Wydanie elektroniczne dostępne na www.ulubionykiosk.pl

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

EP.com.pl

● Międzynarodowy magazyn elektroników konstruktorów ● lipiec ● 7/2024 ●

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 źródowe projektów na naszym serwerze **FTP** www.ulubionykiosk.pl/media

inspirujące, użyteczne projekty

• Termostat do pieca gazowego • matrixClock – efektowny zegar stołowy • Energooszczędny przekaźnik elektromagnetyczny • Cyfrowy tuner do radioodbiornika Radmor 5100 • Moduł czterokanałowego przekaźnika mocy dla RPi Pico • Ekspander wyświetlacza 14 segmentowego LCD z interfejsem I²C

podzespoły, sprzęt, aplikacje

• Przewody do najbardziej wymagających aplikacji • Uzupełnij swoją ofertę kabli i przewodów najwyższej jakości osprzętem kablowym • Nordic Semiconductor – czołowy gracz na rynku IoT • Przewody płaskie i taśmy FPC/FFC w praktyce konstruktora

tutoriale

• O prowadzeniu sygnałów w taśmach • Konstrukcje wzmacniaczy audio z elementów dyskretnych • Druk 3D w służbie elektroniki • Amatorskie pomiary wzmacniaczy audio • Internet Rzeczy w pomiarach środowiskowych. Moduł ULPSM-CO z czujnikiem tlenku węgla firmy SPEC Sensors • Prowadzenie masy inspirowane układami lampowymi

kursy

• Programowanie modułów ESP32 w środowisku ESP-IDF. Podstawy obsługi portów I/O, ADC, PWM, UART • Kurs FPGA Lattice. Terminal UART z 14-segmentowym wyświetlaczem LCD • Kurs Nordic nRF z BT. Debug i LOG

ISSN 1230-3526 Indeks 357677
9 771230 352245 07
18,90 zł (w tym 8% VAT) • PRICE: 8 EUR

WIĄZKI I TAŚMY W PRAKTYCE KONSTRUKTORA

eprasa.pl 02cec464c3

–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 | AVT-Korporacja sp. z o.o. ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa
rachunek bankowy: 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013

Nareszcie lato!

Sezon urlopowy można oficjalnie uznać za otwarty. W chwili gdy niniejszy tekst trafia w ręce naszych Czytelników, zapewne wielu spośród nich korzysta już z uroków plaży, zwiedza dalekie zakątki świata czy też… cieszy się odrobiną wolnego czasu, który może spożytkować na zajęcie się ulubionym hobby. I bardzo dobrze! O znaczeniu odpoczynku chyba nikogo nie trzeba zbyt długo przekonywać, a co najważniejsze – relaks i czas na oderwanie się od codzienności to nie przywilej czy nagroda, ale niezbywalne prawo każdego z nas. Warto o tym pamiętać udając się na urlop i… nie snuć na ten czas zbyt absorbujących planów. Remont mieszkania albo wielkie porządki mogą jeszcze zapewne chwilę zaczekać, gdyż źle wykorzystany urlop – niczym przysłowiowy zając – niestety zawsze ucieknie szybciej, niż się tego spodziewamy.

Na co zatem warto zostawić sobie nieco czasu w wakacyjnych miesiącach? Lektura najnowszego wydania „Elektroniki Praktycznej" z pewnością powinna znaleźć się na liście urlopowych aktywności! Wspomniałem już, że warto pomyśleć o powrocie do ulubionego hobby – a dla hobbystów właśnie mamy w tym numerze nie lada gratkę, publikujemy bowiem cały szereg materiałów dotyczących urządzeń akustycznych. W lipcowym numerze EP zamieściliśmy m.in. pierwszy odcinek wyczerpującego i naprawdę solidnie opracowanego cyklu poświęconego amatorskim pomiarom wzmacniaczy audio – nie ma chyba zbyt wielu tematów projektowych tak świetnie nadających się na urlop, jak budowa bądź doszlifowanie projektu własnego wzmacniacza, a rzetelna weryfikacja parametrów takiej konstrukcji jest nie do przecenienia. Z myślą o osobach spragnionych uporządkowania zgromadzonej już wiedzy mamy także drugi materiał o tematyce konstrukcji wzmacniaczy z elementów dyskretnych, w zwięzły sposób podsumowujący najczęściej spotykane topologie układowe oraz zagadnienia związane m.in. ze sprzężeniem zwrotnym czy zniekształceniami. Tematyka audio przewija się także w materiale dotyczącym prowadzenia masy, a inspirowanym układami lampowymi – wbrew pozorom okazuje się, że wiedza sprzed kilkudziesięciu lat wcale nie uległa dezaktualizacji, co zadaje kłam obiegowej opinii na temat szybko „przeterminowujących się" książek z dziedziny elektroniki.

Nieśmiertelne wydają się także dawne polskie konstrukcje sprzętu audio, o czym najlepiej świadczy opublikowany w tym numerze EP projekt modyfikacji kultowego Radmora 5100. Co ważne, „ucyfrowienie" słynnego amplitunera zostało tu zrealizowane w sposób całkowicie odwracalny i „nieniszczący", co pokazuje zarówno szacunek Autora do posiadanego urządzenia, jak i wysoką jakość modułowej konstrukcji modelu 5100 – trudno byłoby dziś znaleźć przykład nowszego sprzętu, który nie tylko przetrwa tak wiele lat nieprzerwanej i niemal bezawaryjnej eksploatacji, ale po kilku dekadach od momentu produkcji wciąż pozostanie w pełni serwisowalny.

A co jeszcze czeka na naszych Czytelników w najnowszym wydaniu „Elektroniki Praktycznej"? Kontynuujemy kursy programowania macierzy FPGA, układów Nordic nRF oraz modułów ESP32, zaś – aby urlopowej tradycji stało się zadość – krótką przerwę robimy w cyklu dotyczącym mikrokontrolerów Megawin. Do tych ostatnich powrócimy z pełną mocą we wrześniu, w ostatnim, trzecim odcinku kursu. Jak zawsze mamy też kilka mniejszych i większych projektów, kolejną część materiału poświęconego czujnikom środowiskowym oraz obszerny artykuł dotyczący filamentów do drukarek 3D. Na okładce królują zaś dwa tematy główne: wiązki i taśmy (z naciskiem na te ostatnie) oraz metody pomiaru prędkości obrotowej.

Życzę udanej lektury i dobrego, bezpiecznego wypoczynku!

Przemysław Musz

eprasa.pl 02cec464c3

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

Nr 7 (378) • Lipiec 2024

13

17

22

24

25

28

Nie przeocz
Nowe podzespoły 5
Dodaj do obserwowanych 11
Koktajl niusów 96

Projekty
Termostat do pieca gazowego (1) 13
matrixClock – efektowny zegar stołowy (2) 17

Miniprojekty
Energooszczędny przekaźnik elektromagnetyczny 22
Moduł czterokanałowego przekaźnika mocy dla RPi Pico 24
Ekspander wyświetlacza 14 segmentowego LCD z interfejsem I²C 25

Projekty czytelników
Cyfrowy tuner do radioodbiornika Radmor 5100 28

Temat numeru
Pomiary prędkości obrotowej 32

Technologie wokół elektroniki
Druk 3D w służbie elektroniki (2) 42

Prezentacje
Uzupełnij swoją ofertę kabli i przewodów najwyższej jakości osprzętem kablowym 49
Przewody do najbardziej wymagających aplikacji 59
Nordic Semiconductor – czołowy gracz na rynku IoT 64

Elektronika w praktyce
Przewody płaskie i taśmy FPC/FFC w praktyce konstruktora 50

Notatnik konstruktora
Prowadzenie masy inspirowane układami lampowymi 39
O prowadzeniu sygnałów w taśmach 62
Konstrukcje wzmacniaczy audio z elementów dyskretnych 72
Amatorskie pomiary wzmacniaczy audio (1) 76

Moduły w aplikacjach
Internet Rzeczy w pomiarach środowiskowych (7).
Moduł ULPSM-CO z czujnikiem tlenku węgla firmy SPEC Sensors 68

Kursy
Kurs Nordic nRF z BT (2). Debug i LOG 80
Programowanie modułów ESP32 w środowisku ESP-IDF (2).
Podstawy obsługi portów I/O, ADC, PWM, UART 85
Kurs FPGA Lattice (21).
Terminal UART z 14-segmentowym wyświetlaczem LCD 90

Prenumerata 2
Od wydawcy 5
Hity następnego numeru 99

Dodatkowe materiały do artykułów znajdziesz na https://ulubionykiosk.pl/media
Szczegóły na stronie 21
eprasa.pl 02cec464c3

nowe podzespoły

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

Tranzystory CoolSiC MOSFET o napięciu znamionowym 2000 V w obudowach TO-247PLUS-4-HCC

Do oferty Infineona wchodzi seria tranzystorów CoolSiC MOSFET o napięciu znamionowym 2000 V, produkowanych w obudowach TO-247PLUS-4-HCC o odstępie izolacyjnym 5,4 mm i drodze upływu 14 mm. Pomimo zwiększonej gęstości mocy w porównaniu z wcześniejszymi odpowiednikami, są one równie niezawodne w zakresie wysokich napięć i częstotliwości roboczych. Dzięki małym stratom przy pracy impulsowej doskonale nadają się do zastosowań w instalacjach fotowoltaicznych, systemach przechowywania energii i stacjach ładowania.

W ramach serii IMYH200RxxxM1H dostępnych jest obecnie 5 tranzystorów N-MOSFET o rezystancji $R_{DS(ON)}$ od 12 do 100 mΩ i dopuszczalnym prądzie drenu od 26 do 123 A. Wszystkie charakteryzują się napięciem progowym bramki 4,5 V i szerokim zakresem temperatury pracy od –55 do +175°C. Zawierają wewnętrzną diodę zabezpieczającą, istotną w aplikacjach hard-switching. Producent oferuje do nich płytkę ewaluacyjną o oznaczeniu EVAL-COOLSIC-2KVHCC.

www.infineon.com

	V_{DS} (maks.)	$R_{DS(ON)}$ @ +25°C	I_D maks. @ +25°C	Zakres temp. pracy	Obudowa
IMYH200R100M1H	2000 V	100 A	26 A	–55...+175°C	TO-247PLUS-4-HCC
IMYH200R075M1H		75 A	34 A		
IMYH200R050M1H		50 A	48 A		
IMYH200R024M1H		24 A	89 A		
IMYH200R012M1H		12 A	123 A		

Mikrokontrolery z modułem komunikacyjnym 2,4 GHz o mocy wyjściowej do +10 dBm

STMicroelectronics dodaje do oferty nową rodzinę mikrokontrolerów STM32WBA z wbudowanym transceiverem do komunikacji bezprzewodowej krótkiego zasięgu, gotowych na nadchodzące regulacje w zakresie cyberbezpieczeństwa. Uzyskały one certyfikat bezpieczeństwa SESIP Level 3 (Security Evaluation Standard for IoT Platforms), pozwalający uzyskać zgodność z przyszłymi wymogami US Cyber Trust Mark i EU Radio Equipment Directive, które staną się obowiązkowe w 2025 roku. Mogą znaleźć zastosowanie w inteligentnych urządzeniach przemysłowych, medycznych i konsumenckich, pozwalając zmniejszyć liczbę podzespołów i skrócić czas wprowadzania nowych produktów na rynek.

Pierwsze mikrokontrolery należące do nowej rodziny, STM32WBA54 i STM32WBA55, umożliwiają komunikację w standardach Bluetooth LE 5.4, ZigBee (w tym Release 22 i Release 23), Thread i Matter (Thread RCP). Zostały oparte na rdzeniu ARM Cortex-M33, taktowanym zegarem 100 MHz i zawierają do 1 MB pamięci Flash. Obsługują architekturę ARM TrustZone, izolującą krytyczne dane i kod (dane uwierzytelniające, klucze kryptograficzne, oprogramowanie odpowiedzialne za bezpieczeństwo) od pozostałej

REKLAMA

HAMMOND®
1554/1554F
Obudowy poliwęglanu IP68
Dowiedz się więcej:
hammondmfg.com/1554
eusales@hammondmfg.com • + 44 1256 812812
Nowe wymiary!

eprasa.pl 02cec464c3

części systemu. Ponadto charakteryzują się małym poborem mocy, wynikającym m.in. z wielu wbudowanych trybów oszczędnościowych. Zintegrowany moduł radiowy 2,4 GHz umożliwia kontrolę mocy wyjściowej przez aplikację w zakresie do +10 dBm, zapewniając niezawodną transmisję danych również w obszarach narażonych na silne zaburzenia elektromagnetyczne.

www.st.com

3-ogniwowe superkondensatory o napięciu znamionowym do 9 V i pojemności 0,33...5 F

Firma Knowles Precision Devices wprowadza na rynek dwie serie 3-ogniwowych superkondensatorów EDLC (Electric Double Layer Capacitor) o napięciu znamionowym do 9 V. Mogą one stanowić uzupełnienie podstawowego źródła zasilania, umożliwiając szybkie dostarczenie do obciążenia dużych impulsów energetycznych przy nagłych zmianach prądu obciążenia. Pod tym względem znacznie przewyższają akumulatory i tradycyjne kondensatory, natomiast ich przewagą nad superkondensatorami jedno- i dwuogniwowymi jest większe napięcie robocze i oszczędność miejsca na płytce drukowanej. Zakres zastosowań tych elementów jest bardzo szeroki i obejmuje m.in. pojazdy AGV, siłowniki, mierniki zużycia mediów, zasilacze UPS i systemy oświetlenia awaryjnego.

W ramach obu serii, DGH i DSF, dostępne są warianty o napięciu roboczym do 9 V i pojemności z zakresu od 0,33 do 5 F. Mogą być one łączone w banki o jeszcze większym napięciu i pojemności. Zawierają wbudowany układ równoważenia ogniw, zapewniający optymalne parametry pracy. Ponadto są tańsze od wielu dostępnych na rynku odpowiedników.

Jeśli chodzi o parametry elektryczne, superkondensatory obu serii charakteryzują się dużą gęstością energii i znikomym samorozładowaniem, pozwalającym na zastosowania w systemach przechowywania energii. Mogą pracować w temperaturze otoczenia z zakresu –40...+65°C (wersje DGH 8,1 V i DSF 9,0 V) oraz –40...+85°C (wersje DGH 6,9 V i DSF 7,5 V). Charakteryzują się małą rezystancją ESR, niezawodnością na poziomie ponad 500 tys. cykli ładowania/rozładowania i 10-letnią żywotnością.

www.cde.com

Niskoprofilowe transformatory planarne do aplikacji PoE o mocy 60...71 W

Oferta komponentów indukcyjnych firmy Bourns powiększyła się o serię transformatorów planarnych PLN0xx-ER20, zaprojektowanych specjalnie do zastosowań w zaporowych konwerterach DC-DC w aplikacjach PoE o mocy znamionowej z zakresu 60...71 W. Są one polecane do zastosowań zwłaszcza tam, gdzie wymagane są komponenty małogabarytowe o dużej gęstości mocy. Występują w 10 wariantach, mogących generować napięcia i prądy wyjściowe w zakresach – odpowiednio – 3,3...24 V i 2,4...21 A.

Wszystkie transformatory serii PLN0xx-ER20 zapewniają izolację do 1500 V rms. Charakteryzują się zakresem częstotliwości pracy do 200 kHz, małą indukcyjnością rozproszenia na poziomie 0,5 μH i szerokim zakresem temperatury pracy od –40 do +125°C, pozwalającym na zastosowania w aplikacjach przemysłowych. Przykładem mogą być systemy oświetleniowe i BMS (Battery Management Systems) oraz zasilacze impulsowe.

www.bourns.com

Moduły komunikacyjne Xbee 868 MHz o zasięgu transmisji ponad 14 km

Firma Digi oferuje serię modułów komunikacyjnych serii XR 868 na europejskie pasmo 868 MHz, oferujących zasięg transmisji przekraczający 14 km przy bezpośredniej widoczności anten. Obsługują one protokoły komunikacyjne mesh i punkt-punkt. Mogą znaleźć zastosowanie m.in. w rolnictwie i energetyce. Zawierają wewnętrzny filtr SAW, zapewniający optymalne parametry transmisji w środowiskach narażonych na silniejsze zaburzenia elektromagnetyczne.

Moduły serii XR 868 obsługują techniki Listen Before Talk i Adaptive Frequency Agility, zwiększające odporność na interferencje elektromagnetyczne; przed rozpoczęciem transmisji analizują widmo radiowe i na tej podstawie wybierają optymalny kanał transmisji. Szybkość transmisji, mogąca wynosić 10 lub 80 kbps, jest konfigurowana programowo. Do standardowego wyposażenia należy 4-kanałowy, 10-bitowy przetwornik A/C i 13 linii I/O.

Moduły serii XR 868 zostały oparte na układzie SoC EFR3 firmy Silicon Labs. Mogą pracować w zakresie temperatury otoczenia od –40 do +85°C. Uzyskały certyfikacje CE/RED. Zawierają interfejsy UART (do 921,6 kbps) i SPI (do 5 Mbps). Ich maksymalna moc wyjściowa wynosi +13 dBm (ERP), a czułość odbiornika to –107 dBm @ 80 kbps i –112 dBm @ 10 kbps.

Pozostałe cechy:

- pasmo: 863...870 MHz,
- napięcie zasilania (DC): od 1,8 do 3,6 V,
- pobór prądu (TX/RX/Sleep): 76 mA/26 mA/185 μA,

	Indukcyjność uzwojenia pierwotnego	Indukcyjność rozproszenia	Maks. DCR			Przekładnia			Parametry wyjściowe
			uzw. pierwotne	uzw. wtórne	uzw. pomocnicze	uzw. pierwotne	uzw. wtórne	uzw. pomocnicze	
PLN060-ER20A03S	21 μH	maks. 0,5 μH	90 mΩ	11 mΩ	220 mΩ	1	0,166	0,666	3,3 V/18 A
PLN060-ER20A05S			40 mΩ	8 mΩ			0,25	0,5	5 V/12 A
PLN060-ER20A12S			40 mΩ	14 mΩ			0,5	0,5	12 V/5 A
PLN060-ER20A24S			40 mΩ	33 mΩ			1	0,5	24 V/2,4 A
PLN071-ER20A03S	18 μH		90 mΩ	9 mΩ			0,166	0,666	3,3 V/21 A
PLN071-ER20A05S			40 mΩ	8 mΩ			0,25	0,5	5 V/14 A
PLN071-ER20A12S			40 mΩ	14 mΩ			0,5	0,5	12 V/5,9 A
PLN071-ER20A24S			40 mΩ	33 mΩ			1	0,5	24 V/2,9 A

eprasa.pl 02cec464c3

- podłączenie anteny: złącze u.FL lub wyprowadzenie na płytce PCB,
- obsługiwane topologie sieciowe: DigiMesh, repeater,
- szyfrowanie danych: AES (128-bit.),
- wymiary: 19×13×1,3 mm.

www.digi.com

Potencjometry obrotowe o stopniu ochrony IP67 do aplikacji przemysłowych i audio

Do oferty firmy Vishay wchodzą dwa modele potencjometrów obrotowych o stopniu ochrony IP67, charakteryzujące się wytrzymałością dielektryczną do napięcia (AC) 5 kV i mocą znamionową do 1 W. Model PA16F, zawierający element rezystancyjny wykonany z przewodzącego tworzywa sztucznego, może znaleźć zastosowanie w urządzeniach audio. Z kolei P16F z cermetowym elementem rezystancyjnym jest polecany do zastosowań w napędach przemysłowych, spawarkach, instalacjach HVAC i systemach oświetleniowych. Oba modele zawierają zintegrowane pokrętło i zajmują małą głębokość pod panelem montażowym, nieprzekraczającą 15 mm. Mogą być dostarczane w wersjach z przewodami lub złączem, z opcjonalnym przełącznikiem oraz z dowolnymi oznaczeniami pokrętła. Ponadto na indywidualne zamówienia dostępne są wersje z pokrętłem metalicznym.

www.vishay.com

	P16F	PA16F
Element rezystancyjny	cermetowy	polimer przewodzący
Zakres rezystancji	22 Ω...10 MΩ	1 kΩ...1 MΩ
Moc znamionowa	1 W @ +40°C	0,5 W @ +40°C
TCR	±150 ppm/°C	±500 ppm/°C
Wytrzymałość dielektryczna (AC)	5000 V	

Najmniejsze na rynku 2-amperowe diody Schottky'ego o powierzchni 1,4×0,6 mm

Do oferty firmy Diodes wchodzi seria trzech miniaturowych diod Schottky'ego w obudowach X3-DSN1406-2 o powierzchni 1,4×0,6 mm i grubości 0,25 mm. Są to najmniejsze obecnie na rynku tego typu diody o dopuszczalnym prądzie przewodzenia 2 A, mogące znaleźć zastosowanie w urządzeniach o dużej gęstości upakowania podzespołów. Występują w wersjach o napięciu V_{RRM} równym 30,

	V_{RRM}	I_O	V_F (maks.)	I_R (maks.)	Obudowa
SDT2U30CP3	30 V	2 A	0,48 V	150 µA	X3-DSN1406-2
SDT2U40CP3	40 V		0,48 V	150 µA	
SDT2U60CP3	60 V		0,58 V	100 µA	

REKLAMA

eprasa.pl 02cec464c3

40 i 60 V. Zajmują zaledwie 3,4% powierzchni wcześniejszych odpowiedników, zamykanych w obudowach typu SMB. Bardzo małe napięcie przewodzenia (już od 480 mV) minimalizuje straty mocy i zapewnia wysoką sprawność energetyczną. Dodatkowo, pomimo małych gabarytów, diody serii SDT2Ux0CP3 są odporne na duże impulsy przepięciowe, a mała grubość obudowy ułatwia odprowadzanie ciepła ($R_{\Theta JC}$=7°C/W).

www.diodes.com

Hybrydowe kondensatory polimerowe o dużej pojemności i wysokiej odporności na prądy udarowe

Hybrydowe kondensatory polimerowe z serii EEH-ZL wyróżniają się sporą odpornością na prądy udarowe i wysokim współczynnikiem pojemności do wymiarów obudowy. Dodatkowo ich zaletą jest uzyskana kwalifikacja AEC-Q200, pozwalająca na zastosowania w motoryzacji. Oferta obejmuje obecnie kilkanaście modeli o pojemności 47...680 µF i napięciu znamionowym 25 lub 35 V. Komponenty są produkowane w obudowach rozmiaru od ∅ 5×5,8 mm do ∅ 10×10,2 mm. Charakteryzują się niezawodnością do 4000 h w temperaturze +135°C. Zapewniają odporność na udary do 30 g. Poza elektroniką samochodową mogą też znaleźć zastosowanie w przemyśle, robotyce, instalacjach fotowoltaicznych i infrastrukturze telekomunikacyjnej.

http://industry.panasonic.eu

Projekt referencyjny nadajnika ładowania bezprzewodowego Qi 2.0 opartego na kontrolerze dsPIC33

Microchip wprowadza do oferty projekt referencyjny nadajnika dual-pad do systemów ładowania bezprzewodowego zgodnych ze standardem Qi wersji 2.0 (Qi2) i opartego na kontrolerze DSC dsPIC33.

Kluczową cechą standardu Qi2, wprowadzonego przez Wireless Power Consortium (WPC), jest wprowadzenie profilu MPP do wyrównywania osi nadajnika i odbiornika. Dzięki elastycznej architekturze oprogramowania w kontrolerze dsPIC33, projekt referencyjny umożliwia obsługę obu dostępnych profili mocy – EPP (Extended Power Profile) i MPP (Magnetic Power Profile) – przy użyciu pojedynczego kontrolera.

Wykorzystanie projektu referencyjnego Qi2 pozwala zminimalizować ryzyko niepowodzenia podczas certyfikacji produktów końcowych. Projekt, wykorzystujący certyfikowane do zastosowań motoryzacyjnych komponenty z oferty Microchipa, odpowiada również standardom niezawodności i bezpieczeństwa w branży automotive. Zapewnia łatwą integrację z systemami samochodowymi, wspierając architekturę AUTOSAR (AUTomotive Open System ARchitecture) i AUTOSAR MCAL (Microcontroller Abstraction Layer) oraz standardy bezpieczeństwa funkcjonalnego. Zintegrowany układ CryptoAuthentication spełnia wymogi autoryzacji standardów Qi.

Microchip dostarcza niezbędne pliki projektowe i oprogramowanie, mające na celu ułatwienie procesu rozwoju produktów. Projekt obejmuje kontroler DSC dsPIC33, podsystem bezpiecznego przechowywania kluczy TA100/TA010 Trust Anchor, transceiver CAN ATA6563, sterowniki bramek MCP14700 oraz regulatory napięcia MCP16331 i MCP1755.

www.microchip.com

Niskoprofilowe prostowniki mostkowe o napięciu znamionowym 1000 V i prądzie przewodzenia do 10 A

MCC Semi wprowadza na rynek trzy niskoprofilowe prostowniki mostkowe o napięciu znamionowym DC 1000 V/rms 700 V (przy prądach przewodzenia od 4 do 10 A), produkowane w obudowach SMD typu JC o wymiarach 20×10,5×3,4 mm z wyprowadzeniami o długości 14,6 mm. Mogą znaleźć zastosowanie w urządzeniach o dużej gęstości upakowania podzespołów. W porównaniu z poprzednikami charakteryzują się mniejszą o ponad 40% grubością obudowy. Ich zakres zastosowań obejmuje zasilacze sieciowe, instalacje oświetleniowe oraz inne aplikacje zasilające, w których istotne są wymiary podzespołów.

Nowa oferta obejmuje prostowniki serii GBUA10M-BP, GBUA6M-BP i GBUA4M-BP o dopuszczalnym prądzie wyjściowym (przy zastosowaniu radiatora), wynoszącym odpowiednio 4, 6 i 10 A. Wszystkie charakteryzują się napięciem przewodzenia maks. 1,0 V @ +25°C i maksymalnym prądem wstecznym 5 µA @ +25°C (100 µA @ +125°C). Mogą pracować w szerokim zakresie temperatury złącza od –55 do +150°C.

www.mccsemi.com

Przekaźniki kontaktronowe o mocy do 80 W w obudowach SIP o rozstawie wyprowadzeń 6,35 mm

Firma Pickering wprowadziła na rynek nową serię miniaturowych przekaźników kontaktronowych o mocy znamionowej do 80 W, oferowanych w małogabarytowych obudowach SIP o rozstawie wyprowadzeń 6,35 mm. Seria 144 obejmuje warianty o maksymalnym prądzie przełączanym 1 A i mocy znamionowej do 60 W oraz 2-amperowe o mocy do 60 W. Charakteryzują się one napięciem izolacji wynoszącym – w zależności od wersji – 2 kV lub 3 kV i maksymalnym napięciem przełączanym stałym 1000 V w zakresie mocy do 10 W. Mogą być stosowane w testerach półprzewodników, fotowoltaice, stacjach ładowania, aparaturze medycznej i różnego typu urządzeniach wysokonapięciowych.

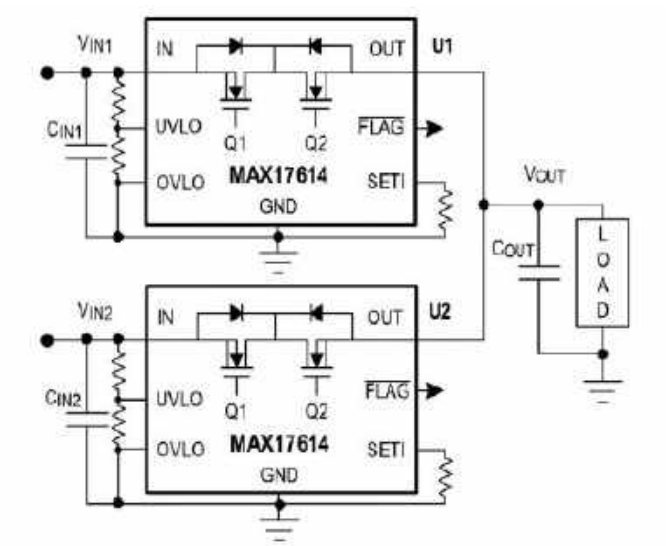
W porównaniu z tradycyjnymi odpowiednikami elektromechanicznymi, przekaźniki kontaktronowe charakteryzują się krótszym czasem przełączania i niższą awaryjnością, co wynika z hermetycznego zamknięcia styków, natomiast ich przewagą nad przekaźnikami zwilżanymi rtęcią jest bardziej ekologiczna konstrukcja. Ekran magnetyczny Mu-metalu eliminuje problemy, mogące występować wskutek

eprasa.pl 02cec464c3

wzajemnego oddziaływania sąsiednich przekaźników w aplikacjach o dużej gęstości upakowania podzespołów.

W ramach serii 144 są dostępne przekaźniki o konfiguracjach 1-Form-A, 2-Form-A i 1-Form-B oraz o napięciach znamionowych cewki 5, 12 i 24 V. Opcjonalnie mogą zawierać wewnętrzną diodę zabezpieczającą. Na życzenie zamawiającego dostępne są różne konfiguracje wyprowadzeń oraz wersje dodatkowo przetestowane pod kątem zapewnienia zgodności z wymogami konkretnych aplikacji.

www.pickeringrelay.com



Układ diody idealnej do zabezpieczeń przed odwróceniem polaryzacji i przepływem prądu wstecznego

MAX17614 to układ diody idealnej, pozwalający zrealizować zabezpieczenie przed odwróceniem polaryzacji napięcia zasilania i przepływem prądu wstecznego, charakteryzujący się wydajnością prądową do 3 A i szerokim zakresem napięcia wejściowego od 4,5 do 60 V. Zawiera on dwa tranzystory n-FET z diodami zabezpieczającymi, połączone szeregowo w układzie przeciwsobnym, ogranicznik prądu wyjściowego oraz zabezpieczenia podnapięciowe, nadnapięciowe i termiczne. Stopień wejściowy jest zabezpieczony przed przepięciami do +60 V i –65 V. Poziom progowy zabezpieczenia podnapięciowego może być programowany na dowolnej wartości z zakresu 4,5...59 V, a nadnapięciowego w zakresie od 5,5 do 60 V. Układ zawiera też wejście Enable, umożliwiające zdalne odcięcie lub podłączenie zasilania do obciążenia. Zapewnia krótki czas reakcji na przepływ prądu wstecznego (140 ns).

MAX17614 umożliwia programowanie wartości progowej ogranicznika prądowego w zakresie od 0,15 do 3 A za pomocą zewnętrznego rezystora oraz udostępnia 3 tryby pracy ogranicznika: autoretry, continuous i latch-off. Zawiera wyjście FLAG, sygnalizujące zadziałanie któregoś z wewnętrznych zabezpieczeń. Dokładność zaprogramowanej wartości progowej prądu ogranicznika wynosi ±3,3% w całym zakresie dopuszczalnej temperatury pracy od –40 do +125°C.

Układ jest produkowany w 20-wyprowadzeniowej obudowie TQFN-EP o powierzchni 4×4 mm. W ofercie Analog Devices jest też dostępny zestaw ewaluacyjny o symbolu MAX17614EVKIT#.

www.analog.com

Inteligentne diody RGB LED z wbudowanym sterownikiem

Wurth Elektronik wprowadza na rynek serię „inteligentnych" diod LED ze zintegrowanym sterownikiem, oznaczonych symbolem WL-ICLED. Są to diody RGB, ułatwiające realizację zaawansowanych systemów oświetleniowych LED. Umożliwiają regulację koloru i jasności w pełnym zakresie od 0 do 100%. Występują w 4 wariantach

konstrukcyjnych: Chip LED 2020, Chip LED Side View 3210, PLCC6 2121 i PLCC4 5050.

Dzięki zintegrowanemu kontrolerowi w każdej diodzie ICLED skomplikowane układy sterowania odchodzą do przeszłości. Mikrokontroler wysyła informacje tylko do pierwszej diody w łańcuchu, a następnie jest ona przekazywana przez interfejs szeregowy do kolejnych, eliminując potrzebę łączenia każdego komponentu z mikrokontrolerem.

Dzięki możliwości generowania ponad 16 milionów różnych kombinacji kolorów i poziomów jasności, diody serii WL-ICLED mogą znaleźć wiele zastosowań w systemach sygnalizacji i oświetlenia wewnętrznego, pełnokolorowych wyświetlaczach oraz aplikacjach audio i gamingowych. Co więcej, są one kompatybilne z otwartymi bibliotekami, takimi jak FastLED, co ułatwia ich implementację. Minimalizacja liczby wymaganych komponentów zewnętrznych, takich jak rezystory szeregowe, sprawia, że systemy oparte na inteligentnych diodach LED są łatwiejsze w realizacji i zajmują mniejszą przestrzeń w porównaniu z urządzeniami opartymi na diodach standardowych.

Jedną z wyjątkowych cech diod serii WL-ICLED jest ich odporność na wilgoć. W przeciwieństwie do wersji standardowych z klasyfikacją MSL5a lub MSL6, diody WL-ICLED charakteryzują się poziomem odporności w klasie MSL3, co oznacza mniejszą wrażliwość na wilgoć podczas montażu. Niektóre z komponentów charakteryzują się stopniem ochrony IPx7, co oznacza odporność na krótkotrwałe zanurzenie w wodzie bez ryzyka uszkodzenia. Dodatkowym atutem jest zastosowanie wysokiej jakości materiałów, takich jak złote warstwy ochronne w modelach Chip LED oraz srebrne w modelach PLCC, co przekłada się na lepszą lutowalność. Oferta obejmuje wersje o 8-bitowej i 12-bitowej rozdzielczości sygnału sterującego PWM.

www.we-online.com

REKLAMA

eprasa.pl 02cec464c3

Rodzina dwuzakresowych odbiorników GNSS na pasma L1 i L5 o dokładności <2 m (CEP50)

Firma u-blox zaprezentowała swoją pierwszą rodzinę dwuzakresowych odbiorników GNSS (Global Navigation Satellite Systems) na pasma L1 i L5, charakteryzujących się zwiększoną odpornością na propagację wielodrogową i dużą dokładnością pozycjonowania. Są one polecane do zastosowań przede wszystkim w gęstej zabudowie miejskiej, w której problemem są odbicia sygnału od wielu obiektów w otoczeniu. Odporność pasma L5 na tego typu efekty znacznie zwiększa dokładność pozycjonowania. W dwuzakresowych odbiornikach GNSS L1/L5 jest ona lepsza od 2 m (CEP50). Dla porównania: w przypadku korzystania tylko z pasma L1 dokładność wynosi około 4 m. Algorytmy w oprogramowaniu firmware odbiorników rodziny F10 przyznają priorytet pasmu L5 na obszarach o słabej jakości sygnału, zapewniając dużą dokładność pozycjonowania, nawet w przypadku stosowania małych anten.

Odbiorniki F10 są kompatybilne pod względem rozkładu wyprowadzeń z wcześniejszymi odbiornikami serii M10, co ułatwia upgrade istniejących produktów końcowych. Wspierają usługę A-GNSS AssistNow firmy u-blox, pozwalającą skrócić czas TTFF i obniżyć pobór mocy. W ramach tej rodziny dostępne są również modele NEO-F10N, MAX-F10S i MIA-F10Q, których stopień wejściowy zapewnia odporność na zaburzenia elektromagnetyczne, generowane przez znajdujące się w pobliżu modemy komórkowe.

