Wydanie elektroniczne dostępne na www.ulubionykiosk.pl

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

EP.com.pl

● Międzynarodowy magazyn elektroników konstruktorów ● wrzesień ● 9/2024 ●

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

• argbController • Sonda logarytmiczna z układem AD8307 • Energooszczędna strzałka LED • Koncentrator czujników cyfrowych Grove • Moduł diody idealnej 12...24 V/5 A • Mini zasilacz buforowy 5 V

podzespoły, sprzęt, aplikacje

• Zasilacze impulsowe – topologie, rozwiązania układowe i parametry • Zasilacze i przetwornice DC/DC do aplikacji medycznych • POLWAT – zasilacze, którym możesz zaufać • Przyszłość wieloprotokołowych układów SoC

tutoriale

• Druk 3D w służbie elektroniki • Internet Rzeczy w pomiarach środowiskowych. Czujnik koloru TCS3472 firmy ams-OSRAM • Cyfrowy miernik zniekształceń na bazie LPC55S26 • Amatorskie pomiary wzmacniaczy audio • Jak zaciekawić nauką elektroniki? • Modułowe ekosystemy edukacyjne i ewaluacyjne

kursy

• Kurs programowania mikrokontrolerów Megawin • Środowisko ESP-IDF. Serwer WWW • Kurs FPGA Lattice. Kombinacyjny algorytm Double Dabble

ISSN 1230-3526 Indeks 357677
9 771230 352245 09
18,90 zł (w tym 8% VAT) • PRICE: 8 EUR

ZESTAWY EDUKACYJNE I EWALUACYJNE

eprasa.pl cdaec1ec11

prenumerata

–20%
NA START
181,40 zł

–30%
po pierwszym roku prenumeraty
158,80 zł

–40%
po drugim roku prenumeraty
136,10 zł

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Zyskaj nieograniczony dostęp do zasobów dla pasjonatów elektroniki!

Tylko prenumeratorzy mają pełny dostęp do:
- artykułów przed ich publikacją w *Elektronice Praktycznej* na www.ep.com.pl – EP W TOKU
- materiałów dodatkowych (takich jak pliki źródłowe projektów) na www.UlubionyKiosk.pl/media

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

Zacznij korzystać z pełnych zasobów już dziś!

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

Problem za krótkiej kołdry



Projektowanie elektroniki jest sztuką. I to pod wieloma względami. Sztuką samą w sobie – bo wymaga doskonałej biegłości w użyciu rozmaitych narzędzi projektowych, kruczków technologicznych, sprawnego „mieszania" technik analogowych i cyfrowych. Jest także sztuką kompromisów, gdyż niemal w każdym aspekcie projektowania pojawia się wspomniany w tytule problem za krótkiej kołdry. Duża rezystancja wejściowa układu pomiarowego jest zwykle wysoce pożądana, ale zwiększa podatność na zakłócenia. Zastosowanie niskoszumnych wzmacniaczy operacyjnych podnosi jakość toru sygnałowego, lecz jednocześnie prowadzi do zwiększenia poboru mocy. I tak dalej, i tak dalej…

Nie inaczej jest także w przypadku zasilaczy. Zakres zastosowań poczciwych konstrukcji transformatorowych (liniowych) skurczył się niebywale w ciągu ostatnich kilku dekad, broniąc ostatnich flanek swojego obszaru aplikacyjnego w zasadzie tylko na polu urządzeń audio, które z oczywistych względów „nie lubią" szerokopasmowego szumu generowanego przez zasilacze impulsowe. Postęp ma jednak swoje prawa i wymusza ciągły wyścig w kierunku miniaturyzacji, zwiększania sprawności przetwarzania energii oraz obniżania kosztów konstrukcji zasilaczy. Doszło do tego, że w zasadzie – gdziekolwiek byśmy się nie obrócili – nasz wzrok trafia na jakiś zasilacz impulsowy. Ładowarki urządzeń mobilnych, komputery, monitory, drukarki, telewizory, sterowniki HVAC, modułowe zasilacze oświetlenia LED, niemal wszystkie zasilacze dogniazdkowe, sterowniki PLC, urządzenia laboratoryjne, aparatura medyczna – to pierwsze z brzegu przykłady zastosowania technologii, która zdominowała współczesną elektronikę.

Zaraz, zaraz… skoro zasilacze impulsowe mają tak istotne zalety, to czy ów zwiększony poziom szumów i tętnień wyjściowych jest naprawdę tak problematyczny? Przecież w większości przypadków zasilane w ten sposób urządzenia są całkowicie nieczułe na tych kilkadziesiąt miliwoltów wahań napięcia.

To prawda, ale zbyt krótka kołdra „z definicji" zawsze daje o sobie znać w zupełnie innym miejscu niż to, na które próbujemy ją naciągnąć. W przypadku zasilaczy problem pojawia się przede wszystkim w otoczeniu układu impulsowego – zakłócenia elektromagnetyczne są bowiem emitowane we wszystkich kierunkach (choć z różnym natężeniem), głównie z samego transformatora oraz bezpośrednio z nim współpracującego obwodu kluczującego. Mało tego – zasilacze impulsowe sporo „mieszają" też w sieci energetycznej, generując zaburzenia przewodzone spowodowane nieciągłym charakterem obciążenia. Prąd jest wszak pobierany impulsowo, a na domiar złego charakterystyka obciążenia widziana od strony sieci zmienia się wraz z obciążeniem wyjścia zasilacza. Trzeba więc stosować konstrukcje korygujące współczynnik mocy (układy PFC), a to dodatkowo komplikuje konstrukcję zasilacza, zwiększa jego rozmiary oraz – oczywiście – cenę. Minimalizacja strat energii i obniżenie poziomu zakłóceń przewodzonych są tym istotniejsze, że w każdej sieci – niezależnie od tego, czy mamy do czynienia z domem mieszkalnym, fabryką czy szpitalem – włączone są jednocześnie dziesiątki, setki czy nawet tysiące urządzeń wyposażonych w zasilacze impulsowe, a każde z nich dokłada swoje trzy grosze do całego tego „harmideru" elektromagnetycznego, co skutkuje zniekształceniami harmonicznymi napięcia sieciowego.

Wspomniana wcześniej miniaturyzacja wymusza z kolei stosowanie wyższych częstotliwości przełączania – jeżeli przechodzimy z kilkudziesięciu kiloherców w zakres megahercowy, to z oczywistych względów możemy stosować coraz mniejsze komponenty indukcyjne i kondensatory, a przecież to one właśnie zajmują najwięcej miejsca na PCB zasilacza. Zyskujemy zatem na objętości podsystemu zasilania i… generujemy nowe problemy, gdyż wzrost częstotliwości kluczowania diametralnie rozciąga pasmo emitowanych zakłóceń elektromagnetycznych.

Na domiar złego normy EMC także nie mają „ochoty" ułatwiać nam życia – wprost przeciwnie, wraz z kolejnymi edycjami stają się bardziej restrykcyjne. I to wcale nie przez jakąś złośliwość członków organizacji normalizacyjnych – standardy muszą się sukcesywnie zaostrzać, gdyż urządzeń „siejących" zakłócenia jest coraz więcej, zatem nad całym tym chaosem trzeba jakoś zapanować.

Nie ulega wątpliwości, że praca konstruktorów zasilaczy impulsowych nie należy do najłatwiejszych, a przecież zagadnienia EMC w projektowaniu współczesnych konstrukcji SMPS to tylko jedna strona medalu – restrykcyjne wymogi dotyczą wszak także bezpieczeństwa elektrycznego, gdyż znakomita większość modułów AC/DC to konstrukcje izolowane, które muszą spełniać odpowiedni poziom ochrony przeciwporażeniowej. Choć opisane zjawisko dotyczy wszystkich zasilaczy izolowanych, to w branży medycznej problem wytrzymałości izolacji, odstępów powietrznych i powierzchniowych oraz prądów upływu jest krytycznie istotny – skoro właśnie od zasilacza w dużej mierze zależy bezpieczeństwo pacjenta (ale i operatora).

Na szczęście nie każdy konstruktor musi martwić się opisanymi problemami czy ograniczeniami. Lwią część pracy wykonują bowiem za nas producenci zasilaczy oraz modułów AC/DC, którzy w pocie czoła wdrażają coraz to nowe ulepszenia i innowacje. A większości z nas – czyli projektantom urządzeń końcowych – pozostaje jedynie wybrać odpowiedni model zasilacza z szerokiej oferty rynkowej (choć i to narzuca konieczność posiadania niemałej wiedzy oraz doświadczenia – zwłaszcza jeżeli urządzenie ma pracować w trudnych warunkach środowiskowych lub w szczególnie wymagającej branży). Dlatego właśnie w najnowszym numerze „Elektroniki Praktycznej" bierzemy pod lupę temat zasilaczy impulsowych – w dwóch obszernych artykułach omawiamy zarówno zagadnienia konstrukcyjne (topologie zasilaczy), jak i szczególne wymagania branżowe na przykładzie aparatury medycznej. Lektura przygotowanego przez nas materiału z pewnością pozwoli naszym Czytelnikom poukładać w głowie posiadaną wiedzę i uzupełnić ją o aspekty, na które często nie zwraca się uwagi, a które znacznie wpływają na sprawność, poziom emisji zakłóceń czy też kwestie bezpieczeństwa elektrycznego zasilaczy.

W dziale „Elektronika w Praktyce" królują tym razem zestawy ewaluacyjne i edukacyjne – czyli narzędzia, które niemal każdy praktyk ma na swoim biurku podczas opracowywania projektu korzystającego z nowego mikrokontrolera, czujnika czy specjalizowanego układu scalonego. W materiale położyliśmy nacisk na dostępne na rynku ekosystemy modułowe, które za sprawą licznych nakładek oraz rozszerzeń pozwalają szybko i łatwo budować nawet całkiem złożone prototypy.

We wrześniowym numerze nie zabrakło oczywiście kilku inspirujących projektów i kolejnych odcinków naszych kursów programowania FPGA, modułów ESP32 oraz mikrokontrolerów Megawin. Kontynuujemy także cykle poświęcone systemom IoT, pomiarom wzmacniaczy audio oraz zagadnieniom „okołoelektronicznym" – w dziale „Technologie wokół Elektroniki" znalazł się trzeci odcinek materiału poświęconego drukowi 3D.

Zapraszam do lektury!

Przemysław Musz

eprasa.pl cdaec1ec11

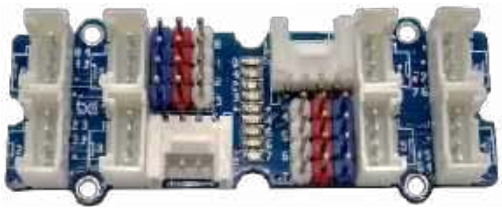
ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

Nr 9 (380) • Wrzesień 2024


12


18


23


25


27


28

Nie przeocz

Nowe podzespoły 5
Dodaj do obserwowanych 10
Koktajl niusów 92

Projekty

Sonda logarytmiczna z układem AD8307 (2) 12
argbController (1) 18

Miniprojekty

Energooszczędna strzałka LED 23
Koncentrator czujników cyfrowych Grove 25
Moduł diody idealnej 12...24 V/5 A 27
Mini zasilacz buforowy 5 V 28

Temat numeru: Nowoczesne zasilacze impulsowe

Zasilacze impulsowe – topologie, rozwiązania układowe i parametry 30
Zasilacze i przetwornice DC/DC do aplikacji medycznych 36

Prezentacje

POLWAT – zasilacze, którym możesz zaufać 35
TEK.day 2024 Gdańsk – event, jakiego jeszcze nie było! 56
Przyszłość wieloprotokołowych układów SoC 66

Technologie wokół elektroniki

Druk 3D w służbie elektroniki (3) 46

Moduły w aplikacjach

Internet Rzeczy w pomiarach środowiskowych (9).
Czujnik koloru TCS3472 firmy ams-OSRAM 52
Cyfrowy miernik zniekształceń na bazie LPC55S26 74

Elektronika w praktyce

Modułowe ekosystemy edukacyjne i ewaluacyjne 59

Notatnik konstruktora

Amatorskie pomiary wzmacniaczy audio (3) 68
Jak zaciekawić nauką elektroniki? 72

Kursy

Kurs programowania mikrokontrolerów Megawin (3) 78
Środowisko ESP-IDF (4). Serwer WWW 83
Kurs FPGA Lattice (23). Kombinacyjny algorytm Double Dabble 87

Prenumerata 2
Od wydawcy 5
Hity następnego numeru 95

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

eprasa.pl cdaec1ec11

Szczegóły na stronie 91

nowe podzespoły

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

Wielozakresowy moduł komunikacyjny LoRa na pasma 860...930 MHz, 2,1 GHz i 2,4 GHz



Do oferty firmy Murata wchodzi wielozakresowy moduł komunikacyjny LoRa na pasma 860...930 MHz, ISM 2,4 GHz oraz 2,1 GHz, do komunikacji satelitarnej. Ułatwia on projektowanie aplikacji komunikacyjnych i zarządzanie łańcuchami dostaw w różnych branżach oraz regionach geograficznych. Nowy produkt uzyskał certyfikacje CE, FCC, TELEC, a także IC.

Type 2GT to moduł o wymiarach 9,98×8,70×1,74 mm, bazujący na układzie transceivera LR1121 produkcji Semtech i współpracujący z zewnętrzną anteną. Może być zasilany napięciem z zakresu od 1,8 do 3,6 V. Jego struktura obejmuje też oscylator TCXO, rezonator pomocniczy 32 kHz, przełącznik sygnału w.cz. i układ dopasowujący impedancję.

Type 2GT obsługuje modulacje FSK, LoRa i LR-FHSS. Charakteryzuje się dużą odpornością na narażenia środowiskowe, dzięki czemu może znaleźć zastosowanie m.in. w przemyśle, rolnictwie i automatyce budynków. Zawiera port SPI oraz linie GPIO do komunikacji z hostem. Może pracować w zakresie temperatury otoczenia od –40 do +85°C.

www.murata.com

Głośniki do aparatury medycznej zgodne z wymogami normy branżowej IEC 60601-1-8



Oddział audio firmy CUI Devices wprowadza na rynek nową serię głośników do aparatury medycznej, spełniających wymogi normy branżowej IEC 60601-1-8 dotyczącej wymogów technicznych stawianych systemom alarmowym. Pierwsze dostępne modele – CMSM-3116-38 i CMSM-3116-34 – charakteryzują się częstotliwością rezonansową do 400 Hz i łagodną charakterystyką odpowiedzi częstotliwościowej o fluktuacjach poniżej ±15 dB. Nadają się one do implementacji w urządzeniach medycznych, zgodnych ze specyfikacją IEC 60601 w zakresie bezpieczeństwa i niezawodności. Stopień ochrony wynosi w ich przypadku odpowiednio: IP66 i IP67.

Ceny hurtowe głośników serii CMSM zaczynają się od 4,34 USD przy zamówieniach 100 sztuk.

www.cuidevices.com

	CMSM-3116-38	CMSM-3116-34
Moc wejściowa	maks. 5 W	maks. 3,5 W
Impedancja	8 Ω	4 Ω
Pasmo	280 Hz...20 kHz	
SPL	typ. 98 dB	
Zniekształcenia	maks. 5%	
Magnes	Nd-Fe-B	
Wymiary	31,6×31,6×15,35 mm	
Zakres temp. pracy	–25...+85°C	

REKLAMA

HAMMOND®

Obudowa miniaturowa 1551W IP68

Dowiedz się więcej:
hammondmfg.com/1551w

eusales@hammondmfg.com
+44 1256 812812



eprasa.pl cdaec1ec11

Odbiornik GNSS mosaic-X5 firmy Septentrio dostępny na płytce Mikroe Click



Miniaturowy, 3-zakresowy odbiornik GNSS mosaic-X5 firmy Septentrio został zintegrowany z nową płytką Click firmy Mikroe. Powstały w ten sposób moduł o nazwie Mosaic Click jest kompatybilny z popularnym standardem gniazd mikroBUS, dzięki czemu umożliwia prototypowanie plug-and-play i skraca czas wprowadzenia produktów na rynek.

mosaic-X5 to precyzyjny odbiornik GNSS z wbudowanymi mechanizmami kontroli błędów. Zapewnia obsługę różnych konstelacji satelitów, w tym GPS, Galileo, GLONASS, BeiDou, QZSS oraz satelitów L-Band. Dzięki małym gabarytom i energooszczędnej pracy nadaje się doskonale do aplikacji w urządzeniach bateryjnych, ponadto polecany jest do systemów automatyki i robotyki. Znaczna dywersyfikacja obsługiwanych sygnałów zapewnia w jego przypadku niezawodną pracę w trudnych warunkach, m.in. w otoczeniu wysokich budynków.

Dzięki wysokiej częstotliwości odświeżania informacji geolokalizacyjnych, mosaic-X5 nadaje się idealnie do zastosowań w robotach i szybko przemieszczających się pojazdach roboczych. Zastosowana w nim technologia Advanced Interference Mitigation (AIM+) zapewnia skuteczną ochronę przed zakłóceniami oraz celowym zagłuszaniem sygnału. Ponadto wbudowany system monitorowania integralności RAIM+ daje możliwość wykrywania błędów na wszystkich etapach komunikacji. Pomiary wadliwe, wynikające np. z propagacji wielodrogowej lub z aktywności jonosfery, są ignorowane. RAIM+ działa na bazie oceny właściwości statystycznych wszystkich obserwacji i źródeł błędów. Są one adaptowane stosownie do dynamiki i otoczenia, w szczególności do prędkości pojazdu, intensywności propagacji wielościeżkowej, warunków atmosferycznych, siły sygnału itp. Odbiornik analizuje spójność pomiarów za pomocą kilku testów statystycznych, a w razie wykrycia błędu próbuje skorygować pomiar lub przełącza się na inny tryb pozycjonowania. Algorytm podejmowania decyzji działa w oparciu na eksperymentach przeprowadzonych w różnych środowiskach pracy, a dodatkowo może zostać zoptymalizowany pod kątem specyficznych wymagań aplikacji użytkownika.

www.mikroe.com
www.septentrio.com

Energooszczędny wzmacniacz operacyjny o poborze prądu 160 nA

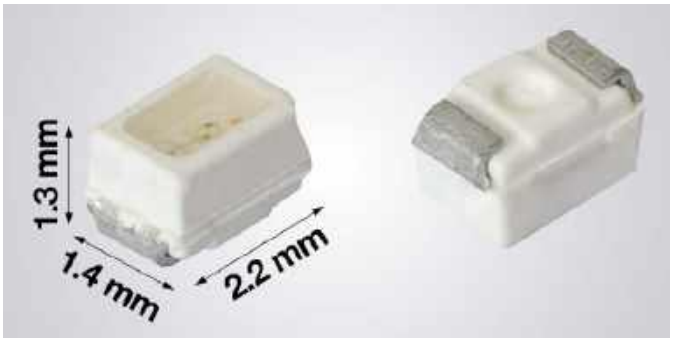
LMR1901YG-M to najbardziej energooszczędny wzmacniacz operacyjny spośród dostępnych obecnie na rynku, charakteryzujący się typowym poborem prądu 160 nA. Nadaje się on idealnie do wzmacniania sygnałów z czujników zasilanych bateryjnie, elektronicznych etykiet sklepowych itp. Pobór prądu układu jest tylko w minimalnym stopniu uzależniony od temperatury, która może mieścić się w zakresie od –40 do +105°C. Takie parametry otwierają pole do zastosowań układu również w alarmach przeciwpożarowych czy też czujnikach parametrów środowiskowych.

Poza energooszczędną pracą, do zalet LMR1901YG-M należy zaliczyć niski offset wejściowy nieprzekraczający 0,55 mV @ +25°C przy dryfcie <7 µA/°C.



Wzmacniacz może pracować z napięciem zasilania od 1,7 do 5,5 V i oferuje wejście oraz wyjście rail-to-rail. Uzyskał kwalifikację AEC-Q100, świadczącą o dużej odporności na trudne warunki pracy, typowe dla elektroniki samochodowej. Jest produkowany w obudowie SSOP-5 o wymiarach 2,9×2,8×1,25 mm.

www.rohm.com



Miniaturowe niebieskie i zielone diody InGaN LED o dużej jasności

W ofercie komponentów optoelektronicznych firmy Vishay debiutują dwie miniaturowe diody LED o dużej jasności, zrealizowane w technologii InGaN: niebieska i zielona (true green), oznaczone symbolami odpowiednio VLMB2332T1U2-08 i VLMTG2332ABCA-08. Pomimo małych gabarytów (2,2×1,3×1,4 mm), zapewniają one jasność do (odpowiednio): 440 i 2300 mcd – czterokrotnie wyższą niż w przypadku odpowiedników poprzedniej generacji, produkowanych w obudowach typu PLCC-2. Charakteryzują się szerokim kątem emisji, równym 120°. Obie pracują z napięciem przewodzenia wynoszącym typowo 2,9 V.

Dioda VLMTG2332ABCA-08, o typowej długości fali równej 525 nm, może znaleźć zastosowanie w urządzeniach przenośnych z funkcją monitorowania tętna (np. w trackerach fitness), a także innych aplikacjach, korzystających ze zjawiska różnicy w absorpcji światła zielonego. Z kolei dioda VLMB2332T1U2-08, o długości

		VLMB2332T1U2-08	VLMTG2332ABCA-08
Barwa		niebieska	zielona (true green)
Światłość @ 20 mA	min.	280 mcd	1400 mcd
	typ.	440 mcd	2300 mcd
	maks.	710 mcd	3550 mcd
Długość fali @ 20 mA	min.	458 nm	515 nm
	typ.	465 nm	525 nm
	maks.	472 nm	541 nm
Napięcie przewodzenia @ 20 mA	min.	2,6 V	
	typ.	2,9 V	
	maks.	3,4 V	
Technologia		InGaN/szafir	

eprasa.pl cdaec1ec11

fali 465 nm, nadaje się do aplikacji w detektorach dymu, używających światła niebieskiego o małej długości fali do wykrywania cząstek o niewielkiej średnicy.

www.vishay.com



Energooszczędne układy czasowe rodziny FemtoClock 3 o błędzie jitteru na poziomie 25 fs rms

Renesas Electronics wzbogaca ofertę układów czasowych o nową rodzinę ultraenergooszczędnych zegarów i tłumików jitteru FemtoClock, odpowiednich do użytku w switchach i routerach, aparaturze medycznej, centrach danych oraz aplikacjach audio/wideo i urządzeniach przemysłowych. Układy te charakteryzują się małym błędem jitteru – na poziomie 25 fs rms – dzięki czemu spełniają wymogi serializerów-deserializerów nowej generacji, pracujących z szybkością transmisji 224 Gbps i korzystających z rezonatorów o częstotliwości 48...73 MHz. Występują w wersjach zawierających od 8 do 12 wyjść. Możliwość generowania do 4 różnych częstotliwości pozwala na wytwarzanie wszystkich niezbędnych sygnałów zegarowych w systemie przez pojedynczy układ scalony. Wbudowany regulator LDO o dużym współczynniku PSRR zmniejsza koszty i liczbę układów współpracujących, a wbudowana pamięć nieulotna pozwala na dostosowywanie konfiguracji na etapie produkcji, bez dodatkowych kosztów ponoszonych przez zamawiającego.

Układy czasowe rodziny FemtoClock 3 oferują różne tryby pracy, w tym synchronizacji, tłumienia jitteru i generowania sygnału zegarowego. Zapewniają zgodność ze standardami ITU-T G.8262 i G.8262.1 w zakresie synchronizacji w sieciach telekomunikacyjnych. Pracują z pojedynczym napięciem zasilania 1,8 V i pobierają moc 1,2 W. Są produkowane w obudowach VFQFPN-48 (7×7 mm) i VFQFPN-64 (9×9 mm).

www.renesas.com

Niskoprofilowa cewka ferrytowa o prądzie nasycenia do 230 A – do instalacji samochodowych



Firma Vishay opracowała kolejną cewkę wysokoprądową do instalacji samochodowych, zdolną do pracy w szerokim zakresie temperatury otoczenia: od –55 do +155°C. IHDF-1300AE-1A to ferrytowa cewka o prądzie nasycenia do 230 A, dostępna w 5 wariantach o indukcyjności od 1,0 do 5,0 µH. Uzyskała kwalifikację AEC-Q200. Produkowana w obudowie THT rozmiaru 1300 (33×33×15,4 mm), charakteryzuje się małą rezystancją uzwojenia, wynoszącą – w zależności od modelu – od 0,79 do 1,1 mΩ. W porównaniu z odpowiednikami, wykazuje większy o 75% prąd nasycenia. Jej niskoprofilowa konstrukcja zapewnia dużą odporność na udary i wibracje.

L_0 (100 kHz, 0,25 V)	DCR maks. (+25°C)	Prąd znamionowy (+25°C)	Prąd nasycenia (+100°C)	SRF
1,0 µH	0,79 mΩ	72 A	230 A	39 MHz
2,2 µH	1,1 mΩ	59 A	149 A	23 MHz
3,3 µH			112 A	18 MHz
4,7 µH			92 A	16 MHz
5,0 µH			78 A	15 MHz

www.vishay.com



Kontrolery ekranów dotykowych do systemów płatności

Wzrost liczby pojazdów elektrycznych niesie za sobą konieczność rozbudowy infrastruktury ładowania. Dodawanie do stacji ładowania opcji płatności kartą kredytową staje się standardową praktyką w wielu krajach, a na terenie EU jest obowiązkowe. Co za tym idzie, stacje ładowania muszą spełniać standardy bezpieczeństwa branży kart płatniczych PCI (Payment Card Industry). Specjalnie do tego obszaru zastosowań Microchip zaprojektował serię kontrolerów ekranów dotykowych maXTouch ATMXT2952TD 2.0, wyposażonych w funkcje autoryzacji i szyfrowania danych.

Typowe systemy płatności, oparte na kombinacji dotykowego interfejsu człowiek-maszyna (HMI) oraz identyfikacji radiowej (RFID), są podatne na ataki hakerskie polegające na aktualizacji z użyciem złośliwego oprogramowania lub ataki typu man-in-the-middle, przeprowadzane podczas wprowadzania numeru PIN na ekranie dotykowym. Wokół układów scalonych często stosuje się fizyczne bariery siatkowe i czujniki do ochrony przed włamaniami. W celu ochrony integralności oprogramowania korzysta się natomiast ze specjalnych technik flashowania oprogramowania i resetowania urządzeń.

Kontrolery rodziny MXT2952TD 2.0 zapewniają szyfrowanie danych z interfejsów dotykowych oraz kryptograficzne uwierzytelnianie aktualizacji oprogramowania w celu zminimalizowania ryzyka, a także zapewnienia zgodności z certyfikatami PCI. Kiedy scalony czytnik RFID i kontroler ekranu dotykowego znajdują się na różnych płytkach drukowanych, zbudowanie fizycznych barier, chroniących przed włamaniami, jest szczególnie trudne i kosztowne. Wbudowane oprogramowanie firmware kontrolera MXT2952TD 2.0 oferuje producentom stacji ładowania łatwiejsze do wdrożenia rozwiązanie, pozwalające zachować zgodność ze standardami bezpieczeństwa i uniknąć kosztów związanych z dodawaniem do stacji drugiego modułu płatniczego z ekranem dotykowym.

Stacje ładowania muszą być odporne na trudne warunki pogodowe, działać niezawodnie w obecności wilgoci, a nawet zapewniać odporność na akty wandalizmu. Ekrany dotykowe oparte na kontrolerze MXT2952TD 2.0 działają skutecznie również wtedy, gdy są pokryte szkłem IK10 o grubości 6 mm, powłokami antyrefleksyjnymi i filtrami IR/UV. Opatentowana przez Microchipa technika różnicowego wykrywania dotyku zapewnia wyjątkową odporność na zakłócenia oraz umożliwia obsługę ekranu dotykowego nawet w grubych rękawiczkach.

Poza stacjami ładowania, nowe kontrolery doskonale nadają się do większości nienadzorowanych, zewnętrznych

eprasa.pl cdaec1ec11

terminali płatniczych, takich jak parkometry i wszelkiego typu systemy sprzedaży POS. Model MXT2952TD 2.0 został specjalnie zoptymalizowany pod kątem ekranów 20-calowych, natomiast MXT1664TD współpracuje z ekranami o przekątnej 15,6 cala. Oba są wspierane przez standardowe narzędzia projektowe z rodziny maXTouch, w tym maXTouch Studio IDE i maXTouch Analyzer.

www.microchip.com

Moduły komunikacyjne z obsługą standardów Wi-Fi 6 i Bluetooth 5.3



Panasonic Industry Europe ogłasza wprowadzenie na rynek dwóch modułów komunikacji bezprzewodowej z obsługą standardów Wi-Fi 6, oznaczonych symbolami PAN9019 i PAN9019A. Zostały one zrealizowane na bazie chipów – odpowiednio – IW611 i IW612 firmy NXP. Pierwszy z nich zapewnia obsługę standardów Wi-Fi 6 i Bluetooth 5.3. Z kolei PAN9019A oferuje jeszcze większy zakres funkcjonalności, wynikający z kompatybilności ze standardem 802.15.4. Pozwala to na jego bezproblemową integrację w aplikacjach korzystających z protokołów Thread i ZigBee.

Oba moduły z powodzeniem mogą być stosowane w stacjach ładowania pojazdów elektrycznych, pompach ciepła, systemach inteligentnego domu, automatyce, sprzęcie przemysłowym i aparaturze medycznej. Uzyskały certyfikaty m.in. CE RED, ISED, FCC i MIC, potwierdzające zgodność z globalnymi standardami regulacyjnymi, co ułatwia wdrażanie ich przez przedsiębiorstwa działające w różnych regionach geograficznych.

Elastyczność aplikacyjna nowych modułów może być jeszcze większa – aby ułatwić konstruktorom prace projektowe, Panasonic udostępnił listę anten, zatwierdzonych do współpracy z PAN9019 i PAN9019A. Użytkownicy mogą wybierać spośród szerokiej gamy anten, dostarczanych przez takich producentów, jak m.in. TDK, AVX/Kyocera, Taoglas czy 2J. Oferowane przez Panasonica zestawy ewaluacyjne zawierają wstępnie certyfikowaną, elastyczną antenę PCB FXP830 produkcji Taoglas.

http://industry.panasonic.eu

Sztuczne obciążenia 50 Ω dużej mocy na pasmo 6 GHz



Pasternack wprowadza na rynek serię 50-omowych obciążeń w.cz. dużej mocy, przeznaczonych do pracy w zakresie częstotliwości do 6 GHz. Występują one w wersjach ze złączami 4,3-10, 7/16 DIN i N-type. Charakteryzują się niskim współczynnikiem VSWR (od 1,25:1), co przekłada się na minimalne straty i bardzo dobrą integralność sygnału. Rozwiązania te znajdą zastosowanie w najbardziej wymagających aplikacjach, m.in. z sektora telekomunikacyjnego i lotniczego, ponieważ umożliwiają rozpraszanie mocy do 50 W.

www.pasternack.com

	PE6TR1180	PE6TR1181	PE6TR1184	PE6TR1185
Pasmo	DC...6 GHz			
Moc znamionowa	5 W	5 W	10 W	50 W
Złącze	7/16 DIN (męskie)	4,3–10 (męskie)	N (męskie)	N (męskie)
VSWR (maks.)	1,25:1	1,25:1	1,35:1	1,35:1
Zakres temp. pracy	–40...+75°C			

Przestrajalne przesuwniki fazowe na pasmo 40 GHz o mocy wejściowej do 100 W



Wspomniana wcześniej firma Pasternack zaprezentowała również serię przestrajalnych przesuwników fazowych z pokrętłem regulacyjnym, dostępnych w wersjach na pasmo do 40 GHz. Oferują one pełny zakres regulacji fazy 360°. Mogą znaleźć zastosowanie w sektorze telekomunikacyjnym, pomiarowym, wojskowym i lotniczym. Charakteryzują się małymi stratami wtrąconymi (od 1 dB), a także dużą dopuszczalną mocą wejściową, wynoszącą 100 W (do 3000 W w szczycie). W zależności od modelu mogą zawierać porty SMA lub 2,92 mm.

www.pasternack.com

	PE8247A	PE8253A	PE8255A	PE82P1000A
Pasmo	DC...18,6 GHz	18...26,5 GHz	DC...18 GHz	18...40 GHz
Złącze	SMA	SMA	SMA	2,92 mm
Zakres regulacji	min. 60° /GHz	min. 30° /GHz	min. 30° /GHz	min. 30° /GHz
Maks. moc wejściowa (CW)	100 W (CW)			
Moc wejściowa (szczytowa)	3000 W			
Straty wtrącone	maks. 1 dB	maks. 1,5 dB	maks. 1 dB	maks. 2,5 dB
Wejściowy VSWR	maks. 1,6:1	maks. 1,8:1	maks. 1,6:1	maks. 2:1

Optyczny enkoder odbiciowy z różnicowymi wyjściami TTL



Firma Broadcom opracowała optyczny enkoder odbiciowy AEDR-9930EL, przeznaczony do zastosowań w układach napędowych, siłownikach, robotyce, drukarkach i czytnikach kart. Zawiera on 3 wyjścia różnicowe: kwadraturowe A i B oraz indeksowe I, kompatybilne z sygnałami TTL, ułatwiające integrowanie w istniejących aplikacjach. Jest przystosowany do pracy z napięciem zasilania 3,3 V lub 5,0 V i w temperaturze otoczenia od –40 do +115°C, dzięki czemu może być używany w aplikacjach przemysłowych czy motoryzacyjnych.

AEDR-9930EL zawiera regulowane źródło LED i fotodetektor, umieszczone we wspólnej obudowie SMD o wymiarach 5×5×1,05 mm. Charakteryzuje się rozdzielczością do 15,36 linii/mm. Wewnętrzny interpolator, programowalny przez interfejs SPI, może pracować ze współczynnikami z zakresu od 1× do 1024×, co zapewnia kompatybilność z różnymi prędkościami obrotowymi tarczy kodowej.

www.broadcom.com

Ogniwa solarne o dużej sprawności z rodziny Amorton – do zastosowań wewnątrz pomieszczeń

Ogniwa solarne Amorton firmy Panasonic, produkowane z uwodornionego krzemu amorficznego (a-Si:H), znalazły wiele zastosowań w urządzenia IoT, zegarkach, czujnikach, urządzeniach do śledzenia zasobów i pilotach zdalnego sterowania. Mogą one

eprasa.pl cdaec1ec11

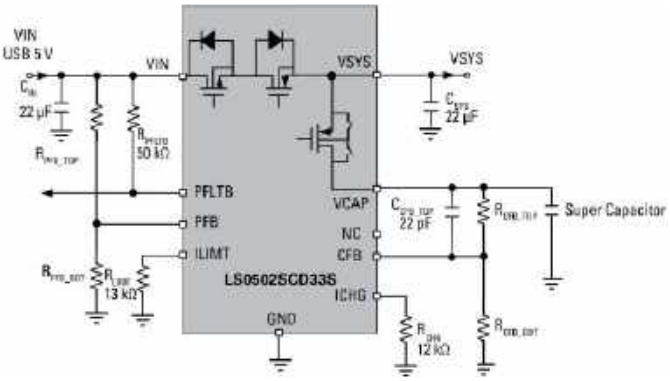
pozyskiwać energię nawet w warunkach słabego oświetlenia (także sztucznego).



Obecnie do oferty firmy wchodzą dwa nowe warianty o oznaczeniach AMG-1401C i AMG-1701C, charakteryzujące się wyższą o 20% sprawnością. Efekt taki uzyskano dzięki optymalizacji procesu produkcyjnego, która znacznie zwiększyła powierzchnię aktywną – w porównaniu z ogniwami poprzedniej generacji.

Modele AMG-1401C i AMG-1701C, oparte na podłożu szklanym, mają grubość 1,1 mm i generują moc około 8 μW/cm² przy oświetleniu 200 lx. Ich wymiary zewnętrzne są tylko nieznacznie większe od powierzchni aktywnej. AMG-1401C o powierzchni 41,4×26,1 mm generuje do 77,8 μW mocy przy oświetleniu 200 lx. Napięcie ogniwa wynosi 2,2 V, co oznacza, że można je łączyć z wieloma dostępnymi na rynku układami zarządzania energią.

http://industry.panasonic.eu



Układ zabezpieczenia superkondensatorów w systemach zasilania awaryjnego

Zasilanie rezerwowe jest niezbędne w wielu zastosowaniach, ale ograniczony zakres temperatury pracy akumulatorów litowo-jonowych często uniemożliwia zastosowanie ich w bardziej wymagających aplikacjach. Rozwiązaniem tego problemu może okazać się nowy układ zabezpieczający z rodziny eFuse, oznaczony symbolem LS0502SCD33S, a przeznaczony do współpracy z superkondensatorami. Pozwala on realizować źródła zasilania rezerwowego o dużej gęstości energii i napięciu wyjściowym powyżej 3 V, bez potrzeby podłączania zewnętrznego konwertera DC/DC. Zapewnia ochronę przed potencjalnymi uszkodzeniami systemu w wyniku przepięć czy też dużych impulsów prądowych na linii wejściowej.

LS0502SCD33S zawiera kontroler ładowania, umożliwiający programowanie napięcia (1,1...5,3 V) i prądu ładowania superkondensatora. Dodatkowo został wyposażony w układ diody idealnej do blokowania przepływu prądu wstecznego przy spadku napięcia wejściowego. Przełączanie źródła napięcia zasilającego system (napięcie wejściowe lub superkondensator) odbywa się automatycznie.

LS0502SCD33S jest przystosowany do pracy w zakresie temperatury otoczenia od –40 do +85°C. Nowy kontroler może być zasilany napięciem od 3,3 do 5,5 V. Charakteryzuje się małym poborem prądu, sięgającym 2,5 μA przy superkondensatorze naładowanym do pełna. Został zabezpieczony przed przepięciami wejściowymi o amplitudzie do 18 V. W przypadku zasilania systemu z superkondensatora układ ogranicza jego prąd wyjściowy do maksymalnie 2 A.

www.littelfuse.com

electronica
SEMICON EUROPA
November 12–15, 2024
Leading the way to the future of AI
powered by electronica
World's leading trade fair and conference for electronics
Get your ticket now!
electronica.de/tickets



REKLAMA

eprasa.pl cdaec1e0d

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.



PS-OHK – klawiatura komputerowa do pisania jedną ręką

Dział „Dodaj do obserwowanych" nie byłby kompletny bez odnotowania w nim nietypowej klawiatury. Klawiatura PS-OHK – z układem, do którego łatwo się przyzwyczaić, ale bez specjalnych modyfikatorów (tj. z mniej więcej standardową liczbą klawiszy) – ma zapewniać wygodną możliwość pisania jedną ręką.

Klawiatura została zaprojektowana z myślą o:

1. najczęściej używanych literach (wiersz główny to R, T, N i S),
2. zależności między dźwiękami (D jest wspólne i najbliższe T, to samo dotyczy L i R),
3. kształcie lewej dłoni (zgodny z naturalną krzywizną palców),
4. praktyczności – bez zapamiętywania niejasnych układów; dodatkowo użytkownik ma dostęp do klawiszy strzałek, klawiszy funkcyjnych itp.

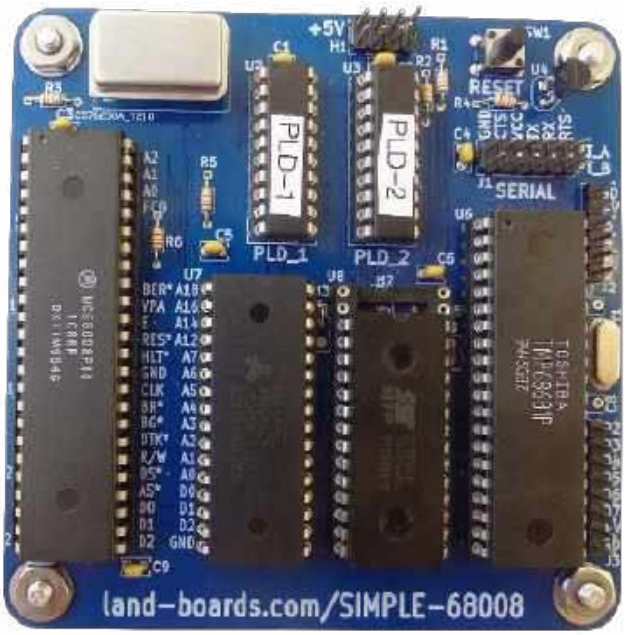
https://hackaday.io/project/196568-ps-ohk

Prosta karta procesorowa oparta na CPU 68008

Prezentowany projekt to minimalistyczna karta procesorowa oparta na układzie 68008. Modułu tego można używać do testowania własnego kodu – niewykluczona jest również jego rozbudowa o inne moduły, jeśli potrzebna okaże się dodatkowa funkcjonalność.

Zastosowany procesor ma 32-bitowe rejestry, 20-bitową wewnętrzną magistralę adresową (może adresować do 1 MB pamięci) oraz 8-bitową zewnętrzną magistralę adresową. Na płytce można zamontować CPU w 28- lub 32-pinowej obudowie. Moduł taktuje procesor zegarem o częstotliwości 8 lub 10 MHz. Na karcie procesorowej przewidziano 512 kB pamięci SRAM, ale można zamiast niej dodać układ SRAM o pojemności tylko 128 kB. Warto również wspomnieć, że karta procesorowa może także obsługiwać do 448 kB pamięci EPROM.

W projekcie zintegrowano układ 68681 (zawierający podwójny interfejs UART) z dwoma 6-pinowymi złączami do modułów z układem FTDI, co pozwala na podłączenie karty procesorowej



do współczesnego komputera poprzez USB. Prędkość transmisji osiąga poziom 38 400 bodów.

Moduł zawiera również 6-bitowe wyjście oraz 4-bitowe wejście. System zasilany jest napięciem 5 V i został wyposażony w zintegrowany przycisk reset wraz z monitorem linii zasilania. Płytka ma wymiary 95 mm×95 mm, co jest standardowym rozmiarem dla tego typu konstrukcji. Wszystkie złącza rozszerzeń to standardowe goldpiny o rastrze 2,54 mm.

https://hackaday.io/project/196659-simple-68008-cpu-card



Konsola do gier arcade z dwoma ekranami

Ten prosty projekt to kompaktowa, przenośna konsola do gier arcade. To, co wyróżnia tę konstrukcję, to dwa ekrany IPS – jeden to niewielki, okrągły wyświetlacz o średnicy 2,5", a drugi to klasyczny wyświetlacz prostokątny o przekątnej 4". To co jest najciekawsze, to soczewka, która powiększa optycznie mniejszy wyświetlacz, ułatwiając dostrzeżenie na nim niewielkich detali.

eprasa.pl cdaec1ec11

Pomysł użycia konsoli zakłada zastosowanie 2,5-calowego LCD z soczewką do obsługi gier z widokiem z perspektywy trzeciej osoby lub z widokiem z góry, w których nie ma znaczenia utrata niektórych informacji widocznych po bokach głównego pola obrazu. Dodany 4-calowy ekran IPS po przeciwnej stronie służy do grania w pozostałe gry. Do przełączania się pomiędzy wyświetlaczami służy pojedynczy przycisk.

https://hackaday.io/project/195649-swap-arcade



Odtwarzacz MP3 ePiPod

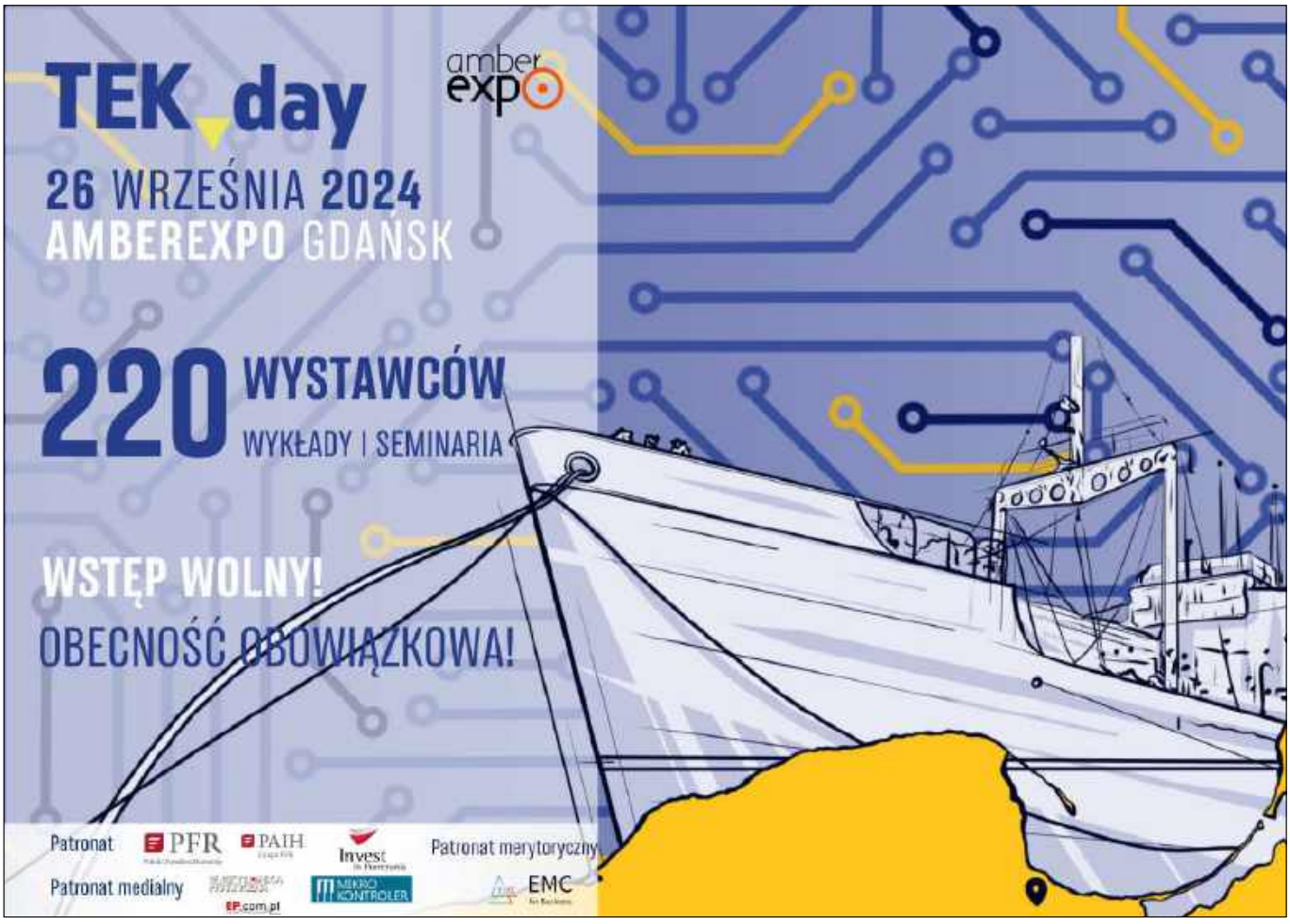
Wyobraź sobie, że klasyczny iPod spotkał się z Raspberry Pi, a z ich połączenia powstało coś nowego i wyjątkowego. To właśnie



ePiPod! Przenośny odtwarzacz muzyczny, który łączy w sobie urok lekkiego retro z nowoczesną technologią. Wyposażony w Raspberry Pi Zero 2 W, e-papierowy ekran, wysokiej jakości przetwornik DAC oraz wzmacniacz słuchawkowy, oferuje długie godziny odtwarzania na jednej baterii. Na dodatek projekt ten jest w pełni otwarty i stworzony z myślą o łatwości modyfikacji, co czyni go idealnym projektem dla hobbystów oraz entuzjastów technologii DIY.

https://hackaday.io/project/196631-epipod

REKLAMA



eprasa.pl cdaec1ec11

W ofercie AVT*
AVT5991

Najważniejsze parametry:
- konstrukcja oparta na scalonym układzie AD8307,
- wbudowana przetwornica DC/DC o topologii podwajacza pojemnościowego,
- blok wejściowy z przełączanymi tłumikami 0/–20/–40 dB,
- impedancja wejściowa: 1 kΩ/10 kΩ/100 kΩ,
- impedancja wyjściowa: 50 Ω (złącze BNC),
- wzmocnienie regulowane potencjometrem (około 24,9 mV/dB ±9%),
- punkt przecięcia charakterystyki regulowany potencjometrem (±3dB),
- zasilanie: dwa ogniwa typu AAA.

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

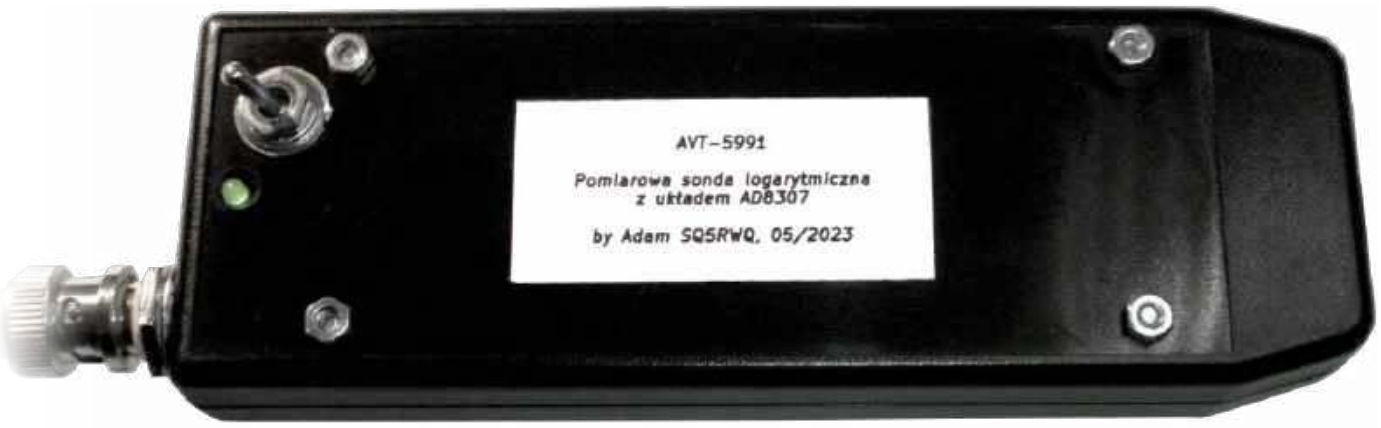
AVT3257	Izolowana galwanicznie sonda oscyloskopowa 2,5 kV (EdW 10/2019)
AVT3241	Różnicowa sonda oscyloskopowa 20 MHz (EdW 5/2019)
AVT1962	Ekonomiczna sonda logarytmiczna (EP 8/2017)
AVT5378	Różnicowa sonda pomiarowa z izolacją galwaniczną (EP 1/2013)

* **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**.



Sonda logarytmiczna z układem AD8307 (2)


Pierwsza część artykułu znajduje się pod adresem: **https://ulubionykiosk.pl/media**

W pierwszej części opisu, którą opublikowaliśmy przed miesiącem, zaprezentowaliśmy najważniejsze informacje na temat budowy, zasady działania oraz parametrów układu AD8307 w kontekście zastosowania go do budowy logarytmującego toru pomiarowego. W drugiej części publikacji skupimy się na zagadnieniach związanych z konstrukcją, montażem, uruchomieniem i regulacją logarytmicznej sondy pomiarowej.

Zasada działania i koncepcja realizacji sondy

Schemat elektryczny urządzenia zaprezentowano na **rysunku 13**. Blok zasilania stanowi pojemnościowa (bezindukcyjna) przetwornica DC/DC, podwajająca napięcie zasilania. Jest to rozwiązanie wygodne w przypadku zasilania sondy z użyciem dwóch stosunkowo niewielkich, bardzo tanich dziś ogniw AAA, zamocowanych w koszyczku wprost do płytki drukowanej. Napięcie wymagane do zasilania układu AD8307 (U2) nie powinno być niższe od 2,7 V ani wyższe od 5,5 V – i właśnie dlatego podwojenie napięcia z dwóch ogniw alkalicznych lub akumulatorków NiMH w całym zakresie ich cyklu pracy wydaje się optymalnym rozwiązaniem. Przetwornica pracuje w układzie multiwibratora astabilnego (z tranzystorami Q1 i Q2), który steruje podwójną pompą ładunkową z tranzystorami Q3 i Q4, diodami D2..D7 oraz pojemnościami C5…C6, z częstotliwością F równą około 30 kHz, leżącą niewiele powyżej pasma akustycznego. Teoretyczną częstotliwość pracy tak zbudowanej przetwornicy F określa wzór:

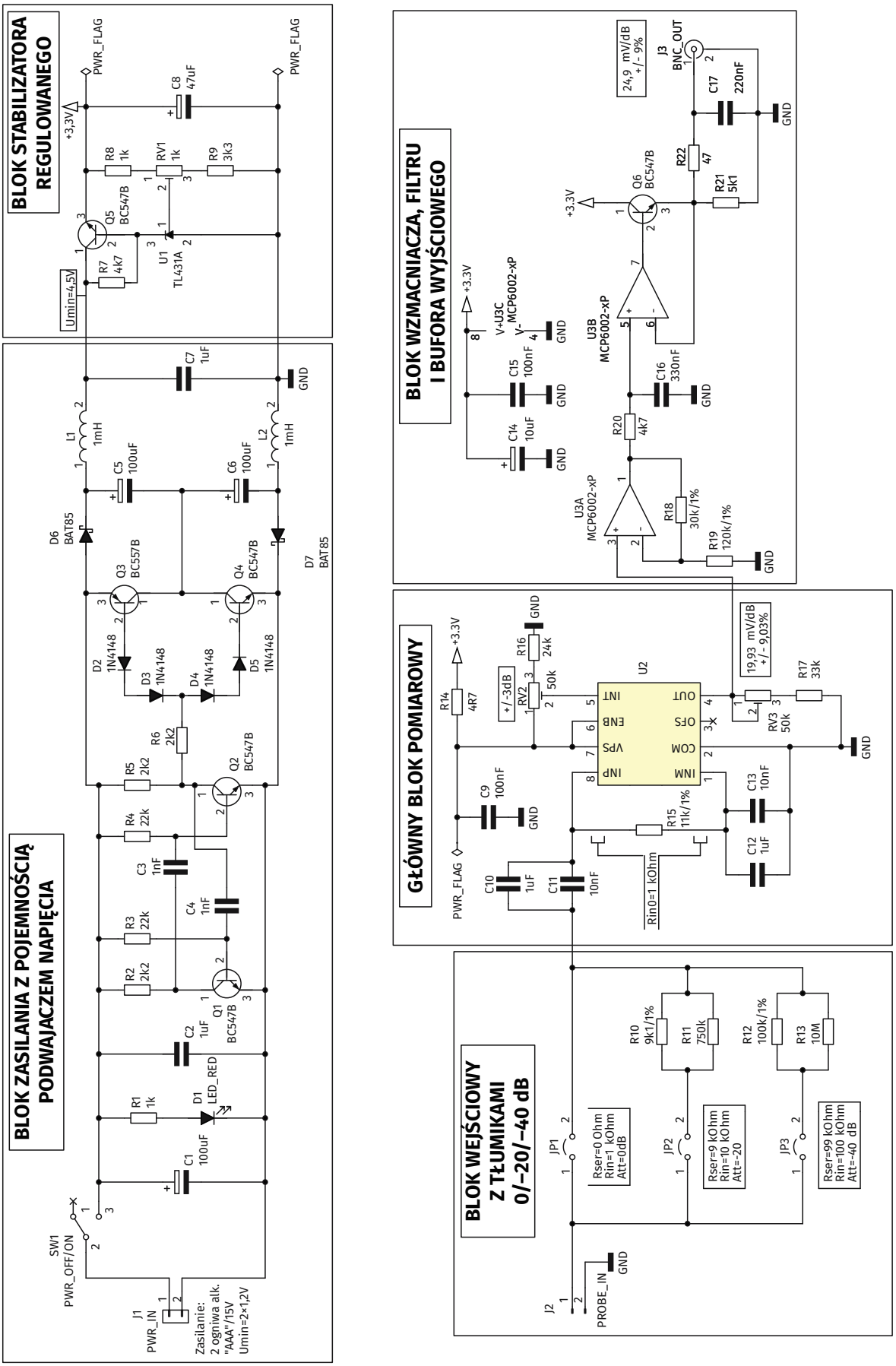
$$F=1/T\approx1/[0,7\cdot(R3\cdot C4+R4\cdot C3)] \quad (2)$$

gdzie T jest czasem trwania pełnego cyklu (okresu) pracy zastosowanego przerzutnika astabilnego. W tym przypadku wynosi ono 1/[0,7·(22 kΩ·1 nF+22 kΩ·1 nF)]=32,47 kHz i oże być modyfikowana – najlepiej wyłącznie za pomocą wartości pojemności C3=C4, co gwarantuje zachowanie prawidłowych warunków pracy tranzystorów Q1 i Q2 oraz symetrię generowanego przebiegu (współczynnik wypełnienia D≈50%). Diody D2..D5 gwarantują z kolei, że tylko jeden z tranzystorów Q3 i Q4 będzie w pełni otwarty, gdy drugi z nich pozostanie zatkany. Jako diody D6 i D7, „pompujące" pojemności C5 i C6, zastosowano diody Schottky'ego o napięciach przewodzenia znacznie niższych od zwykłych diod krzemowych, co pozwoliło zminimalizować straty wprowadzane podczas podwajania napięcia. Wyjście bloku zasilania przyrządu zamyka symetryczny filtr LC z elementami L1, L2 i C7, którego zadaniem jest ostatecznie odseparować ewentualne tętnienia na wyjściu podwajacza napięcia – zarówno od wejścia kolejnego bloku przyrządu, jak i od właściwej (sygnałowej) masy całego urządzenia.

Uzyskane z poprzedniego bloku zasilania, podwojone napięcie ogniw zasilających typu AAA – w przypadku ogniw, które nie są całkowicie wyeksploatowane – nie powinno być niższe od 4,5 V (w wyliczeniach należało wziąć pod uwagę spadki napięcia na diodach Schottky'ego D6 i D7, „pompujących" pojemności C5 i C6, które powinno wynosić łącznie nie więcej niż 0,4...0,6 V).

eprasa.pl cdaec1ec11

Takie napięcie powinno wystarczyć do zapewnienia poprawnej pracy bloku stabilizatora regulowanego, który został oparty na popularnym od lat, sprawdzonym układzie U1 (TL431A), potocznie nazywanym regulowaną diodą Zenera. Pełni on funkcję źródła napięcia odniesienia dla szeregowego elementu wykonawczego, czyli tranzystora Q5 (BC547B), którego baza jest sterowana poprzez rezystor R7 (4,7 kΩ). Wewnętrzne napięcie odniesienia układu scalonego TL431A wynosi Vref=2,5 V i jest w trybie ciągłym



Rysunek 13. Schemat elektryczny sondy

eprasa.pl cdaec1ec11

porównywane z napięciem uzyskanym na dzielniku rezystancyjnym z elementami R8-RV1-R9. Proces ten odbywa się w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, której działanie sprawia, że napięcie Vstab na emiterze tranzystora Q5 (i – tym samym – na wyjściu stabilizatora) wynosi dokładnie:

$$Vstab=(1+Ra/Rb)\cdot Vref \quad (3)$$

gdzie Ra i Rb są rezystancjami odpowiednio: górnej i dolnej gałęzi ciągu oporności R8-RV1-R9, a ich partykularne wartości są ustalane przez ustawienie suwaka potencjometru montażowego RV1. W szczególności, dla przyjętych w projekcie wartości wspomnianych wcześniej elementów rezystancyjnych, możliwe do osiągnięcia napięcia wyjściowe stabilizatora regulowanego mieszczą się w zakresie od:

$$Vstab(min)=$$
$$[1+1\ k\Omega/(1\ k\Omega+3{,}3\ k\Omega)]\cdot 2{,}5\ V\approx 3{,}08\ V$$

do

$$Vstab(max)=$$
$$[1+(1\ k\Omega+1\ k\Omega)/3{,}3\ k\Omega]\cdot 2{,}5\ V\approx 4{,}02\ V$$

W projekcie przyjęto wartość Vstab=3,3 V jako właściwe napięcie zasilania układów scalonych U2 (AD8307) i U3 (MCP6002) – i zarazem osiągalne w całym użytecznym zakresie napięć oferowanych przez parę sprawnych ogniw alkalicznych lub akumulatorów NiMH typu AAA. Warto w tym miejscu wspomnieć, że minimalne napięcie zasilające blok stabilizatora regulowanego powinno być większe od Vstab co najmniej o napięcie Ube pomiędzy bazą a emiterem tranzystora Q5 (ok. 0,7 V max.), powiększone o spadek napięcia na rezystorze R7, polaryzującym bazę Q5. Przy poborze prądu przez część pomiarową przyrządu na poziomie 10 mA i wzmocnieniu stałoprądowym tranzystora Q5 nie mniejszym niż 200 razy otrzymujemy wartość

$$3{,}3\ V+0{,}7\ V+10\ mA/200\cdot 4{,}7\ k\Omega=4{,}235\ V$$

Przy stratach szeregowych przetwornicy podwajającej napięcie na diodach D6 i D7 rzędu nawet 0,6 V oznacza to wymóg dotyczący napięcia pojedynczego ogniwa zasilającego „AAA" na poziomie

$$(4{,}235\ V+0{,}6\ V)/2/2\approx 1{,}21\ V$$

co należy uznać za niewygórowaną wartość, maksymalizującą czas wykorzystania zastosowanych źródeł energii zasilania.

Sercem omawianej sondy logarytmicznej, tworzącym główny blok pomiarowy jest oczywiście układ scalony U2 (AD8307), wraz z garścią elementów towarzyszących. Należą do nich: prosty, dolnoprzepustowy filtr RC zasilania U2 (R14-C9), kondensatory separujące wejścia różnicowe U2 dla składowej (i zarazem sprzęgające je z blokiem wejścia pomiarowego oraz z masą układu), rezystor R15 (sprowadzający podstawową rezystancję wejściową bloku pomiarowego do wartości 1 kΩ), potencjometr RV2 z rezystorem R16 (pozwalający na regulację punktu przecięcia logarytmicznej funkcji przenoszenia układu pomiarowego w zakresie około ±3 dB) oraz potencjometr RV3 z rezystorem R17. Ostatnie dwa wymienione elementy bierne służą do regulacji nachylenia logarytmicznej funkcji przenoszenia układu pomiarowego na wyjściu OUT układu U2. W przypadku przyjętych w projekcie wartości elementów oraz mając na uwadze fakt, że nachylenie charakterystyki wewnętrznego wyjściowego źródła prądowego wynosi 2 µA/dB, a wbudowana rezystancja – włączona między wyjście tego źródła a masę układu U2 (wyprowadzenie COM) – ma wartość 12,5 kΩ, uzyskujemy teoretyczną możliwość regulacji nachylenia logarytmicznej funkcji przenoszenia układu pomiarowego w zakresie od

$$Ku0(min)=$$
$$2\ \mu A/dB\cdot(12{,}5\ k\Omega||33\ k\Omega)\approx 18{,}13\ mV/dB$$

do

$$Ku0(max)=$$
$$2\ \mu A/dB\cdot[12{,}5\ k\Omega||(33\ k\Omega+50\ k\Omega)]\approx 21{,}73\ mV/dB$$

czyli w przybliżeniu 19,93 mV/dB ±9,03%. W praktyce istotne jest to, że możemy „operować" w bardzo blisko wartości Ku0=20 mV/dB z dość sporym marginesem regulacji rzędu ±9%.

Blok wzmacniacza, filtru i bufora wyjściowego został zrealizowany z zastosowaniem popularnego podwójnego wzmacniacza operacyjnego MCP6002 (U3A/B) typu RRIO, czyli z wejściami i wyjściami pracującymi w pełnym zakresie pomiędzy potencjałami szyn zasilania. Należy podkreślić, że ten wzmacniacz powinien być zasilany napięciem stałym w zakresie od 1,8 do 6,0 V (maksymalnie 7,0 V), a zastąpienie go innym popularnym wzmacniaczem operacyjnym (np. LM358) nie przyniesie satysfakcjonujących rezultatów pomiarowych. Zasilanie obu wzmacniaczy operacyjnych filtrują kondensatory C14 i C15. Wzmacniacz U3A pracuje w prostym układzie nieodwracającym, ze wzmocnieniem ustalanym przez wartości rezystorów R18 i R19 na poziomie (1+R18/R19)=1,25x. To dodatkowe wzmocnienie pozwala na przesunięcie zakresu regulacji nachylenia logarytmicznej funkcji przenoszenia układu pomiarowego z zakresu 18,13...21,73 mV/dB do zakresu 22,66...27,16 mV/dB, czyli około 24,9 mV/dB ± 9%. Za wzmacniaczem z układem U3A zaimplementowano prosty filtr dolnoprzepustowy z elementami R20 i C16 – jego zadaniem jest eliminowanie przenoszenia na wyjście sondy krótkotrwałych zakłóceń, które mogą wystąpić na jej wejściu. Wzmacniacz operacyjny U3B z tranzystorem Q6 (BC547B) oraz elementami R21, R22 i C17 realizują funkcję niskoimpedancyjnego bufora wyjściowego (z dodatkową eliminacją zakłóceń impulsowych w przetworzonym sygnale logarytmicznym), którego obecność pozwala na dalsze prowadzenie skonwertowanego sygnału w torze koncentrycznym o impedancji znamionowej 50 Ω. Ewentualne zakłócenia zasilania wzmacniaczy operacyjnych U3A i U3B są lokalnie blokowane do masy za pośrednictwem kondensatorów C14 i C15. Warto w tym miejscu wspomnieć, że zmieniając wartości rezystorów R18 i R19, można uzyskać nachylenie logarytmicznej funkcji przenoszenia układu pomiarowego inne niż 25 mV/dB, jednak w tym przypadku należałoby także zweryfikować, czy przyjęte napięcie zasilania układów U2 i U3 (tu: +3,3 V) wspiera takie alternatywne rozwiązanie.

Ostatnim, nieomówionym jeszcze blokiem przyrządu jest blok wejściowy z tłumikami 0/–20/–40 dB. Mierzony sygnał jest podawany na złącze J2 (zacisk

Wykaz elementów:

Rezystory: (0,25W/5% lub jak w opisie)
R1, R8: 1 kΩ
R2, R5, R6: 2,2 kΩ
R3, R4: 22 kΩ
R7, R20: 4,7 kΩ
R9: 3,3 kΩ
R10: 9,1 kΩ/1%
R11: 750 kΩ
R12: 100 kΩ/1%
R13: 10 MΩ
R14: 4,7 Ω
R15: 11 kΩ/1%
R16: 24 kΩ
R17: 33 kΩ
R18: 30 kΩ/1%
R19: 120 kΩ/1%
R21: 5,1 kΩ
R22: 47 Ω

Potencjometry:
RV1: 1 kΩ w obudowie RM-065 („leżącej")
RV2, RV3: 50 kΩ w obudowie RM-065 („leżącej")

Kondensatory: (elektrolityczne ≥10 V, ceramiczne ≥ 35 V)
C1, C5, C6: 100 µF
C2, C7, C10, C12: 1 µF
C3, C4: 1 nF
C8: 47 µF
C9, C15: 100 nF
C11, C13: 10 nF
C14: 10 µF
C16: 330 nF
C17: 220 nF

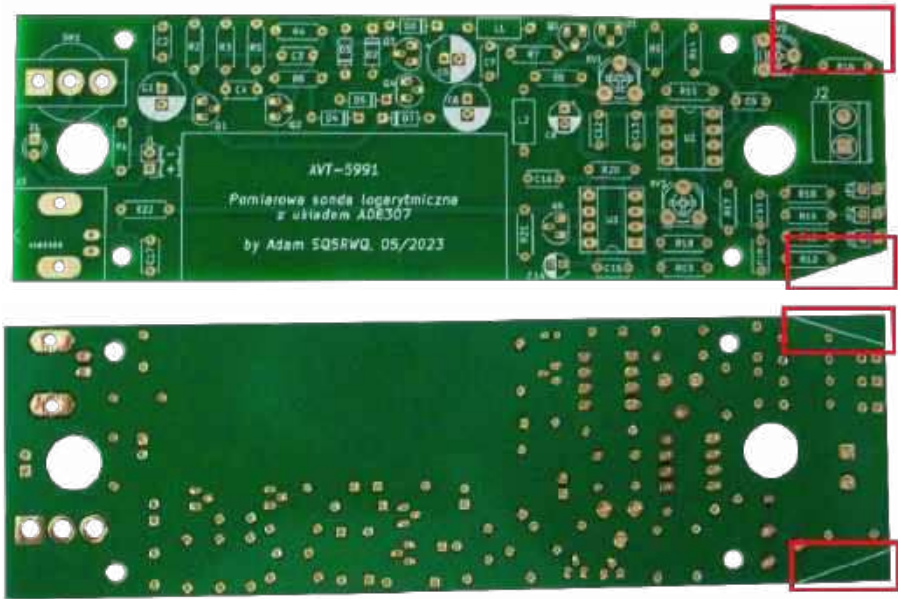
Półprzewodniki:
D1: dioda LED ∅ 3,0 mm
D2...D5: 1N4148 (DO-35)
D6, D7: BAT85 (DO-35)
Q1...Q6: BC547B (TO-92)
Q3: BC557B (TO-92)
U1: TL431A (TO-92)
U2: AD8307 (DIP-8) + podstawka
U3: MCP6002 (DIP-8) + podstawka

Pozostałe:
L1, L2: 1 mH (osiowy)
J1, JP1..JP3: złącza „goldpin" męskie (2 piny, raster 2,54 mm)
J2: złącze śrubowe ARK-2 (2 piny, raster 5 mm)
J3: gniazdo BNC (lutowane do druku)
SW1: przełącznik trójkońcówkowy SPDT
Obudowa, kable przyłączeniowe, śruby i nakrętki itp. – wg opisu w tekście

eprasa.pl cdaec1ec11

ARK2 na PCB sondy) i dalej rozgałęziany na zestaw trzech równoległych jumperów JP1…JP3, przy czym jeden ze styków złącza J2 jest stykiem „gorącym" (sygnałowym), natomiast drugi z nich został dołączony wprost do masy sygnałowej przyrządu pomiarowego. W trakcie regularnej pracy sondy oczywiście tylko na jeden z jumperów JP1… JP3 nałożona będzie zworka. Jumper JP1 prowadzi wprost na wejście głównego bloku pomiarowego i wobec tego nie wprowadza żadnego dodatkowego tłumienia (Att=0 dB). Jumper JP2 prowadzi sygnał mierzony na wejście głównego bloku pomiarowego poprzez parę równolegle połączonych rezystorów R10 i R11 o wypadkowej rezystancji równej 9,0 kΩ. Ten tandem rezystorów – wraz z impedancją wejściową ustroju pomiarowego, sprowadzoną do wartości Rin0=1 kΩ – tworzy prosty dzielnik rezystancyjny o podziale 10:1 (i – tym samym – wprowadzający do mierzonego sygnału tłumienie Att=–20 dB oraz zwiększający rezystancję wejściową sondy do wartości Rin=10 kΩ). Analogicznie, jumper JP3 prowadzi sygnał mierzony na wejście głównego bloku pomiarowego poprzez parę równolegle połączonych rezystorów R12 i R13 o wypadkowej rezystancji równej 99 kΩ. Z kolei ta para rezystorów – wraz z impedancją wejściową ustroju pomiarowego, sprowadzoną do wartości Rin0=1 kΩ – tworzy dzielnik rezystancyjny o podziale 100:1 (a jednocześnie – wprowadzający do mierzonego sygnału tłumienie Att=–40 dB oraz zwiększający rezystancję wejściową sondy do wartości Rin=100 kΩ). Warto w tym miejscu wspomnieć, że w typowych zastosowaniach audio (dla całego pasma akustycznego) może być konieczna korekta wartości elementów: R10…R13 i R15 – tak aby uzyskać Rin=600 Ω i pożądane poziomy tłumienia. Wskazana może okazać się także korekta wartości kondensatorów sprzęgających C10…C13 – by uzyskać dobre sprzężenie układu pomiarowego z mierzonymi obwodami już od częstotliwości rzędu 20 Hz i niższych.

Zasadniczo, zaprezentowany układ sondy nie należy do skomplikowanych, a czytelny podział na poszczególne bloki funkcjonalne zdecydowanie ułatwia takie jego skonfigurowanie do pracy na stałe, jakie będzie dla nas najwygodniejsze przy dłuższej eksploatacji. W szczególności można całkowicie zrezygnować z montażu i zastosowania przetwornicy napięcia DC/DC z filtrem LC oraz stabilizatora regulowanego, zapewniając odpowiednie zasilanie zewnętrzne. Można także zrezygnować z montażu wzmacniacza końcowego z filtrem i buforem wyjściowym, a niezbędne połączenia w bloku wejściowym poprowadzić na stałe.

