z efektem Halla wymagana jest przekładka, która zapobiegnie nasyceniu się hallotronów. Optymalny odstęp występuje wtedy, gdy odczyty z ADC ciągle się zmieniają (tj. nigdy nie pozostają na stałym poziomie) podczas obracania magnesów. Grubość elementu dystansowego na poziomie 2,7 mm okazała się optymalna dla magnesów, z jakich korzystał autor.

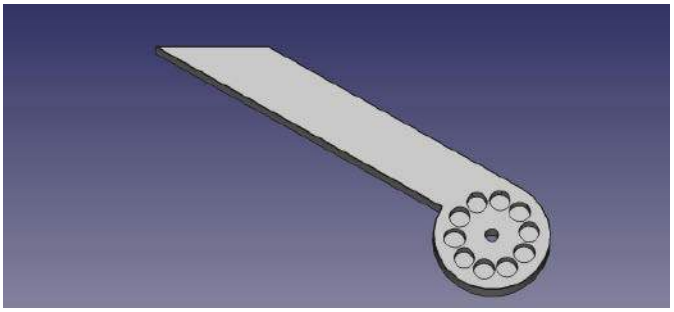
Liczba cykli sinusa musi być śledzona w oprogramowaniu. Możliwe są inne kombinacje magnesów, pod warunkiem że pary magnetyczne podzielą się równomiernie na 360°. Na przykład 12 magnesów wytworzy 6 cykli, z których każdy reprezentuje obrót wału o 60°, z przejściami przez zero, co 30°. W tym przypadku odległość między maksimum a minimum wynosi 30/2=15°, co oznacza, że czujniki muszą być oddalone od siebie o N*30+15°. W tym przykładzie kąt wału będzie wynosił:

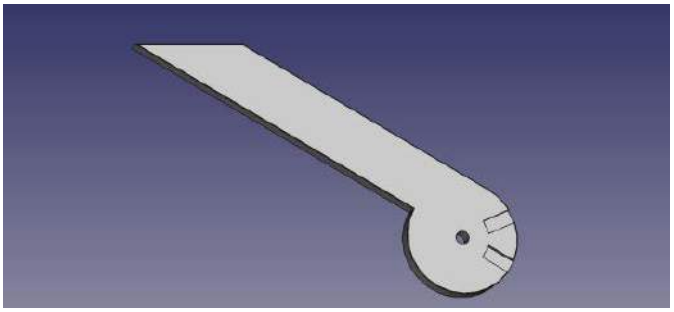
$$\alpha = N \cdot 72 + \frac{atan2(B, A)}{6}$$

Uwagi

Maksymalna i minimalna zmiana wyjścia sensora Halla zależy od orientacji struktury czujnika Halla względem kierunku pola magnetycznego. W przypadku tego projektu sensory leżą płasko w drugiej

eprasa.pl 78ba6336e6





Rysunek 5. Projkt ramion do wydrukowania w technice 3D

części z druku 3D, co oznacza, że największą zmianę sygnału wyjściowego obserwuje się, gdy znajdują się one bezpośrednio nad magnesami.

Jeśli element z efektem Halla zostanie obrócony o 90°, wówczas minimalna zmiana napięcia wyjściowego nastąpi nad magnesami, a maksymalny sygnał pomiędzy nimi.

W przypadku braku pola magnetycznego, odczyty Arduino ADC dla A0 i A1 będą bliskie 512. Odczyty te będą odchylać się w czasie ruchu magnesów po obu stronach wartości 512 o około ±300 (w przybliżeniu, w zależności od odległości i użytych magnesów). Idealnie by było, aby dynamika osiągała ±500.

Elementy z druku 3D

W technologii druku 3D wykonano trzy elementy: dwa ramiona (pokazane na **rysunku 5**) oraz przekładkę. Projekty wszystkich elementów udostępnione są na stronie z projektem w formacie plików STL. Każda część została wydrukowana na drukarce 3D Voxelab Aquila

Listing 1. Kod programu czujnik kąta

```
#define RAD_TO_DEG 57.295779513082320876798154814105

const byte ADC0 = A0;
const byte ADC1 = A1;
const byte Switch = 8;
float A, Amax, Amin, Amid, Apeak;
float B, Bmax, Bmin, Bmid, Bpeak, Bnormal;
// 360 dstopni odpowiada obrotowi osi o 72 stopnie
float RawAngle;

// identyfikacja ćwiartki
int QuadrantNumber = 0;
// zmienna do śledzenia liczby obrotów
int PreviousQuadrantNumber = 0;
// liczba okresów sinusa
int   N = 0;
// kąt początkowy
float StartAngle = 0;
// kąt wytarowany w oparciu o kąt początkowy
float TaredAngle = 0;
// kąt całkowity
float ShaftAngle = 0;
unsigned long Timer;
const unsigned long Next_sample = 1000L;

void setup() {
  Serial.begin(115200);
  Serial.flush();
  while (Serial.available()) Serial.read();
  pinMode (Switch, INPUT_PULLUP);
  pinMode(ADC0, INPUT);
  pinMode(ADC1, INPUT);
  // Jesli pin 8 na masie, uruchamia kalibracje
  if (!digitalRead(Switch)) {
    calibrate();
  }
  // Pobiera surowy kąt
  StartAngle = raw_angle();
  Timer = millis() + Next_sample;
}

void loop() {
  RawAngle = raw_angle();
  TaredAngle = tare(RawAngle);
  // Zlicza liczbę skompletowanych okresów
  N = numberOfSinewaves();
  ShaftAngle = N * 72 + TaredAngle/5;
  if (millis() >= Timer) {
    Timer += Next_sample;
    Serial.print("Shaft Angle: ");
    Serial.print(ShaftAngle);
    Serial.println(" degrees");
  }
}

// Mierzy kąt w zakresie 0..72 w segmencie
float raw_angle() {
  float adc0;
  float adc1;
  adc0 = (float)analogRead(ADC0);
  adc1 = (float)analogRead(ADC1);
  A = adc0 - Amid;
  B = (adc1 - Bmid) * Bnormal;
  float angle = atan2(B, A) * RAD_TO_DEG;
  // Dla kąta pomiędzy 180 a 360
  // potrzebna jest negacja atan2
  if (angle < 0) angle += 360;
  return angle;
}

float tare(float angle) {
  // This tares the position
  float taredAngle = angle - StartAngle;
  // If the calculated angle is negative,
  // we need to "normalize" it
  if (taredAngle < 0) {
    // correction for negative numbers
    // (i.e. -15 becomes +345)
    taredAngle = taredAngle + 360;
  }
  return taredAngle;
}

int numberOfSinewaves() {  // Zliczanie okresów sinusa
  static int sinewaves = 0;
  // I ćwiartka
  if (TaredAngle >= 0 && TaredAngle <= 90) {
    QuadrantNumber = 1;
  }
  // II ćwiartka
  if (TaredAngle > 90 && TaredAngle <= 180) {
    QuadrantNumber = 2;
  }
  // III ćwiartka
  if (TaredAngle > 180 && TaredAngle <= 270) {
    QuadrantNumber = 3;
  }
  // IV ćwiartka
  if (TaredAngle > 270 && TaredAngle < 360) {
    QuadrantNumber = 4;
  }
  // Czy nastąpiła zmiana ćwiartki
  if (QuadrantNumber != PreviousQuadrantNumber) {
    if (QuadrantNumber == 1 && PreviousQuadrantNumber == 4) {
      sinewaves++;
    }
    if (QuadrantNumber == 4 && PreviousQuadrantNumber == 1) {
      sinewaves--;
    }
    // Aktuializacja ćwiartki
    PreviousQuadrantNumber = QuadrantNumber;
  }
  return sinewaves;
}

void calibrate() {  // Kalibracja
  Amax = -10000.0;
  Amin = 10000.0;
  Bmax = -10000.0;
  Bmin = 10000.0;
  while (!digitalRead(Switch)) {
    A = (float)analogRead(ADC0);
    B = (float)analogRead(ADC1);
    Amax = max(Amax, A);
    Amin = min(Amin, A);
    Bmax = max(Bmax, B);
    Bmin = min(Bmin, B);
    Amid = (Amax + Amin)/2;
    Apeak = Amax - Amid;
    Bmid = (Bmax + Bmin)/2;
    Bpeak = Bmax - Bmid;
    Bnormal = Apeak/Bpeak;
    Serial.print("   Amax: "); Serial.println(Amax);
    Serial.print("   Amin: "); Serial.println(Amin);
    Serial.print("   Amid: "); Serial.println(Amid);
    Serial.print("  Apeak: "); Serial.println(Apeak);
    Serial.print("   Bmax: "); Serial.println(Bmax);
    Serial.print("   Bmin: "); Serial.println(Bmin);
    Serial.print("   Bmid: "); Serial.println(Bmid);
    Serial.print("  Bpeak: "); Serial.println(Bpeak);
    Serial.print("Bnormal: "); Serial.println(Bnormal);
    Serial.println(" ");
    delay(100);
  }
}
```


eprasa.pl 78ba6336e6

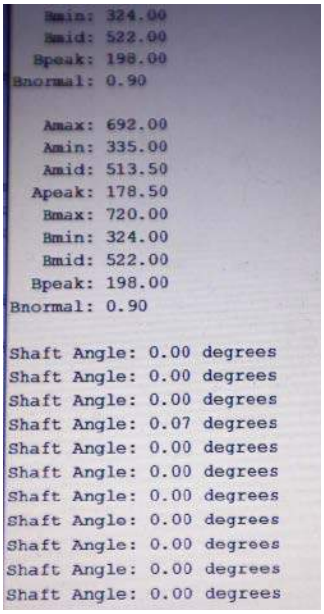
przy użyciu filamentu PLA o średnicy 1,75 mm. Rozmiar zastosowanej dyszy to 0,4 mm przy wysokości warstwy 0,2 mm.

Oprogramowanie

Listing kodu Arduino *neodymium_angle_encoder.ino* pokazano na **listingu 1**. Szkic kopiujemy do Arduino IDE, kompilujemy i wgrywamy do Arduino. Od teraz, po uruchomieniu moduł mierzy wartości i oblicza kąt. Wyniki przesyłane są do komputera przez interfejs szeregowy w czytelnym dla człowieka formacie. Można zmodyfikować ten fragment programu, jeśli chcemy, aby moduł współpracował z innym systemem.

Jednak, aby układ poprawnie i dokładnie mierzył kąt, należy go najpierw skalibrować. W tym celu wykonujemy następujące czynności:

- podłączamy przewód między wyprowadzenie nr 8 Arduino a masę,
- obracamy ramię magnesu kilka razy, aż odczyty na wyświetlaczu będą stałe,
- kopiujemy odczyty wyświetlacza do pasujących zmiennych w nagłówku Arduino,
- zdejmujemy zworkę,
- ponownie kompilujemy kod i przesyłamy go do Arduino.

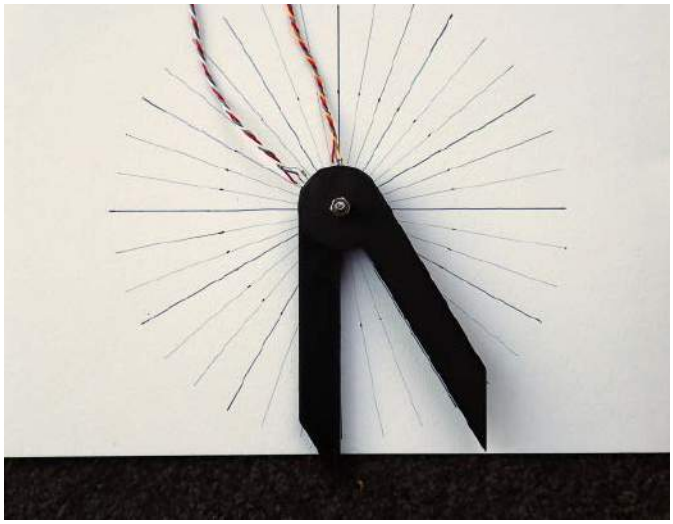


Rysunek 6. Odczyty przy kalibracji oraz przy pomiarach kąta

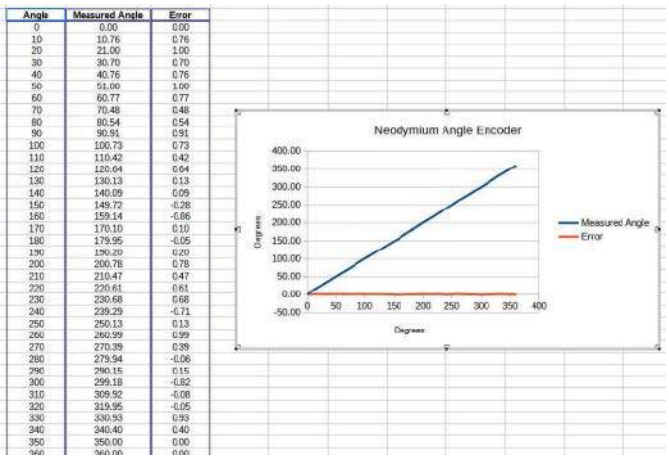
Dalsza kalibracja nie powinna być konieczna, wszystkie kąty odnoszą się do pozycji ramion enkodera. Na **rysunku 6** pokazano odczyty przy kalibracji oraz przy pomiarach kąta. Przejście następuje, gdy przewód połączeniowy z wyprowadzenia nr 8 Arduino do masy zostanie usunięty. Na **rysunku 7** pokazano konfigurację testową, jaką autor przygotował do pomiaru dokładności enkodera. Linie radialne są rozmieszczone co 10°. Na **rysunku 8** pokazano wykres zależności błędu odczytu kąta od mierzonego kąta. Wszystkie zmierzone wartości mieszczą się w zakresie 1° od rzeczywistego kąta.

Podsumowanie

Zaprezentowany projekt pokazuje, w jaki sposób zbudować relatywnie precyzyjny enkoder kątowy przy użyciu jedynie 10 magnesów neodymowych i dwóch sensorów z efektem Halla. Zmierzona dokładność enkodera mieści się w granicach 1°. Łatwo można ją podnieść, dodając więcej magnesów lub zmieniając przetwornik analogowo-cyfrowy w układzie na zewnętrzny, o większej rozdzielczości.



Rysunek 7. Konfiguracja testowa, jaką autor przygotował do pomiaru dokładności enkodera



Angle	Measured Angle	Error
0	0.00	0.00
10	10.76	0.76
20	21.00	1.00
30	30.70	0.70
40	40.76	0.76
50	51.00	1.00
60	60.77	0.77
70	70.48	0.48
80	80.54	0.54
90	90.91	0.91
100	100.73	0.73
110	110.42	0.42
120	120.64	0.64
130	130.13	0.13
140	140.09	0.09
150	149.72	-0.28
160	159.14	-0.86
170	170.10	0.10
180	179.95	-0.05
190	190.20	0.20
200	200.78	0.78
210	210.47	0.47
220	220.61	0.61
230	230.68	0.68
240	239.29	-0.71
250	250.13	0.13
260	260.99	0.99
270	270.39	0.39
280	279.94	-0.06
290	290.15	0.15
300	299.18	-0.82
310	309.92	-0.08
320	319.95	-0.05
330	330.93	0.93
340	340.40	0.40
350	350.00	0.00

Rysunek 8. Wykres zależności błędu odczytu kąta od mierzonego kąta

Konstrukcja została zaprojektowana tak, aby komponenty mogły być łatwo osadzone np. w przegubach ramienia robota czy w serwomotorze plotera. Wykonanie takiego enkodera jest bardzo tanie i nie powinno przekraczać 40 zł (z wyłączeniem modułu Arduino). Po zmianach w kodzie mikrokontroler może jednocześnie obsługiwać większą liczbę takich enkoderów – jest to ograniczone jedynie liczbą wejść analogowych.

Nikodem Czechowski, EP

Źródło:
1. https://www.instructables.com/Neodymium-Angle-Encoder

REKLAMA

eprasa.pl 78ba6336e6

Solarna ładowarka akumulatorów z MPPT (1)

Inwertery solarne to urządzenia, które odbierają energię z ogniw fotowoltaicznych i przekształcają ją w bardziej użyteczną formę, na przykład napięcie przemienne 230 V. Zaprezentowana ładowarka powstała po to, aby energią z ogniw PV ładować akumulatory o napięciu do 50 V. Akumulatory te mogą być podstawą domowego magazynu energii, dzięki któremu efektywniej wykorzystamy energię słoneczną. Dodatkowo zaprezentowany projekt wyróżnia się tym, że realizuje algorytm śledzenia punktu mocy maksymalnej (MPPT), co gwarantuje uzyskiwanie maksymalnej ilości energii z ogniw PV.

W ramach artykułu opisano, w jaki sposób zbudować kontroler ładowania akumulatorów z ogniwa słonecznego, który wyposażony jest w komunikację poprzez Wi-Fi i realizuje algorytm MPPT. Kontroler ten działa z mocą do 1 kW, wyposażony jest w systemy telemetryczne rejestrujące dane dotyczące parametrów pracy urządzenia w aplikacji telefonu (kompatybilne z systemem Android oraz iOS).

Ładowarka jest kompatybilna z panelami słonecznymi w konfiguracji 80 V, 30 A i wszystkimi rodzajami akumulatorów o napięciu do 50 V. Projekt bazuje na module ESP32 oprogramowanym za pomocą Arduino IDE, w którym autor opracował otwarte oprogramowanie Fugu MPPT. Całkowity koszt projektu to około 25 dolarów (jeśli kupujemy elementy i moduły prosto z Azji, poprzez popularne portale sprzedażowe). Jest to znacznie tańsze niż kupowanie gotowych przetwornic z MPPT do ładowania akumulatorów, których ceny zaczynają się od 200 dolarów.

Celem projektu było zbudowanie ładowarki DIY z obsługą MPPT, której autor mógłby na stałe używać w swojej instalacji solarnej off-grid (niezależnej od sieci). System miał za zadanie zapewnić najlepsze parametry i najwyższą niezawodność, dlatego też, podczas procesu projektowania, układ rozbudowany został o szereg dodatkowych funkcji, czy też zwiększono parametry niektórych układów (np. zastosowano specjalny, 16-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy (ADC) do precyzyjnych pomiarów z czujników). Układ korzysta z naprawdę szybkiego, dwurdzeniowego, 32-bitowego mikrokontrolera do szybkich obliczeń systemowych, implementuje wysokiej rozdzielczości sterowanie PWM oraz ma szeroki zakres wybieralnych częstotliwości PWM w celu optymalizacji przełączania kluczy w sekcji impulsowej. Realizuje również szereg opcji telemetrycznych do zastosowań w systemach IoT i oprogramowanie układowe typu open source, które będzie kompatybilne z przyszłymi kompilacjami oprogramowania MPPT tego autora.

Działający synchroniczny projekt MPPT

Społeczność DIY podjęła kilka prób zbudowania w pełni synchronicznej przetwornicy Buck zintegrowanej ze sterowaniem MPPT, ale często spotykała się z poważnymi problemami. Jak twierdzi autor, zaprezentowany projekt to układ, który jako pierwszy zaimplementował poprawki do wszystkich odwiecznych problemów, które nękały projeky układów DIY MPPT o dużej mocy. Aby udowodnić, że istotnie układ ten działa poprawnie, autor przed opublikowaniem tego projektu testował układ w wersji beta przez 6 miesięcy.

Specyfikacja techniczna

Funkcje i cechy układu są następujące:

- algorytm perturbacyjny dla MPPT z działaniem w trybie CC-CV (stałego prądu – stałego napięcia po stronie wtórnej),

eprasa.pl 78ba6336e6

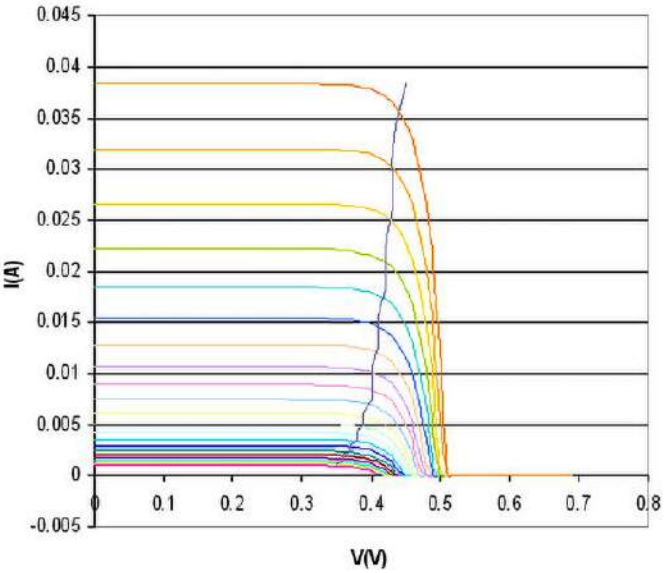
- wejście do 80 V, do 30 A (ogniwa fotowoltaiczne, turbiny wiatrowe itd.),
- wyjście do 50 V, do 35 A (akumulatory litowo-jonowe (Li-Ion), akumulatory litowo-żelazowo-fosforanowe ($LiFePO_4$), akumulatory kwasowo ołowiowe itp.),
- szczytowa wydajność przetwarzania równa 98%,
- telemetria aplikacji poprzez Wi-Fi i Bluetooth z użyciem Blynk,
- tryb ładowarki lub zasilacza (może działać jako programowalna przetwornica Buck),
- precyzyjne pomiary dzięki ADC o rozdzielczości 16 bitów i 12 bitów (odpowiednio ADS1115 i ADS1015),
- automatyczna kalibracja czujnika prądu ACS712-30 A,
- protokół ochrony przed odłączeniem baterii i/lub napięcia wejściowego,
- interfejs w postaci menu wyświetlanym na LCD (z ustawieniami i 4 układami wyświetlacza),
- pamięć Flash do zapisywania ustawień w sposób nieulotny,
- ustawiana rozdzielczość PWM (od 16 do 8 bitów),
- ustawiana częstotliwość przełączania PWM (w zakresie od 1,2 kHz do 312 kHz),
- opcje zasilania:
  - wyjście 12 V/akumulator – 420 W przy 35 A,
  - wyjście 24 V/akumulator – 840 W przy 35 A,
  - wyjście 36 V/akumulator – 1000 W przy 35 A (a przy odblokowanym zabezpieczeniu 1260 W),
  - wyjście 48 V/akumulator – 1000 W przy 35 W (a przy odblokowanym zabezpieczeniu 1680 W),
  - wyjście 60 V/akumulator (wymagana modyfikacja układu),
  - wyjście 72 V/akumulator (wymagana modyfikacja układu),
  - wyjście 80 V/akumulator (wymagana modyfikacja układu).

Uwagi:

- wejście 80 V odnosi się do bezwzględnego V_{OC} panelu słonecznego. Nawet nieznaczne przekroczenie tego napięcia może potencjalnie uszkodzić układ;
- ograniczenie prądu do 30 A wynika z tego, że projekt został przetestowany tylko na stanowisku laboratoryjnym przy wyjściu 48 V 20 A w trybie zasilacza;
- jeśli chodzi o tryby ładowania akumulatora, system został przetestowany tylko przy ciągłym napięciu 22...27 V i prądzie 23...19 A z akumulatorem 8S $LiFePO_4$ podczas szczytowych godzin nasłonecznienia;
- oprogramowanie układowe jest zablokowane na 1 kW, niezależnie od teoretycznej mocy znamionowej elementów mocy. To zabezpieczenie zaimplementowano z uwagi na brak równoległych tranzystorów MOSFET i grubość drutu cewki w tej wersji układu. Autor zamierza przeprowadzić w przyszłości testy, mające zaowocować odblokowaniem limitu 1 kW w kolejnej wersji;
- projekt jest ograniczony maksymalnym zakresem pomiarowym prądu wejściowego do 30 A. Niezależnie od tego moc wyjściowa jest ograniczona do prądu wyjściowego 35 A ze względu na konstrukcję przetwornicy Buck, a z przyczyn bezpieczeństwa prąd wyjściowy jest ograniczony w systemie do 30 A, co wynika z prądu nasycenia cewki w przetwornicy. Przyjęto założenie, że prąd nasycenia musi być dwukrotnie większy niż prąd w obwodzie ze względu na charakterystykę miękkiego nasycenia rdzenia proszkowego.

Co to jest MPPT i dlaczego jest ważne dla paneli słonecznych?

Śledzenie maksymalnego punktu mocy (MPPT) to technika stosowana ze źródłami energii o zmiennej mocy, takimi jak panele słoneczne, turbiny wiatrowe, ale także bardziej egzotyczne źródła energii, takie jak układy do zbierania energii z otoczenia z użyciem modułów Peltiera czy generatorów tryboelektrycznych. Zadaniem algorytmu MPPT jest maksymalizacja ilości pozyskiwanej energii ze źródeł o zmiennej charakterystyce, zależnej od warunków otoczenia (np. od nasłonecznienia w przypadku ogniw fotowoltaicznych).



Rysunek 1. Rodzina krzywych I/U ogniw fotowoltaicznych dla różnych poziomów nasłonecznienia

Kontroler MPPT jest niezbędnym urządzeniem w systemie ładowarki solarnej. MPPT to w zasadzie inteligentna przetwornica DC-DC (lub DC/AC). W przypadku omawianego projektu przetwornica ta stabilizuje prąd i napięcie po stronie wtórnej, aby bezpiecznie ładować akumulatory. Po stronie pierwotnej natomiast układ zawiera sprytny algorytm MPPT, który przeznaczony jest do śledzenia maksymalnego punkt mocy panelu słonecznego.

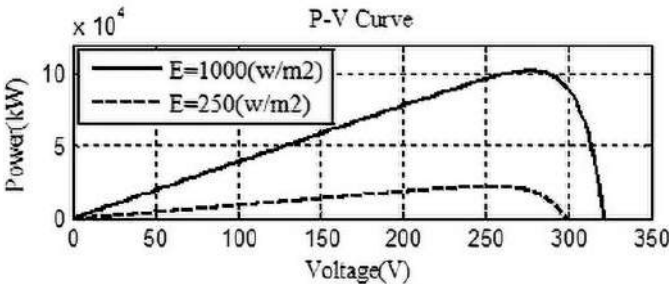
Właściwe wyjaśnienie działania algorytmu MPPT wymaga pewnej wiedzy technicznej. Konieczność stosowania MPPT wynika z faktu, że charakterystyka I/U ogniwa fotowoltaicznego zmienia się w zależności od natężenia padających promieni słonecznych, temperatury itp. Na **rysunku 1** pokazano przykładową rodzinę charakterystyk I/U – dla ogniwa PV dla różnego nasłonecznienia. Wraz ze zwiększaniem się nasłonecznienia zmienia się położenie punktu maksymalnej mocy (granatowa, schodkowa linia na rysunku 1). Ogniwa PV mają złożony związek między środowiskiem a mocą, którą generują. Tak zwany współczynnik wypełnienia (FF) charakteryzuje nieliniowe zachowanie ogniwa. Współczynnik wypełnienia jest definiowany jako stosunek maksymalnej mocy generowanej przez ogniwo do iloczynu napięcia na wyjściach ogniwa w stanie rozwartym (V_{OC}) i prądu zwarciowego (I_{SC}). Dane tabelaryczne są często stosowane do oszacowania maksymalnej mocy, którą ogniwo może dostarczyć przy optymalnym obciążeniu w określonych warunkach:

$$P = FF \cdot V_{OC} \cdot I_{SC}$$

W większości przypadków informacje dotyczące współczynnika wypełnienia (FF), napięcia na zaciskach w stanie otwartym (V_{OC}) i prądu zwarciowego (I_{SC}) są wystarczające do uzyskania przybliżonego obrazu zachowania elektrycznego ogniwa w typowych warunkach. Jest to jednak przybliżony punkt maksymalnej mocy, jeśli chcemy zmaksymalizować uzyskiwaną moc w systemie, konieczne jest zastosowanie algorytmu, który aktywnie optymalizuje punkt pracy ogniwa.