W ramach platformy F10 dostępnych jest obecnie 5 serii modułów, różniących się rozmiarami obudowy, napięciem zasilania, a także zestawem wbudowanych interfejsów i funkcji. Wszystkie mogą pracować w przemysłowym zakresie temperatury otoczenia od –40 do +85°C. Ponadto firma u-blox oferuje zestawy ewaluacyjne EVK-F10, obejmujące odbiornik, antenę, okablowanie i pakiet oprogramowania. Zawierają one złącze z wyprowadzonymi sygnałami ze wszystkich portów odbiornika oraz wbudowane czujniki poboru mocy.

www.u-blox.com

Kondensatory MLCC z kwalifikacją AEC-Q200 o dużym stosunku pojemności do wymiarów

Oferta samochodowych kondensatorów ceramicznych MLCC firmy TDK powiększyła się o dwa nowe modele, wyróżniające się dużą pojemnością w stosunku do wymiarów obudowy. Oba są produkowane na napięcie robocze do 100 V. CGA4J1X7R2A225K125AC to kondensator o pojemności 2,2 µF (±10%) produkowany w obudowie chipowej rozmiaru 2012 (2,0×1,25×1,25 mm). Drugi z nowych modeli, CGA5L1X7R2A475K160AC, charakteryzuje się pojemnością 4,7 µF i jest oferowany w obudowie rozmiaru 3216 (3,2×1,6×1,6 mm). Oba uzyskały kwalifikację AEC-Q200 i charakteryzują się szerokim zakresem dopuszczalnej temperatury pracy od –55 do +125°C. Są polecane do tłumienia tętnień zasilania w samochodowych instalacjach 48-woltowych, pozwalając zmniejszyć liczbę komponentów i koszty.

www.tdk.com

	UBX-F10	MAX-F10S	MIA-F10Q	NEO-F10N	NEO-F10T
Powierzchnia obudowy	4,0×4,0 mm	10,1×9,7 mm	4,5×4,5 mm	16×12,2 mm	16×12,2 mm
Ważniejsze cechy	• odporność na propagację wielodrogową, • możliwość współpracy z miniaturową anteną, • zaawansowane mechanizmy przeciwzakłóceniowe, • estymacja położenia w czasie rzeczywistym z 95-procentową pewnością	• odporność na propagację wielodrogową, • możliwość współpracy z miniaturową anteną, • odporność na zaburzenia generowane przez modemy komórkowe, • kompatybilność pod względem rozkładu wyprowadzeń z wcześniejszymi modułami rodziny MIA	• odporność na propagację wielodrogową; • możliwość współpracy z miniaturową anteną; • odporność na zaburzenia generowane przez modemy komórkowe; • kompatybilność pod względem rozkładu wyprowadzeń z wcześniejszymi modułami rodziny MIA, • brak konieczności stosowania komponentów współpracujących	• odporność na propagację wielodrogową; • możliwość współpracy z miniaturową anteną; • odporność na zaburzenia generowane przez modemy komórkowe; • kompatybilność pod względem rozkładu wyprowadzeń z wcześniejszymi modułami rodziny NEO, • możliwość aktualizacji oprogramowania firmware	• zgodność z globalnymi wymogami w zakresie synchronizacji czasowej 5G, • odporność na błędy jonosferyczne, • połączenie dużej dokładności przy niskim poborze mocy, • wbudowane zabezpieczenia przed atakami elektronicznymi, • możliwość łatwego upgrade'u z modelu NEO-M8T
Obsługiwane konstelacje satelitów	BeiDou, Galileo, GPS/QZSS, NavIC	BeiDou, Galileo, GPS/QZSS, NavIC	BeiDou, Galileo, GPS/QZSS, NavIC	BeiDou, Galileo, GPS/QZSS	BeiDou, Galileo, GLONASS, GPS/QZSS
Interfejsy	UART, I²C, SPI	UART, I²C	UART, I²C	UART	UART
Napięcie zasilania	1,0...1,8 V	1,76...3,6 V	1,76...3,6 V	2,7...3,6 V	2,7...3,6 V
Źródło częstotliwości	rezonator, TCXO	TCXO	TCXO	TCXO	TCXO

eprasa.pl 02cec464c3

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.

Cyfrowy zamek szyfrowy oparty na ESP32-S3 stworzony w SquareLine Studio

Autor opisuje, że do stworzenia poniższego urządzenia skłoniły go osobiste sytuacje, gdy był zbyt nieśmiały, by wyznać komuś uczucia albo przeprosić po kłótni. Zdarzało się również, że chciał zaskoczyć zaprzyjaźnioną osobę, ale bez wypowiadania słów na głos.

Rozwiązaniem powyższych problemów okazał się specjalny cyfrowy zamek szyfrowy, opracowany przy użyciu SquareLine. Kiedy użytkownik wprowadza poprawne hasło, urzdzenie – zamiast otwierać skrytkę – wyświetla zaprogramowane obrazy i tekst.

Jak pokazano w wideo na stronie projektu, moduł dotykowy ESP32-S3 z okrągłym wyświetlaczem dotykowym 2,1" pozwala na komunikację Wi-Fi, która umożliwia między innymi pobieranie czasu z serwera NTP i wyświetlanie go na środku ekranu.

Moduł wyposażony został również w enkoder obrotowy, pozwalający na zadawanie szyfru w zamku poprzez obracanie go – jak w sejfach. Wystarczy obrócić zamek, aby kontrolować zmianę wartości – i nacisnąć ekran, aby potwierdzić hasło. Kiedy wprowadzone zostanie poprawne hasło, dioda LED zaświeca się, a na ekranie są wyświetlane zaprogramowane wcześniej treści.

https://tiny.pl/dpxwd

Moduł PPSTrigger do zasilania USB-PD

Prezentowana konstrukcja to moduł pozwalający na wykorzystanie pełni możliwości oferowanych przez zasilacze działające zgodnie z USB-PD, dzięki czemu nasze urządzenie może pobierać przez USB znacznie większą moc niż w typowych układach zasilania. Prototyp modułu przeszedł już serię testów i jest dostępny w regularnej sprzedaży.

Moduł sterowany jest poprzez zworki, którymi wybiera się tryb zasilania żądany przez urządzenie (5 V, 9 V, 12 V, 15 V lub 20 V). Bez zworki urządzenie zapewnia możliwość regulacji napięcia za pomocą potencjometru. Zworka „Pot" przeznaczona jest do „jednorazowego" ustalania napięcia za pomocą potencjometru podczas rozruchu modułu – dzięki tej funkcji zmiana położenia suwaka w czasie pracy urządzenia nie ma wpływu na wartość napięcia wyjściowego, co zabezpiecza przed uszkodzeniami obciążenia w wyniku przypadkowego przestawienia poencjometru.

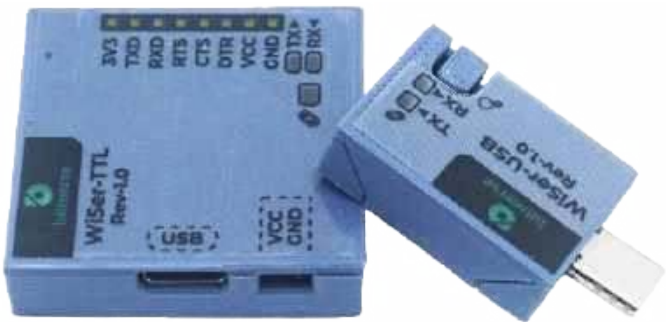
https://hackaday.io/project/193933-ppstrigger-board

WiSer – bezprzewodowy moduł do połączeń szeregowych

WiSer pozwala na ustanowienie bezprzewodowego połączenia szeregowego typu peer-to-peer między dwoma urządzeniami. Umożliwia zdalne debugowanie oprogramowania, rejestrowanie danych, aktualizowanie oprogramowania układowego lub przesyłanie plików – bez

REKLAMA

eprasa.pl 02cec464c3



konieczności korzystania z uciążliwych kabli USB, „podejrzanych" routerów Wi-Fi lub konfiguracji Bluetooth, które często nie działają dokładnie tak, jak trzeba.

Moduł został zaprojektowany pod kątem łatwości użytkowania: nie wymaga żadnego oprogramowania, sterowników ani konfiguracji po stronie któregokolwiek z urządzeń. Z punktu widzenia współpracujących sprzętów jest to bowiem po prostu kabel – moduły są w pełni przezroczyste logicznie. Wystarczy wpiąć moduł USB do portu komputera, połączyć moduł TTL z docelowym urządzeniem, otworzyć swój ulubiony terminal portu szeregowego i już można cieszyć się możliwością swobodnego poruszania się podczas pracy w obszarze objętym zasięgiem komunikacji radiowej pomiędzy modułami.

WiSer bazuje na układzie ESP32-S2 Wi-Fi SoC. Tworzy wirtualny port szeregowy na komputerze hosta i przeznaczony jest do nowoczesnych urządzeń z portami USB Type-C. Moduł zapewnia kompatybilność z systemami Windows, Linux, Mac i Android.

System umożliwia bezpośrednią komunikację bezprzewodową w zakresie 2,4 GHz (Wi-Fi) i obsługuje ochronę danych przy użyciu szyfrowania AES-CCMP. Wspierane są wszystkie standardowe i niestandardowe szybkości transmisji aż do 921 600 bps. Ponadto moduł obsługuje tryby przesyłu danych 6-bitowe, 7-bitowe i 8-bitowe, wszystkie rodzaje znaków parzystości, 1-, 1,5- i 2-bitowy znak stopu oraz sterowanie przepływem – programowe (XON/XOFF), sprzętowe (RTS/CTS) i brak sterowania. Prezentowaną konstrukcję wyposażono również w pin kontroli DTR oraz wskaźniki LED (RX, TX i CONN).

Przycisk FIND PAIR służy do lokalizacji sparowanego urządzenia (będzie przydatny przy stosowaniu wielu urządzeń WiSer), a przycisk BOOT przewidziany został do aktualizacji oprogramowania układowego na ESP32-S2. Kod źródłowy urządzenia jest dostępny na licencji open source.

Moduły wyróżniają się kompaktową budową. Wymiary WiSer-USB wynoszą 37,8 mm×20,4 mm×8,2 mm, a WiSer-TTL: 36,5 mm×38,4 mm×9,8 mm.

https://hackaday.io/project/193726-wiser

REKLAMA

Przejrzyj i zamów archiwalne wydania
ELEKTRONIKI PRAKTYCZNEJ

PRZESYŁKA GRATIS

www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 02cec464c3

AVT sklep

W ofercie AVT*
AVT6047

Najważniejsze parametry:
- Konstrukcja oparta na mikrokontrolerze ATmega4808
- Pomiar temperatury otoczenia: czujnik DS18B20
- Dokładność pomiaru temperatury: ±0,5°C
- Sterowanie: enkoder obrotowy
- Wyświetlacz: LCD TFT 128×160 px
- Wyjścia przekaźnikowe: 2×DPDT 250 V/8 A
- Wbudowany zegar czasu rzeczywistego (DS3231) z podtrzymaniem (CR2032)

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

AVT6007	Termostat do elektrozaworu z silnikiem DC (EP 10/2023)
AVT5996	Miniaturowy termostat cyfrowy (EP 8/2023)
AVT5970	Termostat MIN-MAX (EP 2/2023)
–––––	Timer z termostatem (EP 12/2022)
AVT5822	Termostat warsztatowy (EP 12/2020)
AVT5732	uniTherm – termostat z wyświetlaczem OLED (EP 12/2019)
AVT5620	Wielozadaniowy termostat (EP 1/2018)
AVT3220	Termostat z wyświetlaczem LED (EdW 1/2018)

* **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**.

Termostat do pieca gazowego (1)

Projekt termostatu powstał z potrzeby chwili. W piecu gazowym uszkodził się stary, prosty termostat bazujący na bimetalu i trzeba było go czymś zastąpić. W nowoczesnych piecach stosuje się zaawansowane algorytmy regulacji z modulacją płomienia (mocy). W takim przypadku fabryczne regulatory komunikują się ze sterownikiem w piecu za pomocą własnościowych protokołów. Samodzielne konstruowanie zamienników takich urządzeń jest bardzo trudne, jeżeli w ogóle możliwe – dlatego właśnie powstał prezentowany w artykule projekt uniwersalnego, mikroprocesorowego termostatu.

Sterowanie naszym piecem odbywa się na prostej zasadzie włącz/wyłącz. Nie jest to zbyt efektywna metoda sterowania (piec pracuje albo z pełną mocą, albo nie pracuje wcale), lecz do podstawowych zastosowań okazuje się ona w zupełności wystarczająca. Termostat mierzy temperaturę w reprezentatywnym pomieszczeniu i jeżeli ta spadnie poniżej ustawionej wartości, to piec jest włączany. Po osiągnięciu docelowej temperatury piec jest wyłączany. Żeby zapobiec zbyt częstemu uruchamianiu pieca, w procesie sterowania wprowadzono programowaną histerezę. Zastosowanie sterownika mikroprocesorowego pozwoliło na dodanie możliwości programowania czasowego temperatur w trybie dzień/noc.

Założenia projektowe

Pomiar temperatury

Pomiar temperatury otoczenia przez sterownik mikroprocesorowy wydaje się rzeczą banalną. Na rynku jest dostępnych wiele czujników elektronicznych komunikujących się za pomocą magistrali szeregowych SPI czy I²C. Stosowane są też czujniki konwertujące mierzoną temperaturę na napięcie, mierzone następnie przez przetwornik

Wykaz elementów:

Płytka sterownika

Rezystory:
R1, R2, R4, R5...R9: 1 kΩ
R3: 10 kΩ

Kondensatory:
C1, C5: 100 nF
C2...C4, C7...C9: 10 µF

Półprzewodniki:
U1: ATmega4808_28
U2: SPX1117
U3: DS3231
DS18B20
dioda LED

Pozostałe:
BT1: bateria CR2032 + podstawka THT pozioma 2-pin.
P1, P5: listwa goldpin 1×2
P2: listwa goldpin 1×4
P4: listwa goldpin 1×3
P3: listwa goldpin 2×5
J1, J2: goldpin 1×8
J3: goldpin 1×9
wyświetlacz LCD TFT 128×160 px ze sterownikiem ST7735

Płytka zasilacza

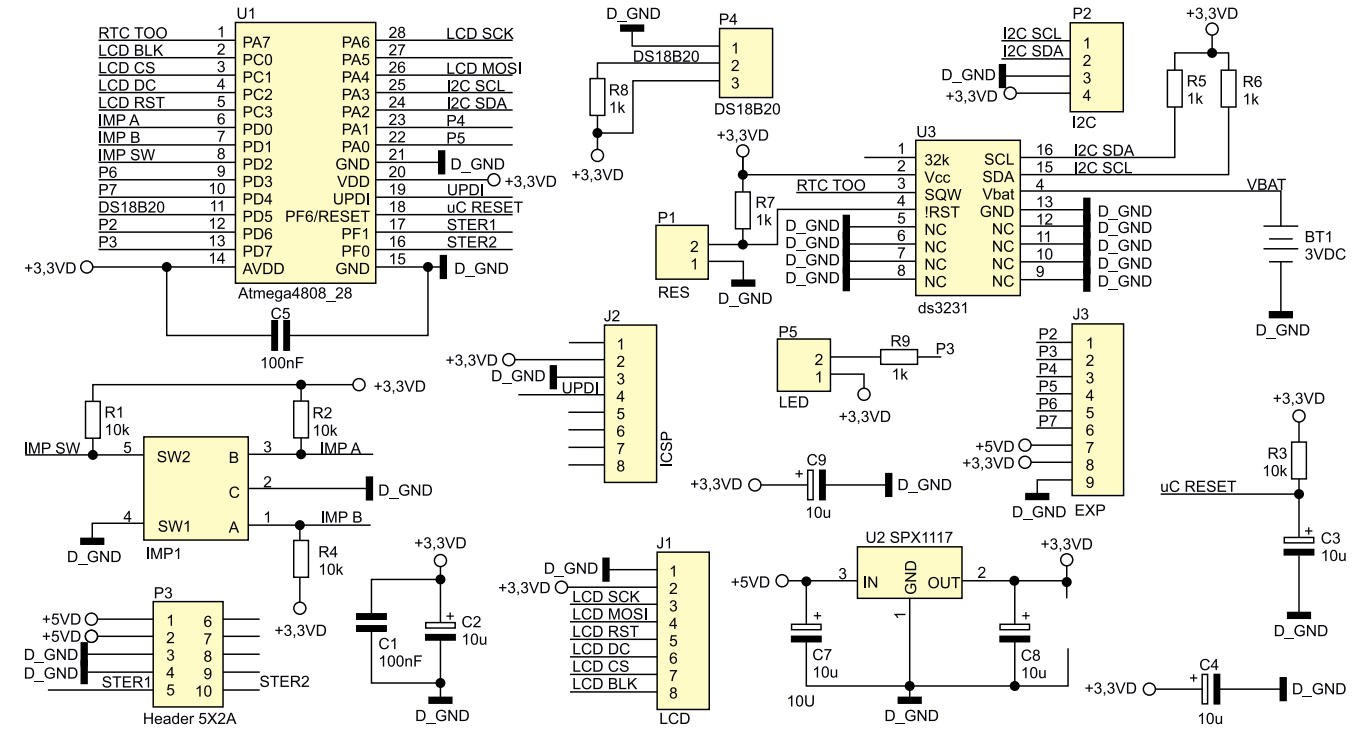
Rezystory:
R1, R2: 1 kΩ

Kondensatory:
C1: 100 nF
C2, C3: 10 µF
C4, C5: 1000 µF/25V

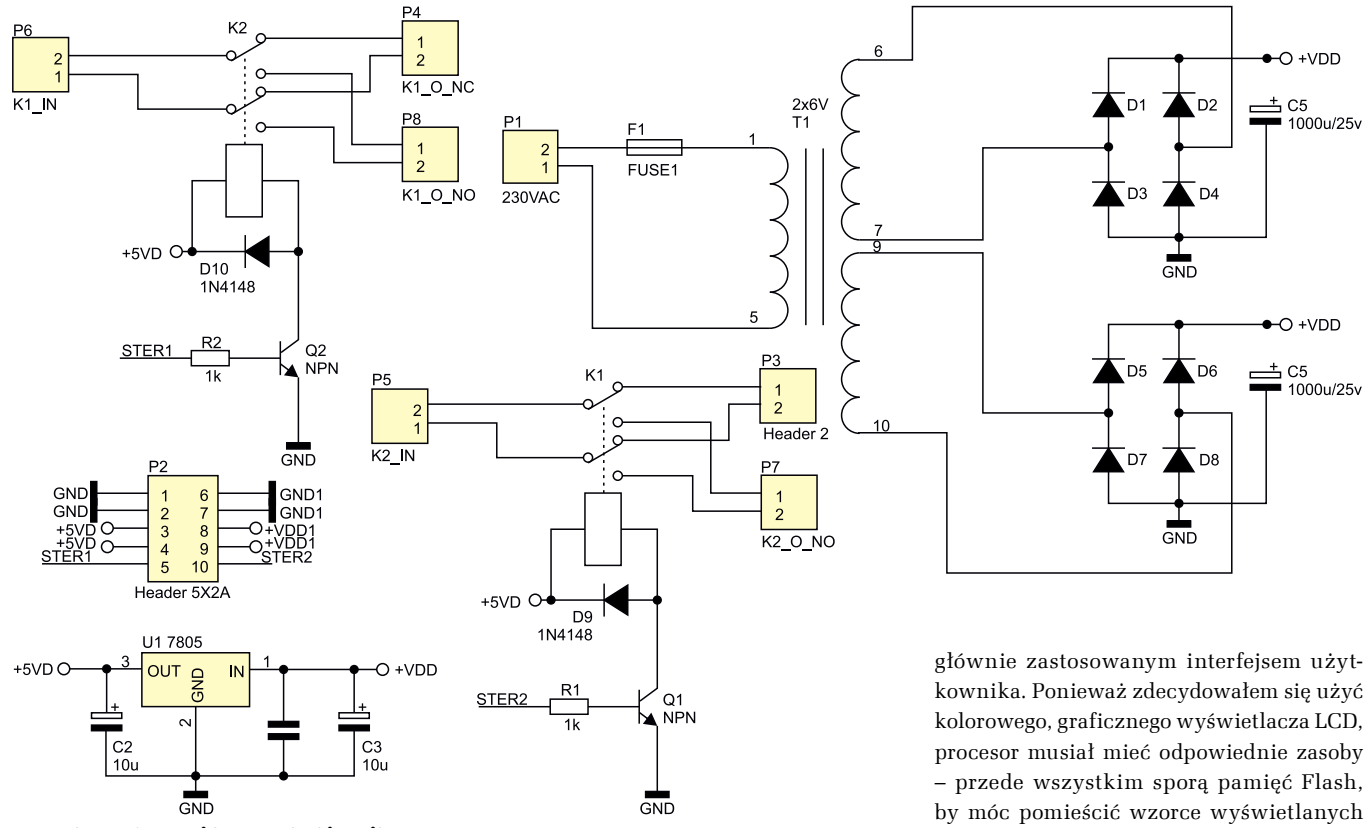
Półprzewodniki:
D1...D10: 1N4007
U1: 7805 (TO-220)
Q1, Q2: tranzystor NPN (TO-126)

Pozostałe:
F1: bezpiecznik
K1, K2: przekaźnik RM84-2012-36-1005
P1, P3...P8: złącze ARK2 5 mm 2 pin.
P2: listwa goldpin 2×5
T1: transformator sieciowy 2×6 V

eprasa.pl 02cec464c3



Rysunek 1. Schemat ideowy płytki sterownika termostatu



Rysunek 2. Schemat ideowy płytki zasilacza

analogowo-cyfrowy mikrokontrolera i przeliczane na wartość temperatury. Ja wybrałem popularny i niezawodny czujnik DS18B20 z magistralą 1-Wire. Czujnik jest wystarczająco dokładny do realizacji pomiaru temperatury w pomieszczeniu (±0,5°C). Magistrala 1-Wire umożliwia umieszczenie czujnika w odległości nawet powyżej 1 metra od sterownika, co jest pożądaną cechą w tym zastosowaniu. Zbyt blisko umieszczony czujnik będzie wskazywał temperaturę zawyżoną przez ciepło wytwarzane przez układy termostatu. Przy odpowiednim oprogramowaniu do jednej magistrali można podłączyć wiele czujników i identyfikować je po numerach seryjnych.

Sterownik mikroprocesorowy

Wybór mikrokontrolera do budowy sterownika został podyktowany głównie zastosowanym interfejsem użytkownika. Ponieważ zdecydowałem się użyć kolorowego, graficznego wyświetlacza LCD, procesor musiał mieć odpowiednie zasoby – przede wszystkim sporą pamięć Flash, by móc pomieścić wzorce wyświetlanych znaków i dość rozbudowane oprogramowanie. Wybrany wyświetlacz jest sterowany przez magistralę SPI. Płynne wyświetlanie na ekranie zmieniających się danych wymaga pewnej minimalnej szybkości wykonywania operacji. Zdecydowałem się na szybki, 8-bitowy mikrokontroler ATmega4808 produkowany przez firmę Microchip (dawniej Atmel). Spełniał on wszystkie wymagania co do zasobów i szybkości. Poza tym, po przejęciu Atmela przez Microchip, można już pracować nad oprogramowaniem w znanym mi

eprasa.pl 02cec464c3

środowisku Microchip MPLAB X IDE, korzystając z bezpłatnej wersji kompilatora języka C (MPLAB XC8) oraz sprzętowego programatora-debuggera MPALB PicKit 4.

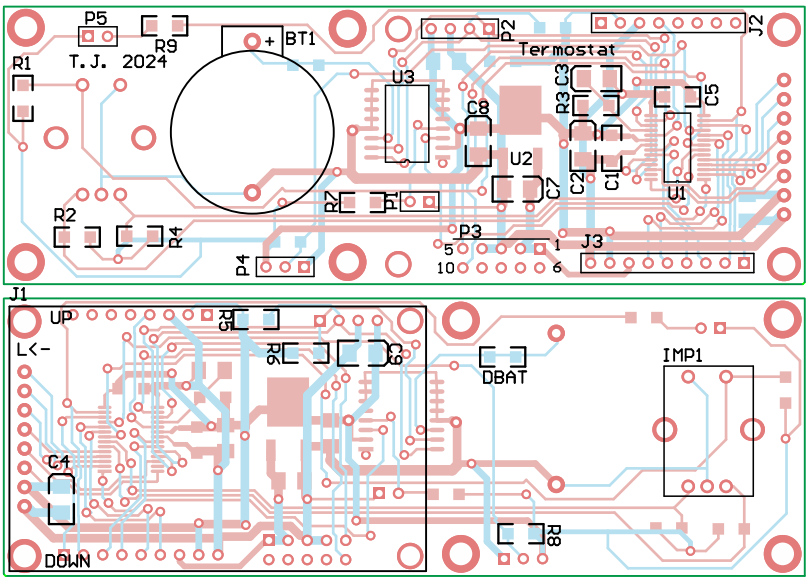
Zegar czasu rzeczywistego

Pomiar czasu rzeczywistego jest wykorzystywany do realizacji programu sterowania dzień/noc. Zegar RTC można zrealizować na kilka sposobów, zazwyczaj używając wbudowanego w mikrokontroler modułu RTC lub stosując zewnętrzny układ RTC komunikujący się z mikrokontrolerem przez magistralę I²C lub SPI (tak jest np. w przypadku układu DS1703). W każdej tego typu implementacji musimy zmierzyć się z problemem dokładności taktowania zegara przez układ rezonatora kwarcowego. To dość trudne zadanie do wykonania w warunkach amatorskich ze względu na trudności z zakupem odpowiedniego rezonatora kwarcowego. Zazwyczaj kupujemy rezonatory o nominalnej częstotliwości, nie wiedząc, jaka jest jego dokładność, dryft temperaturowy czy pojemność. W rezultacie zegar działa, ale jego dokładność jest w praktyce niezbyt dobra i trudno ją poprawić. Żeby uniknąć opisywanych problemów, zastosowałem układ zegara czasu rzeczywistego DS3231 z wbudowanym w strukturę kalibrowanym i kompensowanym termicznie oscylatorem kwarcowym. Bez żadnych zabiegów układ zapewnia dokładność na poziomie ±2ppm w temperaturze od 0°C do 40°C, co daje w teorii błąd ±1 min na rok!

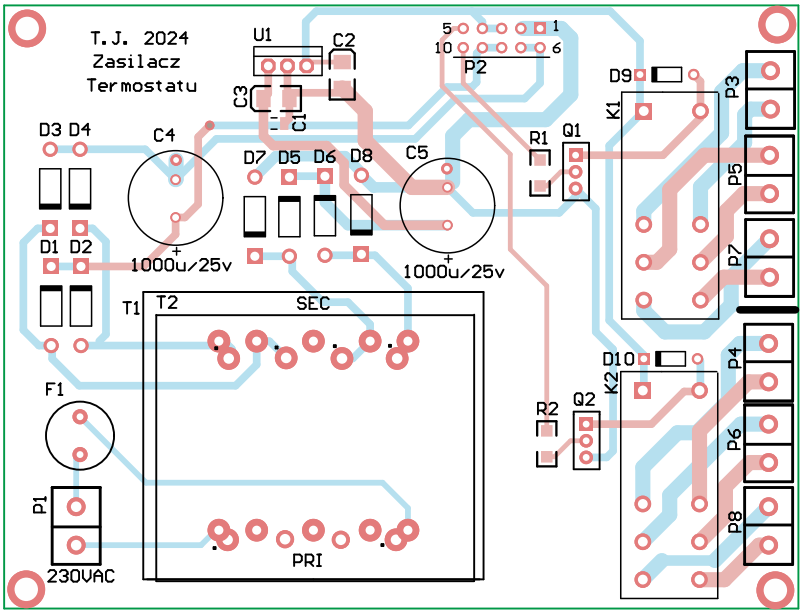
Konstrukcja układu

Układ termostatu został umieszczony na dwóch płytkach: PCB sterownika mikroprocesorowego i PCB zasilacza z układem wykonawczym sterującym piecem. Schemat tej pierwszej został pokazany na **rysunku 1**.

Podstawowym elementem urządzenia jest mikrokontroler ATmega4808 (układ U1) sterujący działaniem wyświetlacza graficznego za pomocą magistrali SPI. Magistrala sterująca, oprócz standardowych linii zegara LCD_SCK, LCD_MOSI (dane wyjściowe z mikrokontrolera) i linii wyboru interfejsu LCD_CS, jest uzupełniona o linie zerowania sterownika wyświetlacza LCD_RES, linie wyboru rodzaju przesyłanych danych (dane wyświetlane lub komendy) LCD_DC i linię wygaszania ekranu LCD_BLK. Zastosowany w projekcie moduł wyświetlacza z kolorową matrycą TFT o rozmiarze 128×160 pikseli ma wbudowany sterownik ST7735. Interfejs użytkownika – oprócz wyświetlacza – zawiera także impulsator (enkoder) obrotowy ze stykiem zwieranym przez przyciśnięcie pokrętła. Rezystory R2 i R4 wymuszają stan wysoki na wejściowych liniach PD0 i PD1 (odczytujących stany wyprowadzeń A i B enkodera), a rezystor R1 wymusza stan wysoki na linii wejściowej PD2, odpowiedzialnej za odczyt stanu przycisku.



Rysunek 3. Schemat montażowy płytki sterownika termostatu



Rysunek 4. Schemat montażowy płytki zasilacza

Zegar RTC typu DS3231 (U3) komunikuje się z mikrokontrolerem przez magistralę I²C. Rezystory R5 i R6 zapewniają wymagane przez standard I²C podciąganie linii SDA i SCL do plusa zasilania 3,3 V. Po zaniku głównego napięcia +3,3 V układ zegara jest zasilany z baterii litowej CR2032 o napięciu 3 V. Na płytce sterownika jest umieszczone specjalne gniazdo do zamocowania tej baterii, co pozwala podtrzymać bieg układu czasowego i niweluje problem konieczności ponownego ustawiania aktualnej godziny po zaniku napięcia sieciowego. Napięcie o wartości 3,3 V, służące do zasilania układów mikrokontrolera, wyświetlacza graficznego i zegara RTC, jest wytwarzane przez scalony stabilizator LDO (U2) typu 1117-3.3 Na wejście stabilizatora jest podawane napięcie +5 V z płytki zasilacza przez złącze szpilkowe P3. Czujnik temperatury jest podłączany do wyprowadzeń złącza P4, a rezystor R8 realizuje wymagane przez standard 1-Wire podciąganie linii danych DQ do plusa zasilania. Złącze J2 umożliwia podłączenie programatora/debuggera PicKit4. Do programowania układu

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 02cec464c3

Fotografia 1. Zmontowana płytka sterownika

jest wykorzystywana jedna dwukierunkowa linia UPDI.

Schemat płytki zasilacza został pokazany na **rysunku 2**.

Napięcie sieciowe 230 V jest podłączone przez złącze P1 i bezpiecznik F1 do uzwojenia pierwotnego transformatora sieciowego T1. Napięcie wtórne o nominalnej wartości skutecznej 6 V jest prostowane w mostku Greatza zbudowanym z diod D5...D8 typu 1N4007 i filtrowane kondensatorem C5 o pojemności 1000 μF. Wyprostowane i odfiltrowane napięcie trafia na wejście stabilizatora U1 typu uA7805. Napięcie +5 V z jego wyjścia zasila (poprzez złącze P2) układy płytki sterownika oraz cewki przekaźników wykonawczych K1 i K2, które odpowiedzialne są za sterowanie załączaniem/wyłączaniem pieca. Przewidziano dwa kanały sterujące z dwoma przekaźnikami, ale w obecnej wersji w użyciu jest tylko jeden kanał. Cewki przekaźników są sterowane tranzystorami Q1 i Q2. Podanie napięcia +3,3 V z portu mikrokontrolera (przez rezystory ograniczające R1 lub R2) na bazy tranzystorów sterujących powoduje wprowadzenie ich w stan nasycenia i zadziałanie przekaźnika. Diody D9 i D10 tłumią przepięcia indukowane w cewkach przekaźników w momencie wyłączania napięcia i zaniku prądu płynącego przez uzwojenia cewek.

Zastosowany transformator ma dwa uzwojenia wtórne o napięciach nominalnych 6 V każde. Jedno z nich nie jest wykorzystywane w termostacie, ale na płytce przewidziano miejsce na jeszcze jeden mostek prostowniczy i kondensator filtrujący. Tych elementów nie trzeba montować w standardowej wersji opisywanego urządzenia.

Montaż układu

Jak już wspomniałem, termostat jest montowany na dwóch dwustronnych płytkach: sterownika (**rysunek 3**) i zasilacza (**rysunek 4**).

Płytka sterownika

Montaż płytki sterownika rozpoczynamy od najniższych elementów na stronie elementów (warstwa top): mikrokontrolera, układu zegara RTC i elementów biernych: rezystorów i kondensatorów. Wszystkie te komponenty są w obudowach do montażu powierzchniowego. Ze względu na mały rozstaw wyprowadzeń należy zachować ostrożność przy lutowaniu mikrokontrolera ATmega4808. Wyświetlacz, impulsator i kilka elementów biernych należy zamontować na warstwie dolnej (bottom). Lutujemy je po wmontowaniu wszystkich elementów na warstwie top. Zaczynamy od elementów biernych, bo większość z nich jest umieszczona pod wyświetlaczem i po jego zamocowaniu nie będzie do nich dostępu. Wyprowadzenia wyświetlacza wlutowujemy w złącze J3, a następnie przykręcamy go do płytki za pomocą wkrętów M2,5 i tulejek dystansowych. Zmontowaną płytkę sterownika można zobaczyć na **fotografii 1**.

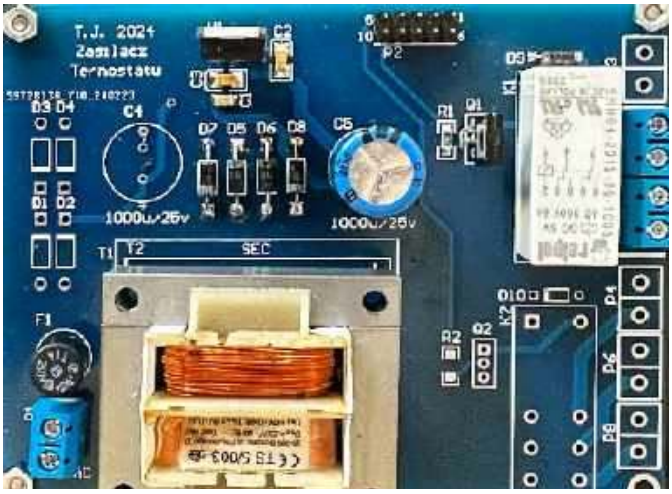
Płytka zasilacza

Montaż płytki zasilacza jest stosunkowo prosty. Większość elementów jest przeznaczona do montażu przewlekanego. Wyjątkiem są kondensatory blokujące przy stabilizatorze 7805 oraz rezystory R1 i R2 ograniczające prąd tranzystorów Q1 i Q2. Zmontowana płytka zasilacza została pokazana na **fotografii 2**.

Gotowe płytki zostały umieszczone w małej, plastikowej obudowie. Połączone są za pomocą złączy IDC10 zaciskanych na płaskim kablu AWG28 (**fotografia 3**). To połączenie umożliwia zasilanie płytki sterownika napięciem +5 V i przesyłanie sygnału sterującego ze sterownika do tranzystora sterującego przekaźnikiem wykonawczym.

W drugiej części artykułu omówimy zagadnienia związane z uruchomieniem i użytkowaniem układu, opiszemy także najważniejsze kwestie programistyczne.

Tomasz Jabłoński, EP



Fotografia 2. Zmontowana płytka zasilacza

Fotografia 3. Połączenie obu płytek taśmą z wtykiem IDC10

REKLAMA

https://www.facebook.com/ElektronikaPraktyczna

eprasa.pl 02cec464c3

AVT sklep

W ofercie AVT*

AVT6043

Najważniejsze parametry:
- Napięcie zasilania: 7...9 V
- Prąd obciążenia: 100 mA
- Źródło napięcia podtrzymania zegara RTC: bateria CR1220
- Prąd podtrzymania zegara RTC: 1 µA
- Zakres pomiarowy wbudowanego termometru: 0...55°C
- Dokładność pomiaru temperatury: 0,5°C
- Rozdzielczość pomiaru temperatury: 0,5/0,1°C (w zależności od rodzaju zastosowanego termometru scalonego)

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

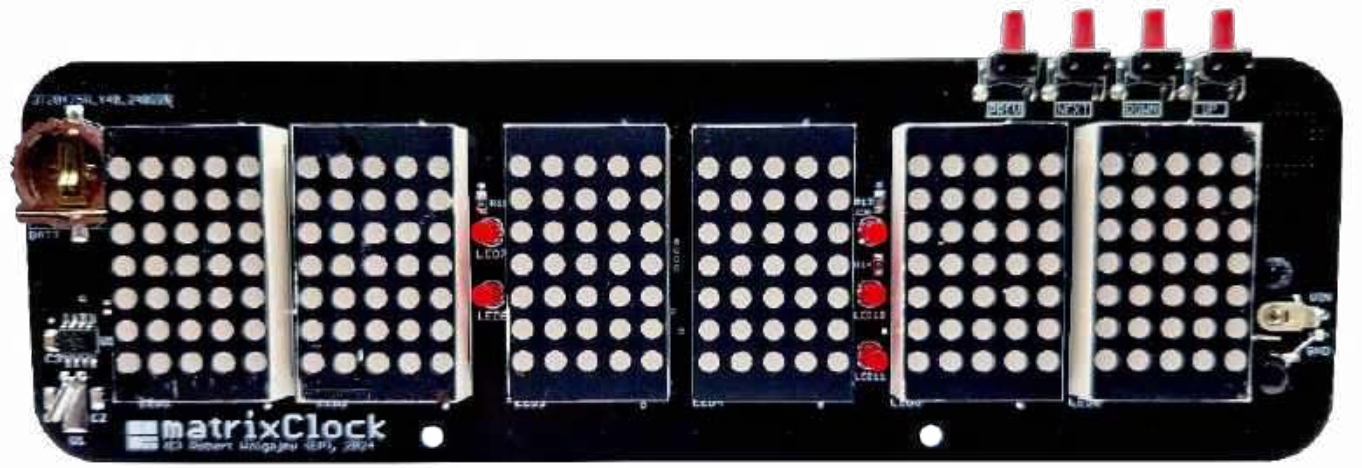
----	Energooszczędny zegar LED (EP 4/2023)
----	Ogromny zegar LCD bez procesora (EP 7/2022)
AVT5920	Licznik czasu pracy z wyświetlaczem LCD (EP 1/2022)
AVT5906	Clock (EP 12/2021)
----	Zegar na rękę (EP 12/2020)
----	µClock (EP 9/2020)
AVT5735	Estetyczny zegar (EP 1/2020)
AVT5677	Zegar ClockRDS (EP 6/2019)
AVT5640	Rozbudowany zegar (EP 7/2018)
AVT5522	Zegar ustawiany za pomocą GPS (EP 9/2015)

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

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

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

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



matrixClock
– efektowny zegar stołowy (2)

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

W poprzedniej części artykułu zaprezentowaliśmy zagadnienia związane z budową układu elektronicznego oraz oprogramowaniem zegara matrixClock. Tym razem omówimy kwestie montażu PCB i obudowy naszego urządzenia.