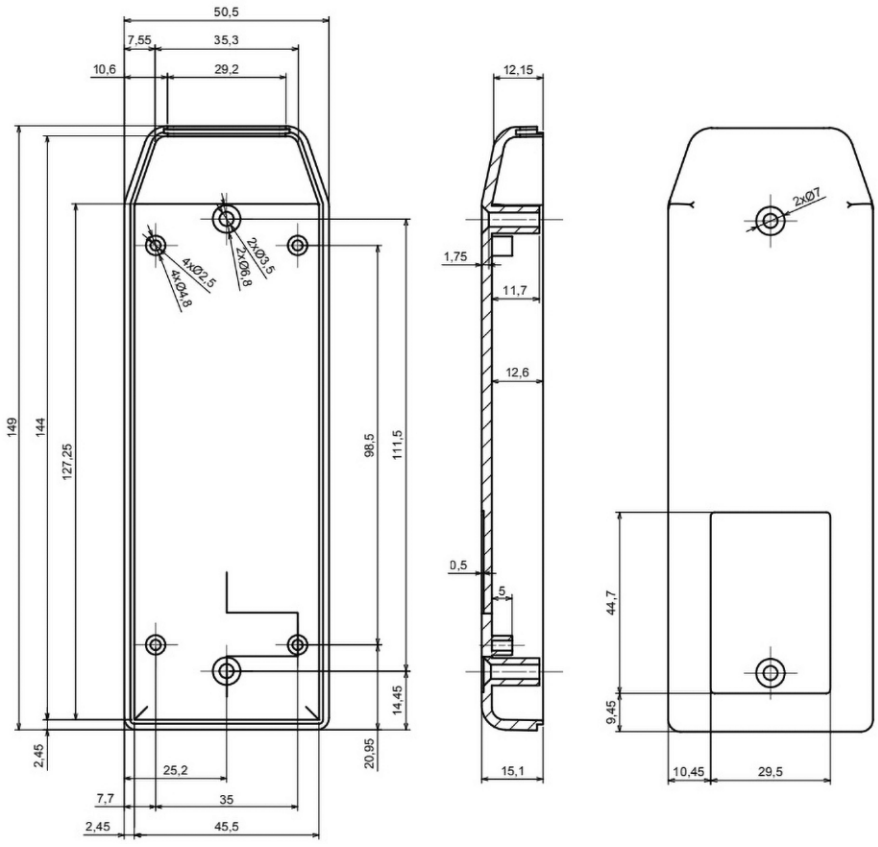


Fotografia 1. Płytka drukowana sondy – widoki z obu stron

Montaż, uruchomienie i regulacja sondy

Na **fotografii tytułowej** pokazano zmontowaną sondę w obudowie Z121 produkcji firmy Kradex, do której obudowy została dokładnie dostosowana PCB omawianego przyrządu. Zazwyczaj zalecane jest rozpoczęcie montażu urządzenia od kompletacji podzespołów na płytce drukowanej – począwszy od elementów najniższych (względem powierzchni PCB) a skończywszy na najwyższych. Jednak w tym miejscu nieco bardziej doświadczonym konstruktorom proponuję zgoła odmienne podejście, które pozwoli uniknąć uszkodzeń uruchomionego przyrządu na etapie wpasowywania go do dedykowanej obudowy. Innymi słowy, proponuję rozpocząć montaż od przygotowania obudowy oraz wpasowania w nią PCB sondy z zamontowanymi największymi podzespołami.

Na **fotografii 1** widzimy dwa egzemplarze płytki drukowanej sondy, ujęte od góry oraz od spodu. Na PCB przyrządu, w węższym jej końcu, w którym będzie zamontowane wprowadzenie sygnału



Rysunek 14. Rysunek wymiarowy obudowy typu Z121

eprasa.pl cdaec1ec11

mierzonego na złącze J2, zostały fabrycznie namalowane linie – wzdłuż nich (jeszcze przed rozpoczęciem montażu jakichkolwiek podzespołów) należy dociąć płytkę drukowaną sondy tak, aby pasowała do obudowy Z121 (miejsca te na fotografii 1 wyróżniono czerwonymi prostokątnymi ramkami). Na **rysunku 14** pokazano kluczowe rysunki techniczne (z wymiarowaniem) rekomendowanej obudowy Z121, natomiast **fotografia 2** podpowiada, jak należy tę obudowę przygotować do dalszego montażu. Aby ułatwić sobie zadanie, warto wydrukować wcześniej warstwę opisową PCB w skali 1:1 na grubszym papierze (lub ewentualnie podkleić takim papierem normalny wydruk), dociąć wydruk do wymiarów docelowej PCB oraz wykonać w nim i wyróżnić kolorem (albo przynajmniej wyznaczyć lokalizacje) kluczowych otworów montażowych. Po odwróceniu takiego „wzornika" będzie znacznie łatwiej wyznaczyć od wewnątrz (w górnej części obudowy) miejsca do wykonania niezbędnych owiertów. Cztery otworów montażowe w każdej z połówek obudowy Z121 należy rozwiercić do wymiaru śrub M2,5/30, a następnie trwale zamocować takie śruby w dolnej części obudowy. Warto także wyklеić od wewnątrz obie części obudowy metalową folią samoprzylepną (najlepiej miedzianą, ale ze względu na jej wysoką cenę można zastąpić ją dobrej jakości folią aluminiową, np. produkcji renomowanej firmy „3M"). Uzyskany w ten sposób prosty ekran powinien oczywiście zostać połączony galwanicznie z masą sygnałową przyrządu (dokonamy tego w końcowej fazie montażu).

Po wykonaniu w obudowie Z121 wszystkich niezbędnych otworów montażowych można przystąpić do wpasowywania w nią PCB sondy. Na **rysunku 15** pokazano schemat montażowy płytki drukowanej omawianego przyrządu, natomiast na **fotografii 3** zaprezentowano zmontowaną PCB sondy. Na zdjęciu wyróżniono największe elementy montażowe – w celu uniknięcia późniejszych problemów oraz niepotrzebnych rozczarowań na etapie zamykania uruchomionej sondy w obudowie rekomendowane jest rozpoczęcie montażu od tych właśnie elementów. Koszyczek na dwa ogniwa AAA należy trwale przykleić do PCB (np. klejem butapren lub innym o podobnych właściwościach), a pozostałe wyróżnione elementy trzeba po prostu starannie przylutować do płytki drukowanej. Tak przygotowaną wstępnie płytkę należy spróbować wpasować w dedykowaną obudowę i już na tym etapie



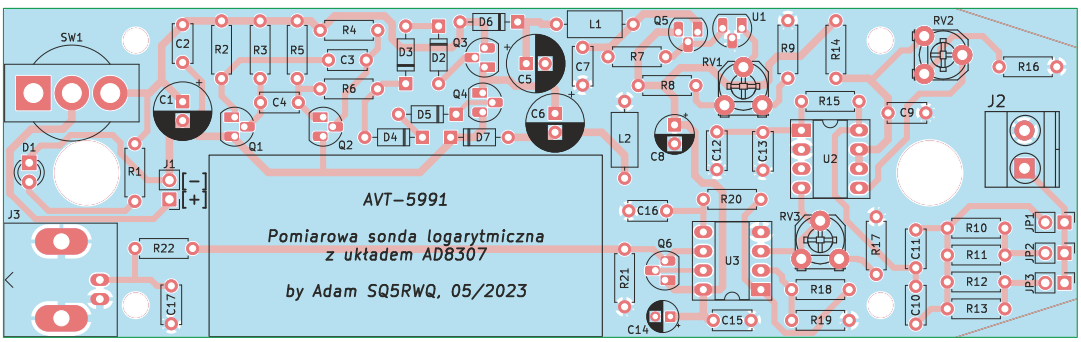
Fotografia 2. Obudowa sondy przygotowana do montażu

prac dokonać ewentualnych korekt otworów montażowych.

Mając w pełni przygotowaną obudowę sondy (mechaniczna część prac), możemy teraz skupić się na montażu i uruchomieniu właściwego układu elektronicznego. Na schemacie elektrycznym sondy, pokazanym na rysunku 13, został podkreślony podział przyrządu na poszczególne bloki funkcjonalne – i właśnie takimi blokami proponuję przeprowadzić dalszy montaż oraz uruchomienie. W pierwszej kolejności należy dokonać montażu i uruchomienia bloku zasilania z pojemnościowym podwajaczem napięcia. Poprawnie zmontowany obwód nie wymaga żadnego uruchomienia ani regulacji, a po załączeniu zasilania napięcie na jego nieobciążonym wyjściu (wyprowadzenia kondensatora C7) powinno być zbliżone do dwukrotnej wartości napięcia połączonych szeregowo ogniw zasilających AAA. W kolejnym etapie prac montujemy elementy bloku stabilizatora regulowanego, a następnie potencjometrem montażowym RV1 dokonujemy regulacji tak, by napięcie na jego nieobciążonym wyjściu (wyprowadzenia kondensatora C8) było równe +3,3 V.

Następnie przechodzimy do montażu i uruchomienia kluczowej części przyrządu, czyli głównego bloku pomiarowego. Po jego zmontowaniu potencjometry RV2 i RV3 pozostawiamy w środkowych położeniach – do dalszej regulacji w końcowym etapie prac. Aby ułatwić sobie testowanie tego bloku, od razu montujemy prościutki blok wejściowy z tłumikami. Po zwarciu jumpera JP1, załączeniu zasilania oraz podaniu sygnału testowego (np. o częstotliwości F=1 MHz i poziomie nieprzekraczającym 1,0 Vp-p) na wejście J2 sondy, powinno dać się zaobserwować zmiany napięcia na wyjściu OUT (pin nr 4) układu scalonego U2 (AD8307) w trakcie regulacji poziomu sygnału testowego. W ostatnim etapie prac montujemy blok wzmacniacza, filtru i bufora wyjściowego, który nie wymaga żadnych działań regulacyjnych.

Poprawnie zmontowany i uruchomiony układ wymaga dalszej, „całościowej"



Rysunek 15. Schemat montażowy PCB sondy

eprasa.pl cdaec1ec11



Fotografia 3. Zmontowany układ sondy

regulacji. W pierwszym etapie ustawiamy nachylenie logarytmicznej funkcji przenoszenia przyrządu, co wykonujemy iteracyjnie w następujący sposób:

- na zakresie pomiarowym sondy z załączonym torem z tłumieniem Att=0 dB, (czyli 1:1 – przy zwartym jumperze JP1) podajemy na jej wejście na przemian dwa napięcia sinusoidalne o częstotliwości F=1 MHz z generatora, różniące się poziomem dokładnie dwukrotnie, czyli o 6 dB, np. 1,0 Vp-p oraz 0,5 Vp-p,
- mierzymy za każdym razem napięcie na wyjściu sondy oraz wyliczamy różnicę zmierzonych napięć,
- wyliczoną różnicę napięć [mV] dzielimy przez 6 [dB] i w ten sposób wyznaczamy aktualną wartość nachylenia logarytmicznej funkcji przenoszenia całego przyrządu (oczekiwaną wartością jest 25 mV/dB),
- potencjometrem RV3 regulujemy tak, by ostatecznie różnica mierzonych napięć wynosiła 6 dB·25 mV/dB=150 mV,
- cykl pomiarowo-regulacyjny powtarzamy, aż do osiągnięcia satysfakcjonującego rezultatu.

W kolejnym etapie należy potencjometrem montażowym RV2 dokonać korekty punktu przecięcia logarytmicznej funkcji przenoszenia. Dogodnym podejściem wydaje się po prostu ustalenie takiego punktu pracy sondy, by przy „okrągłej" wartości poziomu mierzonego sygnału wejściowego uzyskać „okrągłą" wartość poziomu napięcia wyjściowego przyrządu. W przypadku przyrządu modelowego potencjometr RV2 ustawiono tak, że przy referencyjnym sinusoidalnym sygnale wejściowym o poziomie 1 Vp-p napięcie na wyjściu sondy wynosiło dokładnie 1,5 V. W praktyce pomiarowej wyznaczenie dokładnego poziomu konkretnego mierzonego sygnału sprowadzi się zatem do przeliczenia tego, o ile dB różni się on od ustalonego poziomu referencyjnego – mając na uwadze to, że każde ±25 mV zmiany napięcia wyjściowego sondy to ±1 dB zmiany poziomu sygnału wejściowego (skala półlogarytmiczna).

Podsumowanie projektu

W artykule opisano projekt stosunkowo prostej i niedrogiej, półprofesjonalnej sondy logarytmicznej, która zapewne doskonale sprawdzi się w pracowni każdego konstruktora – miłośnika urządzeń elektroakustycznych i/lub radiowych. Sonda może być stosowana m.in. do pomiarów wobuloskopowych w zakresie: od początku pasma akustycznego aż po krańce pasma wysokich częstotliwości radiowych (fale krótkie) – egzemplarz modelowy był z powodzeniem testowany w zakresie częstotliwości do 40 MHz. Opisany w artykule przyrząd umożliwia wykonanie przydatnych pomiarów charakterystyk częstotliwościowych, przy czym może zostać zaimplementowany zarówno jako urządzenie podręczne (przenośne), jak i jako przyrząd stacjonarny lub wbudowany w inny większy system. Chcę uczulić ambitnych (a nieco mniej doświadczonych) konstruktorów na potencjalne problemy, dlatego czuję się w obowiązku na koniec tej publikacji projektowej wspomnieć o smutnym fakcie, że na rynku dostępnych jest sporo „tanich wersji" scalonego układu pomiarowego AD8307. Ich wielce zachęcająca cena może świadczyć o tym, że parametry owych układów niekoniecznie w pełni utrzymują wysokie osiągi wersji oryginalnych, w tym m.in. deklarowanych: pasma oraz dokładności przetwarzania. Jest to jeden z powodów, dla których zaprezentowany tutaj projekt został zoptymalizowany do pracy na częstotliwościach od m.cz. aż do fal krótkich włącznie, czyli około 40 MHz.

Adam Sobczyk, EP

REKLAMA

Materiały termoprzewodzące

SEMICON®

WACKER

ELECTROLUBE
THE SOLUTIONS PEOPLE



– Kleje i pasty termoprzewodzące
– Doskonała wytrzymałość na rozciąganie
– Pasty termoprzewodzące z przewodnością do 5,5 W/mK
– Szeroki zakres temperaturowy przy małych stratach na odparowanie
– Nie utwardza się, umożliwia naprawę elementów

Semicon Sp. z o.o.

Innowacyjne produkty
Innowacyjne technologie

ul. Zwoleńska 43/43a, 04–761 Warszawa | 22 615–73–71
www.semicon.com.pl | zamowienia@semicon.com.pl

eprasa.pl cdaec1ec11

W ofercie AVT*
AVT6054

Najważniejsze parametry:
- napięcie zasilania: 5 V (DC),
- maksymalny prąd obciążenia (bez podłączonych diod LED): 70 mA,
- zakres mierzonych temperatur: 0...125°C,
- rozdzielczość pomiaru temperatury: 1°C,
- dokładność pomiaru temperatury: ±0,5°C,
- zakres ustawień temperatur: 0...180°C,
- rozdzielczość ustawień temperatur: 10°C,
- zgodność ze standardami (nazw własnych użyto wyłącznie w celu identyfikacji produktu): Asus Aura Sync, Gigabyte RGB Fusion Ready, MSI Mystic Light Sync, ASRock Polychrome Sync.

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

AVT5784	Wolnozmienny sterownik taśmy RGB (EP 8/2020)
AVT5778	Sterownik taśm LED RGB+W zgodny z HomeKit (EP 7/2020)
AVT5596	Mieszacz kolorów RGB (EP 7/2017)

* **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**.

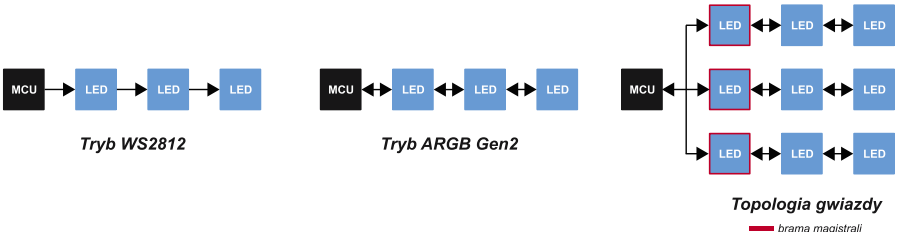
argbController (1)

Dzisiejsze komputery klasy PC już dawno przestały być li tylko bezdusznymi maszynami liczącymi, używanymi do nauki czy rozrywki, a stały się elementami wyposażenia wnętrz. W tej branży funkcjonalność musi iść w parze z estetyką (wszak chcemy otaczać się przedmiotami pięknymi). Tę naturalną kolej rzeczy zauważyli już dawno producenci sprzętu komputerowego – właśnie z tego względu coraz nowsze jednostki wnoszą wzornictwo przemysłowe na jeszcze wyższy poziom. Jednym z istotnych elementów stylistyki współczesnych urządzeń okazują się wszelkiego rodzaju elementy świetlne, które w dobie oświetlenia LED mogą przybierać bardzo wysmakowane formy.



Dokładnie w ten trend wpisuje się oświetlenie LED stosowane w komputerach PC, w przypadku którego funkcjonalność podporządkowana jest niejednokrotnie niebanalnej formie. Producenci urządzeń stosują do realizacji założonych celów projektowych nowoczesne elementy LED w postaci adresowalnych diod (obecnych na rynku od dobrych paru lat), dzięki czemu mogą uzyskać skomplikowane sceny świetlne. Trafny przykład stanowią tu wszelkiego rodzaju wentylatory przeznaczone do różnych podzespołów PC: jeszcze nie tak dawno służyły wyłącznie chłodzeniu – natomiast dzisiaj stanowią element co najmniej estetyczny, którego jednym (i nie mniej istotnym) z zadań jest generowanie sceny świetlnej. Ale nie tylko wentylatory wyposaża się w tego rodzaju funkcjonalność. Takie samo zjawisko stało się udziałem klawiatur, myszy, monitorów czy nawet obudów PC lub podkładek(!) pod mysz. I tutaj pojawia się problem. Mamy wiele urządzeń w jednym zestawie, z których każde może generować podświetlenie w sobie tylko znany sposób, przez co efekt finalny nie musi być zgodny z oczekiwaniami. Jak nad tym zapanować? Jak to wszystko zsynchronizować? Jak tym globalnie sterować? Miłośnikom nowoczesnego sprzętu przyszli z pomocą producenci płyt głównych, którzy zaczęli stosować zarówno specjalne złącza do sterowania oświetleniem LED, jak i niezbędne oprogramowanie. Początkowo były to złącza RGB, nieoferujące wprawdzie możliwości indywidualnego sterowania poszczególnymi peryferiami wyposażonymi w podświetlenie LED, lecz przynajmniej pozwalające na zastosowanie tego samego ustawienia dla wszystkich podzespołów zamontowanych w obudowie. W końcu pojawił się „jakiś" standard cyfrowy (używam słowa „jakiś", gdyż – po pierwsze – nie jest to standard otwarty, a po drugie – nie jest on wspierany globalnie przez wszystkich producentów z opisywanej branży). Mowa o podświetleniu LED standardu ARGB Gen2, którego złącza znajdziemy na płytach głównych takich producentów, jak ASUS, ASROCK, MSI czy GIGABYTE; co ciekawe: złącza różnego typu. Z lektury dostępnej w Internecie można wywnioskować, że największym promotorem wspomnianego standardu jest firma Cooler Master, produkująca systemy chłodzenia komputerów klasy PC oraz niezbędne sterowniki (w tym oświetlenia). Ale tą drogą poszły również inne firmy, więc uznajmy, że ARGB Gen2 stał się w świecie oświetlenia PC standardem – jednak, o czym wspomniałem na wstępie, standardem zamkniętym (i to zamkniętym na tyle skutecznie, że w Internecie znajdziecie niewiele informacji z tego zakresu).

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 1. Graficzna prezentacja dostępnych trybów pracy diod ARGB Gen2

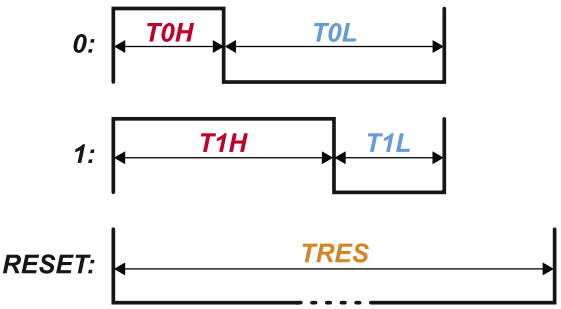
Jedną z bardziej użytecznych dokumentacji, na które możemy się natknąć, jest ta dotycząca adresowalnej diody LED typu SK6112-RG-002 produkcji dalekowschodniej firmy pod (nic niemówiącą Europejczykowi) nazwą DONGGUAN OPSCO OPTOELECTRONICS CO., LTD, dzięki której możemy zorientować się, z jakim rozwiązaniem mamy do czynienia. Na szczęście – jak zwykle bywa w podobnych sytuacjach – znalazł się pasjonat, który dzięki inżynierii wstecznej sterownika Coolermaster A1, jak i skąpej dokumentacji diody LED, opracował oraz opublikował na GitHubie (pod nickiem cpldcpu) szczegóły protokołu komunikacyjnego, zwalniając mnie z tej żmudnej pracy. Trzeba mieć jednak na uwadze, że wspomniane opracowanie nie musi być zgodne ze szczegółową dokumentacją producenta (i – na dobrą sprawę – prawdziwe), gdyż powstało jedynie na drodze eksperymentalnej. Tym niemniej jego autor (de facto bazujący na chińskich opracowaniach) sprawdził swoją pracę pod kątem użyteczności z elementami tego standardu, więc możemy przyjąć uzyskane przez niego wyniki jako bazę do dalszego działania. Warto zauważyć, że część spośród kluczowych mechanizmów obsługi komunikacji opisywała (na szczęście) dokumentacja diody SK6112-RG-002.

Zacznijmy od początku. Elementy LED standardu ARGB Gen2 są adresowalnymi diodami LED, zgodnymi z dobrze znanym standardem diod WS2812 i podobnych. Znaczy to ni mniej, ni więcej tyle, że sterowane protokołem diody WS2812 będą zachowywały się zgodnie ze swoim pierwowzorem. Jednak diody ARGB Gen2 udostępniają bardzo ciekawe rozszerzenia protokołu WS2812, dzięki czemu możemy nimi sterować w jeszcze bardziej elastyczny sposób. Wystarczy wspomnieć, że każdy element ARGB Gen2 możemy zarówno indywidualnie konfigurować, gdyż ma on specjalny rejestr modyfikujący pewne ustawienia sprzętowe – jak i odczytywać niektóre dane w nim zapisane (tak naprawdę w zasadzie tylko 2). Tak, tak, nie przesłyszeliście się, interfejs komunikacyjny diod ARGB Gen2 pozwala na dwukierunkową komunikację! Co więcej, protokół komunikacyjny tychże elementów LED wyposażono w możliwość pracy wielu łańcuchów diod LED połączonych w topologii gwiazdy, sterowanych – UWAGA – **niezależnie**, przez ten sam mikrokontroler. Graficzną prezentację dostępnych trybów pracy diod ARGB Gen2 pokazano na **rysunku 1**.

Podstawowy tryb pracy to **tryb zgodny ze standardem WS2812**. W tym przypadku mamy do czynienia z asynchronicznym interfejsem komunikacyjnym, w którym nie ma wyprowadzenia sygnału zegarowego, w związku z czym dane przesyłane przy jego użyciu muszą być w pewien sposób zakodowane, by możliwe stało się ich proste zdekodowanie i by zyskały one odporność na zakłócenia czy artefakty. Zastosowano tutaj mechanizmy dobrze znane z interfejsów bezprzewodowej transmisji danych stosowanych w torach podczerwieni, gdzie stany logiczne „1” i „0” zakodowane zostały długością impulsu. Dodatkowo wprowadzono tak zwany sygnał RESET (również zakodowany długością impulsu), który powoduje zresetowanie interfejsów komunikacyjnych sterowników diod LED i ich oczekiwanie na nowe dane. Na **rysunku 2** pokazano przebiegi sygnałów interfejsu komunikacyjnego diody SK6112-RG-002 w trakcie transmisji bitu logicznej „1”, logicznego „0” i sygnału RESET.

Co ważne, pojedyncze bity danych zgrupowane w bajty przesyłane są w kolejności od bitu najstarszego (MSB) do najmłodszego (LSB), a każda dioda LED w łańcuchu oczekuje na 3 bajty danych odpowiedzialnych za składowe jej koloru – przesyłane w kolejności G, R, B. Ale skąd każda z diod w łańcuchu „wie”, które z przesyłanych danych użytecznych przeznaczone są właśnie dla niej, a nie dla innej? Zrealizowano to w bardzo prosty, acz skuteczny sposób. Każda z diod LED w łańcuchu po włączeniu zasilania (jak również po odebraniu sygnału RESET) oczekuje na 3 bajty danych przeznaczonych wyłącznie dla niej. Do tego czasu jej wyjściowy interfejs komunikacyjny (wyjście DOUT) jest „nieprzezroczysty” dla nadchodzących danych (a ściślej rzecz biorąc, jest „przezroczysty” wyłącznie dla sygnału RESET oraz innych trybów pracy). Po odebraniu wspomnianych 3 bajtów danych dioda ta staje się „przezroczysta” dla kolejnych nadchodzących danych, co znaczy, że retransmituje do kolejnych diod w łańcuchu. Biorąc pod uwagę, że dokładnie tak samo zachowuje się każda dioda w łańcuchu, dość szybko zdamy sobie sprawę, że kolejne dane użyteczne przesyłane przez tak skonstruowany interfejs komunikacyjny trafiają kolejno do następujących po sobie (w sensie elektrycznym) diod w łańcuchu. Tyle w kwestii trybu zgodnego z WS2812. Żadnego novum, ale najciekawsze nadejdzie za chwilę. Zastanówmy się: skoro diody ARGB Gen2 są podstawowo zgodne z WS2812 i realizują ich protokół komunikacyjny, to w jaki sposób „wymusić” na nich przejście do innych trybów pracy? Ano w podobny sposób, w jaki zakodowane zostały stany logiczne, czyli długością impulsu, a w zasadzie sekwencją impulsów o predefiniowanej i odpowiednio dobranej długości – tak by nie zostały zidentyfikowane przez diodę (diody) jako bity informacji. A zatem, by wejść w **tryb konfiguracji** diod ARGB Gen2, należy na magistralę danych przesłać sekwencję impulsów pokazaną na **rysunku 3**.

Co ważne, powyższa sekwencja retransmitowana jest do kolejnych diod w łańcuchu (są dla niej niejako „przezroczyste”), przez co – po jej wysłaniu przez sterownik – wszystkie diody w tymże łańcuchu przechodzą w tryb konfiguracji. Następnie, po odczekaniu czasu sygnału RESET, sterownik powinien wysłać 3 bajty danych na każdą diodę LED, tak jak to miało miejsce w przypadku standardu WS2812, przy czym wspomniane 3 bajty danych nie zostaną przez każdą z nich zinterpretowane jako wartości RGB, tylko jako bajty konfiguracyjne. Ich znaczenie dla konfiguracji elementu LED, określone empirycznie, zebrano w **tabeli 1**.

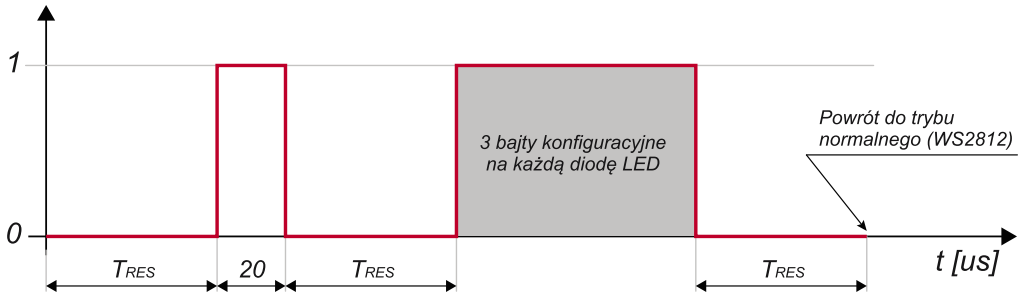


[us]	min.	typ.	max.
T0H	0.2	0.3	0.4
T0L	0.8	0.9	
T1H	0.65	0.9	1.0
T1L	0.2	0.3	
TRES	250		

Rysunek 2. Przebiegi sygnałów interfejsu komunikacyjnego diody SK6112-RG-002 w trakcie transmisji bitu logicznej „1”, logicznego „0” i sygnału RESET

eprasa.pl cdaec1ec11

Przejdźmy zatem do szczegółów. Pole pwmFreq odpowiada za częstotliwość sygnału PWM kontrolera diody ARGB Gen2 sterującego poszczególnymi strukturami LED RGB według poniższej specyfikacji: 0 → 1,178 kHz, 1 → 2,351 kHz, 2 → 9,431 kHz, 3 → 18,87 kHz. Ustawienie to wpływa na kompromis pomiędzy zjawiskiem migotania elementu LED a zakłóceniami EMI, jakie może generować.



Rysunek 3. Sekwencja impulsów interfejsu komunikacyjnego diod ARGB Gen2 odpowiedzialna za wprowadzenie tych diod w tryb konfiguracji

Pole respType wpływa z kolei na rodzaj odpowiedzi, jaka jest wysyłana przez diodę ARGB Gen2 w trybie odczytu, o którym później. Jeśli ten bit ustawimy na wartość „1”, to dioda RGB Gen2 w trybie odczytu wyśle swój bit identyfikacyjny ID, przy czym wartość tego bitu zakodowana jest długością impulsu odpowiedzi według poniższej specyfikacji: impuls LO (10 µs) → bit „0”, impuls HI (40 µs) → bit „1”. Wartość bitu ID ustalana jest losowo na etapie produkcji, zaś jego obecność umożliwia fizyczną identyfikację łańcuchów LED w topologii gwiazdy. Z kolei, jeśli bit respType ustawimy na wartość „0”, to dioda ARGB Gen2 w trybie odczytu wyśle nam ustawienie sumarycznego prądu elementu LED, przy czym wartość tego prądu zakodowana jest, podobnie jak poprzednio, długością impulsu odpowiedzi według poniższej specyfikacji: impuls LO (10 µs) → 5 mA, impuls MID (20 µs) → 12 mA, impuls HI (40 µs) → 20 mA.

Pola **fineG**, **fineR** i **fineB** odpowiadają za dokładne dostrojenie prądu poszczególnych struktur R, G, B elementu LED (a więc także wzajemnych relacji pomiędzy nimi), dając możliwość korekty ustawień kolorów przezeń wyświetlanych. Maksymalne ustawienie, równe w tym przypadku 31, powoduje podwojenie prądu danej struktury LED.

Pola **ovCurr** odpowiadają za sumaryczny prąd diody ARGB Gen2. Ustawienie wszystkich pól ovCurr na wartość „1” powoduje zmniejszenie o połowę sumarycznego prądu tejże diody. Sprawia również, że w trybie odczytu ustawienia prądu takiej diody zmieniają się z wartości domyślnej MID (12 mA) na wartość LO (5 mA). Wszystkie inne kombinacje ustawień pól ovCurr nie przynoszą żadnego efektu, przy czym możliwe jest, że były to ustawienia charakterystyczne dla konkretnego elementu LED, gdyż trudno sensownie wytłumaczyć obecność 3 bitów konfiguracyjnych (a więc 8 możliwych ustawień) dla wprowadzenia 2 możliwych stanów pracy, niewyjaśniona pozostaje ponadto kwestia sposobu na przestawienie tego prądu na wartość HI (20 mA).

Kolejnym, ciekawym rozszerzeniem funkcjonalności diod WS2812 w przypadku standardu ARGB Gen2 jest **tryb odczytu**, który umożliwia odczyt dwóch ustawień każdego z elementów LED w łańcuchu. Jest to bit identyfikacyjny ID lub wartość prądu diody. Tak jak wspomniano wcześniej: fakt, którą z wartości dioda LED wystawiać będzie na port komunikacyjny (jak zawsze kodując ją długością impulsu), zależeć będzie od wcześniejszej konfiguracji. Niemniej jednak, aby wejść w tryb odczytu, podobnie jak to miało miejsce w trybie konfiguracji, musimy zainicjować go odpowiednią sekwencją impulsów sterujących – pokazaną na **rysunku 4**.

Tabela 1. Opis i znaczenie bajtów konfiguracyjnych diod ARGB Gen2

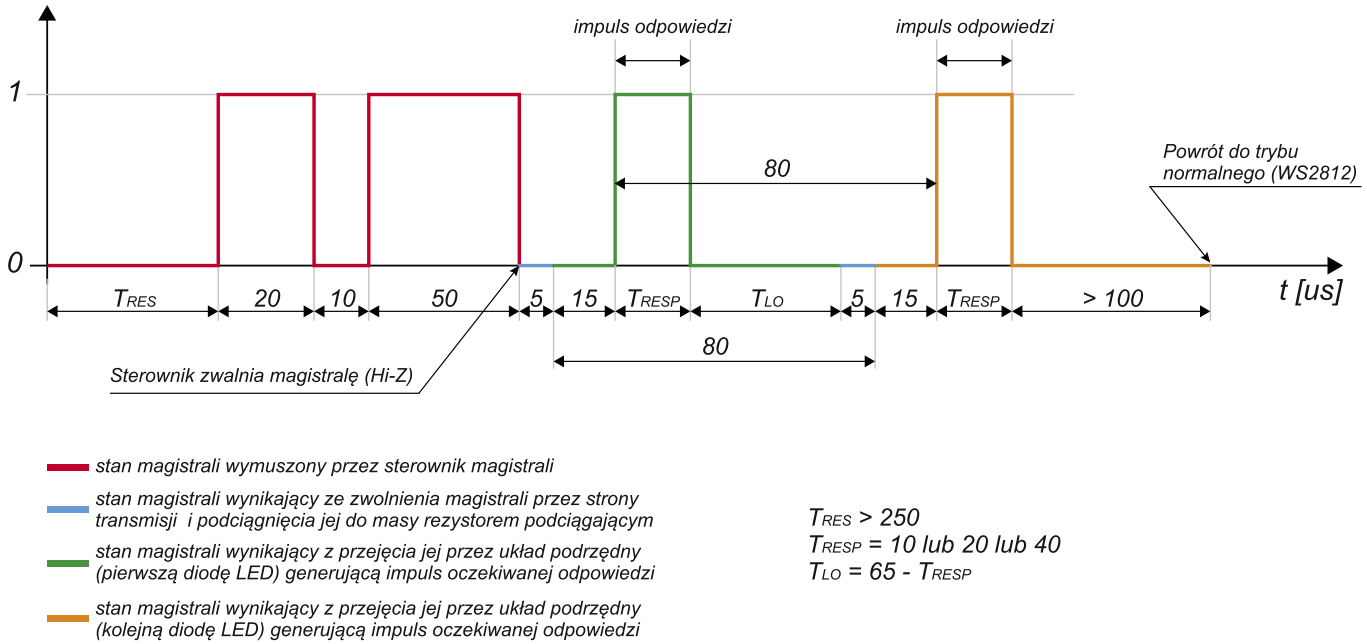
Bity	7	6	5	4	3	2	1	0
Bajt 1	pwmFreq			fineG				
Bajt 2	ovCurr	ovCurr	respType	fineR				
Bajt 3	ovCurr			fineB				

Po wyemitowaniu powyższej sekwencji sygnałów sterownik powinien zwolnić magistralę danych, ustawiając swój port komunikacyjny w tryb wejścia (Hi-Z) i – po odczekaniu 5 µs – rozpocząć odczytywanie impulsów sterujących, które z kolei powinny być wysyłane przez kolejne diody LED w łańcuchu. Dokładnie w tym samym czasie, gdy sterownik zwalnia magistralę danych (czyli po ostatnim zboczu opadającym sekwencji sygnałów z rysunku 4), pierwsza dioda LED w szeregu wykonuje jednocześnie dwie czynności:

- retransmituje otrzymaną sekwencję impulsów sterujących odpowiedzialną za przejście do trybu odczytu na swoje wyjście (DOUT), przekazując ją tym samym kolejnej diodzie w łańcuchu, po czym, po upływie 5 µs, ustawia wspomniane wyjście (DOUT) w tryb wejścia (Hi-Z), by być gotową na retransmisję odpowiedzi kolejnej diody w łańcuchu na swoje wejście (DIN) ustawione w tryb wyjścia,
- po upływie 5 µs ustawia wejście własnego interfejsu komunikacyjnego (DIN) w tryb wyjścia, by po kolejnych 10 µs przesłać impuls dodatni, którego długość zależy od typu oczekiwanej odpowiedzi (o czym pisałem wcześniej, omawiając znaczenie pola respType).

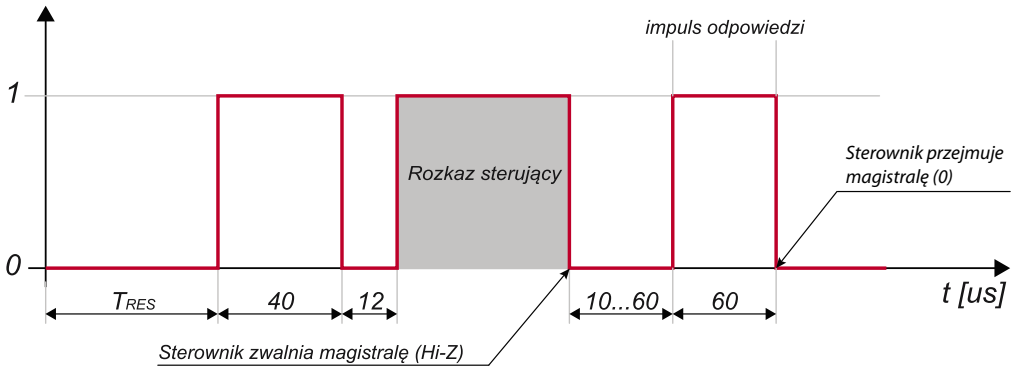
Po przesłaniu impulsu – jak wyżej – i odczekaniu pewnego czasu (wynikającego z okresu retransmisji), pierwsza z diod w łańcuchu przesyła na swoje wejście (DIN, nadal znajdujące się w trybie wyjścia) impuls dodatni, będący odpowiedzią drugiej diody w łańcuchu. Jako że powyższy scenariusz powtarza każdorazowo każda z diod w łańcuchu, to na wejściu pierwszej z diod (DIN, ustawionym nadal jako wyjście) otrzymujemy szereg impulsów stanowiących odpowiedzi kolejnych diod w łańcuchu, przy czym czas pomiędzy kolejnymi odpowiedziami wynosi 80 µs. Po retransmisji wszystkich odpowiedzi i braku aktywności na magistrali danych (>100 µs) każda z diod wychodzi z trybu odczytu, przyjmując domyślne ustawienia kierunków swojego interfejsu komunikacyjnego (pinów DIN i DOUT). Łatwo zauważyć, że dzięki tak wymyślnemu mechanizmowi – oprócz możliwości odczytania interesujących nas wartości odpowiedzi każdej z diod LED w łańcuchu – dostajemy również możliwość **określenia liczby diod znajdujących się na magistrali** danych. A teraz wisienka na torcie: **tryb pracy w topologii gwiazdy**, nazywany również **multi-layer**. W tym trybie możliwe jest podłączenie wielu łańcuchów diod ARGB Gen2 do jednego sterownika (w topologii gwiazdy), ich niezależna konfiguracja, adresowanie oraz odczyt. Zrealizowano to w bardzo ciekawy i nietuzinkowy sposób. W przypadku pracy wielu łańcuchów diod LED – podłączonych w tym samym punkcie do wyjść sterownika magistrali (np. mikrokontrolera) – każda z pierwszych diod w łańcuchu przejmuje rolę bramki (gate), decydującej o ważności danych przesyłanych do łańcucha, na którym się znajduje – lub z niego odczytywanych (wszak mamy przecież do dyspozycji także tryb odczytu). Aby jednak możliwa stała się taka selektywna wymiana danych pomiędzy sterownikiem a wybranym

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 4. Sekwencja impulsów interfejsu komunikacyjnego diod ARGB Gen2 odpowiedzialna za wprowadzenie tych diod w tryb odczytu

łańcuchem LED, niezbędne są mechanizmy adresujące, a dotychczasowe tryby pracy takowych nie udostępniają. Jak więc rozwiązano ten problem? Wprowadzono dodatkowy tryb pracy, nazywany **trybem rozkazów sterujących**. Ale jak wejść w ten tryb? Podobnie jak to miało miejsce w trybie konfiguracji, musimy zainicjować go odpowiednią sekwencją impulsów sterujących, którą pokazano na **rysunku 5**.



Rysunek 5. Sekwencja impulsów interfejsu komunikacyjnego diod ARGB Gen2 odpowiedzialna za wprowadzenie tychże diod w tryb rozkazów sterujących

Co ważne i oczywiste, powyższa sekwencja sygnałów odbierana jest jednocześnie przez pierwsze diody w poszczególnych łańcuchach, przez co – po jej wysłaniu przez sterownik – każda ze wspomnianych diod przejmuje rolę bramki. Wynika z tego, że tym razem nie jest ona również dostępna dla pozostałych diod w danym łańcuchu – z wyjątkiem wspomnianej bramki. W dalszym kroku, po wyemitowaniu powyższej sekwencji, należy wysłać jeden bajt danych, stanowiący rozkaz sterujący (z opcjonalnym adresem umieszczonym na 4 najmłodszych bitach) – przy czym sposób jego transmisji jest identyczny, jak to miało miejsce w przypadku standardu WS2812. Dalej, w przypadku wybranych rozkazów sterujących, oczekiwana może być odpowiedź bramki, która polega na wygenerowaniu przez nią dodatniego impulsu (60 µs) na magistrali danych, w czasie od 10 µs do 60 µs, licząc od końca transmisji rozkazu. Takie działanie sprawia, że – podobnie jak to miało miejsce w trybie odczytu – po wyemitowaniu powyższej sekwencji sygnałów sterownik powinien zwolnić magistralę danych, ustawiając swój port komunikacyjny w tryb wejścia (Hi-Z). Następnie musi rozpocząć odczytywanie impulsu odpowiedzi, który z kolei powinien być wysyłany przez bramkę (pamiętajmy: tylko dla wybranych rozkazów). Listę dostępnych rozkazów wraz z opisem ich znaczenia dla protokołu ARGB Gen2 pokazano w **tabeli 2**.

Znamy już listę rozkazów, w związku z czym zastanówmy się, jak powinna wyglądać procedura inicjalizująca opisany system w celu jego dalszej obsługi. Jak łatwo się domyślić, należy rozpocząć od odszukania wszystkich łańcuchów LED i nadania im unikalnych adresów. Procedura taka powinna składać się z następujących kroków:

- wysłania rozkazu RESET_ADDRESS (0x20), by zresetować potencjalne, wcześniejsze przydzielenie adresów dla łańcuchów LED,
- wysłania rozkazu ASSIGN_ADDRESS (0x10) z adresem 0x01 w celu przydzielenia go pierwszemu, przypadkowo wybranemu łańcuchowi LED,
- odczytania odpowiedzi łańcucha LED (w zasadzie jego bramki) w celu potwierdzenia skutecznego przydzielenia adresu 0x01.

Operację powyższą powtarzamy dla wszystkich obecnych na magistrali łańcuchów LED połączonych w topologii gwiazdy, przez co – po jej wykonaniu – każdy z tychże łańcuchów (maksymalnie 15) otrzyma unikalny adres. Ale jak działa ten mechanizm z punktu widzenia każdego z łańcuchów LED? Otóż: każdy z nich (a w zasadzie jego bramka) po otrzymaniu

REKLAMA

LASEROWE
SZABLONY
DO MONTAŻU SMT

Materiał: stal nierdzewna CrNi
Zakres grubości blach: 0,020–1,000 mm
Wycinamy również detale
o dowolnych kształtach

LASTENIC
LASER STENCILS

LASTENIC LASER & ELECTRONICS sp. z o.o.
58-100 Świdnica, ul. Husarska 5
tel. 74 851 48 77, 697 977 732
www.lastenic.com info@lastenic.com

eprasa.pl cdaec1ec11

Tabela 2. Lista dostępnych rozkazów protokołu ARGB Gen2 wraz z opisem ich znaczenia

Numer rozkazu	Nazwa	Opis
0x10	ASSIGN_ADDRESS	Przydziela adres przypadkowo wybranemu łańcuchowi LED (zgodnie z procedurą arbitrażu). Dopuszczalny zakres adresów (wartość adresu zastępuje 4 najmłodsze bity rozkazu) to 0x01 do 0x0F. Oczekiwana odpowiedź potwierdza przydzielenie adresu wybranemu łańcuchowi LED. Wartość adresu równa 0x00 również powoduje wysłanie odpowiedzi, lecz żaden adres nie jest przydzielany.
0x20	RESET_ADDRESS	Kasuje poprzednie przydzielenie adresu wybranemu (0x01 do 0x0F) lub wszystkim (0x00) łańcuchom LED. Funkcja nie zgłasza odpowiedzi.
0x30	PING_ADDRESS	Potwierdza obecność wybranego i wcześniej zaadresowanego (0x01 do 0x0F) łańcucha LED. Oczekiwana odpowiedź potwierdza obecność zaadresowanego wcześniej łańcucha LED na magistrali. Jeśli przesłana wartość adresu równa jest 0x00, to oczekiwana odpowiedź odebrana zostanie wyłącznie wtedy, gdy wcześniejsze przydzielenie adresu wykonano z użyciem adresu 0x00.
0x40	ACTIVATE_ADDRESS	Aktywuje wybrany (0x01 do 0x0F) i wcześniej zaadresowany łańcuch LED. Po wykonaniu tego rozkazu wszelkie transmisje (w tym dla trybu odczytu) na magistrali danych, niezależnie od ich charakteru, będą odbywać się wyłącznie między sterownikiem a wybranym łańcuchem LED – aż do zmiany ustawień poprzez wysłanie innego rozkazu sterującego. Co ważne, aktywacja łańcucha LED dezaktywuje każdy inny, który był dotychczas aktywny. Funkcja nie zgłasza odpowiedzi.

takiego rozkazu odczekuje przypadkowy czas z zakresu pomiędzy 10 µs a 60 µs, testując nieustannie stan magistrali. Jeśli magistrala nadal pozostaje w stanie niskim, oznacza to, że żaden inny łańcuch nie przejął jeszcze tego adresu, w związku z czym bieżący łańcuch (a w zasadzie jego bramka) wysyła impuls odpowiedzi (stan wysoki o czasie trwania 60 µs), przyjmując wysłany adres jako swój. Taka procedura arbitrażu umożliwia bezkolizyjne przydzielenie adresu wszystkim łańcuchom LED na magistrali. Co oczywiste, żaden już zaadresowany łańcuch nie bierze udziału w tym mechanizmie, przez co możliwość potencjalnej kolizji znacznie się zmniejsza. Dodatkowo, jeśli mamy taką potrzebę, obecność zaadresowanego łańcucha LED na magistrali danych możemy sprawdzić poniższą sekwencją rozkazów:

- wysyłamy rozkaz PING_ADDRESS (0x30) z adresem 0x01 w celu sprawdzenia obecności łańcucha o adresie 0x01 na magistrali danych,
- odczytujemy impuls odpowiedzi potwierdzający wspomnianą obecność.

Ponadto możemy aktywować wybrany łańcuch LED rozkazem ACTIVATE_ADDRESS (0x40) z przykładowym adresem 0x01, a następnie przesłać do niego chociażby zestaw danych RGB w celu organoleptycznej weryfikacji udanego przydzielenia adresu. Co ważne, w jednym czasie aktywny może być wyłącznie jeden łańcuch LED, w związku z czym aktywacja kolejnego łańcucha LED dezaktywuje każdy inny, który był dotychczas aktywny. Jak widzicie, zastosowany mechanizm adresacji i następnej aktywacji wybranego łańcucha LED pozwala na selektywne oraz niezależne sterowanie każdym z nich, pracującym w topologii gwiazdy. Przyznacie, że jest to bardzo nowatorskie i ciekawe rozwiązanie, znacznie poszerzające funkcjonalność typowego interfejsu WS2812. Uważny Czytelnik dostrzeże prawdopodobnie pewną niedoskonałość takiego rozwiązania, a mianowicie brak możliwości fizycznej identyfikacji wybranego łańcucha LED bez organoleptycznej weryfikacji. Możemy wszak zaadresować je indywidualnie, lecz tak naprawdę nie jesteśmy w stanie stwierdzić z wyprzedzeniem, który z adresów zostanie przypisany konkretnemu (w sensie fizycznym) łańcuchowi. Na szczęście możemy się ratować jedną z możliwości interfejsu – a mianowicie możliwością odczytu pola ID każdej z diod w łańcuchu, które to pole konfigurowane jest wartością losową w procesie produkcji. Po przeprowadzeniu odczytu wszystkich pól ID diod LED danego łańcucha LED dysponujemy wtedy n-bitowym numerem ID tegoż łańcucha. Co prawda istnieje pewne prawdopodobieństwo, że dwa łańcuchy LED (zwłaszcza złożone z niewielkiej liczby diod) dysponować będą identycznym n-bitowym numerem ID, lecz wydaje się ono akceptowalne. Opisana powyżej procedura powinna składać się z następujących kroków:

- wysłania słowa konfiguracyjnego 0x002000 do wszystkich diod LED w wybranym łańcuchu LED (wcześniej aktywowanym rozkazem 0x40) – w celu konfiguracji rodzaju odpowiedzi wysyłanej przez diody z tegoż łańcucha (respType = 1),
- uruchomienia trybu odczytu i następującego po nim odczytania pól ID wszystkich diod LED łańcucha,
- połączenia otrzymanych wartości pól ID w celu określenia n-bitowego numeru ID.

W powyższy sposób możemy powiązać przydzielony (w procesie arbitrażu) logiczny adres łańcucha z jego adresem fizycznym, otrzymanym poprzez połączenie pól ID, ale i tutaj mamy pewien problem. Wynika on z faktu, że element LED w żaden sposób nie jest fizycznie identyfikowany (np. w postaci nadrukowanego opisu) przydzieloną na etapie produkcji wartością pola ID, przez co – w moim przekonaniu – identyfikacja, jak powyżej, niewiele zmienia. Tak czy inaczej, zarówno autor wspomnianego na początku opracowania, jak i ja na etapie prób nie znaleźliśmy innej, stuprocentowo pewnej drogi do fizycznej identyfikacji łańcuchów LED (a więc i urządzeń w nie wyposażonych). Zapewne wynika to z braków w dostępie do dokumentacji producenta lub, co też możliwe, nie było niezbędne w sensie wymagań protokołu. Na tym zakończę (mam nadzieję – interesujący) wywód dotyczący bardzo ciekawych komponentów, jakimi niewątpliwie są diody ARGB Gen2.

Za miesiąc przyjrzymy się szczegółom praktycznej implementacji opisanego powyżej protokołu na bazie bardzo prostego sterownika mikroprocesorowego. Co ważne, jako że diody ARGB Gen2 wymagają dość restrykcyjnych zależności czasowych (podobnie zresztą, jak diody WS2812), prezentowane w kolejnej części artykułu rozwiązanie zakłada dość wysoką częstotliwość taktowania mikrokontrolera, równą 20 MHz. Należy uwzględnić to ograniczenie przy przenoszeniu opisanych rozwiązań na inne platformy.

Robert Wołgajew, EP

eprasa.pl cdaec1ec11

Najważniejsze parametry:
- pokazywanie kierunku za pomocą dziewięciu diod LED ułożonych w strzałkę,
- możliwość załączenia jednorazowego lub ciągłego,
- czas trwania jednej sekwencji 700 ms,
- pobór prądu około 0,4 µA w stanie spoczynku i średnio 50 mA podczas wyświetlania,
- zasilanie napięciem stałym 3 V,
- wbudowane gniazdo baterii CR2032.

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

AVT6014	Wskaźnik stanu emocjonalnego (EP 11/2023)
AVT5911	Energooszczędny sygnalizator LED (EP 12/2021)
AVT5750	Śnieżynka LED (EP 12/2019)
AVT5670	Pulsujące serce LED (EP 2/2019)
AVT5655	Choinka LED z USB (EP 12/2018)
AVT1988	Animowana choinka LED 3D (EP 12/2017)
AVT1986	Animowana bombka LED 3D (EP 12/2017)
AVT791	Błyskacz – sygnalizator optyczny (EdW 11/2016)

W ofercie AVT*
AVT6055

* **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.

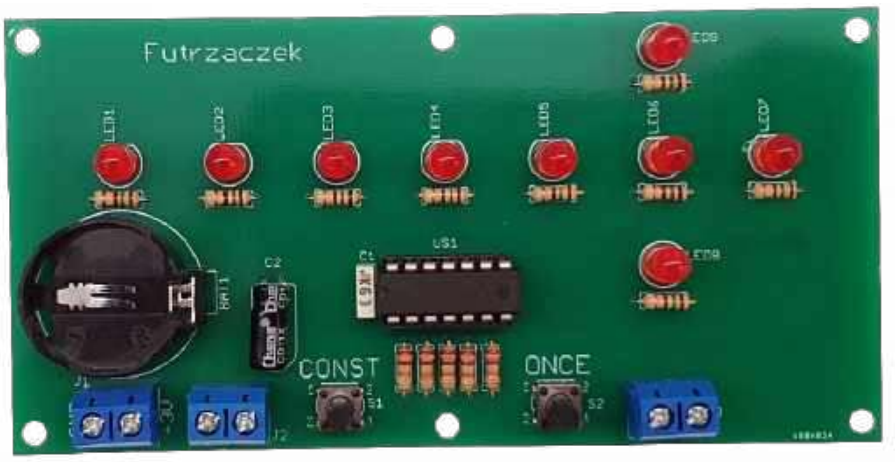
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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**.

Energooszczędna strzałka LED

Jak wskazać gościom naszego lokalu prawidłowy kierunek? Strzałkami, napisami lub innymi oznaczeniami. A gdyby tak... strzałki były animowane, a dodatkowo mogły pobierać znikomo mały prąd w stanie spoczynku? Projekt takiego właśnie układu prezentuję w niniejszym artykule!



Przepraszam, którędy na wystawę? Jak mogę trafić do bufetu? Halo, nie widział pan może szatni? Wiele różnych pytań, a wszystkie mają ten sam mianownik – znalezienie kierunku, w którym człowiek powinien podążać, aby osiągnąć zamierzony cel. Można wskazać go za pomocą porozklejanych kartek lub bardziej elegancko, na przykład ozdobnymi tabliczkami. A gdyby tak te kierunkowskazy mogły się uruchamiać na życzenie, po wciśnięciu przycisku?

Ten układ właśnie do tego służy: pokazuje animowaną strzałkę jednorazowo lub przez dłuższy czas, zależnie od wybranego wejścia. A po całej akcji usypia, dzięki czemu pobiera znikomo mały prąd. Można go zabudować w interaktywnej tablicy – bez doprowadzania do niej zasilania – ponieważ nawet niewielka bateria jest w stanie zapewnić jego wielokrotne uruchamianie. Można również podłączyć wydajniejsze źródło zasilania do specjalnych zacisków.

Budowa

Schemat ideowy omawianego układu znajduje się na **rysunku 1**. Głównym podzespołem zawiadującym pracą urządzenia jest mikrokontroler typu ATtiny24A-PU z 8-bitowym rdzeniem AVR. Ma on wystarczającą liczbę konfigurowalnych wyprowadzeń (więc nie zachodzi potrzeba stosowania dodatkowych układów pośredniczących). Przez większość czasu znajduje się w stanie uśpienia, z którego wybudza go przerwanie od zmiany stanu na wyprowadzeniach PB0 lub PB1. Nie realizuje zadań krytycznych czasowo, wobec czego do stabilizacji częstotliwości zegara w zupełności wystarczy wbudowany oscylator RC. Rezystor R10 podciąga wejście RESET do dodatniego potencjału zasilania, a to z kolei zmniejsza ryzyko samoczynnego zerowania się układu, spowodowanego ładunkami elektrostatycznymi gromadzącymi się na tej linii.

Wyświetlana strzałka składa się z dziewięciu diod LED, zaś prąd płynący przez każdą z nich jest ograniczany przez indywidualny rezystor do wartości około 10 mA. Układ można pobudzić do pracy na dwa sposoby, opisane szczegółowo w dalszej części artykułu. Dzieje się to poprzez zwarcie styków przycisku S1 lub S2 – albo przez zwarcie zacisków odpowiadających im złączy J2 lub J3. Rezystory R11 i R13 utrzymują wysoki stan logiczny przy zachowaniu niewielkiego poboru prądu podczas wymuszenia niskiego stanu logicznego, co sprzyja oszczędzaniu energii. Sygnał z elementów stykowych jest filtrowany przez dolnoprzepustowe filtry RC, z których każdy składa się z rezystora 22 kΩ i kondensatora 100 nF. Ich zadanie polega na wyeliminowaniu wpływu iskrzenia styków na działanie układu, jak również ochronie wejść mikrokontrolera przed wyładowaniami elektrostatycznymi. Stała czasowa ładowania kondensatorów tego filtru jest znacznie większa (24,2 ms), aniżeli analogiczny parametr podczas ich rozładowywania (2,2 ms), co ma związek z inną wypadkową wartością rezystancji przeładowującej kondensator.

Wykaz elementów:

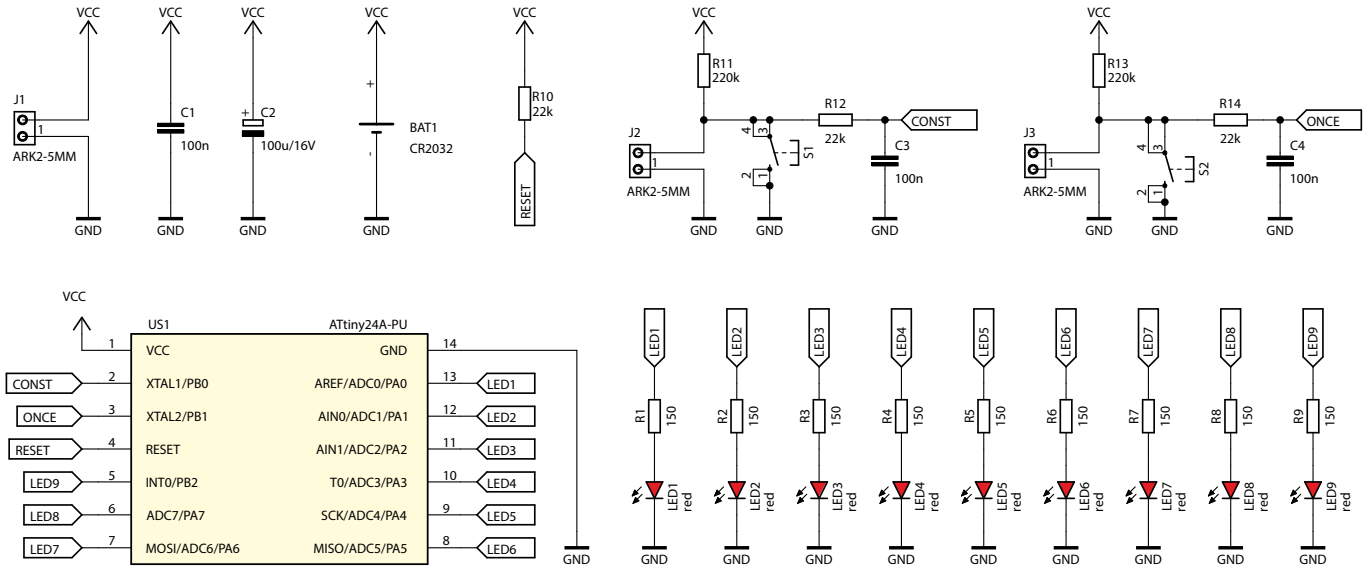
Półprzewodniki:
LED1...LED9: czerwona 5 mm, np. LED F5 R (opis w tekście)
US1: ATtiny24A-PU DIP14

Rezystory (THT o mocy 0,25 W):
R1...R9: 150 Ω (opis w tekście)
R10, R12, R14: 22 kΩ
R11, R13: 220 kΩ

Kondensatory:
C1, C3, C4: 100 nF raster 5 mm MKT
C2: 100 µF 16 V raster 2,5 mm

Pozostałe:
BAT1: koszyk baterii CR2032 THT leżący (KOSZYK BAT 6)
J1...J3: ARK2/500
S1, S2: microswich 6×6 1,5 mm
Jedna podstawka DIP14

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 1. Schemat ideowy energooszczędnej strzałki LED

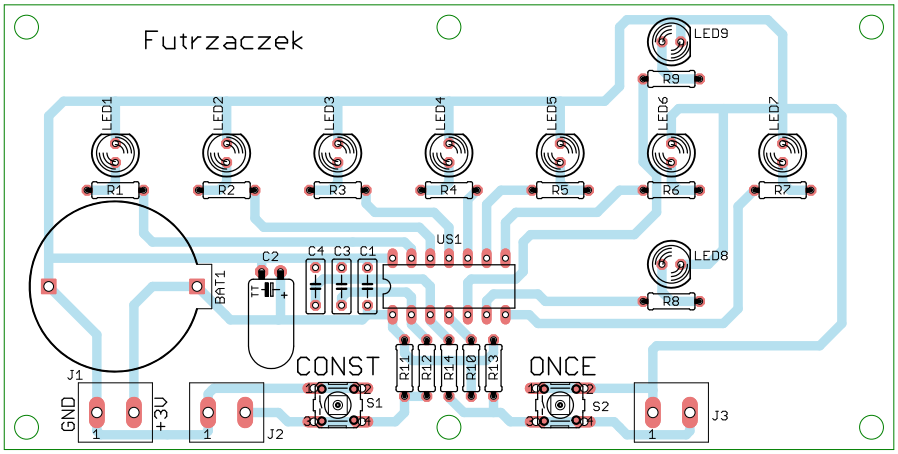
Działanie opisanego układu jest bardzo proste: po wciśnięciu przycisku ONCE (S2) lub zwarciu zacisków złącza J3, układ jednokrotnie rozświetla strzałkę. Najpierw załącza się dioda LED1, po 100 ms załącza się również LED2, po kolejnych 100 ms dołącza do nich LED3 i tak aż do LED6. Następnym i ostatnim krokiem jest jednoczesne załączenie się diod LED7…LED9, ułożonych w „grot" strzałki. Przez 100 ms świecą wszystkie diody. Dłuższe przytrzymanie przycisku – lub zwieranie należących do niego zacisków – nie przynosi już żadnej reakcji układu. Dopiero ich zwolnienie i ponowne wciśnięcie wywoła kolejne jednorazowe wskazanie kierunku.

Z kolei przycisk CONST (S1) działa w ten sposób, że pokazuje strzałkę cyklicznie: według tej samej sekwencji, co opisana powyżej, ale powtarzanej przez cały czas, gdy wejście pozostaje aktywne. Po zwolnieniu przycisku bądź po rozwarciu wcześniej zwartych zacisków złącza J2 układ doprowadza już rozpoczętą sekwencję do końca, po czym przechodzi w stan uśpienia. Unikamy w ten sposób nieestetycznego efektu urwanej animacji, która miałaby miejsce, gdyby układowi nagle odłączano zasilanie.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na jednostronnej płytce drukowanej o wymiarach 120 mm × 60 mm – jej wzór ścieżek oraz schemat montażowy pokazuje **rysunek 2**. W odległości 3 mm od krawędzi płytki znalazły się cztery otwory montażowe, każdy o średnicy 3,2 mm.

Montaż proponuję przeprowadzić w sposób typowy, czyli rozpoczynając od elementów o najmniejszej wysokości obudowy, w tym wypadku rezystorów. Pod mikrokontroler proponuję zastosować podstawkę, aby



Rysunek 2. Schemat montażowy i wzór ścieżek płytki

ułatwić jego programowanie oraz wymianę w razie uszkodzenia. Zmontowany układ można zobaczyć na **fotografii tytułowej**.

Na etapie uruchamiania konieczne jest zaprogramowanie pamięci Flash mikrokontrolera dostarczonym wsadem. Wartości jego bitów zabezpieczających mają pozostać niezmienione względem konfiguracji domyślnej:

Low Fuse = **0x62**

High Fuse = **0xDF**

Szczegóły są widoczne na **rysunku 3**, który zawiera widok okna konfiguracji tychże bitów z poziomu programu BitBurner. Rdzeń mikrokontrolera będzie taktowany sygnałem o częstotliwości 1 MHz, co w zupełności wystarczy do realizacji tego niezbyt skomplikowanego zadania. Nie będzie załączony obwód BOD, ponieważ jego bezustanna praca pochłania dodatkowe, cenne mikroampery.

Poprawnie zaprogramowany układ jest gotowy do działania. Ostatnim etapem powinno być podłączenie zasilania do zacisków złącza J1 lub włożenie baterii typu CR2032 do koszyka. Jeżeli układ ma działać w takiej konfiguracji elementów, jaką



Rysunek 3. Szczegóły ustawienia bitów zabezpieczających

zaprezentowano w wykazie podzespołów, rekomenduję zasilanie go napięciem 3 V. Pobiera wtedy około 0,4 µA w stanie uśpienia i maksymalnie 100 mA po załączeniu się wszystkich diod LED. Średni pobór prądu podczas świecenia to około 50 mA w czasie 700 ms.

Nic jednak nie stoi na przeszkodzie, by użyć innych diod LED, na przykład niebieskich lub białych, co powinno się również wiązać z podniesieniem napięcia zasilającego do wartości 4,5...5,5 V – większa różnica potencjałów uszkodzi mikrokontroler. Rezystory ograniczające prąd przewodzenia diod LED zalecam zastosować takie,

eprasa.pl cdaec1ec11

by przez pojedynczą diodę płynął prąd rzędu 10 mA, a najlepiej nawet mniejszy. Większe natężenie nie daje zwykle wyraźnie większej jasności świecenia, za to może powodować problemy ze stabilnością układu przy jednoczesnym załączeniu wszystkich diod, ponieważ przez wyprowadzenia zasilające płynie wówczas prąd o natężeniu rzędu 100 mA. Wprawdzie producent dopuszcza przepływ tegoż prądu o natężeniu nawet 200 mA, lecz zdarzają się egzemplarze, którym w takich warunkach i w podwyższonej temperaturze otoczenia zdarza się zawieszać lub zerować. Przypuszczalnie ma to związek z dużym spadkiem napięcia na wewnętrznych połączeniach rozprowadzających zasilanie.

Układem można sterować zarówno przyciskami, które znajdują się na powierzchni płytki, jak również zewnętrznymi przełącznikami monostabilnymi, które można podłączyć do zacisków złączy J2 i J3. Wartości rezystorów są tak dobrane, że nawet wciśnięcie na stałe takiego przełącznika i złośliwe zablokowanie go w tej pozycji da wzrost poboru prądu do około 14 µA (przy zasilaniu 3 V), co nie spowoduje szybkiego rozładowania baterii. Zakładając pojemność baterii CR2032 na poziomie 200 mAh, opisywany układ mógłby przebywać w stanie czuwania przez około 57 lat(!) lub pokazać strzałkę ponad 20 tysięcy razy(!!!). Oczywiście, są to wartości czysto teoretyczne, które nie uwzględniają naturalnego starzenia się baterii lub wpływu jej rezystancji wewnętrznej.

Michał Kurzela, EP

Najważniejsze parametry:
- osiem kanałów GPIO sterowanych przez interfejs I²C,
- wbudowane rezystory pull-down,
- wbudowane diody LED sygnalizujące stan poszczególnych linii GPIO,
- możliwość kaskadowego połączenia do 8 koncentratorów (łącznie do 64 linii GPIO),
- adres I²C ustawiany za pomocą mostków lutowniczych,
- wbudowane mikroprzełączniki do mostkowania linii GPIO,
- złącza zgodne ze standardem Grove,
- napięcie zasilania: 3,3...5,5 V.

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

AVT6050	Ekspander wyświetlacza 14 segmentowego LCD z interfejsem I²C (EP 7/2024)
AVT6045	Płytka rozwojowa do testów 14-segmentowego wyświetlacza LCD (EP 6/2024)
----	24-bitowy sprzętowy licznik impulsów z interfejsem I²C (EP 5/2024)
AVT6038	Miniwyświetlacz LCD 4×10 znaków z podświetleniem i interfejsem I²C (EP 4/2024)
AVT6037	Pięciokanałowy termometr I²C (EP 4/2024)
AVT6025	Sterownik mikrosilników prądu stałego (EP 2/2024)

* **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.

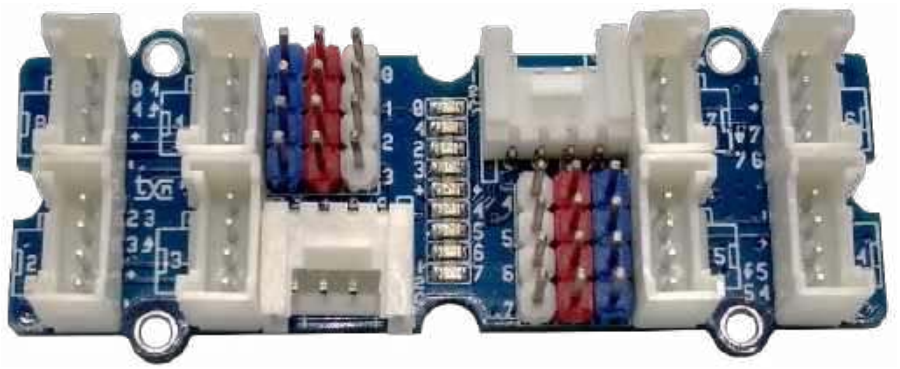
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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**.

Koncentrator czujników cyfrowych Grove

Gdy aplikacja rozrasta się o kolejne czujniki lub elementy wykonawcze i użyliśmy już ostatnich wolnych wyprowadzeń GPIO procesora, z pomocą może przyjść nam koncentrator I²C. W magistralę I²C wyposażony jest praktycznie każdy współczesny procesor oraz komputer SBC, a przy wsparciu koncentratora możemy obejść ograniczenia liczby wolnych pinów, przynajmniej do momentu, gdy nie przekroczymy dopuszczalnej liczby koncentratorów na tej samej magistrali.



Koncentrator zrealizowany jest w oparciu na układzie programowalnego ekspandera GPIO typu MCP23008, za pomocą którego możemy monitorować lub sterować poprzez magistralę I²C nawet ośmioma dodatkowymi liniami GPIO. Ekspander ma trzy wyprowadzenia A0, A1 i A2 ustalające adres, dzięki czemu umożliwia podłączenie do 8 koncentratorów na jednej magistrali I²C oraz rozszerzenie zestawu linii GPIO o maksymalnie 64 dodatkowe wyprowadzenia. Schemat koncentratora pokazano na **rysunkach 1a i 1b**.