Ogniwo fotowoltaiczne, w większej części swojego użytecznego zakresu, działa jako źródło prądowe. W obszarze maksymalnej mocy (MPP) charakterystyka ogniwa ma przybliżoną odwrotnie wykładniczą zależność między prądem a napięciem. Żeby nie wchodzić w nadmiernie techniczne dywagacje, wystarczy wskazać, że optymalny punkt mocy to ten, gdzie pochodna dP/dU=0, co odpowiada maksimum krzywej P(U). Znając równania ogniwa PV, można zapisać równanie dla napięcia optymalnej mocy, jednak nie ma ono analitycznych rozwiązań, co oznacza, że napięcie to i tak musi być znalezione eksperymentalnie.

eprasa.pl 78ba6336e6



Rysunek 2. Krzywe P/U dla ogniwa fotowoltaicznego dla dwóch różnych poziomów natężenia promieniowania słonecznego na ogniwie

Przy zmianie rezystancji obciążenia ogniwa PV zmienia się jego punkt pracy. Układ MPPT jest przetwornicą DC-DC z możliwością regulacji parametrów pracy. Zmieniając wypełnienie sygnału PWM kluczującego pracę przetwornicy, zmieniamy jej impedancję, a więc także punkt pracy. Najprostszym zobrazowaniem tego procesu jest eksperyment z użyciem przetwornicy Buck z regulowanym wyjściem (za pomocą potencjometru) podłączonej do ogniwa fotowoltaicznego. Przetwornicę należy podłączyć do stałego obciążenia (autor zastosował tutaj grzałkę). Pomiędzy wejście przetwornicy a ogniwo PV podłączony zostaje watomierz. Wraz ze zmianą położenia gałki potencjometru zmieniała się pobierana moc. Do pewnego momentu rosła ona, aż osiągnęła maksimum. Dalsze obracanie potencjometrem – zwiększanie napięcia na wyjściu, zwiększanie wypełnienia sygnału sterującego kluczami, powodowało spadek mocy, aż do niemal zera (**rysunek 2**).

Gdy słońce podnosiło się wyżej, moc zaczęła się zmieniać, więc konieczne było ponowne obracanie potencjometrem, aby znaleźć punkt maksymalnej mocy panelu. Kiedy intensywność światła słonecznego się zmienia, trzeba regulować punkt pracy, aby zawsze uzyskać największą moc z danego panelu. Tak właśnie działa algorytm MPPT. Zmieniając pozycję potencjometru, reguluje się wypełnienie sygnału PWM kontrolującego pracę przetwornicy Buck. W tym czasie konieczny jest pomiar mocy pobieranej z panelu (pomiar napięcia i prądu), aby utrzymywać punkt najwyższej mocy z paneli.

Potencjometr reprezentuje kontrolę wypełnienia przetwornicy Buck w MPPT. Miernik mocy i człowiek kręcący potencjometrem reprezentują sprzężenie zwrotne systemu MPPT. Algorytm w docelowym urządzeniu działa w podobny sposób, ale zamiast człowieka obracającego potencjometrem zastosowany jest mikrokontroler. W ten sposób można zawsze uzyskać maksymalną moc wyjściową z danych ogniw fotowoltaicznych.

W MPPT ten rodzaj śledzenia punktu mocy jest nazywany algorytmem perturbacyjnym, znanym również jako algorytm wspinaczkowy. Są to ogólnie algorytmy związane z tzw. błądzeniem losowym. Tego rodzaju procesy można analizować na wiele sposobów. Autor urządzenia wybrał, nie bez powodu, najprostszy sposób sterowania swojej inteligentnej przetwornicy Buck. Układ zmienia cały czas wypełnienie sygnału PWM w obie strony (zwiększa i zmniejsza je), porównując moc pozyskiwaną, dzięki czemu cały czas może znajdować się blisko najwyższej możliwej mocy, którą można pozyskać z paneli słonecznych – punktu MPP.

Wysokowydajna synchroniczna przetwornica typu Buck

Synchroniczne rozwiązania MPPT bazujące na przetwornicach Buck są układami, które charakteryzują się najwyższą gęstością mocy i największą sprawnością przetwarzania energii. Większość komercyjnych modułów MPPT wysokiej klasy korzysta właśnie z tej architektury. Dlaczego tylko wysokiej klasy, skoro koszty różnych topologii przetwornic są do siebie dosyć zbliżone? Jak wskazuje autor, głównym kosztem są tutaj prace badawcze i rozwojowe – opracowanie odpowiedniego projektu takiej przetwornicy wymaga dużo pracy. Przyjrzyjmy się, na czym głównie skupiła się ta praca – jakie były kluczowe problemy po stronie sprzętowej i programowej układu.

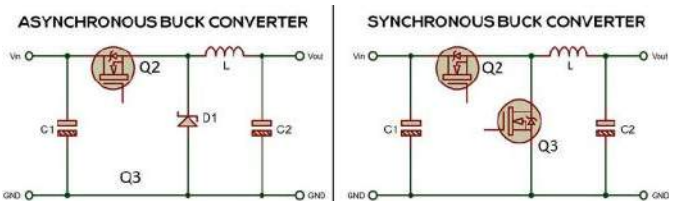
Tabela 1. Kluczowe różnice pomiędzy asynchronicznymi i synchronicznymi przetwornicami w topologii Buck

Typ przetwornicy	Asynchroniczna	Synchroniczna
Popularność	Powszechnie używane	Mniej popularne
Typowa sprawność	Od 75% do 87%	Od 88% do 98%
Energooszczędność	Niska, znaczne straty spowodowane obecnością diody	Niezwykle energooszczędne, niższe straty mocy dzięki zamianie diody na tranzystor MOSFET
Łatwość wdrożenia	Łatwe w projektowaniu i uruchomieniu	Bardzo trudne do poprawnego zaprojektowania i wdrożenia

Synchroniczne przetwornice Buck są wydajniejszą wersją zwykłych, asynchronicznych układów o tej samej topologii. Pod względem projektu i kosztów są one dosyć proste i tanie, ale ich zaprojektowanie jest istotnie trudniejsze. Przyjrzyjmy się kluczowym różnicom pomiędzy tymi topologiami. W **tabeli 1** podsumowano kluczowe różnice. Na **rysunku 3** pokazano uproszczone schematy ideowe kluczowej części przetwornicy asynchronicznej (a) i synchronicznej (b). Dalsza analiza skupia się na kluczowych różnicach w działaniu obu układów, dlatego też wymagana jest przynajmniej podstawowa wiedza na temat tego, jak działa przetwornica w topologii Buck.

Przetwornice Buck to stabilizatory, które przekształcają napięcie wejściowe na niższe napięcie wyjściowe. W przeciwieństwie do stabilizatorów liniowych, układ Buck nie wytraca napięcia, zamieniając część energii w ciepło. Mimo to, stabilizator impulsowy nigdy nie osiągnie sprawności równej 100% i nadal obserwować będziemy niewielkie straty. Ponadto stabilizator Buck pozwala na zwiększenie prądu – gdy napięcie na wyjściu jest niższe od wejściowego, prąd, który może dostarczyć układ na wyjściu, może być większy niż prąd dostarczany na wejściu. Przetwornica ta generuje sygnał PWM do sterowania tranzystorem kluczującym prąd cewki indukcyjnej oraz układ sprzężenia zwrotnego (niepokazany na rysunku 3) do regulowania napięcia lub prądu wyjściowego.

Moduły takie, jak np. popularna płytka z układem LM2596, realizują mniej wydajną topologię asynchroniczną. Tranzystor zintegrowany z kontrolerem PWM w układzie scalonym jest uzupełniony diodą umieszczoną na płytce. Moduły te zwykle osiągają średnią sprawność na poziomie 75...85%. Z uwagi na relatywnie niską sprawność moduły te łatwo się nagrzewają, nawet gdy są używane z rekomendowanymi wartościami prądu. To nagrzewanie jest skutkiem rozpraszania ciepła spowodowanym stratami przy przełączaniu i stratami przewodzenia na elementach układu. Moduły te mają oczywiście wyższą sprawność niż stabilizatory liniowe, ale możliwe jest uzyskanie znacznie wyższej sprawności. Powodem, dla którego asynchroniczne przetwornice Buck nie są w stanie osiągnąć sprawności na poziomie 98%, są przede wszystkim straty wydzielane w diodzie. Dioda jest niezbędna dla przetwornicy Buck, ponieważ umożliwia przepływ prądu tylko w jednym, wymaganym kierunku. Element



Rysunek 3. Przetwornica typu Buck asynchroniczna (a) i synchroniczna (b)

eprasa.pl 78ba6336e6

ten charakteryzuje się pewnym stałym spadkiem napięcia w kierunku przewodzenia. Większość diod krzemowych charakteryzuje się spadkiem w zakresie od 0,4 V do 0,7 V. Nie wydaje się to wielką wartością, jednak gdy wejdzie się w świat elektroniki dużej mocy, to okazuje się, że taki spadek napięcia przy dużych prądach powoduje straty i redukcje sprawności.

Odpowiedzią na niską sprawność układów asynchronicznych jest niewielka modyfikacja – zastąpienie diody tranzystorem MOSFET. Dlaczego MOSFET? W przeciwieństwie do tranzystorów bipolarnych, tranzystor polowy nie ma spadku napięcia, gdy jest aktywowany. Kiedy MOSFET przewodzi, obserwuje się jedynie pewną niewielką rezystancję kanału – $R_{DS(ON)}$. Jest to opór podczas przewodzenia i dla typowych nowoczesnych tranzystorów mocy jest bardzo niski – na poziomie mΩ. Dodatkowo stosuje się tranzystory MOSFET z kanałem N, zamiast z kanałem P. Tranzystory N-MOSFET mają znacznie niższą rezystancję kanału w stanie włączenia w porównaniu z tranzystorami P-MOSFET. W rezultacie straty są znacznie niższe.

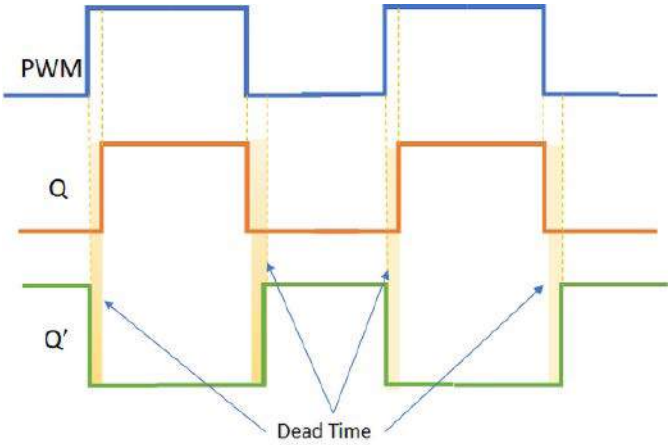
Sterowanie takiego układu jest proste – gdy Q2 się włącza, Q3 się wyłącza, a kiedy Q3 się włącza, Q2 się wyłącza (rysunek 3). Oczywiście trzeba zaimplementować czas martwy, aby zapobiec jednoczesnemu przewodzeniu Q2 i Q3, ale nie wydaje się to problematyczne. Nic bardziej mylnego – wymiana diody na drugi tranzystor pociągnie za sobą dwa poważne problemy, które trzeba rozwiązać w projekcie układu.

Sterowanie dolnym tranzystorem w przetwornicy

Dodanie drugiego tranzystora do układu pociąga za sobą konieczność jego precyzyjnego wysterowania. Dioda, bez żadnego wymyślnego obwodu czy oprogramowanego sterownika, automatycznie blokuje przepływ prądu w kierunku zaporowym. Tranzystory MOSFET w synchronicznej przetwornicy Buck muszą być przełączane w zsynchronizowany ze sobą sposób, w przeciwnym razie mogą ulec uszkodzeniu. Stąd określenie *synchroniczna* w opisie tej topologii.

Jednak nie tylko sterowanie Q3 stanowi wyzwanie. Ten tranzystor steruje się relatywnie łatwo, ponieważ źródło jest dołączone bezpośrednio do masy układu. Wystarczy prosty sterownik, aby przełączyć bramkę, dostarczając napięcie między bramką a źródło tranzystora Q3. Z drugiej strony Q2 znajduje się powyżej, a jego źródło dołączone jest do drenu Q3. Ta konfiguracja nazywana jest półmostkiem. Aby poprawnie przełączyć Q2, należy zastosować odpowiedni sterownik ze zintegrowaną pompą ładunkową. Pompa ta zawiera kondensator ładowany w określonych momentach czasu, który osiąga napięcie wyższe od zasilającego, potrzebne do całkowitego włączenia tranzystora Q2. Jeżeli napięcie to będzie zbyt niskie, MOSFET będzie działał w zakresie liniowej części swojej charakterystyki, więc będzie zachowywał się jak rezystancja sterowana napięciem bramka-źródło. Rezystancja kanału istotnie wzrośnie, a wraz z nią również straty całego układu. Kolejnym problemem jest wysokie ryzyko uszkodzenia tranzystora Q3, jeśli nie będzie on odpowiednio sterowany. Tranzystor MOSFET Q3 nie może w pełni emulować diody, którą zastąpił w układzie asynchronicznym.

Implementacja układu jest dość łatwa, ale właściwy proces bezawaryjnego działania już nie jest tak prosty. Zanim jednak przejdziemy do rozwiązania tego problemu, trzeba wyjaśnić, jak działają typowe sterowniki tranzystorów MOSFET. Popularne układy scalone typu IR2101 i IR2110 to sterowniki z tzw. surową logiką. Mają one dwa wejścia logiczne HIN i LIN do sterowania przełączaniem tranzystora po stronie, odpowiednio, wysokiej i niskiej – Q2 i Q3. Kiedy HIN



Rysunek 4. Schematycznie zaprezentowane przebiegi sterujące na bramkach tranzystorów w synchronicznym układzie Buck

przyjmuje stan wysoki, Q2 jest włączony, a kiedy przyjmuje stan niski, Q2 jest wyłączony. Kiedy LIN jest w stanie wysokim, Q3 jest włączony, a kiedy LIN jest w stanie niskim, Q3 jest w stanie wyłączonym. Wymaga to dwóch komplementarnych sygnałów PWM do działania przetwornicy Buck. Zapewnia to większą kontrolę nad przełączaniem, ale wymaga zapewnienia czasów martwych w przebiegach PWM. Autor stosował go w prototypowej wersji przetwornicy, ale zaprzestał z uwagi na konieczność programowego ustalenia i generowania czasów martwych, co wymaga oprogramowania liczników itp. w mikrokontrolerze i generalnie nie jest zbyt przyjazne dla aplikacji pisanych w Arduino IDE.

Zanim przejdziemy dalej, konieczne jest wyjaśnienie pewnych kwestii dotyczących czasów martwych. W sterowaniu półmostkiem takim, jak w synchronicznej przetwornicy Buck, termin „czas martwy" odnosi się do krótkiego czasu, w którym wszystkie tranzystory w układzie są wyłączone, aby zapobiec równoczesnemu otwarciu dwóch tranzystorów, co może doprowadzić do zwarcia i uszkodzenia układu. Czas martwy jest wprowadzany między wyłączeniem jednego tranzystora a włączeniem drugiego, aby umożliwić spadek napięcia na cewce i zagwarantować odpowiedni czas na wyłączenie pierwszego tranzystora. Na **rysunku 4** pokazano, czym są czasy martwe w sterowaniu układem tego rodzaju.

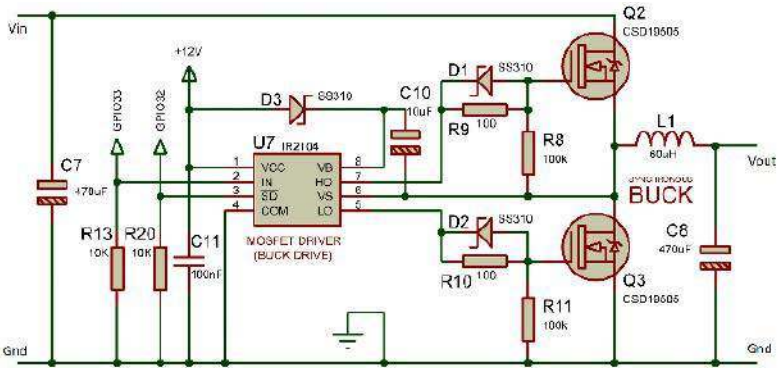
W przypadku synchronicznej przetwornicy Buck czas martwy jest również stosowany w celu poprawy sprawności układu (redukuje straty przy przełączaniu) oraz redukcji poziomu generowanych zakłóceń elektromagnetycznych, które powstają na szybkich zboczach podczas przełączania, gdy płynie przez nie duży prąd. Czas martwy jest dokładnie kontrolowany i zdefiniowany w układach

REKLAMA

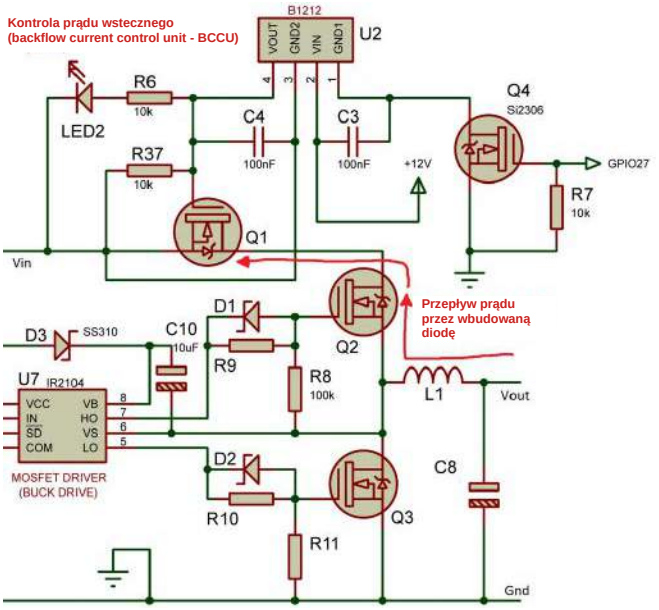
eprasa.pl 78ba6336e6

sterowania, aby zapewnić bezpieczne i sprawne działanie przetwornicy. Odpowiednie ustawienie czasu martwego jest istotne dla zapewnienia prawidłowej pracy układu. Jego długość zależna jest od zastosowanych tranzystorów, cewki i częstotliwości kluczowania. W szczególności zależy on od tempa otwierania i zamykania kluczy MOSFET, które z kolei uzależnione jest od wydajności prądowej sterownika i ładunku bramek tranzystorów... Z uwagi na tak wiele czynników, najprościej jest dobrać czasy martwe eksperymentalnie, obserwując przebiegi na oscyloskopie.

Najłatwiejszym w użyciu sterownikiem MOSFET jest układ IR2104, dlatego autor wybrał go do docelowej konstrukcji. Schemat z zastosowaniem tego układu pokazano na **rysunku 5**. Układ ma wbudowaną funkcję generowania czasu martwego, co znacznie upraszcza oprogramowanie przetwornicy. Układ IR2104 ma wejścia logiczne o nazwach IN i SD. IN to logika wejściowa dla sygnału PWM do przełączania, a SD to wejście włączające, które steruje dwoma tranzystorami – w stanie niskim, Q2 i Q3 wyłączają się niezależnie od tego, czy na IN jest obecny sygnał PWM. Kiedy SD jest w stanie wysokim, włącza się albo Q2, albo Q3, w zależności od stanu logicznego pinu IN. Kiedy IN jest w stanie wysokim, Q2 jest włączony, a Q3 wyłączony i odwrotnie, gdy IN jest w stanie niskim (Q2 wyłączony, Q3 włączony). Dzięki temu do sterowania układem potrzebny jest tylko jeden sygnał PWM (nie ma potrzeby generowania dwóch komplementarnych sygnałów z czasem martwym). Co więcej, driver ten ma zaimplementowane obwody generujące czasy martwe.



Rysunek 5. Fragment schematu synchronicznej przetwornicy Buck ze sterownikiem tranzystorów MOSFET typu IR2104



Rysunek 6. Układ z dodanym tranzystorem Q1, mającym redukować problem upływu prądu przez wbudowaną diodę tranzystora MOSFET Q2

Niestety sterownik ten nie rozwiązuje wszystkich problemów. Sterowanie pojedynczym przebiegiem PWM obu tranzystorów oznacza, że im wyższe wypełnienie sygnału PWM, tym na dłużej Q2 włącza się, a Q3 na krócej się włącza. Analogicznie, im niższe wypełnienie, tym Q3 włącza się na dłużej, a Q2 na krócej. Powoduje to, że MOSFET Q3 nie może skutecznie emulować diody, którą zastąpił, gdy wypełnienie będzie zbyt niskie. W pewnym momencie Q3 działa jako efektywne zwarcie w układzie. Oznacza to, że istnieje pewna określona dolna wartość dla wypełnienia sygnału PWM, której nie można przekroczyć, w przeciwnym razie Q3 zacząłby się nadmiernie nagrzewać i mógłby ulec uszkodzeniu.

Istnieją dwa rozwiązania tego problemu – sprzętowe i programowe. Można zastosować scalony kontroler synchronicznej przetwornicy Buck, który będzie zawierał odpowiednie obwody sterowania. Można też zastosować driver IR2104, a o problem zadbać programowo. Autor wybrał drugie rozwiązanie, ponieważ IR2104 jest tani, a wyspecjalizowane kontrolery kosztują ponad 10 dolarów za sztukę.

Istnieje określona dolna wartość wypełnienia przebiegu PWM, która nigdy nie powinna wynosić zero. Prosty sposób estymacji pokazano na **równaniu 2**. Jest równy stosunkowi napięcia wyjściowego V_{OUT} do wejściowego V_{IN}. Najniższe wypełnienie w układzie nie powinno być niższe niż ten współczynnik:

$$PWM_{MIN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

Kiedy sygnał PWM ma niższe wypełnienie niż PWM_{MIN}, prąd płynie w odwrotnym kierunku i powoduje, że Q3 przewodzi, gdy nie powinien. W takiej sytuacji zamiast ładować akumulatory, tak naprawdę układ je rozładowuje. W miarę zmniejszania wypełnienia sygnału sterującego PWM poniżej obliczonego limitu prąd wsteczny Q3 staje się coraz wyższy, powodując finalnie jego uszkodzenie. W oprogramowaniu pin SD kontrolera IR2104 jest ustawiany w stan niski, gdy PWM spada poniżej obliczonego limitu, aby zapewnić, że Q2 i Q3 nigdy nie włączą się w tym stanie. Wartość ta w kodzie zapisywana jest, jako `PPWM`. Dodatkowo w kodzie dodano również `PPWM_margin * pwmMax`, co miało na celu ograniczenie maksymalnego dopuszczalnego wypełnienia sygnału PWM, ponieważ sterownik MOSFET, taki jak IR2104, nie może działać przy 100% wypełnieniu.

Przepływ prądu przez diodę w tranzystorze MOSFET

Tranzystory MOSFET mają w swojej strukturze pasożytniczą diodę. Jest ona widoczna na schemacie w symbolu tego elementu i łączy dren ze źródłem. Jej obecność jest wynikiem konstrukcji struktury półprzewodnikowej tego elementu. Dioda ta może mieć wpływ na działanie układu, w którym zastosowany jest tranzystor i zawsze trzeba uwzględnić ją przy analizie układu.

Kiedy MOSFET Q3 jest wyłączony na czas nieokreślony, przetwornica zachowuje się jak asynchroniczna przetwornica Buck. Ale kiedy zostanie załączony w sposób synchroniczny, MOSFET Q3 przewodzi i zapewnia ścieżkę o niższej rezystancji w układzie, dzięki czemu układ zachowuje się teraz jak synchroniczna przetwornica Buck (korzystająca z efektów niższego spadku napięcia).

Istnieje coś, co nazywa się upływem prądu diody zarówno w topologiach synchronicznych, jak i asynchronicznych przetwornic Buck. Ten problem był obecny w większości synchronicznych przetwornic Buck stosowanych w układach MPPT DIY do tej pory. Niezależnie od tego, czy Q2 jest włączony, czy wyłączony, obecność diody wewnątrz tego tranzystora powoduje przepływ prądu z akumulatorów z powrotem do paneli słonecznych, gdy napięcie wejściowe jest niższe niż napięcie wyjściowe ($U_{PV} < U_{AKU}$). Dzieje się tak, gdy panele

eprasa.pl 78ba6336e6

słoneczne wytwarzają niższe napięcie, np. o zmierzchu, świcie czy w nocy. Jeśli chcemy zmaksymalizować sprawność układu, to dodawanie diod na wejściu układu będzie ostatnim rozwiązaniem, jaki warto wziąć pod uwagę. Potrzebne jest inne podejście, do wyboru są dwa sposoby.

Drogie rozwiązanie

Można zastosować specjalny sterownik tranzystora MOSFET z kanałem typu N do pracy po wysokiej stronie lub jakiś układ kilku tranzystorów. To technicznie dobre rozwiązanie, jednak, jak zauważa autor konstrukcji, układy, które je realizują, są trudno dostępne i drogie.

Tańsze rozwiązanie

Można dodać diodę na wejściu układu (przed Q2), aby zapobiec przepływowi prądu w odwrotnym kierunku. Ma to zastosowanie we wszystkich topologiach typu Buck, ale diody powodują spadki napięcia, które prowadzą do strat energii! Więc znowu trzeba wymienić diodę wejściową na inny MOSFET z kanałem typu N, tym razem podłączony odwrotnie niż Q2. Nazywa się to konfiguracją MOSFET z blokowaniem wstecznym. Pokazano ją na **rysunku 6**.

W drugim rozwiązaniu, gdy tranzystory Q1 i Q2 mają przeciwstawnie ustawione do siebie diody, prąd upływu nie jest już obserwowany, chyba że włączone będą oba tranzystory Q1 i Q2. Teraz wyzwaniem jest prawidłowe włączanie i wyłączanie tego nowo dodanego tranzystora (Q1). Oczywiście nie można po prostu przyłożyć napięcia do pinu bramki Q1, ponieważ jest on umieszczony po wysokiej stronie i znacznie nad masą. Aby rozwiązać ten problem, do układu dodana musi być dodatkowa, izolowana przetwornica DC-DC, wybrana do projektu izolowana przetwornica to B1212S firmy EVsun. Przy koszcie 2 dolarów za sztukę jest to tańsze niż zakup specjalnego sterownika MOSFET do pracy po stronie wysokiej. Chociaż można użyć kolejnego drivera IR2104 lub IR2101, izolowana przetwornica DC-DC i MOSFET mają zaletę w postaci tego, że mogą działać ze 100% wypełnieniem impulsów sterujących PWM.

Izolowana przetwornica DC-DC tworzy różnicę potencjałów między źródłem a bramką tranzystora Q1. Rezystor R37 jest rezystorem rozładowującym bramkę bramki Q1, gdy na wejściu U2 nie jest dostarczane zasilanie. Blok zabezpieczenia przed przepływem zwrotnym PV jako całość jest przełączany przez Q4. Kiedy GPIO27 ustawia stan wysoki, Q4 przewodzi i zapewnia ścieżkę dla prądu do zasilania U2 (izolowana przetwornica DC-DC). Kiedy wejście U2 jest zasilane, wyjście U2 zapewnia izolowane napięcie 12 V i jest dostarczane do bramki i źródła Q1, zasilając w ten sposób Q1 i zamykając ścieżkę od styku VIN i drenu Q2. Zmiana GPIO27 na stan niski działa odwrotnie i wyłącza Q1.