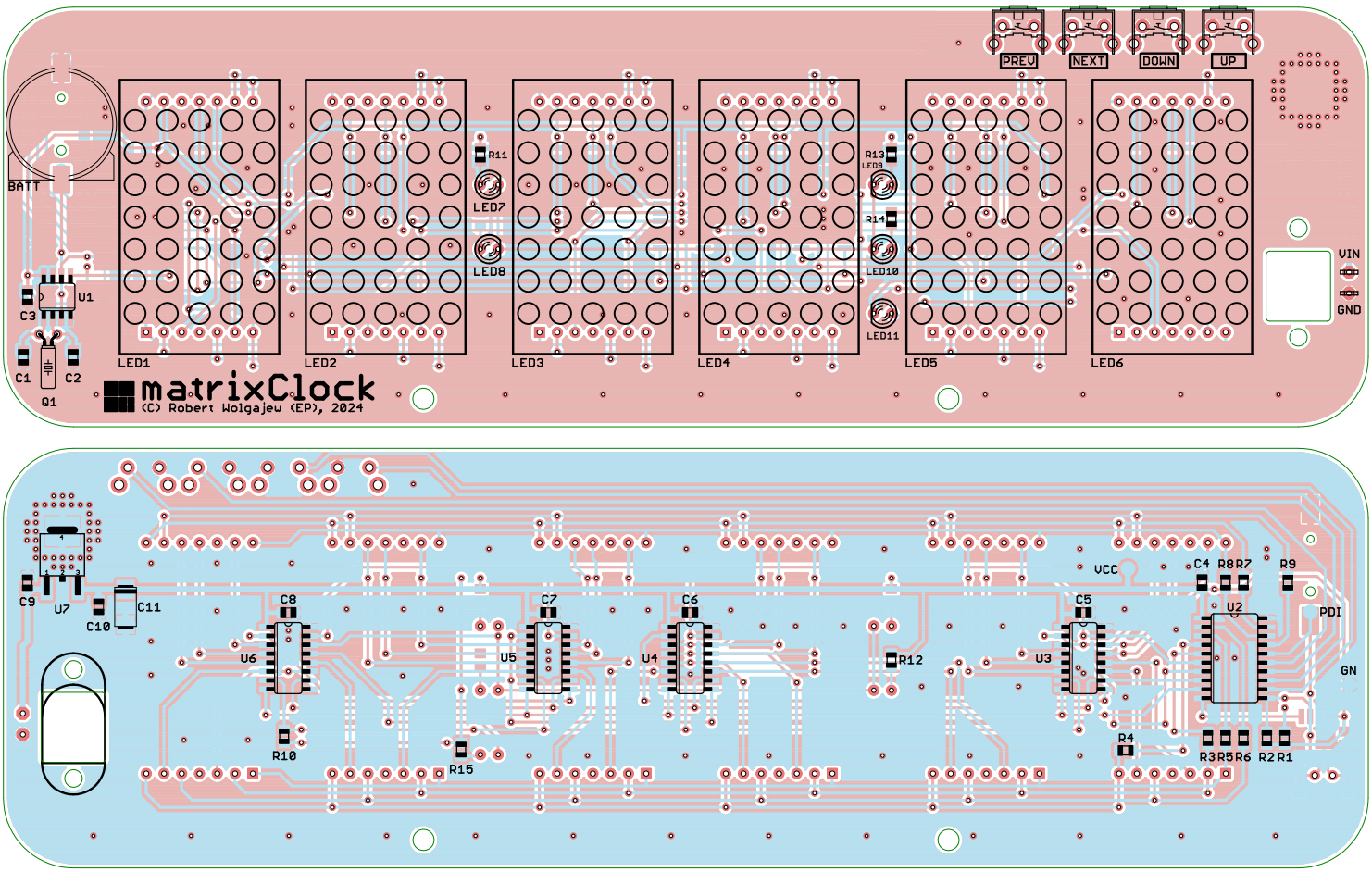
Omówiliśmy kwestie implementacyjne, w związku z czym możemy przejść do schematu montażowego naszego urządzenia, który to pokazano na **rysunku 2**.

Na potrzeby urządzenia zaprojektowano kompaktową, dwustronną płytkę drukowaną ze zdecydowaną przewagą elementów SMD lutowanych po obu stronach laminatu. Montaż urządzenia rozpoczynamy od warstwy BOTTOM, gdzie w pierwszej kolejności przylutowujemy wszystkie półprzewodniki. Proces ten najłatwiej wykonać przy użyciu stacji lutowniczej na gorące powietrze (tzw. hot-air) i odpowiednich stopów lutowniczych. Jeśli jednak nie dysponujemy tego rodzaju sprzętem, można również zastosować metodę „zastępczą" z użyciem typowej stacji kolbowej i plecionki rozlutowniczej. Następnie lutujemy elementy bierne, po czym przechodzimy na warstwę TOP. Tutaj, inaczej niż poprzednio, w pierwszej kolejności przylutowujemy wszystkie elementy bierne, następnie montujemy rezonator kwarcowy, układ RTC (U1), gniazdo baterii CR1220 (BATT) a na samym końcu elementy LED (wyświetlacze matrycowe i diody LED → w jednej płaszczyźnie) oraz przyciski PREV, NEXT, DOWN i UP. W tym momencie wracamy na warstwę BOTTOM i montujemy (wsuwając w dedykowany otwór) gniazdo zasilające JACK, unieruchamiając je za pomocą wkrętów M2. Zaciski gniazda podłączamy za pomocą dwóch, krótkich przewodów (zachowując stosowną polaryzację) do pól lutowniczych VIN i GND po stronie TOP na obwodzie drukowanym. Na tym etapie urządzenie gotowe jest do uruchomienia.

Jak można zauważyć, zastosowano czarną soldermaskę – i to nie bez powodu. Obwód drukowany urządzenia zamontowany będzie w efektownej obudowie wykonanej w technologii druku 3D, w której płytę czołową stanowić ma przydymiona pleksi przesłaniająca zarówno wyświetlacz, jak i pozostałe elementy zamontowane PCB. Zależało mi, aby maksymalnie ukryć „wnętrzności" urządzenia – stąd pomysł na tego typu rozwiązanie, które w praktyce okazało się skuteczne.

Omówiliśmy kwestie montażowe, przejdźmy zatem do tematu obsługi naszego urządzenia. Zgodnie z tym, o czym wspomniałem już wcześniej, w tym celu przewidziano 4 przyciski funkcyjne umownie oznaczone jako ◁, ▷, △, ▽ – lub inaczej PREV, NEXT, UP, DOWN. Jak łatwo się domyślić, przyciski PREV i NEXT służą głównie do poruszania się po menu urządzenia, w tym do wyboru ustawień poddawanych regulacji (w menu ustawień urządzenia), zaś przyciski UP i DOWN przeznaczone są z zasady do regulacji wartości tych ustawień. Niemniej jednak bieżąca funkcjonalność wszystkich przycisków zależy w dużej mierze od miejsca w systemie menu, w jakim znajduje się urządzenie. Ponadto – biorąc pod uwagę, iż rozpoznawane jest zarówno krótkie, jak i długie

eprasa.pl 02cec464c3



Rysunek 2. Schemat montażowy urządzenia: a) – warstwa TOP, b) – warstwa BOTTOM

naciśnięcie każdego z nich – nie sposób skrótowo opisać tego zagadnienia. Z tego względu na **rysunku 3** pokazano diagram obrazujący sposób obsługi systemu matrixClock oraz dostępne opcje menu.

W ramach funkcjonalności zegara przewidziano dodatkowe menu nazwane THERMO, dzięki któremu możemy wyświetlić temperaturę mierzoną przez urządzenie. Jest to możliwe wyłącznie wtedy, gdy do wyprowadzenia UPDI mikrokontrolera (PA0) dołączono opcjonalny scalony termometr, przy czym – co dość unikalne w tego typu układach – przewidziano możliwość obsługi dwóch, zupełnie różnych rodzajów sensorów, mianowicie:

- scalonego cyfrowego termometru typu DS18S20 (DS1820) wyposażonego w magistralę 1-wire,
- scalonego analogowego termometru typu LM35 z wyjściem napięciowym.

Detekcja rodzaju podłączonego termometru dokonywana jest jedynie podczas włączania urządzenia, a polega na wysłaniu sygnału RESET na magistralę 1-Wire (wyprowadzenie UPDI) i następującym po nim oczekiwaniu na sygnał PRESENCE wysyłany przez układ Slave (DS18S20). Przy braku odpowiedzi ze strony potencjalnie podłączonego układu Slave, urządzenie matrixClock zakłada, że podłączono analogowy czujnik temperatury, w związku z czym inicjalizuje przetwornik ADC wbudowany w strukturę mikrokontrolera, dzięki któremu w późniejszym czasie dokonuje pomiaru temperatury układu LM35. Oczywiście sposób podłączenia obu rodzajów czujników do portu UPDI mikrokontrolera jest odmienny i pokazano go na **rysunku 4**.

Co ważne, pod żadnym pozorem nie należy podłączać czujnika LM35 bez szeregowego rezystora o rezystancji 10 kΩ, gdyż układ – generując sygnał RESET magistrali 1-Wire – ściąga wyprowadzanie UPDI mikrokontrolera do masy i brak tego rezystora mógłby spowodować uszkodzenie zarówno czujnika LM35, jak i portu UPDI mikrokontrolera. Uważny Czytelnik dostrzeże w tym momencie pewną sprzeczność, jeśli chodzi o wybór wyprowadzenia UPDI jako realizującego obsługę opcjonalnych termometrów. I słusznie. Wyprowadzenie, o którym mowa, standardowo skonfigurowane jest do obsługi programowania mikrokontrolera (dzięki stosownemu ustawieniu fuse-bitów FUSE.SYSCFG0.RSTPINCFG[1:0]) i w takim wypadku nie nadaje się do realizacji jakiejkolwiek magistrali danych. Co prawda nawet w takiej konfiguracji możliwe jest odczytywanie stanu tegoż wyprowadzenia oraz napięcia na współdzielonym kanale AIN0 przetwornika ADC (mamy w pamięci, że pin podciągnięty jest do VCC), lecz już niemożliwe okazuje się manipulowanie kierunkiem tego pinu, czy też stanem logicznym na nim występującym. W takim wypadku, aby możliwa była realizacja obsługi magistrali 1-wire (a więc termometru DS18S20), konieczne jest przestawienie (za pomocą zaprogramowania fuse-bitów FUSE.SYSCFG0.RSTPINCFG[1:0]) funkcji wyprowadzenia UPDI/RESET jako normalnego portu I/O. Należy jednak mieć na uwadze, iż po wykonaniu takiej operacji wejście w tryb programowania wymagać będzie programatora HV (wysokonapięciowego), w związku z czym w pierwszej kolejności należy wgrać wsad do pamięci Flash mikrokontrolera, a dopiero w drugim kroku przestawić fuse-bit FUSE.SYSCFG0.RSTPINCFG[1:0].

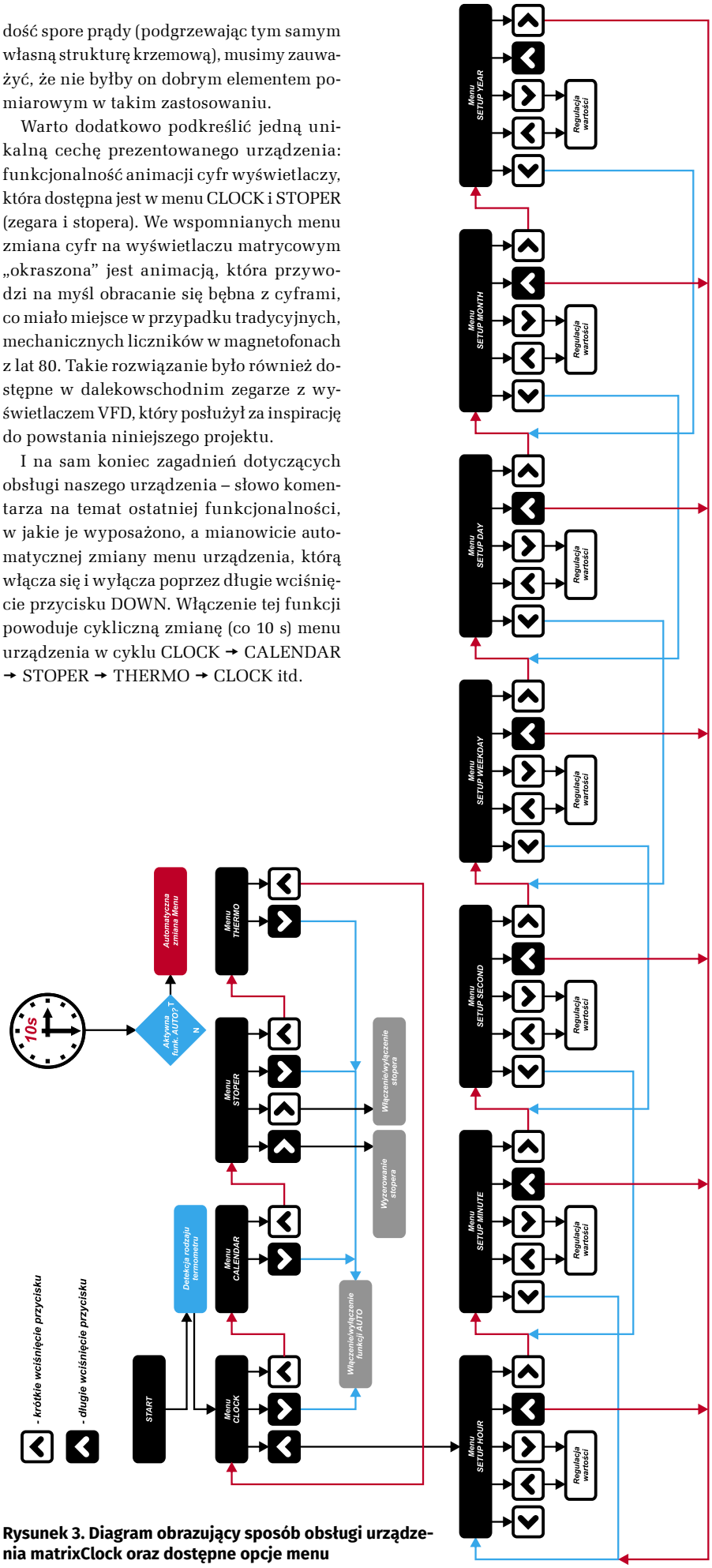
To już całość informacji z zakresu programowania urządzenia. Natomiast, jak łatwo zauważyć oglądając projekt obwodu drukowanego, celowo nie przewidywałem montażu czujnika temperatury na płytce drukowanej. Z założenia matrixClock miał być efektownym zegarkiem biurkowym, niemniej jednak niewykorzystana pamięć Flash nie dawała mi spokoju i ostatecznie skłoniła do dodania takiej opcjonalnej funkcjonalności, co z pewnością ucieszy potencjalnych użytkowników. Oczywiście, zaawansowany amator zauważy zapewne, iż „na pokładzie" naszego mikrokontrolera mamy czujnik temperatury dostępny z poziomu przetwornika ADC. Biorąc jednak pod uwagę, iż mikrokontroler nasz dostarcza do elementów LED

eprasa.pl 02cec464c3

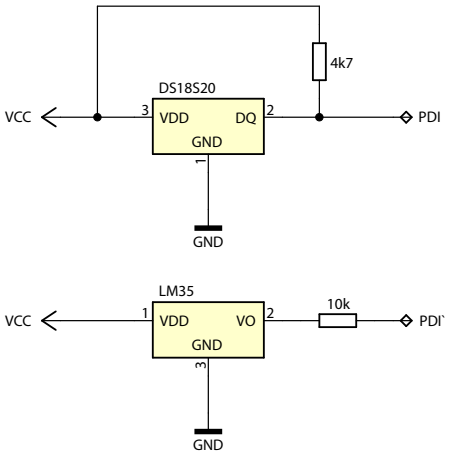
dość spore prądy (podgrzewając tym samym własną strukturę krzemową), musimy zauważyć, że nie byłby on dobrym elementem pomiarowym w takim zastosowaniu.

Warto dodatkowo podkreślić jedną unikalną cechę prezentowanego urządzenia: funkcjonalność animacji cyfr wyświetlaczy, która dostępna jest w menu CLOCK i STOPER (zegara i stopera). We wspomnianych menu zmiana cyfr na wyświetlaczu matrycowym „okraszona" jest animacją, która przywodzi na myśl obracanie się bębna z cyframi, co miało miejsce w przypadku tradycyjnych, mechanicznych liczników w magnetofonach z lat 80. Takie rozwiązanie było również dostępne w dalekowschodnim zegarze z wyświetlaczem VFD, który posłużył za inspirację do powstania niniejszego projektu.

I na sam koniec zagadnień dotyczących obsługi naszego urządzenia – słowo komentarza na temat ostatniej funkcjonalności, w jakie je wyposażono, a mianowicie automatycznej zmiany menu urządzenia, którą włącza się i wyłącza poprzez długie wciśnięcie przycisku DOWN. Włączenie tej funkcji powoduje cykliczną zmianę (co 10 s) menu urządzenia w cyklu CLOCK → CALENDAR → STOPER → THERMO → CLOCK itd.



Rysunek 3. Diagram obrazujący sposób obsługi urządzenia matrixClock oraz dostępne opcje menu



Rysunek 4. Sposób podłączenia obu rodzajów czujników temperatury do portu UPDI mikrokontrolera

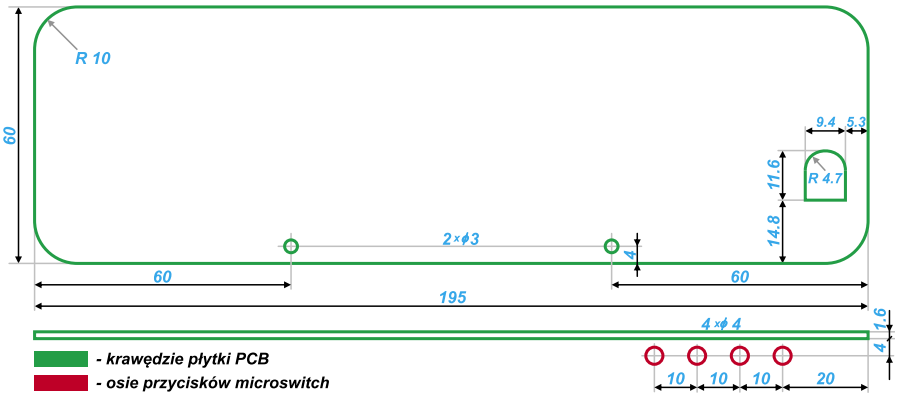
Obudowa

Na koniec naszego artykułu kilka niezbędnych słów uwagi należy się zagadnieniu projektu obudowy urządzenia matrixClock. Definiując stosowne założenia projektowe za cel postawiłem sobie przygotowanie estetycznej i nowoczesnej w swym kształcie obudowy, która w założeniach ma być ustawiana na biurku, przez co musi zostać wyposażona w niezbędne podpórki. Etapem wyjściowym do wykreowania poprawnego projektu było przygotowanie odpowiedniego obwodu drukowanego, który zarówno swym kształtem, jak i umieszczonymi nań elementami montażowymi upraszczałby późniejszy proces montażu. Kluczowe wymiary wspomnianego obwodu drukowanego urządzenia matrixClock pokazano na **rysunku 5**.

Bazując na powyższych założeniach przygotowano bardzo zwarty, 1-elementowy projekt obudowy urządzenia, którego rzut 3D pokazano na **rysunku 6**, zaś wybrany przekrój poprzeczny na **rysunku 7**.

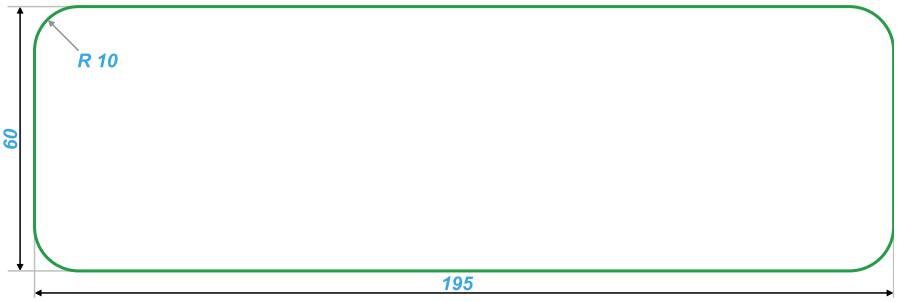
Obwód drukowany urządzenia mocujemy do obudowy za pomocą 2 wkrętów. Gniazdo zasilające (JACK) wystaje poza tylną płaszczyznę obudowy przez odpowiednio przygotowane wycięcie. Z uwagi na obecność mikroprzełączników (w górnej części obwodu drukowanego), które mają wystawać przez otwory ponad górną płaszczyznę obudowy, montaż PCB musimy wykonać z pewnym wyczuciem wsuwając go pod kątem do tak przygotowanej obudowy (by osie przełączników weszły w stosowne otwory). Następnie unieruchamiamy wsunięty obwód drukowany za pomocą 2 wkrętów, po czym montujemy półprzeźroczysty (przydymiony) kawałek pleksi stanowiący płytę czołową obudowy korzystając z dwóch niewielkich wystających rantów przytrzymujących go (pleksi musimy delikatnie wygiąć, by dało się ją umieścić w „świetle" obudowy). Zainteresowanym Czytelnikom podpowiem, iż sam zakupiłem taki kawałek pleksi na znanym portalu

eprasa.pl 02cec464c3

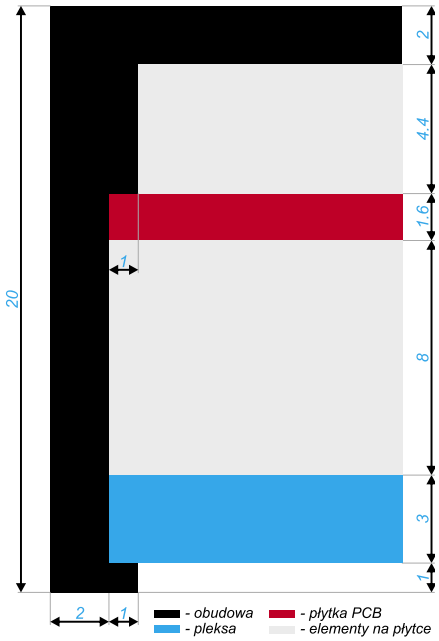


Rysunek 5. Kluczowe wymiary obwodu drukowanego urządzenia

Rysunek 6. Rzut 3D obudowy urządzenia



Rysunek 8. Wygląd płyty czołowej (pleksi) urządzenia



Rysunek 7. Przekrój poprzeczny obudowy urządzenia

aukcyjnym (łącznie z usługą jego wycięcia) za przysłowiowe 5 zł. Aby zlecić taką usługę niezbędny będzie projekt (i stosowny plik) płyty czołowej urządzenia (pleksi), który pokazano na **rysunku 8**.

Na **fotografii 3** zaprezentowano natomiast wygląd obudowy wydrukowanej na niedrogiej, filamentowej drukarce 3D, zaś dla kontrastu, na zdjęciu tytułowym pokazano z kolei wygląd obudowy urządzenia wydrukowanej w technologii MJF (Multi Jet Fusion), dzięki usłudze jednej z dalekowschodnich firm produkujących obwody drukowane, o czym wspomniałem już w opisach projektów publikowanych wcześniej na łamach „Elektroniki Praktycznej". Szczerze polecam tego rodzaju rozwiązanie, gdyż – jak widać na **fotografii 4** – jakość takiego wydruku jest wprost fenomenalna.

Robert Wołgajew, EP

Fotografia 3. Widok obudowy urządzenia wydrukowanej w technologii FDM

Fotografia 4. Widok tylnej części obudowy urządzenia wydrukowanej w technologii MJF

REKLAMA

eprasa.pl 02cec464c3

Ulubiony Kiosk

Pobierz bezpłatnie multimedialne dodatki do tego wydania Elektroniki Praktycznej

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

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

* **Zakupiłeś czasopismo** u zewnętrznego dystrybutora? Odblokuj bibliotekę multimediów samodzielnie.

Szczegóły na **UlubionyKiosk.pl/media**

eprasa.pl 02cec464c3

AVT sklep

W ofercie AVT*
AVT6048

Najważniejsze parametry:
- przełączanie styków przekaźnika elektromagnetycznego sterowane zewnętrznym sygnałem TTL,
- współpraca z sygnałem sterującym o wartości szczytowej co najmniej 3 V,
- zasilanie napięciem 12 V,
- niemal zerowy pobór prądu w stanie spoczynku,
- wyjście w postaci styków DPDT.

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

–––	Uniwersalny przekaźnik dużej mocy w standardzie Grove (EP 2/2024)
AVT6015	Uniwersalny moduł z przekaźnikiem SSR (EP 12/2023)
–––	Dwukanałowy przekaźnik półprzewodnikowy (EP 3/2023)
AVT5966	wiRelay – bezprzewodowa, 12-kanałowa karta przekaźników (EP 1/2023)
AVT5960	Przekaźnik elektromagnetyczny sterowany optoelektronicznie (EP 11/2022)
AVT5895	Tranzystorowy moduł wykonawczy z optoizolacją (EP 10/2021)
AVT5876	Energooszczędny przekaźnik bistabilny (EP 8/2021)

* **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.

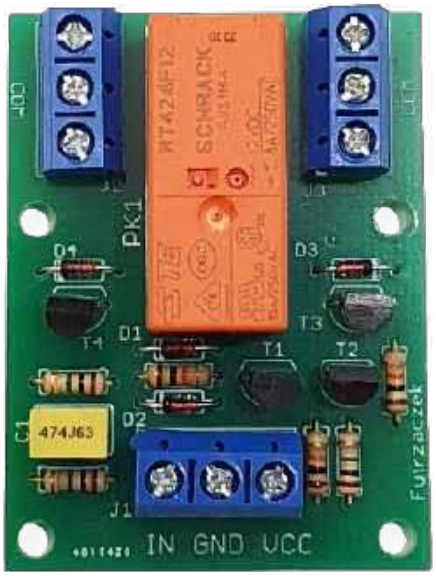
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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**.

Energooszczędny przekaźnik elektromagnetyczny

Przekaźniki elektromagnetyczne mają sporo zalet, choćby tę, że ich styki wprowadzają mały spadek napięcia do przełączanego obwodu. Niestety, pobierają dość znaczny prąd podczas działania cewki. Z kolei przekaźnikami bistabilnymi steruje się nieco inaczej niż klasycznymi, monostabilnymi. Czy da się to pogodzić? Oczywiście!

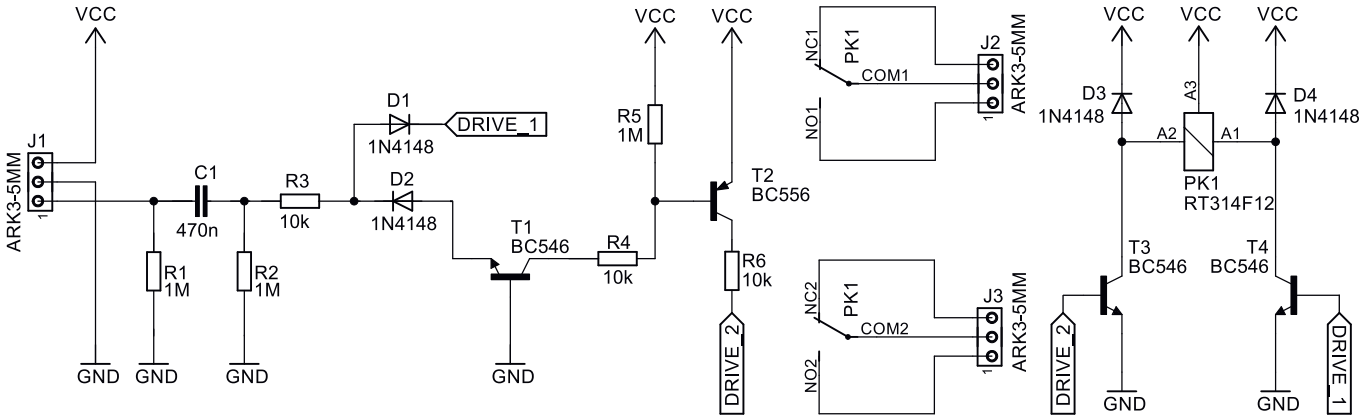


Przekaźnik elektromagnetyczny może przewodzić prąd stały lub przemienny (jego kierunek jest bez znaczenia). Do niewątpliwych zalet należą szeroki zakres tolerancji przełączanych napięć i małe straty na rezystancji styków. Przysłowiowe schody pojawiają się w sytuacji, kiedy urządzenie ma narzucone restrykcyjne wymagania dotyczące poboru mocy, zaś wyjście sterujące przekaźnikiem jest pojedyncze, zero-jedynkowe. Wtedy z pomocą może przyjść opisany niżej układ.

Budowa

Schemat ideowy omawianego układu pokazano na **rysunku 1**. Wejście sygnału sterującego znajduje się na zacisku 1 złącza J1. Kondensator C1 i rezystor R2 tworzą prosty obwód różniczkujący, który wyłuskuje zbocza sygnału sterującego. Rezystor R1 stanowi polaryzację lewej okładki kondensatora i – równocześnie – obciążenie dla sygnału sterującego, choć w stanie ustalonym wartość prądu przezeń płynącego wyniesie zaledwie kilka mikroamperów. Pozostała część układu została tak zaprojektowana, aby w stanie ustalonym prąd pobierany przez tranzystory był zerowy (czyli tranzystory znajdowały się w stanie zatkania) i w grę wchodził jedynie prąd upływu kolektorów.

Diody D1 i D2 dokonują separacji uzyskanych impulsów na pochodzące od zbocza narastającego (o polaryzacji dodatniej) oraz te, które są spowodowane nadejściem zbocza opadającego (o polaryzacji ujemnej). Te pierwsze przechodzą przez diodę D1 i sterują wprost bazą tranzystora T4. Rezystor R3 ogranicza prąd płynący przez tę diodę oraz bazę tranzystora w momencie



Rysunek 1. Schemat ideowy układu energooszczędnego przekaźnika elektromagnetycznego

Wykaz elementów:

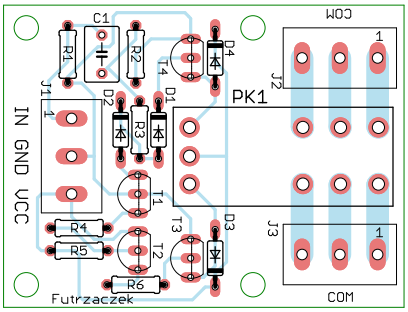
Rezystory: (THT o mocy 0,25 W)
R1, R2, R5: 1 MΩ
R3, R4, R6: 10 kΩ

Kondensatory:
C1: 470 nF 63 V raster 5 mm MKT

Półprzewodniki:
D1...D4: 1N4148
T1, T3, T4: BC546
T2: BC556

Pozostałe:
J1...J3: ARK3/500
PK1: RT424F12 SCHRACK

eprasa.pl 02cec464c3



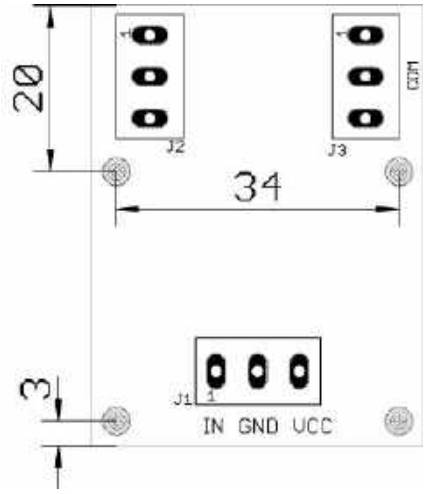
Rysunek 2. Schemat montażowy i wzór ścieżek płytki

jego przewodzenia. W ten sposób sterowana jest pierwsza cewka bistabilnego przekaźnika elektromagnetycznego. Obwód sterujący drugą cewką okazuje się bardziej rozbudowany.

Konieczna jest detekcja impulsów o wartości szczytowej niższej od potencjału masy w tym układzie, a zasilanie układu jest asymetryczne, toteż zastosowana tu została sztuczka z tranzystorem T1 pracującym w układzie wspólnej bazy. Kiedy potencjał katody diody D2 spadnie poniżej zera, wówczas ulega ona otwarciu, co powoduje również „wyciągnięcie" prądu z emitera tranzystora T1. Wskutek wysokiego wzmocnienia prądowego tranzystora T1 prąd o zbliżonym natężeniu jest „wciągany" przez jego kolektor. Prąd ten wypływa wówczas z bazy tranzystora T2 o polaryzacji NPN: pobierany z niej prąd powoduje jego otwarcie. Powstały impuls o polaryzacji dodatniej otwiera na chwilę tranzystor T3, załączając drugą cewkę przekaźnika. Rezystory R4 i R6 ograniczają prądy baz tranzystorów, odpowiednio: T2 i T3. Z kolei R3 w tej sytuacji ogranicza prąd emitera T1, więc R4 można byłoby uznać (teoretycznie) za zbyteczny – został tu jednak wstawiony w celu ochrony bazy T2 przed przepływem prądu o zbyt wysokim natężeniu. Rezystor R5 podtrzymuje zatkanie tranzystora T2 w stanie ustalonym.

Przełączenie przekaźnika bistabilnego następuje tylko w momencie wystąpienia zbocza sygnału sterującego, zatem ten układ zachowuje się jak zwykły przekaźnik elektromagnetyczny z wejściem sterującym typu ON/OFF. Jedyna różnica polega na tym, że po zaniku napięcia zasilającego urządzenie stan styków przekaźnika zostanie utrzymany, co w klasycznym przekaźniku elektromagnetycznym nie miałoby miejsca – jego styki powróciłyby do pozycji spoczynkowej. Diody D3 i D4 zabezpieczają tranzystory T3 i T4 przed uszkodzeniem wywołanym napięciem samoindukcji powstającym w uzwojeniach podczas wyłączania tychże tranzystorów.

Przepływ prądu przez elementy następuje tylko w ciągu kilkudziesięciu milisekund po wystąpieniu zbocza sygnału sterującego. Kiedy kondensator C1 ulegnie



Rysunek 3. Rozmieszczenie otworów montażowych na powierzchni laminatu

już przeładowaniu, przez wszystkie elementy obwodu przestaje płynąć prąd ze źródła zasilania. Wyjątkiem pozostaje wspomniany już rezystor R1, obciążający źródło sygnału sterującego.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na jednostronnej płytce drukowanej o wymiarach 40 mm × 53 mm. Wzór jej ścieżek oraz schemat montażowy pokazuje **rysunek 2**. W odległości 3 mm od dłuższych krawędzi płytki znalazły się cztery otwory montażowe, każdy o średnicy 3,2 mm. Dwa z nich, położone blisko złącza J1, znajdują się 3 mm od krótszej krawędzi. Z kolei otwory przy złączach J2 i J3 są umieszczone 20 mm od górnej krawędzi – szczegóły na **rysunku 3**.