Sygnały GPIO doprowadzone są do 8 złączy I0...I7 w standardzie Grove oraz do gniazd w standardzie Arduino Sensor S0, S4. Każde z gniazd ma podłączone zasilanie (GND, VCC), a wszystkie linie GPIO wyposażone zostały w rezystory pull-down R4...R11, ustalające stan niewykorzystanych w aplikacji wyprowadzeń. Bufory U3...U6 sterują diodami LD0...LD7 sygnalizującymi fizyczne stany wyprowadzeń linii GPIO, co okazuje się bardzo przydatne podczas uruchamiania układu. Przełączniki SW03, SW47 umożliwiają zmostkowanie

Wykaz elementów:

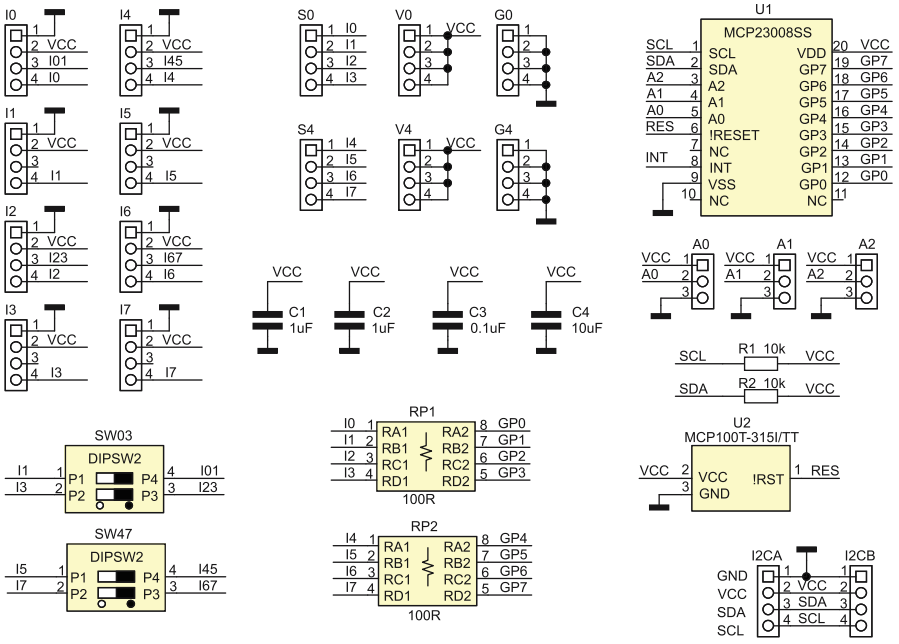
Rezystory:
R1, R2: 10 kΩ (SMD 0603, 5%)
R3: 2,2 kΩ (SMD 0603, 5%)
R4...R11: 1 MΩ (SMD 0603, 5%)
RP1, RP2: 100 Ω (drabinka CRA06S08)
RP3, RP4: 2,2 kΩ (drabinka CRA06S08)

Kondensatory (SMD 0603, X7R, 10 V):
C1, C2: 1 µF
C3, C5, C6: 100 nF
C4: 10 µF

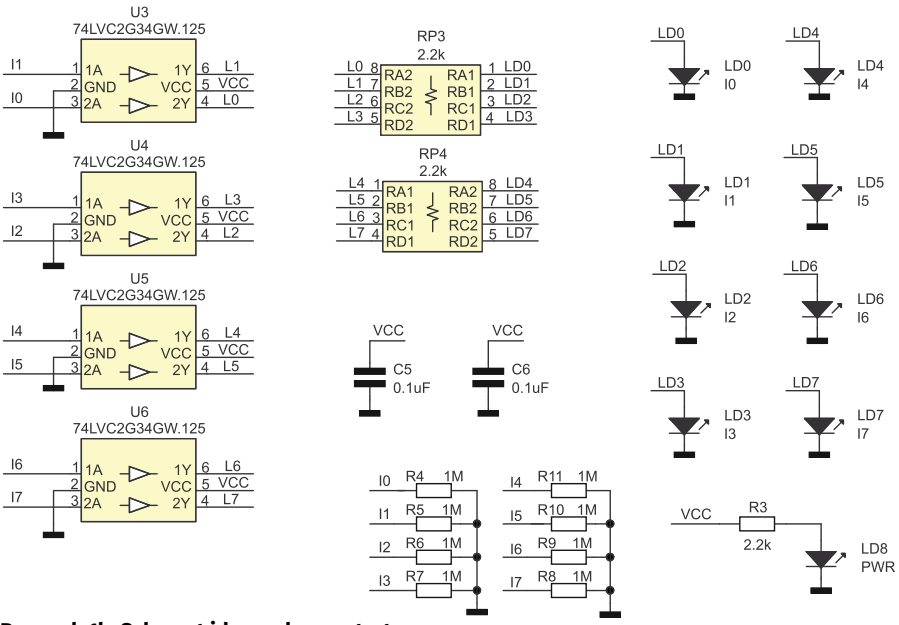
Półprzewodniki:
LD0...7: dioda LED zielona (SMD 0603)
LD8: dioda LED czerwona (SMD 0603)
U1: MCP23008SS (SSOP20_230)
U2: MCP100T-315I/TT (SOT-23)
U3...U6: 74LVC2G34GW.125 (SC88)

Pozostałe:
G0, G4: złącze SIP4 niebieskie
I0...I7: złącze Grove proste
I²CA, I²CB: złącze Grove kątowe
S0, S4: złącze SIP4 białe
SW03, SW47: mikroprzełącznik DIP2 Omron (A6H-2101)
V0,V4: złącze SIP4 czerwone

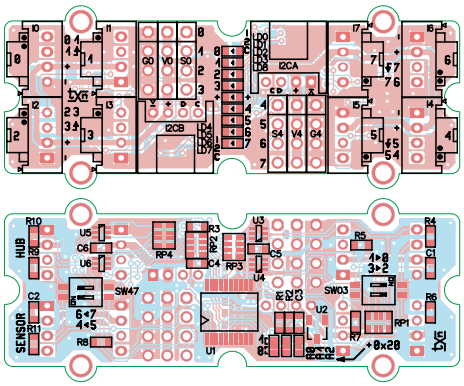
eprasa.pl cdaec1ec11



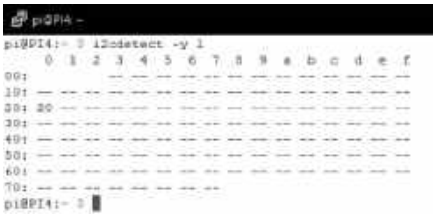
Rysunek 1a. Schemat ideowy koncentratora



Rysunek 1b. Schemat ideowy koncentratora



Rysunek 2. Rozmieszczenie elementów



Rysunek 3. Detekcja koncentratora na magistrali I²C

sygnałów ze złączy I0/I1, I2/I3, I4/I5, I6/I7, co okazuje się przydatne w przypadku czujników lub elementów wykonawczych korzystających z obu sygnałów GPIO złącza Grove, bez konieczności używania nietypowych przewodów. W tym przypadku do podłączenia modułów stosowane są odpowiednio złącza I0, I2, I4, I6. Normalnie przełączniki powinny znajdować się w pozycji OFF, wtedy każde z wyprowadzeń GPIO doprowadzone jest tylko do jednego złącza Grove. Rezystory RP1,2 separują U1 od złączy i zapobiegają jego ewentualnemu uszkodzeniu w wyniku błędnych połączeń lub konfiguracji. Układ U2 zapewnia poprawny reset U1 po włączeniu zasilania. Magistrala I²C wraz z zasilaniem doprowadzona jest do złączy I²CA/B, umieszczonych przelotowo, co ułatwia kaskadowe łączenie kilku koncentratorów. Dodajmy, że układ działa poprawnie w zakresie napięcia zasilania 3,3…5,5 V. Dioda LD8 sygnalizuje obecność zasilania.

Grove_SensorHUB zmontowany jest na dwustronnej płytce drukowanej mechanicznie zgodnej ze standardem Grove – rozmieszczenie elementów zaprezentowano na **rysunkach 2 a** i **2b.** Montaż jest typowy i nie wymaga szczegółowego opisu, a sam układ nie narzuca konieczności specjalnego uruchamiania – należy tylko ustalić położenie zwór adresowych. Adres bazowy koncentratora to 0x20, gdy wszystkie zwory są zalutowane w położeniach „0”. Gotowy układ pokazuje **fotografia tytułowa**.

Sprawdzenie działania koncentratora najłatwiej wykonać za pomocą Raspberry Pi. Po podłączeniu do magistrali I²C, poleceniem `i2cdetect -y 1` sprawdzamy obecność układu na magistrali, zgodnie z **rysunkiem 3**.

Konfiguracja GPIO MCP23008 ustalana jest w rejestrach wewnętrznych. Do obsługi GPIO wystarcza konfiguracja trzech rejestrów:

- IODIR – 0x00 (ustala kierunek GPIO: 0 – wyjście, 1 – wejście),
- IOPOL – 0x01 (neguje stan pinu wejściowego GPIO: 0 – proste, 1 – negowane),
- GPPU – 0x06 (aktywuje rezystory pull-up GPIO: 0 – wyłączone, 1 – załączone).

W przypadku aktywacji rezystorów pull-up, wyprowadzenie podciągnięte zostaje poprzez rezystor wbudowany w U1 do napięcia VCC, co sygnalizowane jest w module poprzez zaświecenie odpowiadającej diody GPIO – należy o tym pamiętać.

Stan linii wejścia/wyjścia odczytywany jest z rejestru GPIO – 0x09, a zmiana stanu wyjść odbywa się poprzez rejestr OLAT – 0x0A.

Przykładowo: konfigurujemy GPIO0...3 jako wejścia, a GPIO4...7 jako wyjścia.

```
i2cset -y 1 0x20 0x00 0x0F
```

Po zmianie stanu wyprowadzeń 0...3 (poprzez połączenie ich do masy lub zasilania) możemy odczytać stan linii GPIO poleceniem:

```
i2cget -y 1 0x20 0x09
```

Stan wyjść ustawiamy z użyciem komendy:

```
i2cset -y 1 0x20 0x0a 0x5F
```

Jeżeli wszystko działa poprawnie, moduł można zastosować we własnej aplikacji. W przypadku kaskadowego łączenia koncentratorów, szczególnie przy dłuższych połączeniach, należy zwrócić uwagę na pojemności rozproszone, zdolne zakłócić działanie magistrali – w takich przypadkach rekomendowane jest zastosowanie buforów I²C np. na bazie układu TCA9511.

Adam Tatuś, EP

eprasa.pl cdaec1ec11

Najważniejsze parametry:
- konstrukcja oparta na scalonym sterowniku AP74700,
- wbudowany tranzystor MOSFET o rezystancji Rdson < 12 mΩ,
- wbudowane zabezpieczenia przeciwprzepięciowe (diody TVS),
- napięcie zasilania: 12...24 V (4,5...6 V w określonych warunkach – patrz opis).

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

----	Moduł redundancji zasilania do Raspberry Pi Zero (EP 5/2023)
AVT5971	Moduł redundancji zasilania urządzeń 12 V (EP 2/2023)
----	Moduł redundancji zasilania do komputerów SBC (EP 1/2023)
----	Moduł diody idealnej 5 A (EP 9/2022)

* **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.

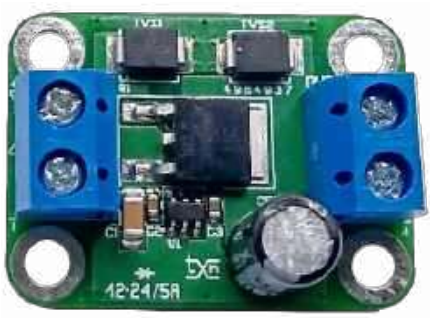
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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**.

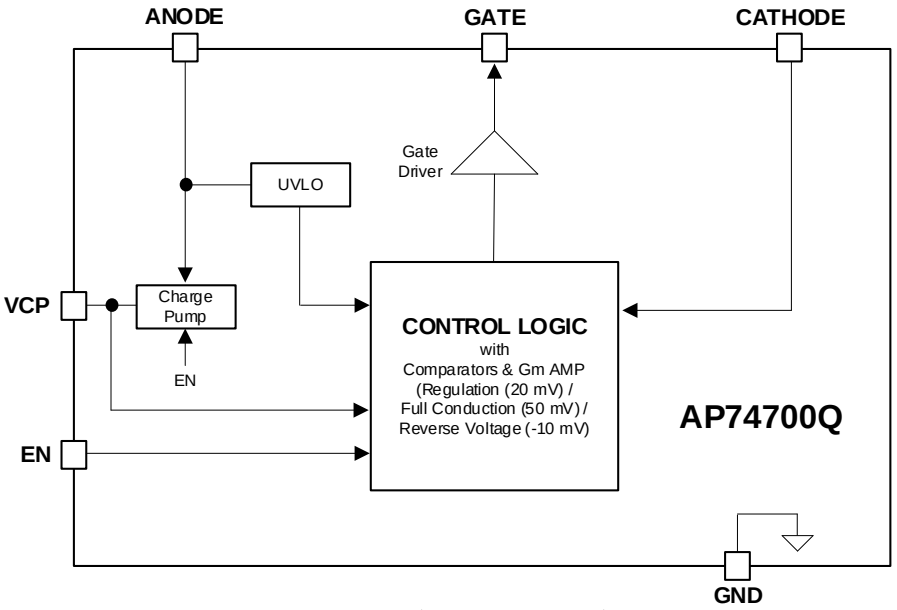
Moduł diody idealnej 12...24 V/5 A

Zaprezentowany w artykule moduł diody idealnej 12...24 V/5 A może zastąpić klasyczne diody prostownicze lub diody Schottky'ego w aplikacjach, w których zależy nam na niewielkim spadku napięcia w kierunku przewodzenia – oraz zabezpieczeniu obwodu przed przepływem prądu wstecznego. Układ znajdzie zastosowanie w systemach redundantnego zasilania, przy równoległym łączeniu ogniw, akumulatorów lub w niskonapięciowych instalacjach solarnych do równoległego łączenia paneli PV małej mocy.

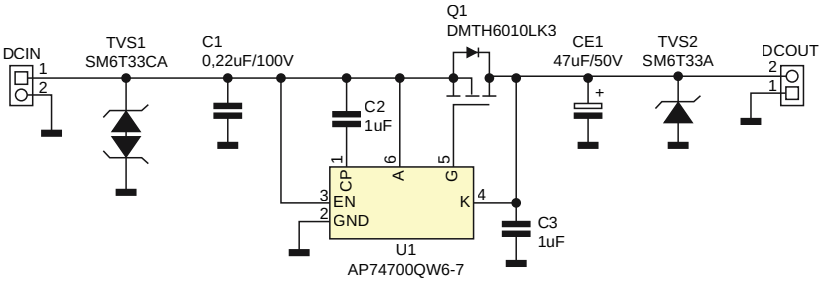


W modelu został zastosowany układ kontrolera diody idealnej typu AP74700 (Diodes Inc). Spełnia on wszystkie wymogi stawiane opisanej aplikacji, a jednocześnie pozwala zachować prostotę układu i zminimalizować koszty implementacji. Schemat wewnętrzny układu AP74700 pokazano na **rysunku 1**, natomiast schemat modułu – na **rysunku 2.**

Opracowany moduł bazuje na kontrolerze pojedynczej diody idealnej U1 typu AP74700, odpowiadającym za detekcję obecności napięcia wejściowego oraz prawidłowe sterowanie zewnętrznego tranzystora kluczującego MOSFET, w zależności od różnicy napięć na wyprowadzeniach Anode/Cathode. Napięcie wejściowe z akumulatora, zasilacza lub panelu PV doprowadzone zostało do złącza DCIN, skąd jest kluczowane na wyjście DCOUT. Tranzystor MOSFET Q1 typu DMTH6010 (R_{dson} <12 mΩ) charakteryzuje się bardzo niskim spadkiem napięcia w kierunku przewodzenia: w zależności od warunków pracy nie przekracza ono 50 mV, co znacząco ogranicza straty mocy, w porównaniu z diodą Schottky'ego (nie wspominając już o zwykłej diodzie prostowniczej). Diody TVS1,2 służą do zabezpieczenia układu przed skutkami przepięć. Kondensator CE1 jest magazynem energii niezbędnym do podtrzymania zasilania układu podczas przełączania kilku źródeł energii przy pracy w układzie typu OR-ring. W opisywanym module pojemność



Rysunek 1. Struktura wewnętrzna AP74700 (za notą Diodes Inc)



Rysunek 2. Schemat modułu

Wykaz elementów:

Kondensatory:
C1: 0,22 µF (SMD 1206, X7R, 100 V)
C2, C3: 1 µF (SMD 0603, X7R, 50 V)
CE1: 47 µF/50 V (elektrolityczny, fi=6,3 mm)

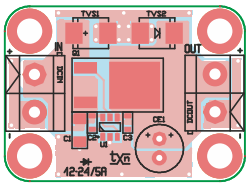
Półprzewodniki:
U1: AP74700QW6-7 (SOT-26)
TVS1: SM6T33CA (SMB)
TVS2: SM6T33A (SMB)
Q1: DMTH6010LK3 (TO-252)

Pozostałe:
DCIN, DCOUT: złącze DG 5 mm (DG126-5.0-2)

eprasa.pl cdaec1ec11

CE1 przyjmuje minimalną wartość niezbędną do poprawnej pracy układu, choć w praktyce może ona zostać dobrana z zakresu 22...220 µF/50 V. Aby poprawnie spełniać funkcję magazynu, CE1 musi mieć niską rezystancję ESR. Układ U1 wyposażony jest w zabezpieczenie przed uszkodzeniem w przypadku odwrotnego podłączenia zasilania, a dodatkowo odcięcie Q1 chroni także podłączone obciążenie.

Układ zmontowany został na niewielkiej płytce drukowanej – rozmieszczenie elementów na PCB pokazano na **rysunku 3**. Montaż nie wymaga opisu, szczególną uwagę należy zwrócić tylko na poprawny montaż padu termicznego Q1. Zmontowany układ pokazuje **fotografia tytułowa**.



Rysunek 3. Rozmieszczenie elementów

Moduł nie wymaga uruchamiania, warto jednak za pomocą regulowanego zasilacza i sztucznego obciążenia sprawdzić spadek napięcia na kluczu w kierunku przewodzenia oraz odporność na odwrócenie polaryzacji zasilania. Układ może bez dodatkowych modyfikacji pracować poprawnie przy napięciach zasilania z zakresu 12...24 V. Możliwa jest też praca z niższym napięciem, już od 4,5...6 V, przy nieco wyższym spadku napięcia na kluczu lub po optymalizacji doboru tranzystora.

W przypadku łączenia równoległego kilku źródeł zasilania w układzie OR-ring każde źródło współpracuje z jedną płytką, napięcie zasilania doprowadzone jest do wejść IN, natomiast zaciski wyjściowe OUT połączone są równolegle i zasilają obciążenie. Priorytet będzie miało źródło o najwyższym napięciu, a w miarę wyrównywania napięć (w przypadku akumulatorów i baterii) prąd ulegnie rozdzieleniu na poszczególne źródła.

Adam Tatuś, EP

Najważniejsze parametry:
- napięcie wejściowe: 4,5...5,5 V,
- napięcie wyjściowe: 5 V,
- wydajność prądowa: 500 mA (maks.),
- obsługiwane akumulatory: Li-Ion 1S (4,2 V) z wbudowanym PCM,
- prąd ładowania akumulatora: 150 mA,
- sprawność przetwornicy: >80%.

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

----	Filtr zasilania do Raspberry Pi (EP 9/2023)
----	Moduł redundancji zasilania do Raspberry Pi Zero (EP 5/2023)
----	Moduł redundancji zasilania do komputerów SBC (EP 1/2023)
AVT5931	Akumulator z ogniwami $LiFePO_4$ (EP 5/2022)
AVT5914	Zasilacz buforowy dla RPi Zero (EP 1/2022)
----	Zasilacz PoE do Raspberry Pi (EP 7/2021)

* **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.

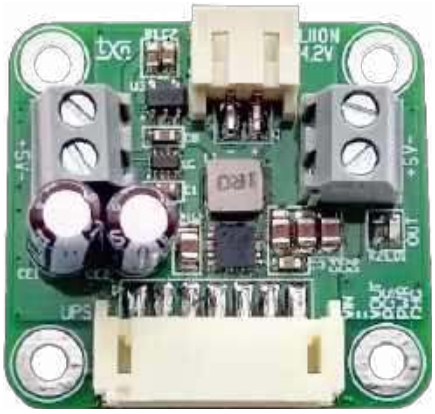
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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**.

Mini zasilacz buforowy 5 V

W artykule zaprezentowany zostanie zasilacz buforowy 5 V/500 mA, współpracujący z typowym akumulatorem litowym. Zapewnia on podtrzymanie zasilania Arduino, Raspberry Pi Pico/Zero lub dowolnego innego układu zasilanego napięciem 5 V i o maksymalnym poborze prądu poniżej 500 mA. Czas podtrzymania zależny jest od pojemności zastosowanego akumulatora i natężenia pobieranego przez układ prądu – może wynosić od kilku minut do kilku godzin. Wyprowadzone sygnały monitorujące napięcia wejściowe i wyjściowe oraz stan ładowarki ułatwiają integrację z zasilanym układem.



Schemat zasilacza buforowego pokazano na **rysunku 1**.

Moduł składa się z trzech bloków funkcjonalnych:
- przełącznika źródeł zasilania opartego na układzie U1 typu LM66200,
- przetwornicy obniżająco-podwyższającej o ustalonym napięciu wyjściowym 5 V – U2 typu TPS63061,
- ładowarki akumulatora litowego – U3 typu MCP73832.

Napięcie wejściowe 5 V z gniazda VIN – po wstępnej filtracji przez pojemności CE1 i C1 – doprowadzone zostaje do układu przełącznika źródeł zasilania U1. Budowę wewnętrzną układu LM66200 zaprezentowano na **rysunku 2**. Układ składa się z dwóch kontrolerów diody idealnej z ustalonym priorytetem działania. Na wyjście Vout przekazywane jest wyższe z napięć Vin1/2. W przypadku obecności napięcia zasilania na wejściu VIN1 (w przypadku opisywanego układu jest ono tożsame z potencjałem V50I) o prawidłowej wartości jest ono przekazywane na wyjście VOUT (V50U). Jeżeli wartość V50I będzie mniejsza od napięcia na wejściu VIN2 (czyli od napięcia akumulatora VBAT), wejście VIN1 zostanie odłączone, a na wyjście VOUT przekazane zostanie napięcie

Wykaz elementów:

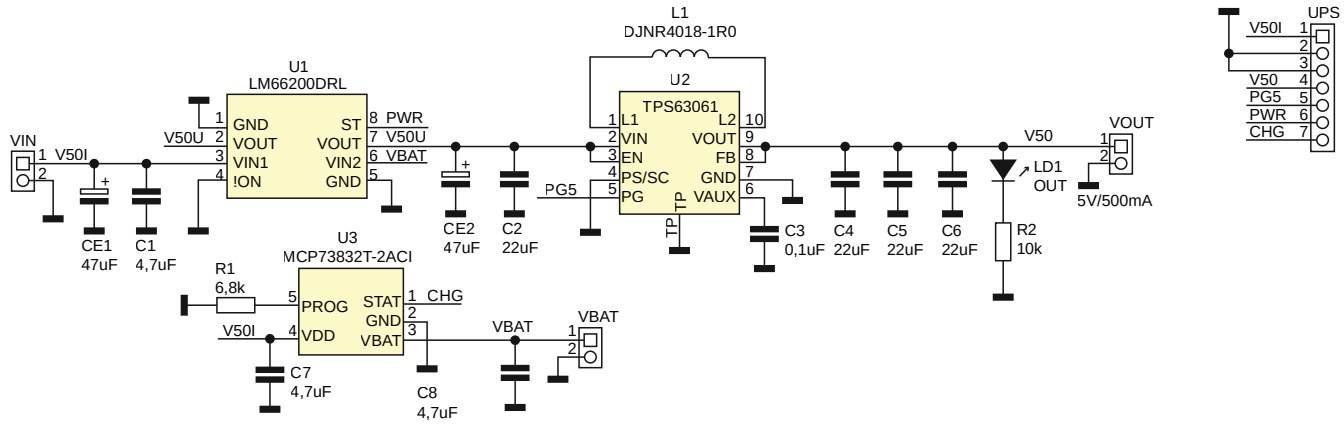
Półprzewodniki:
LD1: dioda LED (SMD 0603)
U1: LM66200DRL (SOT-5X3)
U2: TPS63061DSC (WSON10)
U3: MCP73832T-2ACI (SOT-23-5)

Rezystory (SMD 0603, 1%):
R1: 6,8 kΩ (dobór prądu ładowania – patrz tekst)
R2: 10 kΩ

Kondensatory:
C1, C7, C8: 4,7 µF (SMD 0603, X5R, 10 V)
C2, C4...C6: 22 µF (SMD 0805, X5R, 10 V)
C3: 100 nF (SMD 0603, X5R, 50 V)
CE1, CE2: 47 µF (elektrolityczny fi=5 mm)

Pozostałe:
L1: dławik SMD (typ DJNR4018-1R0)
UPS: złącze PH2 SMD 7 pin
VBAT: złącze PH2 SMD 2 pin
VIN, VOUT: złącze śrubowe DG 3,5 mm (DG381-3.5-2)

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 1. Schemat ideowy zasilacza buforowego

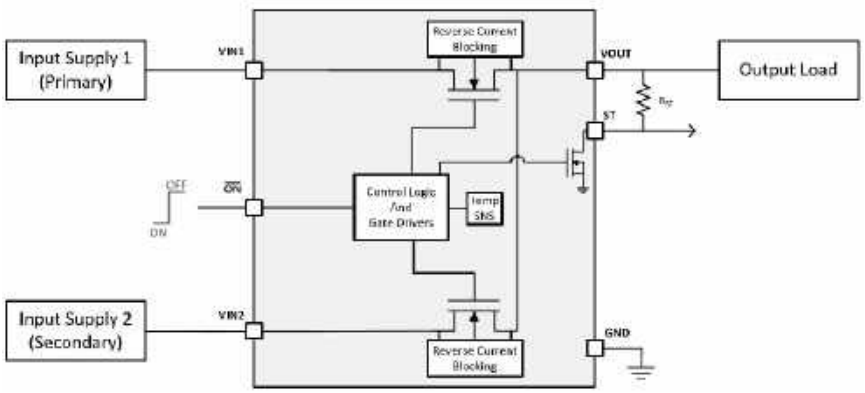
akumulatora z VIN2 (VBAT). Dzięki kluczowaniu napięć przy użyciu tranzystorów MOSFET spadek napięcia w kierunku przewodzenia jest nieporównywalnie niższy niż przy zastosowaniu typowych diod, co minimalizuje straty. Dodatkowo źródła zasilania zabezpieczone są przed przepływem wstecznym. Układ U1 jest wyposażony w wejście sterujące ON, które w układzie pozostaje połączone bezpośrednio z masą, co na stałe aktywuje U1. Wyjście ST (PWR) typu otwarty dren sygnalizuje natomiast aktywne źródło zasilania: stan niski wskazuje na zasilanie z akumulatora, stan wysoki – zasilanie z wejścia VIN. Napięcie wyjściowe z LM66200 doprowadzone zostało do przetwornicy obniżająco-podwyższającej typu TPS63061 o ustalonym na 5 V napięciu wyjściowym, którego obecność wskazywana jest przez diodę LD1. Napięcie z wyjścia przetwornicy U2 podłączono do złącza VOUT. Stan niski sygnału PG5 (wyjście typu OD) informuje o problemach z utrzymaniem znamionowej wartości napięcia wyjściowego przetwornicy. Do obsługi akumulatora litowego zastosowano popularną ładowarkę MCP73832 o prądzie ładowania ustalanym przez R8 zgodnie z zależnością I_{chg}= 1000/R8. W modelu jest to ok. 150 mA. Akumulator należy podłączyć do złącza VBAT. Status ładowarki (CHG) dostępny jest na wyjściu STAT typu OD – stan niski sygnalizuje aktywne ładowanie. Model współpracuje z akumulatorem 18650 z wbudowanym PCM o pojemności ok. 1,8 Ah.

UWAGA: układ bezwzględnie wymaga stosowania akumulatora litowego z napięciem końcowym 4,2 V oraz wbudowanym układem zabezpieczenia PCM/BMS.

Zabronione jest używanie akumulatorów/cel bez układu zabezpieczającego.

Podczas pracy należy stosować ogólne zasady bezpieczeństwa zalecane dla ogniw litowych.

Na złącze UPS wyprowadzone są napięcia zasilania (wejściowe i wyjściowe) oraz sygnały monitorowania. W zależności od potrzeb można używać tylko złącza UPS



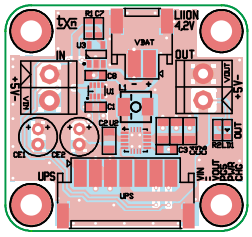
Rysunek 2. Struktura wewnętrzna LM66200 (za notą TI)

(jeśli układ zasilany będzie miał możliwość korzystania z sygnałów PWR, PG5, CHG). Jeżeli nie używamy sygnałów kontrolnych, wygodniej jest skorzystać ze złączy śrubowych VIN/VOUT. Zmierzona sprawność układu w normalnych warunkach (I_{obc}=50...500 mA) przekracza 80%.

Układ zmontowany jest na dwustronnej płytce drukowanej, rozmieszczenie elementów pokazano na **rysunku 3**.

Montaż układu nie wymaga dokładnego opisu, należy zadbać jednak o poprawne przylutowanie padów termicznych i o dokładne umycie płytki po lutowaniu. Prawidłowo zmontowany moduł zaprezentowano na **fotografii tytułowej**.

Pierwsze uruchomienie warto przeprowadzić z użyciem regulowanego zasilacza laboratoryjnego z ograniczeniem prądowym 0...6 V/1,5 A. Do wyjścia VOUT należy podłączyć sztuczne obciążenie z ustawionym poborem na 500 mA. Przy wyłączonym obciążeniu i po podaniu napięcia zasilania należy sprawdzić napięcie ładowania akumulatora 4,2 V na złączu BAT oraz napięcie wyjściowe 5 V na wyjściu VOUT. Przy zmianie napięcia zasilania w zakresie 4,5...5,5 V oba napięcia powinny być stabilne, zarówno bez obciążenia podłączonego do wyjścia VOUT, jak i pod obciążeniem. Następnie do złącza VBAT podłączamy (poprzez amperomierz) akumulator i sprawdzamy prąd ładowania, który powinien wynosić



Rysunek 3. Rozmieszczenie elementów

ok. 150 mA. Po naładowaniu akumulatora odłączamy napięcie zasilania oraz sprawdzamy poprawność utrzymywania napięcia wyjściowego przy zasilaniu z akumulatora – w warunkach bez obciążenia i pod obciążeniem. Podczas kolejnych etapów warto kontrolować stany sygnałów monitorujących, pamiętając o podciągnięciu wyjść typu OD. Jeżeli wszystko działa poprawnie, układ można zastosować we własnej aplikacji.

Należy pamiętać, że układ przeznaczony jest do pracy ciągłej, w związku z czym nie ma wyłącznika zasilania i akumulatora. Przy podłączonym akumulatorze oraz braku napięcia zasilającego automatycznie uruchomiana jest przetwornica podwyższająca. Po powrocie zasilania konieczne będzie odczekanie czasu niezbędnego do pełnego naładowania akumulatora. W przypadku planowanych przerw w eksploatacji należy trwale odłączyć akumulator.

Adam Tatuś, EP

eprasa.pl cdaec1ec11

Zasilacze impulsowe – topologie, rozwiązania układowe i parametry

Zasilacze to najbardziej niedoceniana grupa aplikacji elektronicznych. Z pewnością przyczynił się do tego szeroki asortyment gotowych modułów, dopasowanych do większości rozwiązań. Bogata oferta rynkowa sprawia bowiem, że nasza wiedza na temat tych urządzeń... staje się uboga! Przygotowaliśmy artykuł, w którym opisujemy rozwiązania stosowane w nowoczesnych, wydajnych i energooszczędnych zasilaczach.



Płytka zasilacza SMPS o mocy 1 kW (http://t.ly/Msk1O)

Niemal każdy elektronik z pamięci naszkicuje schemat zasilacza z transformatorem, mostkiem Graetza i stabilizatorem napięcia. Jednak takie zasilacze praktycznie nie są już dziś produkowane (no, może z wyjątkiem kilku specyficznych zastosowań). Sprawa mocno się komplikuje, gdy chodzi o schemat nawet prostego zasilacza impulsowego. Dlatego opracowaliśmy opis najważniejszych topologii przetwornic i rozwiązań układowych, pozwalających uzyskać wyśrubowane parametry zasilacza impulsowego.

Zasilacz impulsowy – podstawowe informacje

Moduł elektorniczny, który przetwarza energię elektryczną, zmieniając jej parametry i nie działa w sposób liniowy, lecz zawiera jeden lub kilka przełączników elektronicznych, to zasilacz impulsowy/przetwornica impulsowa (ang. *Switch Mode Power Supply – SMPS)*. Przełącznikiem elektronicznym jest z zasady element półprzewodnikowy – tranzystor, który zapewnia bardzo niską rezystancję w stanie włączonym (minimalizacja strat przewodzenia) i bardzo dużą rezystancję w stanie wyłączonym. Przełączniki w zasilaczach impulsowych pracują z częstotliwościami od ok. 50 kHz do kilku MHz. Parametry wyjściowe zasilacza są kontrolowane poprzez zmianę cyklu pracy i/lub częstotliwości kluczowania.

Nieodłącznym elementem SMPS jest filtr dolnoprzepustowy zawierający elementy pasywne – cewki indukcyjne i kondensatory umieszczone za kluczem półprzewodnikowym, które zapewniają stabilne wartości napięcia i prądu wyjściowego. Ponieważ rozmiar elementów pasywnych jest odwrotnie proporcjonalny do częstotliwości przełączania, wysoka częstotliwość pracy pozwala na zmniejszenie rozmiarów elementów magnetycznych i kondensatorów. Dodatkowo – chociaż wysoka częstotliwość zapewnia większą gęstość mocy – zwiększa również straty energii wewnątrz przetwornicy i wprowadza dodatkowy szum elektromagnetyczny.

Zasilacze impulsowe przeznaczone do zasilania z sieci energetycznej o napięciu przemiennym 230 V AC zawierają transformator zamiast cewki indukcyjnej. Dzięki temu strona wtórna obwodu jest galwanicznie odizolowana od strony pierwotnej.

Schemat blokowy typowego zasilacza AC/DC został pokazany na **rysunku 1**, natomiast na **fotografii 1** pokazano przykładowy zasilacz SMPS o mocy 75 W, bazujący na takim schemacie blokowym.

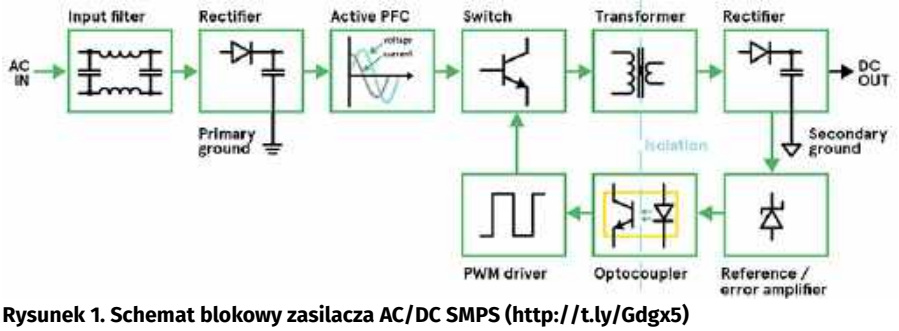
Przetwornica typu Forward

Do podstawowych topologii zasilaczy SMPS należy przetwornica typu Forward, która odznacza się dużą sprawnością przetwarzania energii, wynoszącą ok. 95...97% i znajduje zastosowanie w aplikacjach wymagających mocy wyjściowej w zakresie do 300 W. Charakterystycznym elementem obwodu jest transformator podłączony w taki sposób, że uzwojenia pierwotne i wtórne mają zgodną polaryzację – znaczniki początków uzwojeń (kropki) na schemacie są umieszczone obok siebie. Ponadto prostownik na wyjściu transformatora zbudowany jest z dwóch diod, a obwód filtrowania sygnału wyjściowego zawiera cewkę indukcyjną. Uproszczony schemat przetwornicy typu Forward pokazano na **rysunku 2**. Brakuje na nim ważnego obwodu, któremu jednak poświęcimy oddzielny rozdział.

Załączenie przełącznika półprzewodnikowego Q1 doprowadza zasilanie wejściowe do uzwojenia pierwotnego, co natychmiast powoduje wytworzenie pola magnetycznego sprzężonego z uzwojeniem

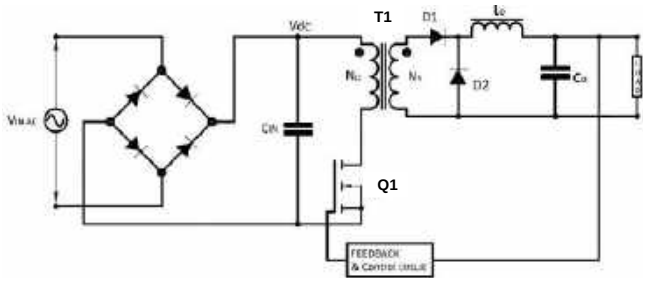


Fotografia 1. Budowa zasilacza SMPS o mocy 75 W bazującego na schemacie blokowym z rysunku 1 (http://t.ly/sUHnR)



Rysunek 1. Schemat blokowy zasilacza AC/DC SMPS (http://t.ly/Gdgx5)

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 2. Uproszczony schemat przetwornicy typu Forward (http://t.ly/8bGtP)

wtórnym. Zarówno w uzwojeniu pierwotnym, jak i wtórnym prąd narasta liniowo wraz z upływem czasu załączenia. Dioda prostownicza D1 przewodzi prąd wtórny, który przez cewkę Lo trafia do podłączonego obciążenia. Transformator nie magazynuje energii w czasie przewodzenia Q1, energia jest przekazywana bezpośrednio na wyjście konwertera i magazynowana w stopniu wyjściowym przetwornicy – w cewce indukcyjnej Lo oraz kondensatorze Co.

Kiedy przełącznik Q1 zostanie otwarty, pole magnetyczne zanika i żaden prąd nie płynie ani w uzwojeniu pierwotnym, ani we wtórnym. Teraz energia zmagazynowana w cewce LO jest przekazywana do obciążenia dzięki przewodzeniu diody D2. Dioda D1 w tym czasie nie przewodzi. Cewka wyjściowa zmniejsza tętnienia prądu kondensatora wyjściowego.

Napięcie wyjściowe zależy od napięcia wejściowego, współczynnika liczby zwojów NP/NS transformatora i parametrów cyklu pracy przełącznika Q1. Gabaryty transformatora zależą głównie od częstotliwości przełączania i mocy strat. Transformator typu forward-mode ma wysoką indukcyjność pierwotną (magnesującą) i brak w nim szczeliny powietrznej (transformatory z rdzeniem bez szczeliny nie są w stanie magazynować znacznej ilości energii).

Obwód rozmagnesowania rdzenia

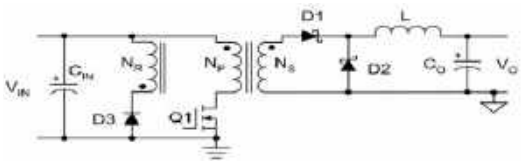
Na schemacie z rysunku 2 brakuje bardzo ważnego obwodu. Transformator w przetwornicy Forward zasilany jest impulsami prądu o tym samym kierunku w każdym cyklu pracy. W takich warunkach zjawisko pozostałości magnetycznej transformatora doprowadza do namagnesowania rdzenia. Stopień namagnesowania rdzenia transformatora pogłębia się z każdym cyklem pracy przetwornicy, aż osiąga wartość nasycenia (zwykle w ciągu zaledwie kilku cykli pracy przełącznika). Wówczas transformator traci swoją pierwotną indukcyjność, a prąd w uzwojeniu narasta gwałtownie i doprowadza do uszkodzenia przełącznika półprzewodnikowego.

Do prawidłowej pracy przetwornicy typu Forward potrzebny jest obwód rozmagnesowania rdzenia w kontrolowany sposób, tzw. obwód resetowania rdzenia w czasie, gdy przełącznik nie przewodzi prądu. Dzięki temu – w następnym cyklu pracy – prąd wejściowy znów będzie narastał od zera. Stosowane są w tym celu 3 główne techniki:

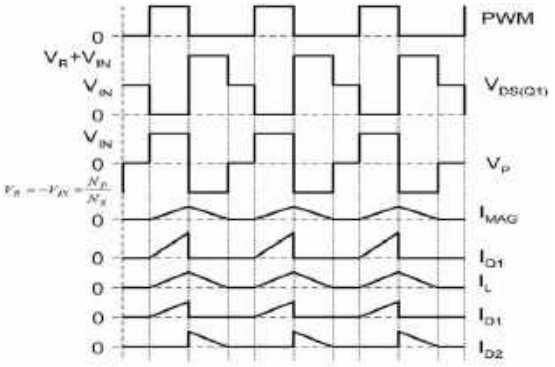
- transformatory z dodatkowym uzwojeniem resetującym,
- przetwornice typu Forward z dwoma przełącznikami,
- przetwornice z aktywnym obwodem rozmagnesowującym – Active Clamp.

Transformator z dodatkowym uzwojeniem resetującym

Uzwojenie NR pokazane na schemacie z **rysunku 3** określamy mianem uzwojenia resetującego i jest ono zintegrowane z transformatorem. Strumień magnetyczny, zmagazynowany wewnątrz rdzenia, w momencie wyłączenia przełącznika półprzewodnikowego Q1 indukuje ujemne napięcie na końcu uzwojenia NR, które polaryzuje diodę D3 w kierunku przewodzenia do głównej szyny zasilającej. Taki schemat działania pozwala uniknąć nasycenia rdzenia i zwraca energię do pierwotnego źródła zasilania bez znacznych strat, jednak wymaga odpowiedniego transformatora.



Rysunek 3. Uproszczony schemat przetwornicy typu Forward z transformatorem z dodatkowym uzwojeniem resetującym (http://t.ly/EMM0B)



Rysunek 4. Przebiegi napięć i prądów w kluczowych punktach przetwornicy typu Forward, gdzie:
PWM – sygnał sterujący przełącznikiem półprzewodnikowym Q1,
VP – napięcie na głównym uzwojeniu pierwotnym,
IMAG – prąd wywołany pozostałością magnetyczną transformatora,
IQ1 – prąd w obwodzie przełącznika Q1 i uzwojenia pierwotnego
VDS(Q1) – napięcie na przełączniku półprzewodnikowym,
IL – prąd w obwodzie cewki wyjściowej
ID1, ID2 – prądy w obwodzach diod wyjściowych
Źródło: (http://t.ly/EMM0B)

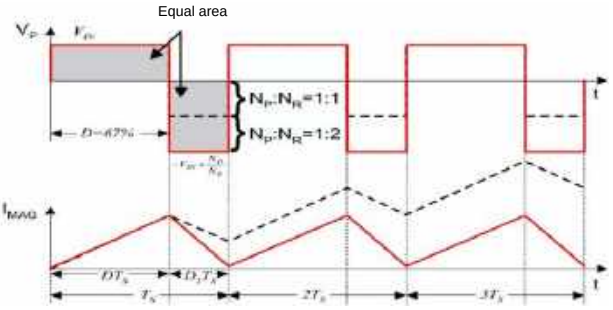
Przebiegi napięć i prądów w istotnych punktach układu zostały pokazane na **rysunku 4**.

Uzwojenie resetujące jest nawinięte bifilarnie z uzwojeniem pierwotnym, aby zapewnić dobre sprzężenie i zminimalizować indukcyjność rozproszenia. Jednak przy wysokich częstotliwościach pracy przetwornicy (powyżej 100 kHz) bardzo trudno jest zapewnić dobre sprzężenie magnetyczne pomiędzy uzwojeniami NP i NR. Oba uzwojenia muszą mieć taką samą liczbę zwojów (ale przekrój drutu NR może być bardzo mały, ponieważ musi przewodzić jedynie mały prąd magnesowania), dlatego konieczne jest jednoczesne nawijanie tych uzwojeń. Powoduje to dodatkowe problemy z napięciem przebicia, należy zatem zastosować złożoną izolację. W efekcie wprowadzenie dodatkowego uzwojenia do konstrukcji transformatora powoduje zwiększenie indukcyjności rozproszenia – a więc problem, z którym walczymy, zaczyna się pogłębiać.

Czas potrzebny na spadek energii magnesowania do zera jest porównywalny do czasu załączenia zasilania na uzwojeniu pierwotnym. Oznacza to, że maksymalny teoretyczny współczynnik wypełnienia przetwornicy Forward wynosi 50%, a po uwzględnieniu opóźnień przełączania – jeszcze nieco mniej. Ponadto maksymalne napięcie występujące na przełączniku półprzewodnikowym Q1 będzie ponad dwukrotnie większe od napięcia wejściowego. Wymienione ograniczenia sprawiają, że przetwornica tego typu pozwala na uzyskanie mocy wyjściowej do ok. 150 W.

Czas rozmagnesowania można skrócić poprzez zwiększenie liczby zwojów NR. W przypadku, gdy NP/NR=1/2, stosunek czasu aktywnego cyklu do czasu rozmagnesowania przyjmuje wartość 2. Jednak konsekwencją opisanego rozwiązania jest występowanie bardzo wysokiego napięcia na przełączniku półprzewodnikowym, dochodzącego do wartości 3×VIN. Oscylogram dla takiego przypadku został pokazany na **rysunku 5**. Dla porównania linią przerywaną nakreślono stopień namagnesowania rdzenia dla przypadku NP=NR, ale przy zachowaniu nierównych czasów cyklu aktywnego i rozmagnesowania.

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 5. Działanie obwodu rozmagnesowania z podwojoną liczbą zwojów NR (http://t.ly/wNJos)

Ważną cechą przetwornicy Forward jest niemal ciągły prąd cewki wyjściowej. Dzięki temu zasilacz dobrze nadaje się do zastosowań wymagających bardzo dużych prądów obciążenia (>15 A). Z drugiej strony, użycie zasilacza tego typu w zastosowaniach wymagających wysokiego napięcia wyjściowego (>30 V) wymaga cewki indukcyjnej o odpowiednich parametrach, co podnosi koszt finalnego rozwiązania.

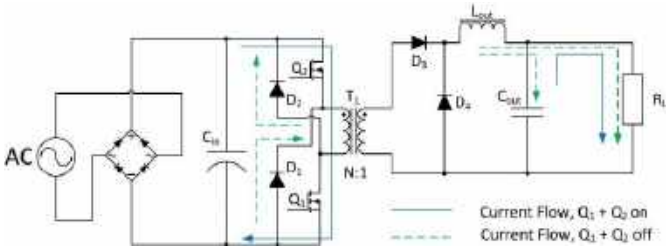
Przetwornica Forward z dwoma przełącznikami półprzewodnikowymi

Niektóre wady układu z uzwojeniem resetującym można rozwiązać, stosując układ z dwoma przełącznikami półprzewodnikowymi – *Two-Transistor* – TT. Uproszczony schemat został pokazany na **rysunku 6**. Napięcie na żadnym przełączniku nie przekracza poziomu napięcia zasilania w całym cyklu pracy, co pozwala na użycie szybszych i bardziej wydajnych komponentów przystosowanych do napięcia 400...500 V (w zastosowaniach sieciowych 230 V AC). Rozmagnesowanie rdzenia osiąga się dzięki diodom prostowniczym (D1 i D2 na schemacie z rysunku 6) i nie jest wymagane dodatkowe uzwojenie resetujące.

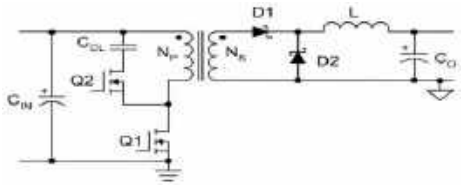
Przełączniki półprzewodnikowe Q1 i Q2 otwierają się i zamykają jednocześnie. Zamknięcie obu przełączników powoduje przenoszenie energii z uzwojenia pierwotnego do wtórnego. W uzwojeniu wtórnym dioda D3 przewodzi energię do cewki wyjściowej i obciążenia. Po otwarciu przełączników energia pozostałości magnetycznej oraz indukcyjności rozproszenia – indukowana w uzwojeniu pierwotnym – płynie przez diody D1 i D2 do źródła zasilania. Natomiast po stronie wtórnej przewodzi wtedy dioda D4, uwalniając energię zgromadzoną w cewce wyjściowej Lo.

Topologia dwutranzystorowa jest uważana za najbardziej niezawodną w przypadku przetwornic AC/DC o większej mocy. Wynika to z kilku faktów.

- Przełączniki półprzewodnikowe muszą wytrzymać tylko napięcie o wartości maksymalnego napięcia wejściowego (z niewielkim zapasem).
- Wszelkie stany przejściowe w chwilach przełączania spowodowane parametrami pasożytniczymi są niwelowane przez szybkie diody.
- Ponieważ oba tranzystory włączają się i wyłączają jednocześnie, nie ma wymogu zachowania czasów martwych – *dead time*.



Rysunek 6. Uproszczony schemat przetwornicy typu Forward z dwoma przełącznikami półprzewodnikowymi (*Two-Transistor TT*) (http://t.ly/lLhzm)



Rysunek 7. Uproszczony schemat przetwornicy typu Forward z obwodem Active Clamp (http://t.ly/69TfG)

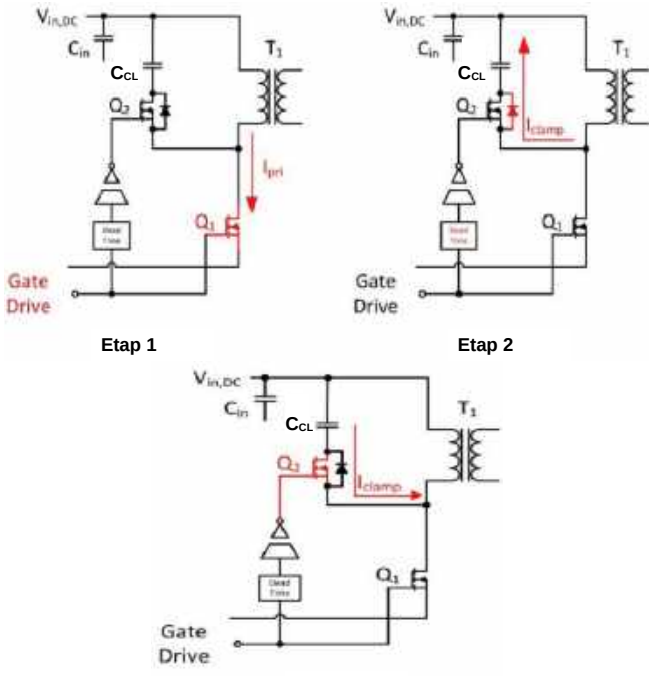
- Nie są potrzebne żadne sieci tłumiące. Zarówno resztkowa energia magnesowania, jak i energia zgromadzona w indukcyjności rozproszenia są przenoszone z powrotem do linii zasilania przez dwie diody. Zwiększa to wydajność i zmniejsza zakłócenia elektromagnetyczne, ponieważ nadmiar energii nie jest rozpraszany, ale poddawany „recyklingowi".
- Nie jest wymagane uzwojenie resetowania, co upraszcza konstrukcję transformatora i obniża koszty.
- Na tranzystorach MOSFET nie pojawiają się napięcia wsteczne, dzięki czemu diody w strukturach tranzystorów nie są obciążone.

Zasadniczą wadą układu TT jest to, że część aktywna cyklu pracy musi być utrzymywana na poziomie poniżej 50%, aby umożliwić właściwy reset transformatora w każdym cyklu. Ponadto diody gaszące D1 i D2 muszą być typu superszybkiego (*ultra fast*) i wysokonapięciowe. Ze względu na większą liczbę elementów jest to układ kosztowny.

Obwód Active Clamp

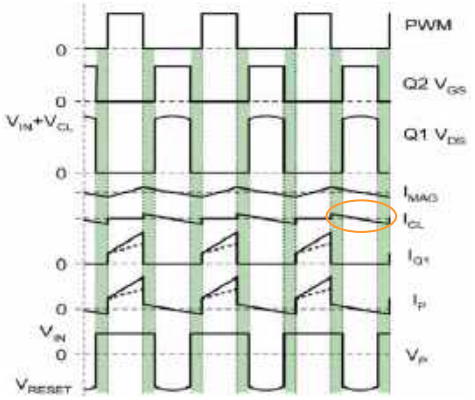
Omówione wcześniej rozwiązania mają jedno wspólne ograniczenie – aktywny cykl pracy przetwornicy nie może przekraczać 50% okresu ze względu na czas potrzebny na resetowanie rdzenia. Lepsze możliwości rozmagnesowania uzyskiwane są przez zastosowanie konwertera z obwodem aktywnym, zawierającym dodatkowy przełącznik półprzewodnikowy i kondensator – **rysunek 7**.

Na zaprezentowanym schemacie obwód Active Clamp znajduje się po stronie dodatniej szyny zasilania, zatem jest to wersja High Side, stosowana przy wysokich napięciach zasilających >100 V. Poszczególne etapy działania pokazuje **rysunek 8**, a oscylogramy przebiegów w najważniejszych punktach układu zostały



Rysunek 8. Zasada działania obwodu High Side Active Clamp (http://t.ly/37HZv)

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 9. Przebiegi napięć i prądów w kluczowych punktach przetwornicy z obwodem Active Clamp (http://t.ly/YSpVQ)

pokazane na **rysunku 9**. Przełączniki Q1 i Q2 działają naprzemiennie z uwzględnieniem czasu martwego (*dead time*). W pierwszym etapie włączony jest przełącznik główny Q1, więc energia jest przekazywana do uzwojenia wtórnego oraz – w niewielkim stopniu – pochłaniana przez indukcję rozproszoną, powoduje ponadto magnesowanie rdzenia. Gdy Q1 zostanie wyłączony, na uzwojeniu NP indukuje się napięcie o przeciwnej biegunowości – na drenie Q1 pojawi się wartość dużo większa od VIN. Dzięki diodzie zawartej w strukturze Q2 napięcie tej szpilki zostanie przekazane do kondensatora CCL. W tym czasie otwiera się również Q2 i usprawnia ładowanie CCL. Gdy indukowane napięcie zaniknie, energia z kondensatora CCL przez otwarty Q2 zasila uzwojenie NP prądem o przeciwnym kierunku (moment zaznaczony na rysunku 8). Przełącznik Q2 zostaje zablokowany przed ponownym załączeniem Q1.

Napięcie kondensatora CCL jest sumowane z napięciem zasilającym. Suma tych napięć poprzez przełącznik Q2 zasila uzwojenie pierwotne transformatora i powoduje przepływ prądu w odwrotnym kierunku, dzięki czemu rozmagnesowanie jest możliwe w krótszym czasie. Oznacza to, że przetwornica może pracować z cyklem aktywnym większym niż 50%. Ponadto wzrasta ogólna sprawność układu, ponieważ energia nie jest tracona w postaci ciepła oraz możliwe jest lepsze wykorzystanie możliwości transformatora.

Podstawową wadą obwodu Active Clamp jest fakt, że należy wygenerować drugi sygnał PWM, a przełącznik Q2 wymaga sterownika typu High-Side.

Przetwornice typu Flyback

Przetwornica typu Flyback (FBT) nazywana jest również izolowaną przetwornicą buck-boost i znajduje zastosowania zarówno w konwersji AC/DC, jak i DC/DC. Transformator nie tylko zapewnia izolację galwaniczną pomiędzy wejściem i wyjściem, ale działa także jako cewka akumulacyjna. Energia jest magazynowana w polu magnetycznym transformatora w cyklu przewodzenia przełącznika, a następnie uwalniana do uzwojenia wtórnego w cyklu wyłączenia klucza. Poprzez zmianę współczynnika zwojów można regulować napięcie wyjściowe, co pozwala uzyskać różne konfiguracje. Przetwornice typu Flyback są szeroko stosowane w aplikacjach o małej mocy (do ok. 150 W) i mogą dostarczać wyższych napięć wyjściowych, nawet do 400 V przy małej mocy wyjściowej (15...20 W).

Głównymi elementami konwertera typu Flyback są: przełącznik półprzewodnikowy, obwód sterujący przełącznikiem, transformator, dioda prostownicza i kondensator. Uproszczony schemat został pokazany na **rysunku 10**.

Kiedy przełącznik Q1 pozostaje włączony, uzwojenie pierwotne transformatora jest zasilane napięciem wejściowym – początek uzwojenia (oznaczony kropką) staje się dodatni w stosunku do końca uzwojenia. Uzwojenie wtórne jest podłączone odwrotnie niż w przetwornicy typu Forward – początek uzwojenia (kropka) zostaje połączony z masą wyjścia. Napięcie indukowane w uzwojeniu wtórnym jest ujemne, dioda D1 jest zablokowana, więc transformator zachowuje się jak cewka indukcyjna. Prąd pierwotny i strumień magnetyczny w transformatorze zwiększają swoje wartości. W tej części cyklu pracy kondensator wyjściowy Co dostarcza energię do obciążenia. Zatem wartość kondensatora wyjściowego powinna być wystarczająco duża, aby zapewnić zasilanie obciążenia przez czas Ton, przy maksymalnym zdefiniowanym spadku napięcia wyjściowego.

Kiedy przełącznik zostaje wyłączony, napięcie wtórne zmienia polaryzację z powodu zanikającego pola magnetycznego i dioda prostownicza D1 ulega spolaryzowaniu w kierunku przewodzenia, a energia zmagazynowana w rdzeniu transformatora ładuje kondensator i zasila obciążenie.

Pod koniec okresu przewodzenia Q1, gdy przełącznik przechodzi do stanu wyłączenia, nie ma obwodu, który mógłby rozproszyć zmagazynowaną energię upływu w rdzeniu magnetycznym transformatora. Istnieje kilka sposobów rozproszenia tej energii, które omówimy w kolejnych rozdziałach.

Zalety przetwornicy Flyback to przede wszystkim nieskomplikowany obwód i minimalna liczba komponentów. Wady tego rozwiązania to:

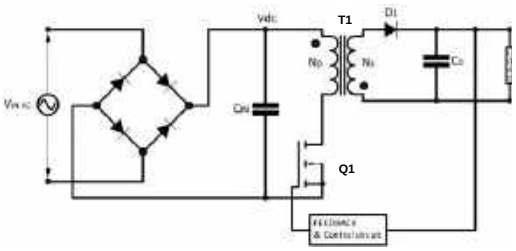
- wymagany duży kondensator wyjściowy w celu zmniejszenia tętnień,
- wysokie straty spowodowane prądami wirowymi w obszarze szczeliny powietrznej,
- generowanie zakłóceń elektromagnetycznych,
- nieoptymalne wykorzystanie możliwości transformatora.

Transformator typu Flyback

Transformator typu Flyback działa inaczej niż zwykły transformator, ponieważ jego uzwojenia pierwotne i wtórne nie przewodzą jednocześnie. Transformatory do przetwornic flyback muszą mieć określoną indukcyjność magnesującą i stosowana jest w nich konstrukcja rdzenia ze szczeliną powietrzną, co umożliwia magazynowanie dużej energii bez nasycania rdzenia.

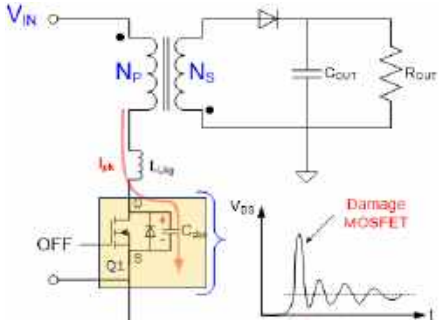
Przetwornica typu Flyback ma dwa tryby pracy w zależności od tego, czy indukcyjność pierwotna transformatora jest całkowicie rozmagnesowana, czy nie. W trybie nieciągłym prąd wtórny spada do zera w każdym okresie przełączania, a cała energia jest dostarczana do obciążenia przed następnym cyklem. Natomiast między momentem, w którym prąd wtórny osiąga zero, a początkiem następnego cyklu występuje również czas jałowy. Nazywa się to pracą trójkątną.

W trybie ciągłym energia zmagazynowana w cewce nie jest całkowicie przekazywana do kondensatora wyjściowego i obciążenia przed wystąpieniem kolejnego okresu ładowania. Nazywa się to pracą trapezową. Główną zaletą trybu ciągłego jest to, że przepływające prądy szczytowe są tylko o połowę mniejsze niż prądy nieciągłe przy tej samej mocy wyjściowej, dlatego możliwe jest uzyskanie mniejszego tętnienia wyjściowego. Jednakże rozmiar rdzenia musi być około 2 do 4 razy większy w trybie ciągłym, aby osiągnąć zwiększoną indukcyjność,



Rysunek 10. Uproszczony schemat przetwornicy typu Flyback (http://t.ly/zXlF7)

eprasa.pl cdaec1ec11



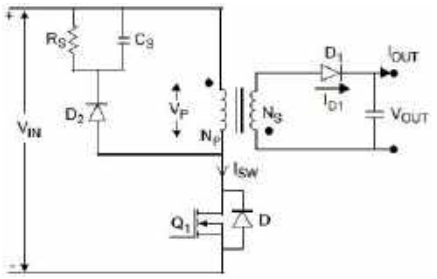
Rysunek 11. Skok napięcia na przełączniku spowodowany indukcyjnością upływu (http://t.ly/beWCs)

niezbędną do zmniejszenia prądów szczytowych i osiągnięcia ciągłości.

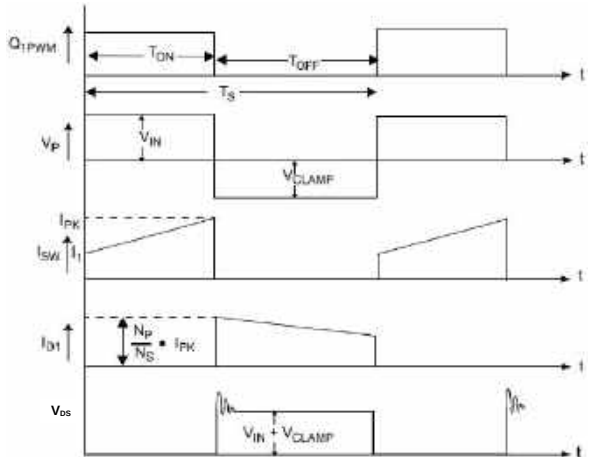
Wpływ indukcyjności upływu na działanie przetwornicy Flyback

Indukcyjność upływu to rodzaj indukcyjności pasożytniczej, która występuje we wszystkich obwodach z transformatorami. Postrzegamy ją jako indukcyjność, która nie jest bezpośrednio podłączona do obwodu, ale jest sprzężona przez pole magnetyczne transformatora. Wielkość ta stanowi składnik pasożytniczy – co oznacza, że nie zostaje ona bezpośrednio uwzględniona w projekcie obwodu, ale jest obecna ze względu na właściwości fizyczne transformatora. Można ją postrzegać jako upływ pola magnetycznego transformatora z uzwojenia pierwotnego do uzwojenia wtórnego (lub odwrotnie).

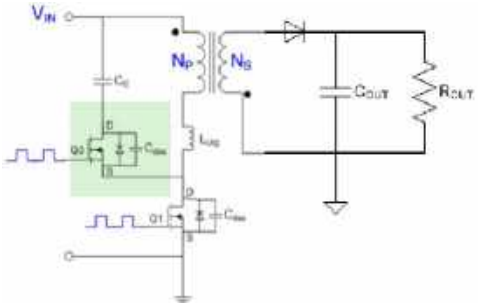
Indukcyjność upływu może mieć różny wpływ na przetwornice zarówno Forward, jak i Flyback ze względu na sposób przesyłania energii. W przypadku przetwornicy Flyback indukcyjność upływu powoduje skok napięcia na przełączniku, gdy ten się wyłącza – **rysunek 11**. Zjawisko jest silniejsze przy większych prądach obciążenia. Projekt obwodu musi zapewnić odpowiedni układ tłumienia skoków napięcia tak, aby różncia potencjałów na uzwojeniu



Rysunek 12. Schemat przetwornicy Flyback z obwodem RCD (http://t.ly/JJUk6)



Rysunek 13. Przebiegi napięć i prądów w najistotniejszych punktach przetwornicy Flyback z obwodem RCD (http://t.ly/weQNa)



Rysunek 14. Schemat przetwornicy z aktywnym układem tłumienia ACF (http://t.ly/IzrXD)

pierwotnym pozostała poniżej maksymalnego napięcia przełącznika półprzewodnikowego.

Tłumik pasywny RCD

Najprostsze konwertery Flyback zawierają obwód rezystorowo-kondensatorowo-diodowy (RCD), który umożliwia rozproszenie energii zgromadzonej w indukcyjności upływu transformatora. Chroni to główny wyłącznik zasilania konwertera przed przeciążeniem elektrycznym związanym ze skokami napięcia drenu podczas wyłączania Q1. Niestety, straty mocy w elementach RCD pogarszają ogólną wydajność systemu i generują niepożądane ciepło. Straty te rosną wraz z częstotliwością przełączania. Schemat przetwornicy z takim obwodem został pokazany na **rysunku 12**, a przebiegi napięć i prądów – na **rysunku 13**.

Tłumik aktywny Active Clamp Flyback

Wymiana diody prostowniczej układu pasywnego (rysunek 12) na przełącznik typu MOSFET poprawia wydajność przetwornicy oraz chroni przełącznik zasilania Q1. Schemat przetwornicy z aktywnym układem tłumienia ACF pokazano na **rysunku 14**.

Architektura ACF może przetwarzać energię indukcyjności upływu z powrotem do obciążenia. Gdy przełącznik zasilania Q1 wyłącza się, napięcie spowodowane indukcyjnością upływu (VCLAMP) zaczyna płynąć przez diodę znajdującą się w strukturze Q3, ładując kondensator CC. Następnie włącza się Q3, kontynuując ładowanie pojemności CC. Po pewnym czasie energia zaczyna przepływać z kondensatora do uzwojenia transformatora przez Q3 i rozładowuje indukcyjność upływu.

Podsumowanie

Przetwornice Flyback i Forward stanowią bazową topologię izolowanych zasilaczy SMPS o niewielkich mocach. Wybór między tymi dwiema konstrukcjami zależy od konkretnych wymagań aplikacji i kompromisów, które należy przyjąć pod względem wydajności, gabarytów, możliwości obciążenia i kosztów. Jednak należy pamiętać, że istnieje jeszcze cały wachlarz topologi półmostkowych i pełnomostkowych, półrezonansowych i rezonansowych, które pozwalają na budowanie zasilaczy o znacznie większych mocach, ale również znacznie bardziej skomplikowanej konstrukcji.

Damian Sosnowski, EP

Bibliografia

1. https://tiny.pl/0c3gv-3v
2. https://tiny.pl/yjh53821
3. https://isatronick.be/smps/
4. https://tiny.pl/y3vmtbmc
5. https://tiny.pl/pv1z1wdc
6. https://tiny.pl/qpsqdm8d
7. https://tiny.pl/qdv0x_0d
8. https://tiny.pl/9tj5gb98
9. hhttps://tiny.pl/49_1xp4v
10. https://tiny.pl/n5yn15hg

eprasa.pl cdaec1ec11

POLWAT – zasilacze, którym możesz zaufać

Firma POLWAT działa na rynku już ponad 30 lat, dostarczając szeroką gamę niezawodnych urządzeń zasilających do odbiorców z najbardziej wymagających branż współczesnego przemysłu.

W bogatym portfolio firmy POLWAT znajdują się zasilacze sieciowe, zasilacze buforowe, przetwornice DC/DC o mocach wyjściowych od 20 W do 2 kW oraz systemy zasilania bezawaryjnego. Zakres napięć wyjściowych oferowanych urządzeń obejmuje przedział od 3,3 V do 270 V. Wyroby produkowane przez POLWAT znajdują zastosowanie w wielu gałęziach przemysłu – służą do zasilania linii technologicznych, systemów automatyki, urządzeń łączności radiowej, elektroniki taboru kolejowego oraz urządzeń wojskowych. Produkujemy także zasilacze w wykonaniu Ex. Stosowanie najnowszej bazy komponentowej i starannie dopracowane konstrukcje umożliwiają nam produkcję wyrobów o wysokim standardzie jakościowym. Zespół doświadczonych konstruktorów opracowuje także wyroby według specyfikacji zamawiającego. Aktualnie dostawy zasilaczy i przetwornic wykonanych według indywidualnych wymagań odbiorcy stanowią ponad połowę wolumenu produkcji.

Wysoki poziom procesów projektowania i produkcji umożliwił nam uzyskanie certyfikatu MET E115409 na zasilacze serii PWS 720 i PWS730, co z kolei otworzyło drogę na rynki: amerykański i kanadyjski. Firma POLWAT pozostaje pod stałym nadzorem inspektorów organizacji certyfikującej Eurofins.

Ważną pozycję w ofercie marki POLWAT stanowią zasilacze buforowe i systemy zasilania bezawaryjnego. W tego rodzaju rozwiązaniach bardzo istotna jest diagnostyka stanu zasilacza buforowego i baterii akumulatorów. Oferowane rozwiązania na bieżąco monitorują stan sieci zasilającej oraz sprawność urządzenia i akumulatorów, informując o wszelkich nieprawidłowościach za pomocą odpowiednich sygnałów alarmowych. Większość ładowarek wyposażona jest w sondę temperatury. Oprócz zasilaczy buforowych i systemów zasilania bezawaryjnego, mających zastosowanie w przemyśle, oferujemy też serię zasilaczy przeznaczonych do systemów radiokomunikacyjnych. Wyroby te wyposażone są w akumulatory zapewniające sprawne działanie urządzeń radiowych w przypadku awarii sieci zasilającej. Ponadto produkujemy zasilacze przystosowanie do zamontowania w obudowie dostępnych na rynku radiostacji (Motorola, YAETSU, Kenwood, DeTeWe i inne).



Fotografia 1. Przetwornice PAI151R i 241R o mocach wyjściowych 150 W i 240 W przeznaczone do montażu na szynie TS35



Fotografia 2. Przykładowe moduły o stopniu ochrony IP67



Fotografia 3. Zasilacze buforowe do montażu na szynie TS35



Fotografia 4. Przykładowe zasilacze wyprodukowane na indywidualne zamówienie

Zasilacze oraz przetwornice wytwarzane są w wersjach do montażu na standardowej szynie TS35 – lub w kasetach EURO o wysokości od 1U do 3U do montażu w szafach systemu RACK 19".

Modułowa koncepcja układów zasilania instalowanych w szafach typu Rack 19" pozwala na elastyczne konfigurowanie systemu zasilania zgodnie z wymaganiami zamawiającego. Systemy te mogą zostać rozbudowane o inwertery DC/AC oraz panele diagnostyczne informujące o aktualnych parametrach pracy. Do produkowanych przez nas systemów zasilania bezawaryjnego dostarczamy także kompatybilne akumulatory.



Fotografia 5. Zintegrowany system radiokomunikacyjny z zasilaczem buforowym



Fotografia 6. Zasilacz buforowy do montażu w szafie 19"

eprasa.pl cdaec1ec11



Zasilacze i przetwornice DC/DC do aplikacji medycznych

*Rynek urządzeń medycznych jest pod każdym względem szczególny. Aparatura stosowana do diagnostyki, monitorowania, leczenia czy też łagodzenia przebiegu choroby jest obwarowana „toną" restrykcyjnych wymogów normalizacyjnych i formalnych, a te – w połączeniu z oczekiwaniami odbiorców (zarówno lekarzy oraz innych pracowników ochrony zdrowia, jak i samych pacjentów) – wywierają bezpośredni wpływ na decyzje projektantów. Nic więc dziwnego, że moduły oraz gotowe urządzenia zasilające przeznaczone do aparatury medycznej (**fotografia 1**) stanowią szczególną kategorię w portfolio każdego liczącego się dostawcy zasilaczy.*



Fotografia 1. Przykładowe zasilacze medyczne firmy Bicker Elektronik (http://t.ly/-XCJB)

Szczególne wymagania, wyjątkowe aplikacje

Wybór zasilacza do projektowanego urządzenia medycznego zawsze jest podyktowany szeregiem specyficznych wymagań, a ich odpowiedników nierzadko próżno szukać w innych obszarach techniki. Zdecydowana większość parametrów technicznych, którymi chwalą się producenci zasilaczy medycznych, wiąże się z koniecznością zapewnienia najwyższego stopnia ochrony pacjenta (ale także i operatora) przed ryzykiem porażenia elektrycznego, ponieważ w medycynie byłoby szczególnie łatwo o tego typu wypadek.

Aby uzmysłowić sobie skalę problemu, weźmy pod rozwagę prosty przykład – o ile sucha skóra człowieka ma stosunkowo wysoką impedancję przy częstotliwości na poziomie 50 Hz (i jeszcze wyższą rezystancję przy pomiarze prądem stałym), o tyle już lekko wilgotna (np. spocona) staje się znacznie lepszym przewodnikiem. Efekt ten jest zresztą wykorzystywany w badaniu określanym skrótem GSR (ang. Galvanic Skin Response), w którym nawet subtelne zmiany rezystancji odzwierciedlają aktualny stan emocjonalny badanego osobnika (np. w wyniku stresu spowodowanego zadawaniem mu „niewygodnych" pytań).

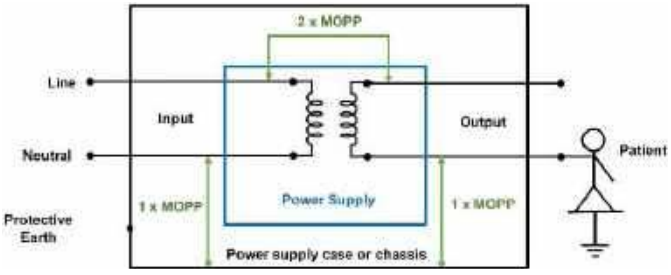
A co, jeżeli metalowa końcówka narzędzia (np. laparoskopu czy robota chirurgicznego) zostanie wprowadzona do wnętrza ciała i wejdzie w bezpośredni kontakt galwaniczny z płynami

eprasa.pl cdaec1ec11

ustrojowymi oraz powierzchnią narządów? Wtedy nawet najmniejsze napięcie przyłożone do owego narzędzia będzie w stanie wywołać przepływ relatywnie dużego prądu – niewiele trzeba, by jego skutki okazały się śmiertelne dla pacjenta. I nie chodzi tylko o stosunkowo wąską grupę urządzeń stosowanych do operacji kardiochirurgicznych, ale o szereg innych, bardziej rozpowszechnionych urządzeń, które – intencjonalnie lub przypadkowo – mogą wejść w kontakt z ciałem pacjenta.