Pokazana implementacja jest dosyć uproszczona. Czas reakcji na włączenie Q1 nie został zmierzony, ale jak zapewnia autor, jest on z pewnością wystarczająco szybki. Niezależnie od tego, upływ prądu z powrotem z paneli nie jest tak duży. Ta funkcja była potrzebna, aby zapobiec rozładowaniu akumulatora np. w nocy. Istnieją najpewniej lepsze rozwiązania tego problemu, jednak autor uznał to rozwiązanie za dostateczne.

Pierwszą część artykułu poświęciliśmy teoretycznym i praktycznym zagadnieniom związanym z działaniem algorytmu śledzenia punktu mocy maksymalnej (MPPT) i działaniem przetwornicy w topologii Buck. W kolejnym wydaniu EP skupimy się na konstrukcji tytułowej ładowarki oraz na oprogramowaniu sterującym.

Nikodem Czechowski, EP

REKLAMA

Sięgnij po archiwalne wydania „ELEKTRONIKI PRAKTYCZNEJ”

Przesyłka GRATIS

Zamów wygodnie na www.UlubionyKiosk.pl

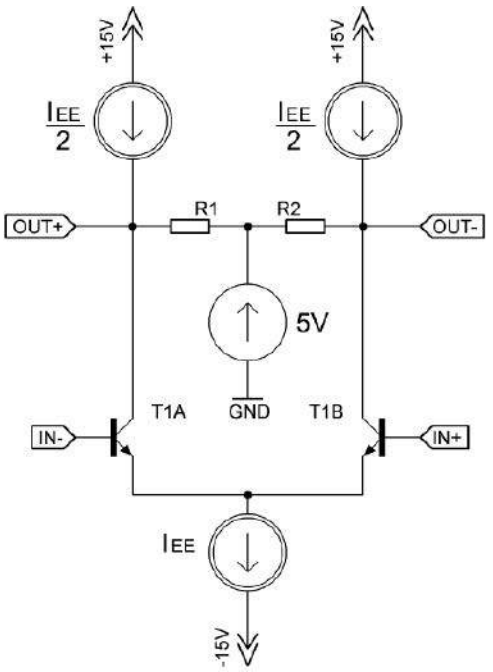
eprasa.pl 78ba6336e6

Niepotrzebne źródła szumu

O tym, skąd bierze się szum w układach elektronicznych, powstała już niejedna rozprawa doktorska. Od dziesięcioleci naukowcy próbują zgłębić jego naturę i udoskonalać komponenty. Na razie jedno jest pewne: od szumu nie uciekniemy. Niekiedy my, inżynierowie, sami niepotrzebnie wprowadzamy go do układów tam, gdzie można go z powodzeniem uniknąć. O jakie sytuacje chodzi?

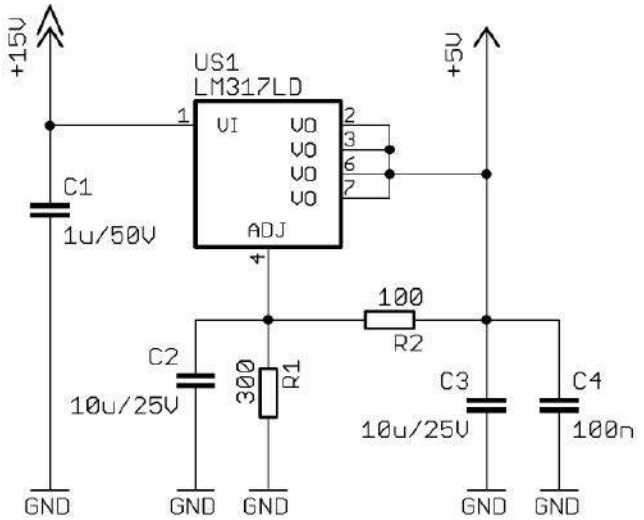
Rezystory są źródłem głównie szumu termicznego, w półprzewodnikach dominuje szum śrutowy i tak dalej. W stosownych podręcznikach opisano te zjawiska wystarczająco dokładnie, wyprowadzono wzory pozwalające oszacować wartość skuteczną napięcia szumów. Producenci podzespołów w swoich notach katalogowych udostępniają odpowiednie tabele i wykresy. Symulatory potrafią nawet zaproponować rozkład widmowej gęstości szumów w danym punkcie układu.

Teoretycznie wszystko wiadomo, lecz i tak czasem zdarzają się banalne błędy. Na swoim przykładzie pokażę, że chcąc uczynić układ eleganckim pod względem układowym, można go kompletnie zepsuć. Na tyle mocno, że klient, po dokonaniu odsłuchów na swoim sprzęcie audio (bardzo wysokiej jakości), wyrzucił

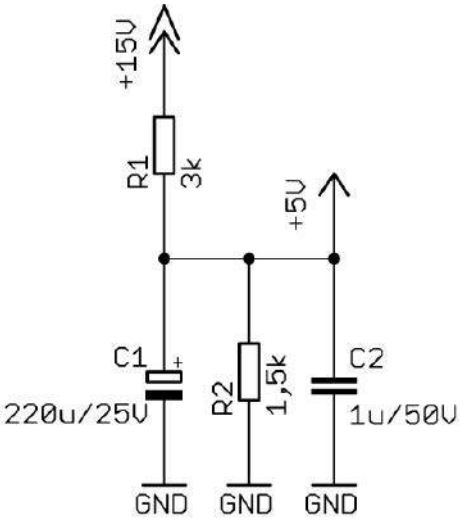


Rysunek 1. Uproszczony schemat ideowy zaprojektowanego układu

eprasa.pl 78ba6336e6



Rysunek 2. Pierwsza wersja praktycznej realizacji źródła napięciowego w układzie



Rysunek 3. Docelowy układ ustalający potencjał kolektorów tranzystorów układu różnicowego

ze złością prototyp przez okno – miał być przedwzmacniacz audio wysokiej jakości, wyszedł generator szumu.

Na szczęście prototyp przeżył krótki (acz nieuwzględniony w wymogach projektowych) lot, sprawę udało się pomyślnie rozwiązać, ja zaś mam nauczkę na przyszłość. Postanowiłem się nią podzielić, może pozwoli to zaoszczędzić komuś podobnych doświadczeń.

Głównym bohaterem dzisiejszego Notatnika Konstruktora będzie różnicowy wzmacniacz napięciowy, którego uproszczony schemat ideowy został pokazany na **rysunku 1**. Co do zasady działania nie ma w niej niczego odkrywczego: dwa identyczne tranzystory bipolarne, znajdujące się na jednym podłożu, połączone ze sobą emiterami. Wzmocnienie tego układu można regulować poprzez zmianę transkonduktancji tych tranzystorów, a to z kolei odbywa się za pośrednictwem regulowanego źródła prądowego, które pobiera prąd z ich emiterów. Im większy prąd płynie przez emitery, tym większa transkonduktancja – ot, podręcznikowa reguła.

Aby jednak utrzymać potencjał kolektorów tranzystorów układu różnicowego na tym samym poziomie, zdecydowałem się na układ współbieżnie regulowanych źródeł prądowych. Ich zadaniem jest przejęcie składowej stałej prądu kolektorów, w wyniku czego przez rezystory kolektorowe (R1 i R2) niemal nie płynie składowa stała prądu. Niemal, bo niewielkie rozbieżności w działaniu źródeł prądowych są nieuniknione. To i tak jest znacznie lepsze rozwiązanie niż godzenie się na zmienną dynamikę sygnału wyjściowego, zależną od aktualnego natężenia prądu I_{EE}.

Gdzie zatem leżał problem? Niedaleko, bo w źródle napięciowym, które ustala potencjał węzła z rezystorami R1 i R2. Oszacowałem, że napięcie stałe o wartości około 5 V będzie wystarczające do zapewnienia prawidłowych parametrów sygnału wyjściowego. Ponieważ górne źródła prądowe są zasilane napięciem o wartości 15 V, zatem logiczne byłoby użycie zwykłego, liniowego stabilizatora dla obniżenia tego napięcia. Wtedy potencjał kolektorów tranzystorów układu różnicowego będzie niezmienny, punkt pracy zostanie dobrze ustalony – same plusy! Pobór prądu jest niewielki (teoretycznie zerowy), więc użyłem znanego i lubianego LM317 w obudowie SO8.

Jak pomyślałem, tak zrobiłem. Schemat ideowy tego, co kryło się pod symbolem źródła napięciowego o wydajności 5 V, można zobaczyć na **rysunku 2**. Wszystkie kondensatory bezbiegunowe są ceramiczne. Prosty dzielnik rezystancyjny służący ustaleniu napięcia wyjściowego został ulepszony dodatkowym kondensatorem do dodatkowej redukcji tętnień napięcia (sztuczka opisana w nocie katalogowej LM317). Zwykła klasyka, nic odkrywczego!

Podłączam układ, testuję na oscyloskopie – wszystko działa. Podłączam do swojego prymitywnego zestawu audio (wszak szewc bez butów chodzi), za pomocą którego stwierdzam, że układ działa. Coś tam może jakby szumiało, ale mój wzmacniacz sam z siebie szumi, więc nie zwracam na to większej uwagi. Pomiary charakterystyki amplitudowej i fazowej wyszły wspaniale, więc nie przykładam do tego większej wagi – paczka poszła do klienta. Po kilku dniach dostaję telefon, z którego jasno i dobitnie wynika, że ten układ nie nadaje się do niczego. Przyjechałem i posłuchałem osobiście – faktycznie, poziom szumów jest nieakceptowalnie wysoki. Tylko dlaczego?

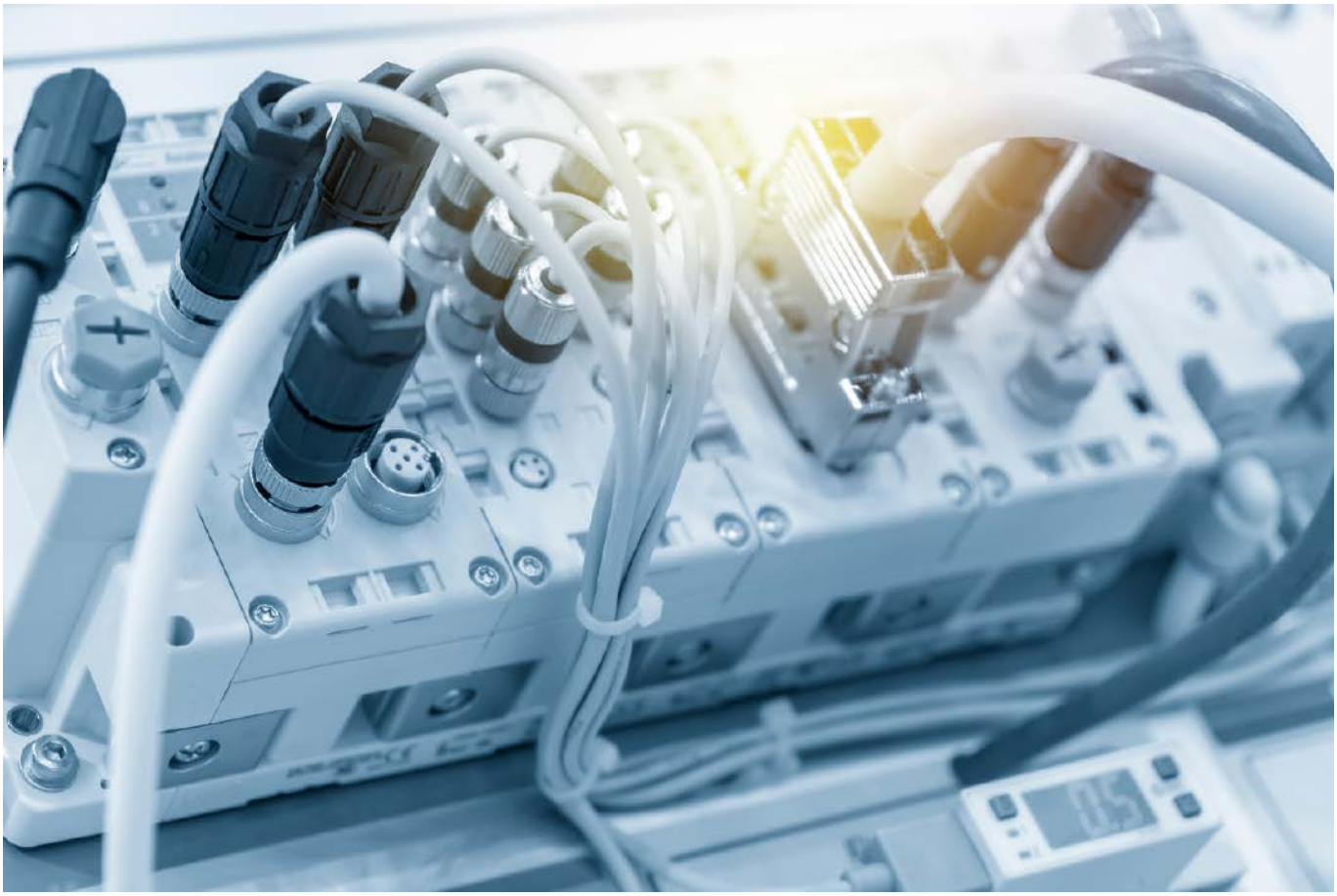
Po nitce do kłębka doszedłem, że ów nieszczęsny LM317 musi być ich źródłem. Wprawdzie był on źródłem napięcia szumów, które do sygnału wyjściowego wprowadzało się jako składowa wspólna, a nie różnicowa. Idąc tą logiką, CMRR następnego bloku powinien go stłumić, ale tak się nie stało. Końcówka mocy, będąca następnym blokiem, miała (niestety) niski CMRR, więc nic na to nie mogłem poradzić. Poza tym, umówmy się, szum w analogowym sygnale audio nie jest wskazany w jakiejkolwiek postaci. Kiedy podłączyłem wyjście LM317 bezpośrednio do wejścia (asymetrycznego) wzmacniacza, po odseparowaniu składowej stałej kondensatorem poczułem się jak nad wodospadem. Aha, tu cię mam! Nie zauważyłem objawów wzbudzania się stabilizatora, to był jego naturalny szum generowany na wyjściu.

Chwila główkowania i znalazłem szybką odpowiedź na szybkie pytanie – skoro LM317 jest źródłem szumu w tym układzie, to co będzie lepsze pod tym względem? Inny, lepszy stabilizator? Tylko ceny wysokie i z dostępnością ciężko. A co ma możliwie najmniejszy poziom szumów? Okazuje się, że zwykły dzielnik rezystancyjny, którego napięcie wyjściowe jest dodatkowo filtrowane dwoma różnymi kondensatorami – szczegóły pokazano na **rysunku 3**. Rezystancja wyjściowa wynosi 1 kΩ, więc kilkanaście czy nawet kilkadziesiąt mikroamperów, które by przez jego wyjście płynęły (wynikające z rozrzutów źródeł prądowych), nie zmienią znacząco potencjału kolektorów tranzystorów układu różnicowego.

Czy się udało? Oczywiście. Nie dokonywałem pomiaru wartości skutecznej napięcia szumów, bo i tak decydujące w tym wypadku były testy odsłuchowe, które wypadły znakomicie – szum stał się ledwie słyszalny, miał już akceptowalny poziom. Za całe zło w tym układzie był odpowiedzialny ów nieszczęsny LM317. Wystarczyło zastąpić go zwykłym dzielnikiem rezystancyjnym, który jest źródłem jedynie szumu termicznego o jednostajnym rozkładzie widmowym. Łatwo więc jest zawęzić jego pasmo, tym samym redukując jego poziom. Lekcja na przyszłość: niekiedy nie warto dążyć do „przepięknego" układu, bo można srogo przekombinować.

Michał Kurzela, EP

eprasa.pl 78ba6336e6



Proste i elastyczne transceivery interfejsu RS-485

Interfejs RS-485 jest najczęściej używanym przewodowym interfejsem komunikacyjnym w zastosowaniach przemysłowych od ponad dwóch dekad. Komunikacja różnicowa w RS-485 zapewnia niską wrażliwość na zakłócenia i ułatwia połączenia na duże odległości w trudnym środowisku przemysłowym i nie tylko. RS-485 jest powszechnym interfejsem komunikacyjnym w zastosowaniach, takich jak automatyka przemysłowa, przekaźniki zabezpieczające, falowniki solarne, liczniki energii, napędy silnikowe i automatyka budynkowa.

W zależności od potrzeb konkretnego urządzenia, sieci RS-485 muszą być projektowane dla różnego zasilania magistrali, napięcia zasilania interfejsu logicznego, długości i przepustowości sieci. W rezultacie projektanci muszą wybierać, testować i kwalifikować wiele różnych transceiverów RS-485 dostępnych na rynku, aby spełnić specyficzne wymagania danej aplikacji. Ponadto projektanci systemów opracowują różne płytki drukowane (PCB) dla węzłów końcowych i środkowych w sieci, ponieważ węzły końcowe zwykle wymagają rezystora końcowego w celu poprawy jakości sygnału. Proces ten zużywa zasoby projektowe, zwiększając czas i koszt projektowania systemu oraz opóźniając jego wprowadzenie na rynek.

Opisany w dalszej części artykułu układ THVD1424 zapewnia projektantom systemów elastyczność korzystania z tego samego urządzenia w dowolnej lokalizacji węzła (węzeł końcowy i węzeł środkowy), w dowolnej sieci – dwuprzewodowej (half-duplex) lub czteroprzewodowej (full-duplex) i o dowolnej prędkości transmisji. Podejście, jakie zapewnia ten transceiver, pozwala na uproszczenie projektu urządzeń – można zaprojektować tylko jedną PCB dla różnych urządzeń i skonfigurować działanie interfejsu za pomocą oprogramowania do różnych potrzeb i aplikacji, oszczędzając w ten sposób czas i wysiłek związany z projektowaniem, przyspieszając moment wprowadzenia nowego urządzenia na rynek.

Typowe sieci RS-485 i potrzeba terminacji

Na **rysunkach 1 i 2** zostały pokazane typowe sieci RS-485 odpowiednio w konfiguracji full-duplex oraz half-duplex. W tych obu topologiach drivery, odbiorniki i transceivery biorące udział w komunikacji łączą się z głównym łączem kablowym za pośrednictwem tzw. końcówek sieciowych (*stub*). Odgałęzienia te to odległość elektryczna między transceiverem a magistralą kablową i zasadniczo reprezentuje fragment linii magistrali bez terminacji.

Implementacja sieci w trybie full-duplex wymaga dwóch par sygnałów (czterech przewodów) oraz transceiverów działających w tym trybie z oddzielnymi liniami dostępu do magistrali dla nadajnika i odbiornika. Sieć w takim trybie umożliwia węzłom sieci jednoczesne przesyłanie danych w jednej parze i odbieranie danych w drugiej parze, dzięki czemu uzyskuje się wysoką efektywną przepustowość sieci. W sieci half-duplex używana jest z kolei tylko jedna para sygnałów, co wymaga,

eprasa.pl 78ba6336e6

aby nadawanie i odbieranie danych odbywało się w różnych momentach czasu. Taka konfiguracja zmniejsza cenę okablowania sieciowego (w porównaniu z siecią z full-duplex) kosztem zmniejszonej przepustowości.

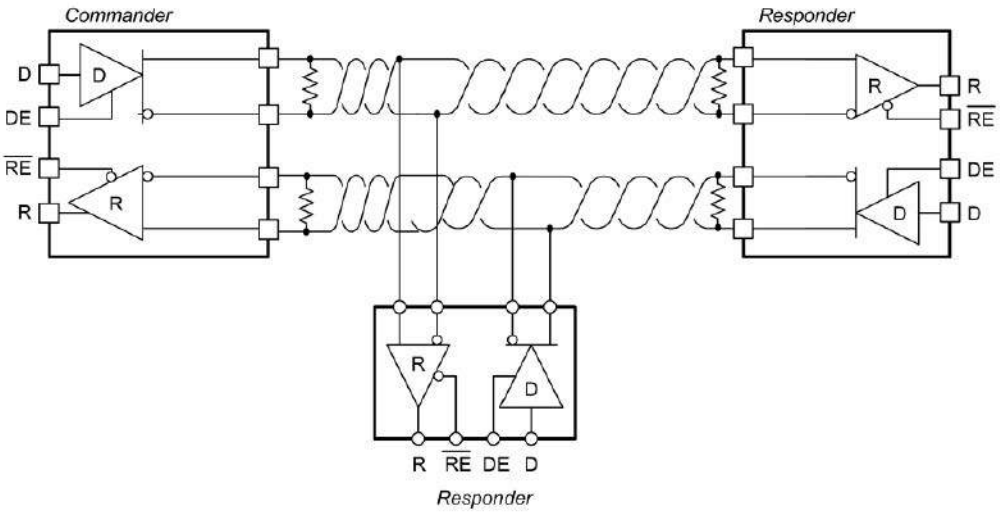
Większość transceiverów RS-485 dostępnych na rynku może działać w trybie half-duplex lub full-duplex, co oznacza, że różne urządzenia mają różnie wyprowadzone piny i obudowy. Jest to pierwszy problem dla projektantów systemów, polegający na konieczności wyboru różnych urządzeń do różnych platform projektowych, w zależności od tego, czy ma to być interfejs full-, czy half-duplex.

Sygnał elektryczny wędruje przewodami (medium fizyczne) od drivera do wszystkich odbiorników w sieci. Podczas sterowania siecią impedancja wyjściowa sterownika (TX) jest niska, podczas gdy impedancja wejściowa odbiornika (RX) jest zwykle wysoka (na poziomie kΩ). Jak pokazano na **rysunku 3**, za każdym razem, gdy sygnał napotyka niedopasowanie impedancji, takie jak odgałęzienia węzłów środkowych (w punktach A i B) lub piny wejściowe odbiornika (w węźle n), pewna ilość sygnału jest odbijana w przewodzie, co zakłóca sygnał i pogarsza jakość transmisji. Współczynnik odbicia (r) jest opisany równaniem 1.

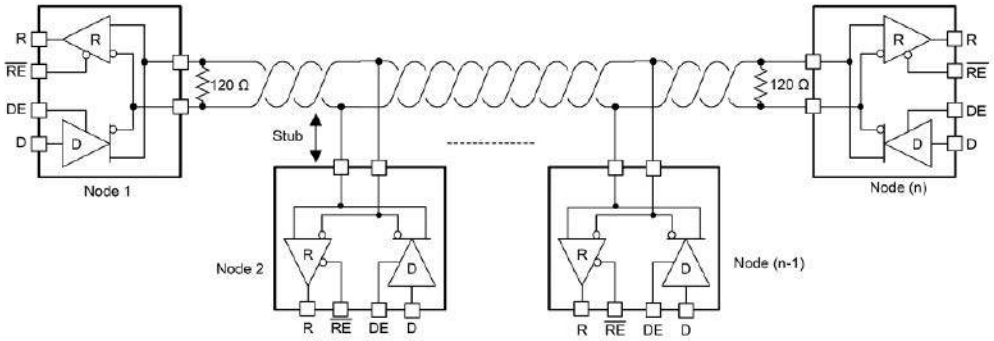
$$r = \frac{Z_t - Z_O}{Z_t + Z_O}$$

gdzie:

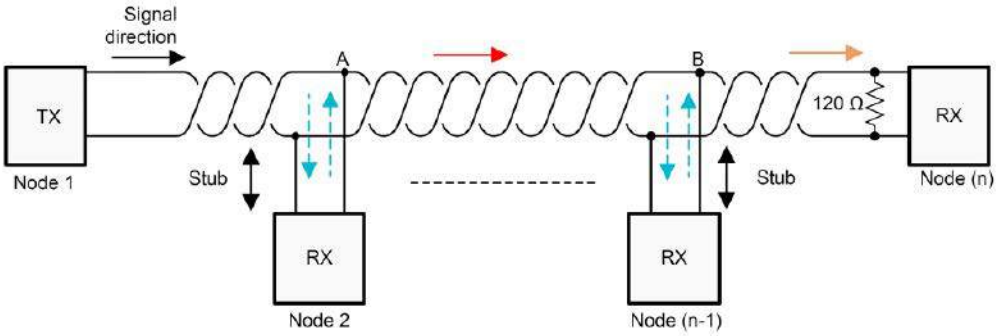
- Z_t jest impedancją terminacji,
- Z_o jest impedancją charakterystyczną przewodów/ścieżek, którymi podąża sygnał.



Rysunek 1. Struktura sieci full-duplex



Rysunek 2. Struktura sieci half-duplex



Rysunek 3. Zjawiska odbicia sygnału w sieci RS-485

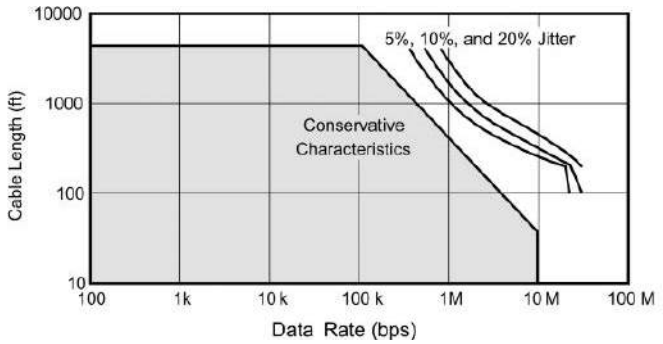
Zgodnie z teorią linii długich istotne jest ograniczenie nieciągłości niedopasowania impedancji w celu zminimalizowania odbić sygnału. Aby to osiągnąć, zalecaną praktyką projektową jest ograniczenie długości odgałęzień w sieci do minimum i terminowanie najdalszego węzła. Jeśli sygnał może podróżować w obu kierunkach, oba końce sieci muszą być zakończone odpowiednim terminatorem.

Terminacja krańców magistrali jest skuteczną metodą poprawy jakości sygnału. Jak pokazano na rysunkach 1 i 2, zazwyczaj oba węzły końcowe są zakończone rezystorami końcowymi, których wartość odpowiada impedancji charakterystycznej przewodów transmisyjnych. W niektórych zastosowaniach, takich jak automatyka budynkowa (systemy wentylacji, termostaty itd.), można dodawać lub usuwać węzły z sieci RS-485 w celu jej rekonfiguracji. Prowadzi to do drugiego i trzeciego problemu dla projektantów systemów – płytki aplikacyjne dla węzłów końcowych muszą być zaprojektowane inaczej niż dla węzłów środkowych, a technik musi ręcznie konfigurować każdy moduł, w celu rekonfiguracji terminacji w sieci, co jest podatne na błędy ludzkie, takie jak np. odwrócenie biegunowości przewodów podłączeniowych, niewłaściwa terminacja sieci itp.

Długość sieci, przepustowość danych i ślepe odnogi sieci

Standard RS-485 zapewnia pewne wytyczne dotyczące wyboru maksymalnej szybkości transmisji danych i długości sieci, jak pokazano na **rysunku 4**. Zależność między długością kabla a szybkością przesyłania sygnału określono dla różnych poziomów tolerowanego szumu fazowego sygnału (*jitter*). Linia ciągła to zachowawcze oszacowanie dla sygnału w zasadzie bez jittera. Długość sieci można zwiększać, jeśli system jest w stanie tolerować wyższy jitter w sygnale (5%, 10% i 20% jittera dla krzywych pokazanych na wykresie), a jednocześnie nadal jest w stanie prawidłowo rozróżnić wysokie i niskie bity. Przy mniejszych prędkościach transmisji danych rezystancja stałoprądowa kabla ogranicza maksymalną długość sieci, ponieważ rezystancja kabla tłumi sygnał. Wraz ze wzrostem częstotliwości sygnału właściwości zmiennoprądowe kabla i czasy narastania i opadania sygnału pochodzącego z drivera

eprasa.pl 78ba6336e6



Rysunek 4. Maksymalna prędkość transmisji danych w funkcji długości przewodów. Główne pole oznacza obszar bezpieczny, pokazane po prawej linie mówią o obszarze o zwiększonym szumie fazowym, do odpowiednio 5%, 10% i 20%

zaczynają ograniczać wielkość sieci w zależności od założonej prędkości lub odwrotnie.