Montaż układu okazuje się bardzo prosty i może być wykonany nawet przez początkującego użytkownika lutownicy. Wszystkie elementy proponuję montować według wysokości ich obudowy, czyli zaczynając od rezystorów i diod, przez tranzystory, złącza śrubowe J1…J3, kondensator C1, na przekaźniku PK1 kończąc. W pełni zmontowany układ można zobaczyć na **fotografii otwierającej**.

Poprawnie zmontowany układ jest gotowy do działania po podaniu zasilania na zaciski GND i VCC złącza J1. Do zasilania należy zastosować źródło napięcia stałego o wartości około 12 V z uwagi na prawidłowe przełączanie się przekaźnika bistabilnego. Pobór prądu wynosi około 50 mA w momencie zasilania jednej z cewek – taki stan nie trwa dłużej niż 500 ms i jest krótszy przy niskiej amplitudzie napięcia sterującego. Przykładowo, przy sterowaniu napięciem 3,3 V czas ten wynosi około 70 ms. Po przełączeniu i przeładowaniu kondensatora C1 pobór prądu spada do trudnej do zmierzenia wartości poniżej 1 μA.

Układ został przystosowany do sterowania przez mikrokontrolery i inne układy cyfrowe z wyjściem dwustanowym typu TTL. Minimalne napięcie w stanie wysokim powinno wynosić 3 V, aby tranzystory były pewnie wysterowane, zatem układy zasilane napięciem 3,3 V oraz 5 V będą doskonale z nim współpracowały. Przy zboczu opadającym, po którym ustala się stan niski, zostają zwarte styki podłączone do zacisków 2 i 3 złączy J2 i J3, zaś zaciski te są położone bliżej złącza J1. Z kolei zbocze narastające sygnału, po którym trwa stan wysoki, powoduje zwarcie styków między zaciskami 1 i 2 tychże złączy. Są one położone dalej od złącza J1, bliżej rogów płytki.

Przekaźnik typu RT424F12 produkcji SCHRACK cechuje się konfiguracją styków DPDT. Każda para styków jest w stanie przewodzić prąd o natężeniu do 8 A, zaś maksymalne napięcie przełączane może wynosić 400 V AC lub 220 V DC, co wiąże się z mniejszym natężeniem przewodzonego wówczas prądu – po szczegóły odsyłam zainteresowanych Czytelników do noty katalogowej.

Michał Kurzela, EP

REKLAMA

eprasa.pl 02cec464c3

AVT sklep

W ofercie AVT*

AVT6049

Najważniejsze parametry:
- cztery wyjścia przekaźnikowe typu SPST-NO,
- obciążalność styków: 30 V/5 A (DC),
- zasilanie: 3,3 V (z Raspberry Pi Pico),
- wbudowane diody LED sygnalizujące stan przekaźników.

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

AVT6046	Moduł komunikacji szeregowej RS232/RS485 do Raspberry Pi Pico (EP 6/2024)
AVT6030	Dwuportowy mikro HUB USB-C dla systemów wbudowanych (EP 3/2024)
----	Dwukanałowy port szeregowy z pełnym interfejsem UART (EP 1/2024)
----	Moduł czterech wyjść HighSide dla RPi Pico (EP 11/2023)
----	Filtr zasilania dla Raspberry Pi (EP 9/2023)
----	Ekspander GPIO RPi z taśmą FPC (EP 8/2023
----	Sterownik unipolarnego mikrosilnika krokowego dla PI Pico (EP 7/2023)

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

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

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

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

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

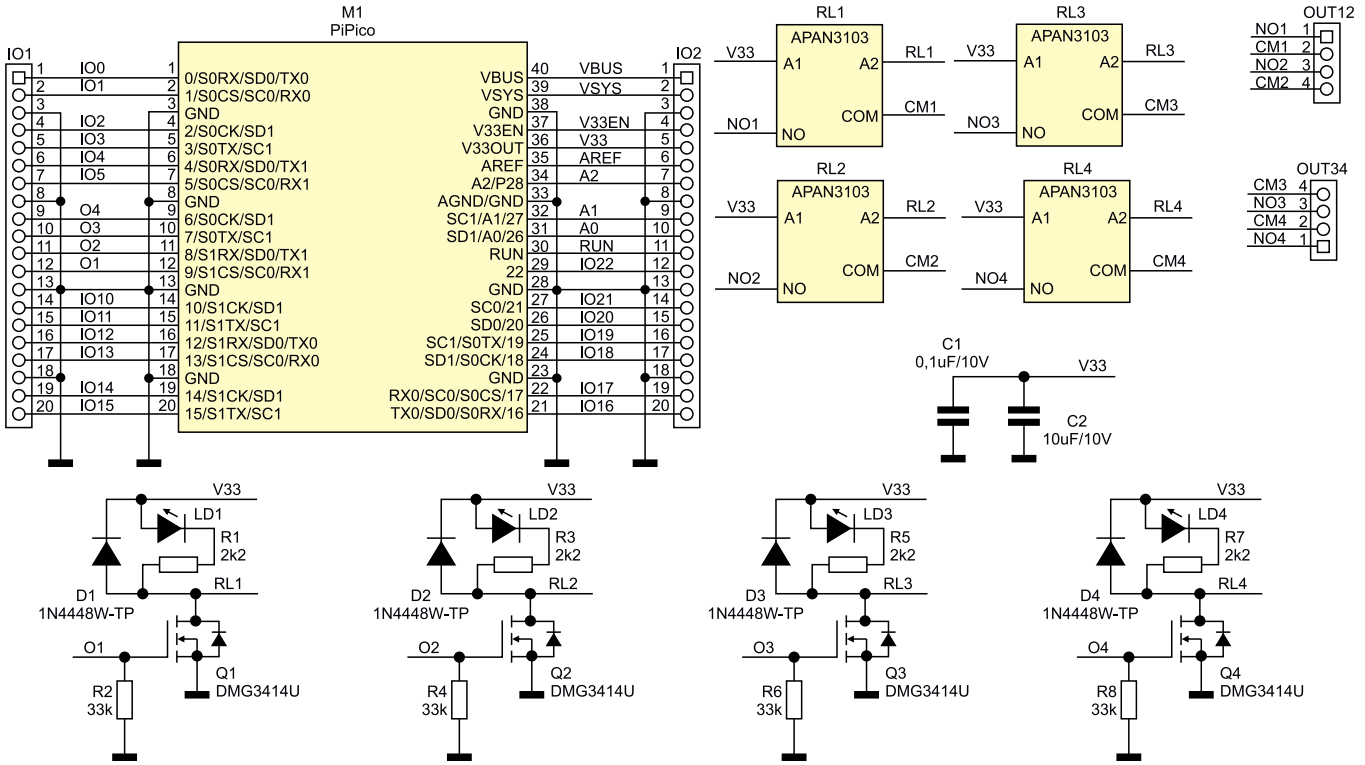
Moduł czterokanałowego przekaźnika mocy dla RPi Pico

Zaprezentowana płytka rozszerza funkcjonalność modułów Raspberry Pi Pico o cztery wyjścia przekaźnikowe 30 V/5 A. Nakładka przyda się w aplikacjach automatyki domowej i nie tylko.

Schemat modułu pokazano na **rysunku 1**. Jako elementy wykonawcze zastosowano przekaźniki miniaturowe RL1…4 typu APAN3103, mogące sterować obciążeniami do 30 V/5 A (DC). Wybór napięcia cewki 3 V umożliwia zasilanie przekaźników napięciem 3,3 V udostępnianym przez Raspberry Pi Pico, co zapewnia zgodność z nakładkami podtrzymania zasilania UPS.

Za kluczowanie napięcia cewek odpowiadają tranzystory Q1…4, diody LD1…4 sygnalizują stan złączenia/wyłączenia

UWAGA: moduł przeznaczony jest tylko do przełączania sygnałów niskonapięciowych max. 30 V/5 A, niedopuszczalne jest wykorzystanie w aplikacjach sieciowych 230 V!



Rysunek 1. Schemat ideowy modułu

eprasa.pl 02cec464c3

Wykaz elementów:

Kondensatory: (SMD 0603, 10 V, X7R)
C1: 100 nF
C2: 10 µF

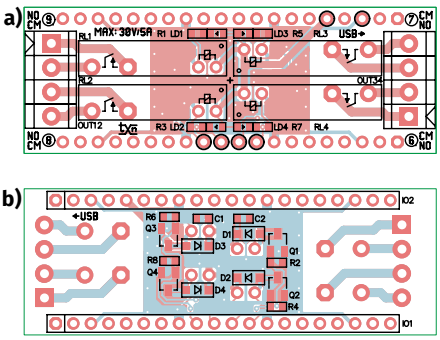
Rezystory: (SMD 0603, 5%)
R1, R3, R5, R7: 2,2 kΩ
R2, R4, R6, R8: 33 kΩ

Półprzewodniki:
D1...D4: 1N4448W-TP (SOD123)
LD1...LD4: dioda LED czerwona (SMD 0603D)
Q1...Q4: DMG3414U (SOT-23)

Pozostałe:
IO1, IO2: gniazdo SIP20 żeńskie
OUT12, OUT34: złącze śrubowe DG 3,5 mm 4 piny
RL1...RL4: przekaźnik miniaturowy 3 V (typ: APAN3103)

```
from machine import Pin
from utime import sleep
import time

O1 = Pin(9, Pin.OUT)
O2 = Pin(8, Pin.OUT)
O3 = Pin(7, Pin.OUT)
O4 = Pin(6, Pin.OUT)

O1.value(0)
O2.value(0)
O3.value(0)
O4.value(0)

O1.value(1)
sleep(1)
O1.value(0)
sleep(0.2)
O2.value(1)
sleep(1)
O2.value(0)
sleep(0.2)
O3.value(1)
sleep(1)
O3.value(0)
sleep(0.2)
O4.value(1)
sleep(1)
O4.value(0)
sleep(0.2)
O1.value(1)
O2.value(1)
O3.value(1)
O4.value(1)
sleep(10)
O1.value(0)
O2.value(0)
O3.value(0)
O4.value(0)
```

Listing 1. Kod skryptu testowego



Rysunek 2. Schemat montażowy płytki modułu (a – strona górna, b – strona dolna)

przekaźników. Styki RL1,2 doprowadzone są do złącza śrubowego OUT12, zaś styki RL3,4 – do gniazda OUT34.

Układ zmontowany jest na niewielkiej dwustronnej płytce drukowanej, rozmieszczenie elementów uwidoczniono na **rysunkach 2a i 2b.**

Montaż nie wymaga szczegółowego opisu – gotową płytkę zaprezentowano na **fotografii tytułowej**.

W celu sprawdzenia działania nakładki można uruchomić prosty skrypt testowy 2BiRelay.py, którego zawartość prezentuje **listing 1.**

Adam Tatuś, EP

AVT sklep

W ofercie AVT*
AVT6050

Najważniejsze parametry:
- wbudowany 8-pozycyjny, 14-segmentowy wyświetlacz LCD,
- sterowanie za pośrednictwem kontrolera PCA8551A,
- interfejs: I²C (złącza zgodne ze standardami QWIIC oraz Grove),
- napięcie zasilania: 3,3...5 V,
- częstotliwość odświeżania: 32...128 Hz,
- obsługa trybu automatycznego migania: 0,5...2 Hz.

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

AVT6045	Płytka rozwojowa do testów 14-segmentowego wyświetlacza LCD (EP 6/2024)
–––	24-bitowy sprzętowy licznik impulsów z interfejsem I²C (EP 5/2024)
AVT6037	Pięciokanałowy termometr I²C (EP 4/2024)
AVT6025	Sterownik mikrosilników prądu stałego (EP 2/2024)
–––	Aktywny hub I²C Grove (EP 2/2024)
–––	Bufor I²C Grove (EP 1/2024)
–––	Uniwersalny translator poziomów I²C (EP 7/2023)

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

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

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

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

Ekspander wyświetlacza 14 segmentowego LCD z interfejsem I²C

Zaprezentowany minimoduł ze sterownikiem 14-segmentowego wyświetlacza LCD i interfejsem I²C jest przydatny, gdy zastosowany procesor nie ma wbudowanego kontrolera, a zależy nam na wyświetleniu niewielkiej ilości informacji.

Zastosowany wyświetlacz VIM-878 używany jest w zestawach uruchomieniowych, szczególnie tych, w których położono nacisk na niski pobór mocy. Dlaczego więc nie mielibyśmy użyć go we własnych aplikacjach? Do tego właśnie służy opisany w artykule ekspander. Osiem cyfr składających się z 14 segmentów pozwala na wyświetlenie nie tylko cyfr, ale i liter oraz znaków specjalnych, a zastosowany w układzie wyspecjalizowany

Wykaz elementów:

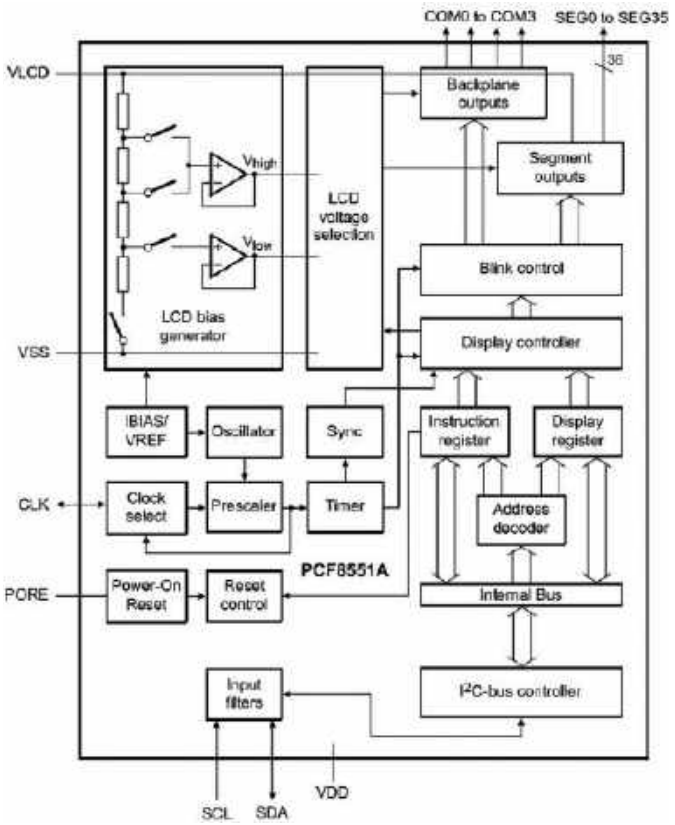
Rezystory: (SMD 0603)
R1, R2: 10 kΩ

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

Półprzewodniki:
U1: AP2138N-3.0TRG1 (SOT-23)
U2: PCF8551ATT (TSSOP48_050)

Pozostałe:
I²C: złącze JST 1 mm
I²CA: złącze Grove SMD kątowe
LCD: wyświetlacz LCD 8×14 segmentów (typ: VIM-878-DP-RC-S-LV)

eprasa.pl 02cec464c3



Rysunek 1. Struktura wewnętrzna PCA8551A (za notą NXP)

Tabela 1. Przypisanie segmentów LCD

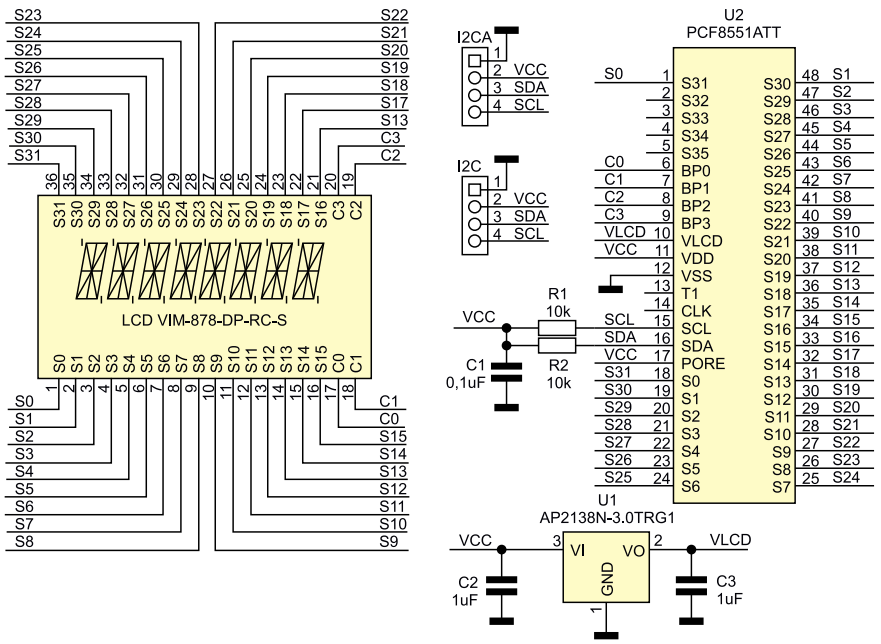
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	Rejestr
	S7	S6	S5	S4	S3	S2	S1	S0	0x04
	DP4	M4	DP3	M3	DP2	M2	DP1	M1	
	S15	S14	S13	S12	S11	S10	S9	S8	0x05
	DP8	M8	DP7	M7	DP6	M6	DP5	M5	
	S23	S22	S21	S20	S19	S18	S17	S16	0x06
	D6	L5	D6	L6	D7	L7	D8	L8	
	S31	S30	S29	S28	S27	S26	S25	S24	0x07
	D1	L1	D2	L2	D3	L3	D4	L4	
	S7	S6	S5	S4	S3	S2	S1	S0	0x09
	C4	N4	C3	N3	C2	N2	C1	N1	
	S15	S14	S13	S12	S11	S10	S9	S8	0x0A
	C8	N8	C7	N7	C6	N6	C5	N5	
	S23	S22	S21	S20	S19	S18	S17	S16	0x0B
	E5	K5	E6	K6	E7	K7	E8	K8	
	S31	S30	S29	S28	S27	S26	S25	S24	0x0C
	E1	K1	E2	K2	E3	K3	E4	K4	
	S7	S6	S5	S4	S3	S2	S1	S0	0x0E
	B4	G4	B3	G3	B2	G2	B1	G1	
	S15	S14	S13	S12	S11	S10	S9	S8	0x0F
	B8	G8	B7	G7	B6	G6	B5	G5	
	S23	S22	S21	S20	S19	S18	S17	S16	0x10
	F5	J5	F6	J6	F7	J7	F8	J8	
	S31	S30	S29	S28	S27	S26	S25	S24	0x11
	F1	J1	F2	J2	F3	J3	F4	J4	
	S7	S6	S5	S4	S3	S2	S1	S0	0x13
	A4	H4	A3	H3	A2	H2	A1	H1	
	S15	S14	S13	S12	S11	S10	S9	S8	0x14
	A8	H8	A7	H7	A6	H6	A5	H5	
	S23	S22	S21	S20	S19	S18	S17	S16	0x15
	CA5	I5	CA6	I6	CA7	I7	CA8	I8	
	S31	S30	S29	S28	S27	S26	S25	S24	0x16
	CA1	B1	CA2	B2	CA3	B3	CA4	B4	

kontroler PCA551A upraszcza sterowanie. Moduł jest zgodny z Raspberry Pi Pico, płytkami na bazie STM32, Arduino i wieloma innymi.

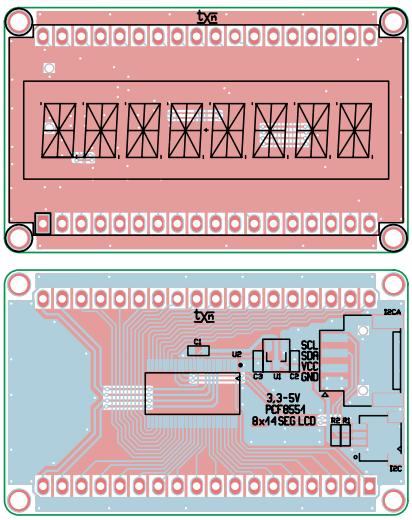
Do sterowania wyświetlaczem zastosowano kontroler PCA8551A, którego strukturę wewnętrzną pokazuje **rysunek 1**.

PCF8551A zawiera układ drivera i polaryzacji wyświetlacza LCD pracującego w trybie multipleksowym. Umożliwia wysterowanie do 35 segmentów (SEG) z maksymalnie czterema elektrodami wspólnymi (COM). Układ obsługuje tryb statyczny i multipleksowany 1:2/3/4 wraz z generowaniem napięcia zasilającego elektrody wspólne. PCA8551A ma wbudowany generator taktujący, obwody resetu (POR) oraz rejestry pamięci przechowujące kształt wyświetlanego znaku. Nie zabrakło oczywiście kontrolera interfejsu I²C o szybkości transmisji do 400 kHz. Dostępna jest też wersja PCA8551B z łączem SPI.

Schemat układu pokazano na **rysunku 2**. Układ U2 taktowany jest wbudowanym generatorem. Magistrala I²C doprowadzona została do złączy I²C/I²CA zgodnych ze standardami QWIIC/Grove. PCA8551A widoczny jest na magistrali I²C pod adresem ustalonym na 0x38. Moduł wymaga zasilania w zakresie 3,3...5 V, a wbudowane w U2 obwody resetu POR (aktywowane stanem wysokim wyprowadzenia PORE) zapewniają prawidłowy restart po włączeniu zasilania. Stabilizator U1 doprowadza zasilanie 3 V do wyświetlacza LCD niezależnie od napięcia zasilającego U2, co zapewnia elastyczność aplikacji. Do wyprowadzeń SEG0..31 podłączone zostały



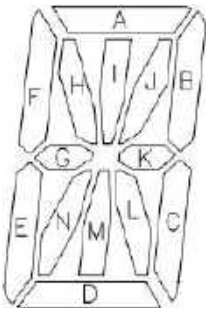
Rysunek 2. Schemat ideowy układu



Rysunek 3. Rozmieszczenie elementów na płytce modułu (a – strona górna, b – strona dolna)

eprasa.pl 02cec464c3

segmenty wyświetlacza LCD, zaś elektrody wspólne współpracują z wyprowadzeniami COM0...3. Warto zauważyć, że nie jest zachowana kolejność połączeń z wyświetlaczem – schemat uwzględnia bowiem możliwie prostą mozaikę obwodu drukowanego, gdyż i tak przypisanie segmentów można uporządkować programowo. Model współpracuje z miniaturowym wyświetlaczem VIM-878-DP-RC-S-LV, który umożliwia wyświetlenie ośmiu znaków czternastosegmentowych o wysokości 7 mm, wraz z przecinkami i separatorem dziesiątek (apostrofem).



Rysunek 4. Oznaczenie segmentów LCD

Układ zmontowany jest na niewielkiej dwustronnej płytce drukowanej – rozmieszczenie elementów na PCB pokazano na **rysunkach 3a** i **3b**. Montaż jest typowy i nie wymaga dokładniejszego opisu. Podczas montażu należy zachować wymogi ESD, gdyż układ PCF i wyświetlacz mogą zostać uszkodzone przez ładunki statyczne. Przed przylutowaniem wyświetlacza warto ustalić mechanicznie jego położenie za pomocą paska samoprzylepnej dwustronnej taśmy piankowej, unikając przy tym naprężania wyprowadzeń drutowych tego delikatnego komponentu. Zmontowany moduł można zobaczyć na **fotografii tytułowej.**

Do sterowania konieczna jest konfiguracja układu oraz przypisanie segmentów LCD. Literowe oznaczenia poszczególnych pól wyświetlacza 14-segmentowego zobrazowano na **rysunku 5**. Znaki ponumerowane są od lewej strony wyświetlacza cyframi 1...8.

Sterowanie wyświetlaczem odbywa się poprzez rejestry układu PCA8551A – ich mapę pokazano na **rysunku 6**.

Układ udostępnia cztery rejestry sterujące pod adresami 0x00...0x03 i 20 rejestrów przechowujących kształt wyświetlonego znaku przypisanego do elektrody wspólnej (0x04...0x17). W przypadku wyświetlacza typu VIM-878 tryb multipleksowania oraz napięcia elektrod (MUX=1:4, BIAS=1/3) odpowiadają ustawieniom domyślnym PCA8551A. Aby uruchomić wyświetlanie, wystarczy określić częstotliwość odświeżania z zakresu 32 Hz...128 Hz (FF[1:0], domyślnie 64 Hz), załączyć oscylator OSC w rejestrze kontrolnym Device_Ctrl(0x01), skonfigurować tryb pracy podłączonego wyświetlacza: BOOST, MUX[1:0], B(BIAS) w rejestrze kontrolnym Device_Ctrl_1(0x02) oraz aktywować sterownik DE. Dodatkowo można wykorzystać tryb automatycznego migania BL[1:0] z częstotliwością w zakresie 0,5...2 Hz oraz określić tryb sterowania kompensujący składową stałą INV (linia/ramka) w Device_Ctrl_2(0x03). Szczegółowy opis rejestrów zamieszczono w karcie katalogowej PCA8551A dołączonej do materiałów dodatkowych.

Do sterowania segmentami LCD wykorzystane są rejestry COM0..3, w związku z wykorzystaniem wyprowadzeń SEG0..31, aktywne są tylko cztery z pięciu rejestrów każdego zestawu COM pod adresami 0x04-0x07, 0x09-0x0C, 0x0E-0x11 i 0x13-0x16. Przypisanie fizycznych segmentów LCD przedstawiono w **tabeli 1**.

Po prawidłowym montażu moduł LCD nie wymaga uruchamiania. W celu szybkiego sprawdzenia działania nakładki, zmontowaną płytkę można podłączyć do Raspberry Pi, co pozwoli zweryfikować obecność modułu na magistrali poleceniem:

```
i2cdetect -y 1
```

którego wynik działania widać na rysunku 6.

Jeżeli układ jest dostępny na magistrali, możemy określić parametry wyświetlania (MUX, BIAS, BL) w rejestrach konfiguracyjnych:

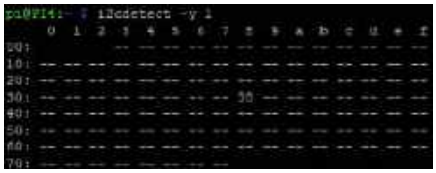
```
i2cset -y 1 0x38 0x01 0x00
i2cset -y 1 0x38 0x02 0x01
i2cset -y 1 0x38 0x03 0x00
```

oraz wysterować testowo wszystkie segmenty LCD:

```
i2cset -y 1 0x38 0x04 0xFF
```

Register name	Address	Bits							
	AP[4:0]	7	6	5	4	3	2	1	0
Command registers									
Software_reset	00h	SR[7:0]							
Device_ctrl	01h	0	0	0	0	FF[1:0]		OSC	COE
Display_ctrl_1	02h	0	0	0	BOOST	MUX[1:0]		B	DE
Display_ctrl_2	03h	0	0	0	0	0	BL[1:0]		INV
Display data registers									
COM0	04h	SEG7	SEG6	SEG5	SEG4	SEG3	SEG2	SEG1	SEG0
	05h	SEG15	SEG14	SEG13	SEG12	SEG11	SEG10	SEG9	SEG8
	06h	SEG23	SEG22	SEG21	SEG20	SEG19	SEG18	SEG17	SEG16
	07h	SEG31	SEG30	SEG29	SEG28	SEG27	SEG26	SEG25	SEG24
	08h	-	-	-	-	SEG35	SEG34	SEG33	SEG32
COM1	09h	SEG7	SEG6	SEG5	SEG4	SEG3	SEG2	SEG1	SEG0
	0Ah	SEG15	SEG14	SEG13	SEG12	SEG11	SEG10	SEG9	SEG8
	0Bh	SEG23	SEG22	SEG21	SEG20	SEG19	SEG18	SEG17	SEG16
	0Ch	SEG31	SEG30	SEG29	SEG28	SEG27	SEG26	SEG25	SEG24
	0Dh	-	-	-	-	SEG35	SEG34	SEG33	SEG32
COM2	0Eh	SEG7	SEG6	SEG5	SEG4	SEG3	SEG2	SEG1	SEG0
	0Fh	SEG15	SEG14	SEG13	SEG12	SEG11	SEG10	SEG9	SEG8
	10h	SEG23	SEG22	SEG21	SEG20	SEG19	SEG18	SEG17	SEG16
	11h	SEG31	SEG30	SEG29	SEG28	SEG27	SEG26	SEG25	SEG24
	12h	-	-	-	-	SEG35	SEG34	SEG33	SEG32
COM3	13h	SEG7	SEG6	SEG5	SEG4	SEG3	SEG2	SEG1	SEG0
	14h	SEG15	SEG14	SEG13	SEG12	SEG11	SEG10	SEG9	SEG8
	15h	SEG23	SEG22	SEG21	SEG20	SEG19	SEG18	SEG17	SEG16
	16h	SEG31	SEG30	SEG29	SEG28	SEG27	SEG26	SEG25	SEG24
	17h	-	-	-	-	SEG35	SEG34	SEG33	SEG32

Rysunek 5. Mapa rejestrów PCF8561A (za notą NXP)



Rysunek 6. Detekcja układu PCA8551A

```
..
i2cset -y 1 0x38 0x16 0xFF
```

można też wypróbować tryb migania:

```
i2cset -y 1 0x38 0x03 0x06
```

Wszystkie polecenia można wykonać skryptem pca8551a.sh z **listingu 1.**

Efekt działania skryptu pokazano na **fotografii tytułowej**. W pierwszej kolejności zaświecone (miganie 1 Hz) są wszystkie segmenty, co pozwala skontrolować poprawność montażu. Następnie wyświetlony zostanie tekst „LCD14SEG".

Podczas testów pobór prądu modułu (zasilanego napięciem 3,3...5 V), w którym wysterowano wszystkie segmenty, wynosił poniżej 5,5 μA przy odświeżaniu 32 Hz i wzrastał do 15,5 μA przy częstotliwości odświeżania 128 Hz. W trybie wyłączonego wyświetlania (DE=0) pobór prądu wynosił poniżej 1 μA, co w praktyce sprowadza się głównie do prądu spoczynkowego stabilizatora U1. Niskie zużycie energii pozwala zasilać wyświetlacz z niewielkiej baterii przez długi czas.

Jeżeli wszystko działa poprawnie, można moduł wykorzystać we własnej aplikacji – powodzenia.

Adam Tatuś, EP

```
#!/bin/bash
#PCA8551A test 8x14seg
echo "PCA8551 Test
- '8.'8.'8.'8.'8.'.8.'.8.'8. blink"
i2cset -y 1 0x38 0x01 0x00
i2cset -y 1 0x38 0x02 0x01
i2cset -y 1 0x38 0x03 0x06

i2cset -y 1 0x38 0x04 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x05 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x06 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x07 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x09 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x0A 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x0B 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x0C 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x0E 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x0F 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x10 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x11 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x13 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x14 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x15 0xFF
i2cset -y 1 0x38 0x16 0xFF
sleep 2

echo "PCA8551a Test - LCD14SEG"
i2cset -y 1 0x38 0x03 0x00
i2cset -y 1 0x38 0x04 0x10
i2cset -y 1 0x38 0x05 0x00
i2cset -y 1 0x38 0x06 0x2A
i2cset -y 1 0x38 0x07 0xA8

i2cset -y 1 0x38 0x09 0xA0
i2cset -y 1 0x38 0x0A 0x8A
i2cset -y 1 0x38 0x0B 0x5B
i2cset -y 1 0x38 0x0C 0xA0
i2cset -y 1 0x38 0x0E 0xA0
i2cset -y 1 0x38 0x0F 0x17
i2cset -y 1 0x38 0x10 0xAA
i2cset -y 1 0x38 0x11 0xA1
i2cset -y 1 0x38 0x13 0x28
i2cset -y 1 0x38 0x14 0xA8
i2cset -y 1 0x38 0x15 0x00
i2cset -y 1 0x38 0x16 0x04

echo "Quit"
```

Listing 1. Skrypt testowy PCA8551A

eprasa.pl 02cec464c3

Dział „Projekty Czytelników” zawiera opisy projektów nadesłanych do redakcji EP przez Czytelników. Redakcja nie bierze odpowiedzialności za prawidłowe działanie opisywanych układów, gdyż nie testujemy ich laboratoryjnie, chociaż sprawdzamy poprawność konstrukcji.
Prosimy o nadsyłanie własnych projektów z modelami (do zwrotu). Do artykułu należy dołączyć podpisane oświadczenie, że artykuł jest własnym opracowaniem autora i nie był dotychczas nigdzie publikowany. Przysyłanych tekstów nie zwracamy. Redakcja zastrzega sobie prawo do dokonywania skrótów.

PROJEKT NR 261

Cyfrowy tuner do radio-odbiornika Radmor 5100

Jestem pierwszym i jedynym właścicielem mojego egzemplarza odbiornika radiowego Radmor 5100. W całym okresie użytkowania (od roku 1977, praktycznie każdego dnia) wymieniłem jeden tranzystor w zasilaczu oraz – kilka lat temu – większość kondensatorów elektrolitycznych. Gdy na początku 2000 roku nastąpiła zmiana zakresu nadawanych częstotliwości UKF z 65,5...73 MHz na 87,5 ...108 MHz, nie zdecydowałem się na przestrojenie głowicy. Zamiast tego zamontowałem gotowy moduł głowicy półprzewodnikowej kupionej w lokalnym sklepie elektronicznym. Niestety po latach zaczęła ona szwankować. Poziom odbieranego sygnału wyraźnie zmalał, poza tym moduł nie zawsze „trzymał się” ustawionej stacji. Postanowiłem więc dokonać ponownej wymiany.

Niezależnie od użytkowania starego Radmora, od pewnego czasu eksperymentowałem z programowaniem modułu SparkFun BOB-11083 „FM Tuner Basic Breakout”, bazującego na układzie scalonym Si4703. Pomyślałem, aby zastosować ten moduł w moim odbiorniku.

Wielu audiofilów uważa odbiorniki Radmora za urządzenia kultowe i wszelkie przeróbki oraz usprawnienia mogą być przez nich odbierane jak profanacja klasyki. Jednak po przeanalizowaniu schematów doszedłem do wniosku, że modyfikacja elektroniki nie wymaga praktycznie żadnych drastycznych zmian, a przeróbka jest w pełni odwracalna. Wszystko, co niezbędne, sprowadzić się może do wymiany oryginalnej, analogowej płytki PSD na nową, z głowicą Si4703. Zastosowanie kilku dodatkowych układów umożliwiło również użycie przełączników sensorowych z modułu PPDB do wyboru wcześniej zaprogramowanych 8 stacji. Postanowiłem w miejsce wychyłowego wskaźnika wybranej częstotliwości zastosować jako dodatkowy gadżet wyświetlacz LCD. Całość sterowana jest za pomocą mikrokontrolera PIC16F876A, a do komunikacji z tunerem można zamiennie zastosować interfejs USB(UART) i terminal szeregowy albo Bluetooth oraz smartfon.