Fotografia 2. Cewniki wieloelektrodowe do elektrofizjologicznego mapowania serca (http://t.ly/8Hm8r)



Rysunek 1. Przykładowy schemat izolacji urządzenia medycznego klasy I – dwa środki ochrony pacjenta oddzielają wyjście zasilacza (część wtórna) od wejścia (część pierwotna – sieciowa), zaś po jednym środku ochrony pacjenta znajduje się pomiędzy uziemioną ochronnie obudową a wyjściem oraz wejściem zasilacza (http://t.ly/Hq_xl)

Aby jeszcze lepiej zrozumieć omawiany problem, warto przywołać dane opublikowane w normie PN-EN 60601-1, dotyczące prawdopodobieństwa wystąpienia migotania komór (VF) przy określonych wartościach natężenia i częstotliwości prądu upływu – czyli prądu płynącego od urządzenia – poprzez ciało pacjenta – do ziemi. Choć ryzyko pojawienia się tego zagrażającego życiu zaburzenia rytmu jest bardzo zróżnicowane w zależności od lokalizacji przyłożenia przewodzącego narzędzia do powierzchni narządu (lub innego obszaru ciała), to z grubsza można określić, że największe występuje w zakresie częstotliwości od 10 do 200 Hz, przy czym prąd upływu na poziomie 100 µA wiąże się z prawdopodobieństwem VF na poziomie 0,05. Przy natężeniu 500 µA prawdopodobieństwo to rośnie do… 1. Ograniczenie prądu upływu jest zatem wysoce zasadne, tym bardziej że już przy 50 µA ryzyko wystąpienia VF spada do 0,01, a przy 10 µA – do zaledwie 0,002. Warto dodać, że w rzeczywistych warunkach w grę wchodzi także wspomniana już zależność elektrycznej podatności serca od lokalizacji źródła prądu, a także samo prawdopodobieństwo zaistnienia danego rodzaju kontaktu (np. dotknięcia obudowy urządzenia przez przewodzącą część cewnika wewnątrznaczyniowego). Ryzyko jest szczególnie wysokie w przypadku urządzeń umieszczanych wewnątrz serca – przykładowo cewniki do trójwymiarowego mapowania elektrofizjologicznego (stosowane powszechnie podczas zabiegów ablacji migotania przedsionków – **fotografia 2**) są wyposażone w zestaw mikroskopijnych elektrod, które podłącza się do specjalnego systemu akwizycji biosygnałów. Jeżeli (w wyniku jakiejkolwiek awarii lub błędu obsługi) elektroda taka zostałaby zasilona nawet stosunkowo niewielkim napięciem, to przepływ prądu przez wrażliwą strukturę serca mógłby z łatwością wywołać migotanie komór, podczas gdy przyłożenie nawet znacznie większego potencjału do innego obszaru ciała prawdopodobnie nie miałoby żadnego wpływu na pracę serca – w grę wchodzi bowiem nie tylko wartość natężenia prądu, ale także jego gęstość, która w przypadku mikroelektrod jest z natury rzeczy znacznie wyższa niż podczas kontaktu elektrycznego większej powierzchni (np. narzędzia chirurgicznego) z ciałem pacjenta.

Bardzo istotnym aspektem w zakresie bezpieczeństwa elektrycznego zasilaczy medycznych jest odpowiednia konstrukcja urządzenia, a ściślej rzecz ujmując – właściwa koordynacja izolacji (**rysunek 1**) czy też rodzaje zastosowanych komponentów pracujących wskroś bariery izolacyjnej (transformatorów, transoptorów,

Tabela 1. Minimalne odstępy izolacyjne zapewniające środki ochrony pacjenta (wg 60601-1)

Napięcie robocze [V]		1×MOPP		2×MOPP	
DC	AC (rms)	Odstęp izolacyjny powierzchniowy [mm]	Odstęp izolacyjny powietrzny [mm]	Odstęp izolacyjny powierzchniowy [mm]	Odstęp izolacyjny powietrzny [mm]
17	12	1,7	0,8	3,4	1,6
43	30	2	1	4	2
85	60	2,3	1,2	4,6	2,4
177	125	3	1,6	6	3,2
354	250	4	2,5	8	5
566	400	6	3,5	12	7
707	500	8	4,5	16	9
934	660	10,5	6	21	12
1061	750	12	6,5	24	13
1414	1000	16	9	32	18
1768	1250	20	11,4	40	22,8
2263	1600	25	14,3	50	28,6
2828	2000	32	18,3	64	36,6
3535	2500	40	22,9	80	45,8
4525	3200	50	28,6	100	57,2
5656	4000	63	36	126	72
7070	5000	80	45,7	160	91,4
8909	6300	100	57,1	200	114,2
11312	8000	125	71,4	250	142,8
14140	10000	160	91,4	320	182,8

eprasa.pl cdaec1ec11

Tabela 2. Dopuszczalne wartości prądów upływu oraz prądów pomocniczych (wg 60601-1)

Prąd	Opis warunków testu	Rodzaj prądu	Typ części aplikacyjnej					
			B		BF		CF	
			NO	SFU	NO	SFU	NO	SFU
Prąd pomocniczy pacjenta	–	DC	10	50	10	50	10	50
		AC	100	500	100	500	10	50
Prąd upływu pacjenta	Od przyłącza pacjenta do ziemi	DC	10	50	10	50	10	50
		AC	100	500	100	500	10	50
	Powodowany przez napięcie zewnętrzne na części sygnałowej we./wy.	DC	10	50	10	50	10	50
		AC	100	500	100	500	10	50
Całkowity prąd upływu pacjenta (dot. urządzeń wyposażonych w wiele części aplikacyjnych)	Z częściami aplikacyjnymi tego samego typu połączonymi razem	DC	50	100	50	100	50	100
		AC	500	1000	500	1000	50	100
	Powodowany przez napięcie zewnętrzne na części sygnałowej we./wy.	DC	50	100	50	100	50	100
		AC	500	1000	500	1000	50	100
NO – stan normalny, SFU – stan pojedynczego uszkodzenia								

czasem także kondensatorów). Zachowanie wymaganych przez normy wartości parametrów liczbowych – np. natężenia prądów upływu czy wytrzymałości izolacji – nie wystarczy bowiem jeszcze, by dany model zasilacza mógł być stosowany w wyrobach medycznych. Norma 60601-1 jasno definiuje tzw. środki ochrony operatora (MOOP) oraz środki ochrony pacjenta (MOPP), które muszą być zachowane pomiędzy poszczególnymi blokami/elementami całego systemu. Są to środki służące do redukowania ryzyka porażenia elektrycznego osób mających kontakt z urządzeniem (np. lekarza, pielęgniarki czy technika elektroradiologii) oraz samego pacjenta i, jak nietrudno się domyślić, MOPP stawiają konstruktorom wymogi znacznie bardziej restrykcyjne niż MOOP. Funkcję środka ochrony może pełnić zarówno odstęp powietrzny, jak i powierzchniowy (**tabela 1**), izolacja stała, impedancja ochronna (np. rezystor szeregowy w kablu EKG), a także połączenie uziemienia ochronnego. Mało tego – standard 60601-1 określa nawet brzegowe warunki pracy urządzenia w wypadkach niektórych rodzajów awarii, rozróżniając np. wartości prądów upływu podczas normalnej pracy urządzenia oraz po wystąpieniu tzw. pojedynczego uszkodzenia.

Fundamentalne znaczenie dla konstruktorów aparatury medycznej ma zapis normy 60601-1 zawarty w sekcji postanowień ogólnych dotyczących separacji części urządzenia. Ów zapis określa, że urządzenie powinno być wyposażone w dwa środki ochrony pacjenta mające na celu ochronę tzw. części aplikacyjnej (oraz innych elementów dostępnych) przed przekroczeniem przez prądy upływu (i nie tylko) dopuszczalnych wartości granicznych. W jaki sposób zapis ten wpływa na konstrukcję zasilaczy medycznych? Okazuje się, że w praktyce determinuje on przede wszystkim konstrukcję i wymiary barier izolacyjnych stosowanych pomiędzy częścią wyjściową zasilacza (obwodem wtórnym) a częścią sieciową (obwodem pierwotnym) oraz uziemieniem. Ujmując rzecz w ogromnym skrócie, możemy stwierdzić, że jeżeli zasilacz spełnia wymagania dwóch środków ochrony pacjenta (2×MOPP) odpowiednich do poziomu stosowanego napięcia sieciowego oraz ogranicza prądy upływu do bezpiecznych wartości określonych w normie 60601-1, to obwody zasilane za pomocą części wtórnej mogą bezpiecznie pracować, pozostając w kontakcie galwanicznym z ciałem pacjenta. A tak przecież działają rozmaite urządzenia do monitorowania funkcji życiowych, elektrokardiografy do badań spoczynkowych i wysiłkowych, elektroencefalografy, sprzęt stosowany w kardiologii inwazyjnej (np. do ablacji w terapii zaburzeń rytmu serca) i wiele, wiele innych.

Sprawa nie jest rzecz jasna tak prosta, jak mogłoby się wydawać na podstawie powyższego opisu. Wspomniane wcześniej części aplikacyjne dzielą się bowiem na trzy grupy, określane literami: B, BF oraz CF. Sama część aplikacyjna to element urządzenia, który musi pozostawać w fizycznym kontakcie z ciałem pacjenta, by urządzenie mogło pełnić przewidzianą funkcję. O ile w wielu przypadkach spotykamy się z częściami typu B (o najniższych wymaganiach w zakresie prądów upływu), o tyle kategorie oznaczone dodatkową literą F (ang. Floating – pływający) odnoszą się do tych części aplikacyjnych, które muszą być odizolowane od wszystkich pozostałych podzespołów urządzenia w takim stopniu, by ograniczyć prąd upływu w przypadku wystąpienia zewnętrznego napięcia, przyłożonego pomiędzy pacjenta a potencjał ziemi. Czym zatem różnią się pomiędzy sobą części typu BF i CF? Tylko te drugie mogą być stosowane bezpośrednio na sercu (tj. w operacjach otwartych, procedurach wewnątrznaczyniowych czy chirurgii minimalnie inwazyjnej), a zatem limity prądów upływu są w ich przypadku najbardziej restrykcyjne (**tabela 2**). Najprostszy podział można w związku z tym podsumować następująco:

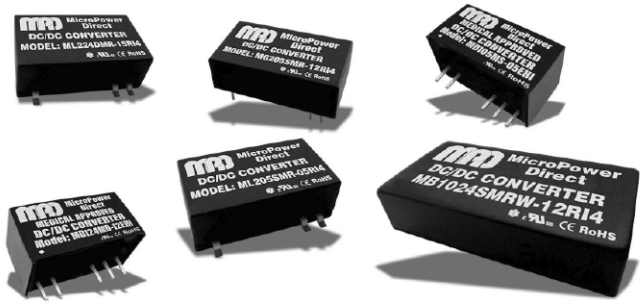
- część aplikacyjna typu B ma kontakt fizyczny (ale nie elektryczny) z pacjentem,
- część aplikacyjna typu BF może mieć kontakt elektryczny z pacjentem (ale nie bezpośrednio z sercem),
- część aplikacyjna typu CF może być stosowana bezpośrednio na sercu i pozostawać z nim w kontakcie elektrycznym.

Czy zastosowanie zasilacza określanego przez producenta jako „suitable for BF applied part" daje stuprocentową pewność, że urządzenie spełni wymogi normy 60601-1? Oczywiście po stokroć nie! Istnieje bowiem niezliczona ilość scenariuszy, które „mogą pójść nie tak" podczas projektowania urządzenia medycznego i uniemożliwić pozytywne przejście badań laboratoryjnych w zakresie bezpieczeństwa podstawowego. I w drugą stronę – zastosowanie zasilacza o niższym ratingu w zakresie prądów upływu lub izolacji nie wyklucza uzyskania certyfikacji, trzeba wtedy jednak zastosować inne środki ochronne (np. izolowaną przetwornicę DC/DC, impedancje ochronne, etc.), których celem będzie zapewnienie wymaganego poziomu bezpieczeństwa. W prostszych przypadkach (np. gdy urządzenie ma tylko jedną część aplikacyjną typu BF) zastosowanie zasilacza medycznego z odpowiednimi parametrami może natomiast znakomicie uprościć koordynację izolacji, a zarazem i… cały projekt.

Wybierając zasilacz do zastosowań medycznych, trzeba ponadto wziąć pod uwagę klasę ochronności, dzielącą urządzenia na dwie grupy wg normy 60601-1:

- klasa I – urządzenia, w których ochrona przed porażeniem jest zrealizowana za pomocą izolacji podstawowej oraz uziemienia metalowych części dostępnych (lub wewnętrznych),
- klasa II – urządzenia pozbawione uziemienia ochronnego, a wyposażone zamiast niego w podwójną lub wzmocnioną izolację.

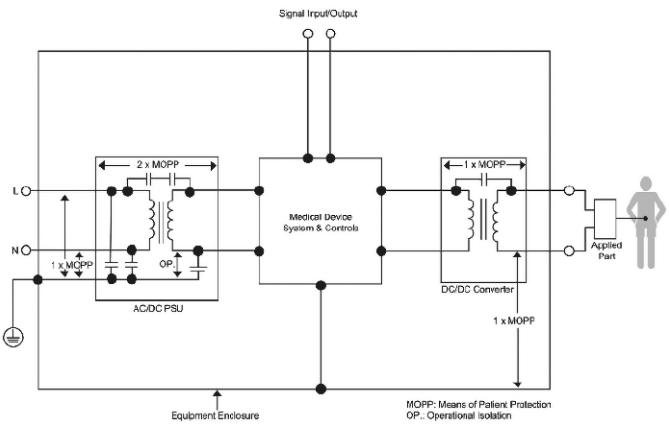
eprasa.pl cdaec1ec11



Fotografia 3. Izolowane przetwornice DC/DC klasy medycznej do montażu na PCB (http://t.ly/3XjrA)

I znów wybór będzie w tym przypadku podyktowany szeregiem aspektów praktycznych – materiałem obudowy, rozmiarami i sposobem użytkowania urządzenia, a w niektórych przypadkach nawet wymaganą mocą zasilania. W większości przypadków zasilacze typu desktop pracują w klasie II, podobnie zresztą jak wszystkie zasilacze wtyczkowe. Konstrukcje tego typu są oferowane przeważnie w zakresie małej lub średniej mocy (od pojedynczych watów do około 200 W), co w oczywisty sposób ogranicza ich zakres zastosowań raczej do stosunkowo niewielkich, przenośnych lub stacjonarnych urządzeń (ciśnieniomierze, irygatory, specjalistyczny sprzęt pomiarowy itp.). W nieco szerszym zakresie mocy (od kilkunastu do kilkuset W) dostępne są natomiast zasilacze typu open frame, przeważnie produkowane w formie nieosłoniętej lub częściowo zabudowanej płytki drukowanej. Większe moce oferują zasilacze modułowe wyposażone już w chłodzenie aktywne – ten segment (pod względem mocy – zwykle od około 100 W do ok. 1000 W, choć zdarzają się nawet modele o wydajności kilku kW) jest zdominowany przez moduły OEM wyposażone w metalowe obudowy i z natury rzeczy pracujące najczęściej w klasie I.

Należy zwrócić uwagę, że wytyczne dotyczące izolacji oraz prądów upływu w równym stopniu dotyczą tak zasilaczy, jak i konwerterów DC/DC, w tym nawet tych najmniejszych, montowanych bezpośrednio na PCB docelowego urządzenia (**fotografia 3**). Niewielkie przetwornice impulsowe zdają egzamin wszędzie tam, gdzie zachodzi potrzeba odizolowania np. jednej części aplikacyjnej typu BF lub CF od pozostałych obwodów urządzenia, w tym innych części aplikacyjnych, elementów interfejsu użytkownika (klawiatury, wyświetlacze itp.), interfejsów I/O (np. HDMI, USB czy RS-232) i innych (**rysunek 2**). Zastosowanie kompaktowego modułu DC/DC pozwala zaoszczędzić na kosztach głównego zasilacza, który w wielu przypadkach nie musi spełniać najwyższych wymogów w zakresie prądów upływu, gdyż wymaga się ich jedynie od „pływających" części aplikacyjnych. Mało tego – w praktyce często nie sposób „uwiesić" całości układu elektronicznego na wspólnej szynie zasilającej, ponieważ część aplikacyjna i tak musi być



Rysunek 2. Schemat izolacji urządzenia medycznego z przetwornicą izolującą część aplikacyjną od głównego sterownika (http://t.ly/_iPWy)

odseparowana odpowiednimi środkami ochrony od wymienionych powyżej bloków urządzenia – tak więc samo zastosowanie zasilacza o najwyższym ratingu może nie wystarczyć do spełnienia wymogów normalizacyjnych.

Wymogi EMC

Do tej pory skupiliśmy się przede wszystkim na kwestiach bezpieczeństwa podstawowego. Należy jednak pamiętać, że na „certyfikowalność" (ale także na praktyczną użyteczność, niezawodność i bezpieczeństwo) urządzenia wpływa również – w dużym stopniu – kompatybilność elektromagnetyczna. Norma 60601-1-2, traktująca właśnie o aspektach EMC w obszarze elektrycznych urządzeń medycznych, doczekała się czwartej edycji, wprowadzonej w życie w 2019 roku. Jak wiadomo, w miarę postępu technologicznego rosną jednocześnie wymagania stawiane urządzeniom medycznym w zakresie odporności na zakłócenia RFI, poziomów emisji zaburzeń czy też wytrzymałości pod względem wyładowań ESD – nic więc dziwnego, że także przejście z 3. na 4. edycję normy 60601-1-2 spowodowało zaostrzenie wymogów w zakresie wielu testów przewidzianych w tym standardzie. Dla przykładu podajmy zatem wybrane zmiany:

- **Odporność na wyładowania ESD** – w trzeciej edycji należało zapewnić odporność urządzenia na „strzały" do 6 kV (metodą kontaktową) oraz do 8 kV (przez powietrze). Czwarta edycja standardu podniosła te progi do – odpowiednio – 8 kV i 15 kV.
- **Odporność na pola magnetyczne** – w myśl czwartej edycji normy 60601-1-2 działanie urządzenia jest testowane aż 10-krotnie silniejszym polem magnetycznym o częstotliwości sieci (30 A/m zamiast 3 A/m).
- **Odporność na zakłócenia EFT (serie szybkich impulsów)** – przy przejściu na nową wersję standardu zmieniła się częstotliwość powtarzania impulsów: z 5 kHz na 100 kHz (przy czym amplituda ±2 kV pozostała bez zmian).

Modyfikacji wymogów dokonano ponadto w zakresie zaburzeń przewodzonych (indukowanych przez pola o częstotliwości radiowej), zapadów napięcia czy też udarów. Nie dziwi więc, że zmiany w dużej mierze wpłynęły na rynek zasilaczy medycznych, które przejmują na siebie znaczną część intensywnych zaburzeń testowych stosowanych w tych rygorystycznych badaniach. Wybierając zasilacz, należy zatem upewnić się, czy spełnia on wymogi czwartej wersji normy 60601-1-2.

Dodatkowe aspekty konstrukcyjne

W obszarze zasilaczy medycznych istnieje szereg aspektów konstrukcyjnych, które – choć na pierwszy rzut oka nie zawsze okazują się łatwo identyfikowalne w świetle norm – to w istocie znacznie ułatwiają implementację w zgodzie z zapisami standardów. Przykładem mogą być rodzaje złączy wyjściowych stosowanych w zasilaczach wtyczkowych oraz typu desktop. Znaczna część zasilaczy dostępnych na rynku jest wyposażona w klasyczne wtyki DC o rozmiarze 2,1/5,5 mm czy też 2,5/5,5 mm (**fotografia 4**), dostępne są także wersje z wtykami DC o innych średnicach, a nawet… złączami USB. Żadne z tych rozwiązań (przynajmniej w swojej klasycznej formie) nie zapewnia jednak skutecznego środka chroniącego przed przypadkowym rozłączeniem. O ile w przypadku domowego ciśnieniomierza czy nawet (w ostateczności) specjalistycznego urządzenia pomiarowego (np. dopplera naczyniowego) ryzyko powstałe w wyniku utraty połączenia z zasilaczem jest niewielkie lub niemal żadne, o tyle zdecydowanie nie



Fotografia 4. Zasilacz medyczny z wtykiem DC typu 2,1/5,5 mm (http://t.ly/Eoz3J)

eprasa.pl cdaec1ec11



Fotografia 5. Zasilacz z wtykiem mini DIN (http://t.ly/pCPzL)



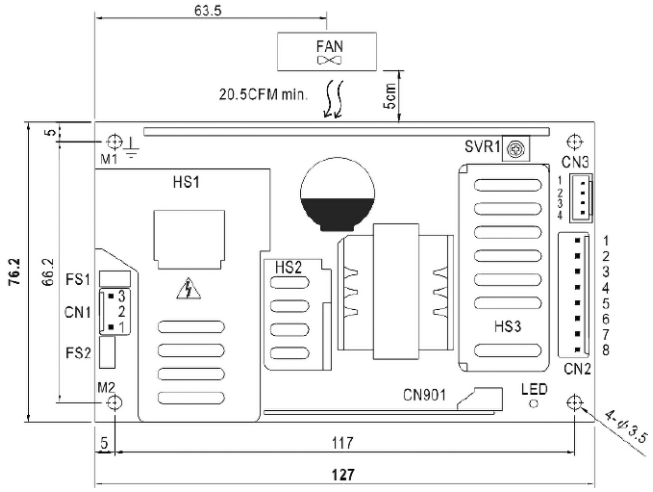
Fotografia 6. Wtyk mini DIN z blokadą mechaniczną (http://t.ly/T6MDY)



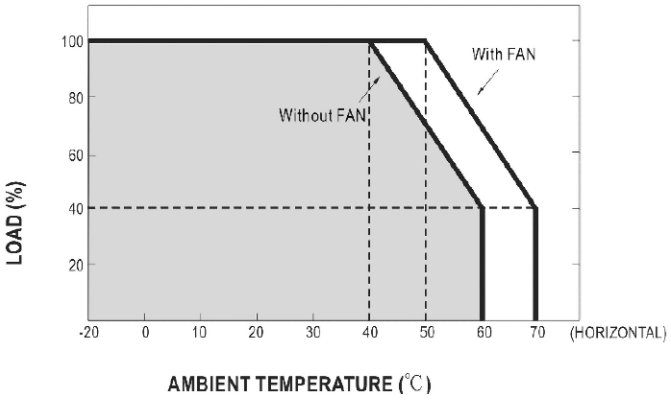
Fotografia 7. Zasilacz małej mocy (45 W) chłodzony pasywnie (http://t.ly/6rm4y)



Fotografia 8. Zasilacz o mocy 160 W wymagający konwekcji wymuszonej do osiągnięcia pełnej mocy wyjściowej (http://t.ly/y3t2U)



Rysunek 3. Szkic zasilacza z serii RPS-160 z zaznaczeniem kierunku nadmuchu powietrza (http://t.ly/QLpi0)



Rysunek 4. Dopuszczalne obciążenie zasilacza RPS-160 w zależności od temperatury otoczenia i rodzaju chłodzenia (http://t.ly/QLpi0)

można tego powiedzieć o kardiomonitorze przeznaczonym do bieżącego nadzoru funkcji życiowych pacjenta. W zasilaczach typu desktop często spotykanym rozwiązaniem jest zastosowanie wtyku mini DIN (**fotografia 5**), który – za sprawą wbudowanej blokady mechanicznej – zapewnia niezawodne połączenie z kompatybilnym gniazdem i uniemożliwia przypadkowe rozłączenie. W celu odpięcia przewodu wyjściowego zasilacza od gniazda wbudowanego we współpracujące urządzenie konieczne jest bowiem ręczne odciągnięcie specjalnej, ruchomej osłony (**fotografia 6**), co spowoduje wycofanie niewielkiego, metalowego zęba do wewnątrz (a co za tym idzie – umożliwi wyciągnięcie wtyku).

Istotne z konstrukcyjnego punktu widzenia są także osiągi zasilacza w zakresie chłodzenia. Problem dotyczy głównie zasilaczy typu open frame, które występują zasadniczo w dwóch odmianach. Konstrukcje o mniejszej mocy wyjściowej (**fotografia 7**) mogą nierzadko pracować bez wymuszonego chłodzenia, o ile obudowa docelowego urządzenia zawiera odpowiednie otwory wentylacyjne, z kolei konstrukcje o wyższej mocy (**fotografia 8**) wymagają często strumienia powietrza o określonych parametrach (przepływ objętościowy, kierunek strumienia, etc.), który konstruktor sprzętu musi zapewnić we własnym zakresie – patrz **rysunek 3**.

Chłodzenie metodą konwekcji swobodnej wiąże się oczywiście z pewnymi ograniczeniami – i to nie tylko w zakresie dopuszczalnej mocy obciążenia (która zależy od temperatury otoczenia – **rysunek 4**), ale także z lokalizacją modułu zasilacza względem innych bloków urządzenia. Należy bowiem uwzględnić wpływ ciepła wydzielanego przez zasilacz na czułe obwody pomiarowe, których w aparaturze medycznej zwykle nie brakuje. Nieco łatwiej jest pod tym względem w przypadku zastosowania zasilacza zamkniętego we własnej obudowie metalowej (**fotografia 9**) i wyposażonego we wbudowany wentylator – emisja ciepła do wnętrza obudowy



Fotografia 9. Zasilacz dużej mocy – RSP-500 o obciążalności do 500 W (http://t.ly/ST9SP)

eprasa.pl cdaec1ec11



Fotografia 10. Przyrządy probiercze przeznaczone do testowania urządzeń medycznych (http://t.ly/2cqJX)

urządzenia ulega dzięki temu dość mocnemu ograniczeniu, choć rzecz jasna tu również w grę wchodzą inne czynniki, które należy przewidzieć (m.in. odpowiednia aranżacja panelu tylnego lub ewentualnie bocznego, uwzględniająca wyprowadzenie otworów wentylacyjnych zasilacza).

Nawiasem mówiąc, o ile powyższe zagadnienia dotyczą także wszelkich zwykłych zasilaczy typu open frame, o tyle sama tematyka chłodzenia pasywnego lub aktywnego znów okazuje się nieco bardziej złożona w przypadku aparatury medycznej – konieczne jest bowiem spełnienie rygorystycznych wymogów w zakresie ochrony przed skutkami penetracji obudowy przez specjalny kołek probierczy (**fotografia 10**), który w czasie testów laboratoryjnych umieszcza się w dostępnych otworach obudowy urządzenia.

Wybrane zasilacze medyczne z aktualnej oferty rynkowej

Rynek zasilaczy medycznych jest obecnie dość mocno zróżnicowany pod względem formy urządzeń, dostępnej mocy wyjściowej, sposobu chłodzenia czy też parametrów związanych z bezpieczeństwem elektrycznym. W tej części artykułu pokazujemy wybór reprezentatywnych przykładów gotowych urządzeń oraz modułów OEM należących do wszystkich najważniejszych grup produktowych.

Zasilacze wtyczkowe (dogniazdkowe)

W przypadku niewielkich urządzeń medycznych o zapotrzebowaniu na moc nieprzekraczającym kilkudziesięciu watów, dobrze sprawdzają się kompaktowe zasilacze wtyczkowe. W większości przypadków są one wyposażone w fabrycznie zamontowany (nieodłączalny) przewód zakończony wtykiem (najczęściej DC 2,1/5,5 mm lub DC 2,5/5,5 mm), choć w przypadku niektórych serii produktowych wybór opcjonalnych rodzajów złączy jest naprawdę pokaźny. Przykładem może być linia zasilaczy GSM18E marki Mean Well (**fotografia 11**) – o ile standardowa wersja została wyposażona w typowy wtyk 2,1/5,5 mm, o tyle dostępne są także modele wyposażone w:

- proste i kątowe wtyki 2,5/5,5 mm,
- wtyki DC z nakrętką blokującą,
- wtyki 0,7/2,35 mm, 1,7/4,0 mm, 1,7/4,75 mm, 3,4/5,5 mm, 4,4/6,5 mm, oraz 5,1/7,4 mm,
- wtyki mini DIN 3- i 4-pinowe,
- pełnowymiarowe wtyki DIN 5,
- odizolowane (fabrycznie pobielone) końcówki przewodu.



Fotografia 11. Zasilacz z serii GSM18E marki Mean Well (http://t.ly/IhzsZ)

Wszystkie modele z serii GSM18E mają izolację spełniającą wymogi 2×MOPP i oferują niski prąd upływu na poziomie poniżej 50 µA.

Znacznie rzadziej spotykane są modele dogniazdkowych zasilaczy medycznych wyposażone w odłączalny przewód. Seria UE05LZ4 marki UE Electronic (**fotografia 12**) obejmuje 5- oraz 6-woltowe, 5-watowe zasilacze z gniazdem USB typu A. Także w tym przypadku mamy do czynienia z dwoma środkami ochrony pacjenta pomiędzy częścią sieciową a wyjściem zasilacza, jednak maksymalny deklarowany przez producenta prąd upływu dochodzi w opisywanych urządzeniach do granicy dopuszczalnej dla urządzeń z częścią aplikacyjną typu BF (100 µA).



Fotografia 12. Zasilacze z serii UE05LZ4 marki UE Electronic (http://t.ly/uRkNN)

Zasilacze typu desktop

Oferta zasilaczy typu desktop (czyli wyposażonych w – najczęściej odłączalny – przewód sieciowy oraz wbudowany na stałe przewód wyjściowy) jest naprawdę szeroka i obejmuje modele o mocy (przeważnie) od kilkudziesięciu do około 200 W…220 W. Niektórzy producenci poszli jednak o krok dalej i wprowadzili do swoich ofert zasilacze dostarczające nawet 300 W mocy wyjściowej. Dobrym przykładem może być seria ATM300T marki Bicker Elektronik (**fotografia 13**). Warto zwrócić uwagę na cechę, która okazuje się dość unikalna w tej klasie produktów. Zamiast konwencjonalnych wtyków spotykanych w tego typu urządzeniach (w szczególności mini DIN, które stosuje się powszechnie w zasilaczach desktop o większej mocy) mamy tutaj do czynienia z solidnym, 8-pinowym złączem Molex – podobne rozwiązanie można znaleźć także w zasilaczach dostępnych w ofercie marki XP Power.

Zasilacze open frame (PCB bez obudowy)

Zasilacze open frame, produkowane w postaci nieosłoniętej lub jedynie częściowo zabudowanej płytki drukowanej, są stałym punktem oferty wszystkich producentów, którzy zdecydowali się wkroczyć na rynek medyczny. Produkty z tej grupy stanowią doskonały kompromis pomiędzy elastycznością implementacji (dają bowiem



Fotografia 13. Zasilacz z serii ATM300T marki Bicker Elektronik (http://t.ly/dEJCE)



Fotografia 14. Zasilacz z serii CUS350MP marki TDK Lambda (http://t.ly/BW9WR)

eprasa.pl cdaec1ec11



Fotografia 15. Zasilacz z serii RPD-75 marki Mean Well (http://t.ly/iERwK)



Fotografia 16. Zasilacz z serii MPQ-200 marki Mean Well (http://t.ly/6NpW8)

konstruktorowi szerokie pole do popisu w zakresie ustawienia modułu wewnątrz obudowy urządzenia oraz sposobu jego podłączenia) a kosztami (zasilacze takie są zwykle znacznie tańsze niż odpowiedniki dogniazdkowe o porównywalnej mocy wyjściowej). Wybór padł zatem na trzy modele, z których każdy oferuje projektantowi pewną wartość dodaną.

Seria zasilaczy CUS350MP marki TDK Lambda (**fotografia 14**) jest przystosowana do pracy z obciążeniem ciągłym na poziomie 350 W (przy chłodzeniu konwekcją swobodną) lub 500 W (przy chłodzeniu wymuszonym), co samo w sobie plasuje opisywane urządzenia w segmencie najbardziej wydajnych modułów open frame. Unikatowa okazuje się natomiast możliwość działania z mocą szczytową znacznie przekraczającą rating pracy ciągłej – w czasie 5 sekund możliwy jest pobór mocy 800 W, a w ciągu jednej sekundy maksymalne obciążenie może wynosić aż 1000 W. Takie parametry pozwalają na zastosowanie zasilaczy CUS350MP w aplikacjach o nieciągłym, silnie zmiennym poborze prądu – np. zawierających napędy elektryczne uruchamiane sporadycznie.

Kolejnym przykładem interesującej serii zasilaczy open frame jest linia RPD-75 marki Mean Well (**fotografia 15**). Element odróżniający opisywane urządzenia od większości konkurencyjnych konstrukcji to podwójne wyjście. Dostępne są dwa modele tego produktu:

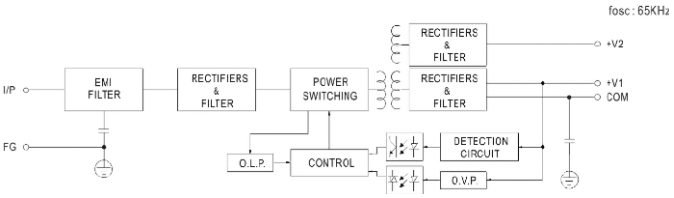
- RPD-75A (5 V/7 A+12 V/3 A),
- RPD-75B (5 V/5 A+24 V/2A).

Zasilacze umożliwiają budowę aparatury z częściami aplikacyjnymi typu BF (prąd upływu nie przekracza bowiem 100 µA) i są przeznaczone do pracy w systemach klasy I (z uziemieniem ochronnym – **rysunek 5**).

Niejako idąc za ciosem, firma Mean Well opracowała także konstrukcje zasilaczy o trzech i czterech wyjściach. Seria MPQ-200 (**fotografia 16**) zawiera cztery modele o napięciach:

- 5 V, 12 V, –5 V, –12 V,
- 5 V, 15 V, –5 V, – 15 V,
- 5 V, 24 V, 12 V, –12 V,
- 5 V, 24 V, 15 V, –15 V.

Jak widać, dobór napięć sugeruje typowe zastosowania – symetryczne zasilanie ±12 V czy ±15 V doskonale nadaje się do budowy urządzeń zawierających rozbudowane bloki analogowych torów sygnałowych, główna sekcja 5 V (o obciążalności do 15 A, niezależnie od wybranego modelu) pozwala na zasilanie części sterującej, zaś dodatkowe napięcie 24 V (dostępne w dwóch modelach) sprawdzi się np. w układach sterowania elektrozaworami, elektromagnesami czy też niewielkimi silnikami elektrycznymi.



Rysunek 5. Schemat blokowy zasilacza z serii RPD-75 (http://t.ly/6pmMu)

Zasilacze modułowe w obudowach metalowych

Większe moce można z reguły osiągnąć, stosując zasilacze w obudowach metalowych. Przykładem serii tego typu modułów może być linia produktowa MDS-300 marki Delta (**fotografia 17**). Maksymalną moc 300 W można osiągnąć przy chłodzeniu wymuszonym, zaś pozostając przy konwekcji swobodnej (umożliwionej przez perforowaną obudowę), jesteśmy w stanie obciążyć zasilacz mocą do 190 W.

Doskonałymi osiągnięciami w zakresie dużej mocy wyjściowej może pochwalić się marka Advanced Energy, która opracowała medyczne zasilacze modułowe z serii ARTESYN µMP Gen II



Fotografia 17. Zasilacz z serii MDS-300 marki Delta (http://t.ly/4Jy99)



Fotografia 18. Zasilacze dużej mocy z serii ARTESYN µMP GEN II marki Advanced Energy (http://t.ly/NstdI)

eprasa.pl cdaec1ec11



Fotografia 19. Zasilacz z serii GXE600 marki TDK Lambda (http://t.ly/ijVi_)



Fotografia 21. Zasilacz ATX typu MHG2-5300G-B1 marki Bicker Elektronik (http://t.ly/kxmoj)

(**fotografia 18**). Te wydajne, konfigurowalne moduły są w stanie dostarczyć moc szczytową na poziomie nawet 1800 W, co pozwala na zastosowania w szczególnie wymagających aplikacjach – między innymi w robotach chirurgicznych czy systemach obrazowania medycznego. Izolacja spełnia wymogi 2×MOPP, liczba wyjść dochodzi nawet do 12 (!), a – co również istotne – nawet pomiędzy poszczególnymi wyjściami znajduje się izolacja o ratingu 500 V (DC).

Zasilacze programowalne

Skoro już jesteśmy przy temacie zasilaczy konfigurowalnych, nie sposób nie wspomnieć o kilku przykładach zaawansowanych modeli oferujących użytkownikowi pełne spektrum funkcji programowalnych. Na początek warto przyjrzeć się serii 600-watowych zasilaczy marki TDK Lambda z serii GXE600 (**fotografia 19**). Interfejs RS-485 pozwala – za pomocą protokołu Modbus RTU – programować szereg parametrów pracy zasilacza oraz odczytywać ważne informacje serwisowe (w tym czas pracy, historię alarmów czy nawet… pozostały czas życia kondensatorów elektrolitycznych!). Szeroki zakres programowania napięć wyjściowych (4,8...28,8 V lub 9,6...57,6 V) pozwala sprostać bodaj najbardziej nietypowym wyzwaniom projektowym, a dodatkowo modele z serii GXE600 umożliwiają pracę zarówno w trybie konwencjonalnym (stałonapieciowym), jak i w trybie stałoprądowym.

Seria HPF3K0 marki XP Power (**fotografia 20**) oferuje moc wyjściową dochodzącą nawet do 3 kW i umożliwia programowanie napięcia oraz prądu wyjściowego w zakresie od zera do nieco ponad 100% wartości nominalnych. Do komunikacji z tymi wydajnymi zasilaczami można zastosować jeden z następujących interfejsów:

- PMBus,
- CANopen,
- Modbus,
- SCPI.



Fotografia 20. Zasilacz z serii HPF3K0 marki XP Power (http://t.ly/OODPR)

Urządzenia oferują możliwość pracy równoległej i mogą być programowane przy użyciu graficznego interfejsu użytkownika (GUI).

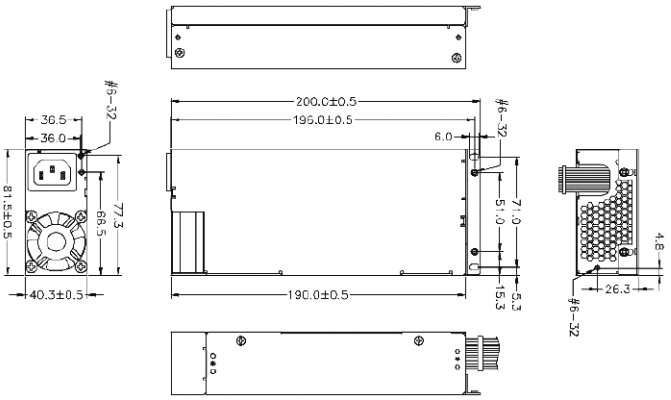
Zasilacze ATX

W niektórych aplikacjach zachodzi konieczność doprowadzenia wielosekcyjnego zasilania o ściśle określonych, standardowych parametrach. Tak jest m.in. w przypadku komputerów stacjonarnych, których płyty główne wymagają zasilacza typu ATX. Jeżeli mamy do czynienia z komputerem medycznym lub systemem wbudowanym opartym na architekturze klasycznego peceta, to z pomocą przyjdą… medyczne, pełnowymiarowe zasilacze ATX. Tego typu produkty wprowadziła do swojego portfolio marka Bicker Elektronik – przykładowo model MHG2-5300G-B1 (**fotografia 21**) oferuje 300 W mocy wyjściowej, a dodatkowy zacisk ułatwia realizację obwodu uziemienia w bardziej rozbudowanych systemach. Rzecz jasna, tego typu moduły nie są przeznaczone do realizacji zasilania części aplikacyjnych typu BF (ani tym bardziej CF) – stąd też producent nie podaje w specyfikacji technicznej wartości prądu upływu pacjenta, a w nocie katalogowej znajdziemy jedynie informację o upływie uziomowym. Wszystkie pozostałe warunki oczekiwane od zasilaczy medycznych są rzecz jasna spełnione – dotyczy to m.in. izolacji 2×MOPP czy kompatybilności elektromagnetycznej. Warto dodać, że ten sam producent ma w swojej ofercie także zasilacze ATX o bardziej kompaktowej konstrukcji, (**fotografia 22**) o wysokości nieznacznie tylko przekraczającej 40 mm (**rysunek 6**) – mowa o serii MP1S. Moduły tego typu świetnie nadają się do urządzeń, które wprawdzie bazują na konwencjonalnych płytach głównych,



Fotografia 22. Zasilacz ATX typu MP1S-5300V-B1 marki Bicker Elektronik (http://t.ly/jKdqq)

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 6. Wymiary zasilacza MP1S-5300V-B1 (http://t.ly/PBtMl)

ale wymagają daleko posuniętej miniaturyzacji – jako przykład można tutaj wskazać chociażby nowoczesne ultrasonografy.

Zasilacze modułowe do montażu na PCB

W kompaktowych urządzeniach medycznych, które powinny mieć możliwość zasilania bezpośrednio z sieci energetycznej, dobrym wyborem może być zastosowanie modułowej przetwornicy AC/DC montowanej na PCB. Wiele firm wprowadziło rozwiązania tego typu do swoich ofert, a liczba dostępnych serii produktów w tym segmencie z roku na rok rośnie. Do podstawowych modeli można zaliczyć serię MPM-90 marki Mean Well (**fotografia 23**) o mocy 90 W (100 W w szczycie 10-sekundowym), spełniającą wymogi dwóch środków ochrony pacjenta przy prądzie upływu nieprzekraczającym 100 µA. Ta sama firma wprowadziła do sprzedaży także kompaktowe, 20-watowe moduły otwarte (również do montażu w technologii THT) z serii MFM-20 (**fotografia 24**). W tym przypadku także mamy do czynienia z ochroną na poziomie 2×MOPP, a prąd upływu jest nieznacznie niższy (nie przekracza 80 µA). Z kolei firma XP Power opracowała serię 15-watowych zasilaczy do druku o nazwie EML15 (**fotografia 25**) – w tym przypadku do dyspozycji projektantów są zarówno wersje otwarte, jak i zalewane w obudowach wyposażonych w piny THT lub złącza śrubowe. Co ciekawe, do tej ostatniej wersji dostępne są także specjalne podstawki do montażu na szynie DIN (**rysunek 7**).



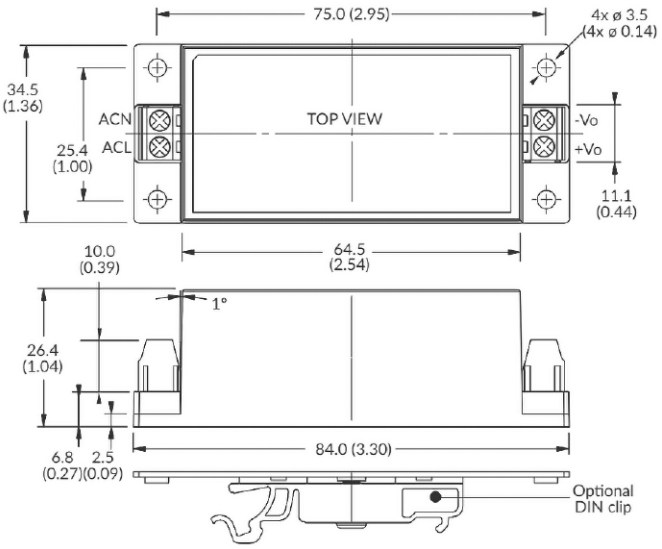
Fotografia 23. Przetwornica AC/DC do druku – MPM-90 marki Mean Well (http://t.ly/CcCO3)



Fotografia 24. Przetwornica AC/DC do druku – MFM-20 marki Mean Well (http://t.ly/pHTyv)



Fotografia 25. Przetwornice z serii EML15 marki XP Power (http://t.ly/eh2CY)



Rysunek 7. Rysunek wymiarowy przetwornic zalewanych z serii EML15 (wersja ze złączami śrubowymi) – http://t.ly/_leLo

Zasilacze na szynę DIN

Jeśli omawiamy zasilacze montowane na szynie DIN, to nie sposób nie wspomnieć o modelach z serii CP marki Puls Power (**fotografia 26**). Choć moduły tego typu mogą na pierwszy rzut oka kojarzyć się przede wszystkim z automatyką przemysłową i budynkową, to nic nie stoi na przeszkodzie, by standardowy system TS35 zastosować także w aplikacjach medycznych. Jeżeli zatem mamy do zaprojektowania większą, modułową instalację, to zasilacze z serii CP mogą znacznie ułatwić to zadanie – urządzenia oferują zabezpieczenia na poziomie 2×MOPP (wejście-wyjście) oraz 1×MOPP (wejście-uziemienie, wyjście-uziemienie), zaś dostępna moc dochodzi do 480 W. W przypadku modelu 24-woltowego zakres napięcia wyjściowego może być regulowany w zakresie od 24 do 28 V, do dyspozycji konstruktora jest ponadto wyjście kontrolne typu przekaźnikowego (DC OK).



Fotografia 26. Zasilacz na szynę DIN – model CP20.241-M1 marki Puls Power (http://t.ly/TqLVr)

eprasa.pl cdaec1ec11



Fotografia 27. Przetwornica DC/DC z serii IMA01 marki XP Power (http://t.ly/05mdW)



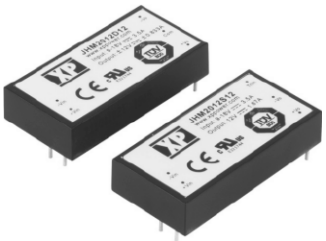
Fotografia 28. Przetwornica DC/DC z serii TRV 1M marki Traco Power (http://t.ly/xAnEc)



Fotografia 30. Przetwornica DC/DC z serii THM 60WI marki Traco Power (http://t.ly/fToF0)

Izolowane przetwornice DC/DC do zastosowań medycznych

Na koniec naszej prezentacji pozostawiliśmy tematykę przetwornic DC/DC, o których do tej pory jedynie krótko wspomnieliśmy. Tymczasem – w zależności od zastosowań – do dyspozycji konstruktorów są zarówno miniaturowe konwertery do montażu na PCB (o mocy od jednego do kilku watów), jak i spore moduły oferujące nawet kilkadziesiąt watów mocy wyjściowej. Do najmniejszych przedstawicieli opisywanej grupy produktów należą przetwornice IMA01 marki XP Power (**fotografia 27**), doskonale nadające się do pracy w aplikacjach wymagających separacji jednej lub kilku części aplikacyjnych od pozostałych obwodów urządzenia. Moduły oferują bowiem jeden środek ochrony pacjenta (izolacja o wytrzymałości 4000 V), ale za to ich prąd upływu jest niewiarygodnie mały – wynosi zaledwie 2 µA (!), co – przy odpowiedniej koordynacji izolacji – pozwala nawet na zastosowanie w urządzeniach z częścią aplikacyjną typu CF. Podobne osiągi udało się uzyskać inżynieriom znanej marki Traco Power, którzy opracowali serię kompaktowych przetwornic TRV 1M (**fotografia 28**) – w tym przypadku jednak mamy już do czynienia ze znacznie wyższym poziomem ochrony, gdyż izolacja spełnia wymogi 2×MOPP, a w dodatku wytrzymuje nie standardowe 4 kV, ale aż 5 kV, co w tej grupie produktów stanowi naprawdę doskonały wynik.



Fotografia 29. Przetwornica DC/DC z serii JHM20 marki XP Power (http://t.ly/wnoPB)

W aplikacjach wymagających wyższej mocy wyjściowej zastosowanie znajdują rozmaite modele przetwornic o konstrukcji zamkniętej lub otwartej. Do tych pierwszych należy m.in. seria JHM20 marki XP Power (**fotografia 29**) – 20-watowe wyjście jest chronione izolacją spełniającą wymogi 2×MOPP, a prąd upływu nie przekracza 2,5 µA. Rozmiary modułu są przy tym naprawdę kompaktowe – wynoszą około 50 mm×25 mm. Jeżeli w danym projekcie wymagania odnośnie, mocy wyjściowej są znacznie wyższe, to warto też zwrócić uwagę na serię THM 60WI marki Traco Power (**fotografia 30**) – moc w tym przypadku wynosi już 60 W, prąd upływu nie przekracza 4,5 µA, a izolacja spełnia wymogi 2×MOPP (5000 V AC). Footprint przetwornicy mieści się w obrysie 57,9×36,8 mm – naprawdę niezły wynik jak na tak wyśrubowane parametry techniczne!

Podsumowanie

Nowoczesne aplikacje medyczne stawiają inżynierom szereg restrykcyjnych wymogów w zakresie bezpieczeństwa i funkcjonalności – nic dziwnego, wszak walka toczy się o ludzkie zdrowie oraz życie. Bez zbędnej przesady można stwierdzić, że w większości aplikacji lwia część odpowiedzialności za ochronę przeciwporażeniową spoczywa na modułach zasilaczy czy też przetwornic DC/DC – dlatego właśnie oferta tych produktów jest tak szeroka i zróżnicowana. W artykule opisaliśmy najważniejsze zagadnienia normalizacyjne oraz wskazaliśmy szereg przykładów produktów z ofert zarówno branżowych potentatów, jak i firm nieco mniej znanych, choć także dobrze radzących sobie na trudnym rynku medycznym. Mamy nadzieję, że zaprezentowane informacje pomogą naszym Czytelnikom sprawniej poruszać się po dokumentacjach specjalistycznych zasilaczy, a także ułatwią odpowiedni dobór zasilacza bądź przetwornicy do kolejnego projektu – i to niekoniecznie medycznego, gdyż wysoka jakość, niezawodność oraz doskonałe parametry techniczne pozwalają także na realizację wielu zaawansowanych projektów urządzeń z innych branż.

inż. Przemysław Musz, EP

REKLAMA

Urządzenia zasilające mocy 3 W...2 kW, przeznaczone do zasilania systemów automatyki przemysłowej, telekomunikacji, aparatury medycznej i wojskowej • zasilacze buforowe • zasilacze do systemów radiokomunikacyjnych wyposażone w wewnętrzny akumulator • przetwornice DC/DC 3 W...1 kW • i inne

POLWAT

POLWAT Marek Ermel s.j. • 44-100 Gliwice, ul. Towarowa 13 • tel./fax: +48 322 794 391
e-mail: handlowy@polwat.com.pl • www.polwat.com.pl

eprasa.pl/daec1ec1



Druk 3D w służbie elektroniki (3)

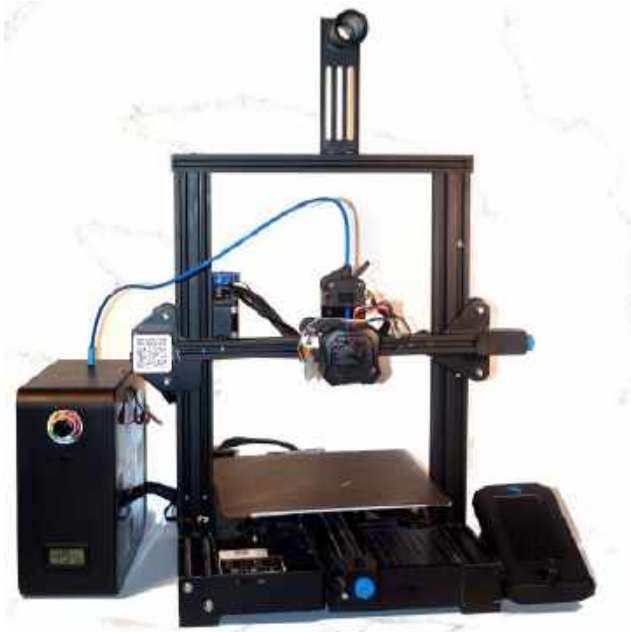
Metoda filamentowa (FDM) jest w tej chwili najpopularniejszą formą druku 3D na świecie, zaś ceny samych drukarek okazują się na tyle niskie, że każdy może pozwolić sobie na pozyskanie takiego urządzenia. Jednakże – wbrew zapewnieniom producentów – proces drukowania 3D nie jest aż tak prosty ani bezproblemowy, jak powszechnie się uważa (zwłaszcza jeśli zakupione urządzenie jest tańszym, prostszym modelem bez zaawansowanych funkcji, które pojawiły się w ostatnich dwóch latach).

Jako typowy przedstawiciel tańszych modeli urządzeń dostępnych na rynku posłuży nam drukarka 3D Creality Ender 3 V2. Egzemplarz opisany w artykule został zmodyfikowany względem modelu standardowego, i te modyfikacje również zostaną opisane. Warto nadmienić, że Creality wciąż produkuje linię Ender, a obecnie dostępny model to Ender 3 V3 SE. Jednakże – jeśli budżet na to pozwala – lepszym wyborem mogą okazać się modele z serii K1. Przy okazji opisu urządzenia oraz metod pracy z nim, w niniejszym opracowaniu omówione zostaną też czynności związane z eksploatacją drukarki, a nawet zdarzające się czasami problemy.

Anatomia drukarki 3D

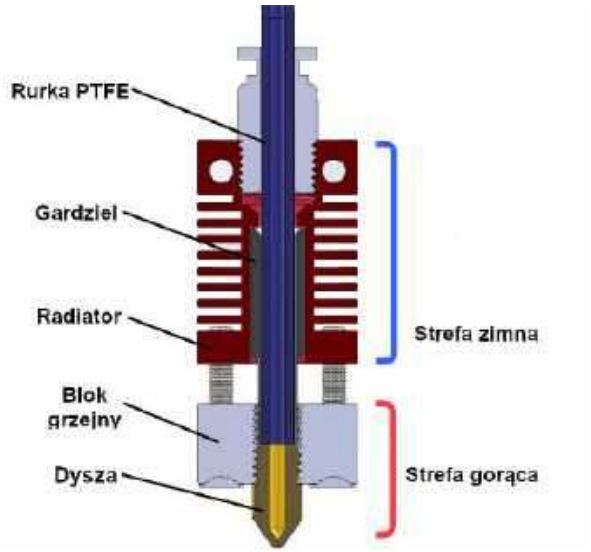
Na **fotografii 1** pokazano drukarkę 3D typu bed slinger, wspomniany już model Ender 3 V2. Obok drukarki znajduje się suszarka do filamentu Eibos Easdry połączona rurką PTFE z głowicą – filament z suszarki przebiega przez rurkę, dzięki czemu zachowuje on niską wilgotność w czasie druku. W pierwszej części tej serii artykułów wspomniano, że nazwa opisywanego typu drukarek wzięła się stąd, że blat, na którym tworzy się model, jest ruchomy. W tym przypadku ruch blatu stanowi oś Y. Głowica drukarki porusza się wzdłuż osi X na poprzecznej belce, cała belka – wraz z napędem i wciąż zamontowanym ekstruderem Bowdena – porusza się w pionie, wzdłuż osi Z. Osie X i Y używają pasków zębatych jako napędu, na końcach obu osi znajdują się napinacze pasków, a po przeciwnych stronach – silniki krokowe i przełączniki krańcowe. Napęd osi Z znajduje się za ramą po lewej stronie, a współpracujący z tą osią przełącznik krańcowy został zdemontowany jako element zbędny w tej konfiguracji maszyny. Całość zbudowano ze standardowych belek konstrukcyjnych, wykonanych z aluminium w procesie wyciskania. Rowki w belkach są używane zarówno jako sposób montażu niektórych elementów (uchwyt na szpulę na szczycie maszyny oraz panel kontrolny po prawej), jak i prowadnice dla ułożyskowanych kół, na których przemieszcza się blat i belka osi X. Głowica drukująca ma dwie modyfikacje: ekstruder typu Direct Drive, umieszczony bezpośrednio nad nią, oraz sondę BL-Touch, umocowaną po lewej stronie właściwej głowicy (na elemencie montażowym wydrukowanym na tej samej drukarce). Sonda pozwala na pomiar odległości dyszy od blatu w wielu punktach, realizując tym samym funkcję autopoziomowania. W narożnikach pod blatem znajdują się cztery pokrętła pozwalające wypoziomować blat, procedura poziomowania zostanie opisana w dalszej części artykułu. Oryginalny szklany blat został zastąpiony blatem ze stali sprężynowej pokrytej warstwą tworzywa PEI. Blat umocowany jest za pomocą specjalnej podkładki magnetycznej przyklejonej do oryginalnej, aluminiowej płyty.

W oryginalnej konfiguracji drukarka Ender 3 V2 używa systemu z rurką Bowdena. Ekstruder – za pomocą kół zębatych sprzężonych z silnikiem krokowym – przepycha filament przez rurkę wykonaną z PTFE (teflonu) do głowicy drukującej. Ponieważ filament ma średnicę 3,75 mm, a rurka ma średnicę wewnętrzną równą 4 mm,

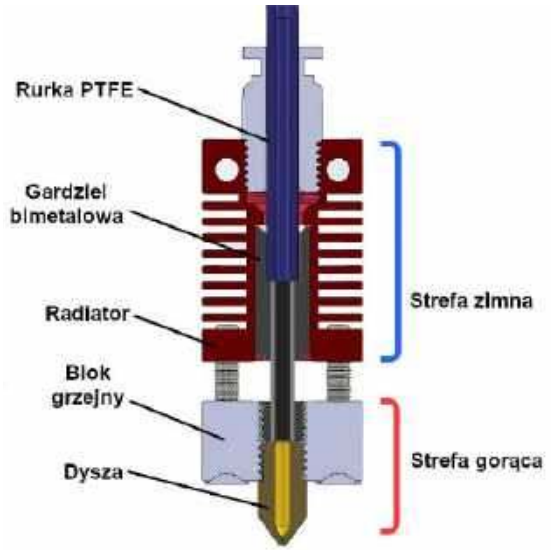


Fotografia 1. Zmodyfikowana drukarka Ender 3 V2 i suszarka do filamentów Eibos Easdry

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 1. Budowa głowicy ze standardową gardzielą – rurka PTFE sięga aż do bloku grzejnego

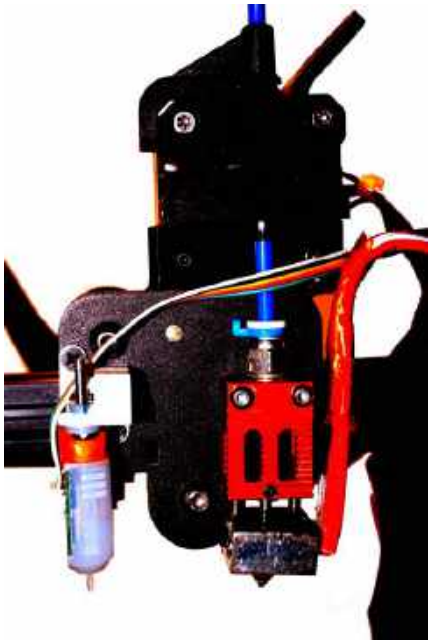


Rysunek 2. Budowa głowicy z gardzielą bimetaliczną – rurka PTFE wchodzi w gardziel tylko na niewielkim odcinku

w trakcie pracy maszyny trzeba doliczyć do ruchu filamentu pewną poprawkę na luzy w rurce Bowdena. W procesie drukowania filament wpychany jest w strefę topienia w bloku grzejnym głowicy, gdzie ulega upłynnieniu. Ciśnienie wywierane przez ekstruder wyciska stopiony filament przez dyszę, ta zaś rozprowadza materiał po powierzchni blatu lub poprzedniej wydrukowanej warstwy. Gdy trzeba przerwać nakładanie materiału, ekstruder cofa filament, wytwarzając podciśnienie. Odległość, o jaką filament jest cofany, nazywana jest odległością retrakcji – w systemie Bowdena wynosi ona 5...7 mm i jest parametrem, który należy skalibrować odpowiednio do typu filamentu. W przypadku TPU, filamentu giętkiego, druk w systemie z rurką Bowdena jest bardzo trudny, a jeśli wybrany filament TPU charakteryzuje się dodatkowo dużą elastycznością, to wydrukowanie modelu będzie z praktycznego punktu widzenia całkowicie niemożliwe. Wynika to z prostego faktu, że odległość między ekstruderem a strefą topienia w głowicy wynosi 30...40 cm, co przy różnicy w średnicach filamentu i rurki Bowdena prowadzi do zbijania się filamentu, gdy ekstruder go wypycha. Kiedy zaś następuje retrakcja, ekstruder nie tylko musi zniwelować tę niepotrzebną kompresję filamentu, ale uwzględnić też jego rozciągliwość. W efekcie kalibracja ekstrudera Bowdena jest bardzo trudna i nie daje dobrych wyników. Obecnie coraz więcej drukarek stosuje system Direct Drive, w którym odległość między strefą topienia filamentu a samym ekstruderem to zaledwie kilka centymetrów. Typowo odległość retrakcji w przypadku ekstrudera Direct Drive wynosi do 2 mm.

Elektronika drukarki 3D znajduje się w skrzynce umocowanej pod blatem, między belką osi Y a skrajnie lewą belką ramy. Tańsze oraz starsze drukarki 3D używały ośmiobitowych mikrokontrolerów do przetwarzania komend Gcode na ruchy maszyny. Sterowniki te oparte były najczęściej na płytkach Arduino, gdyż wywodziły się z projektu Reprap. W przypadku Ender 3 V2 i późniejszych modeli zastosowano już sterownik bazujący na mikrokontrolerze 32-bitowym z rdzeniem ARM. Obecnie jest to standard, a bardziej zaawansowane modele stosują nawet rozbudowane rozwiązania SoC. Istnieje wiele wariantów oprogramowania do najróżniejszych drukarek i wersji sterowników, często jednak wymagają one samodzielnej kompilacji. Zasilacz 350 W znajduje się za sterownikiem i dostarcza napięcie 24 V. Głowica drukująca pobiera 40 W, podgrzewany blat potrzebuje nawet 220 W.

Rysunek 1 pokazuje przekrój standardowej głowicy w tańszych drukarkach 3D. W tym rozwiązaniu rurka PTFE sięga przez aluminiowy radiator i stalową gardziel aż do mosiężnej lub stalowej dyszy w bloku grzejnym. Rozwiązanie to ma dwie poważne wady: po pierwsze, ogranicza maksymalną temperaturę pracy drukarki do temperatury topnienia PTFE. Zwykle przy tym rozwiązaniu nie zaleca się przekraczać temperatury 250°C, choć doświadczenie sugeruje dalsze jej ograniczenie do 225...235°C. Po drugie, rurka nie tylko się topi, ale wcześniej zaczyna mięknąć, a częściowo stopiony filament bardzo łatwo do niej przylega. Sama rurka na swym końcowym odcinku ulega powolnej degradacji, co prowadzi do zapychania się dyszy, wysuwania całej rurki z szybkozłączki nad radiatorem i niekontrolowanych wycieków stopionego filamentu przez gwint między gardzielą a blokiem grzejnym. Rozwiązaniem problemu jest zastosowanie gardzieli bimetalicznej, jak pokazano na **rysunku 2**. Gardziel ta składa się z dwóch metali, dolna jej część, wchodząca w blok grzejny, jest wykonana ze stali lub tytanu, by ograniczyć przewodnictwo cieplne i skupić całą moc grzałki w strefie topienia filamentu. Druga część gardzieli jest wykonana z aluminium lub miedzi, by ułatwić utrzymanie niskiej temperatury filamentu poza strefą topienia. Warto zwrócić też uwagę na fakt, że gardziel ma średnicę wewnętrzną niemal równą średnicy filamentu, a rurka PTFE kończy się nad gardzielą – lub w jej początkowym, szerszym otworze.



Fotografia 2. Głowica drukarki Ender 3 V2 z fotografii 1 ze zdjętą osłoną

eprasa.pl cdaec1ec11

Temperatura maksymalna opisywanej głowicy może wynieść nawet 300°C (w urządzeniach dla hobbystów i większości profesjonalistów). Istnieją rozwiązania z grzałkami dużej mocy oraz chłodzeniem wodnym radiatora, które osiągają temperatury 400...500°C i pozwalają na druk z użyciem bardziej egzotycznych materiałów. **Fotografia 2** prezentuje głowicę ze zdjętą osłoną (w której znajdują się: wentylator chłodzący radiator i drugi, chłodzący drukowany fragment modelu), widać też na powierzchni bloku grzejnego ślad wycieku PLA, gdy dysza zatkała się z powodu ustawienia zbyt niskiej temperatury. Z bloku grzejnego zdjęto silikonową „skarpetę" izolacyjną, która stanowi dla niego dodatkowy izolator termiczny. W razie oderwania się wydruku od blatu (co zwykle kończy się oklejeniem głowicy kłębkiem wyekstrudowanego filamentu) owa skarpeta ułatwia oczyszczenie głowicy, jednak łatwo ją przy tym uszkodzić, dlatego zaleca się zaopatrzenie w zapasowy egzemplarz.

Dysze do drukarek 3D są produkowane w kilku popularnych standardach, choć niektórzy producenci wymyślają własne rozwiązania, by przywiązać klientów do swoich produktów. Dysze są wykonywane zazwyczaj z mosiądzu, a średnica otworu wylotowego decyduje w dużej mierze o dokładności detali wydruku, a także o prędkości drukowania. Standardowo stosuje się dyszę 0,4 mm, ale dostępne są warianty od 0,1 mm do 1 mm i większe. Im większa średnica otworu, tym wyższa prędkość pracy ekstrudera, co jest równoznaczne z większą prędkością druku. Jednocześnie jednak potrzebna jest większa moc grzałki, by utrzymać odpowiednią temperaturę bloku grzejnego, oraz lepsze chłodzenie już nałożonej warstwy materiału. Z drugiej strony, dysza 0,1 mm pozwala osiągnąć dużo większą precyzję detali, ale znacząco spowalnia prędkość druku. Niektóre filamenty, zwłaszcza kompozyty, wymagają stosowania specjalizowanych dysz z utwardzonej stali – lub zawierających syntetyczny rubin z otworem odpowiedniej średnicy. Co ciekawe, nawet PLA może wymagać utwardzonej dyszy, jeśli wybrano kolor biały – w tych filamentach barwnikiem jest tlenek tytanu (IV), TiO_2. Jego twardość w skali Mohsa wynosi 6, podczas gdy mosiądzu tylko 3,4. **Fotografia 3** pokazuje tani zestaw dysz w różnych rozmiarach wraz z kluczem do ich montażu oraz igłami do akupunktury – używanymi do ich przetykania (w fiolce).

Kalibracja

Kalibrację drukarki 3D można podzielić na dwie grupy czynności: kalibrację parametrów samej drukarki oraz kalibrację wybranego filamentu. Kalibrację samej drukarki wykonuje się zazwyczaj tylko raz, i obejmuje ona ustawienia liczby kroków na milimetr ruchu w każdej osi, liczby kroków ekstrudera na milimetr przesunięcia filamentu czy odległość w osiach X i Y czubka sondy BL-Touch od środka otworu dyszy. Większość tych parametrów jest ustalona przez producenta i nie wymaga zmian, jeśli użytkownik nie zmodyfikował drukarki. Kalibracja filamentu ustala prędkość drukowania, odległość retrakcji, temperaturę druku czy intensywność chłodzenia. Te parametry należy ustalić dla każdego używanego rodzaju filamentu, niektórzy zalecają nawet kalibrację dla konkretnej marki i koloru materiału.



Fotografia 3. Tani zestaw mosiężnych dysz

Jeśli drukarka 3D ma regulowany blat, jego wypoziomowanie powinno być pierwszą czynnością. Procedura nie jest skomplikowana i została opisana w instrukcji obsługi drukarki. Ważne, by proces regulacji blatu przeprowadzić na gorąco, tj. z blatem i dyszą w temperaturze zbliżonej do roboczej. W przypadku PLA będzie to odpowiednio: 50°C dla blatu i 200°C dla dyszy. Dzięki temu regulacja uwzględni nawet rozszerzalność cieplną wszystkich elementów. Warto też dyszę dokręcić, gdy jest rozgrzana – dociśnie ją to do gardzieli, poprawiając szczelność połączeń wokół bloku grzejnego. Ponadto wskazane jest, by sprawdzać co kilka(-naście) roboczogodzin, czy elementy głowicy i dysza nie uległy poluzowaniu. Z czasem również blat może stracić poziom, co wynika z faktu, że przemieszcza się on z relatywnie dużym przyspieszeniem, które generuje szkodliwe wibracje. W celu poprawy tego problemu można wymienić sprężyny pod blatem na sztywniejsze.

Po zamontowaniu sondy BL-Touch w mojej drukarce 3D potrzebne okazało się dodanie offsetu sondy do pamięci EEPROM drukarki. Można to zrobić, podłączając drukarkę do komputera – albo przygotowując odpowiedni plik .gcode:

```
M851 X-43.00 Y-5.00
M500
G28
G29
G0 X0 Y0 Z10
M500
```

Kod M851 zapisuje offset sondy BL-Touch do pamięci EEPROM, kod M500 generuje sygnał dźwiękowy, kod G28 zeruje system współrzędnych, kod G29 wykonuje autopoziomowanie, a kod G0 przemieszcza głowicę do wskazanych współrzędnych bezwzględnych. Przed pierwszym wydrukiem trzeba jeszcze skalibrować offset osi Z. Należy najpierw ustawić temperaturę dyszy i blatu na typowe dla druku wartości, a potem znaleźć pozycję startową (polecenie „Auto Home"). Ender 3 V2 ustawia głowicę na środku drukarki, dodając offset sondy. Kolejny krok to przesunięcie głowicy na współrzędne bez tego offsetu, w przypadku omawianej maszyny będzie to X:115, Y:115, Z:0. Teraz między blat a dyszę wsuwa się kartkę papieru i reguluje parametr „Z Offset" – tak, by głowica lekko hamowała kartkę, jak przy regulacji poziomu blatu. Jeśli zdarzy się, że model nie będzie dobrze przylegał do blatu albo będzie miał rozpłaszczoną pierwszą warstwę (tzw. „elephant foot"), potrzebna może okazać się korekcja offsetu osi Z.

Pozostałe czynności kalibracyjne wymagają użycia silcera – programu generującego pliki GCode na podstawie modeli. Istnieje wiele programów tego typu do wyboru, ale najpopularniejsze to PrusaSlicer i Ultimaker Cura. Oba programy zawierają plugin dodający bogaty zestaw modeli kalibracyjnych i testowych. Przykładem kształtu kalibracyjnego jest kostka XYZ, która ma standardowy wymiar 20×20×20 mm. Wydruk takiej kostki – z użyciem domyślnego profilu dla danego modelu drukarki 3D, materiału i średnicy dyszy – pozwala z grubsza określić, czy ustawienia kroków na milimetr są odpowiednie. Kostka występuje zarówno jako kształt do wyboru w pluginie, jak i gotowy model. Jej wymiary należy sprawdzić za pomocą suwmiarki, przy czym czynność tę trzeba wykonywać z zachowaniem ostrożności, by modelu nie zgnieść ani nie natrafić na nierówności, jeśli się pojawią. Następnym modelem do wydrukowania powinna być łódka 3DBenchy. Model ten pozwala ocenić jakość druku danym materiałem, wygląd nawisów, mostków i detali – oraz zweryfikować, czy nie ma problemów z nadmiernym lub niedostatecznym przepływem materiału. Dla różnych materiałów dostępne są „wieże temperatury", czyli testy demonstrujące, przy jakiej temperaturze jakość druku jest najlepsza. Innym, podobnym sprawdzianem jest test retrakcji, pozwalający skalibrować

eprasa.pl cdaec1ec11

ten parametr w ustawieniach profilu slicera. Przy okazji można też przetestować maksymalną przepływność głowicy, czyli „flow rate".

Po opisanych kalibracjach dalszym krokiem jest wydruk dowolnego modelu, na przykład właśnie 3DBenchy, z coraz większymi prędkościami, aż do spadku jakości poniżej akceptowalnego poziomu. Ostatnim testem, istotnym dla twórców obudów, jest „Hole test" – kształt zawierający otwory o różnych średnicach wewnętrznych. Po jego wydrukowaniu należy dokładnie zmierzyć średnice poszczególnych otworów, odjąć wyniki od średnicy, jaką otwór powinien mieć, zsumować te różnice i podzielić przez liczbę zmierzonych otworów. W Ulimaker Cura podaną wartość wpisuje się jako parametr „Horizontal Hole Expansion", który należy wyszukać, gdyż domyślnie pozostaje ukryty. Dzięki temu elementy wchodzące jeden w drugi oraz otwory pod wkręty, przyciski czy diody LED będą miały odpowiednie rozmiary.

Drukowanie krok po kroku

Proces druku zaczyna się od wyboru modelu. W następnych częściach artykułu zaprezentowany zostanie proces projektowania własnego modelu. Tymczasem jednak można zacząć zabawę z gotowymi plikami. Producent drukarki prawdopodobnie dostarczył kilka przykładów na załączonym nośniku, ale inne projekty można pobrać za darmo z Internetu, na przykład z serwisu https://www.printables.com/. Wybrany plik 3D otwiera się w slicerze i ustala się takie parametry, jak wysokość warstw, grubość ścianek czy stopień wypełnienia. Grubość warstw ma duży wpływ na prędkość wydruku – im niższa, tym dłużej trwa drukowanie, ale też tym lepiej wygląda powierzchnia przedmiotu. Grubość ścianek, zwykle wielokrotność średnicy otworu dyszy, ma z kolei znaczny wpływ na wytrzymałość przedmiotu. Rodzaj i stopień wypełnienia ma nieco mniejsze znaczenie, zaleca się gęstość na poziomie 10...15% dla większości modeli. Jako styl wypełnienia najlepiej sprawdza się „Cubic" – oferuje dobry kompromis między prędkością wydruku a wytrzymałością. Warto pamiętać, że większość filamentów odznacza się znacznie mniejszą wytrzymałością między warstwami niż wzdłuż warstw. Różnica ta sięga 30...60% – i zależy też od stopnia chłodzenia warstwy oraz rodzaju materiału. W slicerze da się oczywiście obrócić model tak, by uzyskać wytrzymałość w pożądanych kierunkach, ale może to wymagać dodania podpór. Dość popularnym wyborem są podpory typu „Tree", gdyż oszczędzają materiał, z kolei w pewnych sytuacjach lepsze okażą się zwykłe podpory. Warto też zaznaczyć, że powierzchnia modelu stykająca się z blatem będzie miała taką fakturę jak blat. Slicer udostępnia też narzędzia do pozycjonowania modeli, ich skalowania, duplikacji i automatycznej aranżacji. Graficznie prezentuje ponadto dostępną objętość drukarki, co ułatwia pracę z dużymi modelami lub plikami zawierającymi więcej niż jeden model. Przy druku kilku modeli naraz warto pamiętać o tym, że (jeśli tego nie zmienimy) będą one drukowane równolegle, co czasami, przy zbyt małej retrakcji, może sprzyjać pozostawieniu cienkich nici między nimi oraz przyczyniać się do powstania niedoskonałości powierzchni. Można też drukować po jednym modelu naraz, ale wtedy należy pamiętać o wymiarach głowicy i położeniu belki osi X, by te nie zderzyły się z już gotowym modelem.