Po podjęciu decyzji o długości sieci i operacyjnej szybkości transmisji danych dla sieci RS-485, kolejnym zadaniem jest określenie maksymalnej długości odgałęzienia w celu utrzymania dobrej jakości sygnału. Zgodnie z ogólną konserwatywną wytyczną zaleca się, aby długość elektryczna lub opóźnienie (w obie strony) odgałęzienia były mniejsze niż jedna dziesiąta czasu narastania sygnału ze sterownika, co daje maksymalną fizyczną długość odgałęzienia, jak pokazano w równaniu 2.

$$L_{(STUB)} \leq 0,1 \cdot t_r \cdot v \cdot c$$

gdzie:

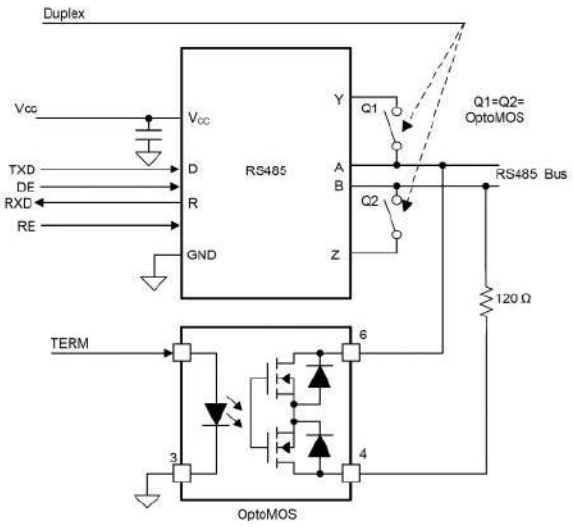
- t_r to czas narastania wyjścia sterownika od 10% do 90% wartości,
- c to prędkość światła (3×108 m/s),
- v to prędkość sygnału w przewodzie lub ścieżce jako ułamek prędkości c.

Typowo v dla przewodów sieciowych (Cat3...Cat7) zawiera się w zakresie od około 60% do 80%. Parametr ten jest na ogół podawany w karcie katalogowej danego przewodu.

Prowadzi to projektantów systemów do czwartego problemu – wyboru różnych urządzeń do ich projektów sieci o małej lub dużej szybkości oraz... do jego rozwiązania.

Rozwiązania dyskretne do kluczowania terminacji i dupleksowania

Projektanci systemów, próbując zaprojektować uniwersalną płytkę PCB z przełączalnym rezystorem terminatora, aby ta sama płytka PCB mogła być używana we wszystkich punktach sieci RS-485, mogą



Rysunek 5. Implementacja Opto-MOS do przełączania terminacji i dupleksu

stosować przekaźniki optyczne, takie jak Opto-MOS. Elementy opto-MOS reagują na logiczny sygnał wejściowy i włączają lub wyłączają przełącznik półprzewodnikowy o niskiej rezystancji. Zasadniczo jest to funkcjonalne połączenie klucza MOSFET z transoptorem, zapewniającym izolację galwaniczną. Izolacja optyczna umożliwia pracę szyn interfejsu z dowolnym napięciem współbieżnym, niezależnie od sygnału odniesienia. **Rysunek 5** pokazuje to rozwiązanie i rozszerza je o ideę przełącznika dupleksowości, co oznacza, że przy użyciu dwóch dodatkowych opto-MOS można zbudować rozwiązanie, które może działać jako half- oraz full-duplex, z włączoną lub wyłączoną terminacją.

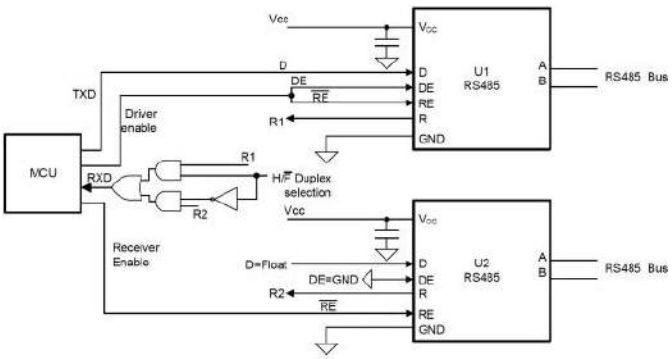
Problem z powyższym rozwiązaniem polega jednak na tym, że zajmuje ono znaczną powierzchnię płyty i jest drogie. Układ taki potrzebuje, oprócz samego transceivera (który zawsze musi być full-duplex, nawet jeśli nie jest to stosowane) trzy dodatkowe układy w postaci izolowanych galwanicznie kluczy MOSFET (opto-MOS).

Dyskretne przełączanie dupleksowania

Alternatywna implementacja dyskretna dla rozwiązania, które może działać jako transceiver half- lub full-duplex sterowany pinami, polega na użyciu dwóch transceiverów half-duplex i dobudowaniu do nich logiki, jak pokazano na **rysunku 6**, do przesyłania i odbierania danych w sieciach dwu- lub czteroprzewodowych. W **tabeli 1** opisano stan układów dla obu konfiguracji. Z tym rozwiązaniem jest taki sam problem, jak z poprzednim, dyskretnym rozwiązaniem, zawierającym klucze Opto-MOS. Zajmuje ono sporo miejsca na płytce z uwagi na użycie dwóch scalonych transceiverów oraz dodatkowej logiki sterującej – łącznie co najmniej 4 układy scalone w tej sekcji.

Elastyczne interfejsy RS-485 z układem THVD1424

Wszystkie problemy opisane w powyższych sekcjach mają jedno proste rozwiązanie, którym może być układ THVD1424 firmy Texas Instruments. Jak twierdzi producent, ma to być pierwszy na tym sektorze rynku prawdziwie elastyczny transceiver RS-485. Jest wyposażony w konfigurowalny terminator 120 Ω na pinach każdej z magistral – drivera i odbiornika, sterowane pinami przełączanie dupleksowości oraz kontrolę prędkości narastania i obadania zboczy w sygnale. Pozwala to na programową kontrolę konfiguracji interfejsu RS-485,

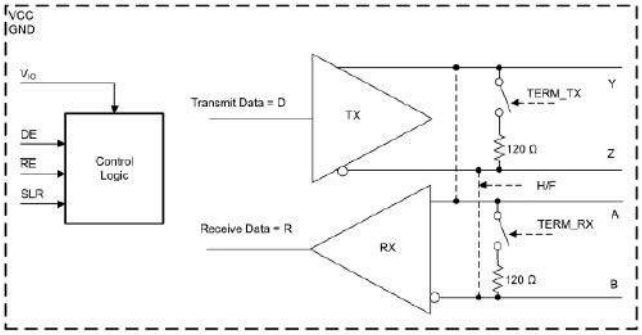


Rysunek 6. Logiczna implementacja przełączania dupleksowego

Tabela 1. Konfiguracje zapewniające przełączanie pomiędzy half- a full-duplex

Wybór dupleksowości	RXD	U1	U2
Stan wysoki (half-duplex)	R1	Działa jako TX i RX. Sygnał Drive Enable kontroluje działanie U1	Nieaktywny, można zignorować
Stan niski (full-duplex)	R2	Działa jako TX	Działa jako RX

eprasa.pl 78ba6336e6



Rysunek 7. Schemat blokowy układu THVD1424

dzięki czemu można wdrożyć identyczny moduł dla wszystkich typów sieci i we wszystkich jej punktach.

Układ może być używany w sieciach RS-485 typu half-duplex lub full-duplex, konfiguracja realizowana jest pinem H/F. Pin SLR układu służy do kontroli szybkości narastania. Może służyć do ustawienia urządzenia w trybie maksymalnej prędkości – 20 Mb/s – lub w trybie ograniczonej szybkości narastania dla prędkości do 500 kb/s. Terminatory sieci są sterowane za pomocą dwóch pinów TERM_TX i TERM_RX.

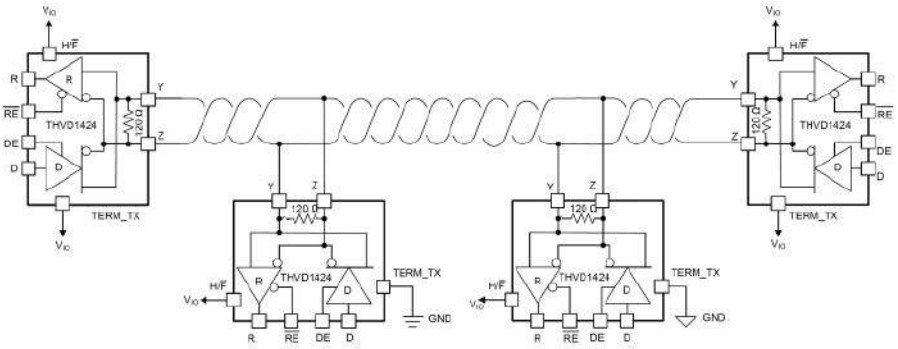
Układ ten ma również możliwość współpracy z mikrokontrolerami niskonapięciowymi dzięki obecności oddzielnego pinu VIO dla napięcia interfejsu mikrokontrolera, który przyjmuje zasilanie od 1,65 V do 5,5 V. Napięcie zasilania magistrali VCC może być niezależne od VIO i pozwala na zasilanie układu napięciem od 3 V do 5,5 V. Wszystkie te funkcje są umieszczone w niewielkiej obudowie 16-VQFN o wymiarach 3×3 mm, zapewniającej sprawne odprowadzanie ciepła z układu.

Inne funkcje tego układu to:

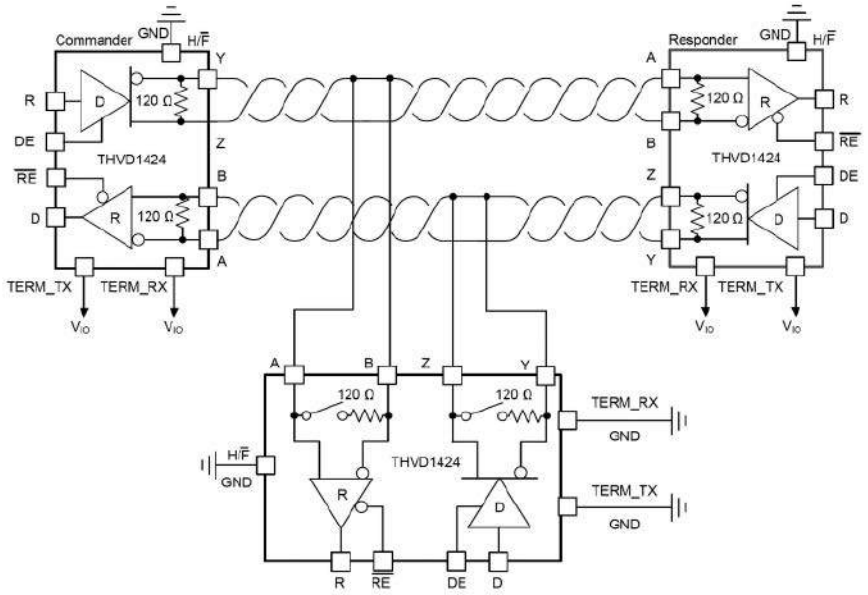
- rezystor terminujący magistralę może być włączany lub wyłączany na stykach magistrali niezależnie od stanu włączenia/wyłączenia sterownika lub odbiornika;
- terminatory utrzymują swoje parametry niezależnie od napięcia zasilania (od 3 do 5,5 V), napięcia współbieżnego magistrali (od –7 V do 12 V) i temperatury (od –40 do 125°C);
- urządzenie może pracować z zasilaniem 3,3 V lub 5 V;
- odbiorniki zapewniają 1/8 jednostki obciążenia, co pozwala na konstrukcję sieci obsługującej 256 węzłów na magistrali;
- odbiornik jest odporny na awarie magistrali, takie jak rozwarcie, zwarcie czy bezczynność magistrali;
- zabezpieczenie przed ESD na stykach magistrali zgodne z IEC 61000-4-2, poziom 4: ±8 kΩV wyładowanie stykowe oraz ±15 kΩV wyładowanie przez powietrze;
- filtr zakłóceń w torze odbiorczym dla trybu małej prędkości w celu odfiltrowania szybkich impulsów (szumu);
- rozszerzony przemysłowy zakres temperatur pracy: od –40 do 125°C;
- zintegrowane zabezpieczenia, takie jak ograniczenie prądu zwarciowego magistrali, wyłączenie termiczne i zasilanie podnapięciowe.

Schematy implementacji THVD1424

Na **rysunkach 8 i 9** pokazano, jak wszechstronny może być omawiany nadajnik. Schematy sieci pokazują, jak układ pasuje zarówno do sieci half-duplex, jak i full-duplex. Ten sam projekt płytki jest powielany we wszystkich pozycjach za pomocą samej konfiguracji oprogramowania. Eliminuje to potrzebę ręcznej interwencji w celu ponownej konfiguracji terminacji, ponieważ może to być obsługiwane przez oprogramowanie.



Rysunek 8. Sieć half-duplex z układami THVD1424

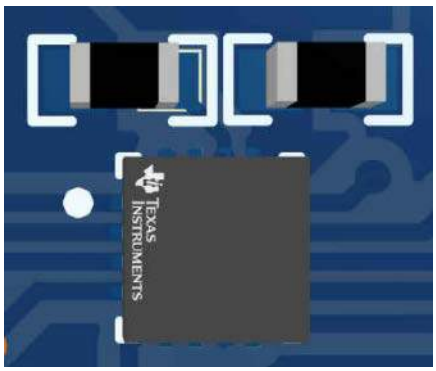


Rysunek 9. Sieć full-duplex z układami THVD1424

THVD1424 potrzebuje tylko dwóch kondensatorów filtrujących zasilanie o pojemności 1 μF na pinach zasilających VCC i VIO, aby poprawnie działać, zapewniając w ten sposób niezwykle kompaktową konstrukcję. Wszystkie piny logiczne, które mogą być podłączone na stałe do zasilania lub masy, znajdują się po bokach obudowy. Wszystkie cztery styki magistrali znajdują się po jednej stronie obudowy, aby umożliwić ergonomiczny projekt płytki drukowanej. Wizualizacja projektu płytki (fragment z omawianym układem) z kondensatorami filtrującymi został pokazany na **rysunku 10**.

Wyniki testów eksperymentalnych sieci z czterech THVD1424

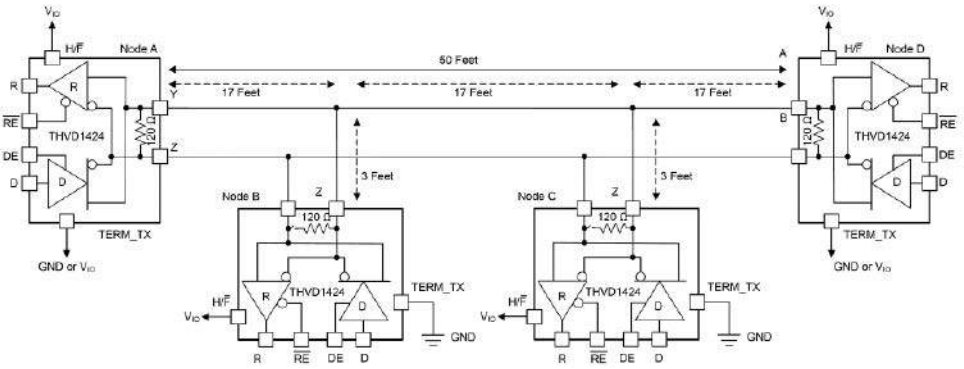
Czterowęzłowa sieć half-duplex została zbudowana przy użyciu skrętki dwużyłowej



Rysunek 10. Wizualizacja projektu płytki PCB z układem THVD1424

eprasa.pl 78ba6336e6

o długości 15,2 metra i czterech kart z układami THVD1424 połączonych w sposób pokazany na **rysunku 11**. Idealną topologią dla sieci wielopunktowej jest łańcuch, jednak zbudowana tutaj sieć ma bardziej typową topologię magistrali z odgałęzieniami, co pozwala jednocześnie pokazać wpływ długich odgałęzień na pogorszenie jakości sygnału. Każdy węzeł sieci został podłączony do zasilania z napięcia 5 V, a masa była wspólna dla wszystkich węzłów. Węzeł B był sterowany za pomocą generatora funkcji, a przebiegi magistrali zostały sprawdzone w węźle A.



Rysunek 11. Konfiguracja sieci z THVD1424

Przypadek 1

Pin kontroli prędkości narastania (SLR) dla każdego węzła został podłączony do masy, aby sprawdzić wpływ terminacji przy dużej prędkości. Węzeł B pracuje z prędkością 2 Mb/s (**rysunek 12**).

Przypadek 2

Węzeł B pracuje z szybkością 10 Mb/s (**rysunek 13**).

Przypadek 3

Węzeł B pracuje z szybkością 20 Mb/s (**rysunek 14**).

Przypadek 4

Pin SLR został ustawiony w stan wysoki dla wszystkich węzłów, a węzeł B działał z szybkością 500 kb/s (**rysunek 15**).

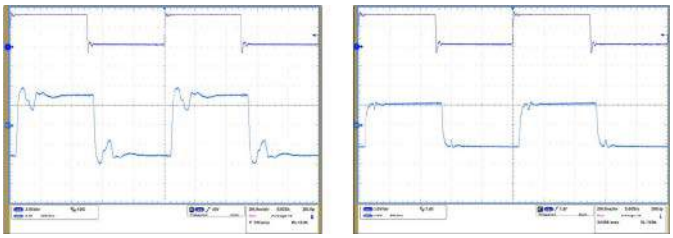
Jak pokazano na powyższych przebiegach, terminacja obu końców sieci znacznie poprawia kształty fali w magistrali poprzez zmniejszenie odbić. Chociaż 500 kb/s to znacznie mniejsza prędkość, a terminacja staje się opcjonalna przy małych prędkościach i na tej odległości, obecność terminacji nadal poprawia przebieg sygnału w tak skonfigurowanej magistrali.

Uwaga – przebiegi magistrali z terminacją mają mniejszą amplitudę, co jest zgodne z oczekiwaniami, ponieważ wyjście różnicowe nieobciążonego sterownika zbliża się do napięcia zasilania, a zatem jest wyższe niż wyjście obciążonego drivera. Długość odcinka pośredniczącego do magistrali jest celowo utrzymywana jako wyższa, niż można by napotkać w rzeczywistych sieciach dla tych czasów przejścia (ok. 10 ns – typowe dla sterownika ustawionego w trybie 20 Mb/s). Dodatkowo pamiętać należy, że sieć o takiej długości przy szybkości transmisji na poziomie 20 Mb/s będzie działać nieco gorzej z powodu strat w przewodach dla prądu przemiennego, dlatego przebiegi nawet w warunkach idealnych (z terminacją) nie są idealne.

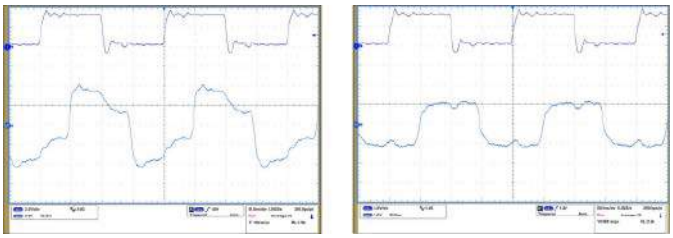
Podsumowanie

Układ THVD1424 oferuje ciekawe rozwiązanie pewnych problemów, z jakimi borykają się często projektanci systemów korzystających z sieci sterującej z interfejsem RS-485. Omawiany układ pozwala, bez zwiększania miejsca na płytce drukowanej lub kosztu rozwiązania, zapewnić pełną elastyczność, z możliwością programowego przełączania pomiędzy interfejsem half- a full-duplex czy kontrolą terminacji. Gdy projektant systemu przetestuje i zakwalifikuje urządzenie, jest ono gotowe do użycia we wszystkich obecnych, jak i przyszłych platformach projektowych, co znacznie zmniejsza koszty i czas opracowywania nowych rozwiązań oraz przyspiesza czas wprowadzenia nowych systemów na rynek.

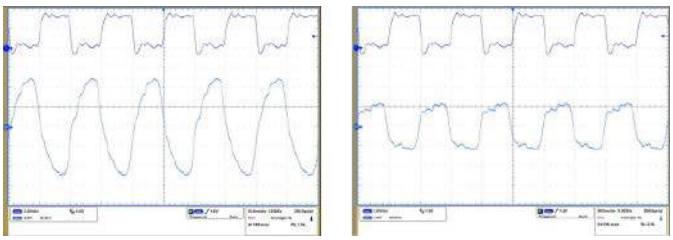
Nikodem Czechowski, EP



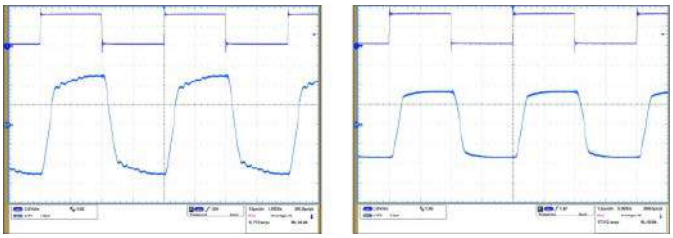
Rysunek 12. Węzeł A i węzeł D bez terminacji (po lewej) i z terminacją (po prawej) z komunikacją przy prędkości 2 Mb/s



Rysunek 13. Węzeł A i węzeł D bez terminacji (po lewej) i z terminacją (po prawej) z komunikacją przy prędkości 10 Mb/s



Rysunek 14. Węzeł A i węzeł D bez terminacji (po lewej) i z terminacją (po prawej) z komunikacją przy prędkości 20 Mb/s

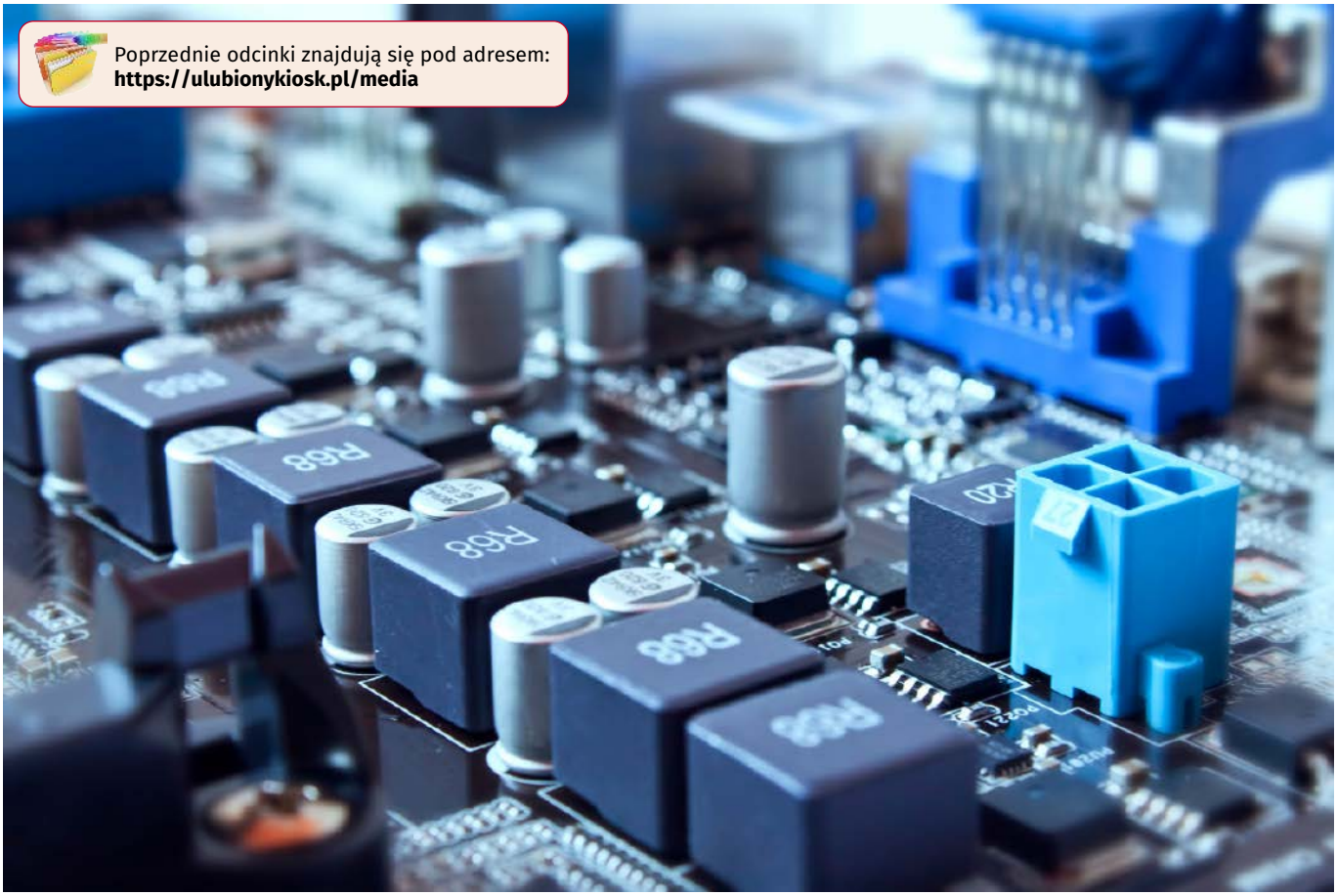


Rysunek 15. Węzeł A i węzeł D bez terminacji (po lewej) i z terminacją (po prawej) z komunikacją przy prędkości 500 kb/s

Bibliografia:

1. Vikas Kumar Thawani, Mani Bhushan Ray, *Reduce System Design Time and Cost with Flexible RS-485 Transceivers*, Texas Instruments Technical White Paper SLLA595B, styczeń 2023,
2. https://www.ti.com/product/THVD1424,
3. Kankan Wang, Hao Liu, *RS-485 Basics Series*, Texas Instruments Technical White Paper, SLLA545, luty 2021.

eprasa.pl 78ba6336e6



Poprzednie odcinki znajdują się pod adresem:
https://ulubionykiosk.pl/media

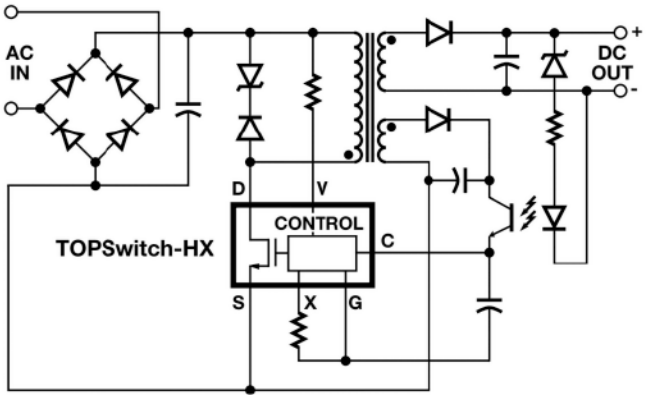
Urządzenia zasilające (4)

Praktyczne przykłady aplikacji zasilaczy impulsowych

W poprzedniej części cyklu omówiłem teoretyczne zasady działania przetwornic impulsowych. Teraz opiszę praktyczne przykłady aplikacji oraz zaprezentuję na praktycznym przykładzie, jak obliczać ich parametry. Na koniec tej części wskażę ciekawe rozwiązania układowe stosowane w przetwornicach DC/DC.