Schemat elektryczny nowego cyfrowego modułu PSD pokazany jest na **rysunku 1**. Zasilanie elektroniki pochodzi z zasilacza odbiornika. Gotowy moduł przetwornicy MP1584 zamienia napięcie +18 V na +5 V do obsługi mikroprocesora oraz regulatora 3,3 V, niezbędnego z kolei do zasilania układu Si4703 i wzmacniacza operacyjnego. Mając w zapasie większą liczbę 5-woltowych mikroprocesorów PIC w obudowach DIL, nie zdecydowałem się na całkowite przejście na zasilanie 3,3 V i montaż SMD. Moduł Si4703 skonfigurowany jest do domyślnej komunikacji za pomocą interfejsu I²C i toleruje jedynie sygnały 3,3 V. Translację 5 V <–> 3,3 V dwukierunkowego sygnału SDIO realizuje tranzystor 2N700 oraz rezystory R10 i R11. Wejścia RST i SCLK układu

Wykaz elementów:

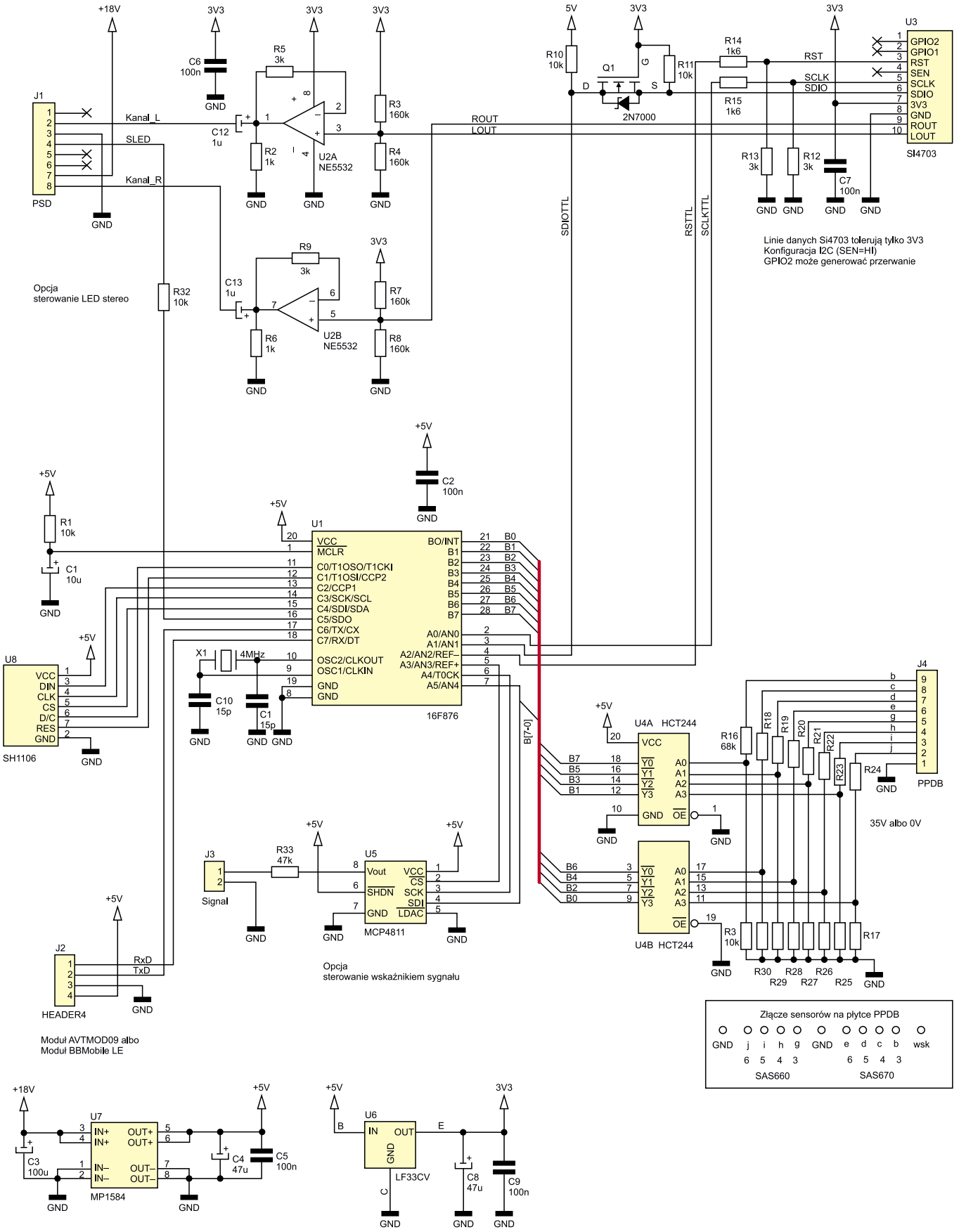
Kondensatory:
C1: 10 µF
C2, C5, C6, C7, C9: 100 nF
C3: 100 µF
C4, C8: 47 µF
C10, C11: 15 pF
C12, C13: 1 µF

Półprzewodniki:
Q1: 2N7000
U1: PIC16F876
U2: NE5532
U3: SI4703
U4: 74HCT244
U5: MCP4811 (opcja)
U6: LF33CV
U7: MP1584
U8: SH1106

Pozostałe:
J4: złącza goldpin 1×9
J1: złącze modułu Radmor PSD
J2: złącze goldpin 1×4
J3: złącze goldpin 1×2
X1: 4 MHz
BOB-11083 (Kamami ID:201219)
Wyświetlacz 1,3" OLED, Waveshare WRS-04441
Konwerter AVTMOD09 (lub BBMobileLE)

Rezystory:
R1, R10, R11, R17, R25...R32: 10 kΩ
R2, R6: 1 kΩ
R3, R4, R7, R8: 160 kΩ
R5, R9, R12, R13: 3 kΩ
R14, R15: 1,6 kΩ
R16, R18...R24: 68 kΩ
R33: 47 kΩ

eprasa.pl 02cec464c3



Rysunek 1. Schemat elektryczny nowego modułu PSD

Si4703 sterowane są za pomocą dzielników R13/R14 i R12/R15. Sygnały wyjściowe lewego oraz prawego kanału audio doprowadzone zostały do wzmacniaczy operacyjnych U2A i U2B o wzmocnieniu ustawionym na 3, które zapewnia poziom ok. 300 mV sygnału niezbędnego w kolejnych blokach odbiornika.

Oprogramowanie układu Si4703 bazuje na materiałach dostępnych na stronach Sparkfun [1]. Zgodnie z notą aplikacyjną antenę stanowi ok. 50-centymetrowy odcinek przewodu montażowego, wyprowadzonego na zewnątrz obudowy radia.

Charakterystyczną cechą odbiorników Radmor 5100 jest blok 8 przełączników

eprasa.pl 02cec464c3

dotykowych, znajdujących się na płytce PPDB i umożliwiających wybór ustawionych potencjometrami częstotliwości odbieranych stacji. Sensory sterowane są za pomocą układów SAS660 i SAS667. Po wybraniu przełącznika na jednym z wyjść (3, 4, 5 lub 6) ww. układów pojawia się napięcie ok. 35 V, a na pozostałych panuje napięcie 0 V. Całość działa więc jak typowy dekoder 1 z 8. Po zastosowaniu rezystancyjnych dzielników napięć sprowadzających sygnały do poziomów TTL i przejściu przez bufor 74HCT244 (U4) informacja o numerze wybranej stacji przesyłana jest – przez PORTB – do sterującego mikrokontrolera. Sygnały z modułu PPDB doprowadzone zostały do bufora U4 za pomocą ok. 20-centymetrowego odcinka kabla wstęgowego, przylutowanego bezpośrednio do odsłoniętych końcówek kołków na gnieździe modułu. Dołączony do płytki PPDB kabel wstęgowy nie zmienia działania modułu, a ustawienia potencjometrów strojących stają się nieistotne.

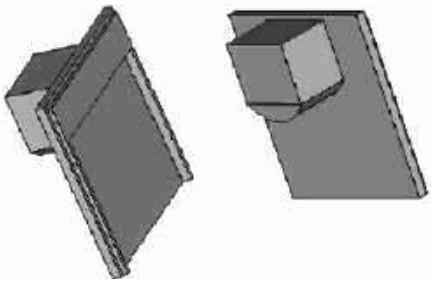
Oryginalny wychyłowy wskaźnik częstotliwości odbieranej stacji wyskalowany jest w starym nieużywanym już zakresie. Postanowiłem więc zastąpić go niewielkim wyświetlaczem LCD 1,3" ze zintegrowanym sterownikiem SH1106 [2]. Aby wyświetlacz można było umieścić w miejscu oryginalnego wskaźnika, na drukarce 3D wydrukowałem uchwyt (widoczny na **rysunku 2**) i pasujący do otworów w chasis obudowy Radmora. Po ułożeniu w nim wyświetlacza i umieszczeniu na jego przedniej części zielonej osłony – charakterystycznej dla wskaźników Varia – całość idealnie pasuje do płyty czołowej radioodbiornika.

Sterowanie wyświetlaczem LCD bazuje na przykładach kodu z not aplikacyjnych Waveshare.

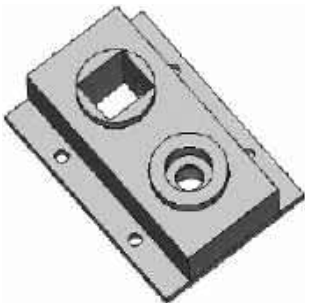
Na wyświetlaczu pokazywana jest częstotliwość odbieranej stacji, numer aktywnego sensora oraz poziom sygnału. Układ Si4703 umożliwia również odbiór sygnału RDS, który może być opcjonalnie wyświetlany.

Kolejny wskaźnik odbiornika Radmor pokazuje wartość dostrojenia odbieranego sygnału. Opcjonalny układ, przetwornik DAC (U5), może być użyty do wysterowania tego wskaźnika. Dioda LED na płycie czołowej odbiornika – sygnalizująca obecność sygnału stereofonicznego (w oryginale sygnał z układu UL1601) – sterowana jest wprost z mikrokontrolera.

Po wymianie analogowej płytki PSD na cyfrową nie ma potrzeby wymontowywania



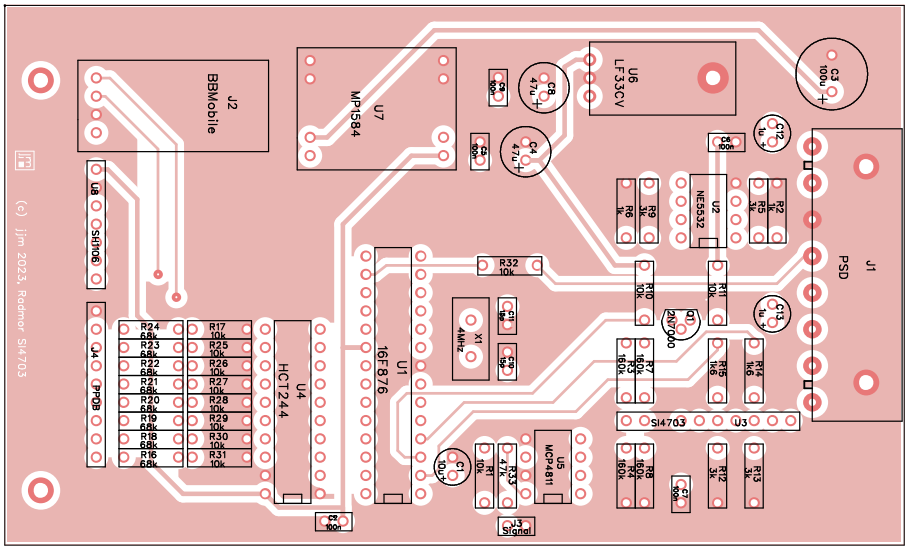
Rysunek 2. Uchwyt/osłona wyświetlacza LCD

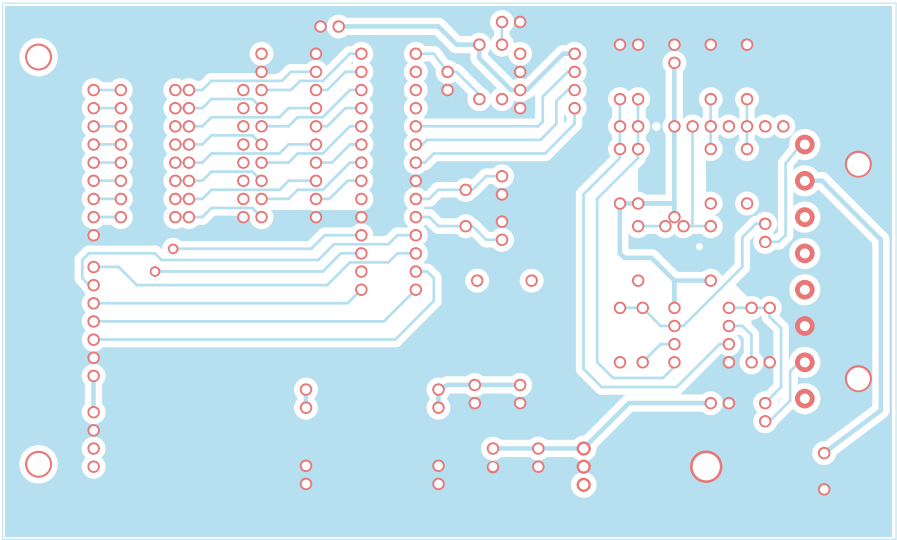


Rysunek 3. Gniazdo USB i słuchawkowe

Rysunek 4. Ekran terminala szeregowego

Rysunek 5. Ekran programu sterującego z zastosowaniem modułu BBMobile





Rysunek 6. Rozmieszczenie elementów na płytce PPD

eprasa.pl 02cec464c3

z odbiornika pozostałych bloków: PPA, PPCz i głowicy PGUa.

Komunikację z użytkownikiem zapewnia zamiennie interfejs USB(UART) albo Bluetooth. W przypadku zastosowania interfejsu USB(UART) gniazdo USB-B wyprowadzone jest na panel czołowy odbiornika – w miejsce, w którym znajduje się podwójne gniazdo słuchawkowe GS. Oryginalne gniazdo zastąpiłem modelem pokazanym na **rysunku 3**, wydrukowanym na drukarce 3D. Jedno z gniazd przeznaczone jest do umieszczenia w nim przejściówki USB-UART (AVTMOD09), a w drugim gniazdo DIN-5 zastąpiłem współczesnym gniazdem słuchawkowym jack 3,5 mm. 20-centymetrowy przewód taśmowy – łączący przejściówkę AVTMOD09 – jest wpięty do gniazda J2 na płytce PSD. Komunikacja ze sterującym komputerem (laptopem) odbywa się za pomocą terminalu szeregowego (19200,8,NP,1 np. hyperterm, PuTTY lub podobny). Po połączeniu użytkownik ma do dyspozycji kilka rozkazów sterujących podstawowymi funkcjami układu Si4703. Dodatkowo możliwe jest włączenie i wyłączenie odbioru sygnału RDS oraz zmiana tła na wyświetlaczu LCD. Praktyczne testy pokazały, że w przypadku wyłączenia odbioru komunikatów RDS uzyskuje się znacząco lepszą jakość dźwięku. Widok ekranu terminalu szeregowego pokazany został na **rysunku 4**.

Alternatywny sposób komunikacji z cyfrowym tunerem Radmora to zastosowanie modułu BBMobile LE [3], opisywanego np. w EP 6/2021 – oraz smartfona. Moduł BBMobile można zamontować bezpośrednio na płytce PSD w gnieździe J2. Obsługa modułu BBMobile wymaga wcześniejszego zainstalowania w smartfonie oprogramowania BBMobile-033.apk, dostępnego na stronie WWW producenta. Ułożenie kontrolek na ekranie smartfona projektuje się w formacie json. Po nawiązaniu komunikacji mikrokontroler przesyła ten plik do smartfona. Widok ekranu aplikacji mobilnej pokazany został na **rysunku 5**. Obsługa komunikacji mobilnej sprowadza się do odbioru i analizy przesyłanych komunikatów.

Oprogramowanie mikrokontrolera w wersji mobilnej daje identyczne możliwości obsługi, jak w wersji z terminalem szeregowym. Niestety moduł BBMobile, który posiadam, nie działa poprawnie z nowo kupionym smartfonem, współpracuje natomiast bez problemu ze starszymi modelami. Mając to na uwadze, w zakresie rutynowej komunikacji pozostałem przy obsłudze cyfrowego tunera Radmor 5100 za pomocą wersji USB (UART), które to rozwiązanie sprawdza się w praktyce od ponad roku.

Schemat montażowy płytki drukowanej modułu można zobaczyć na **rysunku 6**.

dr inż. Janusz J. Młodzianowski
Wydział Matematyki, Fizyki i Informatyki
Uniwersytet Gdański

Literatura:

1. https://tiny.pl/dpxd4
2. https://tiny.pl/dpxdl
3. https://bbmagic.net

REKLAMA

Nie przegap lipcowego wydania „Elektroniki dla Wszystkich”

PROJEKTY dla elektroników
- Tele-com interkom wykorzystujący telefony analogowe
- Tania dwu- lub trójdrożna zwrotnica aktywna
- Impulsowy zamiennik stabilizatorów liniowych 78xx
- Rejestrator energii. Pomiar i rejestracja zużycia energii
- Zabezpieczenie termiczne do subwoofera

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

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

przejrzysz i kupisz na
www.ulubionykiosk.pl

eprasa.pl 02cec464c3

Pomiary prędkości obrotowej

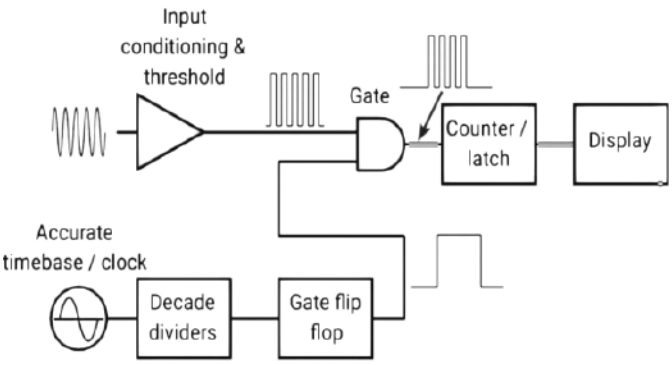
W dobie dynamicznego rozwoju mechatroniki i elektromobilności precyzyjne, niezawodne pomiary prędkości obrotowej nabierają szczególnego znaczenia. W artykule przyjrzymy się różnorodnym metodom oraz nowoczesnym czujnikom przeznaczonym do monitorowania przemieszczeń i prędkości obrotowej. Począwszy od prostych sensorów impulsowych oraz tradycyjnych enkoderów optycznych i magnetycznych, poprzez prądnice tachometryczne i żyroskopy MEMS, aż po po zaawansowane sensory indukcyjne – omówimy zasadę działania, zalety i ograniczenia oraz praktyczne przykłady sensorów z każdej spośród najważniejszych grup czujników prędkości obrotowej.

Fotografia 1. Przykładowa tachoprądnica przemysłowa (https://tinyurl.com/yydmwyzf)

Ogólny przegląd metod pomiaru prędkości obrotowej

Techniczne metody pomiaru prędkości obrotowej – rzecz jasna wyłącznie w kontekście rozwiązań elektronicznych, bo tylko te interesują nas w „Elektronice Praktycznej" – można podzielić na trzy główne grupy. Każda z nich obejmuje techniki bazujące na pomiarach pośrednich, a kryterium podziału wynika ze zjawisk fizycznych, które – powiązane w określony sposób z prędkością obrotową – rzeczywiście podlegają właściwemu pomiarowi. Rzecz jasna każda metoda pośrednia wymaga przeliczenia wyniku na wartość docelową (np. rad/s czy obr./min), a konkretne współczynniki używane do konwersji wynikają z właściwości zastosowanego układu pomiarowego. W poniższym opisie nie będziemy jednak zagłębiać się w zagadnienia obliczeniowe – zwrócimy uwagę na najważniejsze aspekty praktyczne, zredukujemy natomiast do minimum teoretyczne tło opisywanych metod.

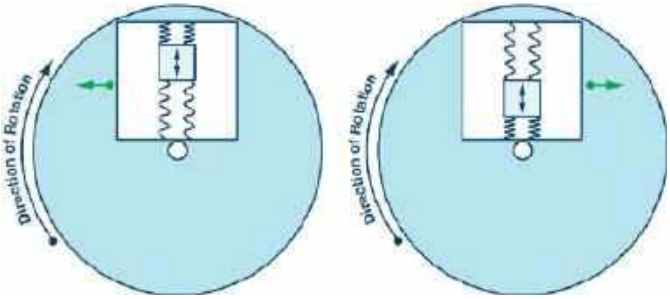
1. **Okres/częstotliwość impulsów** – ruch obrotowy (ze stałą prędkością) jest z natury zjawiskiem okresowym, co w oczywisty sposób narzuca większość sposobów realizacji pomiaru. Bez zbędnej przesady można przyjąć, że prawie wszystkie stosowane obecnie techniki bazują na jakiejś formie zliczania impulsów generowanych przez znacznik(-i) powiązany(-e) z wirującym elementem w wyniku interakcji ze stacjonarnym czujnikiem. W praktyce większość systemów pomiaru prędkości obrotowej sprowadza się zatem do... częstościomierza wyposażonego w odpowiedni sensor. Warto zwrócić uwagę, że w zależności od zakresu prędkości oraz od zastosowanej podstawy czasu, pomiar może być dokonywany zarówno na drodze zliczania impulsów wejściowych w określonym czasie bramkowania (pomiar częstotliwości – **rysunek 1**) lub poprzez zliczanie impulsów zegara „wpadających" w bramkę sterowaną sygnałem z czujnika (pomiar okresu). Mało tego – teoretyczna analiza zagadnienia dokładności obu metod wykazuje, że dla każdego układu pomiarowego z określonymi: częstotliwością sygnału zegarowego (odniesienia) oraz czasem otwarcia bramki istnieje pewna częstotliwość graniczna sygnału mierzonego, przy której należałoby „przełączyć się" z trybu pomiaru czasu w tryb pomiaru częstotliwości w celu minimalizacji błędu.
2. **Indukcja elektromagnetyczna** – rzadziej spotykanym (choć wciąż stosowanym w wielu aplikacjach) rozwiązaniem układu do pomiaru prędkości obrotowej jest zastosowanie prądnicy tachometrycznej (**fotografia 1**), która wytwarza napięcie stałe lub przemienne o wartości zależnej (w pewnym zakresie – liniowo) od prędkości wirnika. W przypadku prądnic synchronicznych wraz z prędkością zmienia się ponadto częstotliwość sygnału wyjściowego, co może okazać się wygodniejsze niż pomiar napięcia w niektórych zastosowaniach. Dawniej prądnice tachometryczne znajdowały liczne zastosowania z uwagi na stosunkowo łatwy do przetworzenia sygnał analogowy – dziś w wielu aplikacjach zostały one wyparte przez nowocześniejsze układy impulsowe (oparte np. na hallotronach, sensorach indukcyjnych czy czujnikach optycznych), zarówno z uwagi na nieporównanie mniejszą masę i rozmiary, jak i większą dokładność oraz dużą niezawodność. Jednym z obszarów w których prądnice wciąż występują dość licznie, jest sprzęt AGD – przykładowo, w pompach zmywarek oraz napędach pralek automatycznych można spotkać specjalne cewki (**fotografia 2**) współpracujące z silnikiem i służące właśnie do pomiaru prędkości obrotowej silnika.



Rysunek 1. Schemat blokowy klasycznego częstościomierza cyfrowego (https://tinyurl.com/bdhbjubr)

Fotografia 2. Cewka tachometru stosowana w sprzęcie AGD (https://tinyurl.com/4dhmjs56)

eprasa.pl 02cec464c3



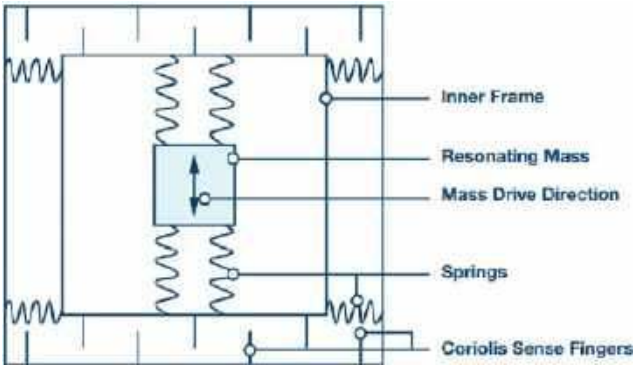
Rysunek 2. Ilustracja siły Coriolisa w układzie z liniowo drgającą masą (https://tinyurl.com/y4hefhwz)

3. **Siła Coriolisa** – wspólną cechą opisanych do tej pory metod jest konieczność odniesienia pomiaru do statycznej (nieruchomej) bazy, do której zamocowany jest czujnik czy też korpus prądnicy. Z oczywistych przyczyn takiej bazy nie ma np. w przypadku samolotów czy dronów, które w żaden sposób nie są „uwiązane" do terenu. Wszędzie tam, gdzie zachodzi konieczność pomiaru prędkości obrotowej obiektu „swobodnego" zastosowanie znajdują żyroskopy. Współczesne konstrukcje MEMS bazują na drgającej masie zawieszonej na mikroskopijnych strukturach sprężystych – całość (struktura mikromechaniczna wraz ze współpracującym front-endem analogowym, a nierzadko także kontrolerem cyfrowym) jest rzecz jasna realizowana w postaci układu monolitycznego z tego samego wafla krzemowego. Podstawowa zasada działania jest stosunkowo prosta i została zobrazowana na **rysunku 2**. Niewielki bloczek krzemowy zostaje wprawiony w jednoosiowy ruch drgający. Jeżeli całość pozostaje w spoczynku lub porusza się tylko ruchem jednostajnym prostoliniowym (bez składowej rotacyjnej), to masa porusza się po linii prostej. Wprawienie układu w ruch obrotowy powoduje powstanie stycznego wektora siły Coriolisa, która wychyla drgający obciążnik w kierunku prostopadłym do osi, wzdłuż której drga zawieszona na „sprężynach" masa. Zwrot powstającej w ten sposób siły zależy zarówno od aktualnego kierunku ruchu masy (na rysunku 2 – w górę lub w dół) oraz od kierunku obrotów układu. Wzbogacenie konstrukcji o niewielkie kondensatory, w których część okładek jest statyczna, a pozostałe pozostają w ruchu razem z ramą zawieszoną na elementach sprężystych (**rysunek 3**), umożliwia pojemnościową realizację pomiaru przemieszczeń, które to przemieszczenia zależne są właśnie od wartości siły Coriolisa i – co również ważne – skorelowane z drganiami masy.

Uzbrojeni w najważniejsze informacje na temat metodologii pomiarów możemy przejść do opisu konkretnych realizacji praktycznych.

Pomiary z użyciem kontaktronu, hallotronu lub czujnika optycznego

Jednym z najprostszych przykładów miernika prędkości obrotowej, z którym chyba każdy miał okazję spotkać się w praktyce, może być



Rysunek 3. Uproszczona budowa żyroskopu MEMS (https://tinyurl.com/y4hefhwz)

Fotografia 3. Czujnik kontaktronowy (po lewej) współpracujący z magnesem zamontowanym na jednej ze szprych (po prawej) – http://t.ly/Wln04

Fotografia 4. Pomiar prędkości obrotowej wkrętarki z użyciem znacznika samoprzylepnego i tachometru laserowego (http://t.ly/slM0-)

komputer rowerowy z czujnikiem kontaktronowym. Sensor (**fotografia 3**) jest mocowany na widelcu koła, zaś niewielki magnes – na jednej ze szprych. Obrót koła powoduje cykliczne zbliżanie i oddalanie magnesu od czujnika, a co za tym idzie – zwieranie i rozwieranie kontaktronu. Zliczanie czasu upływającego pomiędzy kolejnymi impulsami pozwala na obliczenie prędkości obrotowej, choć w przypadku licznika rowerowego i tak zostaje ona „w locie" zamieniona na prędkość liniową – każdemu obrotowi koła (podczas jazdy bez poślizgu) odpowiada wszak przejechany dystans równy zewnętrznemu obwodowi opony.

Dokładnie taką samą metodę rejestracji obrotów można zastosować w wielu aplikacjach, choć zwykle inny będzie rodzaj czujnika. Oczywistą wadą kontaktronów – oprócz relatywnie dużych rozmiarów i podatności na uszkodzenia (w przypadku rurek szklanych) – jest zużycie mechaniczne ruchomych styków. Wady tej pozbawione są czujniki oparte na hallotronach lub transoptorach odbiciowych bądź szczelinowych. W każdym przypadku sposób zliczania impulsów będzie dokładnie taki sam, ale poszczególne realizacje wykażą zróżnicowaną odporność na zakłócenia czy też niekorzystne warunki środowiskowe.

Czujniki optyczne są zwykle najmniej odporne na wszelkiego rodzaju zanieczyszczenia, zwłaszcza te gromadzące się bezpośrednio na optyce (np. soczewce fotoelementu). Z drugiej strony istotną zaletą rozwiązań bazujących na odbiciu bądź przerwaniu wiązki światła jest brak jakichkolwiek większych elementów (np. magnesów)

Fotografia 5. Taśmy znacznikowe do optycznych czujników odbiciowych (http://t.ly/ylm-Z)

eprasa.pl 02cec464c3

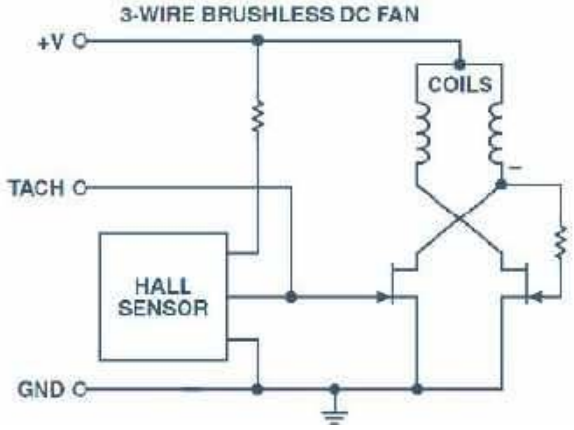
instalowanych na wirującym detalu. Stosując sensory odbiciowe wystarczy jedynie zapewnić odpowiedni znacznik w postaci naklejki bądź plamki farby odróżniającej się pod względem reflektancji od powierzchni badanego elementu (**fotografia 4**). W celu niezawodnej obsługi tachometrów optycznych powstały nawet specjalne taśmy o metalicznej powierzchni doskonale odbijającej światło (**fotografia 5**).

Znacznikiem w przypadku bariery optycznej (która może być zrealizowana albo za pomocą gotowego transoptora szczelinowego, albo przy użyciu dwóch dyskretnych elementów – fotodetektora oraz nadajnika podczerwieni lub zwykłej diody LED) jest najczęściej wycięcie wykonane w wirującym detalu. Dokładnie takie rozwiązanie można znaleźć m.in. w niedrogich anemometrach (**fotografia 6**) – obudowa wiatraczka skrywa w sobie parę elementów optoelektronicznych (**fotografia 7**) tworzących niewielką barierę, przerywaną cyklicznie podczas obracania się wiatraczka przez regularnie ustawione otwory wykonane blisko jego osi (**fotografia 8**).

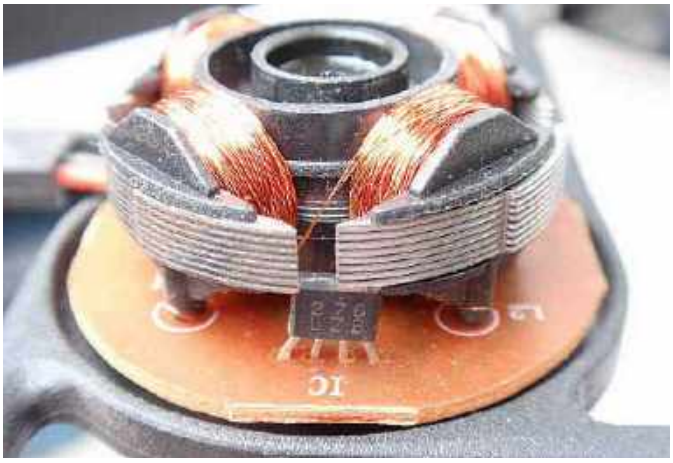
Fotografia 6. Prosty anemometr wiatraczkowy (http://t.ly/MYDZB)

Fotografia 7. Wnętrze obudowy prostego anemometru z widocznym fotoelementem będącym częścią bariery optycznej służącej do odczytu obrotów wiatraczka (https://tinyurl.com/y9fnwscj)

Fotografia 8. Wiatraczek anemometru z widocznym szeregiem otworów współpracujących z barierą optyczną (http://t.ly/vJOp4)



Rysunek 4. Uproszczony schemat 3-przewodowego układu wentylatora DC z wyjściem tachometrycznym (http://t.ly/g42da)



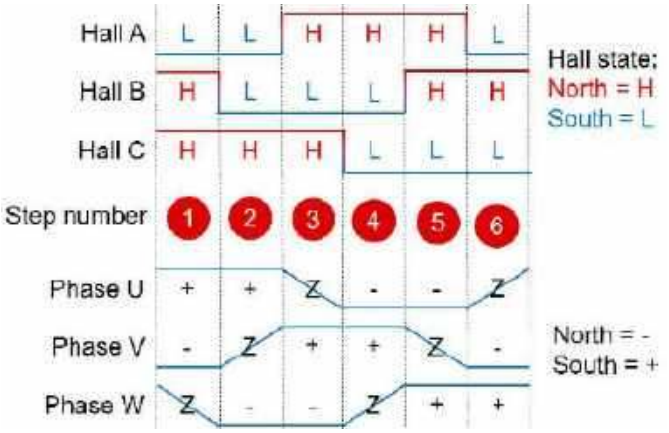
Fotografia 9. Hallotron zamontowany na płytce sterownika wentylatora (http://t.ly/Y_U3v)

Rozwiązanie oparte na hallotronie współpracującym z poruszającym się magnesem trwałym także ma swoje zalety – w zdecydowanej większości przypadków będzie ono bowiem nieporównanie bardziej odporne na uszkodzenia i zabrudzenia od realizacji bazujących na czujnikach optycznych – w tym przypadku jednak uwzględnić należy potencjalne zaburzenia pochodzące od zewnętrznych pól magnetycznych, które (zwłaszcza podczas pracy w pobliżu obwodów wysokoprądowych bądź napędów elektrycznych) są w stanie całkowicie zakłócić działanie hallotronu. Pomimo tej wady opisywane rozwiązanie i tak znalazło niezliczone zastosowania w rozmaitych branżach techniki. Jednym z najpowszechniejszych są obwody monitorowania pracy wentylatorów – wyjście TACHO, dostępne w modelach wyposażonych w co najmniej 3 przewody (**rysunek 4**), bazuje właśnie na niewielkim hallotronie (**fotografia 9**) zamontowanym na płytce sterownika tuż pod rotorem silnika. Pomiar rzeczywistej prędkości obrotowej może być oczywiście realizowany także za pomocą sensorów Halla będących integralną częścią napędów bezszczotkowych, stosowanych m.in. w serwomotorach – choć rola czujników jest w tym przypadku znacznie ważniejsza (zapewniają bowiem sprzężenie zwrotne w celu niezawodnego sterowania uzwojeniami napędu), to ich obecność sama w sobie stwarza (niejako przy okazji) dogodne warunki do monitorowania rzeczywistych obrotów wirnika (**rysunek 5**).

Tachometry optyczne

Osobną kategorię urządzeń do pomiaru prędkości obrotowej stanowią tachometry laserowe (**fotografia 10**). Zasada działania jest wprawdzie niemal identyczna jak w przypadku stacjonarnych tachometrów optycznych z tą jednak różnicą, że pomiar odbywa się zdalnie – dobrze skolimowana wiązka laserowa jest rzutowana na boczną lub czołową powierzchnię obracającego się detalu ze znacznie większej

eprasa.pl 02cec464c3



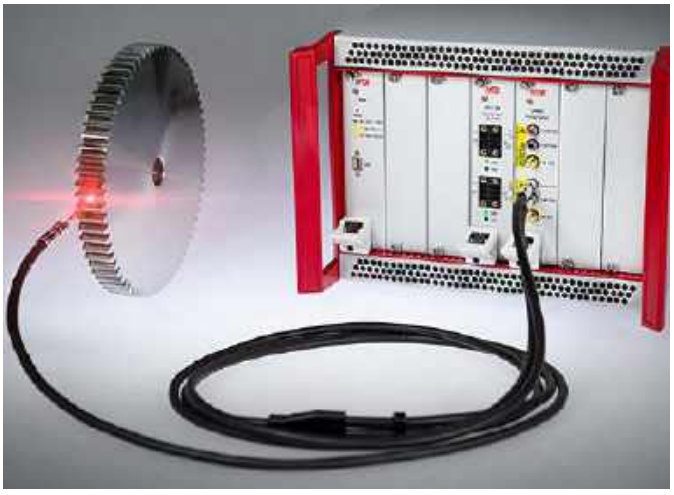
Rysunek 5. Przebiegi na wyjściach hallotronów oraz napięcia uzwojeń silnika BLDC (http://t.ly/K-wuH)

odległości. Takie rozwiązanie jest szeroko stosowane w różnych gałęziach przemysłu jako sposób na bezpieczną, bezkontaktową ocenę prędkości wirujących elementów. Osobną kategorię stanowią profesjonalne tachometry światłowodowe (**fotografia 11**) stosowane w najbardziej wymagających aplikacjach. Przykładowo: w przemyśle energetycznym urządzenia te mogą być stosowane nie tylko do pomiaru prędkości obrotowej, ale także drgań skrętnych w turbinach gazowych i parowych. W przypadku urządzeń marki IFTA Systems wbudowane procesory DSP zapewniają możliwość obróbki danych w czasie rzeczywistym, w tym m.in. analizę wibracji do 50. harmonicznej włącznie. Oprócz urządzeń samodzielnych dostępne są także karty rozszerzeń do modułowych systemów akwizycji danych tego samego producenta (**fotografia 12**).