Drobne elementy oraz niektóre materiały mogą wymagać również zmiany ustawień w sekcji „Print Bed Adhesion". Cura oferuje trzy opcje do wyboru: „Skirt", „Brim" i „Raft". Pierwsza jest odpowiednia do większych modeli. Tworzy obręcz składającą się z kilku przebiegów głowicy wokół przedmiotu, zanim rozpocznie się drukowanie pierwszej warstwy. Wariant „Brim" tworzy margines o wysokości pojedynczej warstwy, używając ruchu spiralnego wokół przedmiotu. Nadaje się do mniejszych modeli i zapobiega odrywaniu się narożników. Z kolei w wariancie „Raft" drukowana jest kratownica pod modelem, gdyż filament może łatwiej przylegać do siebie niż do podłoża blatu. To rozwiązanie, kosztowne materiałowo, zalecane jest do drobnych elementów, zostawia jednak najgorzej wyglądającą powierzchnię.

W opcjach eksperymentalnych znajdują się dwie ciekawe pozycje: „Spiralize/Vase mode" oraz „Fuzzy skin". Pierwszy wspomniany tryb drukuje pojedynczą ściankę jako jedną ciągłą spiralę zaczynającą się od środka dolnej powierzchni modelu – natomiast nie drukuje ostatniej (górnej) warstwy oraz wypełnienia. Tryb ten pozwala zmienić lite bryły w naczynia/wazony. Czas wydruku okazuje się znacząco krótszy, ale gotowy model będzie mniej wytrzymały. Dodatkowo nie każdy materiał pozwoli na zachowanie szczelności – dobrze sprawdzają się tu PETG i TPU – warto też użyć dyszy o większej średnicy. Opcja „Fuzzy skin" dodaje niewielkie, losowe ruchy głowicy prostopadle do kierunku normalnego ruchu, co zmienia fakturę powierzchni na bardziej chropowatą. Dzięki temu uzyskać można estetyczną powierzchnię, dobrze nadającą się do wykonywania obudów i uchwytów. Slicer ma o wiele więcej opcji i parametrów, przy czym spora część z nich jest ukryta. W typowych sytuacjach jednak nie trzeba się w nie zagłębiać, choć zawsze warto się z nimi zapoznać, a podpowiedzi w programie, pliki pomocy czy poradniki online dokładnie wyjaśniają ich przeznaczenie oraz wpływ na inne parametry.

Po wybraniu pożądanych opcji należy kliknąć przycisk Slice, a następnie zapisać plik .gcode. Plik ten kopiuje się na kartę pamięci, którą na kolejnym etapie umieszcza się w drukarce 3D. Model powinien pojawić się na liście po włączeniu drukarki. Jeśli drukarka 3D jest wyposażona w sondę BL-Touch, ale firmware nie używa jej do autopoziomowania przy starcie każdego wydruku, należy otworzyć plik w edytorze tekstu, znaleźć linię zaczynającą się od G28 oraz dodać nową linię z kodem G29 poniżej. Przykładowy plik będzie wyglądać tak:

```
; Ender 3 Custom Start G-code
G92 E0 ; Reset Extruder
G28 ; Home all axes
G29
G1 Z2.0 F3000 ; Move Z Axis up little to prevent scratching
of Heat Bed
G1 X0.1 Y20 Z0.3 F5000.0 ; Move to start position
```

Dzięki temu – przed rozpoczęciem pracy – drukarka dokona autopoziomowania, mierząc odległość sondy od blatu w wielu punktach oraz dodając tak stworzoną mapę odległości do wartości Z w różnych punktach wydruku. Proces jest automatyczny i wykonywany w trakcie generowania komend dla sterowników silników krokowych.

Przed rozpoczęciem wydruku należy do ekstrudera wprowadzić filament – powinien sięgać aż do samej dyszy. Warto też przemyć blat alkoholem izopropylowym, by go odtłuścić i oczyścić z pyłu czy kurzu. Po rozpoczęciu wydruku należy mieć baczenie, czy nie oderwie się on od blatu, czy głowica nie zapcha się, blokując tworzenie nowych warstw i powodując erupcję stopionego tworzywa wokół głowicy – oraz czy całość nie zmieni się po prostu w splątany kłębek filamentu. Zwykle problemy pojawiają się przy pierwszej warstwie i przy druku wąskich, pionowych elementów o małej powierzchni przylegania. Bardziej zaawansowane drukarki 3D mają wbudowane kamery pozwalające zdalnie monitorować wydruk. Dostępne też są rozwiązania oparte na uczeniu maszynowym – także jako zewnętrzne, niezależne od modelu drukarki urządzenia, monitorujące wydruk i wykrywające automatycznie różne problemy. Urządzenia takie – i powiązane z nimi oprogramowanie – mogą nie tylko sygnalizować problem użytkownikowi, ale także kontrolować samą drukarkę 3D celem przerwania wydruku. Kamera, niezależnie od tego, czy stanowi część drukarki, czy też zewnętrzny dodatek, może ponadto wykonywać zdjęcia po każdej udanej warstwie, często przemieszczając wpierw głowicę na tę samą pozycję

eprasa.pl cdaec1ec11



Fotografia 4. Przyrząd do obróbki krawędzi wydruków

(rozwiązanie stosowane do wykonywania filmów „time lapse", prezentujących drukowanie co ciekawszych modeli).

Po zakończeniu procesu drukowania gotowy przedmiot można oderwać od blatu. Warto jednak zaczekać, aż blat się ochłodzi – ułatwia to odczepienie modelu. W przypadku blatów PEI z podłożem ze stali sprężynowej cały blat można odczepić od maszyny i wygiąć, by przedmiot z łatwością odskoczył od powierzchni nakładki. W ramach obróbki mechanicznej detalu usuwa się wszelkie podpory czy naddatki. **Fotografia 4** pokazuje prosty przyrząd z wymiennym obrotowym ostrzem, ułatwiający obróbkę krawędzi i ucinanie nadmiaru tworzywa. Niektóre materiały można też wygładzać w oparach acetonu, co powoduje ukrycie warstw i do pewnego stopnia wzmacnia przedmiot w osi Z. Materiały podatne na aceton lub inne rozpuszczalniki można też ze sobą sklejać, albo przez użycie niewielkiej ilości rozpuszczalnika na łączonych powierzchniach, albo przez wymieszanie niewielkiej objętości rozpuszczalnika z odpadkami po wydruku modelu – powstała w ten sposób pasta może nie tylko łączyć elementy, ale zapełniać też luki w miejscach, w których – z powodu źle dobranych parametrów – głowica nałożyła za mało materiału. W takich sytuacjach niezbędna może okazać się kolejna kalibracja przepływu filamentu, retrakcji i obniżenie prędkości drukowania.

Zaawansowane funkcje nowych drukarek 3D

Wspomniano wyżej o możliwości zastosowania kamery wbudowanej w nowoczesną drukarkę 3D do monitorowania wydruku i do przygotowywania filmów „time lapse". To tylko jedna z możliwości, jakie udostępniają współczesne drukarki. Sam proces autopoziomowania może być realizowany za pomocą sondy dotykowej, zbliżeniowej, LIDAR-u czy nawet za pomocą belki tensometrycznej, do której przymocowany został radiator i blok grzejny. W tym ostatnim przypadku sama dysza jest używana jako sonda – rozwiązanie nie wymaga dodawania żadnych offsetów, a odległość dyszy od blatu jest precyzyjnie kontrolowana, o ile system działa poprawnie.

Firma Bambu Lab wprowadziła na rynek serię szybkich drukarek 3D, integrujących – w jednym urządzeniu o relatywnie niskiej cenie – różne, znane już wcześniej rozwiązania: autopoziomowanie, kamerę, ogrzewaną obudowę czy wreszcie najciekawszą chyba opcję: system automatycznej zmiany materiału, AMS. Moduł ten korzysta z faktu, że filament do ekstrudera Direct Drive dostarczany jest przez rurkę PTFE, tzw. odwrócony Bowden. Rurka wyprowadzana zostaje do urządzenia AMS, w którym znajduje się miejsce na kilka szpul. Kontroler automatycznie docina koniec filamentu, wprowadza go przez rurkę do ekstrudera, a dalej do głowicy, ekstruder automatycznie „łapie" nowy filament, a drukarka wykonuje mały stożek na narożniku blatu, by usunąć z dyszy stary filament. System nie jest ani szybki, ani tym bardziej oszczędny pod względem zużycia materiału, ale pozwala na druk z użyciem wielu kolorów i materiałów. Inną, zdecydowanie szybszą metodą jest jednak wymiana całej głowicy drukującej z ekstruderem – system działa analogicznie do rozwiązań stosowanych w profesjonalnych obrabiarkach CNC: w momencie zmiany filamentu maszyna „parkuje" bieżącą głowicę w wybranym uchwycie, odpina ją i „łapie" inną głowicę. Po osiągnięciu zadanej temperatury drukarka wraca do pracy. Przykładem takiej drukarki jest Prusa XL (**fotografia 5**), oferująca pięć głowic drukujących do wyboru.

Alternatywą dla automatycznej zmiany filamentu lub całej głowicy był przez lata montaż dwóch głowic na maszynie – slicer generował odpowiedni kod do kontrolowania dwóch ekstruderów i temperatury głowic oraz doliczał offset między dyszami. W końcu: trzecią metodą jest ręczne wprowadzenie polecenia zatrzymania maszyny po dojściu do określonej warstwy – użytkownik wtedy ręcznie wymienia filament na inny, a po potwierdzeniu maszyna wraca do drukowania. Ta metoda jest też stosowana do umieszczania wewnątrz wydruku elementów, które mają być ukryte w środku. Przykładem mogą być nakrętki umieszczone wewnątrz fragmentu obudowy czy wbudowane magnesy. Stosując tę metodę, z powodzeniem ukryłem kilka stalowych kulek wewnątrz – pustego w środku – breloka własnego projektu. Oczywiście, metodą tą można ukryć wewnątrz wydruku także elektronikę – jej serwisowanie będzie jednak sporym problemem.

Współczesne drukarki 3D, zwłaszcza te korzystające z systemu Core XY, dodały jeszcze jedną sztuczkę, znacząco skracającą czas drukowania. Prędkość drukowania ograniczona jest trzema czynnikami:

- sztywnością maszyny i jej rezonansami mechanicznymi;
- wydajnością głowicy;
- sprawnością chłodzenia warstw.

Drugi problem rozwiązują bloki grzejne dużej mocy o długiej strefie topienia filamentu, trzeci zaś – odpowiednio zaprojektowane dukty chłodzące i większe wentylatory. Pierwszy problem rozwiązało jednak dopiero dodanie do głowicy modułu IMU – oraz firmware sterownika 32-bitowego, które na podstawie danych z tego modułu kształtuje parametry przyspieszenia w ten sposób, by ograniczyć lub całkowicie wyeliminować drgania maszyny. Funkcja ta nazywa się „Input shaping" i pojawia się w coraz większej liczbie drukarek 3D dostępnych na rynku. Wspomnianą funkcjonalność można też dodać do wielu starszych drukarek, modyfikując głowicę i wgrywając inny firmware. Czasami jednak konieczna okaże się wymiana całego sterownika na bardziej zaawansowany model. Dzięki opisanym rozwiązaniom drukarki w rodzaju Creality K1C czy modele z oferty Bambu Lab osiągają prędkość wydruku do 600 mm/s. Niezmodyfikowana drukarka Ender 3 V2/Pro/S1 może drukować PLA z prędkością do 60 mm/s, więc teoretycznie nowe modele są nawet 10 razy szybsze. W praktyce spotyka się jednak prędkości w okolicach 200...400 mm/s. Co ciekawe, takie prędkości są standardem w domowych frezarkach CNC: wynika to z faktu, że mają one zarówno większe silniki krokowe, jak i dużo sztywniejszą konstrukcję oraz lepszy system przeniesienia napędu, a „głowica" z elektrowrzecionem i frezem waży kilka kilogramów, co w dużym stopniu



Fotografia 5. Drukarka 3D Prusa XL z automatyczną wymianą głowic drukujących

eprasa.pl cdaec1ec11

ogranicza drgania mechaniczne. W porównaniu z tymi urządzeniami, drukarki 3D są wręcz wagi piórkowej, a producenci starają się zredukować masę głowicy, zwłaszcza z ekstruderem Direct Drive.

Ograniczenia technologii druku filamentowego i jak je obejść

Wspomniano już wcześniej o problemie słabości wydruków filamentowych w osi Z, tj. w poprzek warstw. Większość filamentów wykazuje znacznie mniejszą odporność na obciążenia mechaniczne w poprzek warstw i większą podatność na siły ścinające. Wynika to z prostego faktu, że nowa, jeszcze płynna warstwa filamentu nakładana jest na warstwę już schłodzoną do temperatury otoczenia wydruku, co ogranicza tworzenie się trwałych wiązań między warstwami. Proces nie daje zbyt wielu szans na to, by między łańcuchami polimeru w dwóch sąsiednich warstwach tworzyły się wiązania, co stanowi główne wyjaśnienie faktu, że wydruki są znacznie (nawet o 60%) słabsze w poprzek warstw. Tylko nieliczne filamenty wykazują dobre właściwości w tym zakresie, są to przede wszystkim PCTG i TPU, w mniejszym stopniu PP, PET, PC i PEI. Podstawowy materiał do druku, jakim jest PLA, wypada nieco gorzej na tle innych – wytrzymałość w poprzek warstw stanowi ledwo 1/3 wytrzymałości wzdłuż warstw. Projektując i drukując elementy, zwłaszcza części mechaniczne narażone na różne obciążenia, należy uwzględnić ten problem. Sytuacja jest analogiczna do projektowania konstrukcji drewnianych, w których mamy do czynienia z włóknami zorganizowanymi w jednym tylko kierunku. W przypadku wydruków jest o tyle łatwiej, że mamy dwa kierunki, w których materiał utrzymuje swoją wytrzymałość.

Drugim problemem wydruków, zwłaszcza PLA, pozostaje niska temperatura mięknięcia. W procesie druku 3D tworzywo nie osiąga temperatur znacząco powyżej temperatury topnienia, przez co po schłodzeniu struktura polimerów jest amorficzna, a to z kolei przyczynia się do gorszej odporności na podwyższoną temperaturę. Również PLA pod obciążeniem może się powoli rozciągać, właśnie ze względu na swoją strukturę i niską temperaturę zeszklenia. Niektóre problemy wydruków można rozwiązać poprzez wyżarzanie, tj. proces, w którym wydruk zostaje rozgrzany powyżej temperatury zeszklenia, a potem powoli schłodzony. Nie poprawia to wytrzymałości między warstwami, ale zdecydowanie podwyższa temperaturę mięknięcia. W przypadku PLA wydruk należy wstępnie ogrzać do 55°C na kilka godzin, potem do 100°C na 30...45 minut (celem redukcji naprężeń). Następnie część zostawia się do powolnego schłodzenia. Elementy ulegną pewnej deformacji, dlatego zaleca się wykonywanie tego procesu, gdy wydruk wciąż jest na blacie.

Lepszą metodą może okazać się jednak wyżarzanie w gipsie lub bardzo drobnej soli. W obu metodach należy wstępnie pokryć dno metalowej formy albo gipsem modelarskim, albo solą zmieloną do konsystencji mąki. Na takim podłożu umieszcza się wydruki i albo zalewa się je gipsem modelarskim o nieco większym dodatku wody (by bąbelki powietrza wydostały się na powierzchnię), albo właśnie solą. Formę należy ostukiwać, a w przypadku soli sprasować od góry, by wypełnić każdą pustą przestrzeń wokół wydruku. Tak przygotowane formy wygrzewa się w piecu, w temperaturze 180...220°C, zależnie od materiału. Celem procesu jest całkowite stopienie wydruku w formie. Warto pamiętać, że – z powodu rekrystalizacji – PLA zwiększa swoją temperaturę zeszklenia do niemal 200°C. Dodatkowo gips modelarski, a zwłaszcza sól, są dobrymi izolatorami, więc cały proces może potrwać kilka godzin. Po wygrzaniu formy zostawiane są do powolnego ostygnięcia. Eksperymenty przeprowadzone przez m.in. Stefana z kanału Youtube CNCKitchen pokazują, że tak przetopione komponenty zyskują wytrzymałość w poprzek warstw równą wytrzymałości wzdłuż warstw. PLA zaś bez problemu zachowuje twardość nawet w 170°C.

Kolejnym ograniczeniem druku 3D metodą filamentową jest precyzja odwzorowania detali. Jeśli celem jest na przykład wydruk kółek zębatych do naprawy mechanizmu magnetofonu, standardowa drukarka 3D zwyczajnie nie spełni oczekiwań. Wydruk tak małego elementu wymaga dyszy o średnicy maksymalnie 0,1 mm i raczej małej prędkości wydruku. Sam filament powinien być dokładnie wysuszony, a blat wyjątkowo czysty. Należy też dokładnie skalibrować maszynę pod kątem zachowania dokładności wymiarów i otworów pod oś koła zębatego. Ponadto nie ma gwarancji, że druk elementu się uda albo że będzie miał odpowiednią wytrzymałość. Alternatywą może być druk z żywicy fotoutwardzalnej – drukarki korzystające z tej technologii oferują niezwykłą precyzję, jeśli idzie o detale. Niestety, elementy z żywicy tego typu są bardziej kruche niż wydruki filamentowe.

Zagrożenia związane z drukiem 3D

Drukarki 3D generalnie są urządzeniami dość bezpiecznymi, zdarzały się jednak problemy. Kilka lat temu na rynek trafiła linia tanich, chińskich drukarek 3D, które miały wadliwie wykonany blok grzejny, okablowanie i sam sterownik. Efektem tego złego projektu był niekontrolowany wzrost temperatury bloku grzejnego, kończący się pożarem drukarki w trakcie pracy. Na szczęście nowsze drukarki wykrywają problemy z utratą kontroli temperatury i odcinają zasilanie grzałki lub blatu. Wciąż istnieje jednak szereg innych zagrożeń związanych z drukiem 3D, o których należy pamiętać.

Pierwszym zagrożeniem jest problem mikroplastiku – drobin tworzyw, które wnikają do organizmu, i zostały zaobserwowane w krwiobiegu zwierząt oraz człowieka. Zarówno sam druk 3D, jak i późniejsza obróbka gotowych wydruków uwalniają te cząsteczki tworzywa. Większość hobbystów trzyma drukarki 3D w pomieszczeniach mieszkalnych, nie ma również żadnego zaawansowanego systemu odpylania. Co gorsza, nie znamy długofalowych skutków obecności mikroplastiku w środowisku ani wewnątrz organizmów żywych. Drukowanie materiałów kompozytowych, zwłaszcza zawierających włókno szklane lub węglowe, znacząco zwiększa ilość wytwarzanego pyłu, w końcu filamenty te mają własności ścierne. Niektóre filamenty, na przykład ABS i ASA, w trakcie drukowania emitują też nieprzyjemny zapach, a to sugeruje też wydzielanie innych substancji, niekoniecznie dla nas obojętnych. Warto również pamiętać o rurkach PTFE, które w niektórych konstrukcjach narażone są na termiczny rozkład wewnątrz głowicy – materiał może emitować zarówno toksyczne związki używane w procesie produkcji, jak i rozkładać się do związków fluoru, które nie są obojętne dla środowiska.

Kolejne zagrożenia pojawiają się przy obróbce gotowych wydruków: mikroplastik, pylenie czy w końcu szkodliwość używanych rozpuszczalników oraz farb. Zdecydowana większość hobbystów oraz część profesjonalistów nie zwraca na to uwagi i nie dba o ochronę osobistą. Nie należy jednak lekceważyć wpływu substancji chemicznych na zdrowie i – dla własnego bezpieczeństwa – warto zaopatrzyć się w maskę z odpowiednimi filtrami oraz okulary ochronne. Te podstawowe środki ochrony osobistej nie są drogie, zwłaszcza w porównaniu z kosztami zdrowotnymi.

Zakończenie

Jak widać, proces druku 3D metodą filamentową jest bardziej skomplikowany, niż to przedstawiają zarówno producenci drukarek, jak i niektórzy entuzjaści tej technologii. Jednakże możliwość szybkiego prototypowania rekompensuje początkowe trudności związane z kalibracją drukarki i koniecznością wykonania dodatkowych czynności związanych z obróbką gotowych wydruków. W następnej części cyklu zaprezentowany zostanie krok po kroku proces projektowania i wykonywania obudowy dla gotowego układu – z zastosowaniem programów Autodesk Fusion 360 oraz Ultimaker Cura.

Paweł Kowalczyk, EP

eprasa.pl cdaec1ec11

Internet Rzeczy w pomiarach środowiskowych (9)

Czujnik koloru TCS3472 firmy ams-OSRAM

Scalone czujniki koloru RGB pozwalają na łatwe wykonywanie dokładnych pomiarów koloru przez dowolny system mikroprocesorowy. Ich wysoka czułość – w połączeniu z szerokim zakresem dynamicznym – sprawiają, że czujniki te są dobrze przystosowane do ciągłego pomiaru temperatury barwowej światła. TCS3472 to typowy układ RGBC z interfejsem I²C i z wielosegmentowym sensorem. W ofercie rynkowej natrafimy na wiele płytek (różnych producentów) do szybkiego prototypowania urządzeń IoT z tym układem.



Poprzednie odcinki znajdują się pod adresem:
https://ulubionykiosk.pl/media

Czujniki koloru RGB

Tradycyjną technologię RGB można postrzegać jako podzbiór czujników spektralnych. Czujnik RGB zwykle wyposaża się w trzy filtry pasmowo-przepustowe w widmie światła widzialnego. Ten rodzaj pomiaru koloru sam w sobie nie odpowiada żadnemu standardowi ani modelowi postrzegania koloru przez ludzkie oko. Nawet przy zastosowaniu złożonej kalibracji dokładność czujnika RGB pod względem pomiaru koloru jest ograniczona przez trzykanałową konfigurację urządzenia.

Scalone układy czujników koloru RGB są wytwarzane przez wielu producentów i wykonują pomiar w trzech zakresach widma światła: czerwonym (R) 590...720 nm, zielonym (G) 480...600 nm oraz niebieskim (B) 400...540 nm. Typowo zawierają one filtry blokujące niepożądane promieniowanie podczerwone. Niektóre komponenty wykonują dodatkowo pomiar w zakresie podczerwieni (IR) powyżej 700 nm oraz pomiar całego widma światła (C), bez filtru kolorowego. Powierzchnie światłoczułe czujników mają zróżnicowany kształt (najczęściej prostokąta, rzadziej koła) i standardowo podzielone są na obszary – osobne dla każdego kanału koloru. Mogą być zorganizowane w postaci dwuwymiarowej matrycy elementów. Rozdzielczość pomiaru cyfrowego zależy od czasu integracji i może być zmieniana w szerokim zakresie, np. od 10 do 24 bitów. Pomiary poszczególnych kanałów mogą być wykonywane synchronicznie lub sekwencyjnie.

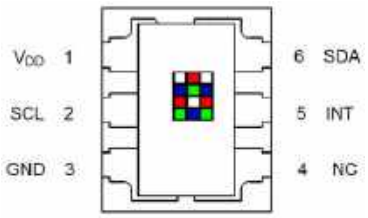
Czujniki koloru RGB różnych producentów zostały omówione w artykule „Systemy dla Internetu Rzeczy (45) – Czujniki koloru" [7], a także w artykule „Czujniki optyczne (4). Sensory koloru oraz czujniki i moduły multispektralne" [8]. Obecnie obserwuje się integrowanie w ramach jednego układu zarówno pomiary koloru, jak i inne funkcje związane ze światłem. Scalone czujniki koloru nadają się ponadto do integracji z czujnikami zbliżeniowymi lub sensorami gestów.

Układ TCS3472x

Firma AMS AG przejęła firmę TAOS Inc., która z kolei wcześniej stanowiła dział układów fotoczułych wydzielony z koncernu Texas Instruments. Obecnie marka AMS połączyła się z firmą OSRAM. Rodzina czujników RGB ams-OSRAM obejmuje wiele układów scalonych zarówno poprzedniej generacji (nadal dostępnych), jak też nowych. Firma ta jest także wieloletnim dostawcą czujników koloru do iPhone'ów firmy Apple i ma największy udział w rynku czujników światła otoczenia (ALS).

Typowym czujnikiem RGBC z interfejsem I²C i z wielosegmentowym sensorem jest układ TCS3472x (**rysunek 1**), dostępny w dwóch wersjach – TCS34725 oraz TCS34727 – różniących się jedynie zasilaniem szyny I²C. Obecnie firma ams-OSRAM zakończyła jego produkcję, ale układ jest wciąż dostępny, podobnie jak tanie moduły uruchomieniowe konstruowane z jego zastosowaniem.

Firma oferuje nowy układ TCS3410 zawierający czujnik RGBC oraz niezależny kanał detekcji migotania (flicker detection). Kolejny nowy układ TCS3408 zawiera dodatkowy kanał szerokopasmowy. Pojawia się jednak problem z dostępnością tych układów, właściwie nie ma również przeznaczonych do nich modułów uruchomieniowych.

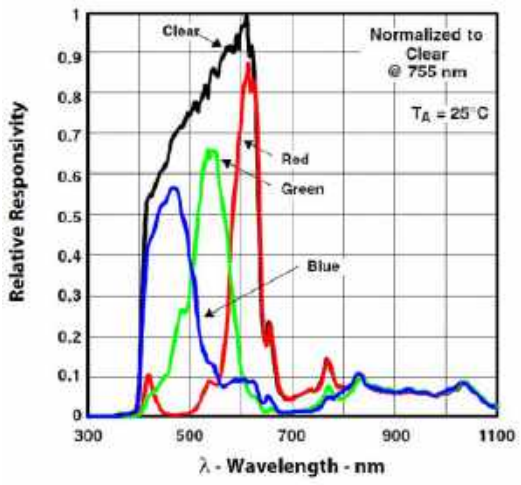


Rysunek 1. Układ wyprowadzeń czujnika TCS3472x [1]

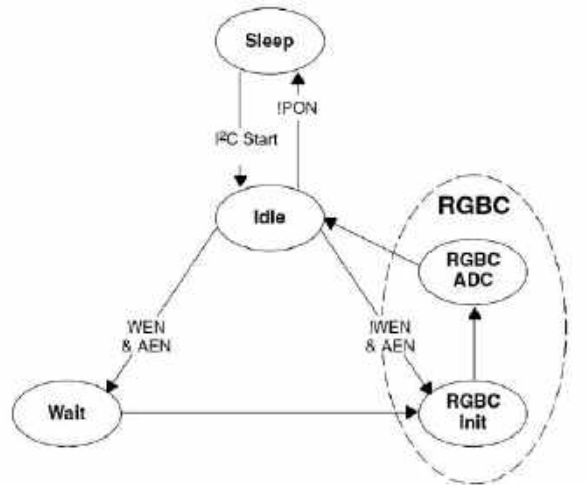
Cechy układu TCS3472x:

- kanały: czerwony, zielony, niebieski (RGB) i całe pasmo widzialne (C),
- filtr blokujący podczerwień,
- programowalne wzmocnienie analogowe i czas całkowania,
- zakres dynamiki: 3 800 000:1,
- bardzo wysoka czułość – idealnie nadaje się do pracy za ciemnym szkłem,
- przerwanie maskowalne, programowalne górne i dolne progi z filtrem podtrzymania,
- zasilanie (min./typ./maks.): 2,7/3,0/3,6 V (TCS34725); 2,7/3,0/3,3 V (TCS34727),
- niski pobór mocy (typ.): 2,5 µA (Uśpienie), 65 µA (oczekiwanie), 235 µA (pomiar),
- poziomy napięcia szyny I²C: zgodne z VDD (TCS34725); 1,8 V (TCS34727),
- stan oczekiwania (pomiędzy pomiarami): od 2,4 ms do > 7 s,
- zestaw rejestrów i układ pinów kompatybilne z serią TCS3x71,

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 2. Charakterystyka widmowa układu TCS3472x [1]



Rysunek 4. Diagram stanu układu TCS [1]

- obudowa: FN 2 mm × 2,4 mm,
- adres I²C: 0x29.

Układ TCS3472x zapewnia cyfrowy odczyt wartości koloru czerwonego, zielonego, niebieskiego (RGB) i „czystego" światła (**rysunek 2**). Filtr blokujący IR, zintegrowany na chipie i zlokalizowany na fotodiodach wykrywających kolor, minimalizuje składową widmową IR, a także umożliwia dokładne pomiary kolorów (z wysoką czułością i z szerokim zakresem dynamiki) oraz pomiar światła otoczenia (ALS).

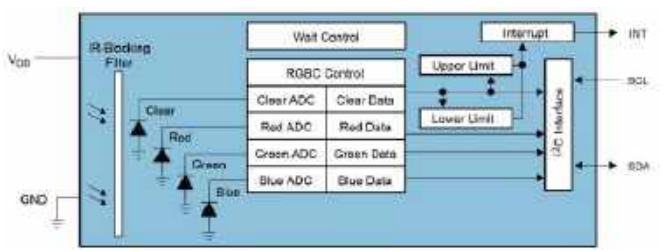
Układ TCS3472x zawiera matrycę dwunastu fotodiod 3×4 (rysunek 1), składającą się z potrójnych fotodiod z filtrem czerwonym, zielonym, niebieskim i przezroczystym (tylko filtr IR), a także cztery przetworniki analogowo-cyfrowe (ADC) integrujące prąd fotodiody, zestaw rejestrów danych, maszynę stanów i interfejs I²C (**rysunek 3**). Dodatkowo fotodiody są pokryte filtrem blokującym promieniowanie podczerwone. Przetworniki ADC przekształcają wzmocniony sygnał fotodiod na 16-bitową wartość cyfrową. Układ pozwala także na programowanie wzmocnienia analogowego oraz ustawianie czasu integracji.

Po zakończeniu cyklu konwersji wyniki przesyłane są do rejestrów danych kolorów. Dane te określa się także mianem „poziomu zliczania w kanałach". Transfery są podwójnie buforowane, aby użytkownik uzyskał pewność, że podczas przesyłania nie zostaną odczytane nieprawidłowe dane. Po przesłaniu danych układ automatycznie przechodzi do kolejnego stanu – zgodnie z konfiguracją maszyny stanów.

Przekroczenie dolnego lub górnego zakresu wartości kanału C może powodować zgłoszenie sygnału przerwania. Użytkownik może zastosować filtr podtrzymania przerwań.

Wewnętrzna maszyna stanu zapewnia kontrolę systemu nad funkcjami RGBC i zasilaniem układu. Po włączeniu zasilania wewnętrzny obwód resetu inicjalizuje układ i wprowadza go w stan uśpienia (Sleep) o niskim poborze mocy.

Po wykryciu stanu Start na magistrali I²C układ przechodzi do stanu bezczynności (Idle), w którym sprawdza bit PON (Power ON) w rejestrze Enable (0x00). Jeśli PON jest wyłączony, układ powróci do stanu uśpienia, aby oszczędzać energię – w przeciwnym razie pozostanie w stanie bezczynności do czasu włączenia funkcji RGBC bitem AEN (RGBC enable). Wtedy automat stanu przejdzie przez stany RGBC Init oraz RGBC ADC. Stan RGBC Init trwa 2,4 ms, natomiast czas RGBC ADC zależy od czasu całkowania ATIME (w zakresie od 2,4 ms do 614 ms). Ewentualne przerwanie wygenerowane w wyniku działania RGBC zostanie wystawione na końcu cyklu. Blok RGBC zawiera obwody kontroli wzmocnienia RGBC (AGAIN) i cztery integrujące przetworniki analogowo-cyfrowe (ADC) współpracujące z fotodiodami RGBC. Czas integracji RGBC (ATIME) wpływa zarówno na rozdzielczość, jak i czułość odczytu RGBC.



Rysunek 3. Schemat blokowy układu TCS3472x [1]

Układ będzie przechodzić pomiędzy stanem oczekiwania (Wait) i stanem RGBC w sposób pokazany na **rysunku 4**. Po zakończeniu pomiaru i powrocie do stanu bezczynności automatycznie rozpocznie nowy cykl stanów Wait/RGBC, o ile PON i AEN pozostaną włączone.

Po włączeniu funkcji zarządzania energią bitem WEN (rejestr ENABLE) i ustawieniu bitu AEN maszyna stanu przejdzie dodatkowo w stan oczekiwania Wait. Czas oczekiwania jest określany przez rejestr WTIME. W zależności od stanu bitu WLONG (rejestr CONFIG) reprezentuje on czas:

- WLONG=0: od 2,4 ms do 614 ms (co 2,4 ms);
- WLONG=1 od 28,8 ms do 7,37 s (czyli 12× dłużej).

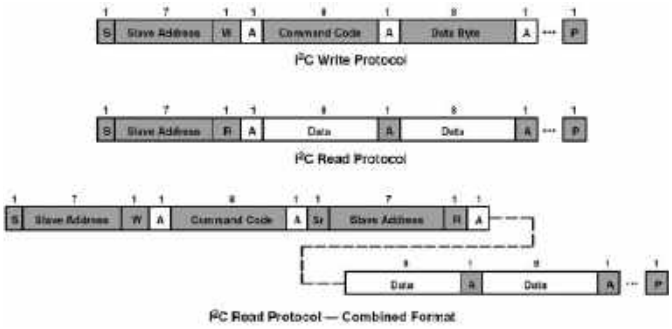
Interfejs I²C

TCS3472 jest sterowany i monitorowany za pomocą rejestrów danych i sterowania oraz rejestru poleceń COMMAND. Mechanika dostępu do konkretnego rejestru zależy od używanego protokołu. Ogólnie rzecz biorąc, rejestr poleceń jest zapisywany jako pierwszy

REKLAMA



eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 5. Rodzaje transmisji na szynie I²C [1]

– w celu określenia konkretnego rejestru danych dla kolejnych operacji odczytu/zapisu.

Układ korzysta z protokołu komunikacji szeregowej I²C z 7-bitowym adresowaniem. Obsługiwane są trzy rodzaje transmisji: odczyt, zapis i protokół kombinowany (**rysunek 5**). Podczas zapisu pierwszym zapisanym bajtem jest bajt polecenia wpisywany do rejestru polecenia.

Pole TYPE rejestru polecenia COMMAND określa dwa typy transakcji transferu danych. Typ powtórzonego bajtu będzie wielokrotnie odczytywać tę samą komórkę pamięci przy każdym następnym dostępie do danych. Z kolei typ z autoinkremetacją zapewni zwiększanie adresu podczas transmisji kolejnych bajtów. Pole ADDR rejestru polecenia zawiera 5-bitowy adres rejestru sterowania lub danych, zaś ustawienie pola CMD=1 oznacza wybór rejestru COMMAND.

Po otrzymaniu polecenia odczytu dostęp do danych zostanie zrealizowany z użyciem adresu rejestru z poprzedniego polecenia. Podobnie, jeśli pole CMD polecenia jest wyzerowane, to układ zapisze serię bajtów pod adresem podanym w ostatnim ważnym poleceniu z adresem rejestru.

W protokole kombinowanym pierwszym zapisanym bajtem jest bajt polecenia, po którym następuje odczyt serii bajtów.

Dane kanałów RGBC są przechowywane w dwóch kolejnych 8-bitowych rejestrach jako wartości 16-bitowe – zgrupowane w formie bloku ośmiu rejestrów kanałów CRGB, począwszy od rejestru CDATAL (0x14). Aby zapewnić prawidłowy odczyt danych, należy po odczycie dolnego bajtu odczytać jako następny bajt górny. Podczas gdy odczytaniu ulega rejestr dolnego bajtu, zawartość bajtu górnego jest wpisywana do rejestru buforowego (shadow), wybieranego przy kolejnym odczycie (górnego bajtu). Dlatego górny rejestr zostanie poprawnie odczytany nawet, jeśli cykl integracji ADC zakończy się między odczytem dolnego i górnego rejestru.

Płytka Grove – I²C Color Sensor firmy Seeed Technology

Istnieje wiele modułów (różnych firm) z układem scalonym TCS34725: od płytek udostępniających tylko wyprowadzenia układu scalonego, do bardziej rozbudowanych konstrukcji wyposażonych w szereg dodatkowych obwodów. Model Grove – I²C Color Sensor firmy Seeed Technology wyróżnia się zamontowaną na płytce czarną, okrągłą osłoną (patrz **fotografia tytułowa**)[2]. Wewnątrz osłony zamontowany jest układ scalony TCS34725 oraz biała dioda LED. Takie rozwiązanie umożliwia dokładny pomiar koloru światła odbitego od elementów kładzionych na osłonie i oświetlonych wbudowaną diodą LED. Półotwarta „obudowa" zapobiega docieraniu rozproszonego światła z otoczenia do czujnika.

Wyprowadzenia szyny I²C SDA i SCL układu scalonego TCS34725 zostały dołączone do tranzystorów MOSFET pracujących jako translator poziomu. Za nimi sygnały szyny są wyprowadzone na czeropinowe złącze zgodne ze standardem Grove.

Zasilanie płytki (VCC) pobierane ze złącza Grove jest podawane na układ LDO typu XC6206P332MR-G (3,3 V, do 200 mA). Przy spadku napięcia na układzie wynoszącym 250 mV (typ.) przy obciążeniu 100 mA i napięciu wyjściowym 3,3 V układ można zasilać z napięcia ok. 3,55...5,5 V. Zakres ten doskonale pasuje do typowego przedziału napięcia jednego ogniwa Li-Poly. Układ TCS34725 jest zasilany z wyjścia LDO. Ponieważ TCS34725 pracuje już przy napięciu 2,7 V, płytkę można zasilać również napięciem 3,3 V.

Biała dioda LED jest zasilana z napięcia wejściowego VCC podłączonego poprzez rezystor 330 Ω oraz wyłącznik suwakowy.

Praca płytki Grove – I²C Color Sensor z płytką Enviro Weather

Pomiary zostały wykonane z zastosowaniem płytki Grove – I²C Color Sensor firmy Seeed Technology [2], dołączonej do płytki Enviro Weather firmy Pimoroni [4] i obsługiwanej za pomocą zaadaptowanej biblioteki języka MicroPython autorstwa Theodore Tuckera [3].

Przy dołączaniu płytki I²C Color Sensor do modułu Raspberry Pi Pico W powstaje problem z szyną I²C. Obie linie magistrali mają na płytce rezystory podciągające o wartości 4,7 kΩ, dołączone do napięcia wejściowego VCC. Szyna I²C modułu EnviroWetaher/Grow ma natomiast rezystory podciągające 10 kΩ podłączone do własnego zasilania 3,3 V procesora. Aby uniknąć konfliktu i nadmiernego obciążenia prądowego szyny, należy wymontować rezystory podciągające na płytce I²C Color Sensor. Z górnej strony płytki trzeba usunąć rezystory R5 i R6 (zdjęcie tytułowe).

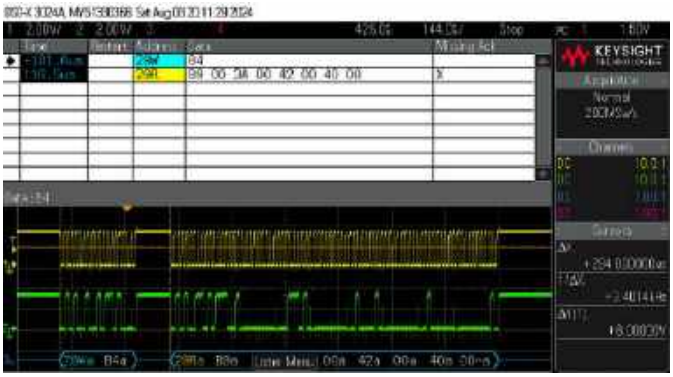
Zastosowanie płytki Enviro Weather wymaga wpisania do niej najpierw najnowszej wersji firmowego pliku obrazu (uf2), zawierającego MicroPythona. Następnie należy wpisać folder projektu najnowszej aplikacji Enviro (co dokładnie omówiliśmy w poprzednim artykule „Stacja pogodowa Enviro Weather firmy Pimoroni" [4]). Do pracy z układem TCS3472x została zastosowana biblioteka przeznaczona do the enviro:bit MicroPython firmy Pimoroni. W celu dostosowania jej do potrzeb Enviro Weather MicroPython wymagana była drobna modyfikacja: w pobranym pliku *tcs3472.py* należy tylko usunąć linię self._bus.start().

Na koniec trzeba dodać plik *tcs3472_EnviroWeather.py* (https://tiny.pl/ywntm10z).

Oprogramowanie było uruchamiane w środowisku Thonny. Organizacja oprogramowania jest bardzo zbliżona do zastosowanej w poprzednim artykule „Czujnik wielospektralny AS7341 firmy ams-OSRAM" [5].

Odczyt z czujnika jest realizowany w pętli. Na jej końcu płytka Enviro Weather zostaje wprowadzona na 60 sekund w uśpienie z aktywnym zewnętrznym układem scalonym zegara RTC. Przy podłączonym zasilaniu z portu USB, tylko procesor RP2040 jest wprowadzany w uśpienie. Natomiast podczas zasilania z akumulatora wyłączane jest zasilanie całej płytki Enviro Weather oraz czujnika TCS34725, z wyjątkiem układu RTC. Dlatego w pętli każdorazowo wykonywana jest inicjalizacja czujnika TCS34725 – a potem odczyt danych pomiarowych.

W trakcie inicjalizacji układu TCS3472x, na szynie I²C wysyłany jest ciąg dwóch transmisji po dwa bajty. Pierwszy bajt 0x80 oznacza ustawienie typu powtórzonego bajtu (bez modyfikacji adresu) oraz wpisanie do rejestru poleceń adresu rejestru ENABLE (0x00).



Rysunek 6. Odczyt danych pomiarowych układu TCS3472x

eprasa.pl cdaec1ec11

Kolejny bajt 0x03 oznacza ustawienie w tym rejestrze bitów PON=1 oraz AEN=1. Funkcja zgłaszania przerwań oraz timer opóźnienia pozostają wyłączone.

W kolejnej transmisji bajt 0x81 oznacza wpisanie do rejestru poleceń adresu rejestru RGBC (0x01). Następny bajt wymusza wpisanie do tego rejestru liczby 0x2B. Tak zbudowana ramka ustawia parametr czasu integracji ATIME = 43. Maksymalna zawartość RGBC Count jest równa (256 − ATIME) × 1024, czyli 218112 cykli integracji. Dla cyklu integracji równego 2,4 µs daje to czas 152,8 µs.

Pozostałe rejestry sterowania mają ustawienia domyślne po resecie (zawartość 0x00). W rejestrze CONFIG parametr AGAIN jest równy 0x00, co oznacza, że wzmocnienie RGBC gain wynosi 1×.

Sekwencja odczytu danych pomiarowych rozpoczyna się wysłaniem bajtu 0xB4 (patrz rysunek 6). Oznacza to ustawienie typu transakcji transferu danych z auto inkrementacją oraz wpisanie do rejestru poleceń adresu rejestru CDATAL (0x14). Następnie wykonywana jest sekwencja odczytu ośmiu bajtów. Odczytane dane RGBC są wyświetlane w oknie Shell środowiska Thonny. Wyniki następnego cyklu pomiaru będą dostępne po ok. 2,55 ms.

Oprogramowanie jest przygotowane do rozpoznawania wszystkich układów scalonych dołączonych do szyny I²C. Umożliwia to dołączenie do płytki Enviro Weather i obsługę wielu dodatkowych czujników. Dla porównania pokazywany jest poziom oświetlenia ALS pobrany z czujnika LTR-559ALS zamontowanego na płytce Enviro Weather.

Do pomiarów został zastosowany oscyloskop DSO-X 3204A firmy Keysight z zainstalowanym programowym modułem pomiarowym analizy protokołu I²C [6]. Pozwala on na dokonywanie analizy zdarzeń na szynie I²C w sposób niemal intuicyjny. W pomiarach zastosowano wyzwalanie wpisem na szynie I²C z adresem układu TCS34725 (0x29).

Podsumowanie

Pomiary koloru odgrywają duże znaczenie w układach IoT. Po pandemii rynek czujników światła jeszcze się nie odbudował – większość nowych układów i płytek z nimi pozostaje niedostępna. Duże ułatwienie stanowi dostępność szerokiej gamy tanich płytek z czujnikiem TCS34725. Dostępnych jest też kilkadziesiąt projektów z zastosowaniem tego układu, począwszy od prostych urządzeń pomiarowych, aż do bardziej zaawansowanych aplikacji do monitorowania wzrostu pomidorów, jakości wody czy światła otoczenia. W zaprezentowanych badaniach użyto prostego drivera, który można rozbudować o bezpośrednie ustawianie wzmocnienia i czasu integracji oraz obliczenia XYZ czy ALS. Istotna jest łatwość integracji płytki czujnika z innymi układami IoT.

Henryk A. Kowalski
Instytut Informatyki
Politechnika Warszawska

Literatura

[1] TCS34725 Color Sensor, ams-OSRAM, https://tiny.pl/x8grb8wx
[2] Grove – I²C Color Sensor V2:RGB LED Control, SKU 101020341, Seeed Technology, https://tiny.pl/f0m3jj1n
[3] A MicroPython library for the TCS3472 light sensing chip, v1.0.1, Theodore Tucker, Jun 13, 2021, https://tiny.pl/7bxv9_7k
[4] Stacja pogodowa Enviro Weather firmy Pimoroni, Henryk A. Kowalski, EP 4/2024, https://tiny.pl/d93r1
[5] Czujnik wielospektralny AS7341 firmy ams-OSRAM, EP 8/2024, https://tiny.pl/ny88mxyx
[6] DSOX3024A Oscilloscope: 200 MHz, 4 Channels, https://tiny.pl/b-m1ykyt
[7] Systemy dla Internetu Rzeczy (45) Czujniki koloru, Henryk A. Kowalski, EP 2/2021, https://tiny.pl/dnpjw
[8] Czujniki optyczne (4). Sensory koloru oraz czujniki i moduły multispektralne, Przemysław Musz, EP 10/2023, https://tiny.pl/dnpjk

REKLAMA

FAULHABER



FAULHABER Motion Control Systems

To nie sztuczka.
To inżynieria.

FAULHABER przedstawia nowy system sterowania ruchem. A dokładniej: najmniejszy na świecie zintegrowany kontroler ruchu.

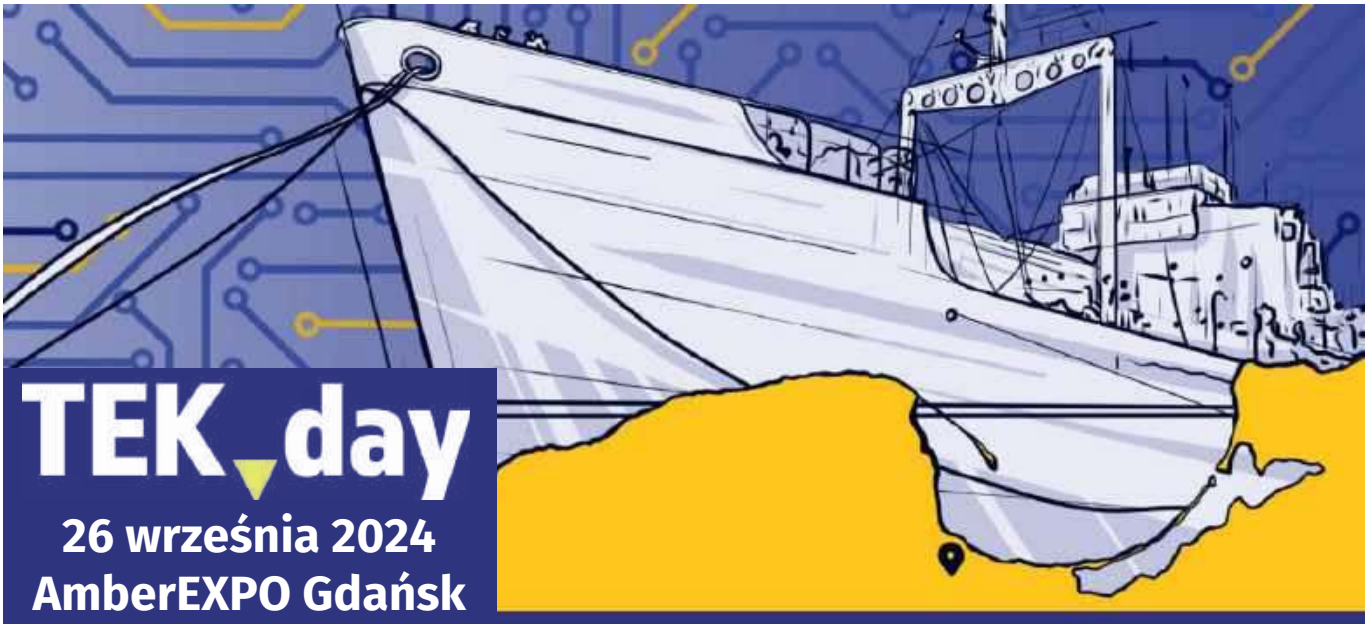
www.faulhaber.com/imc/en
FAULHABER Polska sp. z o.o.
info@faulhaber.pl



FAULHABER BX4 IMC

WE CREATE MOTION

eprasa.pl cdaec1ec11



TEK.day 2024 Gdańsk – event, jakiego jeszcze nie było!

Uczyniliśmy wiele, aby TEK.day 2024 Gdańsk nie był podobny ani do ubiegłorocznej edycji, ani do żadnej innej imprezy branżowej w Polsce.

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA jest Patronem Medialnym wydarzenia TEK.day 2024 Gdańsk

Jeśli chodzi o główną część całego spotkania – targi w formule table-top – zmieniliśmy miejsce przeznaczone na stoiska. Zamiast zbyt ciasnego centrum konferencyjnego, wybraliśmy przestronną halę targową, dzięki czemu same stoiska będą większe, przejścia – o wiele wygodniejsze, a miejsca na kawę i biznesowe rozmowy pozostanie pod dostatkiem. Kolejną z punktu widzenia odwiedzających korzyścią jest znacznie większa liczba wystawców, których już w tej chwili mamy **ponad 200**.

Część spośród wystawców znacie już z poprzednich edycji naszych spotkań, jednak wielu z nich to zupełnie nowe firmy. Jak co roku do współpracy zaprosiliśmy dużego dystrybutora komponentów – w zbliżającej się edycji naszym partnerem jest **Rutronik**. Przyciągnie on na TEK.day kilka marek, których w Polsce jeszcze nie widzieliśmy. Zachętą dla dostawców jest też przystępna polityka cenowa – właśnie dzięki niej lista uczestników stanowi kompilację zarówno największych, międzynarodowych firm, jak i mniejszych graczy, którzy mogą stać się Waszymi cennymi partnerami. Naszym konsekwentnie realizowanym celem jest zaoferowanie każdemu odwiedzającemu możliwie szerokiego wyboru potencjalnych partnerów – tak, aby w jeden dzień był w stanie rozwiązać wyzwania w zakresie budowy niezawodnego łańcucha dostaw w przemyśle elektronicznym.

Zrobi się też międzynarodowo. W przeddzień TEK.day Gdańsk 2024 nasza firma będzie współgospodarzem konferencji sygnowanej przez międzynarodową organizację, **IPC Day EMS Gdańsk**. To zebranie osób reprezentujących kluczowe firmy EMS z całej Europy, które będziecie mogli spotkać następnego dnia podczas TEK.day. Wkrótce – na łamach tek.info.pl – ujawnimy więcej szczegółów.

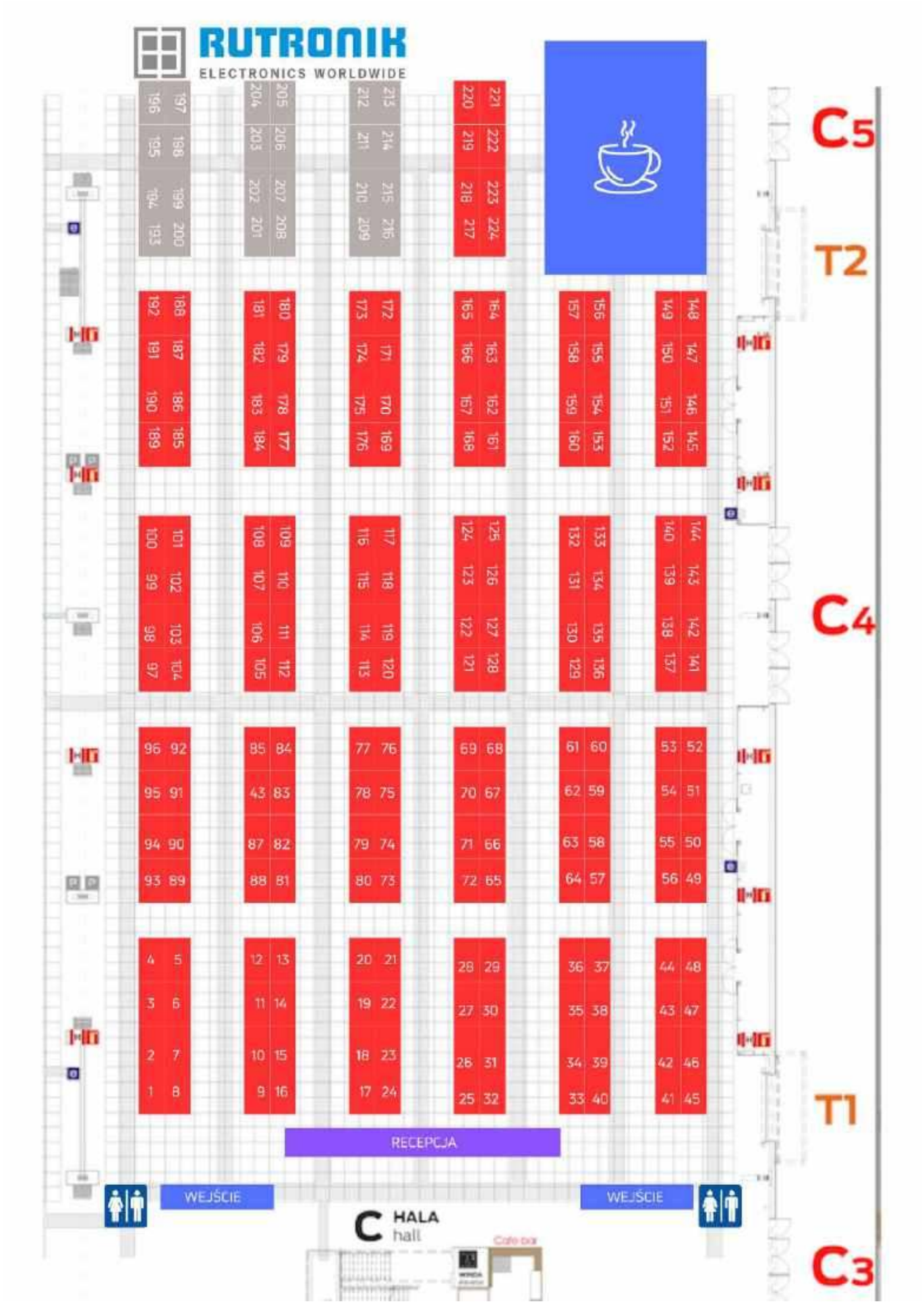
W 2024 roku zaprosiliśmy też gościa specjalnego, Dietera Weissa, prowadzącego najbardziej rozpoznawalną i szanowaną firmę analityczną w europejskiej branży EMS, **in4ma**, blisko współpracującą z europejskimi strukturami IPC. Nasz gość przedstawi najnowsze dane na temat europejskiego przemysłu EMS, o którym wie chyba wszystko. I uwierzcie nam: spotkanie z Dieterem to nie wykład, a przeżycie – ogromna ilość konkretnych, ważnych informacji, podana ze sporą dozą humoru. Nie można zapominać również o innych prelegentach, którzy przygotowali dwa cykle inspirujących wykładów.

Kolejnym nowym punktem programu będzie prezentacja raportu *Dorobek i perspektywy rozwoju przemysłu półprzewodnikowego w Polsce*. Ubiegłoroczna zapowiedź nowej inwestycji Intela w naszym kraju stanowi bodaj najważniejszą w ostatnich latach zmianę, która – jak wierzymy – pozwoli na rozwój niemal zupełnie nowej w Polsce branży: produkcji półprzewodników. O tym napisaliśmy nasz raport, który stworzyliśmy wraz z renomowanymi partnerami, **Invest in Pomerania** oraz **Polską Agencją Inwestycji i Handlu**. Dokument ten zaprezentują właśnie nasi patroni, którzy zaproszą słuchaczy na niezwykle interesujący panel dyskusyjny podczas TEK.day Gdańsk 2024. Warto wspomnieć, że wśród patronów TEK.day Gdańsk 2024 znaleźli się zarówno PAIH, jak i **PFR**, który zaprezentuje innowacyjną ofertę wsparcia finansowego firm.

Rok 2024 przynosi zupełnie nową odsłonę TEK.day: zróżnicowaną, międzynarodową, z udziałem ważnych dla całego przemysłu elektronicznego partnerów. Właśnie partnerstwo to dla nas kluczowe słowo – i w tym celu organizujemy TEK.day we Wrocławiu oraz w Gdańsku: abyście spotkali się ze swoimi obecnymi, a także przyszłymi partnerami.

Zachęcamy do udziału w spotkaniu wszystkich profesjonalnie związanych z przemysłem elektronicznym. Wstęp jest wolny, a każdego uczestnika zapraszamy też na lunch i kawę, prosimy jedynie o wcześniejszą rejestrację na stronie. Widzimy się zaraz po wakacjach, 26 września 2024 w AmberExpo w Gdańsku!

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 1. Mapa stoisk TEK.day 2024 Gdańsk TEK.day 2024 Gdańsk

eprasa.pl cdaec1ec11

Nr stoiska	Nazwa firmy
1	Balticad
2	Elmark
3	Spes3D
4	Ascom Electronic
5	Ropla
6	Panduit
7	OURpcb
8	Soyter
9	SEM Electronics
10	Straschu
11	Apra Optinet
12	WH Technologies
13	VisionX
14	Infineon
15	Phoenix Contact
16	Phoenix Contact
17	Weidinger
18	Confidee
19	Interflux/SMT Broker
20	CSI
21	Italtronic
22	Boersig
23	proALPHA
24	INGUN
25	AE Solutions
26	PCB Connect
27	Codico
28	Siltegro
29	Evoltec
30	Ellipse-Tronic
31	InterElcom
32	Nanotech Elektronik
33	MEK Marantz Electronics
34	Sowa Electronics
35	Elgerta
36	Manufacturing Partners
37	Skład Techniczny
38	Equip-Test
39	EAE Elektronik
40	Hamamatsu
41	Unisystem
42	Velocity
43	Materialise
44	PPI
45	Cipsa Circuits
46	Koa
47	Teamster
48	BSN Biersin
49	MBO
50	Optimum
51	D&K Electronics Components
52	Ambex
53	CentralPoint
54	Ol-Tech
55	Elhurt

Nr stoiska	Nazwa firmy
56	onsemi
57	Future Electronics
58	InterPhone Service
59	Contrans TI
60	OEM Electronics
61	Biall
62	J.S.T. GmbH
63	Essentra
64	Indesmatech
65	C.H.Erbslöh Polska
66	Connect Solutions
67	White Electronics
68	RS/Elfa Distrelec
69	Wurth Elektronik ICS
70	Wurth Elektronik CBT
71	Wurth Elektronik CBT
72	Wurth Elektronik
73	ELTAR + Alba PCB Group
74	CBTG Technologie
75	ITA
76	Kempny Komponenty
77	LENZ
78	ApCom
79	Maritex
80	Maritex
81	Schurter
82	Rochester Electronics
83	DACPOL
84	DACPOL
85	Scanditron
86	Quantum
87	Essemtec
88	Rebound Electronics
89	Milar
90	ASZ Electronic Solutions
91	Radiotechnika Marketing
92	Maus Electronics
93	ASTAT
94	Heilind
95	Bornico
96	Micros
97	Cubic Inch
98	ASTAT
100	Samtec
101	CPS-IEP
102	Cygnus
103	MD Poland
104	Printor
105	Microdis/u-Blox
106	Microdis/u-Blox
107	Merawex
108	Portwell
109	Spezial Electronic
110	TTI
111	TTI
112	Mouser

Nr stoiska	Nazwa firmy
113	Tespol
114	Comarch
115	Ecomal
116	Schunk
117	Nordes Sp. zo.o.
118	Dataline-DAS
119	HZD
120	Tespol
121	Inducomp
122	Amtest
123	Symbase IAM
124	Pakom
125	Semicon
126	Hellermann Tyton
127	ME Embedded
128	Congatec
129	Lemontech
130	PB Technik/IBL
131	PB Technik
132	PB Technik
133	GF Micro
134	Dynamic Source Europe
135	BL Elektronik
136	Harting
137	Amicus
138	Cistelaier
139	SOS Electronics
140	Mentor
141	TS PCB
142	KIGEiT
144	Tente
145	KA-Tech
146	Bosco
147	Eurocircuits
148	3m
149	Emc4b
150	Mitsubishi
151	Apator Metrix
152	DAVTech
153	PFR
154	AM Technologies
155	Conrad Electronic
156	Gamma
157	GRINN
158	Aste
159	WiringS
160	Softest
161	Alantys
162	Multi-Teknik
163	Masters
164	Masters
165	NCAB
166	TME
167	TME
168	Zamel

Nr stoiska	Nazwa firmy
169	Avnet Abacus/ TE Connectivity
170	WireSolution
171	WireSolution
172	WireSolution
173	Renex
174	DTM System
175	Chip1
176	Unidruk
177	Glyn
178	Toshiba
179	Flexlink
180	Smart Solutions
181	Allchips
182	JetFGo Europe
183	Lumel
184	Arizo
185	FlowCAD/Softcom
186	CE4Product/ EMCSOLUTION
187	MCC
188	Solparts
189	Delta Technics
192	Phonemic
193	RUTRONIK
194	RUTRONIK
195	RUTRONIK
196	RUTRONIK
197	RUTRONIK
198	RUTRONIK
199	RUTRONIK
200	RUTRONIK
201	RUTRONIK
202	RUTRONIK
203	RUTRONIK
204	RUTRONIK
205	RUTRONIK
206	RUTRONIK
207	RUTRONIK
208	RUTRONIK
209	RUTRONIK
210	RUTRONIK
211	RUTRONIK
212	RUTRONIK
213	RUTRONIK
214	RUTRONIK
215	RUTRONIK
216	RUTRONIK
217	Labem
218	Labem
219	Microbotic
220	Apar
221	SGP Quality Lab
222	Ryszard Jarza
223	Aktina-CDS
224	KMB Electronics

eprasa.pl cdaec1ec11

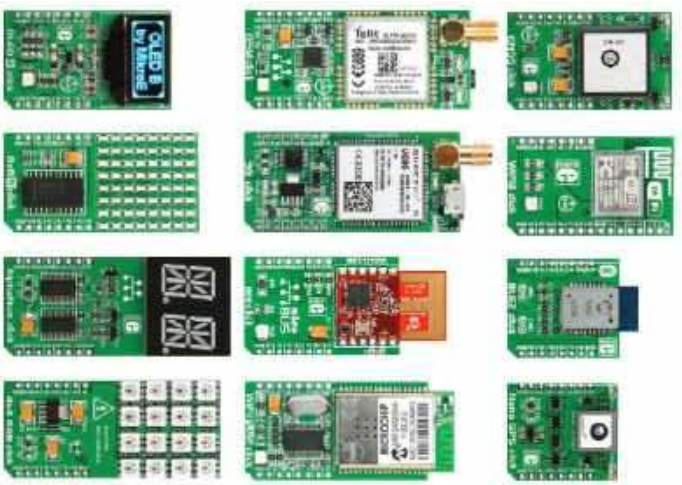
Modułowe ekosystemy edukacyjne i ewaluacyjne

We wrześniowej odsłonie naszej stałej rubryki „Elektronika w Praktyce" przyglądamy się aktualnym trendom na rynku zestawów ewaluacyjnych oraz edukacyjnych, opisujemy najpopularniejsze standardy połączeń pomiędzy modułami głównymi i nakładkami funkcyjnymi, prezentujemy też subiektywny wybór najciekawszych ekosystemów prototypowych dostępnych w sprzedaży.

Zestawy ewaluacyjne pełnią niezwykle ważną funkcję w arsenale narzędzi współczesnego elektronika: pozwalają bardzo szybko i łatwo zapoznać się z funkcjonalnością układu scalonego bądź modułu, bez konieczności wykonywania jakichkolwiek prac projektowych lub montażowych. Rynek płytek uruchomieniowych to zarówno proste układy zawierające kilka lub kilkanaście elementów, jak i niezwykle bogato wyposażone, kilkunastowarstwowe płyty drukowane przeznaczone do pracy z najnowocześniejszymi macierzami FPGA, procesorami aplikacyjnymi czy też układami mixed-signal o najwyższej wydajności. Ważne miejsce na rynku EVB (ang. EValuation Boards) zajmują ekosystemy elektroniki modułowej, które z równym powodzeniem znajdują swoich odbiorców wśród początkujących amatorów, jak i profesjonalistów opracowujących prototypy nowych urządzeń komercyjnych.

mikroBUS (MikroElektronika)

Większość elektroników, zapytana o pierwsze skojarzenie z hasłami „nakładka" czy „moduł", wskaże zapewne bez zastanowienia platformę Arduino lub Raspberry Pi. Pomimo to naszą prezentację rozpoczniemy nieco zaskakująco, bo od opisu dwóch standardów opracowanych przez serbską markę MikroElektronika. Ta niezwykle dynamicznie rozwijająca się firma może poszczycić się naprawdę dużymi osiągnięciami w obszarze rozwoju systemów do szybkiego prototypowania urządzeń elektronicznych – w jej ofercie znajduje się przeszło 1700(!) produktów z serii Click Boards (**fotografia 1**), które można w dowolny sposób łączyć z licznymi zestawami deweloperskimi (**fotografia 2**). Mało tego – standard mikroBUS, który MikroElektronika opracowała



Fotografia 1. Przykładowe płytki z serii Click Boards (http://t.ly/uflIj)

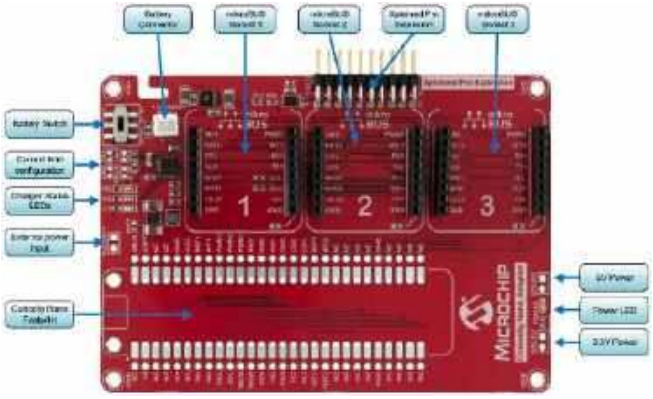


Fotografia 2. Zestaw ewaluacyjny EasyPIC v8 marki MikroElektronika (http://t.ly/PS3Uv)

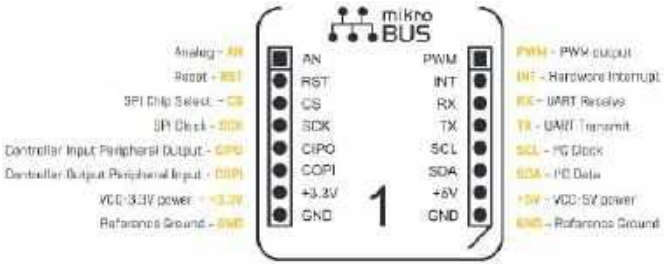
i opublikowała za darmo na swojej oficjalnej witrynie internetowej, jest już stosowany także przez innych producentów zestawów ewaluacyjnych, w tym firmę Microchip (**fotografia 3**).

Standard połączeń mikroBUS opiera się na dwóch 8-pinowych gniazdach szpilkowych o rastrze 2,54 mm, rozstawionych na odległości 900 milsów (22,86 mm) – patrz **rysunek 1**. Producent zdecydował się na wyprowadzenie wszystkich najważniejszych linii interfejsów szeregowych (UART, I²C, SPI), linii kontrolnych (RST, CS), dwunapięciowego zasilania (3,3 V oraz 5 V), a także trzech dodatkowych linii: AN (linia analogowa), PWM oraz INT (przerwanie). Tylko tyle i aż tyle.

Dostępne w sprzedaży moduły występują w trzech rozmiarach: S, M i L – różniących się długością płytki (odpowiednio: 28,6 mm, 42,9 mm oraz 57,15 mm), przy czym wymiary głównej części zawierającej złącza szpilkowe są identyczne w każdym module

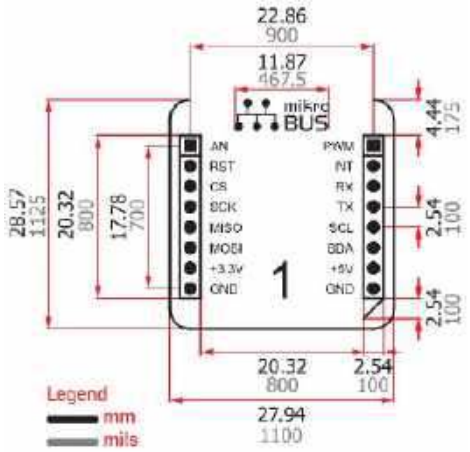


Fotografia 3. Płytka deweloperska Curiosity Nano Adapter ze slotami mikroBUS (http://t.ly/A32mq)

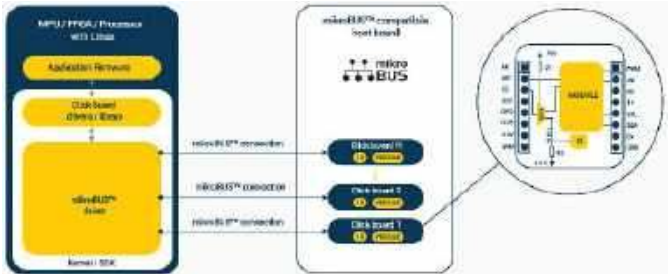


Rysunek 1. Układ wyprowadzeń standardu mikroBUS (http://t.ly/pzj9K)

eprasa.pl cdaec1ec11



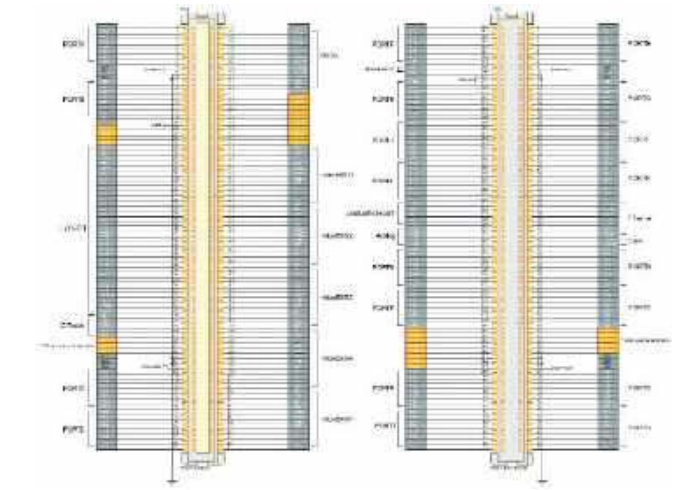
Rysunek 2. Wymiary płytki wg standardu mikroBUS (http://t.ly/a7lgl)



Rysunek 3. Zasada działania systemu ClickID (http://t.ly/1Os5P)

(**rysunek 2**). Dłuższe płytki są zwykle stosowane w przypadku modułów radiowych, transceiverów RFID (z anteną pętlową wykonaną w postaci ścieżki na PCB), czy też niektórych rodzajów czujników. Zachowanie zunifikowanych wymiarów ma duże znaczenie, gdyż standard wskazuje także dopuszczalne ułożenie sąsiadujących ze sobą slotów – jest ono na tyle ciasne, że w przypadku zbyt szerokiego modułu sloty mikroBUS znajdujące się w jego sąsiedztwie mogłyby zostać przysłonięte przez brzegi płytki. Warto dokładnie przestudiować oryginalny opis standardu mikroBUS, jako przykład dobrze opracowanej, rzetelnej i dokładnej dokumentacji technicznej.