Układy FlyBack
Seria TOP252-262

Układy serii TOP należą do najpopularniejszych zintegrowanych przetwornic typu FlyBack. Ich główną charakterystyczną cechą jest sposób zasilania. W momencie startu wewnętrzne bloki zasilane są poprzez obwód klucza wyjściowego, natomiast po rozruchu, w czasie ciągłej pracy, zasilanie pobierane jest poprzez wejście pętli sprzężenia zwrotnego sterującego modulatorem szerokości impulsu. Takie rozwiązanie zmniejsza liczbę elementów zewnętrznych i eliminuje wyprowadzenia przeznaczone do zasilania. Ponadto można w nich zaprogramować maksymalną szerokość impulsu, wartość prądu zabezpieczenia przeciwzwarciowego oraz ustawić jedną z dwóch częstotliwości pracy: 66 i 132 kHz. Wyposażone są one również w układ łagodnego startu oraz rozwiązania do minimalizacji zakłóceń.



Rysunek 1. Schemat aplikacji układów serii TOP252...262

Typowy schemat aplikacyjny układu pokazany jest na **rysunku 1**. Wejście V służy do zaprogramowania zabezpieczenia przed zbyt wysokim i niskim napięciem zasilania, co wpływa również na maksymalny współczynnik wypełnienia, natomiast wyprowadzenie X ustala maksymalny prąd klucza.

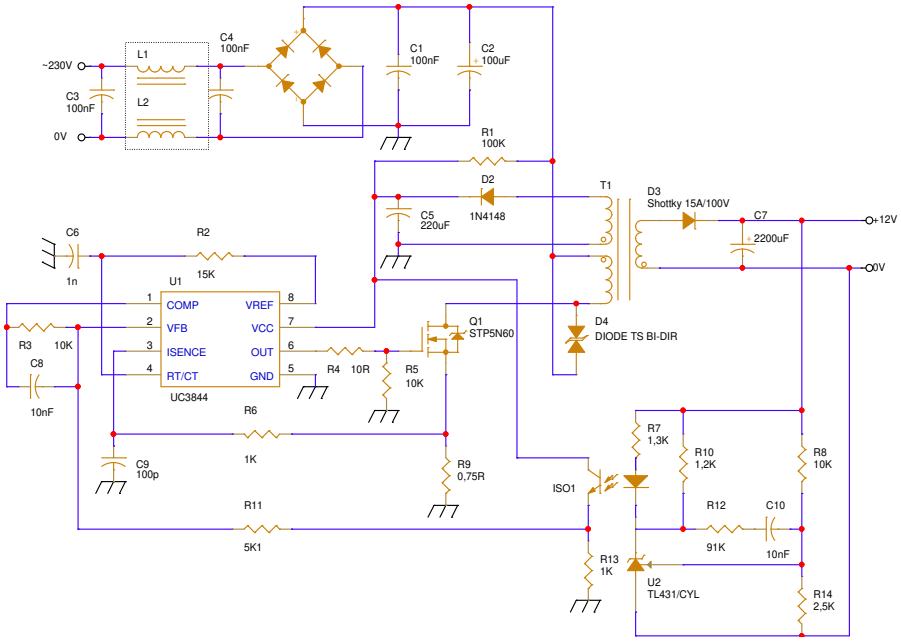
Na stronie firmy Power-Integrations można skorzystać z gotowego programu do obliczenia parametrów elementów przetwornicy, w następnym przykładzie zaprezentuję przykład ich obliczenia.

eprasa.pl 78ba6336e6

Kontrolery serii UC3842...UC3845

Rodzina tych układów pomimo, że zawiera już nieco przestarzałe rozwiązania należała do najbardziej popularnych sterowników przetwornic FlyBack i nadal jest szeroko stosowana. Kontroler jest przeznaczony do pracy w trybie prądowym (rozwiązanie to jest coraz rzadziej stosowane). Działanie układu w tym trybie polega na tym, że na wejście modulatora szerokości impulsu nie podaje się sygnału bezpośredniego z generatora, a wartość spadku napięcia na rezystorze pomiarowym włączonym w uzwojenie pierwotne na neutralnej elektrodzie klucza.

Schemat aplikacyjny z układem UC3844 pokazano na **rysunku 2**. Na podstawie tego schematu zaprojektujemy transformator do przetwornicy o mocy 100 W i napięciu wyjściowym 12 V. Zazwyczaj przyjmuje się, że przetwornica powinna pracować przy niskim współczynniku wypełnienia – ok. 30%, co jest wartością najbardziej optymalną w większości przypadków. Następnie przyjmiemy stosunek składowej stałej strumienia do składowej zmiennej przy maksymalnej mocy wyjściowej równy 1/5 oraz współczynnik AL rdzenia transformatora równy 100.



Rysunek 2. Schemat aplikacji układów serii UC384x

Średnia wartość prądu wynosi:

$$I_{sr} = \frac{P}{U_{we}} = (\frac{I_\Delta}{2} + I_{const}) \cdot D$$

$$I_\Delta = \frac{U_{we} \cdot D}{L \cdot f}$$

Przyjęliśmy:

$$\frac{I_\Delta}{I_{const}} = \frac{1}{5} = n$$

gdzie:

- *P* – moc wyjściowa
- *Uwe* – napięcie wejściowe,
- *IΔ* – przyrost prądu w czasie jednego cyklu przetwornicy,
- *Iconst* – wartość prądu związana ze stałą wartością strumienia w rdzeniu.

Na podstawie powyższych zależności możemy wyznaczyć indukcyjność uzwojenia pierwotnego:

$$L = \frac{(\frac{1}{2} + \frac{1}{n}) \cdot U_{we}^2 \cdot D^2}{P \cdot f} = \frac{5,5 \cdot 322^2 \cdot 0,3^2}{100 \cdot 100000} = 5,1mH$$

uzwojenie pierwotne:

$$Z_p = \sqrt{\frac{L}{AL}} = \sqrt{\frac{5,1 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-9}}} = 227$$

uzwojenie wtórne:

$$Z_w = \frac{U_{wy}}{U_{we} \cdot D} \cdot Z_p = 28$$

Na zakończenie pozostało nam dobrać typ rdzenia spełniającego warunek tak, aby nie została przekroczona maksymalna wartość indukcji magnetycznej:

$$B = \frac{\Psi}{S} = \frac{I_\Delta \cdot (1 + \frac{1}{n}) \cdot L}{S \cdot Z_p}$$

Minimalna powierzchnia rdzenia:

$$S = \frac{\frac{(1+\frac{1}{n}) \cdot P \cdot L}{U_{we} \cdot (\frac{1}{2}+\frac{1}{n}) \cdot D}}{B \cdot Z} = \frac{\frac{6 \cdot 100 \cdot 5,1 \cdot 10^{-3}}{322 \cdot 5,5 \cdot 0,3}}{0,3 \cdot 227} = 85 \cdot 10^{-6} m^2$$

Możemy zatem wybrać rdzeń typu E35/18/10 o wymiarach kolumny wewnętrznej 10×10 mm.

Następnie przystąpmy do wyznaczenia grubości przewodów. Dla uproszczenia załóżmy, że uzwojenie ma kształt prostokątny oraz przekroje przewodów są w kształcie kwadratu. Aby w uzwojeniach były takie same straty mocy, musi być spełniony warunek:

$$\frac{S_w}{S_p} = \frac{\frac{Z_p \cdot D}{1-D}}{Z_w}$$

Powierzchnia zajmowana przez uzwojenia wynosi:

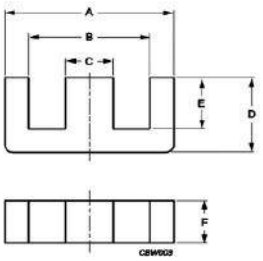
$$S = S_p \cdot Z_p + S_w \cdot Z_w$$

czyli:

$$S = S_p \cdot Z_p + \frac{S_p \cdot Z_p \cdot D}{1 - D}$$

Z dokumentacji rdzenia E35/18/10 możemy odczytać jego wymiary – **rysunek 3**. Z podanych danych katalogowych wynika, że okno transformatora ma wymiary 7×25 mm, czyli ma powierzchnię 175 mm². Biorąc pod uwagę rozmiary karkasu i miejsce zajmowane przez izolację, możemy przyjąć nawet z pewnym zapasem, że dostępna powierzchnia dla uzwojeń wynosi 100 mm². Czyli powierzchnia przekroju uzwojenia pierwotnego *Sp* wynosi 0,31 mm², więc ma szerokość:

Dimensions for product: E35/18/10						
	Nom	Tol +	Tol -	Max	Min	Unit
A	35.00	0.50	0.50	35.50	34.50	mm
B					24.50	mm
C	10.00	0.30	0.30	10.30	9.70	mm
D	17.50	0.25	0.25	17.75	17.25	mm
E	12.50	0.25	0.25	12.75	12.25	mm
F	10.00	0.30	0.30	10.30	9.70	mm



Rysunek 3. Fragment dokumentacji rdzenia E35/18/10

eprasa.pl 78ba6336e6

$$d_p = \sqrt{S_p} = 0,56mm$$

Powierzchnia przekroju uzwojenia wtórnego wynosi:

$$S_w = \frac{S - S_p \cdot Z_p}{Z_w} = \frac{100 - 0,31 \cdot 227}{28} = 1mm^2$$

czyli ma szerokość:

$$d_w = \sqrt{S_w} = 1mm$$

Pozostało już tylko wyznaczyć ilość zwojów uzwojenia pomocniczego służącego do zasilania obwodu transoptora pętli sprzężenia zwrotnego, które jednocześnie służy do zasilania układu scalonego. Ponieważ wartość jego prądu jest znikomo mała, może być nawinięte cienkim drutem. Powinno mieć napięcie większe od dolnego napięcia progowego, czyli >10 V. Wartość tego napięcia można przyjąć na około 15 V. Zatem liczba zwojów wynosi:

$$Z_{pom} = \frac{Z_{wt} \cdot 15}{12} = 35zw$$

Układy w konfiguracji Half-Bridge SG3524 oraz TL494

Najpopularniejsze sterowniki przetwornic stosowane w układach z dwoma kluczami to właśnie SG3524 oraz TL494. Mogą działać z wysoką częstotliwością (powyżej 300 kHz) oraz mają duży prąd wyjściowy (SG3524 – 100 mA, TL494 250 mA), zatem mogą bezpośrednio sterować kluczami mocy.

Przykład projektu przetwornicy z użyciem układu SG3524 został pokazany na **rysunku 4**. Układ sterujący przetwornicą zasilany jest poprzez pomocniczy zasilacz (T3). Klucze mocy sterowane są poprzez transformator separujący o przekładni 1:2, co dodatkowo zwiększa wartość prądu sterującego kluczami. O napięciu wyjściowym, stabilizowanym przez kontroler, decyduje dzielnik złożony z rezystorów R4 i R5:

$$U_{wy} = 2,5V \cdot (\frac{R_4}{R_5} + 1)$$

Wszystkie obliczenia wykonane są przy założeniu, że zastosowano elementy idealne. Zakładamy, że stosunek prądu spoczynkowego do prądu obciążenia wynosi 1/10, czyli:

$$\frac{I_\Delta}{I_o} = \frac{1}{10}$$

$$I_\Delta = \frac{U_{we} \cdot D}{L_p \cdot f \cdot 8}$$

$$I_o = \frac{P}{U_{we}} = \frac{100}{322} = 0,31A$$

Dla zachowania szerokiego zakresu napięć wejściowych przyjmujemy współczynnik wypełnienia D=50%, czyli indukcyjność uzwojenia pierwotnego:

$$L_p = \frac{10 \cdot U_{we} \cdot D}{I_o \cdot f \cdot 8} = 6,5mH$$

Teraz należy tak dobrać transformator, aby zmieściły się na nim uzwojenia. Może to być na przykład: E32/16/9. Wybieramy wariant bez szczeliny z materiału 3C90 o współczynniku AL = 2500. Czyli uzwojenie pierwotne ma następującą liczbę zwojów:

$$Z_p = \sqrt{\frac{L_p}{AL}} = 51$$

Na wyjściu przetwornicy zakładamy napięcie 12 V, zatem uzwojenie wtórne powinno dostarczać napięcie:

$$U_{wytr} = \frac{U_{wy}}{D}$$

czyli liczba zwojów uzwojenia wtórnego wynosi:

$$Z_w = \frac{Z_p \cdot U_{wytr} \cdot 2}{U_{we}} = Z_p \frac{U_{wy} \cdot 2}{U_{we} \cdot D} = 8$$

Możemy jeszcze oszacować indukcyjność dławika wyjściowego. Tu również można przyjąć, że prąd średni dławika jest 10 razy większy od składowej zmiennej, czyli:

$$I_Z = \frac{U_{wytr} \cdot D}{L \cdot f}$$

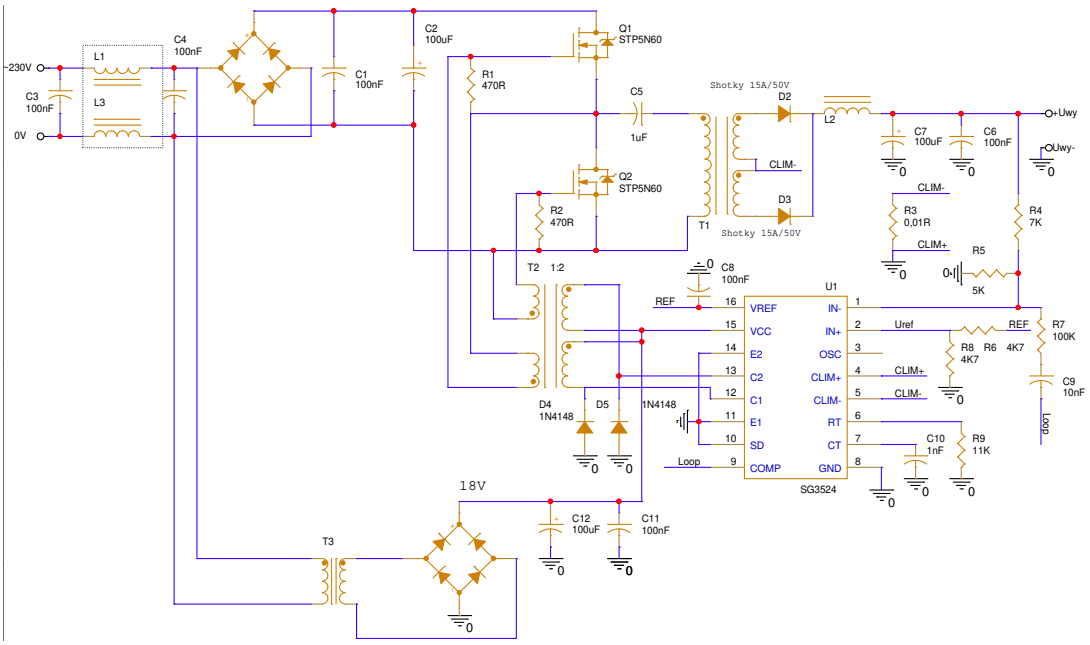
$$I_{st} = \frac{P}{U_{wy}}$$

$$L = \frac{10 \cdot {U_{wy}}^2}{P \cdot f} = \frac{10 \cdot 12^2}{100 \cdot 100000} = 144\mu H$$

Możemy jeszcze wyznaczyć parametry transformatora sterującego. Zależy nam na tym, aby prąd spoczynkowy był jak najmniejszy, więc proponuję przyjąć około 10 mA:

$$L = \frac{U_{st}}{2 \cdot f \cdot I_{st}} = \frac{18}{2 \cdot 100000 \cdot 0,01} = 9mH$$

Należy zastosować transformator o indukcyjności uzwojeń wtórnych większej niż 9 mH oraz przekładni 1:2.



Rysunek 4. Schemat przetwornicy z zastosowaniem układu SG3524

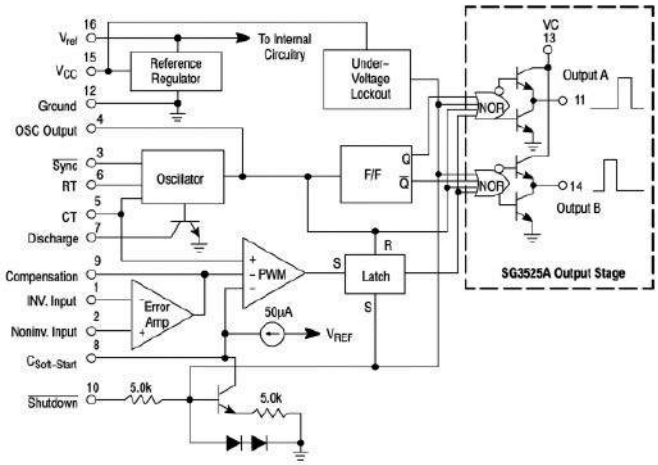
SG3525

Układ SG3525 jest podobny do poprzedniego z tym, że ma wyjścia w konfiguracji push-pull, dzięki temu może sterować bezpośrednio tranzystorami MOSFET. Schemat funkcjonalny tego układu pokazano na **rysunku 5**.

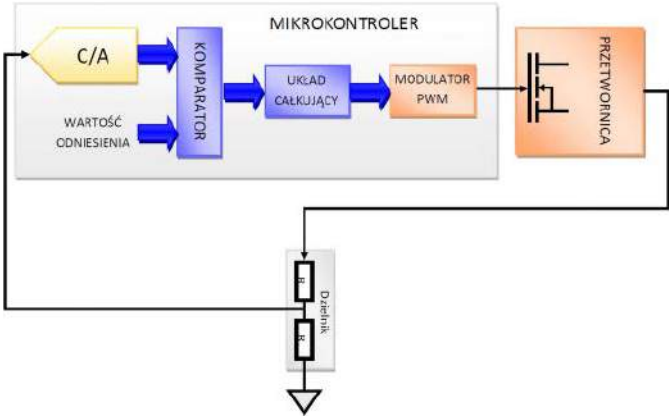
Przetwornice sterowane przez mikrokontroler

Obecnie często przetwornice impulsowe wykonuje się z zastosowaniem mikrokontrolera. Układy czasowo-licznikowe z wyjściami PWM są odpowiednie do sterowania kluczami mocy. Schemat blokowy takiego rozwiązania

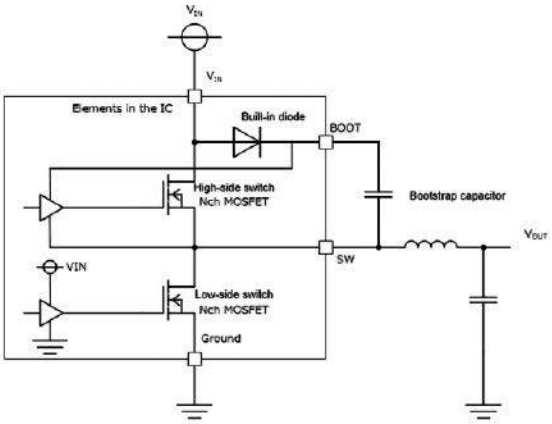
eprasa.pl 78ba6336e6



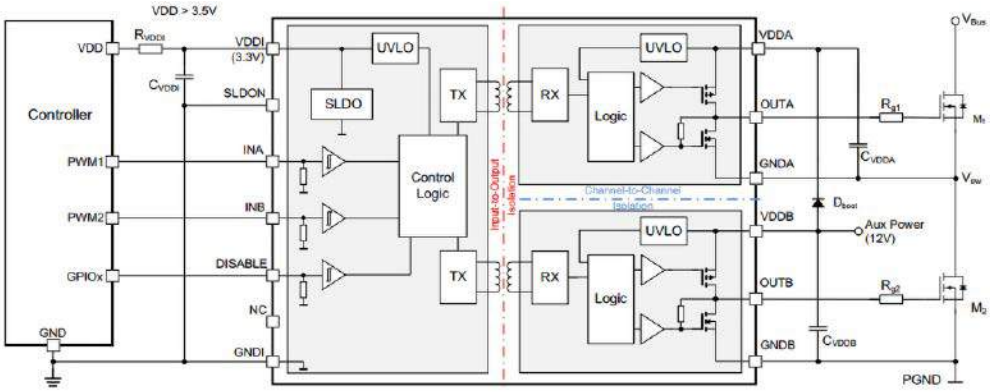
Rysunek 5. Schemat wewnętrzny układu SG3525/2527



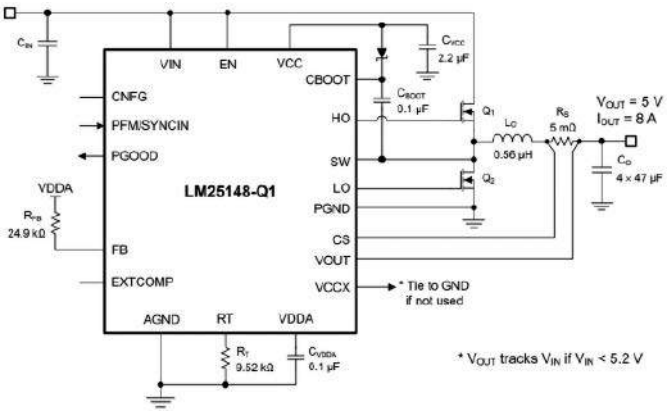
Rysunek 6. Schemat blokowy przetwornicy sterowanej przez mikrokontroler



Rysunek 7. Przykład zastosowania układu Bootstrap w układzie scalonym



Rysunek 8. Schemat aplikacyjny izolowanego sterownika tranzystorów MOSFET serii 2EFx



Rysunek 9. Układ przetwornicy, w której zastosowano obwód aktywnej diody – tranzystor Q2

pokazany jest na **rysunku 6**. Algorytm programu wykonuje porównanie napięcia wyjściowego z napięciem odniesienia oraz steruje wyjściem (wyjściami) PWM poprzez regulator całkujący.

W programie sterującym należy tylko tak dobrać parametry układu całkującego, aby zapewnić stabilność działania przetwornicy.

Rozwiązania układowe stosowane w przetwornicach DC/DC

Układ Bootstrap

W przetwornicach DC/DC często stosuje się układ typu Bootstrap. Służy on do podniesienia napięcia zasilającego obwodu sterującego tranzystorem MOSFET, najczęściej w konfiguracji High-Side. Jego działanie polega na ładowaniu kondensatora, którego drugie wyprowadzenie podłączone jest do wyjścia klucza. W czasie wyłączenia klucza kondensator ładowany jest napięciem zasilania, w momencie wystąpienia wysokiego napięcia na wyjściu klucza kondensator zasila obwód sterownika tranzystora napięciem wyższym od zasilającego. Przykład takiego układu pokazany jest na **rysunku 7**.

Izolowane sterowniki do tranzystorów MOS-FET

Często zachodzi potrzeba zastosowania izolacji pomiędzy układem sterującym przetwornicy a kluczami MOSFET. Stosuje się wtedy zazwyczaj transformatory sterujące lub specjalizowane sterowniki z izolacją galwaniczną. Ten rodzaj sterowania wymaga pomocniczego napięcia zasilania po wyjściowej stronie sterownika. Na **rysunku 8** pokazano przykładową aplikację z użyciem układu scalonego serii 2EFx.

Prostowniki synchroniczne

W niektórych układach, aby zmniejszyć spadek napięcia na prostowniku, zamiast diody można zastosować układ detektora synchronicznego, składającego się z tranzystora MOSFET oraz układu sterującego. Tranzystor MOSFET mocy musi pracować w trybie inwersyjnym, gdyż technologia jego wykonania powoduje, że zawiera on wewnętrzną diodę pomiędzy drenem a źródłem.

Zazwyczaj układy takie są stosowane w scalonych kontrolerach przetwornic. Zawierają wtedy wyjście do sterowania zewnętrznym kluczem. Przykład takiego rozwiązania został pokazany na **rysunku 9.**

Tomasz Krogulski
krogul70@gmail.com

eprasa.pl 78ba6336e6

Poprzednie odcinki znajdują się pod adresem:
https://ulubionykiosk.pl/media

Kurs FPGA Lattice (10)

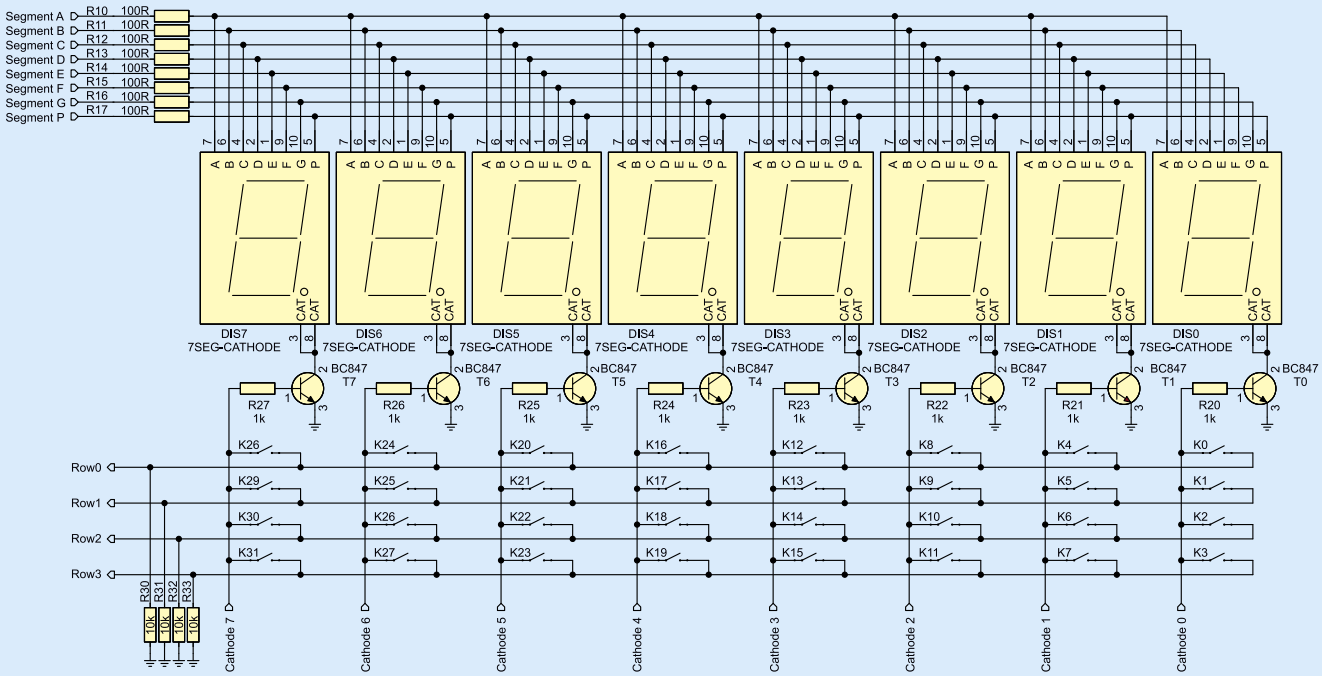
Klawiatura matrycowa i maszyna stanów

Klawiatura matrycowa to prosty sposób, by wykorzystać dużą liczbę przycisków przy małej liczbie połączeń. Przygotujemy prosty do zrozumienia, ale mało efektywny moduł, obsługujący taką klawiaturę. W dalszej części poznamy, co to jest maszyna stanów i jak można ją wykorzystać, by zoptymalizować modułu klawiatury.