Fotografia 10. Przykładowy tachometr laserowy (http://t.ly/o1Nzg)

Optyczne enkodery inkrementalne

Tradycyjne enkodery inkrementalne (**fotografia 13**) stanowią rozszerzenie prostego układu pomiarowego z pojedynczą barierą optyczną o dodatkowy, drugi kanał pomiarowy ustawiony w taki sposób względem pierwszego, że sygnały z obydwu fotodetektorów są przesunięte w fazie o 90°. Aby pomiar mógł być prawidłowo dokonywany, konieczne jest rzecz jasna odpowiednie dopasowanie szerokości slotów w tarczy obrotowej do rozstawu osi optycznych obydwu barier. Enkodery inkrementalne – choć przeznaczone przede wszystkim do odczytu pozycji kątowej – umożliwiają także bardzo precyzyjne pomiary małych prędkości, nawet w niepełnym zakresie ruchu (tj. mniejszym od 360°) – nie ma zatem wymogu cyklicznego odczytu tego samego markera, gdyż rolę znacznika odgrywa każdy ze slotów tarczy. Ograniczenie pojawia się natomiast „od góry" – zastosowanie enkoderów, zwłaszcza tych o wysokiej rozdzielczości (**fotografia 14**), nie tylko nie miałoby żadnego sensu przy wysokich prędkościach obrotowych, ale powyżej pewnego progu byłoby wręcz niemożliwe. Ograniczenie pasma pomiarowego może przy tym wynikać z parametrów samego układu odczytowego (np. częstotliwości taktowania timera sprzętowego w mikrokontrolerze) bądź z dynamiki fotoelementu – dotyczy to w szczególności fototranzystorów będących podstawowym detektorem stosowanym w większości transoptorów szczelinowych. Niemniej jednak należy pamiętać, że wysokiej klasy enkodery optyczne mogą „poradzić" sobie także ze stosunkowo wysokimi prędkościami. Warto zwrócić uwagę, że „pasmo przepustowe" enkoderów jest de facto iloczynem liczby linii na obrót (lines per revolution) oraz prędkości obrotowej (w obrotach na sekundę). Przykładowo – enkodery z serii RI 36-H marki Hengstler (**fotografia 15**) mogą generować impulsy wyjściowe z częstotliwością do 200 kHz w trybie wyjścia push-pull co oznacza, że jeżeli wybrana rozdzielczość enkodera wynosi 1000 impulsów/obrót, to maksymalna mierzalna prędkość obrotowa wyniesie 200 obrotów na sekundę (czyli 12 000 rpm). W przypadku gdy dany system wymaga zarówno dokładnego pozycjonowania, jak i precyzyjnego pomiaru prędkości, dobór enkodera zawsze będzie zatem wiązał się z pewnym kompromisem.



Fotografia 11. Zaawansowany tachometr laserowy marki IFTA Systems (http://t.ly/XH9B1)

Fotografia 12. Karta rozszerzeń z funkcją dwukanałowego tachometru światłowodowego marki IFTA Systems (http://t.ly/VzMbb)

Fotografia 13. Enkoder inkrementalny marki Broadcom (http://t.ly/PBAVG)

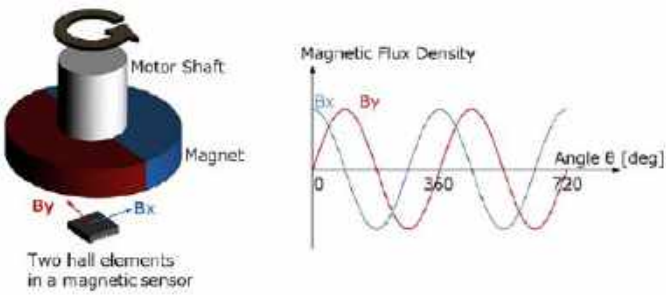
Fotografia 14. Tarcza enkodera inkrementalnego wysokiej rozdzielczości (http://t.ly/Nsg1i)

Fotografia 15. Optyczny enkoder inkrementalny ICURO RI36 (http://t.ly/NTuc7)

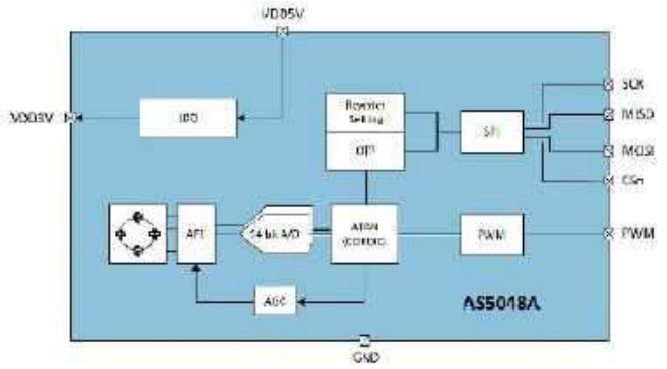
Enkodery magnetyczne

Enkodery optyczne przez wiele lat pozostawały podstawowym rozwiązaniem stosowanym do dokładnych pomiarów przemieszczeń

eprasa.pl 02cec464c3



Rysunek 6. Idea działania enkodera magnetycznego (http://t.ly/PuY11)

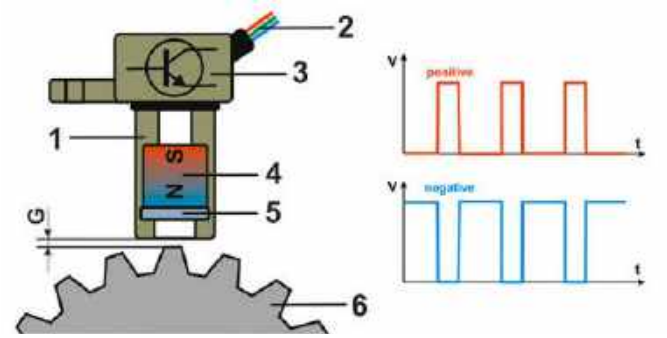


Rysunek 7. Schemat blokowy scalonego enkodera magnetycznego AS5048A (http://t.ly/H1TgC)

kątowych (a więc także – pośrednio – prędkości obrotowej). Rozwój scalonych czujników Halla o doskonałych parametrach metrologicznych doprowadził jednak do częściowego wyparcia konstrukcji optycznych właśnie na rzecz enkoderów magnetycznych. Jedno z częściej spotykanych rozwiązań pokazano schematycznie na **rysunku 6** – magnes trwały o poprzecznym kierunku namagnesowania obraca się w pobliżu scalonego sensora zawierającego w swojej strukturze dwa ortogonalnie ustawione hallotrony. Synchroniczny pomiar sygnału z obydwu czujników umożliwia bardzo precyzyjne określenie położenia kątowego oraz – po uwzględnieniu jego zmian w czasie – także prędkości obrotowej. Przykładowo, scalony enkoder AS5048A (**rysunek 7**) udostępnia dane cyfrowe (w postaci 14-bitowego słowa odzwierciedlającego położenie kątowe magnesu względem układu) z maksymalną częstotliwością próbkowania dochodzącą do nieco ponad 11 kHz – doskonale nadaje się więc do pomiaru stosunkowo niewielkich prędkości obrotowych, ale za to umożliwia niezwykle dokładne pozycjonowanie.

Najnowocześniejsze enkodery magnetyczne klasy przemysłowej dają już zdecydowanie większe możliwości w zakresie pomiaru szybciej obracających się elementów maszyn, wciąż jednak pozwalając na bardzo dokładne określanie położenia kątowego. Jako przykład warto tutaj wymienić miniaturowy enkoder IEP3-4096 marki Faulhaber. Maksymalna częstotliwość impulsów dochodzi aż do 1 MHz, co przy rozdzielczości 4096 impulsów/obrót pozwala na pomiar prędkości przekraczających 14 600 rpm!

Fotografia 16. Enkoder magnetyczny marki Faulhaber z serii IEP3 (http://t.ly/UFZrR)



Rysunek 8. Zasada działania hallotronowego czujnika obrotów. 1 – obudowa czujnika, 2 – przewód, 3 – układ sterujący, 4 – magnes trwały, 5 – czujnik Halla, 6 – koło zębate, G – prześwit (http://t.ly/GqYEe)

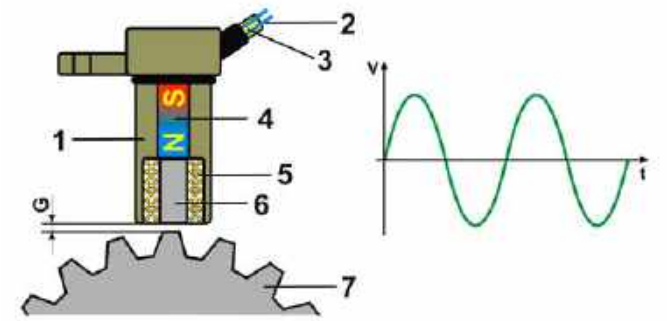
Czujniki hallotronowe i indukcyjne do kół zębatych

Wśród opisanych dotychczas technik pomiaru prędkości obrotowej czujniki Halla pojawiły się już dwukrotnie: w kategorii najprostszych czujników impulsowych oraz w sekcji poświęconej enkoderom scalonym. Nie sposób jednak pominąć jeszcze jednego zastosowania hallotronów. Istnieje bowiem bardzo szeroka grupa rozwiązań, których wspólną cechą jest zastosowanie metalowego koła zębatego w roli tarczy enkodera. We wszystkich przypadkach detekcja zębów zbliżających się oraz oddalających od czoła sensora jest realizowana niejako „z dostępu bocznego", co znakomicie ułatwia instalację sensora w pobliżu mechanizmu. Co zatem odróżnia od siebie poszczególne implementacje?

Na **rysunku 8** pokazano w uproszczony sposób zasadę działania hallotronowego czujnika obrotów. Pole magnesu stałego jest cyklicznie zaburzane przez kolejne zęby zbliżające się do sensora. Zmiany te wychwytuje czujnik Halla umieszczony pomiędzy magnesem, a kołem – co ważne, detekcja odbywa się w sposób statyczny: amplituda sygnału nie zależy od prędkości obrotowej.

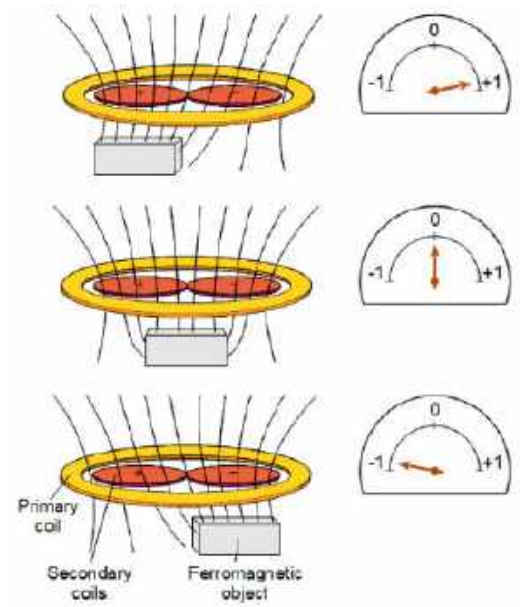
Na nieco podobnych założeniach opiera się konstrukcja czujnika indukcyjnego z magnesem trwałym (**rysunek 9**). Tutaj także ruch koła zębatego w pobliżu czoła sensora powoduje zaburzanie pola magnetycznego, jednak detekcja tych zaburzeń jest już realizowana za pomocą cewki, a nie półprzewodnikowego hallotronu. Jak wiadomo, SEM wyindukowana w cewce zależy od szybkości zmian zewnętrznego pola magnetycznego – im wolniej będzie się obracało koło, tym słabszy sygnał wytworzy uzwojenie czujnika – ta wada w oczywisty sposób ogranicza zakres praktycznych zastosowań tego typu konstrukcji.

Bardzo ciekawą implementację metody indukcyjnej zastosowała szwajcarska firma Posic implementując miniaturowe struktury enkoderów opartych na zmodyfikowanej topologii transformatorowego czujnika przemieszczeń liniowych o układzie różnicowym. Zasadę działania obrazuje **rysunek 10** – uzwojenie pierwotne (jasnożółty, duży pierścień) obejmuje swoim polem magnetycznym dwie

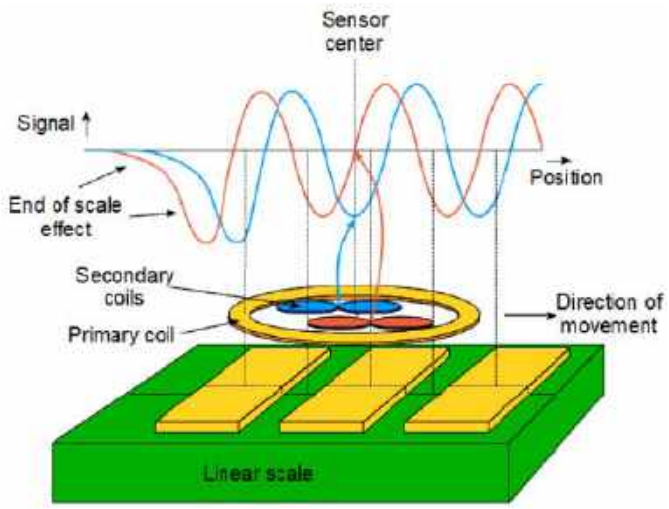


Rysunek 9. Zasada działania indukcyjnego czujnika obrotów z magnesem trwałym. 1 – obudowa czujnika, 2 – przewód, 3 – ekran, 4 – magnes trwały, 5 – cewka, 6 – rdzeń 7 – koło zębate, G – prześwit (http://t.ly/GqYEe)

eprasa.pl 02cec464c3



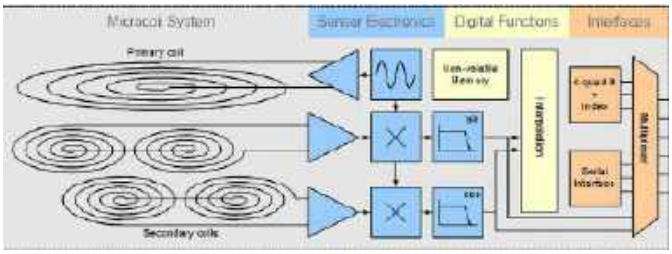
Rysunek 10. Ilustracja zasady działania różnicowego czujnika indukcyjnego (http://t.ly/FvcIN)



Rysunek 11. Kwadraturowy czujnik indukcyjny (http://t.ly/FvcIN)

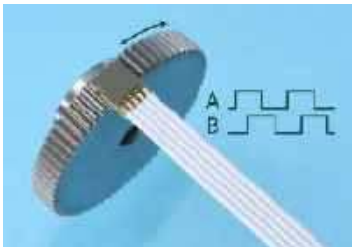
mniejsze, idealnie symetrycznie ułożone cewki odbiorcze (uzwojenia wtórne). Jeżeli w pobliżu układu znajdzie się obiekt o właściwościach ferromagnetycznych, to jego położenie będzie wpływało na powstanie sygnału różnicowego – tym silniejszego, im większa będzie asymetria. Zastosowanie układu dwóch par uzwojeń wtórnych pozwala na realizację topologii kwadraturowej (**rysunek 11**), znanej już nam z wcześniejszej części artykułu.

Opisywany układ pięciu cewek został zrealizowany przez inżynierów z firmy Posic w naprawdę kompaktowej formie – cały czujnik, wraz z układem kondycjonowania i digitalizacji sygnałów pomiarowych (**rysunek 12**), mieszczą się na płytce o wymiarach 9,0×6,8×0,9 mm (**fotografia 17**), zaś sam układ scalony ma wymiary 5×6×0,8 mm.



Rysunek 12. Schemat blokowy scalonego enkodera indukcyjnego marki Posic (http://t.ly/FvcIN)

Żyroskopy MEMS

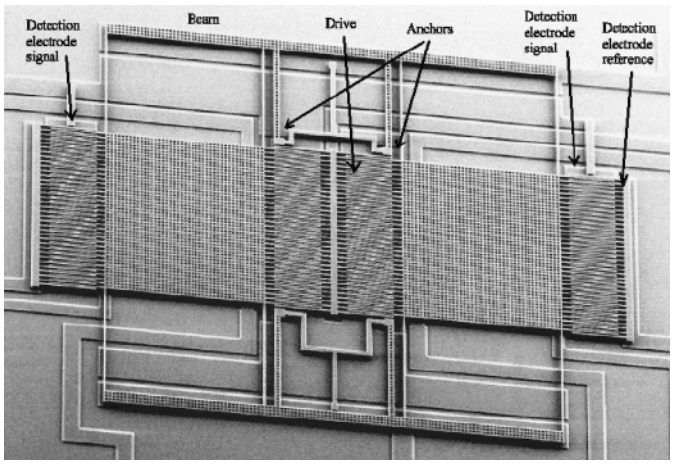


Fotografia 17. Scalony enkoder indukcyjny marki Posic – wersja modułowa (http://t.ly/q9_ia)

Na koniec naszego opracowania pozostawiliśmy tematykę żyroskopów MEMS. Ogólną zasadę działania tych czujników zaprezentowaliśmy już wcześniej, teraz natomiast skupimy się na zagadnieniach implementacyjnych. Strukturę przykładowego żyroskopu wykonanego w technologii mikroukładu elektromechanicznego pokazano na **fotografii 18**. Liczne, gęsto ustawione grzebienie elektrod służą do pomiaru znikomych przemieszczeń powodowanych przez siłę Coriolisa.

Warto dodać, że – według informacji opublikowanych przez firmę Analog Devices – zmiany położenia elektrod przekładają się na wahania pojemności na poziomie zeptofaradów (10^{-21}F!), co rzecz jasna znacząco podnosi technologiczną poprzeczkę w zakresie obwodów akwizycji i kondycjonowania sygnałów. Uzyskanie tak ogromnej czułości jest wyzwaniem przede wszystkim ze względu na konieczność minimalizacji dryfów temperaturowych, podatności na naprężenia działające na obudowę, wpływu przyspieszeń czy wreszcie szumów własnych układu. Wielu problemów można uniknąć poprzez umieszczenie struktury mikromechanicznej wraz z obwodami pomocniczymi w tej samej strukturze krzemowej, ale to zdecydowanie nie wystarczy – żaden żyroskop nie jest idealny i siłą rzeczy wykazuje czułość nie tylko na prędkość obrotową w danej osi (lub osiach – jeżeli mamy do czynienia z konstrukcjami 2- lub 3-osiowymi), ale także na wspomniane już przyspieszenia. Czułość ta wynika z asymetrii layoutu struktury krzemowej oraz z nieuniknionych rozrzutów wymiarowych na etapie produkcji. W efekcie każdy rzeczywisty żyroskop MEMS reaguje na przyspieszenia liniowe oraz wibracje – a tych nie da się uniknąć zwłaszcza gdy mamy do czynienia chociażby z pokładowym kontrolerem lotu drona czy jakimkolwiek systemem stosowanym w „dużym" lotnictwie bądź wojskowości.

Remedium na opisane problemy okazuje się (jak w wielu analogicznych wypadkach) konstrukcja różnicowa. Firma Analog Devices opracowała żyroskop ADXRS645, którego struktura krzemowa zawiera aż cztery sekcje pomiarowe ułożone w dwie pary pracujące w przeciwfazie (**fotografia 19**). W ten sposób efektywnie usuwane są zakłócenia powstające w trybie współbieżnym, czyli działające na obydwie pary jednocześnie – a owa efektywność jest doprawdy imponująca zważywszy na fakt, iż układ radzi sobie z przeciążeniami na poziomie do 1000 g! Co ważne, zakłócenia są usuwane na drodze sprzętowej dzięki połączeniu obu zespołów mikromechanicznych jeszcze przed wejściami przedwzmacniaczy – dzięki temu nawet naprawdę silne

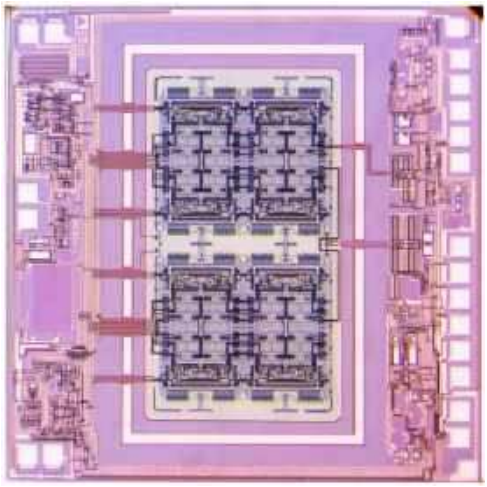


Fotografia 18. Mikrofotografia struktury żyroskopu MEMS (http://t.ly/fYbeG)

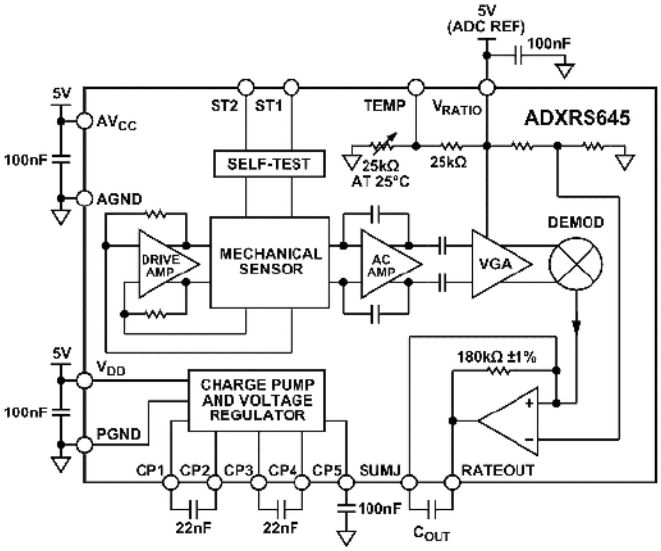
eprasa.pl 02cec464c3

zaburzenia nie niosą ze sobą ryzyka przesterowania front-endu analogowego. Warto dodać, że cała konstrukcja omawianego układu została zoptymalizowana pod kątem zastosowań w najtrudniejszych warunkach pracy (m.in. w sprzęcie służącym do odwiertów geologicznych, wymagających aplikacjach przemysłowych narażonych na wysokie temperatury do 175°C itp.), o czym świadczy także zastosowana do jego produkcji, ceramiczna obudowa THT (**fotografia 20**).

Na rynku dostępne są oczywiście także rozmaite modele żyroskopów przeznaczonych do aplikacji w branży konsumenckiej i samochodowej, przy czym wiele modeli spośród oferowanych przez producentów czujników przyspieszenia ma konstrukcję trójosiową.

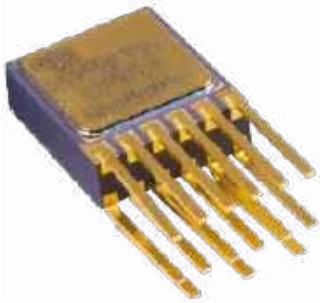


Fotografia 19. Struktura żyroskopu ADXRS645 marki Analog Devices (http://t.ly/YLGXc)



Rysunek 13. Schemat blokowy żyroskopu ADXRS645 (http://t.ly/-S-TT)

Schemat blokowy przykładowego układu tego typu – A3G4250D marki ST Microelectronics – można zobaczyć na **rysunku 14**. Zastosowanie multipleksera (jeszcze przed skierowaniem sygnałów z sekcji pojemnościowych na wzmacniacz ładunku) umożliwia redukcję rozmiarów struktury półprzewodnikowej i obniża koszty produkcji. Warto przy tym zwrócić uwagę na fakt, iż sygnał wyjściowy wzmacniacza jest demodulowany synchronicznie, o czym świadczy obecność mieszacza w torze sygnałowym front-endu analogowego – odniesienie stanowi tutaj sygnał oscylatora „napędzającego" obwód drgającej masy, który sam w sobie zawiera wewnętrzną pętlę sprzężenia zwrotnego stabilizującą drgania struktury mikromechanicznej.

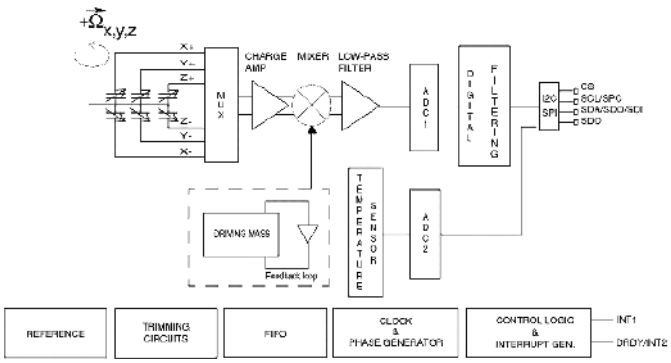


Fotografia 20. Obudowa wysokotemperaturowego akcelerometru ADXRS645 (http://t.ly/Fv4tg)

Podsumowanie

W artykule zaprezentowaliśmy szerokie spektrum zagadnień związanych z nowoczesnymi realizacjami układów do pomiaru prędkości obrotowej w rozmaitych zastosowaniach praktycznych. Choć na pierwszy rzut oka trudno byłoby zauważyć powiązania pomiędzy prostym czujnikiem kontaktronowym, enkoderem optycznym oraz zaawansowanym żyroskopem MEMS, to w istocie każdy z tych układów może dostarczyć informacji o tym samym parametrze. Przysłowiowy diabeł jak zwykle tkwi w szczegółach – każdy rodzaj konstrukcji daje konstruktorowi określone możliwości i ograniczenia, a właściwy dobór rozwiązania do danej aplikacji zawsze jest wypadkową uwarunkowań technicznych i ekonomicznych. Mamy nadzieję, że zaprezentowane opracowanie pozwoli naszym Czytelnikom usystematyzować wiedzę na temat metod i urządzeń do pomiaru prędkości obrotowej oraz pozwoli szerzej spojrzeć na tę interesującą i złożoną tematykę.

inż. Przemysław Musz, EP



Rysunek 14. Schemat blokowy 3-osiowego akcelerometru typu A3G4250D (http://t.ly/Rils9)

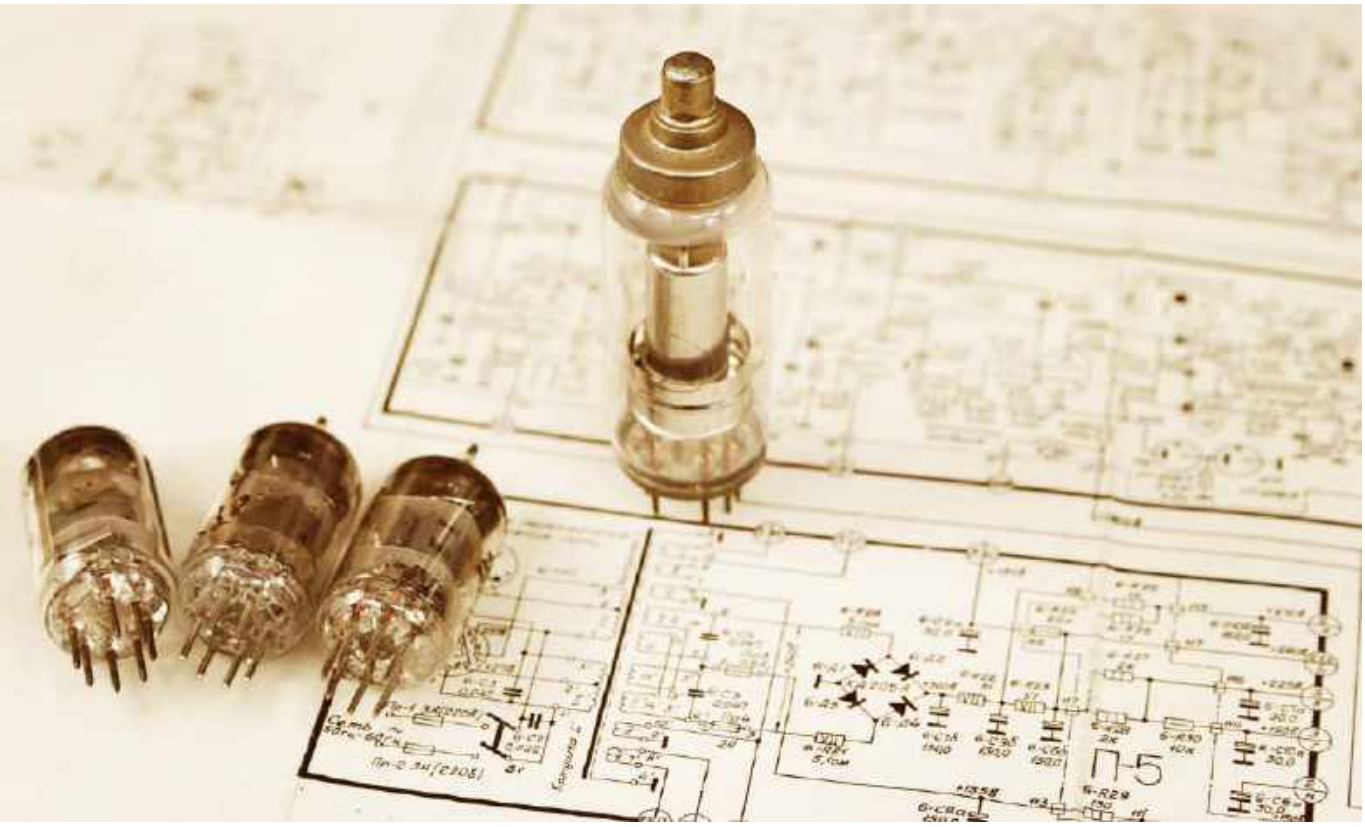
REKLAMA

Kurs Nordic nRF z BT

Zanurzymy się w konfigurację środowiska z nRF Connect SDK i przyjrzymy się, co sprawia, że płyta deweloperska nRF5340 DK jest tak wszechstronna. Przygotuj się na ekscytującą podróż przez konfigurację, programowanie oraz testowanie, które otworzą przed Tobą nowe możliwości w technologii Bluetooth Low Energy i systemie Zephyr.

Pierwszą część przeczytasz w majowym wydaniu „Elektroniki Praktycznej" – https://ulubionykiosk.pl

eprasa.pl 02cec464c3



Prowadzenie masy inspirowane układami lampowymi

„Panie... lampy? Kto tego teraz używa, jacyś audiofile, może muzycy…" Któż z nas nie słyszał podobnego zdania. To prawda, telewizory znajdujące się w naszych salonach nie zawierają już lamp elektronowych. Odbiorniki radiowe też są mniejsze, lżejsze i bardziej energooszczędne od ich stuletnich przodków. Ale nie znaczy to, że warto odżegnać się od wszystkiego, co z techniką lampową jest związane!

Swoją przygodę z elektroniką zaczynałem, jak być może wielu Czytelników „Elektroniki Praktycznej", od lutowania zestawów do samodzielnego montażu. Z czasem coraz bardziej zagłębiałem się w opis działania danego układu zwłaszcza, kiedy coś nie działało jak należy lub – co gorsza – zaczynał dymić, syczeć i skwierczeć. Jako małolat dotarłem wówczas do ściany i stwierdziłem, że ja tych tranzystorów to nie rozumiem, muszę najpierw poznać ich przodków. I tak zaczęły się moje przygody z elektroniką lampową, które trwają do dziś. Nawiasem mówiąc zrozumienie zasady działania tranzystora i wielu układów na nim bazujących faktycznie stało się dla mnie prostsze właśnie dzięki lampom.

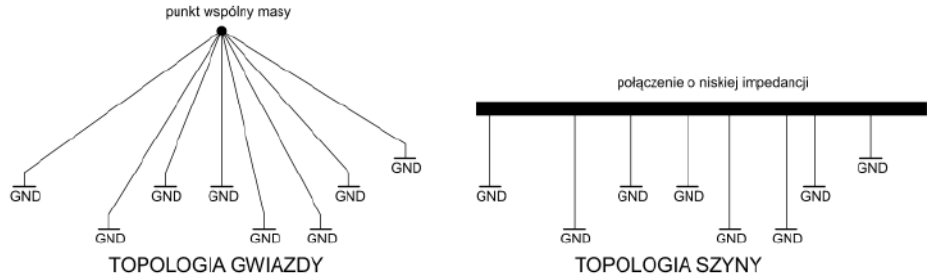
Współcześnie nie uczy się o lampach elektronowych w technikach czy na uczelniach wyższych, co najwyżej bywają gdzieś wspomniane jako lekko zabawny relikt przeszłości, pokazujący ówczesne zacofanie na tle dzisiejszych możliwości. Moim zdaniem takie podejście jest krzywdzące, ponieważ takimi właśnie możliwościami technicznymi dysponowała wówczas ludzkość, a niektóre układy korzystające z minimalnej liczby elementów aktywnych do dziś mogą budzić szacunek. Niemniej jednak lampy są dziś traktowane często zupełnie po macoszemu.

Z kolei elektronika analogowa (oczywiście półprzewodnikowa) jest przez wielu inżynierów postrzegana jako coś mrocznego, tajemniczego, nie do końca wyjaśnionego. Po części się z tym zgadzam, bowiem wiele układów działa (lub nie) za sprawą bardzo subtelnych i trudnych do uchwycenia parametrów, takich jak indukcyjność doprowadzeń, pojemności między nóżkami czy szum nadmiarowy. Również prowadzenie masy w układach analogowych jest często tłumaczone w sposób enigmatyczny, zawierający mnóstwo dogmatów i niedopowiedzeń. A dlaczego?

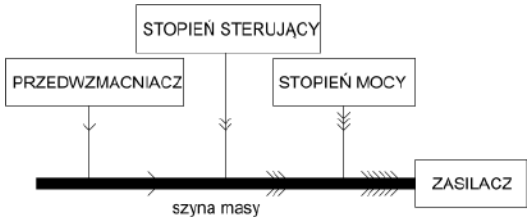
Układy cyfrowe, w zdecydowanej większości, są odporne na wpływ sposobu poprowadzenia masy. Obowiązujący standard, czyli płaszczyzna miedzi (możliwie jednorodna), do której prowadzą liczne przelotki, załatwia sprawę nawet w przypadku sygnałów gigahercowych. Ryzyko wzbudzenia jest niemal zerowe, zrealizowana jest również w ten sposób droga powrotna prądów płynących w ścieżkach sygnałowych. Trudniejszym zagadnieniem staje się wówczas rozprowadzenie zasilania i elementów je filtrujących, ale nie to jest tematem niniejszego artykułu. Przeniesienie tych reguł 1:1 na grunt układów analogowych w znacznej liczbie przypadków kończy się porażką bądź wydaniem zaleceń w stylu: *proszę nie dotykać masy układu podczas pracy, bo się czasem wzbudza…*

Moim zdaniem nic nie uczy prowadzenia masy tak dobrze, jak właśnie układy lampowe. Ich olbrzymia (w większości wypadków) impedancja wejściowa oraz relatywnie wysoka impedancja obciążenia dają idealne warunki do tego, by wszelkiej maści pętle masy pokazały, jakiego zamieszania potrafią narobić w pozornie niewinnym

eprasa.pl 02cec464c3



Rysunek 1. Typowe topologie prowadzenia masy: gwiazda oraz szyna



Rysunek 2. Rozpływ prądów w prawidłowo poprowadzonej szynie masy

układzie. Aby ich uniknąć, tak zwana *stara szkoła* prezentuje dwa sposoby prowadzenia masy: szynę i gwiazdę (**rysunek 1**). Nie wiem, który z nich jest bardziej nieżyciowy i niepraktyczny, ale – patrząc na nie wprost – można tak rozpatrywać obydwa rozwiązania.

Topologia gwiazdy zakłada sprowadzenie wszystkich punktów, które powinny mieć potencjał masy, do jednego miejsca. Tym miejscem zazwyczaj jest ostatni kondensator filtrujący zasilacza lub inny węzeł charakteryzujący się możliwie niską impedancją. W praktyce nie jest to wcale takie proste. Po pierwsze plątanina połączeń byłaby niesamowita, bowiem każdy punkt należałoby poprowadzić do węzła zbiorczego oddzielnym połączeniem. Istny dramat!

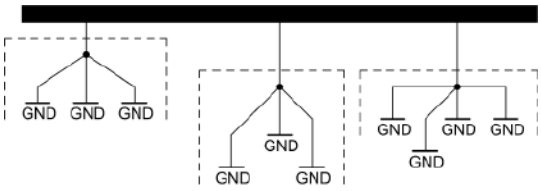
Po drugie, droga powrotna prądu między podzespołami, które są ze sobą blisko związane, wydłużyłaby się i to całkowicie niepotrzebnie. Topologia gwiazdy zawsze gwarantuje jednak, że nigdzie nie powstanie pętla masy – dowolnie wybrana para punktów mających potencjał zerowy łączy się bowiem między sobą tylko przez węzeł zbiorczy.