Wspomnijmy ponadto, że inżynierowie z firmy MikroElektronika opracowali także standard ClickID (**rysunek 3**). Ma on na celu rozszerzenie funkcjonalności produktów Click Boards o możliwość automatycznego „przedstawiania się" przez moduł nadrzędnemu procesorowi po wpięciu nakładki do slotu. W tym celu na płytkach montowane są dodatkowe układy scalone, które współdzielą linie



Rysunek 4. Układ wyprowadzeń wg standardu SiBRAIN. Rysunek w wyższej rozdzielczości dostepny jest na www.ep.com.pl w artykule pod tym samym tytułem (http://t.ly/5oCnh)

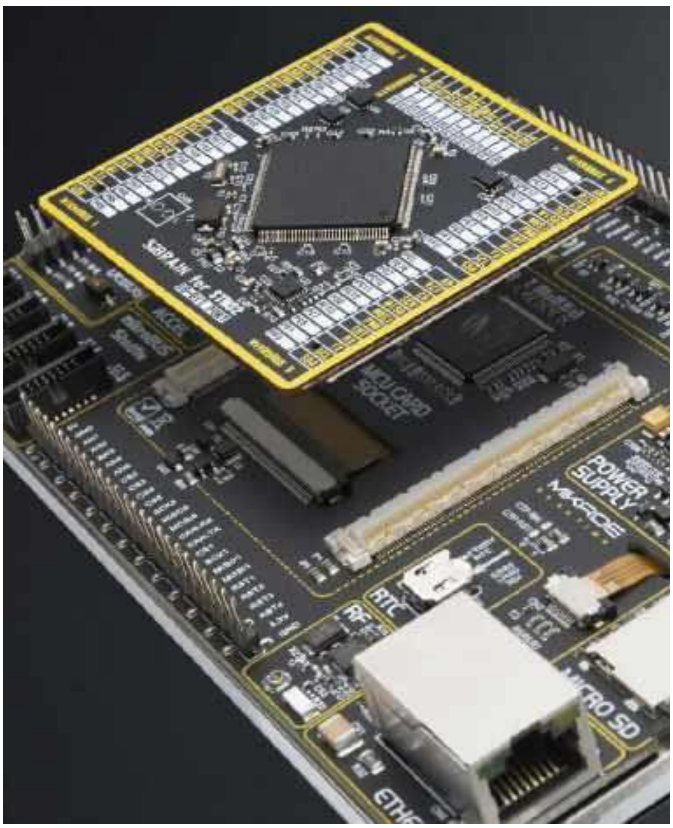


Rysunek 5. Wymiary płytek wg standardu SiBRAIN (http://t.ly/5oCnh)

CS oraz Reset z głównym modułem (np. transceiverem radiowym czy czujnikiem). Komunikacja odbywa się wg popularnego standardu 1-Wire, dzięki czemu działanie żadnego z interfejsów szeregowych (UART, I²C, SPI) nie zostaje zakłócone przez dodatkową komunikację z chipem odpowiedzialnym za autoidentyfikację.

SiBRAIN (MikroElektronika)

Kolejny standard, który trafił do naszego opracowania, także pochodzi ze stajni serbskiego producenta, tym razem jednak mamy do czynienia z rozwiązaniem nieporównanie bardziej rozbudowanym. Interfejs SiBRAIN służy do łączenia płytek-córek (ang. daughter boards) – zawierających rozmaite modele mikrokontrolerów – z odpowiednimi złączami znajdującymi się na głównych płytach ewaluacyjnych. Całość opiera się na dwóch 168-pinowych złączach Mezzanine (**rysunek 4**), co pozwala na współpracę nawet z największymi procesorami aplikacyjnymi oraz mikrokontrolerami. Kompaktowe rozmiary (60,96×60,96 mm – **rysunek 5**) umożliwiają zastosowanie modułów z różnymi modelami płyt bazowych (**fotografia 4**).

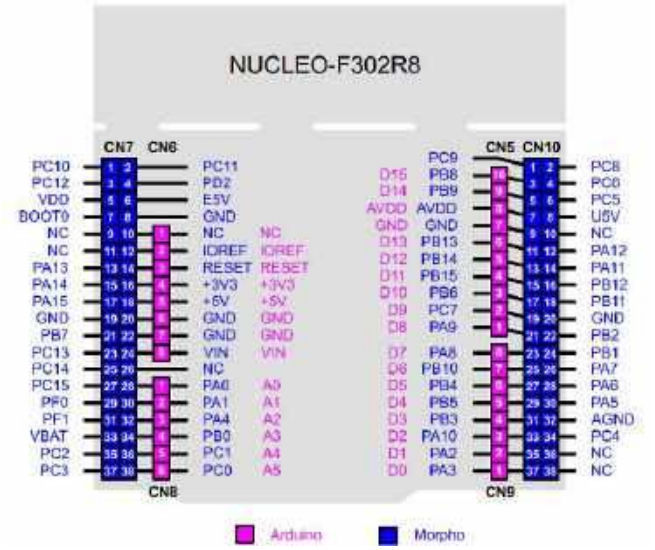


Fotografia 4. Przykładowa płytka wg standardu SiBRAIN wraz z kompatybilną płytą bazową (http://t.ly/H7DEc)

eprasa.pl cdaec1ec11



Fotografia 5. Płytka STM32 Nucleo-64 (http://t.ly/WdSsN)



Rysunek 6. Układ wyprowadzeń złączy STM32 Morpho zamontowanych na płytce Nucleo-F302R8 (http://t.ly/WdSsN)

STM32 Morpho (ST Microelectronics)

Firma ST Microelectronics opracowała własny standard stosowany do łączenia płytek bazowych z serii STM32 Nucleo (**fotografia 5**) z rozmaitymi nakładkami rozszerzającymi możliwości platformy o dodatkowe funkcje. Dużą zaletą standardu STM32 Morpho jest wyprowadzenie sporej liczby linii GPIO oraz zasilających przy zastosowaniu zwykłych złączy goldpin i pasujących do nich gniazd. Niestety, firma ST wpadła we własną pułapkę, wynikającą z klęski urodzaju. Płytki Nucleo-64 są produkowane jako podstawowe zestawy ewaluacyjne do wybranych przedstawicieli wszystkich rodzin mikrokontrolerów STM32. Taka różnorodność powoduje jednak spory chaos – poszczególne wersje, pomimo że wyglądają łudząco podobnie, różnią się sposobem podłączenia części pinów, przez co projekt własnej nakładki – opracowany w oparciu o dokumentację wybranej płytki Nucleo – może nie działać po przełożeniu na płytę bazową zawierającą inny model procesora. Być może to właśnie jest jedna z przyczyn, dla których oferta tego półprzewodnikowego potentata w segmencie nakładek Nucleo Expansion Boards jest stosunkowo wąska – o ile bowiem liczba dostępnych modułów rozszerzeń wynosi obecnie około 100 (licząc tylko te o aktywnym statusie marketingowym), to w przypadku płytek bazowych z różnorodnymi modelami mikrokontrolerów liczba ta jest ponad dwukrotnie większa. Przykładowy układ wyprowadzeń złączy Morpho pokazano na **rysunku 6**, zaś jedną z nakładek (przeznaczoną do testów 8-kanałowego, izolowanego przekaźnika półprzewodnikowego ISO8200AQ) pokazano na **fotografii 6**.



Fotografia 6. Nakładka X-NUCLEO-OUT02A1 (http://t.ly/0l2Z1)

Grove (Seeedstudio)

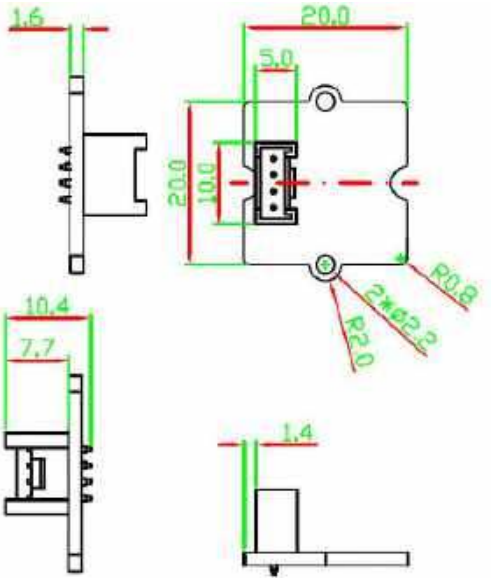
Firma Seeedstudio opracowała ekosystem modułowy o nazwie Grove, który opiera się na bardzo prostym, bo zaledwie 4-pinowym (lecz – niestety – niestandardowym) złączu o rastrze 2,0 mm. Złącze to przenosi nie tylko napięcie zasilające, ale także sygnały cyfrowe lub analogowe. Producent zdefiniował cztery kategorie modułów – w zależności od rodzaju sygnałów można wyróżnić:

- Grove Digital:
  - pin 1: cyfrowa linia I/O (główna),
  - pin 2: cyfrowa linia I/O (pomocnicza),
  - pin 3: VCC (zasilanie 3,3 V lub 5 V),
  - pin 4: GND (masa),
- Grove Analog:
  - pin 1: wejście analogowe (główne),
  - pin 2: wejście analogowe (pomocnicze),
  - pin 3: VCC (zasilanie 3,3 V lub 5 V),
  - pin 4: GND (masa),
- Grove UART:
  - pin 1: UART RX (odbiór danych przez płytę bazową),
  - pin 2: UART TX (nadawanie danych przez płytę bazową),
  - pin 3: VCC (zasilanie 3,3 V lub 5 V),
  - pin 4: GND (masa),
- Grove I²C:
  - pin 1: SCL,
  - pin 2: SDA,

REKLAMA



eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 7. Wymiary podstawowego modułu Grove 20×20 mm (http://t.ly/zy1cQ)



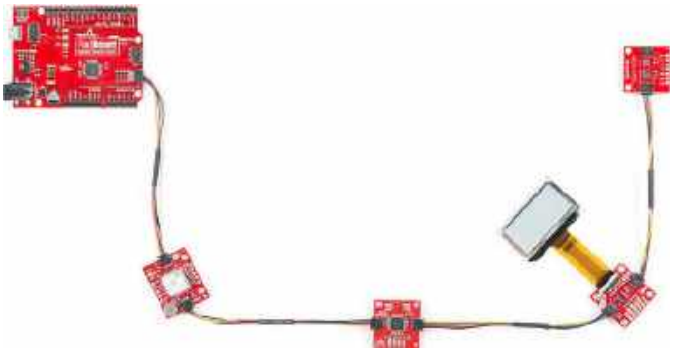
Fotografia 7. Zestaw startowy z dwudziestoma czujnikami Grove (http://t.ly/2RHzu)

– pin 3: VCC (zasilanie 3,3 V lub 5 V),
– pin 4: GND (masa).

Standard Grove przyjął się na rynku zestawów ewaluacyjnych i edukacyjnych do tego stopnia, że wielu producentów oraz „niezrzeszonych" projektantów także korzysta z niego w swoich projektach – na łamach „Elektroniki Praktycznej" publikujemy zresztą rozmaite miniprojekty bazujące właśnie na złączach Grove. Warto dodać, że pełna zgodność ze standardem to nie tylko



Rysunek 8. Układ wyprowadzeń złącza Qwiic (http://t.ly/9m6mT)



Fotografia 8. Przykładowy prototyp bazujący na modułach z interfejsem Qwiic (http://t.ly/e9ESm)

układ wyprowadzeń złączy i odpowiedni poziom napięcia zasilania – ale także określone wymiary i specyficzna geometria płytek modułów rozszerzeń, przywodząca na myśl... elektroniczne puzzle. Jeden ze szkiców wymiarowych zaczerpnięty z dokumentacji producenta można zobaczyć na **rysunku 7** – należy nadmienić, że oprócz modułu o wymiarach podstawowych 20×20 mm oferowane są także wersje 20×40 mm, 20×60 mm, 40×40 mm oraz 40×60 mm. Na **fotografii 7** pokazano natomiast zawartość jednego z zestawów modułów Grove, przeznaczonych do współpracy z Arduino – Grove Creator Kit.

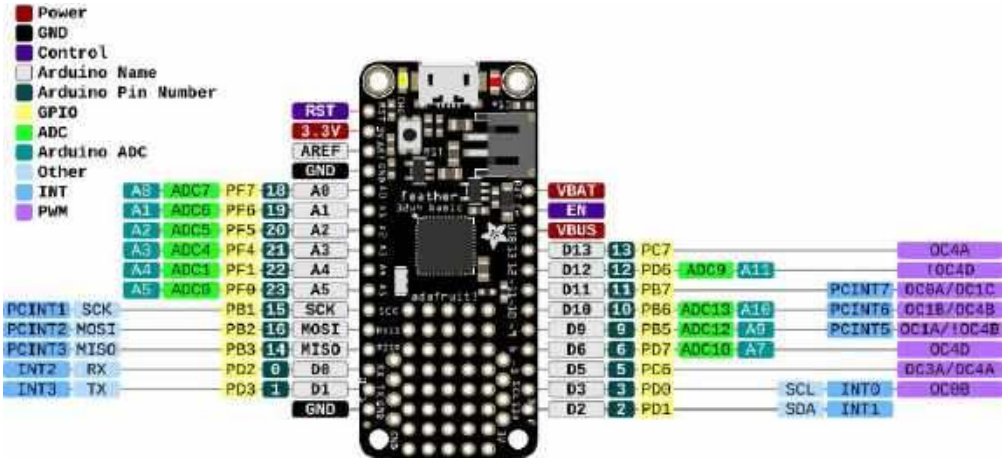
Qwiic (SparkFun)/STEMMA QT (Adafruit)

Interfejs Qwiic został opracowany przez firmę SparkFun, jednego z głównych graczy na rynku elektroniki modułowej, zestawów oraz rozmaitych akcesoriów dla modelarzy i fanów konstrukcji DIY. Standard opiera się na kompaktowym złączu 4-pinowym o rastrze 1,0 mm i jest przystosowany tylko i wyłącznie do współpracy z czujnikami oraz innymi modułami wyposażonymi w interfejs I²C. Układ wyprowadzeń pokazano na **rysunku 8**. Charakterystyczną cechą modułów zgodnych z Qwiic jest przelotowy charakter połączeń – każda płytka wyposażona została w dwa gniazda, co pozwala na łączenie płytek w łańcuch typu „daisy chain" (**fotografia 8**). Co ważne, interfejs Qwiic okazuje się kompatybilny wyłącznie z modułami bazowymi oraz czujnikami zasilanymi napięciem 3 V. Z dokładnie tego samego układu wyprowadzeń oraz typu złącza korzysta ponadto konkurencyjny

Tabela 1. Porównanie prostszych standardów elektroniki modułowej (http://t.ly/7KVaQ)

Standard	STEMMA	STEMMA QT	Grove	Qwiic	Gravity
Złącze	JST PH 3 lub 4 pin (2,0mm)	JST SH 4 pin (1,0mm)	Własnościowe złącze 4 pin (2,0 mm)	JST SH 4 pin (1,0mm)	JST PH 3 lub 4 pin (2,0 mm)
Napięcie zasilania [V]	3...5	3...5	3...5	3	3...5
Napięcie linii cyfrowych [V]	3...5	3...5	3...5	3	3...5
Sygnały	– I²C tylko w wersji 4-pinowej – analogowe/cyfrowe/PWM w wersji 3-pinowej	I²C	I²C/analogowe/cyfrowe/PWM	I²C	– I²C lub UART w wersji 4-pinowej – analogowe/cyfrowe/PWM w wersji 3-pinowej

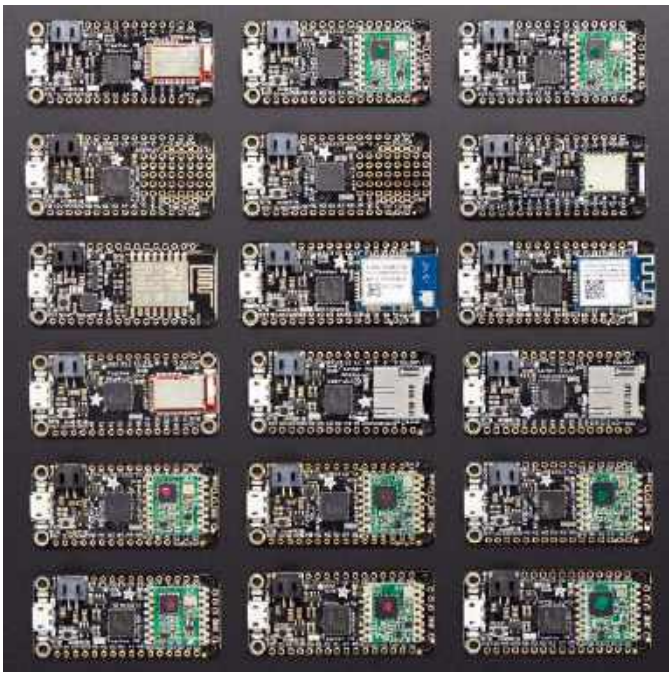
eprasa.pl cdaec1ec11



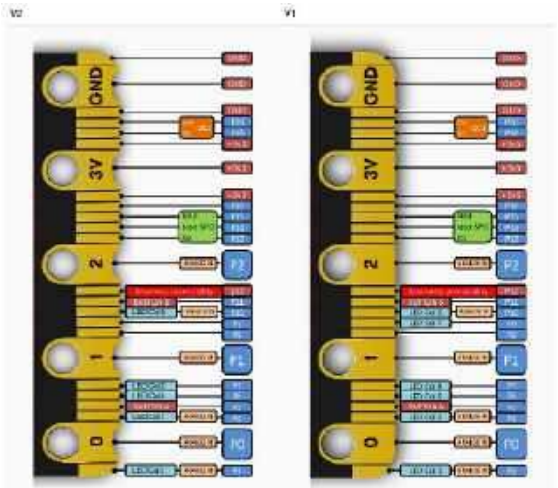
Rysunek 9. Układ wyprowadzeń modułów z serii Adafruit Feather (http://t.ly/IOMNy)

Inne standardy

Warto wiedzieć, że na rynku istnieją także dwa inne, również dość popularne standardy połączeń pomiędzy płytkami bazowymi a czujnikami oraz innymi modułami rozszerzeń. Firma Adafruit stosuje w niektórych modułach interfejs określany mianem STEMMA (bez przyrostka QT), który występuje w dwóch wersjach – złącza 3-pinowe typu JST PH obsługują moduły wyposażone w linię cyfrową, analogową lub PWM, zaś standard STEMMA QT opracowany przez firmę Adafruit – w tym przypadku jednak dopuszczalne jest stosowanie napięcia zasilania 5 V, więc kompatybilność pomiędzy modułami obydwu producentów zostaje w naturalny sposób ograniczona tylko do układów 3-woltowych.



Fotografia 9. Płytki z serii Adafruit Feather (http://t.ly/IOMNy)



Rysunek 10. Układ wyprowadzeń złącza krawędziowego płytki BBC micro::bit w wersjach 1 i 2 (http://t.ly/-wTBv)

4-pinowe mogą dodatkowo pracować z układami komunikującymi się przez I²C. Nieco podobnie rzecz ma się także w przypadku standardu Gravity marki DFRobot – tutaj jednak mamy do dyspozycji także moduły nawiązujące komunikację z hostem za pomocą interfejsu UART. Aby lepiej zrozumieć różnice pomiędzy poszczególnymi standardami, warto spojrzeć na **tabelę 1**, w której zebrano najważniejsze informacje o wszystkich pięciu opisanych dotąd standardach. Dalszych informacji na temat kompatybilności dostarcza tabela dostępna na stronie firmy Adafruit pod adresem: http://t.ly/7KVaQ.

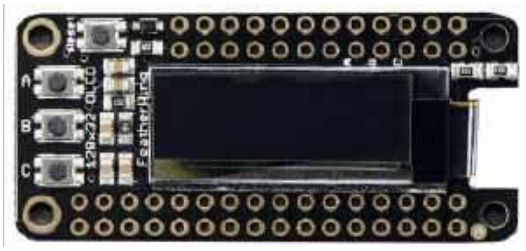
Feather (Adafruit)

Z interesującą propozycją wyszła do swoich odbiorców wspomniana już kilkukrotnie firma Adafruit, która opracowała własny standard niewielkich, ale doskonale wyposażonych płytek bazowych oraz kompatybilnych z nimi nakładek funkcjonalnych (**fotografia 9**). Każdy z modułów głównych jest wyposażony w wydajny mikrokontroler i – w większości przypadków – moduł radiowy, zaś niektóre spośród płytek zamiast transceivera mają wbudowane gniazdo kart microSD. Układ wyprowadzeń – także bazujący na standardowych goldpinach 2,54 mm – pokazano na **rysunku 9**, zaś przykładową nakładkę z maleńkim, 1-calowym ekranem OLED, można zobaczyć na **fotografii 10**.

REKLAMA



eprasa.pl cdaec1ec11



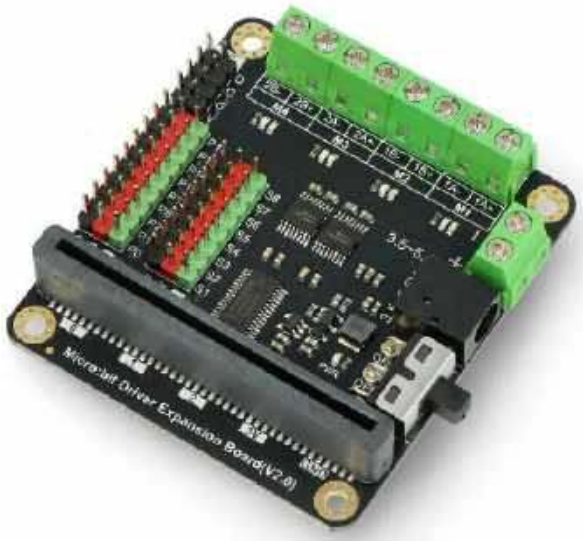
Fotografia 10. Nakładka z ekranem OLED kompatybilna ze standardem Adafruit Feather (http://t.ly/92U3d)



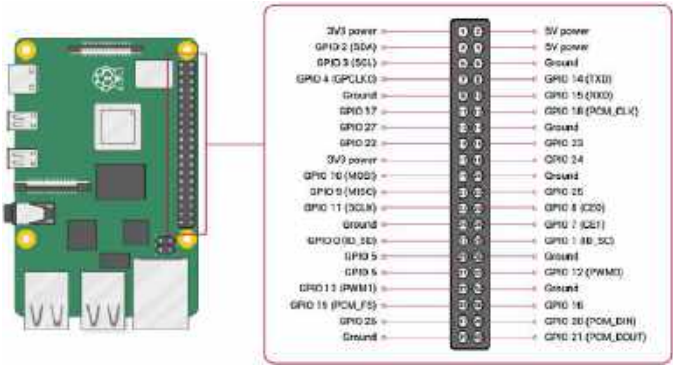
Fotografia 11. Widok płytki BBC micro::bit z obydwu stron (http://t.ly/lY994)

BBC micro::bit/micro::bit 2

Platforma micro::bit powstała z myślą o nauczaniu wg paradygmatu STEM – z założenia miał to być projekt tani, łatwo dostępny i dający spore możliwości rozbudowy. W odróżnieniu od wszystkich opisanych do tej pory standardów, ekosystem micro::bit korzysta nie



Fotografia 12. Przykładowa nakładka kompatybilna z modułami BBC micro::bit – sterownik silników i serwomechanizmów modelarskich (http://t.ly/rPxOJ)



Rysunek 11. Układ wyprowadzeń złącza GPIO minikomputerów Raspberry Pi (http://t.ly/grrAz)



Fotografia 13. Nakładka KamodRPi CAN-FD w formacie Raspberry Pi Zero (http://t.ly/VLV3M)

z typowych złączy rastrowych, ale z… nietypowego złącza krawędziowego (**rysunek 10**). Co ciekawe, pomimo niewielkich rozmiarów płytki (50×40 mm), jej projektanci zdołali zmieścić na niej (w wersji 2) naprawdę pokaźny zestaw hardware'u: transceiver Bluetooth Nordic nRF52833, mikrokontroler ARM z serii KL27Z, mikrofon MEMS, miniaturowy głośnik oraz… 3-osiowy akcelerometr/żyroskop LSM303 (**fotografia 11**). Po drugiej stronie płytki znajduje się prosty wyświetlacz w postaci matrycy 25 dyskretnych diod LED SMD oraz dwa przyciski. Także ta platforma doczekała się sporej oferty kompatybilnych nakładek – choć, z uwagi na rozmiary modułu głównego, należałoby raczej nazywać je płytami bazowymi (**fotografia 12**).

Raspberry Pi

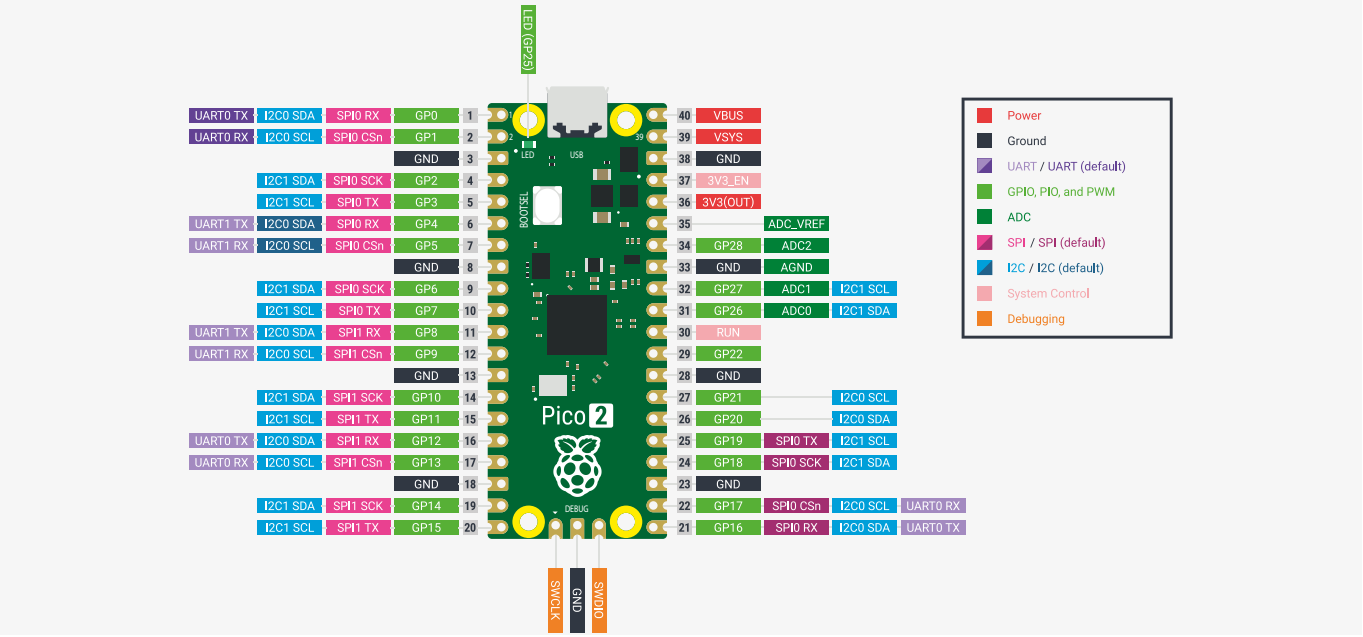
Omawiając ekosystemy ewaluacyjne i edukacyjne nie sposób nie wspomnieć o minikomputerach Raspberry Pi, które – obok Arduino – w największym stopniu przyczyniły się do upowszechnienia „modułowego" sposobu myślenia o prototypowaniu. 40-pinowe złącze goldpin (**rysunek 11**), stosowane w popularnych płytkach SBC z serii RPi A/B/Zero, stało się niekwestionowanym standardem, do którego – chcąc, nie chcąc – dostosowują się niemal wszyscy inni producenci konkurencyjnych minikomputerów jednopłytkowych. Polityka producenta „maliny" zezwala na nazywanie nakładek mianem „HAT" tylko wtedy, gdy spełnionych jest sześć warunków, zakładających m.in. kompatybilność mechaniczną i elektryczną (co raczej nie dziwi), ale także… obecność prawidłowo zaprogramowanej pamięci EEPROM zawierającej nazwę producenta, mapę GPIO oraz informacje nt. systemowego drzewa urządzeń. Oznacza to zarazem, że prostsze płytki (np. ekspandery GPIO), niewyposażone w pamięć z danymi identyfikacyjnymi nie mogą być określane jako Raspberry Pi HAT.

Popularność Raspberry Pi sprawiła, że wielu producentów przystąpiło do tworzenia własnych nakładek kompatybilnych z tą niezwykle popularną serią minikomputerów jednopłytkowych. Warto wiedzieć, że na tym właśnie polu doskonale radzą sobie nie tylko firmy zagraniczne – sporą (i stale rozwijaną) ofertę ma także rodzima marka Kamami, która wdrożyła szereg rozmaitych modułów, w tym interfejsów komunikacyjnych, sterowników silników,



Fotografia 14. Płytka Raspberry Pi Pico 2 (http://t.ly/1hh2v)

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 12. Układ wyprowadzeń płytki Raspberry Pi Pico 2 (http://t.ly/fJ9Ct)

modułów przekaźnikowych i innych (przykład można zobaczyć na **fotografii 13**).

Raspberry Pi Pico

Przeszło trzy lata temu świat fanów DIY obiegła wiadomość o premierze płytki Raspberry Pi Pico, bazującej na opracowanym przez Raspberry Pi Foundation, dwurdzeniowym mikrokontrolerze RP2040 o architekturze ARM Cortex-M0+. Półtora roku później do rodziny Pico dołączyły nowe wersje, w tym Pico W z wbudowanym modułem radiowym Wi-Fi+BLE. Z kolei najnowsza wersja kultowej już płytki, czyli Pico 2 (**fotografia 14**), korzysta z unowocześnionego mikrokontrolera RP2350, który – oprócz całkowicie przebudowanej architektury pozwalającej na dynamiczne przełączanie pomiędzy dwurdzeniowym procesorem ARM Cortex-M33, a (także dwurdzeniową) jednostką Hazard3 (RISC-V) – zyskał także sporą pamięć RAM (520 kB). Tym, co zdecydowało o komercyjnym sukcesie „małej maliny" był niewątpliwie bardzo wysoki stosunek mocy obliczeniowej „minikomputerków" do ich ceny. Nic więc dziwnego, że Fundacja Raspberry Pi zainwestowała w cztery nowe modele swojego mikrokontrolera – oprócz wspomnianego już RP2350 (w wersjach o 30 lub 48 liniach GPIO) na rynek trafiła także wersja RP2354, rozwiązująca problem braku wbudowanej pamięci programu (w tym przypadku do dyspozycji projektantów są bowiem 2 MB wewnętrznego Flash'a).

Standard połączeń opracowany na potrzeby Raspberry Pi Pico, zrealizowany – a jakże! – za pomocą goldpinów (**rysunek 12**), bardzo szybko zyskał aprobatę społeczności elektroników, a na rynku zaczęły się pojawiać kolejne płytki bazowe, nakładki i akcesoria kompatybilne z RPi Pico.

Podsumowanie

Ekosystemy modułowe stanowią dziś fundament nowoczesnego, szybkiego prototypowania oraz szeroko zakrojonych działań edukacyjnych w zakresie elektroniki i programowania wbudowanego. W artykule opisaliśmy najpopularniejsze standardy połączeń pomiędzy płytkami głównymi, a modułami rozszerzeń (nakładkami). Umyślnie pominęliśmy w naszym opisie poczciwe Arduino, jako że trudno byłoby znaleźć dziś elektronika, który przynajmniej raz nie spotkał się w praktyce z tą popularną platformą. I choć to właśnie Arduino „rozkręciło" opisywany segment rynku i stało się bodaj najbardziej rozpoznawalnym przykładem uniwersalnej platformy prototypowo-dydaktycznej, to zdaje się, że inni producenci pod wieloma względami wyprzedzili kultowy projekt rodem ze słonecznej Italii.

Nie oznacza to rzecz jasna zmierzchu Arduino – wręcz przeciwnie, jego twórcy (po pewnych roszadach personalno-prawnych) wciąż rozwijają swój biznes i wdrażają nowe, często naprawdę zaskakujące produkty. Co ciekawe, nic nie wskazuje też, by którykolwiek z systemów opisanych w niniejszym artykule miał w najbliższym czasie zagrozić istnieniu włoskiego ekosystemu (tym bardziej, że część z nich, np. standard Grove, doskonale z Arduino współpracuje). Można natomiast podejrzewać, że najsilniejszym konkurentem są i jeszcze przez długi czas będą moduły na bazie układów ESP32 – ich niska cena, ogromna moc obliczeniowa oraz szerokie możliwości komunikacji bezprzewodowej pozwalają realizować niezliczone koncepcje projektowe w szybki, tani i prosty sposób. Czytelników zainteresowanych skorzystaniem z pełni możliwości oferowanych przez ESP32 zachęcamy do zapoznania się z kursem programowania tych doskonałych modułów, który od czerwca br. prowadzimy na łamach „Elektroniki Praktycznej".

inż. Przemysław Musz, EP

REKLAMA



eprasa.pl cdaec1ec11



Przyszłość wieloprotokołowych układów SoC

Nordic zaprezentował swój nowy flagowy SoC: nRF54H20 – wysoce zintegrowany układ scalony zaprojektowany z myślą o najbardziej złożonych aplikacjach Internetu Rzeczy.

W 2012 r. premiera serii nRF51 firmy Nordic Semiconductor stanowiła przełomowy moment dla branży układów SoC (System-on-Chip) obsługujących standard Bluetooth Low Energy. Układ ten był jednym z pierwszych zintegrowanych rozwiązań ze wsparciem Bluetooth LE, łączył bowiem – na jednym kawałku krzemu – moc obliczeniową procesora Arm Cortex-M, pamięć Flash i RAM, wysokiej jakości radio 2,4 GHz, a także szereg przydatnych bloków peryferyjnych. A doświadczenie Nordic w zakresie ultraniskiego poboru mocy pozwoliło zintegrować wszystkie te elementy w ramach energooszczędnego rozwiązania wiodącego w swojej klasie.

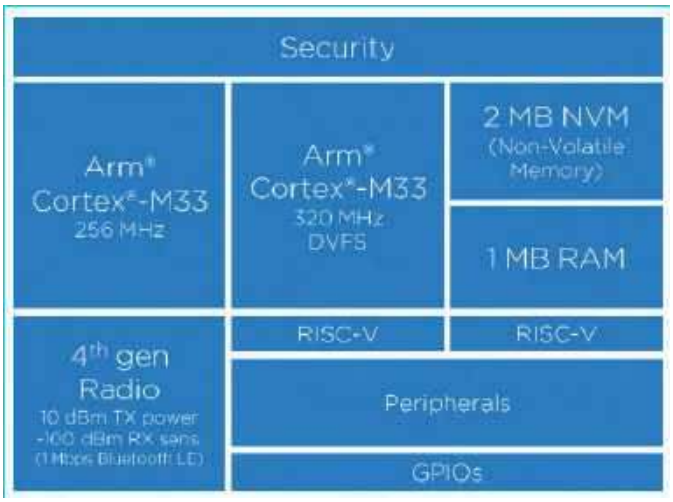
Początkowo wydawało się, że układy nRF51 są zbyt zaawansowane jak na potrzeby rynku, ale innowacyjni projektanci wkrótce stworzyli niezliczone akcesoria – urządzenia peryferyjne (w tym monitory tętna, mierniki prędkości i odległości) oraz ubieralne (wearables), bezprzewodowo wymieniające dane ze smartfonem – i wymyślili przy okazji zupełnie nową kategorię produktów.

Po wprowadzeniu na rynek serii nRF51 Nordic miał główny udział w rynku Bluetooth LE, a dzięki wprowadzeniu układów SoC z serii nRF52 i nRF53 utrzymał tę pozycję, dostarczając swoim klientom miliardy układów SoC z obsługą Bluetooth Low Energy. Podczas gdy Bluetooth LE pozostaje kluczową technologią bezprzewodową, dzisiejsze układy SoC Nordic obsługują także wiele innych protokołów bezprzewodowych krótkiego zasięgu, w tym Thread, ZigBee i ANT.

Zakres produktów, które korzystają z tych układów, również znacznie się rozszerzył i obejmuje urządzenia IoT używane w domach, fabrykach, biurach, szpitalach czy też na arenach sportowych. Od samego początku strategia Nordic polegała na zapewnieniu deweloperom dużej mocy obliczeniowej, obszernej pamięci, doskonałego bilansu łącza radiowego i szerokiej gamy bloków peryferyjnych w możliwie najbardziej energooszczędnej i kompaktowej obudowie wraz z kompleksowym zestawem narzędzi programistycznych – a następnie na umożliwieniu inżynierom tworzenia zupełnie nowych aplikacji. Teraz firma zamierza podążyć tym samym tropem, wprowadzając serię nRF54H, począwszy od nRF54H20.

Nowa architektura SoC

Kluczowe aplikacje IoT – takie jak Bluetooth LE Audio, Matter i Edge AI (algorytmy sztucznej inteligencji wykonywane w urządzeniu, a nie chmurze) – wymagają dużej mocy obliczeniowej. Jeśli do dyspozycji jest pojedynczy rdzeń procesora, uzyskanie oczekiwanych efektów wymaga znalezienia kompromisu między wydajnością a zużyciem energii. Nordic rozwiązał ten problem poprzez pionierskie rozwiązanie dwurdzeniowe – czyli nRF5340 – łączące specjalny procesor aplikacyjny



Rysunek 1. SoC nRF54H20 marki Nordic łączy w sobie dwa procesory ARM Cortex-M33 i kilka koprocesorów RISC-V, zoptymalizowanych pod kątem rozmaitych zadań stawianych przed współczesnymi urządzeniami IoT

eprasa.pl cdaec1ec11

z rdzeniem sieciowym o niskim poborze mocy. Jeden rdzeń szybko wykonuje złożone algorytmy przed powrotem do trybu uśpienia, podczas gdy drugi wydajnie przesyła dane przez sieć, wydłużając czas pracy na baterii. Koncepcja ta została poprowadzona o krok dalej dzięki wielordzeniowemu nRF54H20. Opisany SoC charakteryzuje się nową architekturą sprzętową obejmującą kilka procesorów Arm Cortex-M33 i koprocesorów RISC-V.

Procesory są taktowane częstotliwością do 320 MHz, a każdy rdzeń został zoptymalizowany pod kątem określonego typu obciążenia obliczeniowego. Specjalny procesor aplikacyjny ma dwukrotnie większą moc przetwarzania (2× CoreMark) niż główny procesor w dwurdzeniowym nRF5340. Zasoby obliczeniowe nRF54H20 są obsługiwane przez zintegrowaną pamięć składającą się z 2 MB pamięci nieulotnej i 1 MB pamięci RAM. W rezultacie otrzymujemy optymalny kompromis między mocą obliczeniową procesora dla najbardziej złożonych aplikacji IoT a ultraniskim zużyciem energii, sprzyjającym wydłużeniu czasu pracy na baterii. nRF54H20 oferuje kilka nowych interfejsów cyfrowych i analogowych, w tym wydajny interfejs pamięci zewnętrznej (400 MBps), USB trybu high-speed (480 Mb/s), dwa kontrolery I³C, kontroler CAN FD i 14-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy. Poza tym w strukturze nRF54H20 znajdziemy wiele układów peryferyjnych odziedziczonych po wcześniejszych rodzinach nRF5x.

SoC wyposażony został również w zupełnie nowe, wieloprotokołowe radio 2,4 GHz, które jako pierwsze na świecie oferuje czułość odbiornika na poziomie –100 dBm podczas odbioru sygnału Bluetooth LE 1 Mbps. W połączeniu z mocą nadawania do 10 dBm, nRF54H20 zapewnia bilans łącza wystarczający do uzyskania wyższej niezawodności i większego zasięgu. Pobór prądu radia w trybie odbioru (RX) wynosi zaledwie 2,0 mA (przy 3 V i zastosowaniu wewnętrznej przetwornicy DC/DC). W przypadku aplikacji, które działają głównie jako odbiorniki – takich jak słuchawki douszne czy urządzenia do noszenia (wearables) – to niskie zużycie energii pozwala na użycie mniejszych akumulatorów lub wydłużenie czasu pracy przy zasilaniu z baterii. SoC został zaprojektowany w zgodzie z wymogami certyfikatu PSA Certified Level 3, najwyższego poziomu w standardzie bezpieczeństwa Platform Security Architecture (PSA) Certified IoT. Produkt wspiera liczne zabezpieczenia, takie jak Secure Boot, Secure Firmware Update i Secure Storage, oferuje też akceleratory kryptograficzne zabezpieczone przed atakami kanałem bocznym, a także czujniki manipulacji (tamper), które wykrywają trwający atak i podejmują odpowiednie działania.

Zaprojektowany do rozbudowanych aplikacji IoT

Trudno jest wyobrazić sobie wszystkie aplikacje, w których zastosowany zostanie układ nRF54H20. Można jednak stwierdzić, że ten SoC prawdopodobnie stanie się źródłem nowej fali rewolucyjnych produktów IoT w obszarach takich jak Bluetooth LE Audio, Edge AI, konserwacja predykcyjna i opieka zdrowotna. Będzie również w stanie wspomóc inżynierów we wdrażaniu aplikacji, które okazałyby się niemożliwe do realizacji przy użyciu obecnej technologii bezprzewodowej. LE Audio to następna generacja bezprzewodowego przesyłania strumieniowego, obiecująca wyższą jakość dźwięku lub dłuższą żywotność baterii w zależności od zastosowania. Wybierając nRF54H20, twórcy rozwiązań LE Audio – od słuchawek dousznych po aparaty słuchowe – będą mogli budować produkty, które zużywają mniej energii, są bardziej kompaktowe i umożliwiają szybsze wprowadzenie na rynek. Sam układ nRF54H20 na nowo definiuje kompromis między mocą obliczeniową a zużyciem energii. To sprawia, że omawiany SoC jest dobrym rozwiązaniem do uruchamiania



Rysunek 2. Widok układu SoC nRF54H20

Moc obliczeniowa na wyciągnięcie ręki

Wydajność przetwarzania procesora aplikacyjnego nRF54H20 przewyższa konkurencyjne mikrokontrolery ogólnego przeznaczenia i bezprzewodowe układy SoC dostępne na rynku, co potwierdzają standardowe testy porównawcze EEMBC ULPMark-CoreMark. ULPMark-CM testuje procesor skonfigurowany pod kątem maksymalnej wydajności obliczeniowej lub efektywności energetycznej, używając CoreMark jako obciążenia. Po skonfigurowaniu pod kątem maksymalnej efektywności energetycznej przetwarzania danych, procesor aplikacyjny nRF54H20 uzyskał wynik ULPMark-CM na poziomie 170 z 515 punktami CoreMark. Po skonfigurowaniu pod kątem maksymalnej wydajności obliczeniowej, wyniki ULPMark-CM wyniosły 132 przy 1292 CoreMark. Rezultaty testów pokazują, że procesor aplikacyjny w nRF54H20 oferuje unikalne połączenie wydajności obliczeniowej i energetycznej. Większość procesorów jest zoptymalizowana pod kątem tylko jednego z tych parametrów, ale dzięki nRF54H20 programiści mogą realizować bardziej zaawansowane scenariusze aplikacyjne, dynamicznie zmieniając konfigurację. Układ nRF54H20 korzysta w tym celu z możliwości rdzenia aplikacyjnego zaprojektowanego do intensywnego przetwarzania przy minimalnym zużyciu energii. Pozostałe rdzenie zawarte w układzie mogą wspomagać przetwarzanie danych, dzięki czemu ogólna wydajność obliczeniowa SoC może być jeszcze wyższa.

Edge AI lub zaawansowanego uczenia maszynowego na układach zasilanych bateryjnie. Dodajmy, że Edge AI umożliwia przetwarzanie danych i podejmowanie świadomych decyzji, bez konieczności korzystania z serwerów w chmurze lub pomocy człowieka. Oprócz wspomnianych wcześniej funkcjonalności SoC obsługuje TinyML – zoptymalizowaną pod rdzenie mikrokontrolerów bibliotekę uczenia maszynowego (ML), dostarczaną przez partnera projektowego Nordic, Edge Impulse. Wsparcie dla TinyML i Edge AI umożliwi nRF54H20 podjęcie kluczowych wyzwań w automatyzacji fabryki, takich jak konserwacja predykcyjna.

Korzystając z algorytmów ML i przetwarzania brzegowego, czujnik ruchu MEMS z komunikacją Bluetooth LE nauczy się odróżniać normalne wibracje maszyny od tych spowodowanych jej zużyciem. Nietypowe wibracje mogłyby następnie wyzwolić powiadomienie poprzez sieć, aby maszyna została poddana konserwacji zapobiegawczej jeszcze przed wystąpieniem kosztownej i uciążliwej awarii.

Kompromis między mocą obliczeniową a zużyciem energii sprawi, że nRF54H20 będzie również atrakcyjnym rozwiązaniem dla nowej generacji urządzeń noszonych na ciele (wearables). Jednym z przykładów takich zastosowań są medyczne urządzenia ubieralne, zaprojektowane do rozpoznawania aktywności człowieka (HAR – human activity recognition). HAR umożliwia identyfikację zarówno konkretnych czynności związanych z poruszaniem się (na przykład, czy użytkownik chodzi lub biega), jak i czynności funkcjonalnych (czy umył zęby, umył ręce lub przygotował jedzenie). Uzyskanie tak pełnego obrazu aktywności wymaga połączenia strumieni danych z wielu czujników, czyli zastosowania technik zwanych mianem fuzji sygnałów sensorycznych (Sensor Fusion). Umożliwiają one układowi określenie, które punkty danych z poszczególnych czujników odpowiadają tej samej czynności lub problemowi zdrowotnemu, a które nie. Ocena takich działań, a następnie wyciąganie wniosków może pomóc w badaniu zdrowia i dobrego samopoczucia danej osoby oraz pomóc w zapobieganiu przewlekłym chorobom. Ale te przykłady zastosowań są jedynie rozszerzeniami obecnych technologii, ulepszonymi poprzez zastosowanie dodatkowej mocy obliczeniowej i efektywności energetycznej nRF54H20. Zagadnienia te staną się znacznie bardziej interesujące, gdy deweloperzy zastosują SoC w zupełnie nowych aplikacjach.

Warto dodać, że webinarium Nordic poświęcone najnowszym rozwiązaniom skierowanym do projektantów urządzeń IoT pt. „Nordic's Bluetooth Low Energy solution: The go-to choice for developers" dostępne jest pod adresem http://tinyurl.com/y6uu8sc7.

eprasa.pl cdaec1ec11

Amatorskie pomiary wzmacniaczy audio (3)

W poprzedniej części cyklu, poświęconego pomiarom wzmacniaczy audio, zaprezentowaliśmy oprogramowanie analizatora, a także dokonaliśmy najważniejszych ustawień i kalibracji, jesteśmy więc gotowi do wykonania pierwszych praktycznych pomiarów zniekształceń dowolnego wzmacniacza mocy. Tym razem omówimy więc techniki realizacji pomiarów THD+N na przykładzie bardzo prostego wzmacniacza monolitycznego.



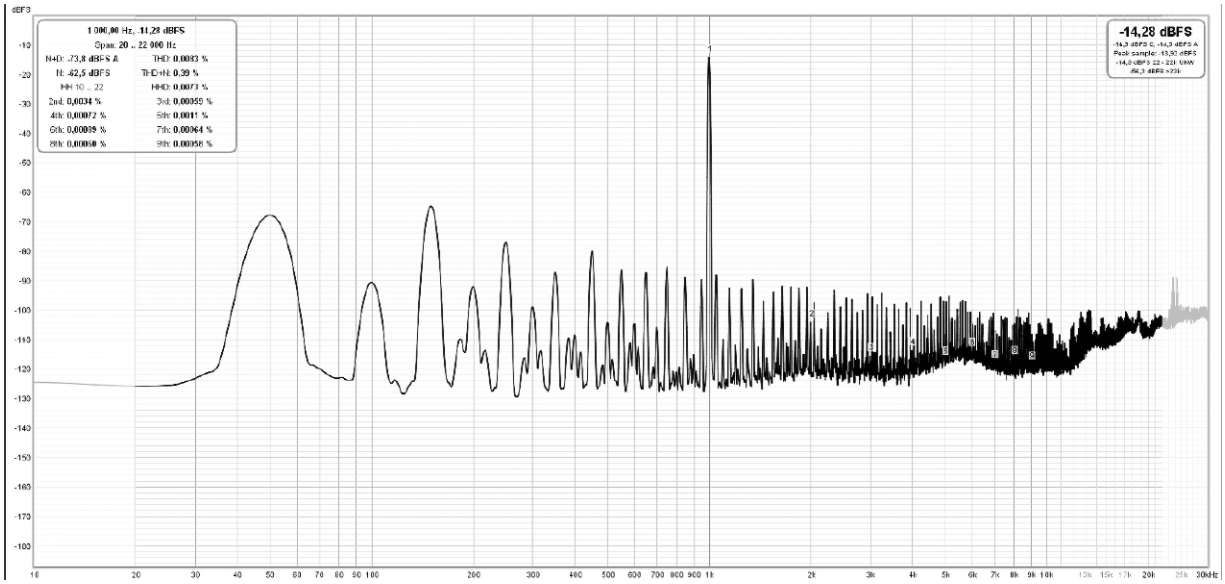
Poprzednie odcinki znajdują się pod adresem:
https://ulubionykiosk.pl/media

Pomiar wzmacniacza mocy

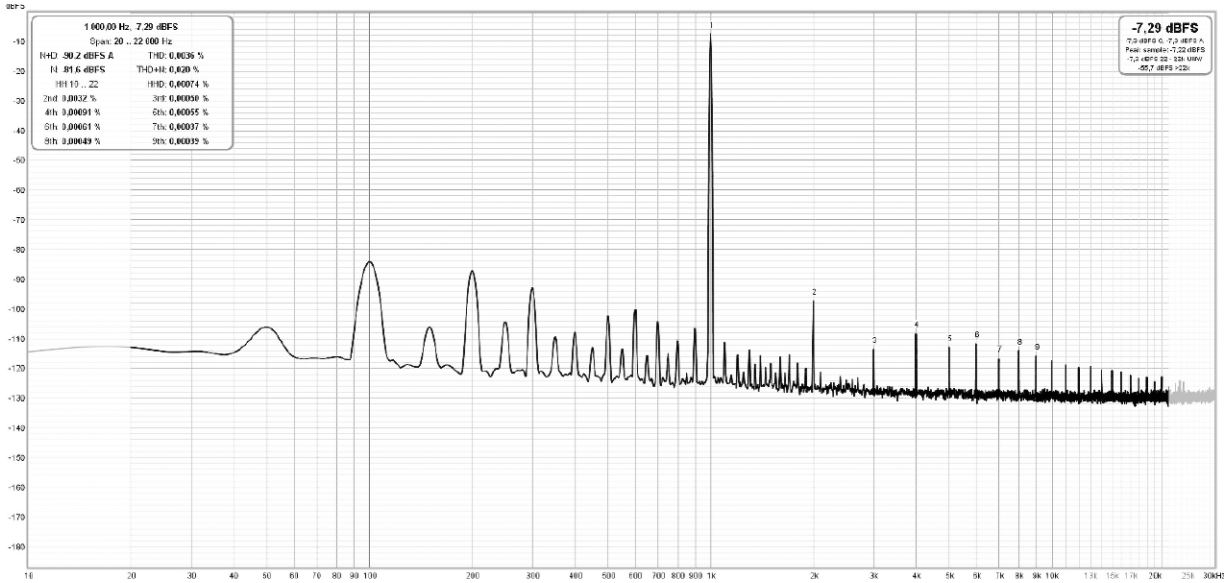
Za pomocą naszego układu możemy zmierzyć zniekształcenia dowolnego wzmacniacza mocy z podłączonym sztucznym obciążeniem. Zazwyczaj zniekształcenia harmoniczne wzmacniacza półprzewodnikowego powinny maleć wraz ze wzrostem wydzielanej mocy – aż do osiągnięcia mocy maksymalnej, co z kolei powoduje ich gwałtowne zwiększenie. Można wykonać szereg pomiarów przy różnych poziomach mocy wyjściowej – w tym przy jej maksymalnej wartości, przy której zniekształcenia nie przekraczają założonego progu. Jak już wspomniałem, taki pomiar mocy jest o wiele dokładniejszy od pomiaru polegającego na obserwacji początku obcinania wierzchołków sinusoidy na ekranie oscyloskopu. Zazwyczaj moc dobrych wzmacniaczy podaje się dla THD+N nie większego niż 1%.

Zniekształcenia wzmacniacza określa się też dla wybranej małej mocy, na przykład 1, 2 czy 5 W. Jest to moc wydzielana przy normalnym odsłuchu w warunkach domowych – właśnie dlatego zniekształcenia przy niskich wartościach tego parametru okazują się dość istotne.

Do testów użyłem prostego wzmacniacza o mocy około 2×15 W, zbudowanego na bazie układu scalonego LM1876 cenionej serii

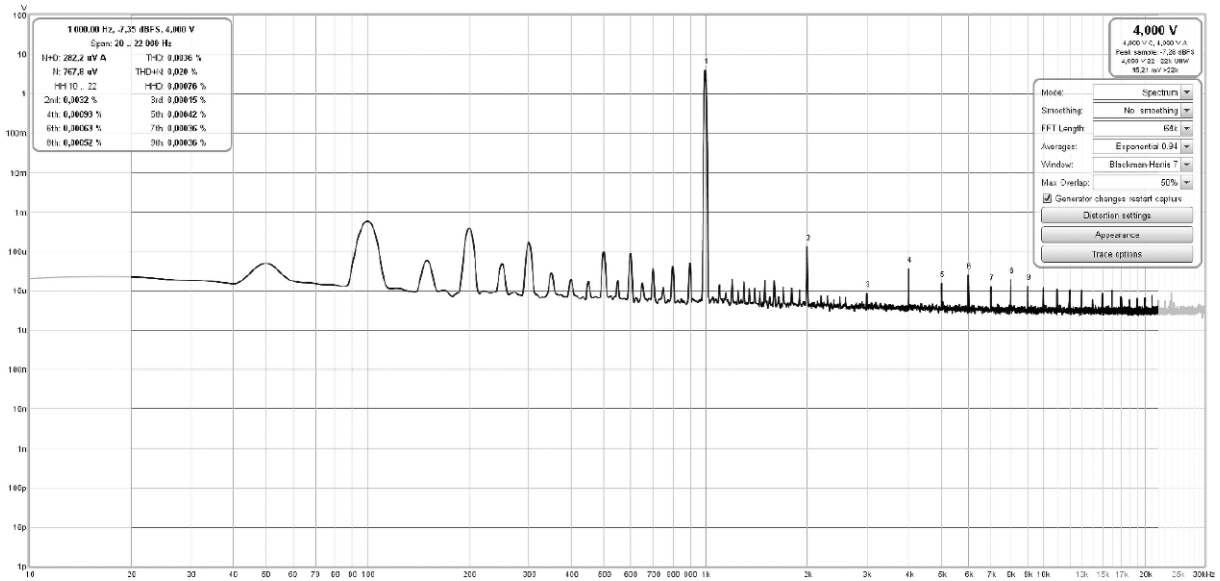


Rysunek 25. Wynik pomiaru wzmacniacza sterowanego sygnałem symetrycznym



Rysunek 26. Wynik pomiaru wzmacniacza sterowanego wyjściem asymetrycznym

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 27. Pomiar wyskalowany w woltach

Overture. Rodzina scalonych wzmacniaczy mocy Overture została zaprojektowana wiele lat temu przez firmę National Semiconductor. Po przejęciu National Semiconductor przez Texas Instruments jest produkowana do dziś.

Pierwszy pomiar wykonamy po obciążeniu jednego kanału mocą 2 W. Do wyjścia wzmacniacza dołączamy sztuczne obciążenie o rezystancji 8 Ω i mocy 100 W, takie jak na rysunku 1. Równolegle do wspomnianego rezystora podłączamy sondę oscyloskopu lub miernik true RMS, mierzący poprawnie sygnał o częstotliwości 1 kHz. Na wejście wzmacniacza dołączamy sygnał symetryczny z wyjścia karty, na tym etapie nie podłączamy jednak jeszcze jej wejścia. Po włączeniu wzmacniacza i uruchomieniu generatora w programie REW ustawiamy potencjometrem wzmacniacza sygnał na jego wyjściu (na rezystorze 8 Ω) na wartość RMS ok. 4 V. Moc wydzielana na wyjściu wzmacniacza przy obciążeniu 8 Ω będzie wynosiła 2 waty, ponieważ $P=U^2/R=16\ V^2/8\ \Omega=2$ W.

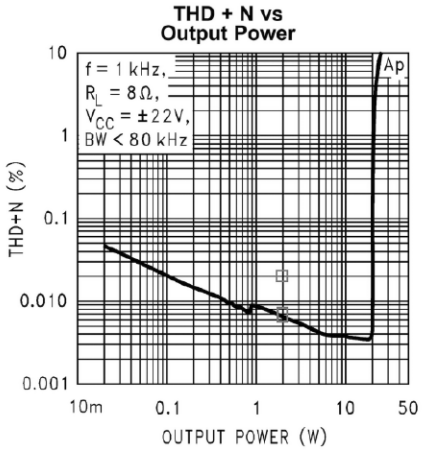
Teraz podłączamy oscyloskop lub miernik na wyjście potencjometru układu sztucznego obciążenia i ustawiamy potencjometrem na przykład 0,7 V (RMS). Podłączamy to wyjście do wejścia karty i w tym momencie jesteśmy już gotowi do wykonania pomiaru. Wynik testu w opisanej konfiguracji został pokazany na **rysunku 25.**

Już na pierwszy rzut oka widać, że coś prezentuje się nie do końca tak, jak powinno. THD na poziomie 0,0083% to nawet niezły wynik, ale THD+N równe 0,39% dla 2 W jest wynikiem niepokojącym, podobnie jak wykres: widać dość silną składową 50 Hz. Może ona pochodzić z niezbyt dobrze filtrowanego napięcia sieci, braku ekranowania (tworzywowa obudowa) czy pewnych problemów z masą. Jednak w takim przypadku może się pojawić harmoniczna 100 Hz i ewentualnie 150 Hz. Tutaj mamy szereg dość dużych składowych, stanowiących wielokrotność 50 Hz, a dokładniej: sięgających poza 1 kHz. Opisana sytuacja wskazywałaby na problem ze wzbudzeniem wywołanym (być może) pętlą masy. Przy okazji omawiania układu pomiarowego (rysunek 3) wspomniałem, że dla układów z wejściem asymetrycznym (SE) wyjście generatora powinno być również asymetryczne, bo mogą pojawić się właśnie problemy z pętlą masy. Pomiar pokazany na rysunku 25 sugeruje, że możemy mieć tu do czynienia właśnie z problematycznym układem pomiarowym, a konkretnie ze zbalansowanym wyjściem generatora. Nie stanowi to reguły (istnieją wzmacniacze, które tak nie reagują), ale problem okazuje się realny. Żeby przekonać się, czy faktycznie jest to kwestia niestabilnie pracującego wzmacniacza, czy raczej układu pomiarowego, spróbujemy zastosować wyjściowy sygnał asymetryczny. W naszej karcie dysponujemy bowiem także takim sygnałem o katalogowo równie dobrych parametrach THD: jest to wyjście słuchawkowe o regulowanym poziomie wyjściowym. Po wykonaniu odpowiedniego kabla i zapętleniu wejścia ze wspomnianym wyjściem trzeba ponownie skalibrować kartę. Kalibracja wykazała trochę gorsze parametry – w tym większą nierównomierność pasma przenoszenia. Pomiar THD+N w takiej konfiguracji wypadł również nieco gorzej, bo zamiast THD+N=0,0022%, zmierzono THD+N=0,0032%. Ta różnica nie powinna jednak znacząco wpłynąć na nasze pomiary.

Powtórny pomiar wykonujemy identycznie, tak samo regulujemy poziom sygnału wejściowego, by moc wzmacniacza miała wartość 2 W. Wynik pomiaru został pokazany na **rysunku 26**. Mamy tu również składową 50 Hz na poziomie ok. –85 dBFS, czyli ok. 15 dBFS mniejszą niż w poprzednim pomiarze. Pozostałe wielokrotności 50 Hz są zdecydowanie mniejsze. Mimo to wciąż mamy tutaj pole do poprawy – być może wystarczy zmiana prowadzenia okablowania, a może należałoby zmodyfikować projekt płytki? Jeżeli zamiast skali dBFS wybierzemy skalę w woltach, wówczas jesteśmy w stanie określić, jaką amplitudę będzie miała składowa 50 Hz – **rysunek 27**.

Dla sygnału 1 kHz na poziomie 4 V (RMS) składowa 50 Hz ma wartość RMS ok. 850 µV. Ten parametr pokazuje skalę wspomnianego wcześniej zakłócenia: jego efekt w żadnym razie nie powinien być słyszalny w postaci brumu.

Zmierzona przez nas wartość THD+N to 0,02%. Wynik dobry, a w przypadku tej klasy wzmacniaczy wręcz bardzo dobry. Zobaczmy, jakie parametry podaje producent. W danych



Rysunek 28. Zniekształcenia THD+N w funkcji mocy wyjściowej układu LM1876 przy 1 kHz

eprasa.pl cdaec1ec11

katalogowych znajdziemy wykres THD+N w funkcji mocy wyjściowej – pokazany na **rysunku 28**.

Małymi kwadratami zaznaczyłem:

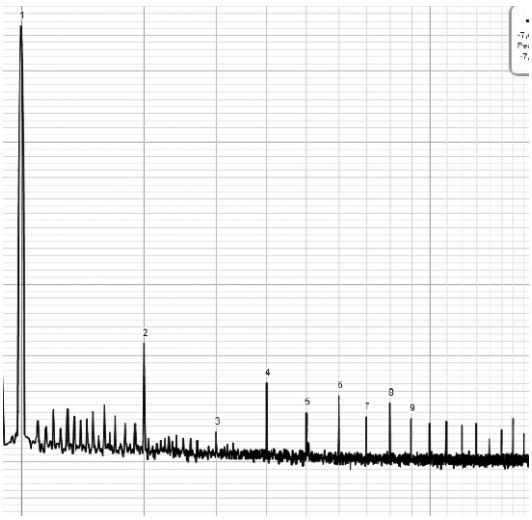
- Zniekształcenia przy 2 W podane przez producenta układu THD+N: 0,007%,
- Zniekształcenia przy 2 W zmierzone w moim wzmacniaczu: 0,02%.

Skąd te różnice? Przyczyn może być wiele. Pierwsza, która przychodzi na myśl, to implementacja układu, czyli nie do końca prawidłowy projekt PCB, niedostateczna jakość elementów oraz środowiska pomiarowego. Mogą to być kable, styki, a nawet drobne indukcyjności w rezystorze obciążenia. Przypomnijmy, że karta wnosi zniekształcenia na poziomie 0,003%. Jedną z przyczyn dużego rozrzutu wyników może być też zbyt optymistyczne podawanie parametrów w danych katalogowych, zmierzonych w niemal idealnej implementacji pomiarowej, niemożliwej do odtworzenia w rzeczywistym wzmacniaczu. Czy należy się tą kwestią mocno przejmować? Jeżeli mamy czas, możliwości i determinację, wówczas możemy próbować uzyskać lepsze wyniki przez kolejne iteracje projektów PCB i/lub dobieranie elementów. Z mojego punktu widzenia wyniki: THD=0,0036% i THD+N=0,020%, są i tak lepsze od oczekiwanych. Poza tym pomiar zniekształceń THD+N jest jednym z wielu parametrów i można byłoby wskazać także inne zniekształcenia równie (a nawet bardziej) istotne.

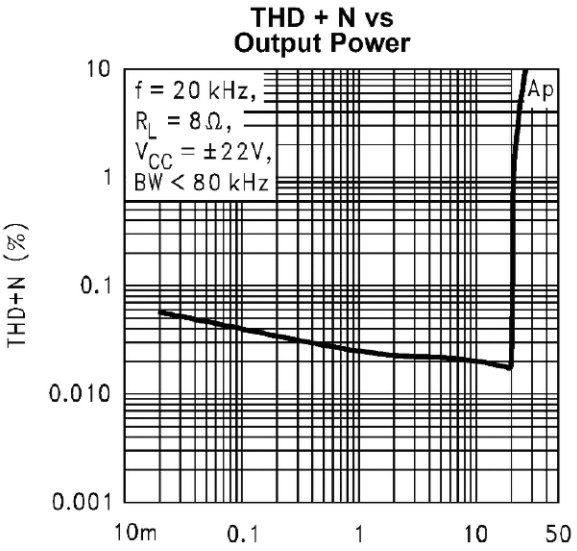
Co jeszcze możemy wyczytać z naszych pomiarów? Coś, co może okazać się ważne dla brzmienia naszego wzmacniacza. Popatrzmy na rozkład harmonicznych – **rysunek 29**.

Widać tu wyraźną dominację parzystych harmonicznych, co w przypadku układów wzmacniaczy audio jest pożądane. Przyjmuje się, że brzmienie wzmacniacza, który ma dominację parzystych harmonicznych, jest naturalniejsze i cieplejsze. Tak dzieje się we wzmacniaczach lampowych SE, uznawanych przez wielu za najlepiej brzmiące. Podobnie bywa (choć nie jest to regułą) we wzmacniaczach lampowych push-pull klasy AB, pracujących z małymi mocami, z kolei we wzmacniaczach tranzystorowych bywa z tym różnie. Widać, że konstruktorzy układu LM1876 postarali się, aby układ mógł brzmieć dobrze. I rzeczywiście: wzmacniacze scalone serii Overture są do dzisiaj cenione i używane, a kiedyś stosowano je nawet w kultowej konstrukcji Gain Clone. Jednym z lepszych modeli jest LM3886 – o sporej mocy (max. 68 W), dobrym brzmieniu i łatwej implementacji (na pewno łatwiejszej w porównaniu ze wzmacniaczami wyposażonymi w tranzystory mocy).

Pomiary rozkładu harmonicznych mogą być wskazówką projektową dla konstruktorów wzmacniaczy akustycznych. Na podstawie tej informacji jesteśmy w stanie podjąć próbę, by w jakiś sposób kształtować brzmienie układu.



Rysunek 29. Rozkład harmonicznych



Rysunek 30. Zniekształcenia THD+N w funkcji mocy wyjściowej układu LM1876 przy 20 kHz

Pomiary THD+N można wykonać przy kilku różnych mocach wyjściowych, żeby zobaczyć, czy wzmacniacz pracuje poprawnie na przykład w pobliżu maksymalnej mocy wyjściowej. Dobrze byłoby obciążać w trakcie pomiaru oba kanały stereo – wtedy pomiar jest bliższy rzeczywistości. Zasada ta nie dotyczy oczywiście układów dual mono.

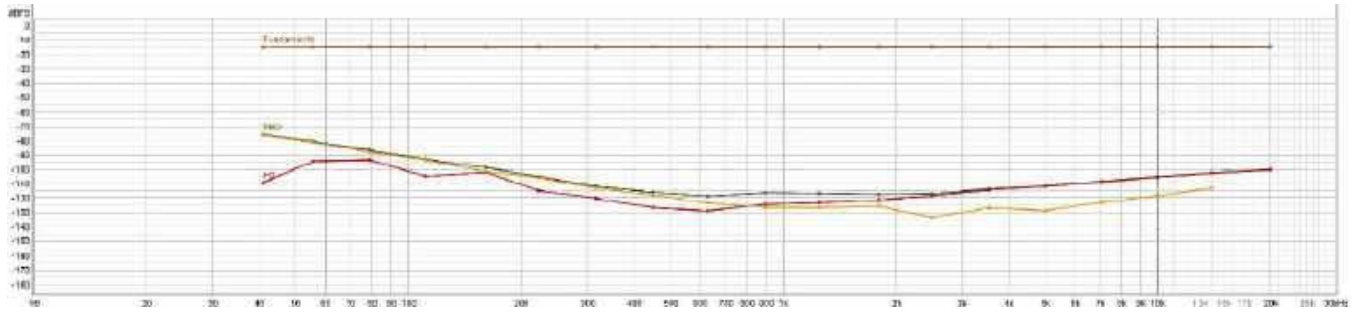
Inne pomiary THD

Wykonaliśmy najbardziej podstawowy pomiar THD+N z użyciem pojedynczego tonu 1 kHz, jednak wzmacniacz pracuje w pasmie akustycznym standardowo od 20 Hz do 20 kHz. Dobrze byłoby zobaczyć, jak wyglądają zniekształcenia THD w funkcji częstotliwości. W danych katalogowych układu znajduje się wykres zniekształceń w funkcji mocy dla częstotliwości 20 Hz i drugi – dla 20 kHz, czyli na krańcach pasma. Na **rysunku 30** pokazano wykres dla częstotliwości 20 kHz: wynika z niego, że zniekształcenia dla 2 W mają wartość ponad 0,02%.

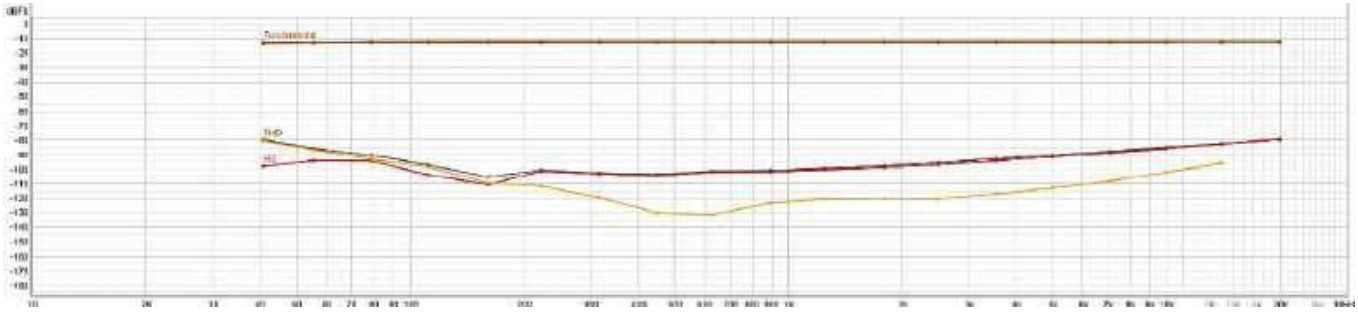
Z pomiarem zniekształceń dla 20 kHz jest jednak problem. Układ pomiarowy musi dysponować takim pasmem, by zmierzyć przynajmniej 3...4 harmoniczne, ostatecznie drugą i trzecią. Dla 20 kHz czwarta harmoniczna to 80 kHz. Przy próbkowaniu 192 kHz pasmo wynosi 96 kHz. Ograniczenie układu pomiarowego nie pozwoli wykonać tego pomiaru w takich samych warunkach dla całego pasma akustycznego.

REW umożliwia automatyczne mierzenie zniekształceń w funkcji częstotliwości. W oknie RTA wybieramy przycisk Stepped sine i – w okienku – Test THD vs frequency. Pomiar następuje automatycznie, a na wykresie jest wyświetlany poziom THD (w dBFS) oraz drugiej i trzeciej harmonicznej (również w dBFS). Można ponadto taki pomiar wykonać ręcznie dla dowolnie wybranych częstotliwości pasma. W tym celu ustawiamy w oknie generatora wybraną częstotliwość i mierzymy zniekształcenia zgodnie z procedurą opisaną dla 1 kHz. Otrzymujemy wówczas pomiary w procentach: THD, THD+N, a także składowe harmoniczne przy każdej wybranej częstotliwości. Możemy również dla każdego pomiaru ustawiać pasmo pomiarowe. Żeby wyniki były dokładniejsze, powinno się dla każdej częstotliwości zmierzyć THD samej karty oraz – ewentualnie – oszacować jej wpływ. Moja karta przy zapętleniu wejścia z wyjściem symetrycznym ma w całym mierzonym paśmie niskie, porównywalne zniekształcenia. Niestety – mimo usilnych prób, sterowanie wejściom wzmacniacza wprost z wyjścia symetrycznego powodowało problemy z masą i wzbudzeniem, a pomiary były zafałszowane (zbyt wysokie THD +N). Zapętlenie z wyjściem słuchawkowym powodowało nieznaczne, ale wyraźne zwiększanie THD dla niskich częstotliwości.

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 31. Charakterystyka THD w funkcji częstotliwości – zapętlona karta z wyjściem słuchawkowym



Rysunek 32. Charakterystyka THD w funkcji częstotliwości – wzmacniacz LM1876 przy mocy 2 W

Tabela 1. Zniekształcenia THD i THD+N wzmacniacza z układem LM1876 w funkcji częstotliwości

Częstotliwość	THD %	THD+N %	Liczba harmonicznych	Pasmo pomiarowe
50 Hz	0,021	0,024	9	0...44 kHz
200 Hz	0,0043	0,022	9	0...44 kHz
500 Hz	0,0033	0,020	9	0...44 kHz
800 Hz	0,0033	0,020	9	0...44 kHz
2 kHz	0,0056	0,023	9	0...44 kHz
3 kHz	0,0076	0,024	9	0...44 kHz
5 kHz	0,012	0,025	8	0...44 kHz
10 kHz	0,022	0,031	4	0...44 kHz
15 kHz	0,036	0,31	6	0...91,2 kHz
20 kHz	0,045	0,37	4	0...91,2 kHz

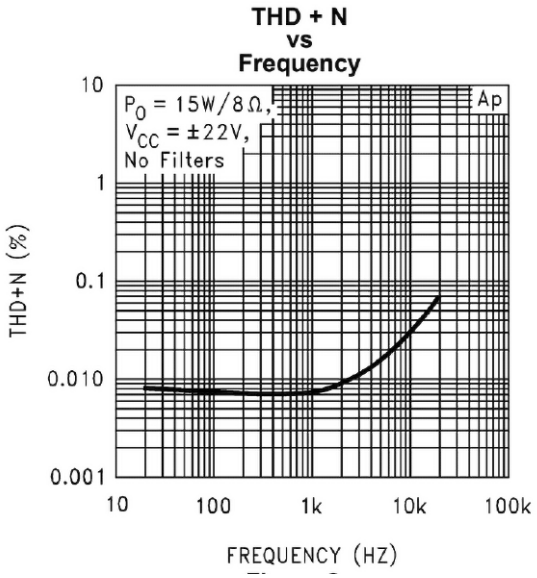
Pomimo to zmierzyłem THD i THD+N dla kilku częstotliwości oraz mocy wyjściowej 2 W. W przypadku pomiarów od 50 Hz do 10 kHz ustawiłem pasmo pomiarowe 20...44 kHz. Dla częstotliwości 15 kHz i 20 kHz ograniczanie pasma zostało wyłączone i pomiar mieścił się w zakresie do 96 kHz – tak by zmierzyć przynajmniej 4 harmoniczne. Ale, jak wiemy, takie pasmo widocznie zwiększa szum. Wszystko to razem sprawia, że pomiar THD i THD+N w funkcji częstotliwości w całym paśmie nie będzie tak dokładny, jak pomiar przy częstotliwości testowej 1 kHz.