Schemat klawiatury matrycowej pokazano na **rysunku 1**. Klawiatura powstała przez rozbudowę wyświetlacza matrycowego, który omawialiśmy w poprzednim odcinku kursu. Korzystając z zaledwie czterech dodatkowych sygnałyów **Rows[3:0]**, mamy możliwość podłączenia aż 32 przycisków!

Wyświetlaczem steruje moduł **DisplayMultiplex** z poprzedniego odcinka kursu. Steruje on katodami wyświetlaczy **Cathodes[7:0]**, uaktywniając każdą z nich na pewien krótki okres czasu. Stan wysoki powoduje otwarcie tranzystora i zaświecenie tych segmentów, do których doprowadzono stan wysoki poprzez sygnały **Segments[A-P]**. Moduł aktywuje po kolei wszystkie cyfry wyświetlacza, zaczynając od zerowego i kończąc na siódmym. Ilustruje to **rysunek 2**.

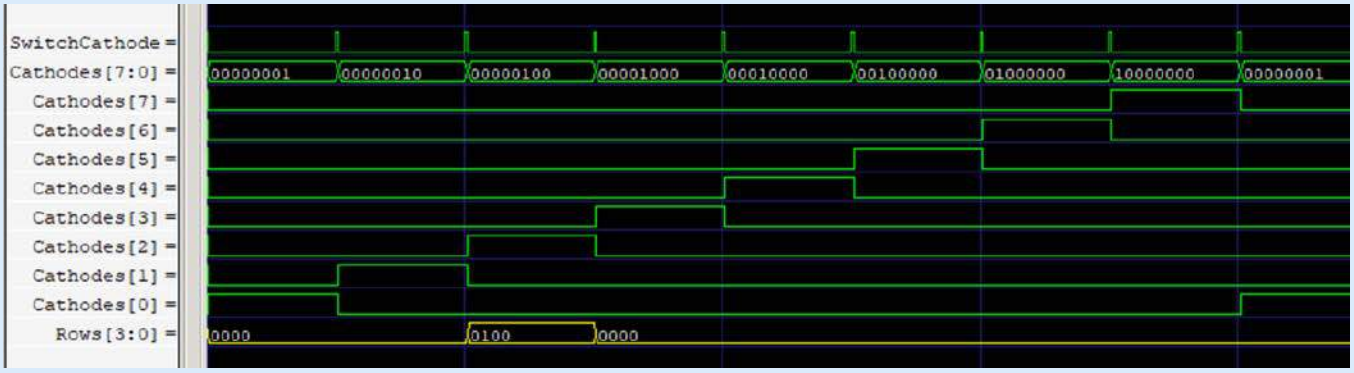
Wejścia **Rows[3:0]** dostarczają układowi FPGA informacji o tym, który przycisk jest wciśnięty. Normalnie są w stanie niskim. Ten stan jest wymuszony przez rezystory R30...R33. W przypadku MachXO2 można te rezystory pominąć i użyć wewnętrznych rezystorów pull-down dostępnych wewnątrz FPGA (można je uaktywnić w narzędziu Spreadsheet). Wciśnięcie przycisku spowoduje przejście odpowiadającego mu sygnału **Rows[3:0]** w stan wysoki, ale tylko wtedy, kiedy stan wysoki jest również na odpowiadającej mu katodzie wyświetlacza. Na rysunku 2 pokazano jak zmieniają się sygnały na wyjściach **Cathodes[7:0]** i wejściach **Rows[3:0]** w sytuacji, kiedy wciśnięty jest przycisk K10, leżący na skrzyżowaniu sygnału **Cathode[2]** i **Row[2]**.



Rysunek 1. Schemat wyświetlacza multipleksowanego z klawiaturą matrycową

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie
https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl 78ba6336e6



Rysunek 2. Przebiegi na wyjściach Cathodes[7:0] i wejściach Rows[3:0], kiedy wciśnięty jest przycisk K10

Musimy opracować moduł, który będzie obserwował sygnały **Cathodes[7:0]** oraz **Rows[3:0]** i w rezultacie będzie informował o tym, że jakiś przycisk został wciśnięty oraz jaki jest numer wciśniętego przycisku (w formacie szesnastkowym).

Tworząc nowy projekt w programie Diamond, utwórz implementację o nazwie **Combo**. Dodaj do niej następujące pliki:

1. top.v
2. display_multiplex.v
3. decoder_7seg.v
4. strobe_generator.v
5. matrix_keyboard.v

Moduły **DisplayMultiplex**, **Decoder7seg** i **StrobeGenerator** omawialiśmy szczegółowo w poprzednich odcinkach kursu i nie będziemy ich tutaj omawiać ponownie. Po tym, jak napiszemy i przetestujemy moduły **top** oraz **MatrixKeyboard**, skopiujemy całość i utworzymy nową implementację o nazwie **StateMachine**. Druga implementacja będzie różnić się zawartością pliku *matrix_keyboard.v*. Na końcu porównamy maksymalną częstotliwość sygnału zegarowego dla obu implementacji oraz jakie mają zapotrzebowanie na zasoby sprzętowe.

MatrixKeyboard

Moduł **MatrixKeyboard** obsługuje 32 przyciski, zorganizowane w matrycę 8 kolumn i 4 rzędów. Można by się pokusić o napisanie tego modułu w sposób sparametryzowany, aby obsługiwać dowolną liczbę rzędów i kolumn przycisków. Stwierdziłem jednak, że kod będzie prostszy do zrozumienia, jeżeli liczba kolumn i rzędów zostanie ustawiona na sztywno.

Analizę **listingu 1** zaczniemy od zapoznania się z portami wejściowymi i wyjściowymi:

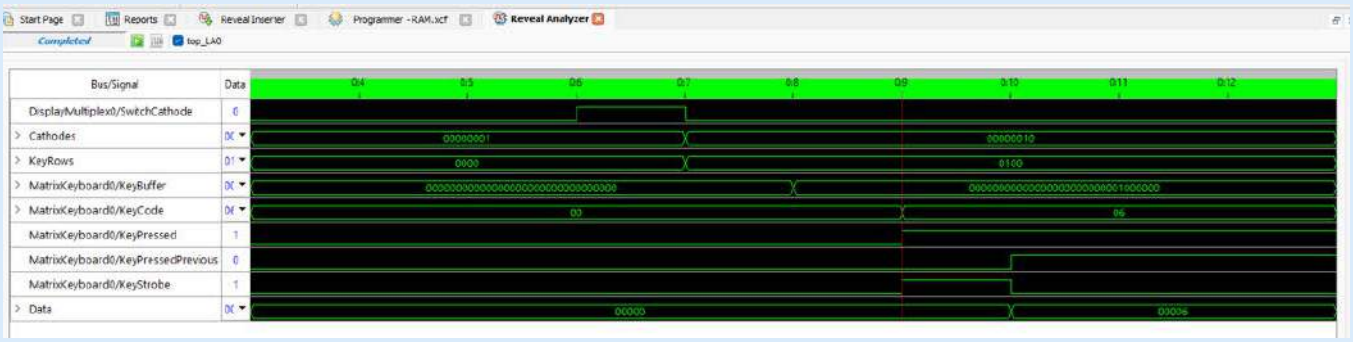
- **Clock** – wejście sygnału zegarowego,
- **Reset** – wejście sygnału resetującego, aktywne w stanie niskim,
- **Cathodes[7:0]** – wejście sygnałów sterujących katodami wyświetlacza multipleksowanego, które jednocześnie służą do aktywowania kolumn przycisków,
- **Rows[3:0]** – wejście rzędów przycisków,
- **KeyStrobe** – wyjście sygnalizujące, że został wciśnięty jakiś przycisk. Zostaje ustawione w stan wysoki tylko na jeden takt sygnału zegarowego,
- **KeyPressed** – wyjście sygnalizujące, że został wciśnięty jakiś przycisk. Pozostaje w stanie

Listing 1. Kod modułu MatrixKeyboard

```
// Plik matrix_keyboard.v
module MatrixKeyboard(
  input Clock,
  input Reset,
  input [7:0] Cathodes,
  input [3:0] Rows,
  output KeyStrobe,
  output reg KeyPressed,
  output reg [4:0] KeyCode
);

  // Bufor wszystkich przycisków
  reg [31:0] KeyBuffer;                                                    // #1

  // Kopiowanie wejścia Rows do odpowiedniej pozycji w buforze
  always @(posedge Clock, negedge Reset) begin
    if(!Reset)
      KeyBuffer <= 0;
    else begin
      if(Cathodes[0]) KeyBuffer[ 3: 0] <= Rows[3:0];                       // #2
      if(Cathodes[1]) KeyBuffer[ 7: 4] <= Rows[3:0];
      if(Cathodes[2]) KeyBuffer[11: 8] <= Rows[3:0];
      if(Cathodes[3]) KeyBuffer[15:12] <= Rows[3:0];
      if(Cathodes[4]) KeyBuffer[19:16] <= Rows[3:0];
      if(Cathodes[5]) KeyBuffer[23:20] <= Rows[3:0];
      if(Cathodes[6]) KeyBuffer[27:24] <= Rows[3:0];
      if(Cathodes[7]) KeyBuffer[31:28] <= Rows[3:0];
    end
  end

  // Analizowanie bufora
  // Ustalanie czy wciśnięto któryś przycisk i jaki jest jego kod
  always @(posedge Clock, negedge Reset) begin
    if(!Reset) begin
      KeyCode    <= 0;
      KeyPressed <= 0;
    end else begin
      if(KeyBuffer[0])        begin KeyCode <= 5'd0;  KeyPressed <= 1'b1; end // #3
      else if(KeyBuffer[1])   begin KeyCode <= 5'd1;  KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[2])   begin KeyCode <= 5'd2;  KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[3])   begin KeyCode <= 5'd3;  KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[4])   begin KeyCode <= 5'd4;  KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[5])   begin KeyCode <= 5'd5;  KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[6])   begin KeyCode <= 5'd6;  KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[7])   begin KeyCode <= 5'd7;  KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[8])   begin KeyCode <= 5'd8;  KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[9])   begin KeyCode <= 5'd9;  KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[10])  begin KeyCode <= 5'd10; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[11])  begin KeyCode <= 5'd11; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[12])  begin KeyCode <= 5'd12; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[13])  begin KeyCode <= 5'd13; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[14])  begin KeyCode <= 5'd14; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[15])  begin KeyCode <= 5'd15; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[16])  begin KeyCode <= 5'd16; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[17])  begin KeyCode <= 5'd17; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[18])  begin KeyCode <= 5'd18; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[19])  begin KeyCode <= 5'd19; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[20])  begin KeyCode <= 5'd20; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[21])  begin KeyCode <= 5'd21; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[22])  begin KeyCode <= 5'd22; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[23])  begin KeyCode <= 5'd23; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[24])  begin KeyCode <= 5'd24; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[25])  begin KeyCode <= 5'd25; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[26])  begin KeyCode <= 5'd26; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[27])  begin KeyCode <= 5'd27; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[28])  begin KeyCode <= 5'd28; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[29])  begin KeyCode <= 5'd29; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[30])  begin KeyCode <= 5'd30; KeyPressed <= 1'b1; end
      else if(KeyBuffer[31])  begin KeyCode <= 5'd31; KeyPressed <= 1'b1; end
      else KeyPressed <= 1'b0;                                             // #4
    end
  end

  // Wykrywanie zbocza rosnącego na KeyPressed
  reg KeyPressedPrevious;                                                  // #5
  always @(posedge Clock, negedge Reset) begin
    if(!Reset)
      KeyPressedPrevious <= 0;
    else
      KeyPressedPrevious <= KeyPressed;                                    // #6
  end

  assign KeyStrobe = !KeyPressedPrevious && KeyPressed;                    // #7

endmodule
```

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie
https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl 78ba6336e6



Rysunek 3. Przebiegi wybranych sygnałów dla modułu klawiatury w wersji kombinacyjnej, kiedy wciśnięty jest przycisk numer 6

wysokim tak długo, jak przycisk jest wciśnięty. Stan niski oznacza, że żaden przycisk nie jest wciśnięty,

- **KeyCode[4:0]** – wyjście podające numer ostatnio wciśniętego przycisku. Szerokość tego wyjścia jest 5-bitowa, ponieważ przycisków są 32 sztuki.

Kod rozpoczynamy od utworzenia 32-bitowego rejestru **KeyBuffer** (linia #1). Składa się on z 32 przerzutników D, a stan każdego z nich odzwierciedla stan odpowiadającego mu przycisku. W pierwszym bloku `always`, kopiujemy stan sygnałów wejściowych **Rows[3:0]** do odpowiednich bitów **KeyBuffer[31:0]**. Decyduje o tym, która katoda w danej chwili ma stan wysoki (linia #2).

W drugim bloku `always` analizujemy stan bufora (linia #3). Jest to dość długie drzewo decyzyjne `if-else`, badające po kolei wszystkie bity w buforze. Jeżeli któryś z nich ma stan wysoki, to znaczy, że przycisk jest wciśnięty. W takiej sytuacji do rejestru wyjściowego **KeyCode** wpisujemy numer wciśniętego przycisku oraz ustawiamy **KeyPressed** w stan wysoki. Jeżeli wszystkie bity w buforze mają stan niski, oznacza to, że żaden przycisk nie jest wciśnięty. Wtedy zmienna **KeyPressed** jest ustawiana w stan niski, a stan **KeyCode** pozostaje niezmieniony (linia #4).

Zwróć uwagę, że zastosowana logika prowadzi do syntezy enkodera priorytetowego. Oznacza to, że przyciski o niższym numerze są ważniejsze niż te, o numerze wyższym. Inaczej mówiąc, jeżeli zostaną wciśnięte dwa przyciski jednocześnie, to do zmiennej **KeyCode** zostanie wpisany kod przycisku o niższym numerze. Dzieje się tak dlatego, że w pierwszej kolejności sprawdzany jest bit zerowy bufora, a jeżeli jest on w stanie niskim, to wtedy instrukcjami `else if` sprawdzane są kolejne bity. Można zamienić kierunek priorytetu, aby sprawdzać bity od najstarszego do najmłodszego, jeżeli byłaby taka potrzeba.

Spróbuj zmodyfikować kod w taki sposób, aby zamiast długiej listy warunków `if-else` zastosować pętlę `for`. Wykorzystaj fakt, że iterator pętli jest jednocześnie numerem bitu w rejestrze **KeyBuffer** i jest tą samą liczbą, jaka jest wpisywana do zmiennej **KeyCode**.

Aby uzyskać sygnał **KeyStrobe**, który jest ustawiany w stan wysoki na jeden cykl zegara po wciśnięciu przycisku, musimy zaimplementować konstrukcję nazywaną wykrywaczem zbocza (*edge detector*). W tym celu musimy utworzyć przerzutnik **KeyPressedPrevious**, który będzie przechowywać stan sygnału **KeyPressed**, jaki był w poprzednim takcie zegara (linia #5).

W trzecim, bardzo prostym bloku `always`, po prostu kopiujemy stan **KeyPressed** do zmiennej **KeyPressedPrevious**. Rozpoznawanie przejścia sygnału **KeyPressed** w stan wysoki sprawdzane jest w linii #7. Jeżeli w poprzednim cyklu zegara zmienna **KeyPressedPrevious** miała stan niski i jednocześnie **KeyPressed** ma stan wysoki to warunek z linii #7 zostanie spełniony i na wyjściu **KeyStrobe** pojawi się stan wysoki tylko na jeden cykl zegara. W kolejnym cyklu do **KeyPressedPrevious** zostanie wpisany stan wysoki, co sprawi, że warunek już przestanie być prawdziwy, więc **KeyStrobe** zostanie ustawiony w stan niski.

Listing 2. Kod modułu top

```
// Plik top.v
module top(
  input        Reset,
  input  [3:0] KeyRows,
  output [7:0] Cathodes,
  output [7:0] Segments,
  output       LedKeyPressed
);

  // Generator sygnału zegarowego
  parameter FREQUENCY_HZ = 14_000_000;
  wire Clock;
  OSCH #(                                          // #1
    .NOM_FREQ("14.00")
  ) OSCH_inst(
    .STDBY(1'b0),
    .OSC(Clock),
    .SEDSTDBY()
  );

  // Rejestr Data przechowuje 4 ostatnio zarejestrowane kody przycisków
  reg  [19:0] Data;                                // #2
  wire [ 4:0] KeyCode;                             // #3
  wire KeyStrobe;                                  // #4
  wire SwitchCathode;                              // #5
  always @(posedge Clock, negedge Reset)
    if(!Reset)
      Data <= 0;
    else if(KeyStrobe)                             // #6
      Data <= {Data[14:0], KeyCode};               // #7

  // Glue logic
  wire [31:0] DataToDisplay = {                    // #8
    3'b000, Data[19:15],                  // Cyfry 7 i 6
    3'b000, Data[14:10],                  // Cyfry 5 i 4
    3'b000, Data[ 9: 5],                  // Cyfry 3 i 2
    3'b000, Data[ 4: 0]                   // Cyfry 1 i 0
  };

  // Przecinki oddzielające poszczególne kody przycisków
  wire [7:0] DecimalPoints = 8'b01010101;          // #9

  // Instancja sterownika wyświetlacza multipleksowanego
  DisplayMultiplex #(                              // #10
    .FREQUENCY_HZ(FREQUENCY_HZ),
    .SWITCH_PERIOD_US(2000),
    .DIGITS(8)
  ) DisplayMultiplex0(
    .Clock(Clock),
    .Reset(Reset),
    .Data(DataToDisplay),                          // #11
    .DecimalPoints(DecimalPoints),
    .Cathodes(Cathodes),
    .Segments(Segments),
    .SwitchCathode(SwitchCathode)                  // #12
  );

  // Instancja sterownika klawiatury matrycowej
  MatrixKeyboard MatrixKeyboard0(                  // #13
    .Clock(Clock),
    .Reset(Reset),
    .Cathodes(Cathodes),
    .Rows(KeyRows),
    .SwitchCathode(SwitchCathode),                 // #14
    .KeyCode(KeyCode),                             // #15
    .KeyStrobe(KeyStrobe),                         // #16
    .KeyPressed(LedKeyPressed)
  );

endmodule
```

W zrozumieniu kodu z listingu 1 mogą być przydatne przebiegi zaprezentowane na **rysunku 3**. Jest to sytuacja z wciśniętym przyciskiem numer 6.

Moduł top

Moduł **top** zawiera instancję modułu wyświetlacza multipleksowanego, który opracowaliśmy w poprzednim odcinku kursu oraz instancję modułu **MatrixKeyboard**. Oprócz tego zawiera kilka prostych

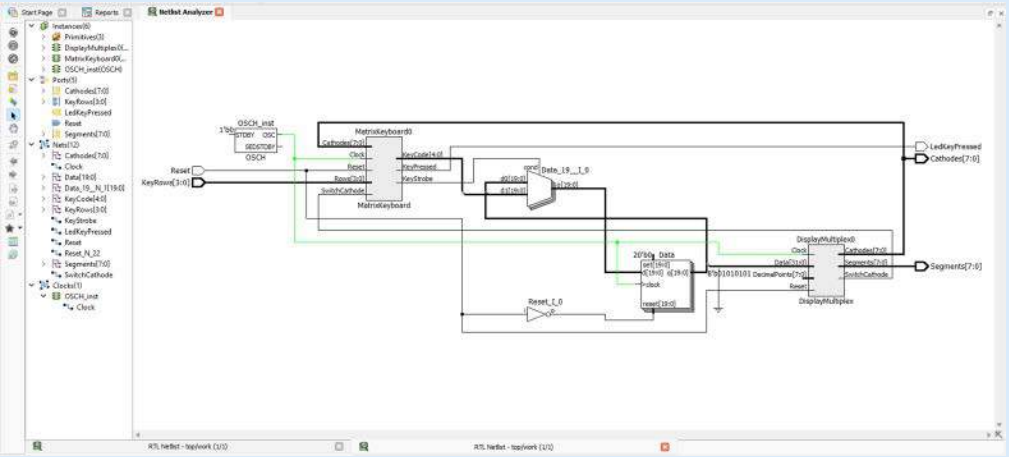
Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie
https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl 78ba6336e6

operacji, które pozwolą pokazywać na wyświetlaczu kody ostatnich czterech wciśniętych przycisków. Przeanalizujmy **listing 2**. Pomocny może być schemat z **rysunku 4**, który powstał po syntezie kodu z tego listingu.

Moduł **top ma** następujące porty:

- **Reset** – wejście sygnału resetującego, aktywne w stanie niskim,
- **KeyRows[3:0]** – wejście rzędów przycisków,
- **Cathodes[7:0]** – wyjście sterujące katodami wyświetlaczy i kolumnami przycisków,
- **Segments[7:0]** – wyjście sterujące segmentami wyświetlaczy,
- **LedKeyPressed** – wyjście sterujące diodą, która świeci się, jeżeli jakiś przycisk jest wciśnięty.



Rysunek 4. Schemat modułu top

Standardowo, jak w poprzednich częściach kursu, rozpoczynamy moduł **top** od utworzenia instancji generatora **OSCH**, który zapewni nam sygnał zegarowy o częstotliwości 14 MHz (linia #1). Następnie tworzymy kilka zmiennych. Pierwszą z nich jest rejestr **Data** (linia #2), który przechowuje kody czterech ostatnio naciśniętych przycisków. Kody są 5-bitowe, zatem rejestr **Data** musi mieć 20 bitów.

Następnie mamy 5-bitową zmienną **KeyCode** (linia #3) typu wire. Służy ona do tego, aby połączyć wyjście **KeyCode** modułu **MatrixKeyboard** (linia #15) do bloku `always`, gdzie kod przycisku jest zapisywany do rejestru **Data**. Dokładnie w tym samym celu służy sygnał **KeyStrobe** (linia #4), który wyprowadza sygnał z wyjścia modułu **MatrixKeyboard** o tej samej nazwie.

Poniżej, wewnątrz bloku `always`, reagującym na zbocze rosnące sygnału **Clock** i zbocze malejące sygnału **Reset**, sprawdzamy czy sygnał **KeyStrobe** jest w stanie wysokim (linia #6). Jeżeli tak jest, to wtedy aktualizujemy 20-bitowy rejestr **Data** (linia #7). Nowa wartość zmiennej **Data** otrzymywana jest przy pomocy operatora konkatenacji `{}`, czyli sklejania. Sklejamy ze sobą 15 najmłodszych bitów obecnej wartości tego rejestru i doklejamy do nich 5 bitów uzyskanych ze zmiennej **KeyCode**. W rezultacie dostajemy nową 20-bitową wartość. Efekt tej operacji jest taki, że dotychczas przechowywane kody przycisków są przesuwane o 5 bitów w lewo, a kod aktualnie wciśniętego przycisku wskakuje w miejsce 5 najmłodszych bitów.

Zmienna **SwitchCathode** (linia #5) dostarcza informację pochodzącą z modułu wyświetlacza (linia #12) do modułu klawiatury (linia #14) – jednak ta informacja będzie potrzebna tylko dla maszyny stanów, która będzie omawiana w dalszej części artykułu. W przypadku kodu napisanego tradycyjnie te linie należy zakomentować.

W linii #8 tworzymy 32-bitową zmienną **DataToDisplay**, której zadaniem jest przekształcić dane z rejestru **Data** w taki sposób, aby były zdatne do wyświetlenia przez moduł **DisplayMultiplex**. Moduł obsługuje osiem wyświetlaczy cyfrowych, a każda cyfra określana jest przez cztery bity. Najmłodsze cztery bity decydują, jaka cyfra zostanie pokazana na zerowym wyświetlaczu, kolejne cztery określają pierwszy wyświetlacz, itd. Każdy wyświetlaczy może pokazywać cyfry od 0 do 9 i od A do F.

Kody przycisków są 5-bitowe, zatem nie zmieszczą się na jednej cyfrze. Potrzebujemy dwóch cyfr, ale dwie cyfry to osiem bitów. Z tego powodu do każdego fragmentu rejestru **Data**, zawierającego poszczególne kody przycisków, musimy dokleić trzy zera. Przy pomocy operatora konkatenacji {} przekształcamy 20-bitową zmienną **Data** na 32-bitową zmienną **DataToDisplay**.

Pozostaje już tylko powołać do życia dwa kluczowe moduły. W linii #10 tworzymy instancję modułu **DisplayMultiplex**, a w linii #13 tworzymy **MatrixKeyboard**.

Syntezujemy, przypisujemy numery pinów w Spreadsheet, generujemy bitstream, wgrywamy do FPGA. Na wyświetlaczu powinna pojawić się cyfra 0. Po naciśnięciu dowolnego przycisku, pojawi się jego numer (w formacie heksadecymalnym) po prawej stronie wyświetlacza. Po naciśnięciu kolejnego przycisku, dotychczasowo zarejestrowany kod przycisku przesunie się o dwie pozycje w lewo, a w jego miejsce pojawi się nowy numer. W ten sposób możemy przetestować wszystkie przyciski. Ponadto, będzie świecić się dioda LED podłączona do wejścia **LedKeyPressed**, kiedy wciśnięty jest dowolny przycisk.

Wstęp do statycznej analizy czasowej

Producenci mikrokontrolerów przyzwyczaili nas do tego, że maksymalna częstotliwość zegara jest podana na pierwszej stronie datasheetu jako jeden z kluczowych parametrów mikrokontrolera, obok pojemności pamięci ROM i RAM. Wybierając procesor od razu wiemy z jaką częstotliwością może pracować, nawet zanim jeszcze zaczniemy pisać program. W FPGA niestety nie jest tak łatwo. Najpierw musimy utworzyć plik wymagań czasowych. Zawiera on oczekiwania, jakie mamy wobec różnych sygnałów w układzie FPGA. Aby to zrobić, w drzewku projektowym klikamy prawym przyciskiem pozycję **Synthesis Constraint Files**. Następnie wybieramy **Add** i **New File**. Pojawia się okienko dodawania nowych plików. Wybieramy **LDC File** i nazywamy plik ***timing.ldc***. Nazwa pliku nie jest istotna. Ważne tylko, by miał rozszerzenie **.ldc*.

Pojawia się tabelka, wyglądająca podobnie jak znany nam arkusz **Spreadsheet**, gdzie abstrakcyjne nazwy wejść i wyjść modułu **top** łączymy z fizycznymi pinami układu FPGA. W tym miejscu definiujemy nasze oczekiwania wobec zależności czasowych. Klikamy dwukrotnie na pustą komórkę w pierwszej linii i w kolumnie Source. Pojawia nam się lista dostępnych sygnałów. Klikamy **Clock net** i wybieramy jedyny dostępny sygnał zegarowy, który mamy w naszym projekcie, czyli **Clock**. Następnie w kolumnie *Period(ns)* musimy podać okres sygnału w nanosekundach (szkoda, że nie da się podać częstotliwości w megahercach). Nasz zegar ma częstotliwość 14 MHz, zatem musimy obliczyć odwrotność z 14000000, a następnie wynik mnożymy przez 10^9, aby otrzymać okres w nanosekundach. Wynik to 71,428574 – wpisujemy do komórki w kolumnie **Period(ns)** pamiętając, że separatorem dziesiętnym jest kropka, a nie przecinek. Powinieneś widzieć tabelę, jaką pokazano na **rysunku 5**. Zapisujemy plik.

Przechodzimy do okienka procesów i uruchamiamy proces **Place & Route Trace**. Zostanie ponownie przeprowadzona cała synteza, rozmieszczanie elementów w strukturze FPGA i łączenie ich labiryntem połączeń. Diamond postara się tak rozmieścić wszystkie elementy w taki sposób, aby sprostać wymaganiom, albo wyświetli komunikat, że jest to niemożliwe.