Innym podejściem jest topologia szyny, która zakłada poprowadzenie połączenia o możliwie małej impedancji (czytaj: grubego i/lub szerokiego) między wszystkimi elementami. Taki układ również jest trudny w praktycznej realizacji, bowiem doprowadzenie szerokiej ścieżki masy do każdego punkciku w gęsto zabudowanym układzie montowanym powierzchniowo to zadanie co najmniej niełatwe, a na pewno frustrujące. Jednak warto zauważyć, iż szyna masy powinna być prowadzona między podzespołami o malejącym prądzie tętnień wprowadzanych do potencjału odniesienia, w miarę oddalania się od węzła początkowego – **rysunek 2**. Oznacza to, że podzespoły generujące największe tętnienia powinny być podłączone blisko zasilacza, a te wrażliwsze – dalej. W ten sposób tętnienia potencjału masy, które są generowane przez *toporne* obwody nie mają wpływu na te bardziej *subtelne*, jak czułe przedwzmacniacze.

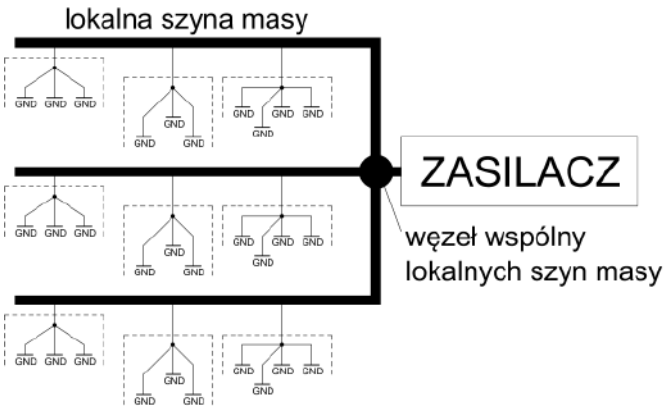
Dlaczego by zatem nie połączyć obu tych systemów? Gwiazda zapewnia nam eliminację pętli masy, z kolei szyna porządkuje rozpływ prądów tętnień. Można w ten sposób stworzyć system mieszany, w którym małe, lokalne gwiazdy masy łączymy przy użyciu szyny do zasilacza, co obrazuje **rysunek 3**. Nie ma też przeciwwskazań, by małe, lokalne gwiazdy masy łączyć w większe gwiazdy, a te z kolei połączyć jedną lub kilkoma szynami, w zależności od potrzeb i możliwości – **rysunek 4**. Mamy w ten sposób zagwarantowane, że nie wytworzy nam się pętla, bowiem nie istnieją wielokrotne połączenia między elementami. Z drugiej strony łączenie gwiazd szyną (lub szynami) daje kontrolę nad tym, którędy płyną prądy powrotne. Nie odkryłem tego sam, takie struktury również są pokazywane w zakurzonych, pożółkłych już podręcznikach, a ja staram się jedynie zaadaptować tę wiedzę do współczesnych realiów.

Takiej lokalnej gwiazdy masy nie trzeba rozumieć dosłownie. Gwiazda ma tę zaletę, że prądy błądzące nie spowodują przeniknięcia nadmiernych tętnień do np. przedwzmacniacza mikrofonowego. Ale taką lokalną gwiazdą może tez być wylewka – o ile tylko mamy gwarancję, że będą przez nią płynęły tylko te prądy, których sobie w jej obrębie życzymy. W tym obszarze może zatem znajdować się wzmacniacz operacyjny (lub inny element wzmacniający) ze swoimi kondensatorami odsprzęgającymi i podzespołami pracującymi w jego pętli sprzężenia zwrotnego. Mogą tam trafić również przynależne mu stabilizatory, jeżeli takowe są potrzebne, a opcjonalnie nawet złącze sygnału wejściowego (kierowanego do tego wzmacniacza) wraz z ewentualnym rezystorem terminującym – i tyle, nic więcej. Wylewka masy jest dzisiaj łatwiejsza do uzyskania na powierzchni obwodu drukowanego niż gwiazda, poza tym pełni również funkcję ekranującą elementy przed działaniem zewnętrznego pola elektromagnetycznego (głównie przed składową elektryczną, z racji wykonania jej z będącej diamagnetykiem miedzi).

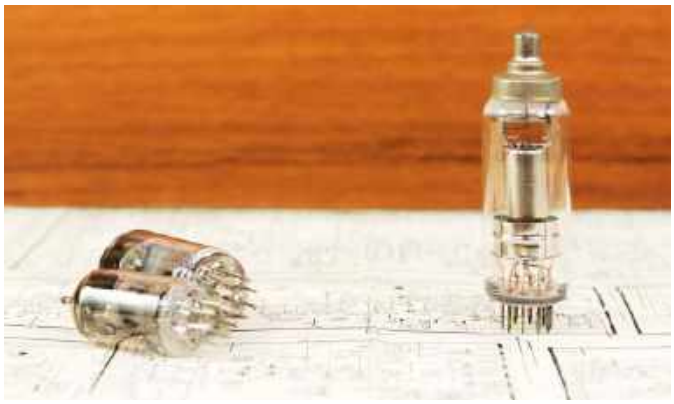
Takie lokalne wysepki masy (bowiem o gwiazdach już nie można od tego miejsca mówić) trzeba między sobą połączyć. I tu warto mieć na uwadze to, którędy będzie płynął prąd powrotny



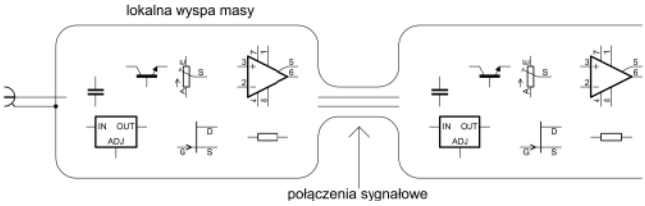
Rysunek 3. Połączenie lokalnych gwiazd masy za pomocą szyny



Rysunek 4. Wielostopniowe użycie gwiazdy i szyny w obrębie jednego układu



eprasa.pl 02cec464c3



Rysunek 5. Przykład użycia wysepek masy połączonych szyną

Rysunek 6. Przykład połączenia wysp masy w układzie zawierającym kilka źródeł silnych tętnień

sygnału wytwarzanego przez dany obwód dla stopnia następnego. Warto dopilnować, aby jego droga była możliwie krótka, zaś impedancja – mała. Można więc rozważyć połączenie wysepek bezpośrednio między sobą, lokując ścieżki sygnałowe tuż nad połączeniami masy, czyli fragmentami szyny masowej – **rysunek 5**. Wtedy takie połączenia będą ekranowane, a jednocześnie droga powrotna dla tych prądów okaż się krótka, ponieważ znajdzie się bezpośrednio pod ścieżką. Nic nie stoi na przeszkodzie, by traktować te połączenia wręcz jako linie mikropaskowe o ustalonej impedancji charakterystycznej, jeżeli układ operuje na odpowiednio wysokich częstotliwościach sygnałów.

Warto zauważyć, że obecność kondensatorów odsprzęgających zasilanie danego obwodu na przynależnej mu wysepce masy znacząco zmniejsza przenoszony przez nią prąd tętnień. Owe tętnienia mogą zostać zamknięte przez kondensatory już w obrębie danej wysepki, nie mając możliwości rozprzestrzeniania się po pozostałej części obwodu. Oczywiście żadna filtracja nie jest idealna i część tętnień zamknie się dopiero w zasilaczu, jednak ich amplituda będzie już znacznie mniejsza.

Takie wysepki warto łączyć między sobą w kolejności zgodnej z narastającą amplitudą tętnień prądu generowanego w ich obrębie (czyli zgodnie z topologią szyny), lecz mając również na uwadze przepływ sygnałów między wysepkami – tak by nie utworzyć przez przypadek absurdalnie długiej drogi powrotnej dla stosunkowo szybkiego sygnału. Wtedy można odwołać się do topologii mieszanej z rysunku 4 i kilka szyn, które prowadzą do np. końcówek mocy, poprowadzić do wspólnego zasilacza tworząc z nich de facto gwiazdę (**rysunek 6**). Wtedy tętnienia generowane przez każdą z nich nie będą miały wpływu na pozostałe.

W nowoczesnych programach CAD operacje tworzenia i łączenia wysepek można bardzo łatwo realizować poprzez przecinanie jednorodnej płaszczyzny masy. Grunt w tym by wiedzieć, w których miejscach należy tego dokonać. Nie zmienia to jednak faktu, że prowadzenie masy to temat, który był poruszany w wielu książkach, a i tak wymaga sporego wyczucia oraz intuicji. Jak przystało na zagadnienie zahaczające momentami niemal o ezoterykę…

Michał Kurzela, EP

REKLAMA

eprasa.pl 02cec464c3

Druk 3D w służbie elektroniki (2)

W poprzednim artykule przyjrzeliśmy się technologii druku 3D, poznaliśmy podobieństwa do innych metod wytwórczych i różnice pomiędzy nimi, a także omówiliśmy anatomię drukarki filamentowej. Tym razem zapoznamy się z dostępnymi filamentami, ich właściwościami oraz zastosowaniami.

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

Wybór odpowiedniego materiału ma kolosalne znaczenie z punktu widzenia jakości i wytrzymałości gotowego produktu. Ponieważ druk 3D różni się od metod odlewania czy wtryskiwania, wydruki mogą zachowywać się inaczej niż elementy produkowane metodami tradycyjnymi. Nas, jako elektroników, interesuje zwykle przede wszystkim temperatura mięknięcia oraz właściwości izolacyjne, w drugiej zaś kolejności wytrzymałość mechaniczna. Istotnymi parametrami są też wymagania co do drukarki, gdyż nie każdy materiał da się zastosować w drukowaniu na tanim urządzeniu przeznaczonym raczej dla hobbystów.

Ogólnie o filamentach

Większość dostępnych filamentów oferowanych jest w standardowej średnicy 1,75 mm. Dostarcza się je najczęściej na szpulach o dość typowych rozmiarach – filamenty sprzedawane są na kilogramy w ilościach 250 g, 500 g, 875 g i 1 kg, choć niekiedy można spotkać zasobniki większe, nawet 3-kilogramowe. W handlu napotkamy też filamenty „refill", czyli pozbawione szpuli, które trzeba samodzielnie na pustą szpulę nawinąć (co przekłada się na nieco niższą cenę produktu). Inną ciekawostkę stanowią tanie filamenty „przejściowe", idealne do prototypowania, gdy kolor wydruku nie ma znaczenia. Powstają one, gdy w fabryce zmienia się kolor granulatu w ekstruderze filamentu – do zbiornika z resztkami granulatu jednego koloru sypie się nowy granulat innego koloru. Czasami natomiast do ekstrudera celowo sypie się granulaty różnych kolorów, by uzyskać filament z efektem tęczy – barwy przechodzą wówczas płynnie wraz z kolejnymi warstwami wydruku (tęczowe filamenty i wydruki nimi wykonane prezentuje **fotografia 1**). Innym rodzajem wielokolorowego materiału jest filament dwu- i trzykolorowy, w przypadku którego tworzywa o różnych kolorach są ekstrudowane w jeden wspólny filament – wykonane nim wydruki zmieniają kolory zależnie od strony, na którą patrzymy (taki termoplast i wykonany nim wydruk pokazuje **fotografia 2**).

Fotografia 1. Tęczowe filamenty i wydruki nimi wykonane

Fotografia 2. Filament dwukolorowy i wydruk wykonany za jego pomocą

eprasa.pl 02cec464c3

Niemal wszystkie rodzaje filamentów są w mniejszym lub większym stopniu higroskopijne. W trakcie drukowania woda zawarta w tworzywie zmienia się w parę wodną, która będzie wydostawać się z dyszy. Prowadzi to do niedoboru materiału, słabej adhezji warstw, powstawania pęcherzy i ogólnej degradacji jakości wydruku. Zbyt wilgotny filament może też zatkać dyszę: w takich sytuacjach wydruk kończy się niepowodzeniem, a koła ekstrudera przecinają lub mielą włókno tworzywa. W skrajnych wypadkach zbyt wysokie ciśnienie wewnątrz bloku grzejnego prowadzi do wycieku filamentu przez gwint, w którym tkwią z jednej strony dysza, a z drugiej – gardziel. Oczyszczenie głowicy z plastiku może trwać kilka godzin i niesie ze sobą ryzyko uszkodzenia okablowania grzałki oraz czujnika temperatury.

Na rynku dostępne są suszarki do filamentów. Tańsze modele pozwalają na przechowywanie i osuszanie pojedynczej szpuli, prawie zawsze mają też otwór umożliwiający bezpośrednie wyprowadzenie drutu bezpośrednio do drukarki. Jest to rozwiązanie szczególnie polecane do materiałów takich jak nylon, który może być suchy na początku kilkugodzinnego wydruku, ale pod koniec tego procesu będzie już kompletnie zawilgocony. Opisywane urządzenie prezentuje **fotografia 3**. Poza osuszaczami jednoszpulowymi dostępne są modele na dwie lub więcej szpul. Można też nabyć torby do próżniowego pakowania nieużywanych szpul – wtedy dokłada się do nich torebkę lub dwie z desykantem. Tanią alternatywę wspomnianego rozwiązania stanowi zakup dużego pojemnika spożywczego, na którego dno można wysypać warstwę desykantu silikonowego, a na nim położyć lub postawić szpule. Niektórzy użytkownicy drukarek 3D trzymają szpule w pomieszczeniu luzem – i osuszają każdą przed użyciem.

Warto pamiętać też, że niektóre filamenty emitują w trakcie druku nieprzyjemny zapach, a inne potrafią wydzielać również toksyczne oraz niebezpieczne opary chemiczne. Dlatego zaleca się zamykanie drukarki 3D w obudowie, często wyposażonej w filtr i opcjonalne wyprowadzenie do zewnętrznego wywietrznika. Ponadto istnieją filamenty, do których trzeba ogrzewać komorę. Ich wymagania termiczne bywają czasami tak skrajne, że standardowe tanie drukarki 3D nie tylko nie są w stanie im sprostać, ale wręcz same mogą się uszkodzić przez stopienie niektórych elementów konstrukcyjnych.

Wszystkie niemal filamenty kompozytowe wymagają też specjalnych dysz – albo wykonanych z utwardzonej stali, albo wyposażonych w kamień szlachetny, najczęściej syntetyczny rubin, w którym wykonany jest otwór dyszy. Standardowa dysza ma otwór 0,4 mm, ale na rynku dostępne są warianty o średnicach od 0,1 mm do 1 mm. Im większa średnica otworu, tym więcej materiału może zostać nałożone, co skraca czas wydruku, ale jednocześnie ogranicza dokładność detali i stawia wysokie wymagania względem zarówno bloku grzejnego,

Fotografia 3. Osuszacz do filamentu na pojedynczą szpulę

jak i chłodzenia nałożonego już materiału. Zbyt słaba grzałka spowoduje, że filament nie zostanie w całości stopiony, co przełoży się na ubytki w warstwach. Zbyt mało wydajne chłodzenie z kolei wywoła problemy z nawisami i mostkami oraz inne deformacje. Z kolei dysza 0,1 mm pozwala drukować bardzo precyzyjnie, ale kosztem prędkości wydruku. Jest to zalecane, gdy jakość detali i precyzja wymiarów okazują się najistotniejszym czynnikiem. Szczególnie ciekawym zastosowaniem dyszy 0,1 mm może być drukowanie nowych kół zębatych do naprawy starych mechanizmów, np. zabytkowych magnetofonów.

Na koniec warto też pamiętać, że każdy filament jest nieco inny, nawet jeśli wykonany został z tego samego materiału podstawowego. Poszczególni producenci stosują nieco inne dodatki, innej klasy granulaty i barwniki. Filamenty mogą się też różnić zanieczyszczeniami. Dlatego podane w dalszej części artykułu dane są tylko orientacyjne i każdy termoplast warto przetestować za pomocą specjalnych wydruków sprawdzających takie czynniki, jak temperatura i prędkość druku, wymogi co do chłodzenia czy retrakcji. W dokumentacji technicznej konkretnego produktu podane są rekomendowane temperatury oraz różne parametry mechaniczne – warto się z nimi zapoznać, kupując filament danego producenta i z danej serii.

Filamenty podstawowe

Materiały z tej kategorii są powszechnie dostępne i stosowane zarówno przez hobbystów, jak i profesjonalistów. Z reguły też są relatywnie tanie i kompatybilne z większością drukarek 3D.

PLA

Polilaktyd to najpopularniejszy polimer stosowany w druku 3D. Okazuje się łatwy w drukowaniu, występuje w szerokiej gamie kolorów i jest reklamowany jako filament ekologiczny oraz biodegradowalny. Produkuje się go faktycznie z surowców naturalnych (gdyż jest polimerem złożonym z cząsteczek kwasu mlekowego) i podlega biodegradacji, ale tylko w przemysłowych kompostownikach. Oferuje bardzo dobre właściwości mechaniczne, z wyjątkiem odporności na uderzenia – PLA jest materiałem dość kruchym. Nadaje się do druku na każdej drukarce filamentowej i nie stawia żadnych szczególnych wymagań. Słabo radzi sobie z rozciąganiem w poprzek warstw i ma niską temperaturę mięknięcia, a do tego nie jest odporny na działanie światła ultrafioletowego. Pod stałym obciążeniem powoli zmienia swoje wymiary i się deformuje. Jest to tani i świetny materiał do produkcji prototypów, zwłaszcza gdy szukamy ergonomicznej formy. Nie zaleca się jednak umieszczania w obudowie z PLA działającej elektroniki wytwarzającej dużo ciepła – materiał zmięknie, a następnie ulegnie deformacji. Obróbka mechaniczna też okazuje się kłopotliwa – zbyt agresywne szlifowanie lub polerowanie powoduje, że cząsteczki PLA miękną i rujnują użyty papier ścierny czy pilnik.

PETG

Politereftalan etylenu modyfikowany glikolem jest drugim bardzo popularnym typem filamentu. Mechanicznie wypada gorzej niż PLA, ale ma mniejszą kruchość, a pod obciążeniem rozciąga się zamiast od razu pękać. Warstwy stapiają się lepiej, przez co jest nieco bardziej wytrzymały w poprzek warstw. Dodatkowo wydruki z tego materiału zachowują z reguły wyższą szczelność. Z PETG można drukować na każdej drukarce 3D, a jedyny problem stanowią nawisy i mostki – materiał ma bowiem tendencję do opadania. W zamian obróbka mechaniczna nie sprawia problemu. PETG jest przy tym dość przezroczystym materiałem, co w połączeniu z właściwie dobranym wypełnieniem pozwala uzyskać ciekawy wygląd wydruku. Nadaje się też do drukowania dyfuzorów światła, a z odpowiednimi ustawieniami slicera i przy właściwej obróbce staje się jeszcze bardziej przezroczysty, choć nie tak bardzo, jak PCTG czy PMMA. Temperatura mięknięcia jest wyższa niż w przypadku PLA i wynosi 85°C, przez

eprasa.pl 02cec464c3

Tabela 1. Właściwości podstawowych filamentów stosowanych w druku 3D

	PLA	PETG	ABS	ASA	TPU
Temperatura druku	180...230°C	220...260°C	230...260°C	240...260°C	210...235°C
Temperatura blatu	50...70°C	60...80°C	80...100°C	90...110°C	40...60°C
Temperatura komory	–	Zalecana (60...80°C)	Zalecana (60...80°C)	Zalecana (60...100°C)	–
Temperatura mięknięcia	60°C	80...85°C	100°C	90...105°C	–
Wytrzymałość na rozciąganie (wzdłuż warstw)	40...60 MPa	50...70 MPa	20...40 MPa	30...50 MPa	40...60 MPa
Wytrzymałość na rozciąganie (w poprzek warstw)	10...20 MPa	20...30 MPa	10...20 MPa	15...25 MPa	50...60 MPa
Stała dielektryczna	2,3...2,8	3,0...3,2	2,5...3,0	3,0...3,4	4,5...6,5
Wytrzymałość elektryczna	14...16 kV/mm	20...25 kV/mm	16...20 kV/mm	18...22 kV/mm	10...14 kV/mm

co termoplast ten nadaje się do produkcji praktycznych obudów dla elektroniki – pod warunkiem że nie generujemy zbyt wielkich ilości ciepła. Wytrzymałość wydruku można poprawić, stosując grubsze ścianki lub większą średnicę dyszy.

ABS

Obudowy z ABS, zabawki, klocki LEGO i różne inne akcesoria dowodzą, jak świetnym wyborem jest ten materiał. Kiedyś najczęściej używany – i wciąż bardzo popularny – filament oferuje dobre właściwości mechaniczne, ale ma większe wymagania co do drukarki 3D. Musi być używany w zamkniętej obudowie z filtracją (podczas ogrzewania wytwarza bowiem szkodliwe opary), zaleca się też, by ta obudowa była ogrzewana. Duża kurczliwość sprawia, że większe wydruki potrafią odkleić się od podłoża i wygiąć. ABS można szlifować, polerować czy wygładzać za pomocą oparów acetonu. Do tego ma wysoką temperaturę mięknięcia i nie deformuje się pod obciążeniem.

ASA

Czyli „lepszy ABS". Ma podobne właściwości mechaniczne, ale łatwiej się z niego drukuje, wykazuje niższą podatność na odkształcenia i jest odporny na światło ultrafioletowe i inne niekorzystne czynniki środowiskowe. Materiał ten, podobnie jak ABS, można wygładzać w oparach acetonu – linie warstw znikają, pozostawiając gładkie boki. ASA jest na tyle dobrym materiałem, że nadaje się do produkcji małoseryjnej, gdy zamawianie form wtryskowych zostałoby uznane za nieopłacalne. Stawia podobne wymagania względem drukarki, jak ABS, kosztuje jednak też więcej. Duży problem stanowi jego przywieranie do podłoża.

TPU

Materiał elastyczny, przy czym występuje w różnych klasach elastyczności. Druk wymaga ekstrudera typu Direct Drive, zwłaszcza w przypadku miększych wariantów. Jednak wbrew pozorom TPU potrafi być niemal tak sztywny, jak inne polimery termoplastyczne – po prostu zamiast pękać, jedynie się odkształca, by zaraz wrócić do kształtu oryginalnego. Warstwy przylegają do siebie bardzo dobrze, ale w razie problemów z drukiem TPU przyklei się do dyszy. Niższa temperatura mięknięcia ogranicza nieco jego zastosowania w elektronice, ale mimo to nadaje się on do takich działań, jak prototypowanie klawiatur czy wykonywanie wszelkiego rodzaju uszczelek lub resorów. Ze sztywniejszego TPU drukuje się też obudowy robotów sumo, jako że nie pęka od uderzeń.

W **tabeli 1** zestawiono istotne parametry podstawowych filamentów. Podane wartości są typowe, ale w praktyce filamenty różnych marek i serii mogą mieć inne właściwości – dlatego większość producentów publikuje dokumentację techniczną. Warto nadmienić, że dzieląc wytrzymałość elektryczną przez stałą dielektryczną, a następnie

Tabela 2. Właściwości zaawansowanych filamentów stosowanych w druku 3D

	PLA+	Silk PLA	HIPS	PCTG
Temperatura druku	180...230°C	190...210°C	210...230°C	230...270°C
Temperatura blatu	50...60°C	50...60°C	100...110°C	60...90°C
Temperatura komory	–	–	–	Zalecana (60...80°C)
Temperatura mięknięcia	60°C	60°C	90°C	80...85°C
Wytrzymałość na rozciąganie (wzdłuż warstw)	50...70 MPa	40...50 MPa	20...30 MPa	50...70 MPa
Wytrzymałość na rozciąganie (w poprzek warstw)	15...25 MPa	15...20 MPa	10...15 MPa	50...60 MPa
Stała dielektryczna	2,3...2,8	2,5...3,0	2,5...3,0	3,0...3,2
Wytrzymałość elektryczna	14...16 kV/mm	14...16 kV/mm	16...20 kV/mm	20...25 kV/mm
	PP	**PMMA**	**PVB**	**PET**
Temperatura druku	200...225°C	200...230°C	180...220°C	230...250°C
Temperatura blatu	50...60°C	60...80°C	60...80°C	80...100°C
Temperatura komory	–	–	–	Zalecana (80...100°C)
Temperatura mięknięcia	130...145°C	105°C	80°C	130...145°C
Wytrzymałość na rozciąganie (wzdłuż warstw)	30...40 MPa	60...70 MPa	50...60 MPa	70...80 MPa
Wytrzymałość na rozciąganie (w poprzek warstw)	20...30 MPa	30...40 MPa	20...30 MPa	40...50 MPa
Stała dielektryczna	2,2...2,6	3,0...3,2	3,0...3,5	3,1...3,4
Wytrzymałość elektryczna	12...14 kV/mm	20...25 kV/mm	18...22 kV/mm	22...25 kV/mm

eprasa.pl 02cec464c3

Tabela 3. Właściwości filamentów technicznych stosowanych w druku 3D

	PC	Nylon	POM	PVDE
Temperatura druku	260...280°C	220...260°C	200...220°C	230...250°C
Temperatura blatu	90...110°C	60...80°C	80...100°C	80...100°C
Temperatura komory	Wymagana (80...100°C)	Zalecana (50...70°C)	Zalecana (80...100°C)	Zalecana (80...100°C)
Temperatura mięknięcia	150...160°C	150...170°C	165...175°C	130...140°C
Wytrzymałość na rozciąganie (wzdłuż warstw)	70...80 MPa	50...60 MPa	70...80 MPa	60...70 MPa
Wytrzymałość na rozciąganie (w poprzek warstw)	40...50 MPa	20...30 MPa	40...50 MPa	30...40 MPa
Stała dielektryczna	3,1...3,4	4,0...4,5	3,7...4,0	3,2...3,5
Wytrzymałość elektryczna	22...25 kV/mm	18...22 kV/mm	20...24 kV/mm	22...25 kV/mm
	PEEK	**PEKK**	**PTFE**	**PPS**
Temperatura druku	340...380°C	300...330°C	270...300°C	315...345°C
Temperatura blatu	150...160°C	140...150°C	90...120°C	120...130°C
Temperatura komory	Wymagana (150...160°C)	Wymagana (140...150°C)	Zalecana	Zalecana (100...120°C)
Temperatura mięknięcia	161°C	140°C	260°C	115°C
Wytrzymałość na rozciąganie (wzdłuż warstw)	100...120 MPa	90...100 MPa	50...60 MPa	90...100 MPa
Wytrzymałość na rozciąganie (w poprzek warstw)	50...60 MPa	40...50 MPa	20...30 MPa	40...50 MPa
Stała dielektryczna	3,2...3,6	3,0...3,4	2,0...2,5	3,6...3,9
Wytrzymałość elektryczna	20...25 kV/mm	18...22 kV/mm	14...16 kV/mm	22...25 kV/mm
	PSU		**PEI**	
Temperatura druku	270...300°C		340...380°C	
Temperatura blatu	100...120°C		160...180°C	
Temperatura komory	Zalecana (80...100°C)		Wymagana (160...180°C)	
Temperatura mięknięcia	187°C		215°C	
Wytrzymałość na rozciąganie (wzdłuż warstw)	80...90 MPa		110...120 MPa	
Wytrzymałość na rozciąganie (w poprzek warstw)	40...50 MPa		60...70 MPa	
Stała dielektryczna	3,1...3,4		3,7...4,0	
Wytrzymałość elektryczna	20...24 kV/mm		22...25 kV/mm	

mnożąc przez grubość materiału, można obliczyć maksymalne napięcie przed przebiciem. W celu zachowania marginesu bezpieczeństwa zalecam zakładanie najwyższej stałej i najniższej wytrzymałości – oraz przemnożenie wyniku przez 0,8.

Filamenty zaawansowane

Filamenty używane rzadziej, lecz oferujące pewne unikalne zalety. Są droższe, ale wciąż w zasięgu hobbystów.

PLA+, PLA Pro, Tough PLA

Filamenty PLA z różnymi dodatkami (każdy producent ma swój przepis). Bywają nawet dwa razy droższe od normalnego PLA, oferując przy tym właściwości zbliżone do PETG lub ABS. Ich wytrzymałość na rozciąganie jest niższa niż w przypadku zwykłego PLA, za to odporność na uderzenia wzrasta nawet czterokrotnie (co zademonstrował Stefan z kanału CNC Kitchen). Przyczyna tkwi w obecności dodatków zwiększających plastyczność filamentu – materiał nie jest tak kruchy i pod obciążeniem filament najpierw się rozciąga, zanim pęknie. W kwestii procesu drukowania, zmodyfikowane warianty PLA nie różnią się niczym od standardowego PLA.

Silk PLA

Materiał ozdobny. Dodatki sprawiają, że zwykły polilaktyd staje się bardziej połyskliwy i zyskuje jedwabisty wygląd. Niestety, dzieje się tak kosztem odporności na uderzenia – staje się bowiem jeszcze bardziej kruchy. Z punktu widzenia elektroników nie jest zbyt użyteczny, a jedyne sensowne jego zastosowanie to wydruk przycisków lub znaczków, które będą efektowniej wyglądać. Pod względem druku nie różni się od innych wariantów PLA.

HIPS

Ten filament, stanowiący odmianę polistyrenu, jest używany głównie do drukowania podpór detali wytwarzanych z ABS i ASA w drukarkach wielogłowicowych lub multimateriałowych. Do druku wymaga gorącego blatu (110°C), za to temperatura druku pozostaje zbliżona do PLA. HIPS jest materiałem odpornym na uderzenia, a jego pozostałe właściwości zbliżają się do ABS. Materiał ten może mieć też kontakt z żywnością i często produkuje się z niego opakowania lub tacki.

PCTG

Materiał pokrewny PETG i dzielący z nim wiele właściwości. Ma przy tym jedną wielką przewagę nad PETG: wytrzymałość na rozciąganie w poprzek warstw dorównuje wytrzymałości wzdłuż warstw. PCTG jest nieco bardziej odporny na uderzenia od PETG i jest też od niego bardziej przezroczysty – do tego stopnia, że (z odpowiednimi ustawieniami slicera i przy zastosowaniu dodatkowej obróbki po wydruku) można uzyskać niemal stuprocentową transparentność. To oznacza, że materiał ten nadaje się do przygotowywania „światłowodów" pozwalających przekierować światło diod LED SMD z płytki drukowanej w inną stronę. Natomiast przy użyciu barwionego transparentnego PCTG nie stanowi problemu wydrukowanie filtrów do diod czy wyświetlaczy LED.

eprasa.pl 02cec464c3

Tabela 4. Właściwości zaawansowanych filamentów stosowanych w druku 3D

	PLA + metal	PLA + drewno	CF-PLA	CF-PETG
Temperatura druku	180...230°C	180...230°C	180...230°C	230...250°C
Temperatura blatu	50...60°C	50...60°C	50...60°C	80...90°C
Temperatura komory	-	-	-	Zalecana (50...70°C)
Temperatura mięknięcia	80...90°C	50...55°C	100°C	120...125°C
Wytrzymałość na rozciąganie (wzdłuż warstw)	60...70 MPa (zależy od metalu)	40...50 MPa	80...90 MPa	90...100 MPa
Wytrzymałość na rozciąganie (w poprzek warstw)	30...40 MPa (zależy od metalu)	20...30 MPa	40...50 MPa	50...60 MPa
Stała dielektryczna	2,5...3,0	3,0...3,5	2,0...2,5	2,5...3,0
Wytrzymałość elektryczna	bd.	bd.	bd.	bd.
	PACF	**PAGF**	**PA/PET**	**CFPP**
Temperatura druku	240...260°C	250...270°C	230...250°C	240...260°C
Temperatura blatu	80...90°C	90...100°C	80...90°C	90...100°C
Temperatura komory	Zalecana (50...70°C)	Zalecana (60...80°C)	Zalecana (50...70°C)	Zalecana (50...70°C)
Temperatura mięknięcia	180...190°C	200...210°C	170...180°C	250...260°C
Wytrzymałość na rozciąganie (wzdłuż warstw)	100...120 MPa	120...140 MPa	80...90 MPa	100...120 MPa
Wytrzymałość na rozciąganie (w poprzek warstw)	50...60 MPa	60...70 MPa	40...50 MPa	50...60 MPa
Stała dielektryczna	4,0...4,5	4,5...5,0	3,2...3,5	2,5...3,0
Wytrzymałość elektryczna	bd.	24...27 kV/mm	20...24 kV/mm	bd.
	GFPP		**PC/PBT**	
Temperatura druku	230...250°C		240...260°C	
Temperatura blatu	80...90°C		90...110°C	
Temperatura komory	Zalecana (50...70°C)		Zalecana (80...100°C)	
Temperatura mięknięcia	180...190°C		220...230°C	
Wytrzymałość na rozciąganie (wzdłuż warstw)	90...100 MPa		110...120 MPa	
Wytrzymałość na rozciąganie (w poprzek warstw)	40...50 MPa		50...60 MPa	
Stała dielektryczna	4,0...4,5		3,2...3,5	
Wytrzymałość elektryczna	22...25 kV/mm		20...24 kV/mm	

PP

Polipropylen jest drugim najczęściej używanym tworzywem termoplastycznym na świecie, ale jako filament nie zyskał zbytniej popularności. Pod względem wytrzymałości na rozciąganie wypada bardzo słabo (w testach zamieszczonych na kanale CNC Kitchen parametr ten wyniósł tylko 14 MPa), ale zasadniczo nie pęka, jedynie deformuje się i rozciąga. Polipropylen nadaje się dzięki temu do wykonywania elastycznych zawiasów. Materiał ten jest bezpieczny w kontakcie z żywnością, odporny na wiele odczynników chemicznych, a dodatkowo dobrze znosi temperatury do 100°C – pod wpływem gorąca staje się coraz bardziej elastyczny, bez trwałej deformacji. Dzięki niskiej gęstości materiału pojedyncza szpula jest o 40% bardziej wydajna od szpuli PLA o tej samej masie. PP nadaje się zatem do budowania detali, które powinny być lekkie, odporne na uderzenia, ale niekoniecznie sztywne. Można stosować go w każdej drukarce, ale jako podłoża trzeba użyć bezbarwnej taśmy samoprzylepnej, która też wykonana będzie z polipropylenu – ten materiał do żadnego innego podłoża nie przywiera.

PMMA, akryl, pleksiglas

W formie filamentu nie jest spotykany zbyt często, jego jedyną zaletą jest bardzo wysoka przezroczystość. Drukowanie z PMMA okazuje się trudne i często kończy się niepowodzeniem ze względu na słabe przyleganie do blatu oraz problematyczne spajanie się kolejnych warstw. Jego wysoka przezroczystość nie rekompensuje licznych wad i ograniczeń, dlatego nie zalecam stosowania akrylu w druku 3D. Za to arkusze akrylu, cięte laserowo lub za pomocą frezarki CNC, sprawdzą się świetnie jako elementy obudów i filtry wyświetlaczy.

PVB

Według danych katalogowych wydaje się mniej wytrzymały, ale oferuje nieco większą elastyczność. Drukuje się z nim łatwo, a do tego można wygładzić go oparami alkoholu. Oznacza to jednak, że przed drukowaniem nie można czyścić blatu alkoholem izopropylowym, bo jego opary mogą częściowo rozpuścić filament jeszcze przed startem programu. Jeden z youtuberów w taki właśnie sposób „uzyskał" całą szpulę... trwale sklejonego PVB.

PET, BPET, HTPET

PET, czyli PETG bez glikolu, jest bardzo dobrym filamentem do prototypów i produktów narażonych na niekorzystny wpływ otoczenia. Stawia jednak wyższe wymagania drukarce, niszczy blaty ze szkła i te pokryte PEI, nawisy są w jego przypadku jeszcze gorsze niż w PETG, a wsporniki – trudniejsze do usunięcia. Za to jest dość łatwo dostępny i tańszy od bardziej zaawansowanych materiałów.

Filamenty techniczne

Te filamenty są mniej popularne wśród amatorów, gdyż stawiają większe wymagania wobec drukarek oraz mają nieco wyższą cenę. W zamian oferują lepsze właściwości i są bardziej użyteczne, nawet w małoseryjnej produkcji części.

eprasa.pl 02cec464c3

PC, poliwęglan

Poliwęglan jest przezroczystym polimerem o wyjątkowo dużej sztywności i odporności. Od drukarki 3D wymaga bardzo dużo, gdyż do procesu drukowania trzeba zapewnić temperaturę ponad 300°C. W zamian za to mięknie dopiero w temperaturze ponad 150°C, co czyni go świetnym wyborem do obudów, kanałów wentylacyjnych i innych elementów, które mogą być narażone na wysoką temperaturę pochodzącą od komponentów elektronicznych dużej mocy. O jego wytrzymałości niech zaświadczy fakt, że z poliwęglanu produkuje się szyby kuloodporne.