Wyniki pomiarów zostały pokazane w **tabeli 1**.

Zastosujemy teraz funkcję stepped sine i zmierzymy najpierw zapętlona kartę, a potem wzmacniacz pracujący z mocą 2 W i w paśmie pomiarowym 20 Hz...44 kHz. Na **rysunku 31** pokazano charakterystykę zapętlonej karty, a na **rysunku 32** – charakterystykę pracującego wzmacniacza.

Jak widać, wykres THD+N wzmacniacza podąża za wykresem karty. W danych katalogowych możemy znaleźć wykres zależności THD+N w funkcji częstotliwości – **rysunek 33**.

Widać tu wyraźny wzrost dla częstotliwości powyżej 2 kHz. Nasze pomiary niezbyt się z tym zgadzają, bo sam pomiar karty wykazuje większe zniekształcenia dla niskich częstotliwości, które nakładają się na pomiar wzmacniacza.



Rysunek 33. Wykres zależności zniekształceń THD+N w funkcji częstotliwości

W opisanej konfiguracji pomiarowej i z tym konkretnym wzmacniaczem chyba nic innego nie jesteśmy w stanie zrobić. Na pokazanych wykresach widać jeszcze jedną ciekawą zależność: kolorem czerwonym zaznaczony został przebieg drugiej harmonicznej. Po przejściu przez wzmacniacz dominacja tej harmonicznej nad trzecią jest wyraźniejsza i zaczyna się wcześniej niż w samej karcie. Być może układ wzmacniacza był korygowany tak, by lepiej brzmiał.

Jeżeli weźmiemy poprawkę na wyniki zarejestrowane podczas badania samej karty zapętlonej z wejściem słuchawkowym i szumów w szerszym paśmie pomiarowym dla 15 kHz i 20 kHz, można stwierdzić, że jest nieźle i układ LM1876 został bardzo dobrze zaprojektowany. Nasza obserwacja wskazuje, że musimy być świadomi ograniczeń i nie powinniśmy bezkrytycznie patrzeć na wyświetlane wyniki pomiarów.

W kolejnym odcinku naszego cyklu przejdziemy do tematyki pomiarów zniekształceń intermodulacyjnych, maksymalnej mocy wyjściowej oraz zniekształceń dynamicznych.

Tomasz Jabłoński, EP

eprasa.pl cdaec1ec11



Jak zaciekawić nauką elektroniki?

Czy elektronika jest ciekawa? Wielu stałych Czytelników naszego czasopisma z pewnością odpowie, że jak najbardziej. Czy nauka jest ciekawa? Tutaj odpowiedzi będą zapewne mocniej zróżnicowane. Jednak tworzenie elektroniki na wysokim poziomie bez podstaw teoretycznych okazuje się niewykonalne.

Jak pogodzić naukę trudnych zagadnień z czerpaniem radości z elektroniki?

Jak śmiem w ogóle sądzić, że elektronika może być nieciekawa?! Przecież badanie rozpływu prądów stałych w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego to pasjonująca rzecz! A analiza małosygnałowa modelu wzmacniacza szerokopasmowego: czysta poezja dla duszy. Owszem, dla duszy już wprawionej, która w tych subtelnościach doskonale się odnajduje i potrafi czerpać przyjemność ze wszystkich zależności, odkrywanych z niemal detektywistyczną przebiegłością. Ale nie każda dusza taka jest.

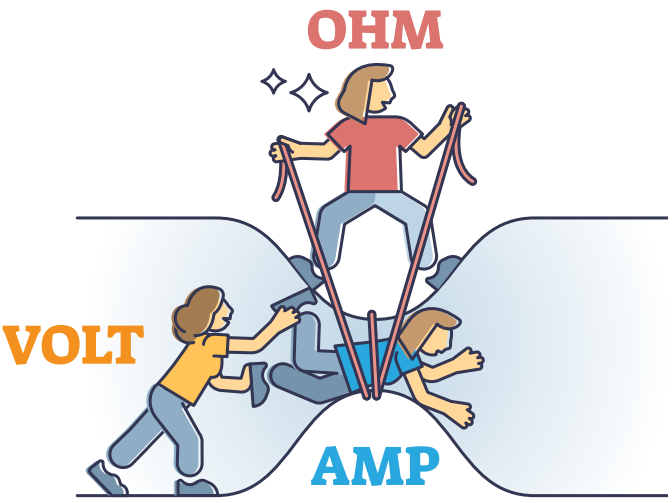
Wielu ludzi musi poznać elektronikę wyłącznie, by zaliczyć przedmiot na studiach. Z reguły bywa ona traktowana przez większość, nierzadko również przez wykładowców, jako „zapchajdziura" wypełniająca wymagany zakres podstawy programowej. To przykre, ale tak jest – w ten oto sposób o efekcie Millera w tranzystorze bipolarnym uczą się przyszli programiści, elektrycy, mechanicy, a nawet architekci. Przez kilka lat udzielałem korepetycji z tego zakresu i przekrój grup zawodowych, z którymi miałem wówczas do czynienia, okazał się naprawdę szeroki. Często ci biedni studenci „klepią" na pamięć formułki, których zupełnie nie rozumieją, tylko po to, aby dostać upragnioną trójkę w USOS-ie. Przy czym naprawdę wielu z nich chciałoby się dowiedzieć, o co naprawdę chodzi np. we wszystkich „Kirchhoffach", lecz nie potrafią znaleźć zrozumiałego i jednocześnie rzetelnego źródła takich informacji.

Jest też sporo osób, które chcą się zainteresować elektroniką, traktując ją po prostu jako hobby, ewentualnie jako próbę zrozumienia otaczającego nas świata. Skoro elektronikę spotykamy już niemal wszędzie, co więcej: stwarza ona pozory życia (reaguje, odpowiada, komunikuje się z nami), to musi w niej „coś" tkwić. Jednak nawet ambitni amatorzy nowych technologii natrafiają czasem na problemy tak duże, że w końcu zniechęcają się do dalszej nauki. To smutne, bo niektórzy z nich mogliby w przyszłości wnieść cenny wkład do czynnej zawodowo braci konstruktorskiej.

Jestem autorem kilku kursów elektroniki dla bardziej i mniej początkujących, ponadto wiele godzin spędziłem ze studentami, objaśniając im rzeczy z pozoru trudne i złożone. Wyłaniają mi się z tych doświadczeń dwa obszary krytyczne dla zrozumienia omawianego zagadnienia: stosowany język oraz odpowiednio dobrane przykłady. Kwestia języka jest, zdaje się, bardziej intuicyjna: musi być on prosty, a przede wszystkim jasno i klarownie oddawać istotę zagadnienia – ta zasada dotyczy każdego etapu nauki, nawet bardziej zaawansowanego. Po co komu analiza równań różniczkowych opisujących pracę tranzystora w układzie wspólnej bazy, skoro zainteresowany nie będzie rozumiał rzeczy podstawowych: do czego to służy i dlaczego wygląda tak, a nie inaczej?

Przypomina mi się tutaj sytuacja z czwartego semestru studiów inżynierskich, kiedy na wykładzie traktującym o elementach i układach elektronicznych omawiany był temat tranzystora bipolarnego. Piękne wzory, wspaniałe równania, wymuskane schematy i potężna matematyka. Po wykładzie studenci zawinęli się

eprasa.pl cdaec1ec11



z auli, ja zaś zostałem i zadałem wykładowcy pytanie: Z pana wykładu nie zrozumiałem, jaka jest istota działania tranzystora, czemu oprócz tak potężnej matematyki i fizyki nie zostały omówione fundamentalne, proste do zrozumienia prawidła? Ów wykładowca popatrzył na mnie, zadumał się chwilę i udzieli mi takiej odpowiedzi: *Proszę pana, tu jest szkoła wyższa, tutaj się mówi językiem naukowym, a nie prostym*. Rozumiem to tak: ma być mądrze, ale czy ktokolwiek zrozumie wykład, to kwestia drugorzędna. Ważne, że zapis na tablicy wygląda majestatycznie…

Z kolei wykłady tych, którzy potrafili (choćby na chwilę) zejść z poziomem swojego przemówienia do przysłowiowej piaskownicy, cieszyły się bardzo dużym uznaniem. Nie dziwi mnie to – słuchacze mieli możliwość odnalezienia się w omawianym temacie, zanim zostały zaprezentowane wyrafinowane szczegóły każdego z elementów owego zagadnienia. Każdy taki element z osobna jest istotny, ale bez zrozumienia połączeń między nimi wszystkie razem tracą jakikolwiek sens. Istotne jest dla mnie również to, żeby nie powtarzać w kółko tej samej frazy, jeżeli odbiorca jasno sygnalizuje, że czegoś nie rozumie. Sam doskonale pamiętam, jak niektóre zagadnienia z dziedziny fizyki czy matematyki wyższej były dla mnie niejasne, po czym usłyszałem od kogoś tę samą definicję, ale nieco innymi słowami – znowu nie rozumiałem, znowu padała odpowiedź sformułowana w nieco inny sposób – i nagle stawała się jasność, coś po prostu *zatrybiło*!

Uzupełnieniem języka, który ma być przede wszystkim zrozumiały, są dla mnie przykłady. I tak oto początkującym, którzy chcą zrozumieć działanie obwodów elektrycznych, bardzo często podaje się analogie hydrauliczne, które sam też bardzo lubię. Ale to nie wszystko, bowiem każde zagadnienie można zilustrować przykładem. Wszak warto nie tylko rozumieć dany temat – cenna jest również wiedza, po co w ogóle mamy poznać jakieś zagadnienie i jak tę wiedzę później zastosować. W tym właśnie pomagają przykłady.

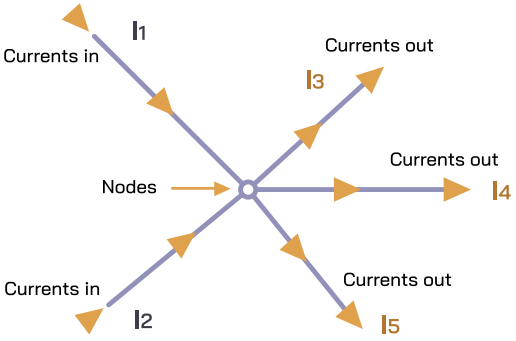
Mój promotor na swoich zajęciach z elektroniki analogowej i impulsowej bardzo lubił „zarzucać” temat do wspólnego z nim zaprojektowania, na przykład: generator sygnału prostokątnego o płynnie przestrajanej częstotliwości. Z takim urządzeniem łączy się wiele różnych pojęć, które same z siebie mogą wydawać się mało użyteczne, jak chociażby regulowane źródło prądowe czy przerzutnik Schmitta. Kiedy jednak zobaczy się je w szerszym kontekście, wszystko staje się jasne. I nagle widzimy, na co ma (realnie) wpływ upływność źródła prądowego, a z czym wiąże się niezerowa rezystancja wyjściowa przerzutnika Schmitta.

Jednak nie zawsze przykład musi obejmować aż tak szeroki wachlarz pojęć. Przywołajmy tu chociażby wspomniany już efekt Millera w tranzystorze bipolarnym, którego działanie pokazuje się już na wyższym szczeblu nauki elektroniki analogowej. Warto byłoby dodać, jakie zadanie wykonuje w naszym układzie (zmniejsza górną częstotliwość graniczną, ograniczając tym samym pasmo przenoszenia) i jaki ma namacalny wymiar, chociażby przez policzenie przykładowego pasma przenoszenia wybranego wzmacniacza w układzie wspólnego emitera. Może się okazać, że (pozornie) genialny i dopracowany przedwzmacniacz audio ma pasmo przenoszenia odpowiadające starej słuchawce telefonicznej. Jaką jakość ma dźwięk z telefonu, każdy wie (choć w nowoczesnej telefonii komórkowej parametr ten wypada nieco lepiej), więc nietrudno będzie sobie uzmysłowić, jak dużą „krzywdę” wyrządza ów efekt sygnałowi.

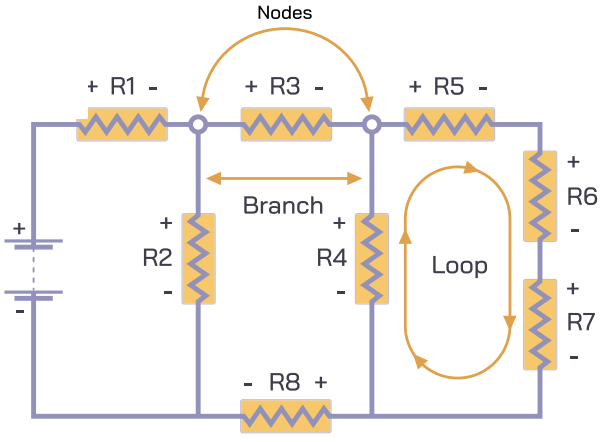
W jednym z cykli kursów, które współtworzyłem, każdy odcinek zaczynał się od jakiegoś praktycznego problemu do rozwiązania. Przykład? Mamy serwomechanizm modelarski, trzeba natomiast dodać elektronikę do sterowania nim, aby mógł uchylać klapkę wywietrznika przy wzroście wilgotności powietrza. Albo inna konstrukcja: wentylator, który kręci się tym szybciej, im wyższa temperatura powietrza panuje w pomieszczeniu. W ten sposób można nawiązać zarówno do idei sterowania PWM, jak też do działania termistora czy czujnika wilgotności.

Reasumując, w mojej opinii, podczas uczenia kogokolwiek elektroniki (lub innego zagadnienia) ważne jest, by wysławiać się na poziomie zrozumiałym dla odbiorcy i popierać wywód przykładami. Jeżeli odbiorca tego komunikatu nie zrozumie, to znaczy, że trzeba nieco zmienić podejście, bo może obrany przez nas pierwotnie kurs jest niewłaściwy. Jeżeli pomimo zmiany nadal nie rozumie, ale mówi nam o tym wprost, dostarcza nam dwóch cennych informacji. Po pierwsze: nie boi się przyznać do swoich trudności, czyli czuje się bezpiecznie, a to bardzo ważne w procesie uczenia. Po drugie, taka uwaga wcale nie oznacza, że strona słuchająca jest głupia. Może to z naszym pojmowaniem omawianego zagadnienia jest coś nie tak…

Michał Kurzela, EP



$$I1 + I2 + (-I3 + -I4 + -I5) = 0$$



eprasa.pl cdaec1ec11



Cyfrowy miernik zniekształceń na bazie LPC55S26

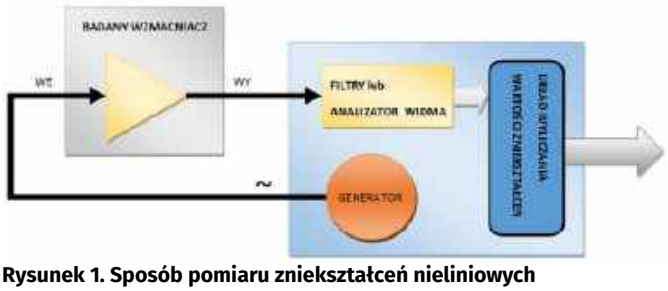
Moduł firmy NXP z procesorem LPC55S26 – choć przeznaczony do aplikacji akustycznych – może być stosowany również w innych rozwiązaniach. Wyposażony został w kodek audio o małych zniekształceniach typu WM8904, więc nadaje się do wszelkich konstrukcji, w których mamy do czynienia z przetwarzaniem sygnału. W tym artykule chcę przedstawić miernik zawartości zniekształceń korzystający z opisywanego modułu. Nadaje się on do naszego projektu, ponieważ obecny w nim, wspomniany wcześniej kodek ma niską częstotliwość przetwarzania przy jednoczesnej dużej dokładności.

Sposób pomiaru zawartości zniekształceń

Pomiar zniekształceń polega w ogólności na podaniu na wejście badanego układu sygnału sinusoidalnego i pomiarze oraz analizie napięcia wyjściowego. Jedną z metod jest odfiltrowanie składowej o częstotliwości przebiegu wejściowego, a następnie porównanie tych wartości. Inna metoda polega na wyliczeniu transformaty Fouriera i wyznaczeniu zniekształceń na podstawie składowych harmonicznych widma. Schemat blokowy układu do pomiaru zniekształceń nieliniowych pokazano na **rysunku 1**.

Składowe harmoniczne są to sygnały o częstotliwości stanowiącej całkowitą wielokrotność częstotliwości napięcia wejściowego. Ich zawartość (Z) określa poziom zniekształceń, ponieważ każdy sygnał okresowy składa się tylko z sinusoidy o częstotliwości podstawowej oraz składowych harmonicznych:

$$Z = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}}$$



Rysunek 1. Sposób pomiaru zniekształceń nieliniowych

gdzie napięcia Un – wartości kolejnych harmonicznych, U_1 – wartość sygnału o częstotliwości podstawowej.

Algorytm programu

Algorytm pomiaru zniekształceń nieliniowych składa się z dwóch części: generatora sygnału sinusoidalnego oraz procedury obliczającej poziom zawartości składowych harmonicznych. Do pomiaru składowych wprowadzanych przez zniekształcenia harmoniczne zastosujemy metodę analizy częstotliwościowej, co oznacza, że obliczymy dyskretną transformatę Fouriera. Pozwala nam ona zidentyfikować wartość składowej sygnału o określonej częstotliwości. Ponieważ z obliczeń uzyskujemy wartość w postaci zespolonej, w celu wyznaczenia wartości rzeczywistej należy wyznaczyć moduł owej liczby zespolonej.

Transformata Fouriera sygnału dyskretnego ma postać:

$$U(f) = \sum_{n=0}^{N} u_n(cos(n\frac{2\pi f}{f_p}) - jsin(n\frac{2\pi f}{f_p}))$$

gdzie:
f – częstotliwość, dla której wyznaczamy wartość składowej,
f_p – częstotliwość próbkowania,
u_n – wartość n-tej próbki.

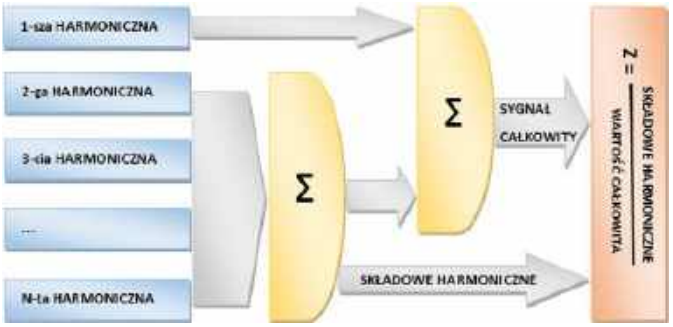
Jeśli znamy wartość sygnału w postaci zespolonej, czyli składającej się z części rzeczywistej i urojonej, możemy wyznaczyć jej wartość rzeczywistą, która jest modułem danej wielkości.

$$\hat{U} = U_{\Re} + jU_{\Im;}$$
$$U_R = |\hat{U}| = \sqrt{U_{\Re}^2 + U_{\Im;}^2}$$

gdzie:
Û – wartość zespolona,
U_R – wartość rzeczywista,
$U_{\Re}$ – składowa rzeczywista,
$U_{\Im}$ – składowa urojona.

W naszym programie wyliczamy tylko wartości dla częstotliwości, których wielokrotnością jest częstotliwość próbkowania (czyli 48 kHz). Najlepiej przyjąć właśnie takie rozwiązanie, gdyż umożliwia ono uzyskanie najdokładniejszego wyniku. Częstotliwość próbkowania ogranicza nam też maksymalną mierzalną składową harmoniczną, która powinna być co najmniej dwa razy mniejsza od tejże częstotliwości. W naszym przypadku przyjąłem 12 kHz. Pomiar wyższych częstotliwości harmonicznych nie

eprasa.pl cdaec1ec11

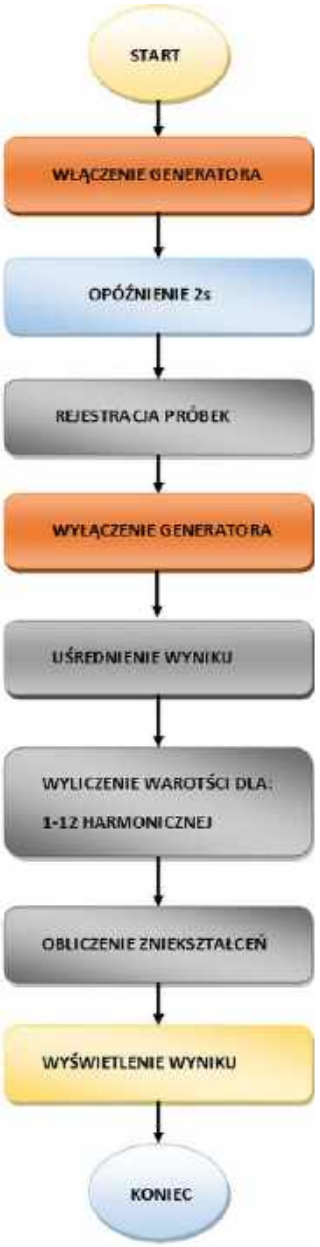


Rysunek 2. Schemat blokowy algorytmu do pomiaru zniekształceń

jest konieczny, gdyż zazwyczaj zniekształcenia nieliniowe wprowadzają najniższe harmoniczne. Ogólna idea wyznaczania zniekształceń została zobrazowana na **rysunku 2**.

W celu zmniejszenia poziomu zakłóceń zarejestrowane dane zostają uśrednione. Pomiar wykonujemy dla 500 okresów, a następnie wyliczamy średnią arytmetyczną dla każdej próbki okresu. Wykaz kolejnych operacji wykonania pomiaru zniekształceń nieliniowych pokazano na **rysunku 3**.

W generatorze sygnału sinusoidalnego stosujemy tablicę z zapamiętanymi wartościami tej funkcji, co znacznie przyspiesza działanie programu. Algorytm polega na odczytywaniu kolejnych wartości z tablicy i przesyłaniu ich do przetwornika cyfrowo analogowego w CODEC. Uproszczony algorytm działania generatora pokazany został na **rysunku 4**, natomiast kody procedur wyznaczania zniekształceń i generatora sygnału sinusoidalnego oraz rejestracji danych widoczne są na **listingach 1** i **2**.



Rysunek 3. Wykaz czynności wykonywanych w procedurze pomiaru

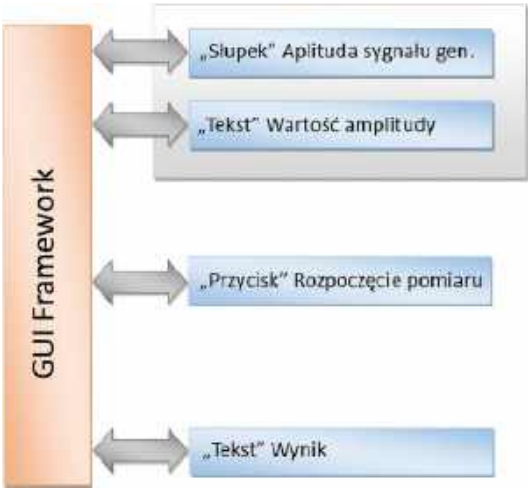
Interfejs użytkownika

Do stworzenia interfejsu użytkownika użyto biblioteki napisanej przez autora. Współpracuje ona z wyświetlaczem graficznym 128×64 pikseli oraz obsługuje enkoder inkrementalny. W naszym przypadku zastosowaliśmy trzy obiekty interfejsu: słupek przyrostu, pole tekstowe oraz przycisk. Jedno z pól tekstowych – wraz ze słupkiem progresu – służy do wskazywania ustawionej za pomocą enkodera amplitudy sygnału. Kolejny obiekt, również typu pola tekstowego, służy do wyświetlania wyniku, czyli wartości zniekształceń nieliniowych. Wybranie pola typu przycisk powoduje rozpoczęcie pomiaru. Schemat obrazujący działanie interfejsu pokazany jest na **rysunku 5**.

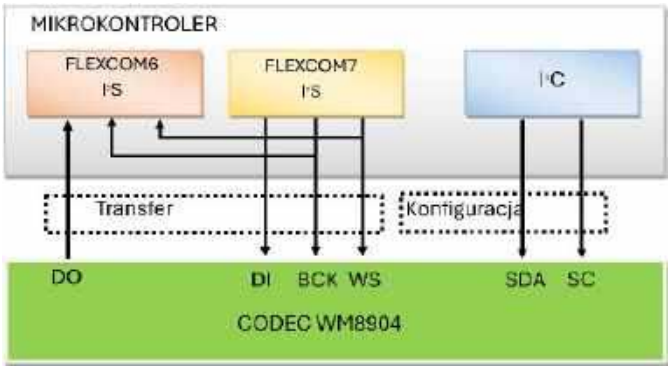
W skrócie opiszę jeszcze komunikowanie się



Rysunek 4. Algorytm działania generatora sygnału sinusoidalnego



Rysunek 5. Schemat blokowy koncepcji interfejsu użytkownika



Rysunek 6. Schemat blokowy odzwierciedlający komunikację kodeka z mikrokontrolerem

procesora z CODEC. Konfiguracja procesora dźwiękowego odbywa się poprzez interfejs I²C, natomiast przesyłanie danych odbywa się w standardzie I²S. W mikrokontrolerze PLC55S28 każdy interfejs przesyłania danych realizuje się za pomocą odpowiednio skonfigurowanego uniwersalnego bloku WE.WY (FLEXCOM). Niestety, w tym rozwiązaniu nie można stworzyć pojedynczego interfejsu I²S zapisującego i odczytującego dane. Trzeba więc zastosować dwa bloki FLEXCOM (możliwości procesora umożliwiają połączenie dwóch takich bloków). W naszym przypadku do komunikacji w standardzie I²C stosujemy bloki FLEXCOM 6 i 7. Natomiast procedura przetwarzania dźwięku zapisana jest w procedurze obsługi przerwania kontrolera tych interfejsów. Schemat blokowy odzwierciedlający komunikację kodeka z mikrokontrolerem pokazany jest na **rysunku 6**.

eprasa.pl cdaec1ec11

a)



b)



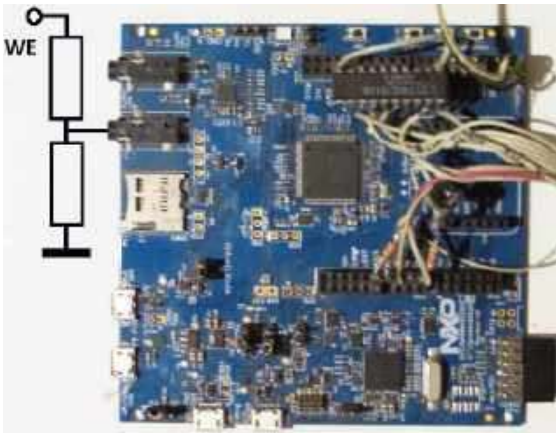
Fotografia 1. Przykładowe rezystory drutowe



Fotografia 2. Rezystor dużej mocy z radiatorem

Obsługa programu

Działanie programu okazuje się bardzo proste. Po podłączeniu wejścia i wyjścia akustycznego badanego układu wystarczy ustawić amplitudę sygnału wyjściowego generatora, a następnie wcisnąć przycisk na płytce modułu. Po przeprowadzeniu badania na wyświetlaczu pojawi się wartość zniekształceń. Pomiar trwa około 2 s. Czas ten jest tak długi ponieważ na jego wartość składa się wartość specjalnie wprowadzonego opóźnienia i dopiero następującego po nim odczytu sygnału wyjściowego. Wprowadzenie tego opóźnienia wynika z faktu, że w niektórych wzmacniaczach (z powodu nieliniowej charakterystyki) dochodzi do przesunięcia



Fotografia 3. Miejsce podłączenia dzielnika wejściowego

```
enum T_H
{
    H_1,
    H_2,
    H_3,
    H_4,
    H_6,
    H_8,
    H_9,
    H_12,
};

float TabHarm[8];
float TabPr[N_OKR];

float ObliczTr(float f)
{
    float OM = 2*STALA_PI*f/FP;

    int i;
    float tfi = 0, tfr =0;

    for(i=0;i<N_OKR;++i)
    {
        tfr += TabPr[i]*cosf(OM*i);
    }

    for(i=0;i<N_OKR;++i)
    {
        tfi += -TabPr[i]*sinf(OM*i);
    }

    return sqrtf(tfr*tfr+tfi*tfi);
}

void ObliczH()
{
    static float ftab[] = {1000, 2000,3000,4000,6000,8000,9000,12000};
    int i;

    for(i=H_1; i<=H_12;++i)
        TabHarm[i] = ObliczTr(ftab[i]);

}

float ObliczWZ()
{
    float uc = 0, uh = 0;
    int i,j;
    float s;
    for(i=0;i<N_OKR;++i)    // Obliczanie wartości średnich
    {
        s = 0;
        for(j=0;j<N_POM;++j)
        {
            s+=BufPr.Pr[j][i];
        }
        TabPr[i] = s/(float)N_POM;
    }

    ObliczH();  //Obliczanie harmonicznych

// obliczanie współczynnika zniekształceń
    for(i=H_1; i<=H_12;++i)
        uc += TabHarm[i]*TabHarm[i];

    for(i=H_2; i<=H_12;++i)
        uh += TabHarm[i]*TabHarm[i];

    return sqrtf(uh)/sqrtf(uc);
}
```

Listing 1. Fragment programu odpowiedzialny za obliczanie poziomu zniekształceń

```
void __attribute__((section(".ramfunc.$SRAMX"))) PrzetwarzanieGlowne()
{
    float wy = 0;
    if(StartPom)
    {
        LicznikOp = 0;
        GenWl = true;
        StartPom = false;
    }

    if(GenWl)
    {
        if(LicznikOp>=N_OP)
        {
            if(LicznikOp<N_POM*N_OKR+N_OP)
            {
                float w = ((float)WartoscWE_L + (float)WartoscWE_P)/(float)0x7FFF;
                BufPr.Tab[LicznikOp-N_OP] = w;
            } else
            {
                GenWl = false;
                KoniecPom = true;
            }
        }

        wy = WSP_GA*GAmp*TabSin[(LicznikOp)%N_OKR];
        ++LicznikOp;

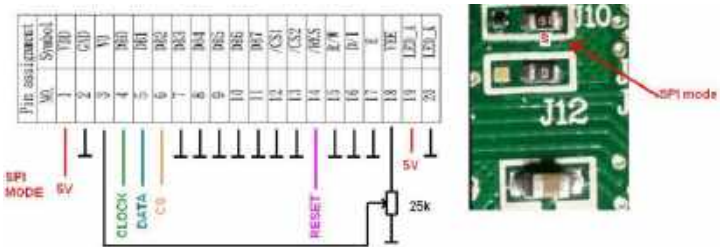
    }

    wy = WSP_GA*GAmp*TabSin[(LicznikOp)%N_OKR];
        ++LicznikOp;

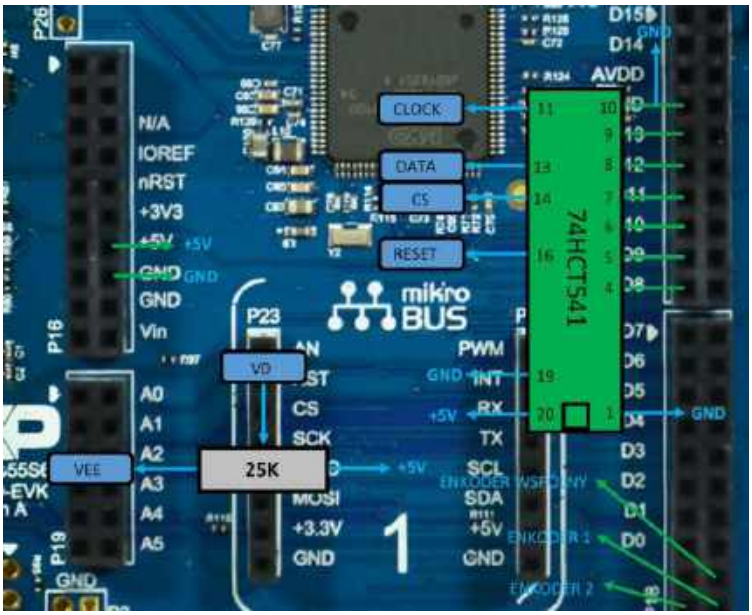
    WartoscWY_P = WartoscWY_L = (int16_t)(wy*(float)0x7FFF);
}
```

Listing 2. Fragment programu odpowiedzialny za rejestrację danych

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 7. Schemat podłączenia wyświetlacza i konfiguracji trybu SPI



Rysunek 8. Widok podłączenia wyświetlacza i enkodera do modułu

punktu pracy. Dlatego, po włączeniu sygnału z generatora, program wprowadza opóźnienie, które umożliwia dokładne ustalenie się warunków pracy badanego wzmacniacza.

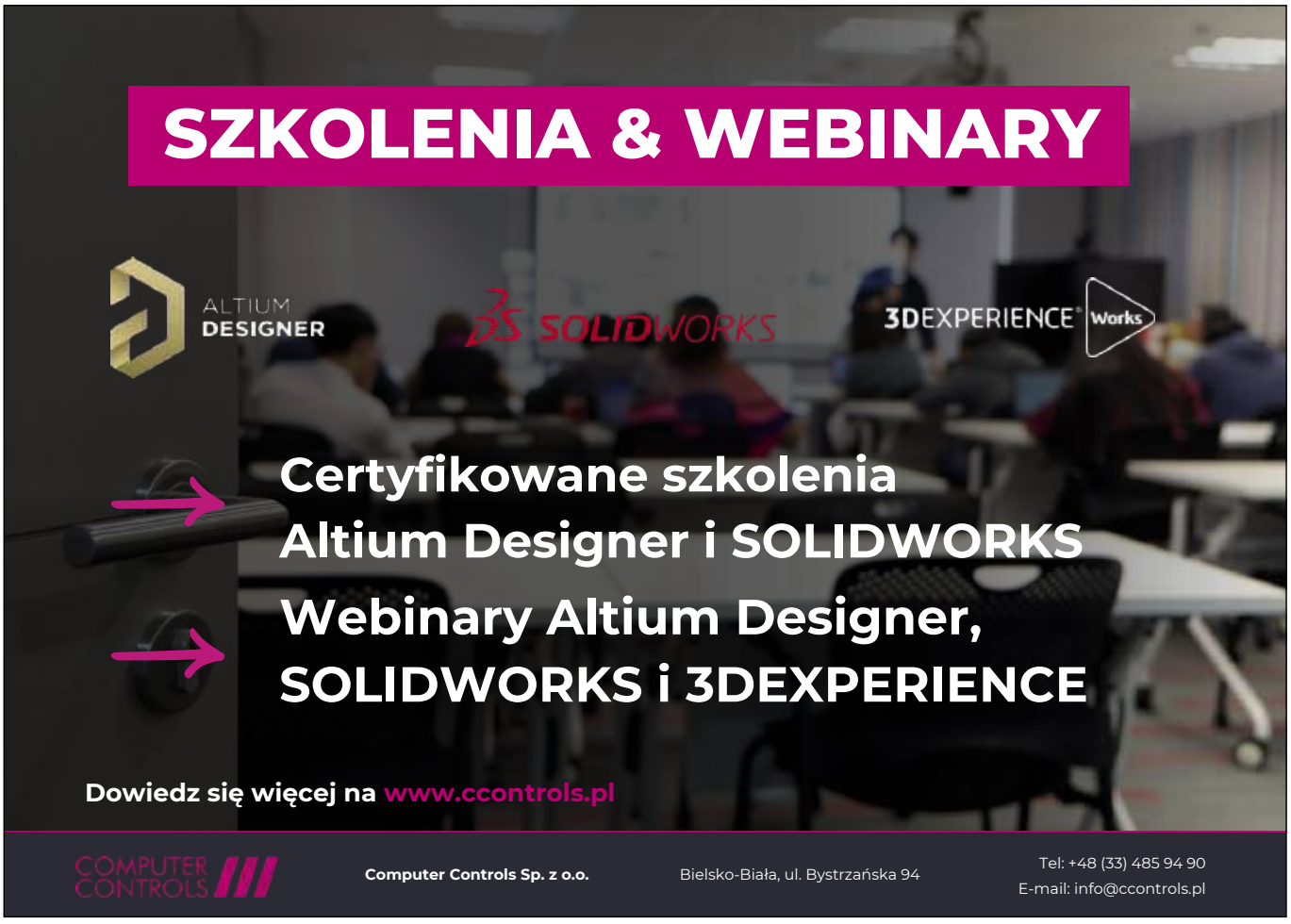
Układ elektroniczny

Do użytego modułu dodano dwie modyfikacje: układ bufora do sterowania wyświetlaczem – ponieważ jest on zasilany napięciem 5 V, natomiast procesor pracuje na szynie 3,3 V – oraz dzielnik wejściowy podłączony do układu przez złącze mini Jack. Dzielnik jest potrzebny do pomiaru zniekształceń do wzmacniaczy dużej mocy. Najlepiej stosować dzielniki przez 10 lub przez 100, np. rezystory 27 kΩ i 3 kΩ (1:10) lub 100 kΩ i 1 kΩ (1:100). Wartości dzielnika należy dobierać tak, aby nie przekroczyć wartości wejściowej sygnału 0,5 V. Przy badaniu wzmacniaczy niskosygnałowych można go pominąć.

Do pomiaru wzmacniaczy dużej mocy można użyć rezystorów obciążających wyjście o wartościach 4 Ω lub 8 Ω – wartość mocy wyjściowej wzmacniacza nie powinna przekraczać mocy znamionowej tych rezystorów. Mogą to być rezystory drutowe w obudowie ceramicznej (pojedyncze lub kilka, odpowiednio połączonych) albo rezystory z radiatorem. Przykładowe zdjęcia tego typu elementów pokazano na **fotografiach 1a**, **1b** i **2**. Podłączenie dzielnika do płytki zaprezentowano na **fotografii 3**, a **rysunki 7** i **8** pokazują podłączenie wyświetlacza do modułu.

Tomasz Krogulski

REKLAMA



eprasa.pl cdaec1ec11

Kurs programowania mikrokontrolerów Megawin (3)

W ostatnim, trzecim już odcinku naszego krótkiego kursu programowania mikrokontrolerów Megawin z rdzeniem ARM Cortex-M3 zapoznamy się z obsługą kolejnych, niezwykle ważnych bloków peryferyjnych: interfejsu komunikacyjnego UART, zegara czasu rzeczywistego RTC oraz interfejsu SPI.

Obsługa interfejsu UART

Asynchroniczny interfejs szeregowy UART jest jednym z kilku najpopularniejszych standardów wymiany danych w systemach wbudowanych. Nic więc dziwnego, że także w strukturze naszego bohatera – mikrokontrolera MG32F103RBT6 – znajdziemy trzy takie bloki, przy czym w naszych eksperymentach posłużymy się peryferium o numerze 1. Do komunikacji posłużą nam dwie linie portu GPIOA:

PA9 – wyjście danych (TX),

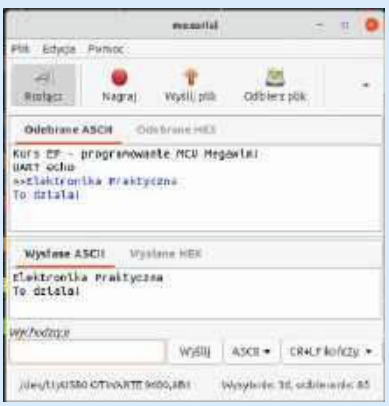
PA10 – wejście danych (RX).

Aby przeprowadzić ćwiczenia opisane w niniejszym artykule, potrzebować będziemy dowolnego konwertera USB-UART pracującego z poziomami logicznymi 3,3 V. Konwerter podłączamy do złącza goldpin oznaczonego – a jakże – napisem UART, pamiętając o skrzyżowaniu linii danych (oznaczenia RX, TX znajdujące się na naszej płytce ewaluacyjnej odnoszą się do kierunków linii procesora).

Projekt 06 realizuje bodaj najprostszą funkcjonalność – „odbija" echo znaków odebranych z terminala komputera z powrotem do niego. Główny program jest zatem bardzo prosty (**listing 1**) – po wywołaniu funkcji konfigurującej blok UART oraz wyświetleniu komunikatu powitalnego procesor przechodzi do oczekiwania na znaki z użyciem funkcji blokującej UART_getchar(). Każdy odebrany bajt jest od razu przekazywany do funkcji UART_print(), która jako argument przyjmuje wskaźnik na zmienną typu char.

Na **listingu 2** pokazano ciała wszystkich trzech funkcji służących do obsługi UART-a. Dokładne komentarze dopisane do każdej linii wyjaśniają znaczenie poszczególnych funkcji bibliotecznych – zrozumienie kolejnych realizowanych operacji nie powinno zatem nastręczać większych problemów. Zwróćmy jednak uwagę na kilka mniej oczywistych aspektów.

Dość mało intuicyjny może wydawać się sposób konfiguracji szybkości transmisji (baudrate). Nota katalogowa naszego mikrokontrolera podaje, że wartość dzielnika (obniżającego częstotliwość sygnału taktowania, czyli – w naszym przypadku – 72 MHz-owego przebiegu dostarczanego przez wewnętrzną pętlę PLL) można obliczyć poprzez podzielenie tejże częstotliwości



Rysunek 1. Okno terminala podczas testów programu UART echo

Poprzednie odcinki znajdują się pod adresem: **https://ulubionykiosk.pl/media**

Autor dziękuje firmie Micros (www.micros.com.pl) za udostępnienie programatora MLink oraz próbek układu MG32F103RBT6 na potrzeby opracowania niniejszego kursu.

przez 16-krotność docelowej prędkości transmisji (czyli 9600 bps). Ponieważ jednak dzielnik uwzględnia nie tylko część całkowitą, ale także 4-bitową część ułamkową, to w rzeczywistości wystarczy jedynie podzielić 72 MHz przez 9600 Hz, a ów wynik najpierw poddać funkcji iloczynu logicznego z maską 0x0F (ekstrakcja części ułamkowej), a następnie odpowiednio poprzesuwać w prawo – w celu wypełnienia zawartości młodszego i starszego rejestru przechowującego część całkowitą (DLL, DLH). Uważni Czytelnicy zauważą, że „w międzyczasie" musimy także odblokować dostęp do rejestrów dzielnika ustawiając bit UART_LCR_DLAB, co zdaniem producenta ma... wprowadzić dodatkowe zabezpieczenie.

W przypadku funkcji UART_print() warto zwrócić uwagę, że pętla while() automatycznie kończy swoje działanie po napotkaniu znaku końca stringa, czyli bajtu o wartości 0x00. Należy o tym pamiętać wykonując manipulacje na tablicach typu char[]. W przypadku używania funkcji UART_print() z „natywnymi" ciągami znaków (ujętymi w cudzysłowy), kompilator wprowadzi znak końca za nas, dzięki czemu nie musimy się martwić o niekontrolowane zapętlenie programu.

Obsługa zegara czasu rzeczywistego

Kolejny program – Projekt 07 – pozwala zapoznać się z metodami obsługi wbudowanego zegara RTC naszego mikrokontrolera. Przed przystąpieniem do eksperymentów należy upewnić się, że w gniazdach płytce

```
/*  Kurs programowania mikrokontrolerow Megawin
        Projekt 06 - obsluga interfejsu UART */

#include "mg32f10x.h"
#include "hardware.h"


int main(void)
{
    char c;

    /* inicjalizacja pozostalych peryferiow */
    initPeripherals();

    /* konfiguracja UART-a: 9600 bps @ 72 MHz */
    UART_config(72000000, 9600);
    /* wyswietlenie komunikatu powitalnego */
    UART_print("Kurs EP - programowanie MCU Megawin!\n");
    UART_print("UART echo\n");
    UART_print(">>");

  while (1)
  {
        /* odbior znaku z terminala */
        c = UART_getchar();
        /* echo z powrotem na terminal */
        UART_print(&c);

    }

}
```

Listing 1. Kod programu głównego UART echo

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl cdaec1ec11

ewaluacyjnej znajduje się sprawna bateria CR2032, zaś jumper VBATSET jest ustawiony w pozycji BAT.

Nasz program (**listing 3**) rozpoczyna działanie od konfiguracji niezbędnych peryferiów, po czym od razu przechodzi do sprawdzenia, czy zawartość rejestru DR1 (znajdującego się w domenie BACKUP, czyli części procesora podtrzymywanej napięciem z wejścia VBAT) jest zgodna z arbitralnie przyjętym „kluczem" (w naszym przykładzie jest to wartość 0x1234). Jeżeli nie – a taka sytuacja ma miejsce po pierwszym uruchomieniu programu lub po zaniku obydwu napięć zasilania (głównego oraz zapasowego) – to program przechodzi do wstępnej konfiguracji RTC, w ramach której wykonuje także inicjalizację licznika przez wpisanie godziny 12:00:00 (uwaga – licznik przechowuje liczbę sekund od północy). Jeśli zegar został już wcześniej zainicjalizowany, to mikrokontroler wykonuje kilka podstawowych operacji (włączenie obsługi przerwań 1-sekundowych i ustawienie preskalera), po czym wchodzi do pętli głównej. Każda iteracja rozpoczyna się od sprawdzenia, czy procedura obsługi przerwania od RTC ustawiła flagę disp_time_flag – jeżeli tak, program pobiera aktualny czas, przelicza go na godziny, minuty i sekundy, po czym wyświetla go na wyświetlaczu LED. Nasz wskaźnik ma tylko cztery cyfry, dlatego zamiast pokazywania liczby sekund stosujemy inny, bardzo prosty trik – sygnalizujemy upływ kolejnych sekund za pomocą krótkich błysków diody LED D1. W czasie pomiędzy aktualizacjami wyświetlacza program realizuje odbiór znaków z terminala – jeżeli użytkownik wpisze z klawiatury nową godzinę w formacie HH:MM:SS i naciśnie klawisz Enter, zawartość bufora odbiorczego zostanie przekazana do funkcji sscanf(), zaś odpowiednie instrukcje warunkowe zwalidują wykryte liczby. Dzięki temu zegar zostanie zaktualizowany wyłącznie wtedy, gdy wszystkie trzy części (godziny, minuty i sekundy) będą się mieścić w poprawnych zakresach.

```
void UART_config(uint32_t apbclk_hz, uint32_t baudrate_bps){

    /* zmienna do obliczenia rejestrow timingu */
    uint32_t div;

    /* wlaczenie taktowania interfejsu UART1 */
  RCC->APB1PRE |= RCC_APB1PRE_SRCEN;
  RCC->APB1ENR |= (RCC_APB1ENR_BMX1EN | RCC_APB1ENR_UART1EN);

  /* reset interfejsu UART1 */
  RCC->APB1RSTR |= RCC_APB1RSTR_UART1RST;
  RCC->APB1RSTR &= ~RCC_APB1RSTR_UART1RST;

  /* wyzerowanie rejestru funkcji modemowych */
  UART1->MCR = 0x00;
    /* obliczenie wartosci dzielnika */
  div = apbclk_hz / baudrate_bps;
  /* ulamkowa czesc dzielnika - tylko 4 najmlodsze bity */
  UART1->DLF = div & 0x0F;
  /* zezwolenie na zapis calkowitej czesci dzielnika */
  UART1->LCR = UART_LCR_DLAB;
  /* zapis calkowitej czesci dzielnika */
    /* mlodsze polslowo */
    UART1->DLL = (uint8_t)(div >> 4);
    /* starsze polslowo */
    UART1->DLH = (uint8_t)(div >> 12);
  /* konfiguracja trybu transmisji: 8N1 */
    UART1->LCR = UART_LCR_WLS_8BIT | UART_LCR_SBS_1BIT | UART_LCR_PARITY_NONE;
  /* wlaczenie FIFO */
    UART1->FCR = UART_FCR_FIFOE;

}


void UART_print(char *str)
{
  /* petla po wszystkich znakach */
    /* az do wystapienia znaku konca stringa = 0x00 */
    while(*str)
  {
    /* oczekiwanie na zwolnienie bufora nadawczego */
        while(!(UART1->LSR & UART_LSR_THRE)){};
        /* zapis kolejnego bajtu do bufora */
    UART1->THR = *str;
        /* inkrementacja wskaznika */
        str++;
  }
    /* oczekiwanie na wyslanie ostatniego bajtu */
  while(!(UART1->LSR & UART_LSR_TEMT));
}

char UART_getchar(void){
    /* oczekiwanie na odbior bajtu */
    while(!(UART1->LSR & UART_LSR_DR));
    /* zwrocenie odebranego bajtu */
    return (UART1->RBR);
}
```

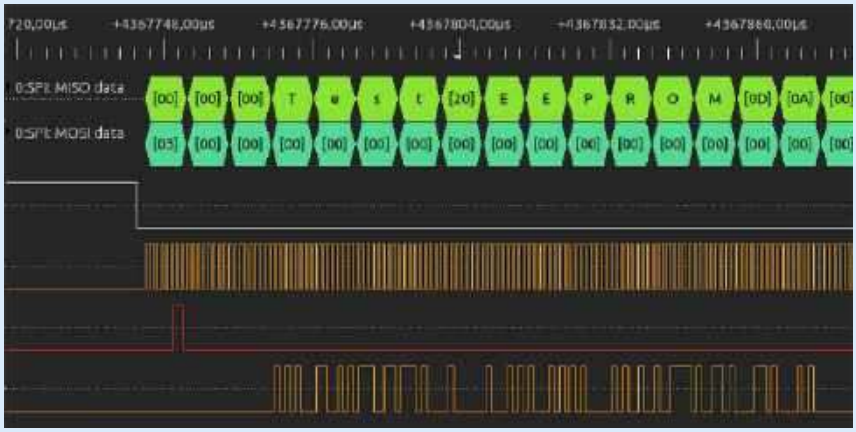
Listing 2. Funkcje do obsługi interfejsu UART

Funkcje odpowiedzialne za inicjalizację RTC oraz kontrolera przerwań NVIC pokazano na **listingu 4**, zaś ciało procedury obsługi przerwania od RTC zamieszczono na **listingu 5** – podobnie jak poprzednio, także w tym przypadku zamieszczone komentarze powinny całkowicie rozjaśnić sens zaprezentowanego kodu.

Obsługa interfejsu SPI – pamięć EEPROM

Na koniec naszego opracowania pozostawiliśmy zagadnienie, którego nie może zabraknąć w żadnym kursie programowania mikrokontrolerów: opiszemy bowiem działanie interfejsu SPI na przykładzie dwukierunkowej komunikacji (tryb full duplex) z pamięcią EEPROM znajdującą się na płytce ewaluacyjnej. Z uwagi na fakt, że kod programu do Projektu 08 jest dość obszerny, w artykule przywołujemy jedynie jego najbardziej reprezentatywne części (kompletne kody źródłowe wraz z całą strukturą katalogów projektów opisanych w kursie znajdują się – jak zawsze – w materiałach dodatkowych umieszczonych na serwerze „Elektroniki Praktycznej").

Zasada działania programu jest dość prosta – spójrzmy na **listing 6**. Na początku dokonujemy odczytu zawartości pierwszej strony pamięci zawierającej 64 bajty, począwszy od komórki o adresie 0x0000. Następnie wyświetlamy odebrane znaki (zakładając, że odczytana strona zawiera już jakiś czytelny tekst w formacie ASCII – rzecz jasna, za pierwszym razem w terminalu możemy zobaczyć „śmietnik" z uwagi na brak wcześniejszej inicjalizacji EEPROM-u). Po tej operacji wyświetlamy komunikat z prośbą o podanie nowego tekstu oraz znak zachęty („>>"). Nasłuch kończy się po odebraniu 64 znaków lub wciśnięciu klawisza Enter (\n). Kolejnym etapem działania programu jest odblokowanie pamięci w celu jej zapisu (wysłanie komendy 0x06, czyli WREN – Write Enable). Teraz możemy już dokonać właściwego zapisu nowego tekstu użytkownika, po czym wyświetlamy komunikat o powodzeniu operacji. Kompletny program realizuje także ponowny odczyt pamięci (w identyczny sposób, jak



Rysunek 2. Sygnały na liniach SPI podczas odczytu tekstu z pamięci EEPROM

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie
https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl cdaec1ec11

```
char str[10];
uint8_t str_idx = 0;
uint32_t hh = 0, mm = 0, ss = 0;

int main(void)
{

    initPeripherals();

    UART_config(72000000, 9600);
    UART_print("Kurs EP - programowanie MCU Megawin!\n");
    UART_print("RTC test\n");

  /* wlaczenie taktowania domeny BACKUP */
    RCC_AHBPeriphClockCmd(RCC_AHBPeriph_BKP, ENABLE);
  /* odblokowanie dostepu do domeny BACKUP */
    PWR_BackupAccessCmd(ENABLE);
  /* konfiguracja NVIC-a */
    NVIC_Config();

    /* sprawdzenie wartosci kontrolnej */
    /* jezeli rejestr DR1 = 0x1234 przechodzimy do normalnej pracy */
    /* jezeli nie, to inicjalizujemy RTC i rejestr DR1 */

    if (BKP_ReadBackupRegister(BKP_DR1) != 0x1234)
  {
        /* wstepna konfiguracja RTC */
        RTC_Config();
        /* zapisanie wartosci kontrolnej */
        BKP_WriteBackupRegister(BKP_DR1, 0x1234);
  }
  else
  {
    /* oczekiwanie na synchronizacje z szyna systemowa */
    RTC_WaitForSynchro();
    /* wlaczenie obslugi przerwania od sekund */
    RTC_ITConfig(RTC_IT_SEC, ENABLE);
    /* oczekiwanie na wykonanie ostatniej operacji */
    RTC_WaitForLastTask();
        /* ustawienie preskalera: 32,768 kHz/(32767+1) = 1 Hz */
    RTC_SetPrescaler(32767);
        /* oczekiwanie na wykonanie ostatniej operacji */
    RTC_WaitForLastTask();
  }


  while (1)
  {
        /* sprawdzenie flagi aktualizacji wyswietlacza (co 1 sekunde) */
        if(disp_time_flag){

            /* wlaczenie LED 1 */
            LED_onoff(1, LED_ON);
            /* zerowanie flagi */
            disp_time_flag = 0;

            /* reset licznika RTC po osiagnieciu pelnej doby (23:59:59) */
            if (RTC_GetCounter() >= 0x0001517F)
            {
                 /* zerowanie licznika RTC */
                RTC_SetCounter(0x0);
                 /* oczekiwanie na wykonanie ostatniej operacji */
                 RTC_WaitForLastTask();
            }

            /* odczyt stanu licznika RTC */
            uint32_t timestmp = RTC_GetCounter();

            /* obliczenie godzin, minut i sekund */
            hh = timestmp / 3600;
            mm = (timestmp % 3600) / 60;
            ss = (timestmp % 3600) % 60;

            /* "konkatenacja" godzin i minut dla wyswietlacza LED */
            disp_num = hh*100 + mm;

            delay(10);
            /* wylaczenie diody LED 1 */
            LED_onoff(1, LED_OFF);

        }else{

            /* obsluga terminala jezeli nie trzeba aktualizowac wysw. LED */
            /* sprawdzenie czy odebrano znak z terminala */
            if(UART1->LSR & UART_LSR_DR){

                /* zapis znaku do stringa */
                str[str_idx] = UART1->RBR;
                /* inkrementacja indeksu stringa */
                str_idx++;

                if(str_idx > 7){

                    str_idx = 0;

                    /* pobranie wartosci z ciagu HH:MM:SS */
                    sscanf(str, "%d:%d:%d", &hh, &mm, &ss);

                    if((hh >=0) && (hh <=23)){
                        if((mm >=0) && (mm <=59)){
                            if((ss >=0) && (ss <=59)){

                                /* przeliczenie nowej godziny na sekundy i aktualizacja licznika */
                                RTC_SetCounter((uint32_t)hh*3600 + mm*60 + ss);
                            }
                        }
                    }
                }
            }
        }
    }
}
```

Listing 3. Fragment pliku main.c do przykładu 7

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie
https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl cdaec1ec11

```
void RTC_Config(void)
{
  /* reset domeny BACKUP */
  BKP_DeInit();

  /* wlaczenie oscylatora LSE (32,768 kHz) */
  BKP_LSEConfig(BKP_LSE_ON);
  /* oczekiwanie na uruchomienie LSE */
  while (BKP_GetLSEReadyFlagStatus() == RESET){}
  /* wybor LSE jako zrodla taktowania dla RTC */
  BKP_RTCCLKConfig(BKP_RTCCLKSource_LSE);
  /* wlaczenie RTC */
  BKP_RTCCLKCmd(ENABLE);
  /* oczekiwanie na synchronizacje z szyna systemowa */
  RTC_WaitForSynchro();
  /* oczekiwanie na zakonczenie ostatniej operacji */
  RTC_WaitForLastTask();
  /* wlaczenie przerwania od sekund */
  RTC_ITConfig(RTC_IT_SEC, ENABLE);
  /* oczekiwanie na zakonczenie ostatniej operacji */
  RTC_WaitForLastTask();
        /* ustawienie preskalera: 32,768 kHz/(32767+1) = 1 Hz */
  RTC_SetPrescaler(32767);
  /* oczekiwanie na zakonczenie ostatniej operacji */
  RTC_WaitForLastTask();
        /* ustawienie domyslnej godziny: 12:00:00 */
  RTC_SetCounter(43200);
}

void NVIC_Config(void)
{
  NVIC_InitTypeDef NVIC_InitStructure;

  /* konfiguracja przerwania od RTC*/
  NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannel = RTC_IRQn;
  NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelPreemptionPriority = 0;
  NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelSubPriority = 0;
  NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelCmd = ENABLE;
  NVIC_Init(&NVIC_InitStructure);
}
```

Listing 4. Funkcje do konfiguracji RTC i NVIC

na początku) w celu wyświetlenia zapisanego chwilę wcześniej ciągu znaków – pozwala to natychmiast zorientować się, czy operacja przebiegła poprawnie.

Prosta i całkiem intuicyjna funkcja konfiguracji interfejsu SPI została pokazana na **listingu 7**, zaś fragment procedury obsługi przerwań od SPI znajduje się na **listingu 8**. W tym miejscu

```
void RTC_IRQHandler(void)
{
    extern volatile uint8_t disp_time_flag;

  if (RTC_GetITStatus(RTC_IT_SEC) != RESET)
  {
    /* Clear the RTC Second interrupt */
    RTC_ClearITPendingBit(RTC_IT_SEC);

    /* Enable time update */
    disp_time_flag = 1;
  }
}
```

Listing 5. Procedura obsługi przerwania od RTC

warto zwrócić uwagę na sposób realizacji transmisji danych – używamy do tego celu przerwań, które blok SPI generuje tuż przed zapełnieniem sprzętowego, odbiorczego bufora FIFO, a także tuż przed opróżnieniem bufora nadawczego. Dane są zapisywane i odczytywane (już na drodze programowej) do/z odpowiednich buforów utworzonych jako globalne tablice typu char tx_buf[67] oraz rx_buf[67], przy czym liczba transferów jest dynamicznie zmieniana z poziomu programu głównego na drodze modyfikacji zawartości zmiennej tx_len.

Podsumowanie

W ramach naszego kursu opisaliśmy w telegraficznym skrócie obsługę najważniejszych bloków peryferyjnych mikrokontrolera Megawin MG32F103RBT6. Celem zaprezentowanego materiału było zaznajomienie Czytelników z tymi interesującymi, budżetowymi procesorami, które z powodzeniem mogą zastąpić droższe i popularniejsze układy STM32F1. Warto zwrócić uwagę, że zaprezentowaliśmy zaledwie część możliwych metod konfiguracji i użytkowania peryferiów sprzętowych – mikrokontrolery MG32F dysponują wszak rozbudowanym kontrolerem DMA,

REKLAMA

Golten®

Złącza, na które możesz liczyć

Sprawdź, co oferuje autoryzowany dystrybutor Micros!







μ's MICROS

Micros sp.j. W.Kędra i J.Lic
ul. E.Godlewskiego 38,
30-198 Kraków

tel.: +48 12 636 95 66,
e-mail: bok@micros.com.pl

www.micros.com.pl

Golten na micros.com.pl

eprasa.pl cdaec1ec11

```
/* bufory do nadawania i odbioru */
char tx_buf[67];
char rx_buf[67];
/* indeksy (wskazniki pozycji w buforach) */
uint8_t tx_index = 0;
uint8_t rx_index = 0;
/* liczba bajtow do wyslania */
uint8_t tx_len = 0;
/* pomocniczy string do obslugi UART-a */
char str [67];


int main(void)
{
/* (...) */

    /* odczyt strony pamieci EEPROM (64 bajty) */

    /* komenda READ */
    tx_buf[0] = 0x03;
    /* 16-bitowy adres - poczatek pamieci*/
    tx_buf[1] = 0x00;
    tx_buf[2] = 0x00;

    /* 1 bajt komendy + 2 bajty adresu + 64 bajty pamieci */
    tx_len = 67;
    /* zerowanie indeksu bufora odbiorczego */
    rx_index = 0;

    /* wlaczenie przerwan */
    SPI_ITConfig(SPIM2, SPI_IT_RXF | SPI_IT_TXE, ENABLE);
    /* uruchomienie SPI */
    SPI_Cmd(SPIM2, ENABLE);

    /* oczekiwanie na zakonczenie odczytu */
    delay(5);

    /* dezaktywacja SPI */
    SPI_Cmd(SPIM2, DISABLE);

    /* zabezpieczenie przed wykroczeniem poza tablice */
    /* w czasie "drukowania" znakow funkcja UART_print() */
    rx_buf[66] = 0x00;

    /* kopia bufora z pominieciem pierwszych 3 znakow */
    for(uint8_t i = 3; i < 67; i++){
        str[i-3] = rx_buf[i];
    }
    /* wyslanie tekstu na UART */
    UART_print(str);

    UART_print("\nWpisz nowy tekst: >> ");

    /* odbieranie maks. 64 znakow */
    for(uint8_t i = 3; i < 67; i++){
        tx_buf[i] = UART_getchar();
        /* przerwanie petli jezeli wcisnieto enter */
        if(tx_buf[i] == '\n') break;
    }

    /* wyslanie komendy odblokowania zapisu EEPROM-u */
    tx_buf[0] = 0x06; // WREN
    /* wystarczy jeden bajt */
    tx_len = 1;
    /* wlaczenie przerwan i wyslanie komendy */
    SPI_ITConfig(SPIM2, SPI_IT_TXE, ENABLE);
  SPI_Cmd(SPIM2, ENABLE);
    delay(1);
  SPI_Cmd(SPIM2,DISABLE);

    /* komenda zapisu EEPROM-u */
    tx_buf[0] = 0x02;
    /* ten sam adres z ktorego byl odczyt */
    tx_buf[1] = 0x00;
    tx_buf[2] = 0x00;
    tx_len = 67;
    /* wlaczenie przerwan i wyslanie tekstu */
    SPI_ITConfig(SPIM2, SPI_IT_TXE, ENABLE);
  SPI_Cmd(SPIM2, ENABLE);

    /* na wszelki wypadek odczekujemy dluzej niz trzeba */
    delay(10);
  SPI_Cmd(SPIM2, DISABLE);

    UART_print("\nZapis zakonczony pomyslnie! \n");
    UART_print("Zapisany tekst: ");

    /* ponownie dokonujemy odczytu nowego tekstu z EEPROM-u */
    tx_buf[0] = 0x03;
    tx_buf[1] = 0x00;
    tx_buf[2] = 0x00;
    tx_len = 67;
    rx_index = 0;
    SPI_ITConfig(SPIM2, SPI_IT_RXF | SPI_IT_TXE, ENABLE);
    SPI_Cmd(SPIM2, ENABLE);
    delay(5);
  SPI_Cmd(SPIM2, DISABLE);

    /* wyslanie nowego tekstu na UART */
    rx_buf[66] = 0x00;

    for(uint8_t i = 3; i < 67; i++){
        str[i-3] = rx_buf[i];
    }
    UART_print(str);
    UART_print("\n");


  while (1)
  {}

}
```

Listing 6. Fragment pliku main.c do przykładu 8

pozwalającym na zautomatyzowanie większości transferów danych pomiędzy poszczególnymi blokami sprzętowymi a pamięcią. Układy te mają także wbudowany interfejs USB, otwierający zupełnie nowe możliwości aplikacyjne. Czytelników zainteresowanych zgłębianiem dalszych tajników procesora MG32F103RBT6 (oraz innych modeli z tej rodziny) zachęcamy gorąco do studiowania przykładów dostarczonych przez producenta. Niektóre z nich (np. dotyczące obsługi USB w trybie wirtualnego portu szeregowego) można z niewielkimi modyfikacjami uruchomić na płytce ewaluacyjnej, inne będą wymagały dostosowania większej części programu – pomocna okaże się także dokumentacja dostarczana w „paczce" razem z przykładami i plikami bibliotecznymi.

Mamy nadzieję, że zaprezentowany materiał – jako pierwszy (nie tylko w Polsce, ale i na świecie) kurs programowania mikrokontrolerów Megawin – zachęci naszych Czytelników zarówno do samodzielnych eksperymentów, jak i wdrożenia tych niedrogich, wydajnych procesorów we własnej praktyce projektowej.

Powodzenia!

inż. Przemysław Musz, EP

```
void SPI_Config(void){

  SPI_InitTypeDef SPI_InitStructure;
    /* wlaczenie taktowania SPI */
  RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_BMX2
  |RCC_APB2Periph_SPIM2, ENABLE);

    /* reset ustawien SPI */
    SPI_DeInit(SPIM2);
    /* tryb full duplex */
  SPI_InitStructure.SPI_TransferMode = SPI_TransferMode_TxAndRx;
    /* rozmiar slowa */
  SPI_InitStructure.SPI_DataSize = SPI_DataSize_8b;
    /* polaryzacja i faza zegara */
  SPI_InitStructure.SPI_CPOL = SPI_CPOL_Low;
  SPI_InitStructure.SPI_CPHA = SPI_CPHA_1Edge;
    /* preskaler (72 MHz / 72 = 1 MHz) */
  SPI_InitStructure.SPI_BaudRatePrescaler = 72;
    /* format ramki */
  SPI_InitStructure.SPI_FrameFormat = SPI_FrameFormat_SPI;
    /* inicjalizacja bloku SPI */
  SPI_Init(SPIM2, &SPI_InitStructure);

    /* wylaczenie przerwan */
    SPI_ITConfig(SPIM2, 0xFF, DISABLE);
    /* ustawienie progow wyzwalania przerwan od FIFO */
    SPI_TxFIFOThresholdConfig(SPIM2, 2);
  SPI_RxFIFOThresholdConfig(SPIM2, 1);
    /* wybor wyjscia CS (sterowanie sprzetowe) */
    SPI_NSSConfig(SPIM2, SPI_NSS_0, ENABLE);

}
```

Listing 7. Funkcja konfigurująca SPI

```
void SPIM2_IRQHandler(void)
{
    extern uint8_t tx_buf[67];
    extern uint8_t rx_buf[67];
    extern uint8_t tx_index;
    extern uint8_t rx_index;
    extern uint8_t tx_len;

  if(SPI_GetITStatus(SPIM2, SPI_IT_RXF) != RESET)
  {
    while(SPI_GetFlagStatus(SPIM2, SPI_FLAG_RFNE) != RESET)
    {
      rx_buf[rx_index] = SPI_ReadData(SPIM2);
      rx_index++;
      if(rx_index >= tx_len) {
        SPI_ITConfig(SPIM2, SPI_IT_RXF, DISABLE);
        break;
      }
    }
  }

    /* jezeli bufor nadawczy jest pusty */
  if(SPI_GetITStatus(SPIM2, SPI_IT_TXE) != RESET)
  {
    /* powtarzanie dopoki bufor sie nie zapelni */
    while(SPI_GetFlagStatus(SPIM2, SPI_FLAG_TFNF) != RESET)
    {
    /* wysylka kolejnego bajtu z bufora */
      SPI_WriteData(SPIM2, tx_buf[tx_index]);
    /* inkrementacja indeksu bufora */
          tx_index++;
    /* konczenie wysylki i dezaktywacja przerwania od TX */
      if(tx_index >= tx_len) {
        tx_index = 0;
              SPI_ITConfig(SPIM2, SPI_IT_TXE, DISABLE);
        break;
      }
    }
  }
}
```

Listing 8. Procedura obsługi przerwań od SPI

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie
https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl cdaec1ec11

Środowisko ESP-IDF (4)

Serwer WWW

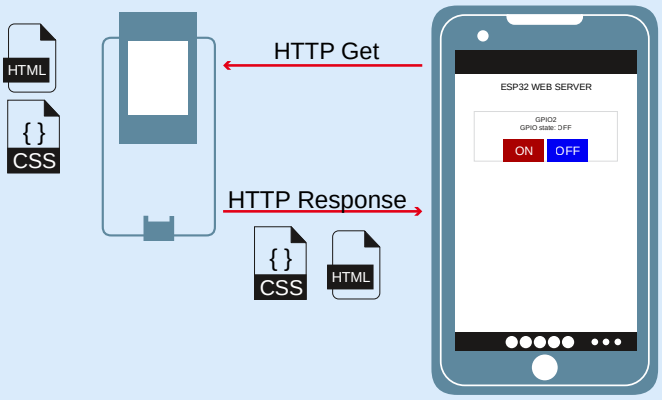
Wyposażenie układów ESP32 w sprzętowy interfejs Wi-Fi i dużą ilość pamięci przeznaczonej na program pozwala stworzyć serwer WWW zdolny do współpracy z dowolną przeglądarką internetową. Oznacza to możliwość komunikacji z modułem ESP32 za pomocą urządzenia, takiego jak smartfon czy komputer, bez konieczności pisania specjalistycznego oprogramowania. Wystarczy prosta strona w HTML-u, niekiedy z dodatkiem Java Scriptu, żeby zdalnie sterować modułem.

Działanie serwera WWW

Współpraca serwera WWW z klientem – którym w opisywanej sytuacji jest przeglądarka internetowa – została w sposób uproszczony zobrazowana na **rysunku 1**. Wymianę komunikatów inicjuje przeglądarka, wysyłając do serwera zapytanie (HTTP Get) o zasób, czyli o stronę internetową. W odpowiedzi serwer zaczyna przesyłać dane żądanej strony (HTTP Response). Po przesłaniu wszystkich składowych witryny – takich jak kod HTML, skrypt Java Scriptu, pliki graficzne, kaskadowe arkusze stylów CSS itp. – połączenie jest kończone. Jeżeli klient chce pobrać kolejną stronę, po kliknięciu np. w link wysyła do serwera kolejne zapytanie. Jeśli serwerem jest moduł ESP32, musi on mieć zapisane w swojej pamięci dane wszystkich obsługiwanych stron. Częścią zapytania – stanowiącego adres URL zasobu – może być również umieszczony w nim dodatkowy kod, np. „/led_on”. Sygnalizuje on modułowi, że pełniąca funkcję interfejsu dioda LED ma zostać załączona; w takim przypadku – oprócz przesłania zawartości strony – moduł włącza zasilanie diody.



Poprzednie odcinki znajdują się pod adresem:
https://ulubionykiosk.pl/media



Rysunek 1. Współpraca serwera WWW z klientem w postaci przeglądarki internetowej

Budowa oprogramowania serwera WWW na ESP32

W podanym przykładzie sterowana będzie jedna dioda LED podłączona do portu 2 modułu ESP32. Aby oprogramowanie zaczęło działać, należy je przepisać w kolejności wskazywanej przez listingi. Aplikacja napisana została dla ESP-IDF w wersji 4.4, natomiast sam moduł będzie przystosowany do pracy w sieci jako stacja.

Jak pokazano na **listingu 1**, na początku kodu znajdują się wszystkie niezbędne pliki nagłówkowe. Oprócz tego kod zawiera deklaracje stałych i zmiennych używanych w programie. Do `LED_PIN` przypisany został numer linii portu IO sterującego diodą LED, w tym przykładzie jest to wyprowadzenie numer 2. W deklaracjach `EXAMPLE_ESP_WIFI_SSID` oraz `EXAMPLE_ESP_WIFI_PASS` podajemy nazwę sieci Wi-Fi, w której będziemy pracować, oraz hasło logowania do niej. Z kolei `EXAMPLE_ESP_MAXIMUM_RETRY` to deklaracja liczby prób nawiązania (lub – w przypadku jego utraty – odzyskania) połączenia z siecią. Zmienna `led_state` przechowuje aktualny stan portu IO sterującego LED-em.