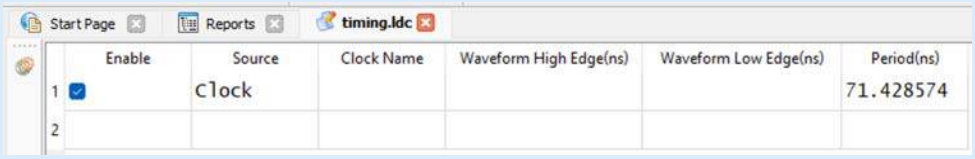
Otwórz okno raportów, a następnie wybierz raport **Place & Route Trace**. Znajdziemy w nim informację o następującej treści:

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie
https://ulubionykiosk.pl/media

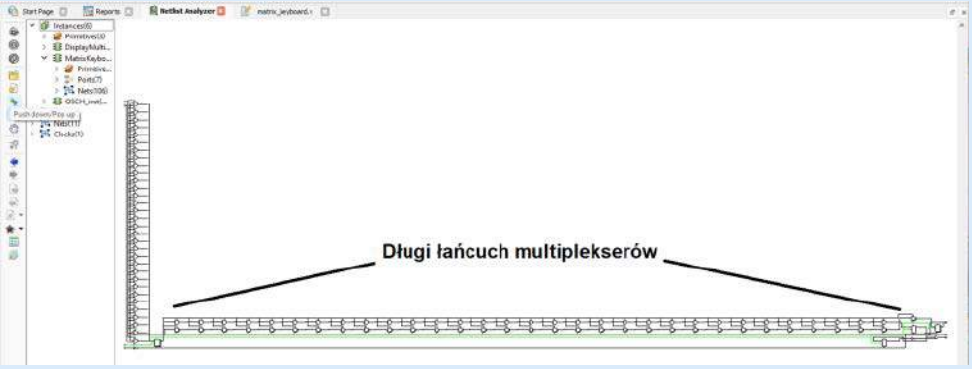
eprasa.pl 78ba6336e6

```
Preference Summary
FREQUENCY NET "Clock"
14.000112 MHz (0 errors) 1160
items scored, 0 timing errors
detected. Report: 75.307MHz is
the maximum frequency for
this preference.
```

Oznacza to, że nasze życzenie, by zegar pracował z częstotliwością 14 MHz zostało spełnione bez żadnych przeszkód. Jednocześnie dostajemy informację, że możemy zwiększyć częstotliwość zegara do 75,307 MHz (dotyczy układu FPGA LCMXO2-1200HC-6TG100C. Jest to układ ze speed grade 6, czyli najszybszy z możliwych. W przypadku innego układu ten sam kod będzie mógł pracować z inną częstotliwością maksymalną).



Rysunek 5. Konfiguracja wymagań czasowych



Rysunek 6. Schemat modułu MatrixKeyboard

Czy to dużo? Czy może mało? W rozdziale 3.21 dokumentacji *MachXO2 Family Datasheet* jest napisane, że układy speed grade 6 mogą mieć sygnał zegarowy o częstotliwości 388 MHz. Coś sprawia, że nasz układ działa dużo wolniej, niż by mógł.

W tym momencie powinniśmy uruchomić narzędzie Timing Analysis, które przeanalizuje wszystkie zależności czasowe, jednak będzie ona tematem kolejnego odcinka. Zatem posłużymy się już znanym Netlist Analyzer. Należy k**liknąć Tool** i wybrać **Netlist Analyzer**. Pojawi się okno ze schematem uzyskanym w wyniku syntezy kodu. Teraz klikamy przycisk **Push down/Pop up** w pionowym pasku narzędzi po lewej stronie okna schematu (ikona zielonej i niebieskiej strzałki w górę i w dół, zobacz **rysunek 6**), a następnie kliknij moduł MatrixKeyboard.

Okaże się, że schemat modułu **MatrixKeyboard** jest tak wielki, że nie mieści się na schemacie! Kliknij **Tools**, a następnie **Options**, by wejść do ustawień programu Diamond. W drzewku ustawień znajdź **Netlist Analyzer**, a następnie kliknij pozycję **Sheet**. W tym miejscu znajdują się wymiary arkusza. Domyślnie arkusz ma wymiary kartki A4 i jeżeli nie mieści się na jednej kartce to zostanie podzielony na kilka kartek, co sprawa, że schemat staje się nieczytelny. W polach tekstowych **Sheet Width** oraz **Sheet Height** wpisz 0, aby wyłączyć dzielenie schematów na kartki, dzięki czemu będziemy mogli zobaczyć całość na ekranie. Powinien pokazać się schemat, jaki zaprezentowano na rysunku 6.

Trzymając wciśnięty przycisk CTRL pokręć kółkiem myszki, aby powiększyć schemat. Odnajdź rejestr **KeyBuffer**, który znajduje się w lewym dolnym rogu schematu. Następnie przesuń schemat w prawo, aż zobaczysz rejestr **KeyCode**. Pomiędzy nimi znajduje się strasznie długi łańcuch multiplekserów. Kliknij dowolny z multiplekserów prawym przyciskiem myszy i z menu, które się pojawi, wybierz opcję **Jump to…** i dalej **Jump to HLD file**. Zostaniesz przeniesiony do pliku *matrix_keyboard.v*, w którym zostanie zaznaczony jakiś fragment pomiędzy linią #3 i #4 w listingu 1. Okazuje się, że duży blok instrukcji `if-else` został przekształcony w szereg multiplekserów. Co gorsza, wyjście jednego jest połączone z wejściem kolejnego. W ten sposób multipleksery przekazują sobie sygnały niczym dzieci bawiące się w głuchy telefon. Każdy z nich wprowadza jakieś opóźnienie, a ponieważ jest ich bardzo dużo, to opóźnienie sumarycznie robi się bardzo duże. Częstotliwość sygnału zegarowego musi być na tyle mała, by sygnały z **KeyBuffer** miały czas przedostać się przez łańcuch multiplekserów, aż trafią do rejestru **KeyCode**. To jest źródło naszego problemu.

Maszyna stanów

Układ co prawda działa poprawnie, ale wolno. Spróbujemy napisać kod inaczej, by działał tak samo, ale szybciej. W tym celu duży blok kombinacyjny zamienimy na maszynę stanów. Jest to układ, który wykonuje różne operacje w zależności od tego, w jakim stanie się znajduje. Stan maszyny określa, co ona ma robić w momencie kolejnego zbocza sygnału zegarowego. Stan może zmienić się na inny, jeżeli zostanie spełniony jakiś warunek, a warunki mogą być inne dla każdego ze stanów. Maszyna pozostaje w nowym stanie przez co najmniej jeden takt zegara.

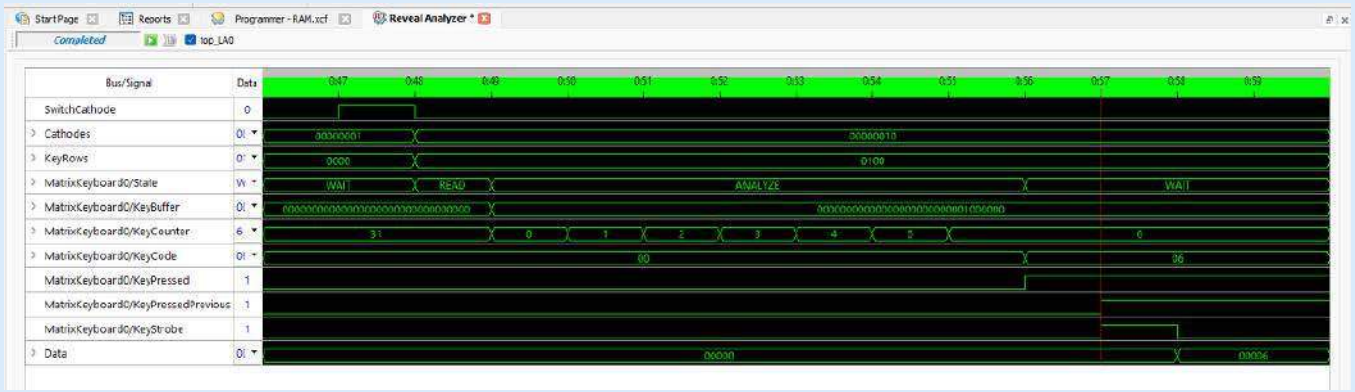
Maszyna stanów nie jest żadnym peryferium sprzętowym, takim jak pamięci, generatory, timery czy dzielniki, które omawialiśmy w poprzednich odcinkach kursu. Jest to koncepcja algorytmu i sposób pisania kodu, aby ułatwić sekwencyjne wykonywanie różnych czynności. W tym momencie warto wspomnieć o maszynach stanów Moore'a i Mealy'ego – ale nie będę tutaj przepisywał podręczników. W internecie znajdziesz wystarczająco dużo informacji na ten temat, a także wiele implementacji tych rozwiązań w Verilogu.

Dzięki maszynie stanów możemy duży blok logiki kombinacyjnej podzielić na mniejsze operacje, wykonywane sekwencyjnie. W naszym rozwiązaniu, maszyna będzie miała tylko trzy stany:

1. **WAIT** – Jest to stan, w którym maszyna czeka aż nastąpi zbocze rosnące sygnału **SwitchCathode**, pochodzącego z modułu **DisplayMultiplex**. W tym momencie zmieniana jest katoda wyświetlacza, a jednocześnie kolumna przycisków. Jeżeli któryś z nich jest wciśnięty, wtedy pojawi się stan 1 na którymś z bitów **KeyRows**. Stan maszyny zmienia się na **READ**.
2. **READ** – W tym stanie odczytujemy sygnały na wejściu **KeyRows[3:0]** i kopiujemy je do odpowiedniego miejsca w **KeyBuffer[31:0]**. Można by spytać, dlaczego nie odczytujemy wejścia **KeyRows** od razu, kiedy zmieni się stan wyjść, sterujących katodami? Ponieważ nie możemy w tym samym takcie zegara zmieniać wyjść i odczytywać wejść, które są przez te wyjścia sterowane. Stan wejścia nie zdążyłby się ustalić, więc w rezultacie byśmy odczytali niepoprawne dane. Z tego powodu pomiędzy ustawieniem katod, a odczytaniem przycisków, musi minąć jeden takt zegara. Stan maszyny zmienia się na **ANALYZE**.
3. **ANALYZE** – W tym stanie sprawdzamy wszystkie bity bufora. Zastosujemy licznik, który będzie liczył od 0 do 31, a wartość licznika będzie wskazywać, który bit bufora ma zostać sprawdzony w kolejnym takcie zegara. Jeżeli w trakcie liczenia zostanie wykryty bit ustawiony w stan wysoki, wówczas stan licznika jest kopiowany do **KeyBuffer** i zmienna **KeyPressed** jest ustawiana na 1. Jeżeli licznik doliczy do ostatniego bitu rejestru i każdy z tych bitów będzie w stanie niskim, wtedy **KeyPressed** ustawiane jest w stan 0. Obojętnie która z tych opcji się wydarzy,

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie
https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl 78ba6336e6



Rysunek 7. Przebiegi wybranych sygnałów dla modułu klawiatury w wersji z maszyną stanów, kiedy wciśnięty jest przycisk numer 6

następnie maszyna przechodzi w stan **WAIT**, gdzie czeka na kolejną zmianę katod wyświetlacza.

Na **rysunku 7** pokazano przebiegi sygnałów w module klawiatury, kiedy wciśnięty jest przycisk numer 6.

Skoro znamy już działanie maszyny stanów od strony teoretycznej, przejdźmy do praktyki. Prześledźmy kod z **listingu 3**. Stan maszyny jest przechowywany w 3-bitowej zmiennej typu reg o nazwie **State** (linia #2). Możliwe stany mamy zdefiniowane w trzech kolejnych linijkach przy pomocy instrukcji `localparam`. Każdy ze stanów musimy zdefiniować jako osobny parametr lokalny i przypisać mu jakąś wartość (warto wspomnieć, że typ wyliczeniowy **enum**, znany z C i C++, został dodany dopiero w standardzie SystemVerilog).

Kiedy maszyna jest w stanie **WAIT**, to zmienna **State** będzie mieć wartość 001. Jeżeli stan zmieni się na **READ**, to do zmiennej zostanie wpisane 010, a w przypadku **ANALYZE** będzie to 100. Jest to tzw. kodowanie one-hot. W takim kodowaniu możliwe jest, by tylko jeden z bitów był w stanie wysokim, a wszystkie pozostałe muszą być w stanie niskim.

Można by zapytać – jaki w tym sens? Przecież dla trzech kombinacji w zupełności by wystarczyła zmienna 2-bitowa. Na dwóch bitach moglibyśmy zapisać nawet cztery stany! Okazuje się, że kodowanie one-hot działa dużo szybciej. Sprawdź sam! Zamień 3-bitowe wartości na 2-bitowe i zobacz, jaka będzie różnica w maksymalnej częstotliwości zegara. W moim przypadku, zastosowanie kodowania one-hot zwiększa dopuszczalną częstotliwość zegara o 15 MHz.

Maszynę stanów opisujemy przy pomocy instrukcji `case`, która jest instrukcją sterującą, działającą podobnie jak `switch` z C/C++ – z tą różnicą, że na końcu każdej opcji, nie trzeba pisać `break`.

W linii #3 rozpoczynamy opis maszyny stanów instrukcją `case(State)`, a następnie definiujemy, co ma się dziać we wszystkich możliwych stanach. Stan oczekiwania **WAIT** (linia #4) jest bardzo prosty. Przy każdym takcie zegara sprawdzamy, czy zmieniła się aktywna katoda wyświetlaczy, a tym samym aktywna kolumna przycisków (linia #5). W takiej sytuacji stan maszyny jest zmieniany na **READ** (linia #6). Po zmianie stanu na **READ**, w kolejnym zboczu rosnącym sygnału zegarowego, wykonywane jest kilka czynności (linia #7). Po pierwsze, stan wejścia **Rows[3:0]**, do którego podłączone są rzędy przycisków, jest odczytywany i następnie przepisywany do odpowiednich bitów bufora. Działa to dokładnie tak samo, jak opisano w linii #2 na listingu 1. Kolejną czynnością jest wyzerowanie licznika **KeyCounter** (linia #8) i zmiana stanu maszyny na **ANALYZE** (linia #9). Zwróć uwagę, że jedynym warunkiem ustawienia stanu **ANALYZE**, jest jedynie wcześniejsze ustawienie stanu **READ** i nic więcej. To znaczy, że stan **READ** będzie trwał tylko przez jeden cykl zegara.

W stanie **ANALYZE** korzystamy z licznika **KeyCounter**, który liczy od 0 do 31, aby sprawdzić wszystkie bity **KeyBuffer**. Czynności wykonywane w tym stanie zależą od dodatkowych warunków, sprawdzanych w drzewku decyzyjnym `if-else`. Możliwe są trzy akcje:

1. Jeżeli bit rejestru **KeyBuffer**, który jest aktualnie wskazywany przez **KeyCounter**, znajduje się w stanie wysokim (linia #10) to znaczy, że odpowiadający mu przycisk został wciśnięty. Wtedy kopiujemy aktualny stan licznika **KeyCounter** do rejestru wyjściowego **KeyCode**, ustawiamy **KeyPressed** w stan wysoki i wracamy do stanu **WAIT**.
2. Jeżeli licznik **KeyCounter** osiągnął swoją maksymalną wartość 31 i stan ostatniego bitu **KeyBuffer** jest niski (linia #11), to znaczy, że żaden przycisk nie został wciśnięty. Pierwszy z warunków można by sprawdzić na dwa sposoby. Pierwszy i bardziej intuicyjny sposób to zwyczajne porównanie `KeyCounter == 5'd31`. Drugi sposób wykorzystuje operator redukcji and `&KeyCounter`, co w rezultacie daje 5-bitową bramkę AND. Wyjście bramki AND ma stan wysoki wtedy, kiedy wszystkie jej wejścia są w stanie wysokim. Korzystamy tu z faktu, że 31 w systemie binarnym to 11111. Operator redukcji ma tę zaletę, że nie musimy znać wartości maksymalnej ani liczby bitów badanej zmiennej. Jeżeli te dwa warunki z linii #11 zostaną spełnione, to zmienna **KeyPressed** ustawiana jest na 0 i maszyna wraca do stanu **WAIT**.
3. Jeżeli nie zostały spełnione warunki opisane w punktach 1 i 2, to znaczy, że jesteśmy jeszcze w trakcie analizowania bitów rejestru **KeyBuffer**. Zatem inkrementujemy licznik **KeyCounter**, aby w kolejnym takcie zegara sprawdzić kolejny bit tego rejestru.

W linii #13 opisujemy, co ma się wydarzyć, jeżeli z jakiegoś powodu zmienna **State** wypadnie poza określone przez nas trzy możliwości – tzn. wrócić do stanu **WAIT**. Teoretycznie mogłoby się tak zdarzyć na skutek zakłóceń na liniach zasilających lub pod wpływem silnego promieniowania któryś z przerzutników mógłby się przełączyć. W przypadku normalnie pracującego urządzenia taka sytuacja jest niemożliwa. Co ciekawe, usunięcie instrukcji `default` nie powoduje żadnej zmiany w zapotrzebowaniu na zasoby.

Pozostaje już tylko wykrywanie zbocza rosnącego sygnału **KeyPressed**. W tym celu musimy utworzyć zmienną **KeyPressedPrevious**. Ta zmienna zostanie zsyntezowana jako przerzutnik D, przechowujący stan **KeyPressed**, jaki był w poprzednim takcie zegara. Aktualizacja tej zmiennej odbywa się w linii #15.

Jeżeli aktualny stan **KeyPressed** jest wysoki i jednocześnie w poprzednim takcie zegara ten stan był niski, to ustawiamy zmienną **KeyStrobe** w stan wysoki (linia #16). Można by się pokusić o usunięcie instrukcji `if-else` i zastąpienie jej kodem, mieszczącym się w jednej linijce, który by wyglądał następująco:

```
KeyStrobe <= !KeyPressedPrevious && KeyPressed;
```

Zwróć uwagę na to, że linie #15 i #16 nie wykonują się jedna po drugiej, jakby to miało miejsce w przypadku normalnego języka programowania. Te linie wykonują się jednocześnie, w tym samym czasie, w momencie wystąpienia tego samego zbocza sygnału zegarowego. Można by zamienić ich kolejność, a wszystko działałoby dokładnie tak samo.

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl 78ba6336e6

Tabela 1. Porównanie parametrów uzyskiwanych przez kod z listingu 1 i 3

Implementacja	Max. częstotliwość	Przerzutniki	Slice	LUT4
StateMachine	150 MHz	87	66	112
Combo	75 MHz	78	79	158

Listing 3. Kod modułu MatrixKeyboard w wersji z maszyną stanów

```
// Plik matrix_keyboard.v
module MatrixKeyboard(
  input Clock,
  input Reset,
  input SwitchCathode,
  input [3:0] Rows,
  input [7:0] Cathodes,
  output reg KeyStrobe,
  output reg KeyPressed,
  output reg [4:0] KeyCode
);

  // Zmienne pomocnicze
  reg [ 4:0] KeyCounter;                                    // #1
  reg [31:0] KeyBuffer;

  // Maszyna stanów
  reg [2:0] State;                                          // #2
  localparam [2:0] WAIT    = 3'b001;
  localparam [2:0] READ    = 3'b010;
  localparam [2:0] ANALYZE = 3'b100;

  always @(posedge Clock, negedge Reset) begin
    if(!Reset) begin
      State      <= WAIT;
      KeyCounter <= 0;
      KeyPressed <= 0;
      KeyCode    <= 0;
      KeyBuffer  <= 0;
    end else begin
      case(State)                                           // #3

        // Stan oczekiwania na zmianę katody
        WAIT: begin                                         // #4
          if(SwitchCathode)                                 // #5
            State <= READ;                                  // #6
        end

        // Odczytywanie wejść Rows i kopiowanie ich stanu
        // do różnych miejsc bufora w zależności od tego,
        // która katoda jest aktywna
        READ: begin                                         // #7
          if(Cathodes[0]) KeyBuffer[ 3: 0] <= Rows[3:0];
          if(Cathodes[1]) KeyBuffer[ 7: 4] <= Rows[3:0];
          if(Cathodes[2]) KeyBuffer[11: 8] <= Rows[3:0];
          if(Cathodes[3]) KeyBuffer[15:12] <= Rows[3:0];
          if(Cathodes[4]) KeyBuffer[19:16] <= Rows[3:0];
          if(Cathodes[5]) KeyBuffer[23:20] <= Rows[3:0];
          if(Cathodes[6]) KeyBuffer[27:24] <= Rows[3:0];
          if(Cathodes[7]) KeyBuffer[31:28] <= Rows[3:0];
          KeyCounter <= 0;                                  // #8
          State      <= ANALYZE;                            // #9
        end

        // Testowanie wszystkich bitów bufora od zerowego do ostatniego
        // W momencie napotkania 1 w buforze, wtedy kopiujemy stan
        // licznika do wyjścia KeyCode i ustawiamy KeyPressed na 1.
        ANALYZE: begin
          if(KeyBuffer[KeyCounter]) begin                   // #10
            KeyCode    <= KeyCounter;
            KeyPressed <= 1'b1;
            State      <= WAIT;
          end else if(&KeyCounter && !KeyBuffer[31]) begin // #11
            KeyPressed <= 1'b0;
            State      <= WAIT;
          end else begin                                    // #12
            KeyCounter <= KeyCounter + 1'b1;
          end
        end

        // Tylko w przypadku błędu - zresetuj wszystkie rejestry
        default: begin                                      // #13
          State <= WAIT;
        end
      endcase
    end
  end

  // Wykrywanie zbocza rosnącego na KeyPressed
  reg KeyPressedPrevious;                                   // #14
  always @(posedge Clock, negedge Reset) begin
    if(!Reset) begin
      KeyStrobe          <= 1'b0;
      KeyPressedPrevious <= 1'b0;
    end else begin
      KeyPressedPrevious <= KeyPressed;                     // #15
      if(!KeyPressedPrevious && KeyPressed)                 // #16
        KeyStrobe <= 1'b1;
      else
        KeyStrobe <= 1'b0;
    end
  end

endmodule
```

Czas przeprowadzić syntezę. Otwórz raporty i wejdź do raportu **Lattice LSE**. Znajduje się tam mnóstwo informacji na temat syntezy, a między innymi powinien się znaleźć taki zapis:

```
INFO - synthesis: Extracted state machine for
register '\MatrixKeyboard0/State' with one-
hot encoding
```

Oznacza to, że syntezator poprawnie rozpoznał maszynę stanów, wykorzystującą kodowanie one-hot.

Otwórz raport **Place & Route Trace**. Tym razem maksymalna częstotliwość sygnału zegarowego to 150 MHz! To dwukrotnie więcej niż wcześniej. Zobacz także raport **Map**, gdzie znajduje się spis wszystkich wykorzystywanych zasobów sprzętowych. Porównanie obu implementacji zestawiono w **tabeli 1**. Okazuje się, że oprócz zwiększenia częstotliwości zegara, zaoszczędziliśmy także trochę Slice'ów i LUT'ów. Kosztem tego usprawnienia jest poświęcenie zaledwie dziewięciu dodatkowych przerzutników.

Podsumowanie

Wnikliwy czytelnik mógłby zadać pytanie – czy faktycznie przyspieszyliśmy działanie układu? Przecież w wersji kombinacyjnej, pomiędzy zmianą katody a zmianą sygnału **KeyStrobe** mijały tylko 4 takty zegara, co przy częstotliwości 75 MHz zajmuje 53 ns. W kodzie z maszyną stanów, ten czas jest dłuższy, a ponadto jest zależny od tego, który przycisk został wciśnięty. W skrajnym przypadku, kiedy został wciśnięty ostatni przycisk, pomiędzy zmianą katody, a zmianą **KeyStrobe** mija aż 36 cykli zegarowych, co mimo większej częstotliwości 150 MHz trwa 240 ns – czyli pięciokrotnie dłużej! Czy wprowadzając maszynę stanów zepsuliśmy nasz projekt?

I tak, i nie. Gdyby głównym celem układu FPGA była obsługa klawiatury matrycowej, to faktycznie lepszy byłby kod w wersji kombinacyjnej. Jednak układy FPGA nie powstały po to, by obsługiwać klawiatury. Takim zadaniem mogą zajmować się co najwyżej przy okazji realizacji trochę ambitniejszych zadań, jak układy akwizycji danych, przetwarzanie sygnałów, obsługa pamięci, generatory DDS, itp.

Układy FPGA są tak szybkie, jak ich najwolniejszy moduł. Byłoby bardzo niedobrze, gdyby częstotliwość próbkowania oscyloskopu była ograniczona modułem obsługującym klawiaturę. Z tego powodu istotne jest, by wąskim gardłem był ten moduł, który jest najbardziej istotny w naszym urządzeniu. Nie możemy dopuścić do sytuacji, żeby jakiś mało istotny moduł, jak sterownik klawiatury, spowalniał pracę istotnych modułów. Jeżeli tak się stanie, to musimy jakoś go przyspieszyć. Jednym z rozwiązań tego problemu jest podzielenie dużych bloków kombinacyjnych na mniejsze. Dzięki temu sygnał zegarowy taktujący wszystkie moduły będzie mógł być szybszy.

Żeby lepiej zrozumieć, jakie parametry wpływają na szybkość układu FPGA, musimy poznać co to jest *hold time*, *setup time*, *slack* i *skew*, a następnie zagłębić się w tajniki statycznej analizy czasowej. O tym będzie w kolejnym odcinku.

Tymczasem gorąco zachęcam, by samodzielnie skonfigurować analizator Reveal, aby uzyskać takie przebiegi jakie pokazano na **rysunkach 3 i 7**. Ponadto, spróbuj przerobić kod w taki sposób, aby sparametryzować liczbę przycisków. Pomocny będzie blok **generate** i pętla **for**, opisywane przy okazji parametryzacji wyświetlacza multipleksowanego.

Dominik Bieczyński
leonow32@gmail.com

Cały projekt w programie Diamond możesz pobrać z serwera EP: https://tiny.pl/crlwp, jest tam również film pokazujący działanie wyświetlacza.

Repozytorium z modułami omawianymi w kursie: https://github.com/leonow32/verilog-fpga

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie **https://ulubionykiosk.pl/media**

eprasa.pl 78ba6336e6

koktajl niusów

Przełączniki GS1350 firmy Zyxel Networks – nowoczesne podejście do monitoringu

Dzięki zróżnicowanej liczbie portów oraz wysokiemu budżetowi mocy przełączniki konfigurowane GS1350 mogą z łatwością obsługiwać sieci z wieloma kamerami, nawet gdy podłączone są wszystkie porty. Każde z urządzeń zawiera dodatkowe porty uplink do szkieletowego połączenia sieci, bez zajmowania portów PoE dla kamer IP.

Przełączniki konfigurowane GS1350 mają wbudowany prosty panel sterujący umożliwiający zarządzanie urządzeniami. Dioda LED zasilania PoE informuje i przypomina, kiedy zużycie mocy zbliża się do maksymalnej wartości, co ułatwia dokonywanie odpowiednich regulacji i modyfikacji w sieci. Urządzenia mają przycisk przywracania, który umożliwia szybkie naprawianie błędów poprzez przywrócenie poprawnie działającej konfiguracji.

Seria GS1350 obejmuje 4 modele przełączników, których możliwości odpowiadają określonym potrzebom zarządzania i obsługi w aplikacjach nadzoru. Natychmiast po detekcji awarii kamer IP przełączniki GS1350 automatycznie uruchamiają się ponownie i próbują przywrócić działanie tych kamer. Z kolei ciągłość pracy PoE oznacza ciągłe zasilanie kamer IP szczególnie podczas aktualizacji oprogramowania albo przy zmianie konfiguracji. Dodatkowo urządzenia GS1350 mają opatentowaną konstrukcję, która znacząco podwyższa ochronę przeciwprzepięciową dla każdego przełącznika.

https://tiny.pl/c72nl

Inteligentna kamera MicroHAWK F440-F firmy OMRON o rozdzielczość obrazu 5 Mpx

Firma OMRON wprowadziła na rynek inteligentną kamerę MicroHAWK F440-F o szybkości do 35 klatek na sekundę i rozdzielczości obrazu do 5 Mpx oraz z monochromatycznym czujnikiem migawki. MicroHAWK F440-F doskonale sprawdzi się w zastosowaniach związanych z kontrolą wizyjną maszyn. Zawiera wiele kluczowych funkcji i opcji, które sprawiają, że wyróżnia się na tle innych rozwiązań w branży. Zgodność obiektywu kamery z mocowaniem C i całkowita obsługa oświetlenia zewnętrznego zapewniają idealną z punktu widzenia projektantów optymalizację obrazowania. Jest to też najmniejsza kamera, jeżeli chodzi o segment rozwiązań inteligentnych.

Intuicyjne narzędzie AutoVISION firmy OMRON umożliwia łatwą konfigurację niezwykle złożonych zastosowań, dając możliwość uzyskania dobrej wydajności obrazowania w krótkim czasie. Ważną cechą kamery MicroHAWK F440-F jest jej zgodność z dostępnymi na rynkach systemami. Jest ona kompatybilna ze złączami modelu F430-F, co w całości zapewnia prosty proces modernizacji – bez konieczności przeprowadzania reorganizacji albo zmiany okablowania. Gwarantująca bezproblemową integrację, a także łączność; kamera MicroHAWK F440-F obsługuje określone protokoły komunikacyjne, w tym: RS-232, Ethernet, EtherNet/IP albo PROFINET. Opcje zasilania kamery obejmują Power over Ethernet (PoE) oraz bezpośrednie podawanie napięcia stałego 24 V.

https://tiny.pl/c72nk

WAGO prezentuje przelotowe złączki instalacyjne 2773 Inline do przewodów sztywnych

Jak naprawić lub przedłużyć przewód? To proste, gdy są pod ręką przelotowe złączki instalacyjne Inline do przewodów sztywnych z serii 2773. Z ich pomocą można łatwo oraz bez narzędzi połączyć przewody o przekroju: 0,75...4 mm². Wystarczy odizolować końcówkę przewodu oraz wsunąć ją do złączki, aby powstało bezpieczne połączenie. Dzięki przelotowym złączkom instalacyjnym 2773 Inline naprawa uszkodzonych przewodów jest łatwa i zajmuje zaledwie moment, nawet stosując zewnętrzną osłonę w postaci koszulki termokurczliwej – starczy nasunąć ją na przewód i obkurczyć koszulkę. W ten sposób zyskuje się trwałe i bezpieczne połączenie przewodów. Minimalne wymiary złączki – 2,9 cm długości – sprawiają, że mieści się swobodnie w dowolnej puszce instalacyjnej. Łatwiej wtedy wykonać oprzewodowanie w ograniczonych przestrzeniach.

Przelotowe złączki instalacyjne 2773 Inline występują w zestawie naprawczym, wraz z koszulką termokurczliwą i kawałkami przewodów jednodrutowych. Wszystkie złączki instalacyjne WAGO spełniają normę: DIN VDE 0100-520:2013-06, w tym przelotowe złączki instalacyjne 2773 Inline.

https://tiny.pl/c72n2

Nowy monitor poboru energii elektrycznej LEW-02 Wi-Fi dla smart home od Zamel

Przeznaczony do montażu na szynie DIN (TH-35) monitor energii elektrycznej LEW-02 jest rozwiązaniem zaprojektowanym do pomiarów, a także analizy parametrów energii elektrycznej na wielu obwodach jednofazowych. Monitor bezproblemowo realizuje dwukierunkowy pomiar pośredni z zastosowaniem przekładnika prądowego SC-16, co czyni go dobrym do stosowania w obwodach oświetleniowych i gniazdkowych albo przy jednofazowych instalacjach fotowoltaicznych.

eprasa.pl 78ba6336e6

Opracowane przez Zamel rozwiązanie umożliwia dogodne monitorowanie obwodów jednofazowych o prądzie poniżej 100 A. Monitor energii elektrycznej LEW-02 pracuje w systemie smart home Supla, oferując funkcjonalność bezprzewodowej komunikacji Wi-Fi. Wszystkie dane są prezentowane w aplikacji Supla, którą cechuje łatwość obsługi. Dane te można eksportować do plików formatu: xlsx, ods, csv i html, a także innego oprogramowania – w ramach integracji MQTT. Analizę wykresów można prowadzić również z poziomu kokpitu Supla Cloud, gdzie w dobry sposób dostępne są zaawansowane raporty oraz wykresy. Monitor energii elektrycznej LEW-02 cechuje się znacznymi możliwościami integracji za pośrednictwem protokołu MQTT. Współpracuje on z Home Assistant oraz umożliwia analizę danych w Grafana, Zabbix oraz Power BI. Z użyciem nowego monitora możliwe staje się śledzenie skoków napięcia, a także eksport danych po API i udostępnianie linków bezpośrednich.

https://tiny.pl/c72n6

Energy-as-a-Service (EaaS), czyli energia jako usługa

Rozwiązanie EaaS przeznaczone jest dla małych i średnich przedsiębiorstw z sektora komercyjnego i przemysłowego. W całej Europie mikrosieci mają wpływ na koszt energii i podwyższają bezpieczeństwo energetyczne. Kosztowną i wysokoemisyjną energię elektryczną, którą nabywa się wprost z sieci, mikrosieci zastępują czystą, przyjazną dla środowiska energią z fotowoltaiki. Mikrosieci przyczyniają się także do zapewnienia ciągłej oraz niezakłóconej niczym dostawy energii w przypadku awarii sieci bądź ekstremalnych zjawisk pogodowych. Magazynowanie energii w akumulatorach zwiększa elastyczność fotowoltaiki, co z kolei obniża koszty, a także emisję dwutlenku węgla. Oszczędności można również pozyskać, stosując zaawansowane sterowanie systemowe, jak również inteligentne algorytmy do optymalizacji działania elektrowni.

Dzięki firmie Schneider Electric oferowana jest usługa zwana: Energy-as-a-Service (EaaS). W jej ramach dostarczane są choćby: panele fotowoltaiczne, akumulatorowe systemy magazynowania energii, a także rozwiązania z obszarów dystrybucji energii elektrycznej oraz sterowania całym systemem. Usługa EaaS ma być dostępna m.in. w Polsce, Francji, Hiszpanii, Portugalii i krajach Europy Wschodniej, a także później w Niemczech, części krajów Beneluksu i Skandynawii. Jest to następstwo współpracy firmy Schneider Electric z podmiotami, w wypadku których zawarto umowy o poprawę efektywności energetycznej.

https://shorturl.at/lotT0

Firma ABB i Politechnika Wrocławska (PWr) – przemysł i edukacja na poziomie 4.0

Ponad 200 studentów, uczniów oraz profesjonalistów wzięło udział w zakończonym w czerwcu projekcie Edukacja. Wspólne i niekomercyjne przedsięwzięcie Politechniki Wrocławskiej i firmy ABB przygotowało do pracy zawodowej wielu nowych ekspertów, którzy specjalizują się w Przemyśle 4.0. Jednym z założeń projektu była minimalizacja ryzyka szoku poznawczego, którego zwykle doznają studenci, wchodząc na rynek pracy.

Projekt realizowany na Wydziale Elektrycznym Politechniki Wrocławskiej (PWr) miał uzbroić wykładowców w nowoczesne narzędzia, a także przygotować przyszłych inżynierów do pracy w cyfrowym środowisku i nie tylko. Zorganizowano m.in. szkolenia dla nauczycieli akademickich, kursy dla studentów czy inne formy podnoszenia kwalifikacji. Były również wycieczki do fabryk ABB, a także udział w konferencji naukowo-technicznej ELSAF.

Nie zapomniano przy tym o aspekcie technicznym – wyposażono Laboratorium Nowoczesnych Aparatów Elektrycznych w rozwiązania, które są w istocie podłączone do chmury obliczeniowej, dzięki czemu studenci mogą uczyć się zadań dla Przemysłu 4.0, np. analizy parametrów elektrycznych (w tym celu całościowo opomiarowano rozdzielnicę budynku Wydziału Elektrycznego PWr). Równolegle do tych działań powstała internetowa platforma do e-nauki, na bieżąco uzupełniana o nowe, ogólnodostępne materiały dydaktyczne. Nie trzeba mieć statusu studenta Politechniki Wrocławskiej, by skorzystać z zasobów przygotowanych w ramach projektu Edukacja – wystarczy tylko dostęp do sieci.

https://tiny.pl/c72nv

Wirtualny spacer po produktach SI EA od firmy Siemens

Firma Siemens przygotowała wirtualną przestrzeń 3D dostępną z poziomu wielu przeglądarek internetowych. Po przestrzeni tej można się wygodnie poruszać za pomocą strzałek na klawiaturze lub myszki. Jest to w praktyce hala z produktami z portfolio SI EA ulokowanymi w formie grup produktów. Do każdej z tych grup zwiedzający może w istocie podejść i obejrzeć z bliska modele 3D, film promocyjny oraz przeczytać kluczowe informacje. Dzięki takiemu rozwiązaniu można sobie łatwiej zobrazować działanie oraz budowę produktów SI EA.

Na wirtualny spacer po produktach SI EA można się umawiać na każdy wolny termin. Chętni zwiedzający mogą poruszać się sprawnie po wirtualnej hali, w towarzystwie przedstawiciela firmy Siemens, który objaśnia działanie szeregu produktów i prowadzi wirtualne prezentacje dla każdego. Wirtualne centrum pozwala na pokazanie pracy rozwiązań w postaci wielu animacji połączonych z modelem 3D, wliczając SiQuench tj. system pozwalający na wczesne wykrywanie zwarcia łukowego w rozdzielnicach, w izolacji powietrznej. Niewątpliwym atutem wirtualnej przestrzeni jest możliwość obejrzenia pod dowolnym kątem modeli 3D m.in. komór próżniowych i wyłączników SN. Można również zajrzeć w miejsca, których normalnie nie jest nikt w stanie obejrzeć, nawet stojąc tuż przed prawdziwym produktem.

Centrum Klienta SI EA we Frankfurcie nad Menem działa bez najmniejszych przeszkód, każdego dnia przyjmując wielu zadowolonych klientów. Warto jednak pamiętać, że istnieją także możliwości spotkania się w wirtualnej przestrzeni i obejrzenia całkowitego przekroju produktów SI EA w formie nawet ciekawszej niż prezentacja w katalogu.

https://tiny.pl/c72nz

eprasa.pl 78ba6336e6

Tapo RV30 – pierwszy robot sprzątający od TP-Link

Firma TP-Link rozszerza swoje portfolio urządzeń smart o kolejną, kluczową kategorię produktów. Na rynku debiutuje Tapo RV30 – robot odkurzający i mopujący. Wielka siła ssania oraz zaawansowany system czujników to tylko niektóre z zalet tego urządzenia. Dostarczany przez TP-Link robot sprzątający Tapo RV30 odkurza z maksymalną siłą 4200 Pa. Możliwość wyboru 4 trybów pracy pozwala dopasować działanie robota do własnych potrzeb. Tryb cichy pozwala cieszyć się spokojem – jest on doskonały m.in. do kurzu oraz włosów. Tryb standardowy zapewnia najlepszy balans między mocą a czasem pracy – przeznaczono go do codziennego sprzątania. Tryb turbo bez problemu poradzi sobie z dużymi cząstkami brudu. Z kolei tryb max pozwala bardzo dokładnie wyczyścić grube dywany. Oprócz odkurzania, robot sprzątający firmy TP-Link potrafi również mopować podłogi. Zbiornik wody o pojemności 300 ml pozwala zmywać do 200 m² powierzchni.

Zastosowany w robocie sprzątającym filtr HEPA wychwytuje 99,9% alergenów o wielkości do 0,3 μm włącznie. Bateria o pojemności 5000 mAh zapewnia 5 godzin ciągłego sprzątania na jednym ładowaniu. Robot sprzątający Tapo RV30 idealnie sprawdza się w sporych domach, a także w mieszkaniach – doceniają go m.in. właściciele zwierząt, po których trzeba cały czas sprzątać. Jeśli stan naładowania akumulatorów nie wystarczy na dokończenie odkurzania powierzchni, Tapo RV30 powróci do stacji ładującej. Po naładowaniu robot zacznie sprzątać w miejscu, w którym ostatnio skończył.

Robot mapuje, a następnie zapamiętuje maksymalnie trzy piętra. Dzięki systemowi czujników LiDAR i Gyro wykrywa przeszkody, unika kolizji oraz upadków ze schodów. Mapowanie pomieszczeń pozwala dopasować różne ustawienia sprzątania do wielu wnętrz. Personalizacja harmonogramu sprzątania umożliwia zwłaszcza zaprogramowanie sprzątania pojedynczych pomieszczeń. Można również dodawać wirtualne ściany, żeby np. uniemożliwić robotowi wjazdy do pokoju. W celu przyblokowania odkurzania części pomieszczenia, można wyznaczyć strefę zabronioną, którą Tapo RV30 omija. Wszystkie funkcje robota można aktywować w aplikacji mobilnej Tapo. Firma TP-Link udziela dwuletniej gwarancji.

https://tiny.pl/c72k9

Drukuj trzy razy szybciej dzięki Speed Mode – nowej funkcji dla drukarek 3D firmy Zortrax

Inżynierowie z firmy Zortrax wdrożyli nową funkcję Speed Mode, dzięki której drukarki 3D Zortrax mogą zawsze funkcjonować w trybie przyspieszonego druku. Aby korzystać z tego trybu, wystarczy zaktualizować firmware drukarek 3D do najnowszej wersji, która jest dostępna do pobrania na stronie Zortrax Support Center.

Opracowana przez Zortrax funkcja Speed Mode przeznaczona jest dla trzech drukarek 3D o oznaczeniach: M200 Plus, M300 Dual i M300 Plus. Funkcja ta aktywowana jest w zakładce *Ustawienia prędkości wydruku*, która pojawia się w menu każdej z drukarek, po standardowej aktualizacji firmware. Dzięki parametrom, które można zmieniać przed bądź w trakcie druku, możliwa jest kontrola prędkości drukowania oraz realizacja modeli 3D. Funkcja Speed Mode doskonale

sprawdza się w firmach oferujących usługi druku 3D albo też prowadzących farmy druku 3D i produkujących części.

Zasadniczo Speed Mode jest sposobem na zwiększenie możliwości pracy drukarek 3D firmy Zortrax. Dobrym tego przykładem są fabryki motoryzacyjne, w których narzędzia otrzymane na drodze druku 3D są stosowane na liniach montażowych. Takie narzędzia, zazwyczaj o prostych kształtach, trzeba jak najszybciej dostarczyć pracownikom linii, aby nie wstrzymywać dalszej produkcji. W tym przypadku użycie trybu Speed Mode może mieć znaczny wpływ, jeśli chodzi o działanie całej produkcji.

https://tiny.pl/c72kd

Najlepszy Joint Chapter IEEE na świecie rezyduje w Polsce

Międzynarodowe Stowarzyszenie Inżynierów Elektryków i Elektroników tzn. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) doceniło działania polskiego chapteru o nazwie AP/MTT/AES (Antennas and Propagation/Microwave Theory and Technology/Aerospace and Electronic Systems). Chapter ten wygrał konkurs dla najlepszej sekcji wspomnianej organizacji. Skupiony jest wokół anten i propagacji, technologii mikrofalowych, lotnictwa i rozwiązań elektronicznych.

Przewodniczącym tego chapteru i jednocześnie jego przedstawicielem jest prof. Krzysztof Nyka z Politechniki Gdańskiej (PG), a wiceprzewodniczącym prof. Mateusz Malanowski (fotografia), z Politechniki Warszawskiej (PW). Chapter AP/MTT/AES wygrał coroczny konkurs IEEE na najlepszą w świecie komórkę organizacji. Nagroda konkursowa została wręczona prof. Malanowskiemu w trakcie konferencji RadarConf'23 w San Antonio w Stanach Zjednoczonych. Jego zainteresowania naukowe obejmują: cyfrowe przetwarzania sygnałów oraz radiolokację, w tym detekcję obiektów, estymację parametrów, śledzenie obiektów i obrazowanie radarowe.

https://tiny.pl/c72kf

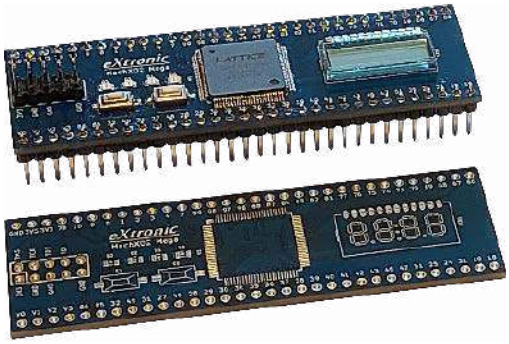
Jakub Tyburski
jakub.tyburski@elportal.pl

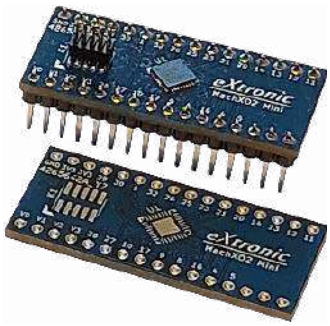
eprasa.pl 78ba6336e6

Hity następnego numeru • „Elektronika Praktyczna” 9/2023

Płytki rozwojowe do kursu FPGA Lattice

Będą świetną pomocą dydaktyczną do kursu FPGA Lattice, który publikowany jest w „Elektronice Praktycznej” od listopada 2021. Ułatwią wykonanie ćwiczeń opisanych w kursie i będą świetną platformą do samodzielnych projektów z zastosowaniem układów FPGA. Zestaw będzie zawierał 3 płytki. MachXO2 Mini, czyli prosta płytka z układem MachXO2-256, to najmniejszy, najprostszy i najtańszy układ FPGA z rodziny MachXO2. Choć jego zasoby są nieduże, może znaleźć zastosowanie w wielu prostych projektach. MachXO2 Mega – w której zastosowano układ MachXO2-1200 w obudowie TQFP100, ma dużo więcej zasobów logicznych niż maluszek z poprzedniej płytki, a także zdecydowanie więcej wyprowadzeń do wykorzystania. Oraz płytka User Interface Board, która powstała, aby ułatwić podłączenie różnych peryferiów do płytki Mega.





Moduł wejść cyfrowych z optoizolacją dla komputera PC

Moduł będzie przydatny zwłaszcza w domowej automatyce. Moduł zawiera dwa specjalizowane układy, pierwszy to konwerter USB/UART typu FT230, drugi to układ mostka UART/GPIO/I²C typu SC18IM704 firmy NXP. Komunikacja z modułem odbywa się poprzez interfejs USBC w trybie zgodności z USB, a zastosowanie gotowego mostka z opisanym protokołem komunikacyjnym zwalnia nas od tworzenia aplikacji dla mikrokontrolera, przenosząc oprogramowanie na komputer PC.

ToneCtrl – regulator barwy dźwięku

Nowoczesny regulator barwy dźwięku wyposażony w dodatkową funkcjonalność, który w swoich założeniach ma znaleźć zastosowanie zarówno przy implementacji nowoczesnych rozwiązań we współczesnych urządzeniach audio, jak i umożliwić modernizację i poprawę parametrów elektrycznych systemów spod znaku vintage. Zawiera zaawansowany, scalony regulator barwy dźwięku pod postacią układu TDA7440 produkowanego przez firmę STMicroelectronics. Układ ten, sterowany poprzez I²C, umożliwia regulację kilku parametrów audio i dodatkowo zapewnia utrzymanie doskonałych parametrów elektrycznych.

Filtr zasilania dla Raspberry Pi

Nakładka dla Raspberry Pi, która umożliwia dodatkową filtrację napięcia zasilania. Filtr przydatny jest, gdy komputerka używamy w aplikacjach audio lub pomiarowych, gdzie od jakości zasilania silnie zależy uzyskany efekt końcowy. W wielu przypadkach filtr może być tańszą alternatywą zasilacza liniowego. Zastosowanie gniazda USBC w przypadku użycia z Raspberry Pi Zero, Pi3+ umożliwia uwspółcześnienie kabli zasilających i stosowanie nowoczesnych ładowarek bez dodatkowych przejściówek.

Tematy wiodące w EP9/2023:

- GPS i inne systemy nawigacji
- Pomiar odległości i prędkości

Wykaz firm ogłaszających się w tym numerze „Elektroniki Praktycznej”.

AKSOTRONIK 83
ARMEL 13
BORNICO 5
COMPUTER CONTROLS 52, 55
ELMAX 73
GAMMA 13
GLYN 37
HAMMOND 7
MICROS 56, 108
PIEKARZ 13
UNISYSTEM 42, 45
WHITE ELECTRONICS 41
ZETTLER 47

Miesięcznik **„Elektronika Praktyczna”.** (12 numerów w roku) jest wydawany przez AVT-Korporacja Sp. z o.o. we współpracy z wieloma redakcjami zagranicznymi.

Wydawnictwo:
AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel. 22 257 84 99, e-mail: avt@avt.pl

Wydawca:
Wiesław Marciniak

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
e-mail: redakcja@ep.com.pl, www.ep.com.pl

Redaktor Naczelny:
Damian Sosnowski

Redaktor Programowy, Przewodniczący Rady Programowej:
Piotr Zbysiński

Menedżer Magazynu:
Katarzyna Gugała

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Jakub Sobański

Zespół marketingu i reklamy:
Katarzyna Gugała, tel. 22 257 84 64
Bożena Krzykawska, tel. 22 257 84 42
Grzegorz Krzykawski, tel. 22 257 84 60

Stali współpracownicy:
Lucjan Bryndza, Nikodem Czechowski, Jarosław Doliński, Andrzej Gawryluk, Krzysztof Górski, Tomasz Jabłoński, Henryk Kowalski, Rafał Kozik, Michał Kurzela, Przemysław Musz, Szymon Panecki, Sławomir Skrzyński, Ryszard Szymaniak, Adam Tatuś, Jakub Tyburski, Robert Wołgajew

Uwaga!
Kontakt z wymienionymi osobami jest możliwy via e-mail, według schematu: imię.nazwisko@ep.com.pl

DTP i okładka:
MAD Sp. z o.o.

Redakcja strony internetowej www.ep.com.pl
MAD Sp. z o.o.

Prenumerata w Wydawnictwie AVT
www.ulubionykiosk.pl lub tel. 22 257 84 22 (godz. 10.00–14.00)
e-mail: prenumerata@avt.pl

Prenumerata w RUCH S.A.
www.prenumerata.ruch.com.pl
lub tel. 801 800 803, 22 717 59 59
e-mail: prenumerata@ruch.com.pl

Wydawnictwo AVT-Korporacja Sp. z o.o. należy do **Izby Wydawców Prasy**

Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
Projekty publikowane w „Elektronice Praktycznej”. mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki Praktycznej”. Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice Praktycznej”. jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu zgody redakcji. Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice Praktycznej”.

eprasa.pl 78ba6336e6

Izolatory cyfrowe w miniaturowej obudowie typu DFN renomowanej marki MORNSUN®

MICROS

Fukcjonalne odpowiedniki produktów **Texas Instruments i Analog Devices**

WŁAŚCIWOŚCI:

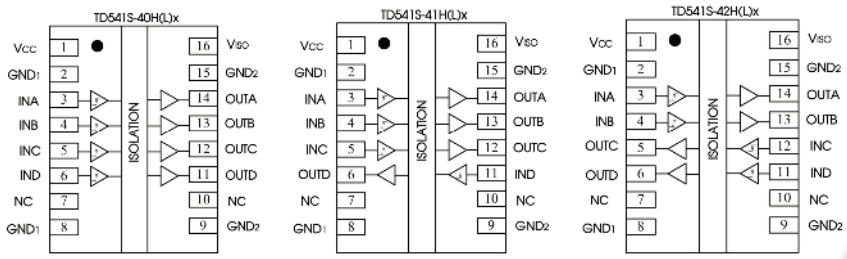
- Ultra mała i ultra cienka obudowa typu DFN
- Szybkość transmisji danych do 150Mbps
- Krótki czas opóźnienia
- Zintegrowane zasilanie izolowane 3.3V albo 5V
- Wysokie napięcie izolacji – do 5000VDC
- Ochrona przed ESD: +/-8kV HBM
- Wysokie CMTI: 75kV/µs (typowe)
- Przemysłowy zakres temperatury pracy: -40℃ do +125℃

ZASTOSOWANIA:

- Systemy automatyki przemysłowej
- Sterowanie silnikami
- Osprzęt medyczny
- Urządzenia testowe oraz pomiarowe
- Izolowane przetworniki ADC oraz DAC

Symbol	Izolowane napięcie zasilania	Poziom napięcia wyjściowego	Konfiguracja WE/WY	Liczba pinów	Szybkość transmisji	Napięcie izolacji	ESD
TD541S-40H3	3,3V	Wysoki	4/0	16	150Mbps	5000VDC	±8kV
TD541S-40H5	5V	Wysoki	4/0	16	150Mbps	5000VDC	±8kV
TD541S-40L3	3,3V	Niski	4/0	16	150Mbps	5000VDC	±8kV
TD541S-40L5	5V	Niski	4/0	16	150Mbps	5000VDC	±8kV
TD541S-41H3	3,3V	Wysoki	3/1	16	150Mbps	5000VDC	±8kV
TD541S-41H5	5V	Wysoki	3/1	16	150Mbps	5000VDC	±8kV
TD541S-41L3	3,3V	Niski	3/1	16	150Mbps	5000VDC	±8kV
TD541S-41L5	5V	Niski	3/1	16	150Mbps	5000VDC	±8kV
TD541S-42H3	3,3V	Wysoki	2/2	16	150Mbps	5000VDC	±8kV
TD541S-42H5	5V	Wysoki	2/2	16	150Mbps	5000VDC	±8kV
TD541S-42L3	3,3V	Niski	2/2	16	150Mbps	5000VDC	±8kV
TD541S-42L5	5V	Niski	2/2	16	150Mbps	5000VDC	±8kV

Konfiguracja pinów



Posiadamy bogatą ofertę zamienników produktów markowych w dziedzinie półprzewodników:

tranzystory bipolarne i polowe, transoptory i optotriaki, stabilizatory liniowe i impulsowe, tyrystory i triaki, układy interfejsowe, mikrokontrolery i pamięci, układy peryferyjne, wzmacniacze operacyjne i komparatory, czujniki temperatury, układy cyfrowe i inne.

XINLUDA · UMW® · iT · Slkor® · JSMICRO SEMICONDUCTOR · OTOMO · GXCAS · YZPST · megawin

MICROS

Micros sp.j. W.Kędra i J.Lic
ul. E.Godlewskiego 38
30-198 Kraków

tel.: +48 12 636 95 66
fax: +48 12 636 93 99
e-mail: bok@micros.com.pl

www.micros.com.pl

Odwiedź nasz sklep internetowy!

eprasa.pl 78ba6336e6