Listing 2 zawiera kod HTML generowanej przez serwer strony. Zależnie od stanu portu IO sterującego diodą LED witryna tworzona jest w dwóch wariantach: gdy dioda jest wyłączona – i gdy jest zaświecona. Co do zasady, dane obydwu wariantów są takie same, z wyjątkiem jednej linii

```
GPIO2
GPIO state: ON
```

```c
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>
#include "freertos/FreeRTOS.h"
#include "freertos/task.h"
#include "esp_system.h"
#include "esp_spi_flash.h"
#include <esp_http_server.h>

#include "esp_wifi.h"
#include "esp_event.h"
#include "freertos/event_groups.h"
#include "esp_log.h"
#include "nvs_flash.h"
#include "esp_netif.h"
#include "driver/gpio.h"
#include <lwip/sockets.h>
#include <lwip/sys.h>
#include <lwip/api.h>
#include <lwip/netdb.h>

#define LED_PIN 2

static const char *TAG = "espressif"; // TAG for debug
int led_state = 0;

#define EXAMPLE_ESP_WIFI_SSID "ssid_twojej_sieci"//WIFI SSID
#define EXAMPLE_ESP_WIFI_PASS "haslo_twojej_sieci"//PASSWORD
#define EXAMPLE_ESP_MAXIMUM_RETRY 5//CONFIG_ESP_MAXIMUM_RETRY

/* FreeRTOS event group to signal when we are connected*/
static EventGroupHandle_t s_wifi_event_group;

/* The event group allows multiple bits for each event, but we only care about two events:
 * - we are connected to the AP with an IP
 * - we failed to connect after the maximum amount of retries */
#define WIFI_CONNECTED_BIT BIT0
#define WIFI_FAIL_BIT BIT1

static int s_retry_num = 0;
```

Listing 1. Niezbędne pliki nagłówkowe i definicje stałych

eprasa.pl cdaec1ec11

Dla większej przejrzystości kodu miejsce danych, które należy przekopiować z tablicy on_resp[] do off_resp[], oznaczono symbolami (...). Wygląd strony po wyświetleniu w przeglądarce pokazano na **rysunku 2**.

Budowa strony jest bardzo prosta i typowa. W sekcji „style" umieszczono definicje wyglądu: użytych czcionek, dwóch przycisków sterujących włączeniem i wyłączeniem LED-a oraz kontenera, w którym klawisze zostały umieszczone. Na **listingu 2a** można zapoznać się ze szczegółami tej sekcji.

Natomiast na **listingu 2b** pokazano kod działającej strony. Najpierw wyświetlane są napisy, w tym informacja o stanie pinu GPIO sterującego diodą LED („GPIO state:"), a następnie kod dwóch klawiszy „ON" i „OFF". Po naciśnięciu klawisza „ON" z przeglądarki do serwera wysłane zostaje żądanie GET odświeżenia danych strony wraz z komunikatem „/led2on", natomiast naciśnięcie klawisza „OFF" wysyła komunikat „/led2off".

```
char on_resp[] = "<!DOCTYPE html><html><head> "\
        "<title>ESP32 WEB SERVER</title>  "\
        "<meta name=\"viewport\" content=\"width=device-width, initial-scale=1\">  "\
        "<style> "\
        "html {  font-family: Arial;  display: inline-block; margin: 0px auto; "\
          "text-align: center;} "\
        ".card {box-shadow: 0 4px 8px 0 rgba(0,0,0,0.2); transition: 0.3s; width: 50%;} "\
        ".container {padding: 12px 16px;} "\
        ".button {  display: inline-block;  background-color: #b30000; //red color  "\
          "border: none;  border-radius: 4px;  color: white;  padding: 16px 40px; "\
                "font-size: 30px;  margin: 2px;}"\
        ".button2 {  background-color: #364cf4; //blue color}."\
        "</style> "\
        "</head> "\
        "<body>  "\
        "<div align=\"center\"> "\
        "<h2>ESP32 WEB SERVER</h2> "\
        "<div align=\"center\" class=\"card\"> "\
        "<p><strong>GPIO2</strong></p><p>GPIO state: <strong> ON</strong></p> "\
        "<div class=\"container\"> "\
        "<a href=\"/led2on\"><button class=\"container button\">ON</button></a> "\
        "<a href=\"/led2off\"><button class=\"button button2\">OFF</button></a> "\
        "</div></div></div>"
        "</body> "\
        "</html> ";

char off_resp[] =
        (...)
        "<p><strong>GPIO2</strong></p><p>GPIO state: <strong> OFF</strong></p> "\
        (...)
```

Listing 2. Kod HTML strony generowanej przez serwer



Rysunek 2. Wygląd strony WWW po wyświetleniu w przeglądarce

Na **listingu 3** pokazano funkcję obsługi zdarzeń. Uwzględnione zostały 3 zdarzenia, rozróżniane przekazywanym w wywołaniu funkcji identyfikatorem.

- WIFI_EVENT_STA_START jest zdarzeniem inicjacji dostępu do sieci,
- WIFI_EVENT_STA_DISCONNECTED oznacza zakończoną niepowodzeniem kolejną próbę dostępu do sieci. Po przekroczeniu określonej w EXAMPLE_ESP_MAXIMUM_RETRY liczby prób wysyłany jest na monitor komunikat o błędzie i procedura ponawiania ulega przerwaniu,
- IP_EVENT_STA_GOT_IP jest zdarzeniem uzyskania dostępu do sieci. Na monitor wysyłany jest wówczas komunikat o numerze IP przydzielonym serwerowi w ramach sieci i serwer przechodzi do nasłuchiwania skierowanych do niego zapytań z przeglądarki.

Listing 4 to rozbudowana procedura connect_wifi(), wywoływana z głównej funkcji app_main() w celu zainicjowania pracy ESP32 w trybie stacji Wi-Fi. Funkcja rozpoczyna się od utworzenia grupy zdarzeń FreeRTOS xEventGroupCreate i zwraca uchwyt do tej grupy. Następnie inicjalizujemy lwIP (za pomocą funkcji esp_netif_init) oraz domyślną pętlę zdarzeń esp_event_loop_create_default dla zdarzeń systemowych, a także konfigurujemy Wi-Fi w trybie stacji z ustawieniami domyślnymi esp_netif_create_default_wifi_sta. Funkcja esp_wifi_init przydziela zasoby do sterownika Wi-Fi i powinna być wywołana przed innymi API Wi-Fi.

Następnie – za pomocą dwóch wywołań procedury esp_event_ handler_instance_register – rejestrujemy dwa sterowniki zdarzeń: pierwszy do obsługi wystąpienia jakiegokolwiek zdarzenia Wi-Fi i TCP/IP, drugi – do obsługi zdarzenia uzyskania w sieci adresu IP przez serwer. Funkcja esp_wifi_set_mode ustawia tryb pracy serwera jako stacji, a funkcja esp_wifi_set_config przypisuje SSID i hasło naszej sieci. Końcowa procedura esp_wifi_start uruchamia Wi-Fi zgodnie z wybranymi ustawieniami i przechodzi do zablokowania dalszego wykonywania programu. Następuje oczekiwanie na jedno z dwóch zdarzeń: uzyskanie adresu IP

```
<style>
html {  font-family: Arial;  display: inline-block;  margin: 0px auto;  text-align: center;}
.card {
  box-shadow: 0 4px 8px 0 rgba(0,0,0,0.2);
  transition: 0.3s;
  width: 50%;
}

.container {
  padding: 12px 16px;
}

.button {  display: inline-block;  background-color: #b30000; //red
          border: none;  border-radius: 4px;  color: white;  padding: 16px 40px;  font-size:
                  30px;  margin: 2px;}
.button2 {  background-color: #364cf4; //blue}

</style>
```

Listing 2a. Sekcja kodu strony WWW konfigurująca styl CSS

```
<body>
<div align="center">
  <h2>ESP32 WEB SERVER</h2>

  <div align="center" class="card">
    <p><strong>GPIO2</strong></p>
    <p>GPIO state: <strong> OFF</strong></p>

    <div class="container">
      <a href="/led2on"><button class="container button">ON</button></a>
      <a href="/led2off"><button class="button button2">OFF</button></a>
    </div>
  </div>

</div>
</body>
```

Listing 2b. Kod strony WWW

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie
https://lubionykiosk.pl/media

eprasa.pl cdaec1ec11

albo na niepowodzenie wielokrotnego (w przykładzie: 5-krotnego) podłączenia do sieci. Proces inicjalizacji Wi-Fi w trybie stacji zostaje zakończony.

```
static void event_handler(void *arg, esp_event_base_t event_base,
                          int32_t event_id, void *event_data)
{
    if (event_base == WIFI_EVENT && event_id == WIFI_EVENT_STA_START)
    {
        esp_wifi_connect();
    }
    else if (event_base == WIFI_EVENT && event_id == WIFI_EVENT_STA_DISCONNECTED)
    {
        if (s_retry_num < EXAMPLE_ESP_MAXIMUM_RETRY)
        {
            esp_wifi_connect();
            s_retry_num++;
            ESP_LOGI(TAG, "retry to connect to the AP");
        }
        else
        {
            xEventGroupSetBits(s_wifi_event_group, WIFI_FAIL_BIT);
        }
        ESP_LOGI(TAG, "connect to the AP fail");
    }
    else if (event_base == IP_EVENT && event_id == IP_EVENT_STA_GOT_IP)
    {
        ip_event_got_ip_t *event = (ip_event_got_ip_t *)event_data;
        ESP_LOGI(TAG, "got ip:" IPSTR, IP2STR(&event->ip_info.ip));
        s_retry_num = 0;
        xEventGroupSetBits(s_wifi_event_group, WIFI_CONNECTED_BIT);
    }
}
```

Listing 3. Procedura obsługi zdarzeń

Listing 5 zawiera procedury odpowiedzi serwera WWW na zapytania przeglądarki. Funkcja `send_web_page` wysyła odpowiedź do przeglądarki w postaci wersji strony (wysyłana wersja zależy od aktualnego stanu diody LED, przechowywanego w zmiennej `led_state`). Przy wyłączonej diodzie funkcja `httpd_resp_send` wysyła zawartość strony zapisaną w tablicy `off_resp[]` – natomiast przy włączonej wysyłana jest zawartość tablicy `on_resp[]`.

Serwer reaguje na zapytania przeglądarki metodą HTTP GET dla trzech URI. Do obsługi „/” przeznaczony jest sterownik `get_req_handler`, dla „/led2on” sterownik `led_on_handler` – a dla „/led2off” sterownik `led_off_handler`. W przypadku pierwszego sterownika odsyłana jest odpowiednia zawartość strony HTML. Dwa ostatnie, przed wysłaniem zawartości strony, także fizycznie modyfikują stan LED-a – odpowiednio: zapalając go lub gasząc.

Funkcja `setup_server` uruchamia serwer HTTP, zwracając do niego uchwyt.

Listing 6 to główna funkcja „app_main()”. Po procedurach przygotowawczych następuje próba połączenia się z siecią Wi-Fi w trybie stacji. Następnym

```
void connect_wifi(void)
{
    s_wifi_event_group = xEventGroupCreate();

    ESP_ERROR_CHECK(esp_netif_init());

    ESP_ERROR_CHECK(esp_event_loop_create_default());
    esp_netif_create_default_wifi_sta();

    wifi_init_config_t cfg = WIFI_INIT_CONFIG_DEFAULT();
    ESP_ERROR_CHECK(esp_wifi_init(&cfg));

    esp_event_handler_instance_t instance_any_id;
    esp_event_handler_instance_t instance_got_ip;
    ESP_ERROR_CHECK(esp_event_handler_instance_register(WIFI_EVENT,
                                                        ESP_EVENT_ANY_ID,
                                                        &event_handler,
                                                        NULL,
                                                        &instance_any_id));
    ESP_ERROR_CHECK(esp_event_handler_instance_register(IP_EVENT,
                                                        IP_EVENT_STA_GOT_IP,
                                                        &event_handler,
                                                        NULL,
                                                        &instance_got_ip));

    wifi_config_t wifi_config = {
        .sta = {
            .ssid = EXAMPLE_ESP_WIFI_SSID,
            .password = EXAMPLE_ESP_WIFI_PASS,
            /* Setting a password implies station will connect to all security modes including WEP/WPA.
             * However these modes are deprecated and not advisable to be used. Incase your Access point
             * doesn't support WPA2, these mode can be enabled by commenting below line */
            .threshold.authmode = WIFI_AUTH_WPA2_PSK,
        },
    };
    ESP_ERROR_CHECK(esp_wifi_set_mode(WIFI_MODE_STA));
    ESP_ERROR_CHECK(esp_wifi_set_config(WIFI_IF_STA, &wifi_config));
    ESP_ERROR_CHECK(esp_wifi_start());

    ESP_LOGI(TAG, "wifi_init_sta finished.");

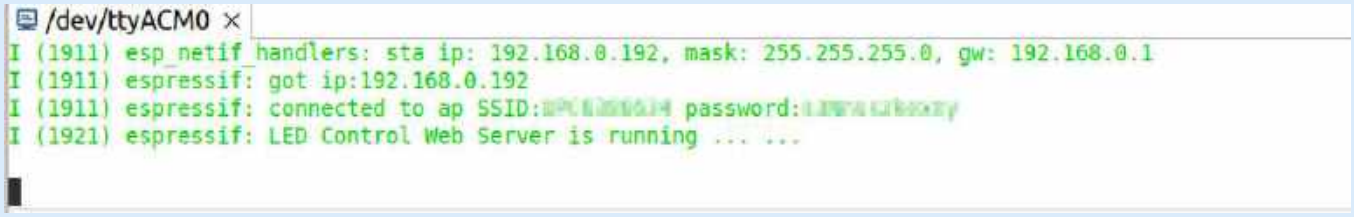
    /* Waiting until either the connection is established (WIFI_CONNECTED_BIT) */
    EventBits_t bits = xEventGroupWaitBits(s_wifi_event_group,
                                           WIFI_CONNECTED_BIT | WIFI_FAIL_BIT,
                                           pdFALSE,
                                           pdFALSE,
                                           portMAX_DELAY);

    /* xEventGroupWaitBits() returns the bits before the call returned, hence we can test which event actually happened. */
    if (bits & WIFI_CONNECTED_BIT)
    {
        ESP_LOGI(TAG, "connected to ap SSID:%s password:%s",
                 EXAMPLE_ESP_WIFI_SSID, EXAMPLE_ESP_WIFI_PASS);
    }
    else if (bits & WIFI_FAIL_BIT)
    {
        ESP_LOGI(TAG, "Failed to connect to SSID:%s, password:%s",
                 EXAMPLE_ESP_WIFI_SSID, EXAMPLE_ESP_WIFI_PASS);
    }
    else
    {
        ESP_LOGE(TAG, "UNEXPECTED EVENT");
    }
    vEventGroupDelete(s_wifi_event_group);
}
```

Listing 4. Procedura connect_wifi()

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie
https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 3. Przykładowe komunikaty po pomyślnym zalogowaniu do sieci Wi-Fi i przejściu serwera w tryb nasłuchu

krokiem jest skonfigurowanie wyprowadzenia GPIO sterującego LED-em. Wstępnie dioda LED zostaje wyłączona, a zmienna `led_state` – wyzerowana. Wreszcie, po wysłaniu na monitor odpowiedniego komunikatu, serwer zostaje uruchomiony. Na **rysunku 3** pokazano przykładowe komunikaty po pomyślnym zalogowaniu w sieci Wi-Fi i przejściu serwera w tryb nasłuchu. Przydzielony adres IP w każdej sieci będzie zapewne inny.

Do opisania procedur użyto materiałów, które można pobrać z [1].

Ograniczenia tej wersji serwera

Przykładowy serwer WWW oparty na protokole HTTP pozwala udostępnić klientom pliki HTML/CSS. Sprawdzi się w najprostszych zastosowaniach, w połączeniach z pojedynczym klientem. Wadą korzystania z biblioteki serwera HTTP jest to, że nie aktualizuje ona automatycznie stanu diody LED na stronie WWW dla wszystkich połączonych klientów. Jeżeli jedno z połączeń włączy lub wyłączy diodę LED, pozostałe tego nie widzą i nie wyświetlają aktualnego stanu. Można rozwiązać opisany problem, używając protokołu komunikacyjnego WebSocket, w którym – po zrealizowaniu przesłania strony – połączenie nie zostanie automatycznie zakończone. Pozwala to serwerowi na odświeżenie stanu strony i przesłanie jej do klienta, np. na skutek zmiany stanu diody LED.

Ryszard Szymaniak, EP

Linki

[1] https://tiny.pl/1mmk172h

```c
esp_err_t send_web_page(httpd_req_t *req)
{
    int response;
    if (led_state == 0)
        response = httpd_resp_send(req, off_resp, HTTPD_RESP_USE_STRLEN);
    else
        response = httpd_resp_send(req, on_resp, HTTPD_RESP_USE_STRLEN);
    return response;
}
esp_err_t get_req_handler(httpd_req_t *req)
{
    return send_web_page(req);
}

esp_err_t led_on_handler(httpd_req_t *req)
{
    gpio_set_level(LED_PIN, 1);
    led_state = 1;
    return send_web_page(req);
}

esp_err_t led_off_handler(httpd_req_t *req)
{
    gpio_set_level(LED_PIN, 0);
    led_state = 0;
    return send_web_page(req);
}

httpd_uri_t uri_get = {
    .uri = "/",
    .method = HTTP_GET,
    .handler = get_req_handler,
    .user_ctx = NULL};

httpd_uri_t uri_on = {
    .uri = "/led2on",
    .method = HTTP_GET,
    .handler = led_on_handler,
    .user_ctx = NULL};

httpd_uri_t uri_off = {
    .uri = "/led2off",
    .method = HTTP_GET,
    .handler = led_off_handler,
    .user_ctx = NULL};

httpd_handle_t setup_server(void)
{
    httpd_config_t config = HTTPD_DEFAULT_CONFIG();
    httpd_handle_t server = NULL;

    if (httpd_start(&server, &config) == ESP_OK)
    {
        httpd_register_uri_handler(server, &uri_get);
        httpd_register_uri_handler(server, &uri_on);
        httpd_register_uri_handler(server, &uri_off);
    }

    return server;
}
```

Listing 5. Procedury odpowiedzi serwera WWW na zapytania ze strony przeglądarki

```c
void app_main()
{
    // Initialize NVS
    esp_err_t ret = nvs_flash_init();
    if (ret == ESP_ERR_NVS_NO_FREE_PAGES || ret == ESP_ERR_NVS_NEW_VERSION_FOUND)
    {
        ESP_ERROR_CHECK(nvs_flash_erase());
        ret = nvs_flash_init();
    }
    ESP_ERROR_CHECK(ret);

    ESP_LOGI(TAG, "ESP_WIFI_MODE_STA");
    connect_wifi();

    // GPIO initialization
    gpio_pad_select_gpio(LED_PIN);
    gpio_set_direction(LED_PIN, GPIO_MODE_OUTPUT);

    led_state = 0;
    ESP_LOGI(TAG, "LED Control Web Server is running ... ...\n");
    setup_server();
}
```

Listing 6. Główna funkcja aplikacji

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie
https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl cdaec1ec11

Kurs FPGA Lattice (23)

Kombinacyjny algorytm Double Dabble

W poprzednim odcinku kursu nauczyliśmy się, w jaki sposób użyć algorytmu Double Dabble, aby pokazać na wyświetlaczu liczbę w formacie dziesiętnym. W tym odcinku zrobimy to samo, lecz w sposób kombinacyjny, a nie sekwencyjny. Zastanowimy się też, jakie są wady i zaletu obu sposobów.

Przed lekturą niniejszego artykułu koniecznie przeczytaj odcinek 22, ponieważ dokładnie wytłumaczono w nim sposób działania algorytmu. A skoro nie musimy ponownie wyjaśniać tego zagadnienia, od razu przystąpimy do omawiania implementacji algorytmu sposobem kombinacyjnym.

Zasadnicza różnica między implementacją sekwencyjną i kombinacyjną jest taka, że układ kombinacyjny nie ma elementów pamięciowych tzn. przerzutników. Nie potrzebuje także sygnału zegarowego ani resetującego. Składa się tylko z bramek logicznych, multiplekserów, sumatorów i innych elementów kombinacyjnych, a stan jego wyjść zależy wyłącznie od obecnego stanu wejść. Po zmianie stanu wejść stan wyjść ustala się natychmiast po upływie pewnego czasu, zwanego czasem propagacji (więcej na ten temat pisaliśmy w odcinku 11, poświęconym statycznej analizie czasowej i maksymalnej częstotliwości zegara).



Poprzednie odcinki znajdują się pod adresem: **https://ulubionykiosk.pl/media**

Moduł DoubleDabble w wersji kombinacyjnej

Przejdźmy do analizy kodu, pokazanego na **listingu 1**. Wejścia, wyjścia i parametry działają tak samo jak w poprzednim odcinku, z tą różnicą, że usunięte zostały wszystkie wejścia/wyjścia sterujące maszyną stanów, wejście zegarowe i reset. Z nich wszystkich pozostało tylko wejście **Binary_i**, na które dostarczamy liczbę zapisaną w formacie binarnym – oraz wyjście **BCD_o**, z którego odczytywać będziemy wynik w formacie BCD.

Parametr **INPUT_BITS** określa, ile bitów ma mieć wejście liczby binarnej. **OUTPUT_DIGITS** definiuje, ile cyfr BCD ma być na wyjściu, a **OUTPUT_BITS** ustala, ile bitów ma mieć to wyjście. Jeżeli w instancji modułu wspomniany parametr nie zostanie zdefiniowany, to ustawi się automatycznie jako liczba cyfr pomnożona przez 4. Czasem okaże się, że nie ma potrzeby, by używać dokładnie takiej liczby bitów – wówczas parametr ten można ustawić ręcznie. Przykładem opisanej sytuacji jest wejście 10-bitowe, na którym można ustawić liczbę od 0 do 1023, czyli cztery cyfry. W kodzie BCD zajmują 16 bitów, lecz pierwsza cyfra jest w stanie przyjmować wartość jedynie 0 lub 1. Zatem nie ma przeszkód, by skrócić ją jedynie do jednego bitu – i w takiej sytuacji wyjście może mieć jedynie 13 bitów.

W naszym module będziemy stosować dwie zagnieżdżone pętle for. Pierwsza z nich przeznaczona jest do wykonywania operacji na każdym bicie na wejściu **Binary_i**, a druga – na każdej cyfrze na wyjściu **BCD_o**. W języku Verilog iteratory pętli musimy utworzyć, zanim rozpocznie się pętla for. Robimy to w liniach 1 i 2, w których tworzymy zmienne typu integer o nazwach **i** oraz **j** (uwaga na przyzwyczajenia z C i C++, w Verilogu zmienna całkowita to integer, a nie int).

Moduł składa się tylko z jednego kombinacyjnego bloku always (linia 3). Rozpoznajemy ten fakt po liście czułości bloku – zamiast @(posedge Clock, negedge Reset), tym razem widzimy @(*), co oznacza, że blok ma wykonać jakąś operację zawsze wtedy, kiedy zmieni się dowolna zmienna w nim odczytywana.

Przypominam, że w blokach kombinacyjnych stosujemy przypisania blokujące = zamiast nieblokujących <=. Ponadto, jeżeli jakaś zmienna jest modyfikowana w wielu miejscach, to syntezator weźmie pod uwagę to przypisanie, które zostaje wykonane jako ostatnie. Zasada działania wygląda podobnie, jak w standardowych językach programowania.

Jedyną zmienną, na której będziemy pracować, jest **BCD_o**, stanowiąca jednocześnie wyjście modułu. W linii 4 nadajemy tej zmiennej wartość 0 (aby przypisać jakąś wartość początkową), a następnie będziemy ją modyfikować na różne sposoby.

Kod algorytmu Double Dabble w wersji kombinacyjnej jest niezwykle zwarty. Składa się z zaledwie kilku linijek, przez co wygląda dość prosto, lecz może okazać się trudny do zrozumienia. Postaram się wytłumaczyć go w przystępny sposób. Zobaczmy **rysunek 1**. Jest to schemat wygenerowany automatycznie przez Netlist Analyser na podstawie kodu w języku Verilog, skonfigurowanego parametrami do obsługi wejścia 8-bitowego.

Widzimy na nim mnóstwo multiplekserów, sumatorów i komparatorów cyfrowych. W tej pajęczynie da się dostrzec pewne regularne wzorce, jak na przykład „ściany" multiplekserów, a także sumatory i komparatory cyfrowe występujące parami. Te elementy zostały utworzone w pętlach for. Pamiętać należy, że Verilog nie jest typowym językiem programowania, lecz językiem opisu sprzętu. Pętla for nie stanowi zbioru instrukcji, wykonywanych wielokrotnie przez procesor. Jest to raczej polecenie dla syntezatora, że ma utworzyć zbiór podobnie działających obiektów i umieścić je wszystkie w strukturze FPGA, a także wskazówka, że wszystkie z nich będą działać jednocześnie.

Pierwszą pętlę for rozpoczynamy w linii 5 i ma się ona wykonać tyle razy, ile bitów jest w zmiennej wejściowej. Wewnątrz niej znajduje się kolejna pętla, która ma wykonać się dla każdej liczby BCD na wyjściu (linia 6). Zwróć uwagę, że iterator pętli **j** po każdym obiegu jest zwiększany o 4, ponieważ cyfry BCD są zawsze 4-bitowe. W ten sposób przetwarzać będziemy liczbę wyjściową w 4-bitowych fragmentach.

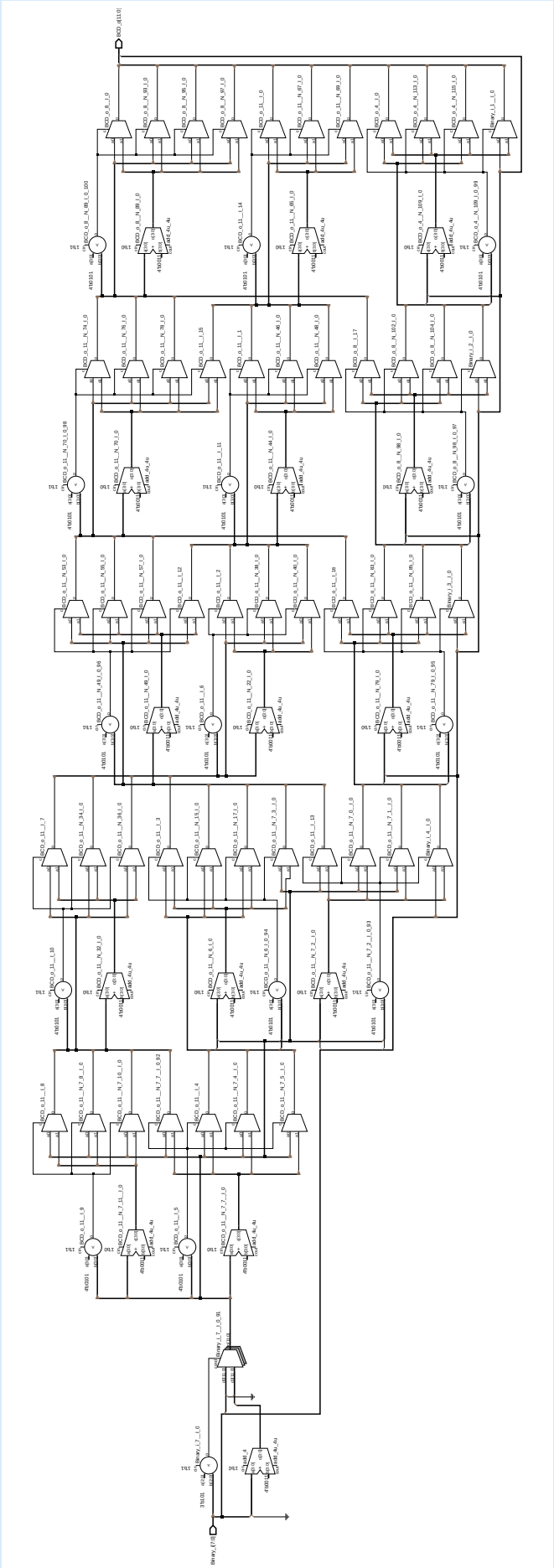
W linii 7 sprawdzamy, czy cyfra wskazywana przez iterator pętli **j** jest większa lub równa 5. Jeżeli tak, to powiększamy tę cyfrę o 3 (linia 8), a jeżeli nie, to przekazujemy ją dalej bez zmian. Te dwie linie wygenerują nam trzy elementy logiczne:

- **komparator cyfrowy**, który na jednym wejściu ma liczbę 5, a na drugim cyfrę BCD,
- **sumator**, który na jednym wejściu ma stałą 3, a na drugim cyfrę BCD,
- **multiplekser**, który – w zależności od wyniku z komparatora – przekazuje dalej albo wynik sumatora, albo oryginalną (niezmienioną) liczbę BCD.

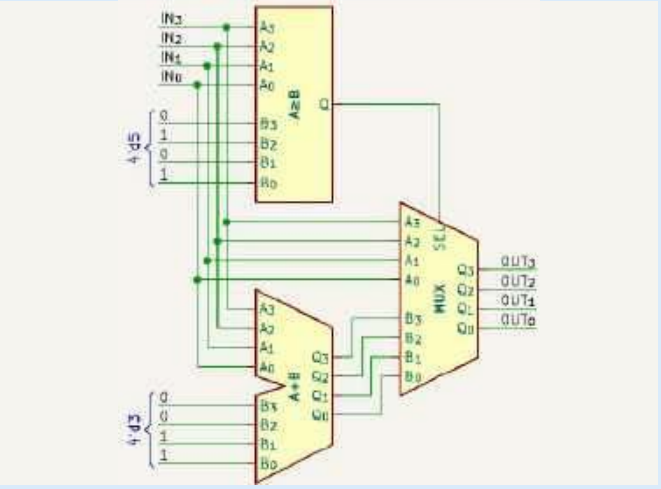
Schemat tego elementu „dodaj 3, jeżeli większe lub równe 5" pokazano na **rysunku 2**. Jest to podstawowa jednostka algorytmu Double Dabble w wersji kombinacyjnej. Stosując dwie pętle for, powielamy ten element, w zależności od liczby bitów na wejściu oraz liczby cyfr na wyjściu.

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 1. Automatycznie wygenerowany schemat kombinacyjnego modułu Double Dabble



Rysunek 2. Schemat układu „dodaj 3, jeżeli większe lub równe 5”

Zwróćmy uwagę, w jaki sposób wskazywane są bity w rejestrze **BCD_o** w liniach 7 i 8. Stosujemy tam zapis BCD_o[j+:4], gdzie **j** przyjmuje wartości 0, 4, 8, 12, itd. Operator *x*+:*y* powoduje selekcję zakresu bitów, zaczynając od *x*-tego bitu i wybierając *y* kolejnych bitów w górę. W naszym przykładzie będą to zakresy [3:0], [7:4], [11:8], [15:12], itd.

W linii 9 modyfikujemy rejestr **BCD_o**, używając wartości tego rejestru obliczonej w liniach powyżej, ale odpowiednio przesuwamy jego bity i dodajemy kolejne bity z wejścia **Binary_i**.

Testbench modułu DoubleDabble

Zgodnie ze zwyczajem praktykowanym w tym kursie, przed wgraniem bitstreamu do FPGA przetestujemy nowy moduł w symulatorze. Testbench (**listing 2**) jest bardzo podobny do tego, który opracowaliśmy w poprzednim odcinku. Omówimy tylko fragment kodu, jakim aktualny testbench różni się od swojego poprzednika (z odcinka o sekwencyjnym algorytmie Double Dabble).

```
// Plik double_dabble.v

`default_nettype none

module DoubleDabble #(
    parameter INPUT_BITS    = 16,
    parameter OUTPUT_DIGITS = 5,
    parameter OUTPUT_BITS   = OUTPUT_DIGITS * 4
)(
    input wire [ INPUT_BITS-1:0] Binary_i,
    output reg [OUTPUT_BITS-1:0] BCD_o
);

    // Iteratory pętli for
    integer i;                                              // 1
    integer j;                                              // 2

    // Blok kombinacyjny
    always @(*) begin                                       // 3
        BCD_o = 0;                                          // 4

        // Dla każdego bitu na wejściu
        for(i=0; i<INPUT_BITS; i=i+1) begin                 // 5

            // Dla każdej cyfry na wyjściu
            for(j=0; j<OUTPUT_BITS; j=j+4) begin            // 6

                // Jeżeli cyfra jest >= 5
                if(BCD_o[j+:4] >= 4'd5) begin               // 7

                    // To dodaj 3 do tej cyfry
                    BCD_o[j+:4] = BCD_o[j+:4] + 4'd3;       // 8
                end
            end

            // Przesuń bity w rejestrze
            // i dodaj kolejny bit z wejścia danych Binary_i
            BCD_o = {BCD_o[OUTPUT_BITS-2:0],                // 9
                     Binary_i[(INPUT_BITS-1)-i]};
        end
    end

endmodule

`default_nettype wire
```

Listing 1. Kod pliku double_dabble.v

eprasa.pl cdaec1ec11

```
// Plik double_dabble_tb.v

// (...)
        // Testuj wszystkie wartości od zera do maksimum
        for(i=0; i<=MaxInput; i=i+1) begin                  // 1
            @(posedge Clock);                               // 2
            Binary <= i;                                    // 3
            Verify(Binary, BCD);                            // 4
        end

        // Testuj wszystkie wartości od maksimum do zera
        for(i=MaxInput; i>=0; i=i-1) begin                  // 5
            @(posedge Clock);
            Binary <= i;
            Verify(Binary, BCD);
        end
// (...)
```

Listing 2. Fragment pliku double_dabble_tb.v

```
@echo off
iverilog -o double_dabble.o ^
    double_dabble.v ^
    double_dabble_tb.v
vvp double_dabble.o
del double_dabble.o
```

Listing 3. Kod pliku double_dabble.bat

Przejdźmy od razu do pętli for w sekwencji testowej (linia 1). Zadaniem tej pętli jest podanie wszystkich możliwych liczb na wejście modułu, zaczynając od 0 i kończąc na najwyższej możliwej liczbie (wynika to z parametru **INPUT_BITS**, który – określając liczbę bitów wejścia – ustala jednocześnie, jaka może być maksymalna liczba na tym wejściu). Poniżej mamy pętlę działającą podobnie, ale w odwrotnym kierunku (linia 5).

W testbenchu modułu Double Dabble w wersji sekwencyjnej pętla była podzielona na trzy fazy – ustawialiśmy dane na wejściu wraz z sygnałem uruchamiającym konwersję, potem kasowaliśmy dane i zerowaliśmy sygnał uruchamiający, a ostatecznie czekaliśmy na sygnał zakończenia pracy, by przekazać wynik do tasku weryfikującego.

Tutaj sposób działania jest dużo prostszy, ponieważ moduł w wersji kombinacyjnej w symulatorze działa natychmiast (oczywiście można wprowadzić jakiś czas propagacji do symulowanego modułu, ale tym razem tego nie robimy). Z tego powodu po każdym zboczu sygnału zegarowego (linia 2) ustawiamy dane na wejściu modułu (linia 3), a następnie wywołujemy task weryfikacyjny (linia 4).

Skrypt służący do przeprowadzenia symulacji zaprezentowano na **listingu 3**. Jest on bardzo prosty z uwagi na fakt, że moduł Double Dabble nie zawiera żadnych modułów podrzędnych. Po przeprowadzeniu symulacji powinieneś zobaczyć komunikaty widoczne na **listingu 4**.

Plik VCD z wynikami symulacji otwórz w przeglądarce GTKWave i skonfiguruj ją tak, by uzyskać widok jak na **rysunku 3**. Zmienna **Binary_i** prezentowana jest w formacie dziesiętnym, natomiast w przypadku **BCD_o** należy wybrać format szesnastkowy.

Moduł top

Przetestujemy nowy moduł Double Dabble dokładnie w taki sam sposób, jak robiliśmy to w poprzednim odcinku. Dla przypomnienia: enkoderem obrotowym będziemy zwiększać lub zmniejszać stan licznika, liczącego w zakresie od 0 do 9999, a sam stan będzie

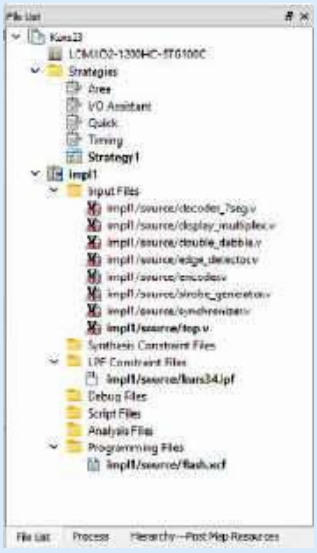
```
VCD info: dumpfile double_dabble.vcd opened for output.
===== START =====
INPUT_BITS:            8
OUTPUT_BITS:          12
OUTPUT_DIGITS:         3
MaxInput:            255
Pass:          512
Fail:            0
====== END ======
double_dabble_tb.v:100: $finish called at 1025000 (1ns)
```

Listing 4. Log po symulacji

pokazywany na wyświetlaczu w postaci szesnastkowej i dziesiętnej.

Utwórz nowy projekt i dodaj do niego pliki, które wskazano na **rysunku 4**. Wszystkie widoczne pliki, z wyjątkiem oczywiście pliku top.v, były już omawiane w kursie i znajdziesz je w repozytorium autora kursu na GitHubie [link 1].

Kod modułu **top** pokazano na **listingu 5** – jest on bardzo podobny do omawianego w poprzednim odcinku. Różnica polega na tym, że modułu **DoubleDabble** nie musimy uruchamiać w kolejnym cyklu po zmianie stanu licznika. Nie potrzebujemy więc dodatkowego opóźniacza.



Rysunek 4. Struktura projektu

Licznik **Counter** (linia 1) jest połączony bezpośrednio z wejściem **Binary_i** modułu **DoubleDabble** (linia 2) oraz wejściem **Data_i** modułu wyświetlacza **DisplayMultiplex** (linia 4). Tak samo wyjście **BCD_o** z **DoubleDabble** (linia 3) jest doprowadzone prosto do wejścia **Data_i** wyświetlacza (linia 4). Kod wydaje się na tyle prosty, że nie wymaga komentarza.

Po przeprowadzonej syntezie otwórz narzędzie Spreadsheet i skonfiguruj piny układu FPGA w taki sposób, jak to pokazano na **rysunku 5**.

Generujemy bitstream, wgrywamy do FPGA na płytce MachXO2 Mega umieszczonej w User Interface Board, kręcimy enkoderem i voilà! Układ działa dokładnie tak samo, jak w poprzednim odcinku.

Porównanie implementacji sekwencyjnej oraz kombinacyjnej

Utworzyliśmy dwa moduły realizujące algorytm Double Dabble, które dają dokładnie taki sam wynik, jednak uzyskują go w zupełnie inny sposób. Czas zastanowić się nad zaletami i wadami obu rozwiązań.

Wersja kombinacyjna umożliwia uzyskanie wyniku w tym samym cyklu zegarowym, w którym zostały podane dane na wejściu. Wersja sekwencyjna ma maszynę stanów, która dla każdego bitu na wejściu wykonuje dwie operacje – czyli dla wejścia o długości 8 bitów maszyna potrzebuje 16 taktów zegarowych plus jeden kolejny takt na skopiowanie danych.



Rysunek 3. Wyniki symulacji w przeglądarce GTKWave

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl cdaec1ec11

Można odnieść wrażenie, że wersja kombinacyjna działa szybciej, bo uzyskujemy wynik w jednym takcie zegarowym. Jest to bardzo pozorne. Implementacja kombinacyjna tworzy nam cały łańcuch różnych elementów kombinacyjnych, których czas propagacji jest oczywiście niezerowy. Im więcej bitów na wejściu, tym więcej elementów kombinacyjnych i tym dłuższy czas propagacji. W rezultacie trzeba zastosować odpowiednio niską częstotliwość sygnału zegarowego, aby ogromny blok kombinacyjny zdążył przetworzyć dane (jeżeli chcesz lepiej zrozumieć ten problem, zachęcam do lektury 11 odcinka kursu na temat statycznej analizy czasowej).

Implementacja sekwencyjna co prawda wykonuje się w ciągu wielu taktów zegarowych, lecz częstotliwość zegara może być dużo wyższa, ponieważ takie rozwiązanie nie zawiera wielkich bloków kombinacyjnych.

Drugim istotnym aspektem do porównania jest zapotrzebowanie na zasoby logiczne w strukturze FPGA. Mnóstwo elementów kombinacyjnych zajmuje oczywiście dużo zasobów. Z drugiej jednak strony wersja sekwencyjna korzysta z maszyny stanów i wielu rejestrów, które również zajmują jakieś zasoby. Która wersja jest lepsza?

Aby odpowiedzieć na to pytanie, przeprowadziłem syntezę oraz statyczną analizę czasową obu wersji. Każdą implementację testowałem dla różnej szerokości wejścia danych, zaczynając od danej 1-bitowej, a kończąc na liczbie 32-bitowej, która dziesiętnie reprezentowana jest przez liczbę 10-cyfrową.

```
// Plik top.v

`default_nettype none

module top #(
    parameter CLOCK_HZ = 25_000_000
)(
    input wire Clock,               // Pin 20
    input wire Reset,               // Pin 17
    input wire EncoderA_i,          // Pin 68
    input wire EncoderB_i,          // Pin 67
    output wire [7:0] Cathodes_o,   // Pin 40 41 42 43 45 47 51 52
    output wire [7:0] Segments_o    // Pin 39 38 37 36 35 34 30 29
);

    // Zmienna na potrzeby enkodera obrotowego
    wire Increment;
    wire Decrement;

    // Instancja modułu enkodera obrotowego
    Encoder Encoder_inst(
        .Clock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .AsyncA_i(EncoderA_i),
        .AsyncB_i(EncoderB_i),
        .AsyncS_i(1'b1),
        .Increment_o(Increment),
        .Decrement_o(Decrement),
        .ButtonPress_o(),
        .ButtonRelease_o(),
        .ButtonState_o()
    );

    // Licznik liczący w górę/dół w zakresie 0...9999 (dziesiętnie)
    reg [15:0] Counter;                                          // 1

    // Logika licznika
    always @(posedge Clock, negedge Reset) begin
        if(!Reset) begin
            Counter <= 0;
        end else if(Increment) begin
            if(Counter == 16'd9999)
                Counter <= 16'd0;
            else
                Counter <= Counter + 1'b1;
        end else if(Decrement) begin
            if(Counter == 16'd0)
                Counter <= 16'd9999;
            else
                Counter <= Counter - 1'b1;
        end
    end

    // Zmienna do przekazywania wyniku z modułu Double Dabble
    // do modułu wyświetlacza
    wire [15:0] Decimal;

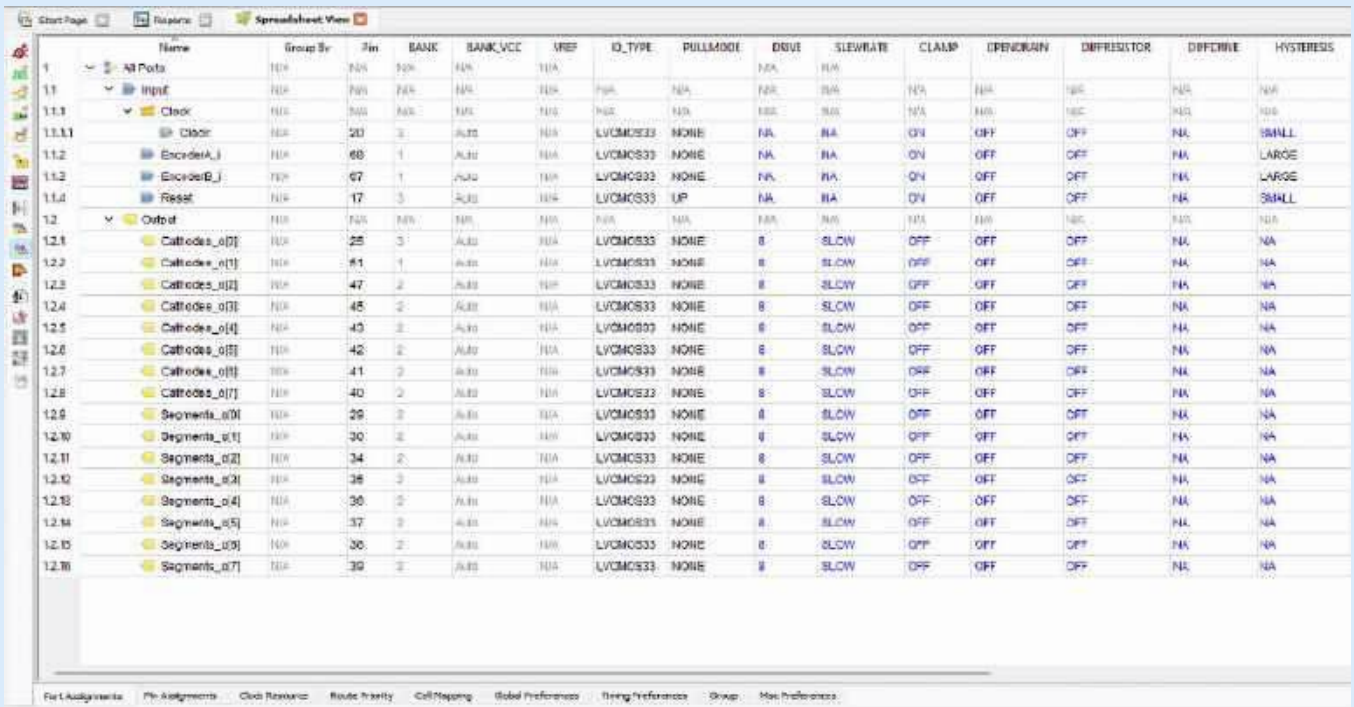
    // Instancja modułu konwertera BIN/BCD
    DoubleDabble #(
        .INPUT_BITS(16),
        .OUTPUT_DIGITS(4)
    ) DoubleDabble_inst(
        .Binary_i(Counter),                                      // 2
        .BCD_o(Decimal)                                          // 3
    );

    // Instancja modułu 8-cyfrowego wyświetlacza 7-segmentowego
    DisplayMultiplex #(
        .CLOCK_HZ(CLOCK_HZ),
        .SWITCH_PERIOD_US(1000),
        .DIGITS(8)
    ) DisplayMultiplex_inst(
        .Clock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .Data_i({Decimal, Counter}),                             // 4
        .DecimalPoints_i(8'b00010000),
        .Cathodes_o(Cathodes_o),
        .Segments_o(Segments_o),
        .SwitchCathode_o()
    );

endmodule

`default_nettype wire
```

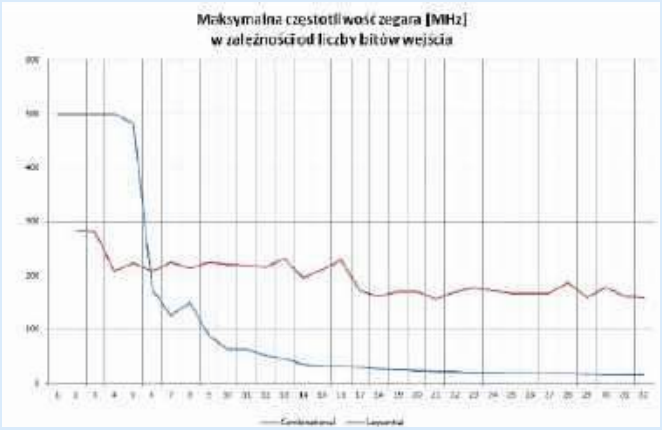
Listing. 5. Kod pliku top.v



Rysunek 5. Konfiguracja pinów w Spreadsheet

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie https://lulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl cdaec1ec11



Rysunek 6. Maksymalna częstotliwość w funkcji liczby bitów



Rysunek 7. Zapotrzebowanie na zasoby SLICE w funkcji liczby bitów

Zobacz więcej:
- Repozytorium modułów z kursu https://tiny.pl/dmmj2
- Projekt w programie Diamond https://tiny.pl/b66029d0

Zobaczmy **rysunek 6**. Na osi poziomej mamy liczbę bitów wejścia, a na pionowej – maksymalną częstotliwość zegara, jaka jest możliwa do uzyskania. Dla małej liczby bitów implementacja kombinacyjna okazuje się zdecydowanie lepsza niż sekwencyjna. Jednak maksymalna częstotliwość bardzo szybko maleje wraz ze wzrostem liczby bitów na wejściu. Już przy 6 bitach obie implementacje zrównują się, a powyżej 9 bitów częstotliwość spada poniżej 100 MHz. Moduł konwertujący liczbę 32-bitową może pracować z częstotliwością zaledwie 15 MHz. W tym przypadku implementacja sekwencyjna wypada zdecydowanie lepiej.

Zobaczmy, jak wygląda zapotrzebowanie na zasoby logiczne. Wykres na **rysunku 7** pokazuje, ile elementów SLICE jest potrzebnych w zależności od liczby bitów zmiennej wejściowej. Jeżeli zmienna ma poniżej 12 bitów, lepiej wypada implementacja kombinacyjna, a powyżej – sekwencyjna. Widzimy, że – dla dużych liczb – moduł Double Dabble w wersji kombinacyjnej staje się niesamowicie zasobożerny.

Podsumowując, jeżeli chcemy konwertować liczbę 6-bitową lub mniejszą, to optymalnym wyborem jest implementacja kombinacyjna. Jeżeli nasza zmienna jest 12-bitowa lub większa – lepszym wyborem będzie implementacja sekwencyjna. W zakresie od 6 do 12 bitów obie wersje okazują się dobre. Jeżeli zależy nam na szybkim zegarze, należy wybrać wersję sekwencyjną, a jeżeli chcemy oszczędzać zasoby – optymalna będzie wersja kombinacyjna.

W następnym odcinku będziemy ćwiczyć w praktyce dotychczas opracowane moduły i zbudujemy miernik częstotliwości.

Dominik Bieczyński
leonow32@gmail.com

REKLAMA

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

koktajl niusów



Firma Amazon rozświetliła warszawskie niebo największym w Polsce pokazem dronów

Zorganizowany w dniu 29 czerwca 2024 roku pokaz dronów był największym tego typu wydarzeniem w naszym kraju. Zasadniczą część powietrznego spektaklu stanowiła prezentacja interaktywnego kodu QR na niebie nad Warszawą. Wydarzenie przyciągnęło spore tłumy zarówno mieszkańców, jak i turystów zwiedzających stolicę – widzowie zgromadzili się na popularnych schodkach nad Wisłą, w pobliżu Centrum Nauki Kopernik i nowej kładki pieszo-rowerowej. Specjalny pokaz dronów, rozpoczęty zaraz po zmierzchu, rozświetlił czyste, bezchmurne niebo widowiskowymi wizualizacjami. Był to wyjątkowy w skali Polski event: wzięło w nim udział łącznie 260 dronów, użytych przede wszystkim do demonstracji interaktywnego kodu QR – po jego zeskanowaniu można było obejrzeć unikalny film. Okazją do przygotowania pokazu, za którym stała firma Amazon, był organizowany przez amerykańska markę festiwal promocji Prime Day, przypadający w tym roku na 16 i 17 lipca.

Jak wyjaśnia Country Leader w polskim oddziale firmy Amazon, Katarzyna Ciechanowska-Ciosk:

„Przygotowaliśmy to interaktywne widowisko, aby pokazać wprost, jak firma Amazon stara się zachwycać klientów poprzez dostarczanie innowacyjnych rozwiązań, a także zapadających w pamięć doświadczeń. Ten wspaniały pokaz pozwolił naszej firmie podzielić się, w nadzwyczaj niezapomniany sposób, radością z okazji festiwalu promocji Prime Day, wierząc zarazem, że z punktu widzenia użytkowników jest to znakomite wydarzenie (...)".

https://tiny.pl/8mzryp6w

Oferta kondensatorów MLCC firmy Murata Manufacturing została rozszerzona o 2 nowe modele: GRM188C80E107M i GRM188R60E107M



Kondensatory GRM188 C80E107M i GRM188R6 0E107M mają do zaoferowania jednakową pojemność 100 µF i napięcie znamionowe 2,5 V. Za sprawą m.in. niskich rezystancji ESR oraz zgodności z 2 klasami temperaturowymi: X5R i X6S, opisywane kondensatory nadają się doskonale do odsprzęgania różnych obwodów oraz wygładzania tętnień napięcia, zwłaszcza w wymagających środowiskach komputerowych oraz sieciowych. Najnowsze kondensatory MLCC produkcji Murata Manufacturing znajdą liczne zastosowania m.in. w serwerach i centrach danych. Miniaturowe kondensatory są przewidziane do montażu powierzchniowego (SMT) i zbudowane na bazie rewolucyjnej technologii formowania warstw cienkich oraz wysoce precyzyjnego procesu laminacji. Nowe komponenty pozwalają projektantom PCB na miniaturyzację projektów drogą redukcji liczby niezbędnych podzespołów biernych, co sprzyja jednocześnie minimalizacji powierzchni płytek drukowanych. Temperatura pracy kondensatora GRM188C80E107M mieści się w zakresie od –55 do 105°C, podczas gdy w przypadku GRM188R60E107M jest to zakres od –55 do 85°C. Opisywane komponenty to pierwsze na świecie kondensatory MLCC o pojemności 100 µF, które można nabyć w obudowie 0603.

https://tiny.pl/nn5rr7_1



Oferta edukacyjna firmy Farnell rozszerzona o rozwiązania Digilent Engineering Teaching Solutions

Dostępne w ofercie Farnell rozwiązania Digilent Engineering Teaching Solutions mają za zadanie ułatwiać naukę elektroniki, zarówno w tradycyjnych, jak i zdalnych środowiskach edukacyjnych. Ich producent od co najmniej kilkudziesięciu lat świetnie radzi sobie w sektorze niedrogich i przenośnych rozwiązań do szkolenia umiejętności z zakresu techniki cyfrowej, wpisując się idealnie w trend nieustannej popularyzacji zdalnych i hybrydowych środowisk edukacyjnych. Produkty Digilent są lekkie, kompaktowe i wyposażone w gniazda USB, co stanowi w praktyce wystarczającą bazę dydaktyczną, doskonale skrojoną pod potrzeby nauczycieli oraz ich uczniów. Za sprawą takich produktów, jak chociażby Analog Discovery 3 czy Analog Discovery Studio, każdy z uczniów zyskuje niepowtarzalną szansę, by uruchomić (na komputerach z systemami operacyjnymi: Windows, MacOS lub Linux) najważniejsze rozwiązania testowe, wśród których warto wymienić: oscyloskop, analizator logiczny oraz generator sygnałów. Działające z poziomu narzędzia WaveForms produkty Digilent są na tyle małe, że można bez najmniejszego problemu schować je do plecaka. Osobom, które poszukują wypróbowanych rozwiązań z zakresu wspomnianej techniki, można zarekomendować w szczególności linię zestawów uruchomieniowych Digilent z układami FPGA. Tego typu zestawy – zwłaszcza Basys 3 oraz Zybo Z7 – dostarczają niezbędną wiedzę z obszaru architektury komputerów i podstawowych funkcji cyfrowych, a także sterowania czy robotyki.

https://tiny.pl/dr_sg1z5

eprasa.pl cdaec1ec11



Stacje ładowania pojazdów elektrycznych eTAURON zostały dołączone do międzynarodowej platformy roamingowej Hubject

Z punktu widzenia firmy TAURON jest to wyjątkowa okazja, aby poszerzyć krąg odbiorców usługi. Natomiast użytkownicy flotowi zyskują ogromne ułatwienie i wygodę – posiadając bowiem tylko jedną kartę dostępową, mogą korzystać z przeszło 250 tysięcy punktów ładowania, w tym ze stacji ładowania eTAURON. Oferujący usługi w blisko 50 krajach świata Hubject jest liderem na światowym rynku platform roamingowych dla elektromobilności, a podjęta z inicjatywy firmy TAURON współpraca z tym dostawcą ma na celu zapewnienie posiadaczom kart flotowych możliwości wygodnego korzystania z infrastruktury do szybkiego oraz sprawnego ładowania pojazdów elektrycznych – ze szczególnym naciskiem na stacje eTAURON. Wystarczy dysponować jedną, dosłownie, kartą dostępową od partnera zrzeszonego w platformie (np. Shell), aby móc naładować swoje pojazdy w dowolnym punkcie ładowania – o ile on również przynależy do Hubject. Tego rodzaju podejście eliminuje bariery związane z różnicami w systemach płatności, co jest niezmiernie ważne w przypadku kierowców pokonujących spore dystanse, szczególnie poza granicami rodzimego państwa.

Jak wyjaśnia wiceprezes spółki TAURON Nowe Technologie, Marcin Styrna:

„Fakt zintegrowania naszych stacji ładowania pojazdów elektrycznych eTAURON z platformą roamingową Hubject stanowi szalenie istotny krok w kierunku rozwoju elektromobilności (...), który podyktowany jest przede wszystkim chęcią: poprawy zasięgu i zwiększenia komfortu w korzystaniu z usług dostarczanych posiadaczom oraz użytkownikom pojazdów elektrycznych (EV). Współpraca ze wspomnianą przed chwilą platformą jest jednym z istotnych elementów i przedsięwzięć, które są ściśle związane ze strategią obraną lata temu przez firmę TAURON”.

https://tiny.pl/dll4x



EX90: w pełni elektryczny SUV firmy Volvo, którego produkcja już się rozpoczęła

Rozpoczęcie produkcji nowego samochodu to kamień milowy dla każdego producenta z branży automotive i dla każdej fabryki pojazdów. Tym razem wybór padł na elektryczny SUV zwany EX90, którego producentem jest firma Volvo. Ten wyjątkowy pojazd nie tylko rozszerza ofertę samochodów w pełni elektrycznych, ale także napędzany jest innowacyjną technologią obliczeniową, która podwyższa poziom bezpieczeństwa zarówno kierowcy, jak i pasażerów. Elektryczny SUV firmy Volvo o zasięgu do 600 km opracowano tak, aby stał się najbezpieczniejszym pojazdem w całej historii firmy: za sprawą zastosowanych w nim technologii bezpieczeństwa biernego i czynnego, a także oprogramowania korzystającego z szerokiej gamy czujników. Za sprawą sprawdzonych, skandynawskich zasad projektowania stosowanych w firmie Volvo opisywany SUV może zaoferować użytkownikom wyrafinowane proporcje, optymalizujące zarówno bezpieczeństwo, jak i wydajność czy estetykę auta. Dzięki prawdziwej konfiguracji siedmioosobowej EX90 ma potencjał, by stać się znakomitym towarzyszem dla całej rodziny, pełnym przestrzeni, uniwersalnym i komfortowym. Dostępny w pojeździe wydajny system podstawowy jest przez cały czas podłączony do sieci i można go ulepszać za pomocą aktualizacji oprogramowania, zapewnianych przez inżynierów oprogramowania firmy Volvo wspomaganych przez sztuczną inteligencję (AI).

https://tiny.pl/wm7m_jqc

Kompaktowy multimetr cyfrowy VA28B firmy Lumel z wbudowaną funkcją Auto-Scan



Ten niewielki multimetr wyposażono w mnóstwo przydatnych funkcji, w tym: pomiar TrueRMS i automatyczną nastawę zakresu pomiarowego. Prezentowane urządzenie cechuje się przede wszystkim dużym, czytelnym wyświetlaczem oraz małymi wymiarami (13×6,2×2,7 cm). Model VA28B umożliwia przeprowadzanie pomiarów: napięcia i prądu AC/DC, rezystancji, pojemności, częstotliwości i temperatury. Poza standardowymi funkcjami, kompaktowy multimetr Lumel zawiera też bezdotykowy detektor napięcia NCV i latarkę, dzięki czemu ułatwia pracę w słabo oświetlonych miejscach. Do dyspozycji użytkownika jest także funkcja HOLD oraz tryb przeznaczony do testowania polaryzacji diod. VA28B umożliwia prowadzenie pomiarów fundamentalnych wielkości elektrycznych w ramach poniższych przedziałów wartości:

- Napięcie stałe i przemienne: od 400 mV do 400 V,
- Prąd stały i przemienne: od 40 mA do 10 A,
- Rezystancja: od 400 mΩ do 40 MΩ,
- Pojemność: od 4 nF do 4 mF,
- Temperatura: od –20 do 1200°C.

https://tiny.pl/7pzf8-cx

Automatyka w mieszkaniu, która wytrzymuje próbę czasu

Gadżet lub sprawne narzędzie, które pomaga realnie obniżać rachunki za energię? Jak pokazuje jedna z najważniejszych inwestycji deweloperskich zrealizowanych w ostatnim czasie na warszawskim Powiślu, urządzenia automatyki domowej mogą bez przeszkód spełniać obie te funkcje, podnosząc wartość mieszkań z perspektywy kupujących i najemców. Niespełna 2 lata temu do użytku został oddany średniej wielkości apartamentowiec przy ul. Górnośląskiej 6 w Warszawie, który przyciąga nie tylko lokalizacją i architekturą (stanowiącą nawiązanie do międzywojennego modernizmu), ale

eprasa.pl cdaec1ec11



także automatyką domową ABB free@home, dostępną w każdym z jego mieszkań. To właśnie dzięki wspomnianej automatyce mieszkańcy apartamentowca mogą sterować np. oświetleniem, roletami zewnętrznymi, klimatyzacją oraz ogrzewaniem (łącznie z grzejnikami kanałowymi). W większości przypadków robią to poprzez specjalną aplikację mobilną – a w 2 mieszkaniach zastosowano dodatkowo oryginalny i zaawansowany system KNX, którego celem jest wydajna integracja instalacji elektrycznych. Cały osprzęt został rozplanowany na wczesnym etapie projektu instalacji, dzięki czemu w każdej chwili mieszkańcy apartamentowca mogą nadzwyczaj szybko i bezproblemowo rozbudować swoją automatykę. Jako standard we wszystkich mieszkaniach, zamontowano także łączniki oświetleniowe Sky ABB-Niessen obok wideodomofonów.

https://tiny.pl/bdnt0vmr



13,5 tysiąca bocianich rodzin na słupach operatora energetycznego Energa

Szacuje się, że na słupach należących do Energi mieszka ¼ polskiej populacji bociana białego. Pracujący dla tego operatora energetycznego specjaliści mają zatem wiele pracy do wykonania, aby ptakom nie stało się nic złego. Energa realizuje szereg prac na rzecz bocianów – działania rozpoczynają się już w czasie, gdy ptaki te przebywają na zimowiskach w Afryce. Energetycy montują i remontują wówczas platformy pod gniazda obecne na słupach energetycznych. To właśnie na tych platformach bociany budują i rozwijają później własne lęgowiska – wyniesione ponad linię energetyczną, co chroni je przed kontaktem z elementami infrastruktury znajdującymi się pod napięciem. Liczba nowych i wyremontowanych konstrukcji każdego roku sięga kilkuset – obecnie na obszarze całego kraju jest ich łącznie 13 500. Bez wspomnianych konstrukcji regularnie mielibyśmy do czynienia ze zwarciami (na skutek kontaktu z materiałem stosowanym przez ptaki jako budulec gniazd), co z kolei nieuchronnie prowadziłoby do częstych przerw w dostawach prądu. Wprowadzone przez markę Energa rozwiązania mają na celu stale zapobiegać tego typu zdarzeniom. Dodatkowo zarówno przyrodnicy, jak i energetycy od lat przypominają o potrzebie zabierania z pól sznurków, pozostawionych po pracach rolnych. Ptaki bowiem chętnie używają tego materiału do wzmacniania i rozbudowy swoich gniazd. Taki budulec stanowi niestety niebezpieczeństwo dla piskląt, stwarzając wysokie ryzyko zaplątania i śmiertelnych w skutkach obrażeń.

https://tiny.pl/fddrn80h

Przeznaczony do wszechstronnych zastosowań: aparat do tworzenia treści SpatialLabs Eyes firmy Acer



Rozwiązanie, o którym mowa, potrafi nie tylko rejestrować zdjęcia w 3D, ale również z łatwością integruje się z platformą SpatialLabs. Dzięki temu umożliwia użytkownikom korzystanie z szeregu usług 3D, w tym: tworzenia treści, prowadzenia transmisji na żywo, a nawet dołączania do spotkań. To wszystko nie byłoby możliwe, gdyby nie starannie skalibrowany obiektyw wraz z unikatowym, zaawansowanym systemem optycznym, obecnym w SpatialLabs Eyes. W ramach konstrukcji aparatu do tworzenia treści SpatialLabs Eyes oferowana jest przede wszystkim funkcja automatycznej bądź dotykowej regulacji ostrości, która pozwala bezproblemowo rejestrować każdą istotną chwilę, przy wspomaganiu ze strony elektronicznej stabilizacji obrazu. W przypadku znacznie bardziej doświadczonych twórców rekomendowany jest natywny tryb ręczny, zapewniający wysoce elastyczną regulację czułości ISO, balansu bieli oraz czasu otwarcia migawki. Konstrukcja SpatialLabs Eyes jest odporna na niesprzyjające warunki atmosferyczne, a rozdzielczość obrazu 8 MPx i specjalne lusterko do selfie pozwolą sprostać dowolnej przygodzie. Prezentowany aparat wspomagają takie rozwiązania, jak:

- narzędzie SpatialLabs Player 3.0, umożliwiające przycinanie treści, a także dzielenie się nimi na platformach streamingowych (np. YouTube),
- widżet do rozmów wideo SpatialLabs, pozwalający na prowadzenie naprawdę wciągających połączeń wideo w 3D m.in. w ramach platform Microsoft Teams czy Zoom.

https://tiny.pl/4v2j2f_h



Huby USB, kable i akcesoria połączeniowe Savio dostępne w ofercie TME

W ostatnim czasie oferta firmy TME została rozszerzona o rozwiązania Savio, w szczególności kable: HDMI, VGA, DisplayPort, D-Sub i USB. Oferta ta obejmuje również różnego typu kable zasilające, a także obudowy do dysków i adaptery USB. Do najnowszych rozwiązań w katalogu TME należą 2 huby USB o oznaczeniach: SAVAK-70 i SAVAK-71, których zadaniem jest umożliwienie dopinania wielu urządzeń USB do jednego portu komputera. Wśród rozwiązań od Savio z oferty TME warto wymienić ponadto kabel magnetyczny USB 2.0 o oznaczeniu SAVKABELCL-152, wyposażony w 3 wymienne końcówki magnetyczne: USB typu A, USB typu B oraz USB typu C. Produkt ten występuje w wielu wariantach kolorystycznych, a jego długość wynosi 1 m lub 2 m. Do oferty TME trafiła także seria kabli HDMI 2.1, w tym przewód o oznaczeniu SAVKABELCL-142. Wyróżniające się dużą odpornością w zakresie uszkodzeń mechanicznych kable Savio są wyposażone w wysokiej jakości oplot tekstylny i pozwalają na transmisję obrazu o rozdzielczości 8K.

https://tiny.pl/xzx1fypc

Jakub Tyburski
jakub.tyburski@elportal.pl

eprasa.pl cdaec1ec11

Hity następnego numeru • „Elektronika Praktyczna” 10/2024

Temat numeru: Źródła światła LED



Diody LED zrewolucjonizowały i całkowicie zdominowały branżę oświetleniową. Te energooszczędne, trwałe, bezpieczne i niezwykle elastyczne pod względem aplikacyjnym komponenty rozświetlają nasze miasta – fasady oraz wnętrza domów mieszkalnych i biurowców, szerokie arterie i małe uliczki, mosty, instalacje artystyczne, zabytki… a to tylko początek niekończącej się listy zastosowań źródeł elektroluminescencyjnych. Diody LED szturmem wdarły się do branży motoryzacyjnej, medycznej czy nawet… rolniczej. W październikowym „Temacie numeru” – jak zawsze – przyglądamy się opisywanym zagadnieniom od strony praktykującego konstruktora, którego zadaniem jest zapewnienie właściwego doboru źródeł światła oraz odpowiednich warunków ich zasilania i sterowania.

Elektronika w praktyce: Płytki PCB i prototypy



Płytki drukowane stanowią bazę każdego współczesnego urządzenia elektronicznego. PCB to nie tylko sposób na realizację złożonej sieci połączeń elektrycznych – to także niezwykle ważny element mechaniczny urządzenia, a ponadto istotny czynnik w procesie odprowadzania ciepła z grzejących się komponentów. W wielu przypadkach obwód drukowany przejmuje rolę „dodatkowych” komponentów (np. linii transmisyjnych) determinujących kwestie integralności sygnałów, a nawet… sam w sobie staje się podzespołem pasywnym (np. transformatorem planarnym). Nic więc dziwnego, że zagadnienia produkcji i prototypowania PCB są tak ważne dla każdego praktykującego elektronika – w październikowym wydaniu „Elektroniki Praktycznej” powracamy do tematów bliskich nie tylko projektantom, ale także montażystom urządzeń elektronicznych.

Miniaturowy zasilacz napięć ustalonych



Opisany układ jest prostym zasilaczem dostarczającym zestaw typowych napięć 3,3/5 V oraz ±12 V, często wykorzystywanych przy uruchamianiu rozmaitych prototypów. Układ może być zasilany z łatwo dostępnego zasilacza laptopa o napięciu 19...20 V lub ładowarki USB PD z trybem 15 V, (np. z oficjalnego zasilacza Raspberry Pi 5) o mocy >25 W. Maksymalna obciążalność wyjść 3,3/5/12 V wynosi po 1 A, a w przypadku wyjścia -12 V dopuszczalny pobór prądu to 0,15 A.

Bardzo prosty odbiornik UKF FM



Kilkadziesiąt lat temu zbudowanie swojego własnego odbiornika radiowego wymagało przebrnięcia przez instrukcję, która zawierała słowa w stylu L1 = 270 zwojów DNE 0,18 na karkasie o średnicy 6 mm. Im wyższa częstotliwość, tym sprawa tylko pozornie robiła się prostsza, gdyż malała liczba zwojów i drut nawojowy stawał się grubszy. Ale utrzymanie tej cewki w ryzach wcale nie było proste. Drut się giął, zwoje były nierówno rozłożone, co finalnie przekładało się na problemy z zestrojeniem. Generalnie – ciężki temat. Owszem, istniała wtedy (i istnieje do dziś) spora rzesza elektroników, którym nawijanie cewek nie przeszkadza, ba, nawet traktują to jako swoisty smaczek, coś innego niż po prostu lutowanie. Tych, którzy chcą sami posłuchać co w eterze piszczy, ale „kręcenie” własnych cewek po prostu ich nie kręci, zapraszamy do lektury opisu niniejszego urządzenia.

Wykaz firm ogłaszających się w tym numerze „Elektroniki Praktycznej”

AKSOTRONIK 65
BORNICO 53
COMPUTER CONTROLS 77
ELMAX 63
FAULHABER 55
FERYSTER 61
HAMMOND 5
LASTENIC LASER 21
MICROS 81
NORDIC SEMICONDUCTOR 66
POLWAT 35, 45
SEMICON 17
TARGI MONACHIUM 9
TEK.DAY 11, 56

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:
Przemysław Musz

Redaktor Programowy, Przewodniczący Rady Programowej:
Piotr Zbysiński

Menedżer Magazynu:
Katarzyna Gugała, tel. 22 257 84 64

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Jakub Sobański

Zespół marketingu i reklamy:
Katarzyna Gugała, Bożena Krzykawska, Grzegorz Krzykawski, Grzegorz Lalak

Stali współpracownicy:
Lucjan Bryndza, Nikodem Czechowski, Jarosław Doliński, Andrzej Gawryluk, Krzysztof Górski, Tomasz Jabłoński, Paweł Kowalczyk, Henryk Kowalski, Rafał Kozik, Michał Kurzela, Szymon Panecki, Adam Sobczyk, Damian Sosnowski, 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, okładka, 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

Copyright AVTKorporacja 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”.

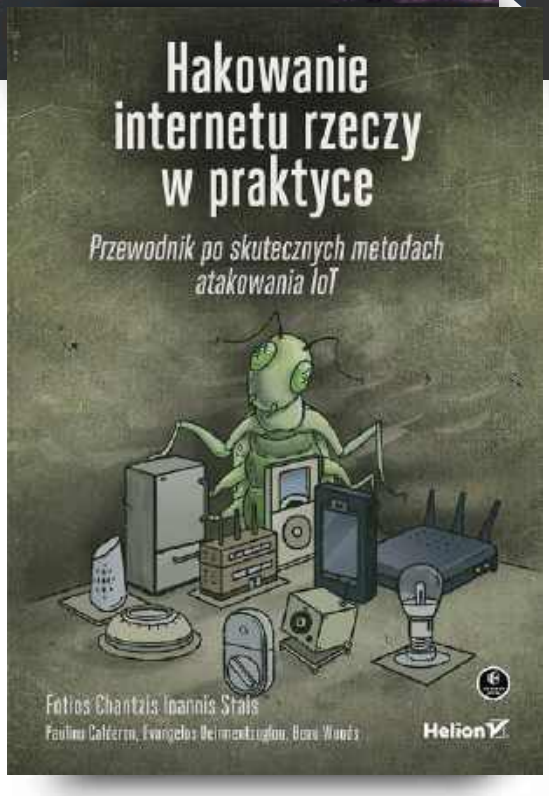
eprasa.pl cdaec1ec11

KSIĄŻKI
W ULUBIONYM KIOSKU





Z RABATEM DO 30%





Zobacz pełną ofertę - ponad 500 tytułów!
na www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl cdaec1ec11