Nylon

Nylon występuje w kilku różnych odmianach. Podstawowe typy to PA6, PA6.6 i PA12. Z użyciem PA6 drukuje się nieco łatwiej, a materiał mniej kurczy się w czasie krzepnięcia. PA6.6 oferuje większą odporność na wysokie temperatury i ścieranie oraz lepszą stabilność wymiarów. Za to PA12 zmniejsza jeden z głównych problemów nylonu – jego ekstremalną higroskopijność. Nylon jako filament stanowi jeden z najlepszych materiałów do druku elementów mechanicznych, kół zębatych i innych części poddawanych obciążeniom. Lekko elastyczny, okazuje się przy tym bardzo wytrzymały na uderzanie i rozciąganie. Jest też odporny chemicznie. Drukowanie wymaga użycia zarówno zamkniętej obudowy, jak i suszarki do filamentu, gdyż bez tego już po kilku godzinach nylon wchłonie tyle wody, że z dyszy będzie buchać para wodna, a sam wydruk straci sporo na jakości.

POM, delrin

Delrin okazuje się bardzo dobrym materiałem do obróbki skrawaniem i bywa często używany przy wykonywaniu elementów mechanicznych, takich jak łożyska ślizgowe. Delrin jest bardzo śliskim tworzywem, a przy ścieraniu tworzy mikrocząsteczki, które zachowują się niczym smar. Natomiast POM należy do filamentów bardzo trudnych w użyciu – nie przywiera do niczego, więc jedyną opcją podczas druku z jego użyciem pozostaje pokrycie podłoża grubszym papierem lub drewnem, a następnie dosłowne wprasowanie pierwszej warstwy w to podłoże. POM ma niską temperaturę topnienia, ale wymaga zamkniętej, wręcz hermetycznej obudowy, gdyż w procesie druku uwalnia formaldehyd (którego wyemituje bardzo dużo, jeśli temperatura głowicy przekroczy 230°C). Ponadto bez zamkniętej obudowy ddelrin będzie nierównomiernie krzepł, przez co rozwarstwi się, rujnując wydruk. W zamian za to okazuje się jednak najlepszym materiałem do produkcji elementów mechanicznych, zwłaszcza przekładni zębatych i krzywek.

PVDF, kynar

Krewny teflonu, oferujący bardzo dobre właściwości mechaniczne i bardzo wysoką odporność nawet na agresywne chemikalia. Jedną drobną wadą jest fakt, że przegrzany uwalnia cały wachlarz toksycznych substancji, od cyjanowodoru po kwas fluorowy, który wnika przez skórę i rozpuszcza kości.

PEEK i PEKK

Jedne z najdroższych filamentów dostępnych na rynku. Pod każdym względem są też najlepszymi filamentami dostępnymi dla drukarek 3D. Bardzo wytrzymałe, wysoce odporne na najróżniejsze chemikalia oraz na promieniowanie, nadają się do drukowania części maszyn przemysłowych. Niestety, stawiają też równie ekstremalne oczekiwania wobec drukarek – wymagana temperatura druku sięga aż 400°C. PEEK i PEKK w elektronice sprawdzą się wszędzie tam, gdzie temperatura przekracza 200°C, a warunki środowiskowe są raczej skrajne.

PTFE

Potocznie zwany teflonem. Polimer ten – ze względu na małe tarcie – używany jest w drukarkach 3D jako rurka łącząca ekstruder z głowicą drukującą. Nie jest to materiał wytrzymały mechanicznie, ale zapewnia doskonałą odporność chemiczną i tolerancję na wysokie temperatury. Oferuje też świetne właściwości elektryczne, dlatego stosuje się go w elektronice jako materiał izolacyjny. Drukowanie PTFE okazuje się trudne, bo wymaga on wysokiej temperatury, a dodatkowo w tej właśnie wysokiej temperaturze rozkłada się, emitując toksyczne związki. Dlatego w standardowych głowicach drukujących, w których rurka PTFE sięga aż do dyszy, maksymalna temperatura druku nie powinna przekraczać 250...260°C.

PPS

Filament tańszy od PEEK i PEKK, o parametrach porównywalnych z nylonem, ale chemicznie odporny na wszystko. Można go gotować w aqua regia (woda królewska). Wymagania odnośnie do parametrów druku są relatywnie niskie, jak na tak wytrzymały superpolimer.

PSU

Polisulfon ma właściwości mechaniczne zbliżone do nylonu, ale zachowuje swój kształt nawet przy temperaturze przekraczającej 180 stopni. Jest też odporny na chemikalia i promieniowanie. Można go umieścić w autoklawie. Jeśli aż takie właściwości nie są potrzebne, lepszym wyborem będzie jednak nylon.

PEI, ultem 9085

Drugi po PEEK pod względem wytrzymałości, a przy tym tańszy. Charakteryzuje go świetna dokładność wymiarowa, odporność na chemikalia czy promieniowanie. Materiał ten ma jedną z najwyższych temperatur mięknięcia, ale to oznacza równie wysoką temperaturę drukowania.

Filamenty kompozytowe

Zwykły filament można wzbogacić o różne dodatki, zmieniając go w kompozyt o unikalnych właściwościach. W większości przypadków filament kompozytowy wymaga stosowania utwardzonej dyszy, gdyż użyty w nim dodatek zwykłą mosiężną dyszę zeszlifuje w trakcie druku, zmieniając średnicę otworu, co doprowadzi do problemów z jakością i dokładnością wydruku.

PLA + metal

Dodanie do zwykłego PLA opiłków metalu pogarsza jego właściwości mechaniczne, ale zmienia go w świetny materiał ozdobny.

REKLAMA

eprasa.pl 02cec464c3

PLA z dodatkiem żelaza jest ferromagnetyczny. PLA ze stalą da się wypolerować na wysoki połysk. PLA z dodatkiem mosiądzu, brązu lub miedzi wygląda bardzo dobrze i bardzo ładnie śniedzieje. Nie są to filamenty łatwo dostępne w Polsce, a dla samego wyglądu lepiej kupić zwykłe PLA w stosownym kolorze lub/i użyć farby. Brakuje też informacji na temat efektywności PLA z dodatkiem metalu w roli ekranowania RF. Jednak nawet jeśli materiał ten nadawałby się na ekranowanie, to wysoka cena podobnych kompozytów – w połączeniu z dużą masą – czyniłyby je nieekonomicznym rozwiązaniem.

PLA + drewno

Kolejny kompozyt ozdobny, ale tym razem dodatek drewna czyni go łatwo poddającym się bejcowaniu i lakierowaniu. „Drzewne" PLA występuje też w formie barwionego tworzywa.

PLA świecące w ciemności

Materiał nieco absurdalny... PLA z dodatkiem barwnika fluorescencyjnego wymaga utwardzonej dyszy do drukowania, a do tego, by świecił mocno w ciemności, potrzeba naświetlania ultrafioletem, co z kolei sprawia, że sam polilaktyd rozpada się i starzeje.

CF-PLA

Jest to polilaktyd z dodatkiem włókna węglowego. Oferuje większą sztywność i dokładność zachowania wymiarów, także nawisy i mostki drukują się jeszcze lepiej. Pod innymi względami nie różni się od zwykłego PLA.

CF-PETG

Dodanie włókna węglowego do PETG rozwiązuje jego dwa problemy: tendencję do wyginania się oraz trudności z drukowaniem nawisów i mostków bez podparcia. Zwiększa też sztywność tego nieco elastycznego polimeru. Jest świetnym wyborem do wykonywania funkcjonalnych części i prototypów, a przy tym bardzo ładnie wygląda.

PACF, CF-nylon

Generalnie lepszy materiał od zwykłego nylonu, ale mimo wszystko bardziej kłopotliwy. Włókno węglowe eliminuje główną wadę nylonu, czyli jego elastyczność, ponadto wzmacnia i stabilizuje ten polimer oraz o 80% redukuje jego tendencję do odkształcania się. Ale za to wymaga dużo mocniejszej grzałki w głowicy drukującej, by warstwy dobrze stopiły się ze sobą. Włókno węglowe dodatkowo sprawia, że powierzchnia nylonu nie jest już tak gładka i śliska.

PAGF, GF-nylon

Nylon z dodatkiem włókna szklanego. Z tego materiału produkuje się bardzo wytrzymałe części maszyn, w tym nawet elementy broni palnej czy obudowy elektronarzędzi. Jako filament również oferuje wysoką wytrzymałość, a także wyższą od zwykłego nylonu odporność na temperatury. Do druku wymaga wyższych temperatur i utwardzonej dyszy, najlepiej z kamieniem szlachetnym, gdyż włókno szklane jest świetnym materiałem ściernym. Za to wydruki zachowują kształt i wymiary lepiej nawet, niż ma to miejsce w przypadku nylonu z włóknem węglowym. Do tego PAGF jest tańszy. Ten filament może stanowić alternatywę dla aluminium obrabianego skrawaniem.

PA/PETG, Tough PETG, Low temperature Nylon

Połączenie nylonu i PETG tworzy materiał sztywniejszy i wytrzymalszy, pozwala na druk w niższej temperaturze niż zwykły nylon, ale sam proces drukowania staje się problematyczny ze względu na wysoką kurczliwość i gorsze przywieranie do blatu.

CFPET

Łączy wszystkie zalety PET z większą sztywnością i lepszą jakością nawisów oraz mostków. Tańszy niż większość innych kompozytów.

GFPP

Polipropylen z włóknem szklanym stosowany jest do produkcji części maszyn przemysłowych od wielu lat. Jako filament dziedziczy wszystkie wady zwykłego polipropylenu, przy czym jeszcze je pogłębia. W zamian za to części z GFPP są bardziej wytrzymałe, sztywniejsze i pod wieloma względami dużo lepsze.

PC/PBT

Filament, który łączy poliwęglan z biopolimerem dodającym plus do PLA+. Ta kombinacja obniża temperaturę druku do poziomu dostępnego dla wszystkich drukarek. Zaleca się druk w ogrzewanej obudowie i wielogodzinne suszenie filamentu przed drukowaniem. W zamian za to otrzymujemy parametry zbliżone do trudniejszego w użyciu czystego poliwęglanu, przy przystępnej cenie. Nie jest to jednak materiał przezroczysty.

Zakończenie

Asortyment dostępnych filamentów do drukarek 3D jest bardzo bogaty. Nie wymieniłem tutaj każdego dostępnego materiału i nie podałem każdego kompozytu. Skupiłem się na materiałach relatywnie łatwo dostępnych, a z punktu widzenia elektronika najbardziej użytecznych. W następnej części zapoznamy się bliżej z procesem druku filamentowego, jego ograniczeniom, zagadnieniom projektowania elementów z uwzględnieniem tych ograniczeń oraz poznamy bliżej kluczowe elementy drukarki 3D.

Paweł Kowalczyk, EP

REKLAMA

Kurs programowania mikrokontrolerów Megawin

Na łamach „Elektroniki Praktycznej" publikujemy pierwszy na świecie kurs podstaw programowania interesujących, budżetowych mikrokontrolerów z rdzeniem ARM Cortex-M3 firmy Megawin.

Odcinki 1 i 2 przeczytasz w wydaniach EP 05/2024 i EP 06/2024 https://ulubionykiosk.pl

eprasa.pl 02cec464c3

Uzupełnij swoją ofertę kabli i przewodów najwyższej jakości osprzętem kablowym

Marka HELUKABEL to nie tylko producent wysokiej jakości standardowych i specjalistycznych kabli oraz przewodów. W ofercie firmy znajduje się również szeroka gama osprzętu kablowego obejmująca dławiki kablowe, systemy ochrony kabli oraz osprzęt uzupełniający.

Więcej informacji:
HELUKABEL
Na wszystkie pytania związane z ofertą osprzętu kablowego odpowie nasz Product Manager.
Piotr Szymkiewicz, tel. 885200084
piotr.szymkiewicz@helukabel.pl, helukabel.pl

Właściwe zabezpieczenie przewodów wprowadzanych do wnętrza obudowy urządzenia bądź szafy sterowniczej ma fundamentalne znaczenie dla niezawodności sprzętu. Wysokiej jakości dławiki kablowe, odciążki, zaślepki, węże osłonowe czy wkładki uszczelniające współtworzą system odpowiedzialny nie tylko za zachowanie wymaganej szczelności (a więc ochrony środowiskowej przed wilgocią, pyłem czy też agresywnymi oparami chemicznymi), ale także za ochronę przewodów przed uszkodzeniami mechanicznymi. W artykule zebraliśmy wybrane kategorie z szerokiej oferty osprzętu kablowego marki Helukabel – warto przy tym dodać, że kompletna oferta firmy obejmuje ponad 27 tysięcy odmian kabli i przewodów oraz przeszło 5700 produktów w portfolio osprzętu kablowego.

HELUTOP® HT – dławiki z tworzywa. Produkowane z poliamidu PA6 i wyposażone w uszczelkę z kauczuku chloroprenowego (CR), zapewniają stopień ochrony IP 66 oraz IP 68 (przy ciśnieniu do 5 barów).

HELUTOP® HT-K – dławiki z tworzywa ze zintegrowaną spiralą odporną na zgięcia i pełniącą rolę odciążki przewodu. Pod względem konstrukcyjnym stanowią rozbudowaną wersję dławików z serii HELUTOP® HT, są wyposażone w uszczelkę z kauczuku chloroprenowego (CR).

HELUTOP® HT-MS – dławiki mosiężne, niklowane, łatwe w montażu i zapewniające dużą powierzchnię dociskającą. Przeznaczone do zastosowań standardowych, które zapewniają stopień ochrony IP 66 oraz IP 68 (przy ciśnieniu do 5 barów), zaś zakres temperatur pracy mieści się w przedziale od –20°C do +100°C, krótkotrwale od –40°C do +150°C.

HELUcond PE – węże osłonowe z tworzywa do podstawowych aplikacji z kablami o małych naprężeniach mechanicznych. Wykonane z bezhalogenowego, modyfikowanego polietylenu o klasie palności HB wg UL 94. Wykazują odporność chemiczną na substancje zasadowe i mogą pracować w temperaturach od –40°C do +70°C (krótkotrwale +90°C).

Fotografia 1. Dławiki z mosiądzu niklowanego (seria HELUTOP HT-MS)

Fotografia 2. Węże osłonowe z serii HELUcond PA6-S

HELUcond PA6-S – węże osłonowe z modyfikowanego poliamidu PA 6 do zastosowania z kablami o średnich i dużych naprężeniach mechanicznych. Mogą pracować w temperaturach otoczenia od –40°C do +120°C (krótkotrwale do +150°C). O klasie palności V2 wg UL 94.

HSSV – seria łączników z tworzywa sztucznego, przeznaczonych do szybkiego montażu węży osłonowych, o stopniu ochrony IP 66 i klasie palności V0 wg UL 94. Kompatybilne z wężami osłonowymi serii HELUcond.

HSSV-ZE – kombinacja łączników z dławikiem z tworzywa sztucznego. Zapewniają stopień ochrony IP65 i mogą pracować w temperaturach od –25°C do +100°C. Kompatybilne z wężami osłonowymi z serii HELUcond.

KM-EMV – przeciwnakrętki mosiężne, niklowane z krawędziami tnącymi stosowane do bezpiecznego montażu dławików EMC. Zapewniają trwałe połączenie, mechaniczne umożliwiając jednocześnie przecinanie powłok malowanych w obudowach metalowych. Dopuszczalna temperatura pracy sięga +200°C.

HELUTOP® HT-MFDE – seria wielootworowych wkładek uszczelniających z kauczuku butadienowo-akrylonitrulowego (NBR). Produkty przeznaczone są do zastosowania z dławikami serii HELUTOP® HT wykonanymi z poliamidu lub mosiądzu. Umożliwiają wygodne wprowadzanie wielu przewodów wielożyłowych do wspólnego dławika, przy zachowaniu stopnia ochrony zapewnianego przez współpracujący element dławiący.

RE-PA – redukcje wykonane z poliamidu, pozwalające na wygodne przejście z dużego do małego rozmiaru gwintu. Zwiększają elastyczność doboru komponentów i ułatwiają zachowanie spójności w zakresie rozmiarów oraz typu stosowanego osprzętu kablowego.

VSK-PA – zaślepki wykonane z poliamidu, przeznaczone do zabezpieczania niewykorzystanych otworów montażowych przed wnikaniem wilgoci, pyłu i innych zanieczyszczeń do wnętrza obudowy urządzenia. Zapewniają stopień ochrony na poziomie IP 54, mogą pracować w temperaturach od –40°C do +100°C.

eprasa.pl 02cec464c3

Przewody płaskie i taśmy FPC/ FFC w praktyce konstruktora

Miniaturyzacja urządzeń elektronicznych – w szczególności sprzętu komputerowego i fotograficznego, elektroniki ubieralnej czy urządzeń mobilnych – przyczyniła się do znaczącego wzrostu popularności połączeń płytka-płytka, realizowanych za pomocą przewodów FFC oraz taśm FPC. Konwencjonalne wiązki kablowe są natomiast szeroko stosowane w dużych systemach, które zazwyczaj dają projektantom znacznie większą swobodę prowadzenia okablowania wewnątrz obudowy urządzenia lub szafy instalacyjnej. W lipcowym numerze „Elektroniki Praktycznej" bierzemy pod lupę praktyczne zagadnienia związane z aplikacjami przewodów taśmowych w nowoczesnych urządzeniach elektronicznych.

Podjęcie właściwych decyzji projektowych w kwestii oprzewodowania wewnętrznego zdecydowanie nie kończy się na określeniu ilości dostępnej przestrzeni i geometrii docelowej wiązki lub taśmy – pod uwagę trzeba bowiem wziąć szereg czynników elektrycznych, mechanicznych, środowiskowych oraz materiałowych, a dodatkową komplikację stanowią wymogi EMC oraz kwestie integralności sygnałów. Tematyka okablowania wewnętrznego urządzeń, tak bliska praktykującym elektronikom (zarówno projektantom, jak i serwisantom), jest niezwykle szeroka – dlatego też w artykule przyjrzymy się wybranym zagadnieniom związanym z rodzajami stosowanych przewodów oraz kompatybilnych z nimi złączy.

Znaczenie okablowania wewnętrznego we współczesnej elektronice

Choć wiele produkowanych obecnie urządzeń elektronicznych bazuje na pojedynczej płytce drukowanej, odgrywającej jednocześnie rolę mechanicznego nośnika dla wszystkich złączy zastosowanych w danym produkcie, to zdecydowanie częściej mamy jednak do czynienia z sytuacją, w której konstrukcja bazuje na kilku modułach wymagających zastosowania odpowiednich połączeń pomiędzy poszczególnymi płytkami. Pierwszy z brzegu przykład to dowolne urządzenie mobilne – choć w ekstremalnie ciasnych przestrzeniach obudów współczesnych smartfonów czy smartwatchy nie ma zwykle miejsca na choćby jeden zwykły przewód, to w istocie każde z tych urządzeń składa się z co najmniej kilku podzespołów: płyty głównej, wyświetlacza, kamer, czy różnego rodzaju modułów pomocniczych (**fotografia 1**). Jedynym słusznym rozwiązaniem, umożliwiającym ich połączenie w jeden system, okazują się płaskie przewody taśmowe, w znakomitej większości (jeśli nie we wszystkich przypadkach) realizowane obecnie za pomocą technologii FPC. Rzecz jasna w większych sprzętach (np. sterownikach PLC, kontrolerach urządzeń HVAC i wielu innych) istnieje możliwość stosowania bezpośrednich połączeń płytka-płytka (realizowanych np. z użyciem listew rastrowych typu goldpin metodą na tzw. „kanapkę"), ale gdy zachodzi potrzeba dołączenia wyświetlacza, klawiatury membranowej, czy osobnej płytki z zamontowanymi złączami (a umieszczonej z dala od płyty głównej), z pomocą znów przychodzą połączenia taśmowe. W tym przypadku mówimy już jednak najczęściej o przewodach typu FFC. Czym różnią się dwie wymienione technologie?

Fotografia 1. Wnętrze smartfona z widocznymi taśmami FPC (uniesiona pęsetą część ukazuje gniazdo Mezzanine znajdujące się na PCB tuż obok modułu kamery)

FPC vs FFC – podobne założenia, diametralnie różne realizacje

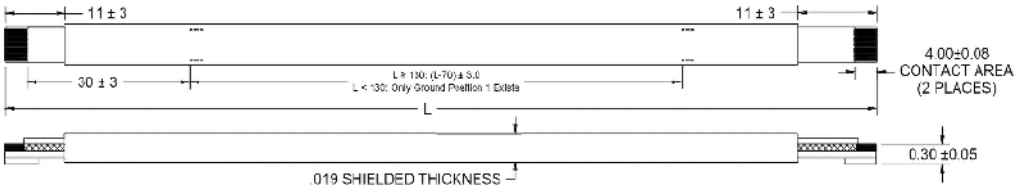
W obydwu przypadkach mamy do czynienia z płaskimi strukturami, w ramach których połączenia elektryczne realizowane są za pomocą metalowych ścieżek naniesionych na dielektryczne podłoże o wysokiej elastyczności, ale – co ważne – bardzo „niechętnie" poddające się rozciąganiu. I właśnie te cechy – duża podatność na zginanie oraz mała na naprężenia rozciągające – stanowią o możliwości zastosowania przewodów FPC i FFC w aplikacjach wymagających dużej ruchomości jednego podzespołu względem pozostałych bloków danego urządzenia bądź maszyny.

Przewody FFC (ang. Flexible Flat Cable) są zwykle dostarczane jako gotowe taśmy z wytworzonymi na obydwu końcach złączami krawędziowymi w postaci odsłoniętych pól kontaktowych, pokrytych odpowiednim materiałem zapobiegającym korozji i zwiększającym przewodnictwo elektryczne (**fotografia 2**). Wszyscy czołowi producenci złączy dla branży elektronicznej (jak i wiele mniejszych firm operujących na tym rynku) oferują rozbudowane serie produktowe, w ramach których konstruktorzy mogą wybierać konkretne modele różniące się kilkoma głównymi parametrami, takimi jak:

1. **Długość** – podawana zwykle jako wymiar całkowity, tj. z uwzględnieniem pól kontaktowych (**rysunek 1**). Warto pamiętać, że parametr ten jest zwykle określany z dość dużą tolerancją, np. 30 mm ±2 mm (co daje w istocie przeszło 6-procentowy rozrzut produkcyjny). Pozornie taki zakres wydawać się może dość wąski. W niektórych przypadkach – właśnie z uwagi

Fotografia 2. Przykładowa taśma FFC ze złoconymi stykami (http://tinyurl.com/3kmpfmzw)

eprasa.pl 02cec464c3



Rysunek 1. Sposób oznaczania długości przewodów FFC (http://tinyurl.com/5bbm3zp7)

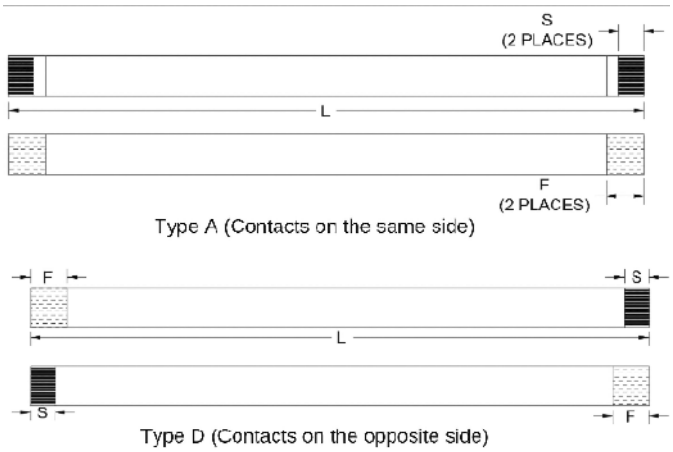
na wspomniany, niemal całkowity brak podatności na rozciąganie osiowe – taka wąska tolerancja może jednak okazać się pewnym problemem, zwłaszcza jeżeli na etapie projektowania mechanicznego konstruktor nie zapewni niewielkiego luzu i ustawi wymiary oraz geometrię ścieżki prowadzenia przewodu „na styk". Z drugiej strony: samo zaprojektowanie ułożenia przewodu FPC/FFC wewnątrz obudowy urządzenia także jest swego rodzaju sztuką – zbyt duży naddatek długości taśmy może w pewnych sytuacjach jeszcze bardziej utrudniać estetyczne i funkcjonalne poprowadzenie przewodu, a w skrajnych przypadkach wręcz zwiększać ryzyko samoczynnego odblokowania współpracującego z nim złącza ZIF.

2. **Liczba żył** – typowe przewody FPC występują w wersjach o parzystej liczbie żył, zwykle od 4 (lub 6) do 50, z krokiem co 2.
3. **Raster** – każda taśma FPC dostępna na rynku ma określony raster styków, tj. rozstaw pomiędzy środkami sąsiadujących pól kontaktowych. Co ważne – nie zawsze wartość ta odpowiada ułożeniu samych żył, gdyż (dość rzadko) zdarzają się też modele gotowych przewodów taśmowych, w których (przynajmniej z jednej strony) ścieżki „zagęszczają się" lub „rozrzedzają" w miarę zbliżania do końca taśmy (**fotografia 3**). Klasycznym przykładem takiego rozwiązania – którego celem jest realizacja funkcji adaptera, czyli przejściówki pomiędzy dwoma złączami ZIF/Non-ZIF o różnych rastrach – mogą być przewody stosowane do łączenia modułów kamer płytkowych z minikomputerami Raspberry Pi Zero (**fotografia 4**). Warto dodać, że w omawianych przypadkach technologia wykonania przewodu bazuje na podłożu kaptonowym, co plasuje ją w kategorii FPC, a nie wśród klasycznych, prostych łączówek FFC.
4. **Ułożenie styków** – standardowe taśmy FFC niemal zawsze występują w dwóch odmianach, określanych często mianem „Type A" oraz „Type D" (**rysunek 2**). Te pierwsze mają odsłonięte styki umieszczone na tej samej powierzchni przewodu, podczas gdy w drugich pola kontaktowe znajdują się po przeciwnych stronach taśmy. Zróżnicowanie takie daje projektantom niebywałą swobodę w doborze rodzaju przewodu do określonego ustawienia złączy na obu współpracujących ze sobą płytkach. Niestety, opisywane rozwiązanie niesie z sobą także spore ryzyko pomyłek i może okazać się pułapką dla konstruktorów, którzy po raz pierwszy implementują połączenia taśmowe w swoim projekcie.

Fotografia 4. Taśma-adapter umożliwiająca podłączanie kamer płytkowych do minikomputerów Raspberry Pi Zero (http://tinyurl.com/va7htdup)

Znaczna część opisanych powyżej zagadnień dotyczy także przewodów FPC (ang. Flexible Printed Circuit), które jednak – jak sama nazwa wskazuje – wyewoluowały ze sztywno-giętkich płytek drukowanych (ang. rigid-flex PCB). Przewód FPC można zatem traktować jako „przedłużenie" właściwego obwodu drukowanego – wąski pas materiału bazowego wyprowadza potrzebne ścieżki na ściśle określoną przez projektanta odległość, zaś zakończeniem takiego przewodu mogą być zarówno styki krawędziowe (analogicznie z klasyczną taśmą FFC), jak i wlutowane na usztywnioną część obwodu złącza typu *Mezzanine* (określane czasem nieprecyzyjnie jako złącza płytka-płytka) – patrz **fotografia 5**. W owej dowolności projektowej (pod względem geometrii części „taśmowej") tkwi właśnie największa przewaga technologii FPC nad FFC – w pierwszym przypadku przewód może bowiem niemal dowolnie zakręcać, zmieniać swoją szerokość, rozdzielać się

Fotografia 3. Przykładowe adaptery wykonane w technologii FPC (https://tinyurl.com/4db83v5m)



Rysunek 2. Dostępne odmiany taśm FFC zróżnicowane pod względem położenia styków (http://tinyurl.com/5ywp5tpf)

Fotografia 5. Przykładowe zastosowania złączy typu Mezzanine (http://tinyurl.com/mspxvfnp)

Fotografia 6. Niestandardowy kabel FPC wyposażony w otwory montażowe (http://tinyurl.com/5yys7kj3)

eprasa.pl 02cec464c3

Fotografia 7. Zastosowanie customowego projektu ścieżek przewodu FPC w celu zwiększenia dopuszczalnego amperażu (http://tinyurl.com/yb9knx8z)

na mniejsze „wiązki", a nawet integrować dodatkowe elementy czy np. otwory montażowe (**fotografia 6**). Mało tego – obwody FPC dają konstruktorowi pełną swobodę w kształtowaniu integralności sygnałowej, gdyż nic nie stoi na przeszkodzie, by w ramach wysuniętego na zewnątrz fragmentu płytki zrealizować np. pary różnicowe o ściśle kontrolowanej impedancji, czy też zoptymalizować geometrię ścieżek w celu wyrównania czasów propagacji sygnałów w szybkich magistralach. Znacznie częściej natomiast można spotkać jeszcze inne zastosowanie niestandardowych układów ścieżek biegnących w taśmie FPC, mianowicie poszerzenie niektórych połączeń w taki sposób, że każde z nich współpracuje z kilkoma sąsiadującymi stykami złącza (**fotografia 7**), co umożliwia efektywne prowadzenie linii zasilających o wysokich wymaganiach pod względem amperażu. Pamiętać należy bowiem, że typowe złącza ZIF/Non-ZIF mają raczej przeciętną obciążalność, a zrównoleglenie połączeń pozwala proporcjonalnie zwiększyć dopuszczalny rating prądowy. Takie rozwiązanie bywa szeroko stosowane m.in. do podłączania modułów sterujących silnikami czy też głowicami drukarek termicznych, które z natury rzeczy okazują się bardzo „prądożerne" (**fotografia 8**).

Fotografia 8. Mechanizm termiczny wyposażony w taśmę FPC z wyraźnie widocznymi poszerzeniami ścieżek przenoszących duże obciążenia (http://tinyurl.com/4u4zap2h)

Zalety taśm FPC/FFC

Jak już wspomnieliśmy, główne zalety połączeń realizowanych z użyciem płaskich przewodów taśmowych wynikają z ich elastyczności oraz bardzo małej grubości całkowitej. Oprócz aplikacji w oczywisty sposób korzystających z możliwości swobodnego kształtowania geometrii przebiegu okablowania (takich jak korpusy – patrz **fotografia 9** – i obiektywy aparatów fotograficznych, smartfony czy urządzenia ubieralne), ogromnie ważną kategorią zastosowań omawianych taśm są także wszelkiego rodzaju precyzyjne zespoły ruchome. Każdy, kto miał okazję otwierać obudowę skanera dokumentów, drukarki atramentowej, bądź napędu optycznego, z pewnością od razu skojarzy liczne połączenia zrealizowane właśnie za pomocą taśm FPC lub FFC. Nie ma w tym nic dziwnego – żaden inny rodzaj wiązki kablowej nie jest w stanie dorównać taśmom niezawodnością i elastycznością w warunkach powtarzalnych, bardzo częstych i (nierzadko) szybkich ruchów liniowych. Kluczem do uzyskania wspomnianej niezawodności jest jednak odpowiednie ułożenie i zabezpieczenie przewodu – pamiętać bowiem należy, że o ile taśmy okazują się niemal niewrażliwe na częste zginanie (przy zachowaniu odpowiednio dużego promienia gięcia, najlepiej w sposób oparty na swobodnym układaniu się przewodu w czasie ruchu), to zdecydowanie gorzej akceptują one jakiekolwiek przesunięcia bądź rotacje pomiędzy osiami złączy znajdujących się na obydwu końcach tej samej taśmy. Ogólna zasada w przypadku projektowania zespołów ruchomych korzystających z prostych taśm FPC/FFC jest zatem następująca: najlepiej, aby osie gniazd znajdowały się dokładnie w tej samej płaszczyźnie, a same końce taśmy powinny być dodatkowo zabezpieczone (umocowane do podstawy współpracujących płytek drukowanych lub statycznej konstrukcji urządzenia) w sposób uniemożliwiający przenoszenie obciążeń na same gniazda. Rzecz jasna, im dłuższa taśma, tym bardziej będzie ona „tolerancyjna" pod względem wspomnianych rotacji i przesunięć, ale tak czy inaczej należy pamiętać, że przewody FPC/FFC „nie lubią" ruchu innego, niż (odpowiednio łagodne) zginanie w kierunku równoległym do ich krótszego wymiaru. W praktyce można wprawdzie spotkać się z fabrycznie pozaginanymi kablami FFC (**fotografia 10**), jednak taka metoda prowadzenia połączeń sprawdza się tylko i wyłącznie w zastosowaniach statycznych, w których formowanie przewodu następuje tylko raz i w normalnej eksploatacji pozostaje on cały czas w tej samej pozycji.

Fotografia 10. Przewody FFC z fabrycznie wykonanymi zagięciami (https://tinyurl.com/35b2f3vr)

Fotografia 9. Widok wnętrza korpusu lustrzanki z licznymi taśmami FPC i obwodami rigid-flex (http://tinyurl.com/9m7c293k)

Fotografia 11. Złącza ZIF z aktuatorem w postaci przesuwnej obejmy (http://tinyurl.com/35cu5st2)

eprasa.pl 02cec464c3

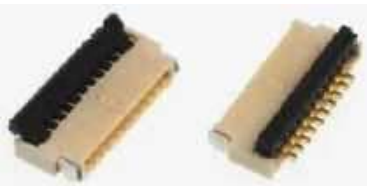
Złącza ZIF vs. non-ZIF

W zaprezentowanym dotychczas opisie wielokrotnie odwoływaliśmy się do pojęcia złączy ZIF oraz – stojących w konstrukcyjnej opozycji do nich – gniazd Non-ZIF. Określenie to dotyczy sposobu obsługi złączy, a konkretniej rzecz ujmując: siły wymaganej do połączenia usztywnionej części stykowej taśmy ze stykami gniazda znajdującego się na płytce drukowanej.

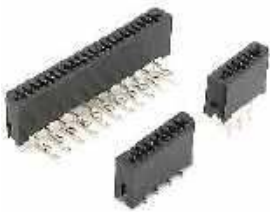
Fotografia 12. Złącze ZIF z aktuatorem w postaci klapki umieszczonej z przodu korpusu (http://tinyurl.com/4wnzvnth)

Złącza ZIF (Zero Insertion Force), jak sama nazwa wskazuje, umożliwiają umieszczenie końcówki taśmy w slocie gniazda praktycznie bez żadnego wysiłku – właściwy docisk styków, niezbędny do uzyskania pewnego i trwałego połączenia elektrycznego, jest bowiem realizowany niejako „w drugim ruchu", poprzez zmianę pozycji niewielkiego aktuatora (zwykle w formie cienkiej obejmy, umieszczonej tuż przy wejściu do slotu bądź podłużnej klapki znajdującej się z przodu lub – rzadziej – z tyłu złącza) – patrz **fotografie 11...13**. Takie rozwiązanie ma szereg zalet – niemal do zera redukuje ryzyko uszkodzenia (złamania) taśmy podczas podłączania do gniazda, ułatwia operowanie w niektórych sytuacjach (np. w trudniej dostępnych miejscach obudowy), a ponadto zapewnia deterministyczną blokadę mechaniczną, uniemożliwiającą (lub znacznie utrudniającą) przypadkowe wysunięcie taśmy ze złącza.

W gniazdach typu Non-ZIF kontakt elektryczny styków złącza z polami przewodzącymi taśmy uzyskuje się poprzez zastosowanie styków sprężynujących i – co bardzo ważne – te same elementy zapewniają także mechaniczne mocowanie przewodu w slocie gniazda. Oznacza to, że do wykonania połączenia konieczne jest wciśnięcie taśmy w szczelinę złącza z odpowiednią siłą, jednak po zrealizowaniu tej operacji nie mamy już zwykle żadnego innego mechanizmu zabezpieczającego pozycję taśmy w gnieździe. Z tego względu konstrukcja złączy Non-ZIF okazuje się bardziej „pancerna" (musi bowiem przenosić znacznie większe siły podczas obsługi niż analogiczne złącza ZIF), a wiele komponentów z tej kategorii produkowanych jest w technologii THT (choć oczywiście nie stanowi to uniwersalnej reguły – patrz **fotografia 14**). Obsługa opisywanych elementów pozostaje nieco prostsza (pod względem liczby ruchów koniecznych do wykonania przez montażystę), ale – niestety – zastosowana technologia nie zapewnia tego samego poziomu niezawodności, co złącza ZIF, z natury rzeczy wyposażone w deterministycznie działający mechanizm blokujący. Nie sugerujemy tu rzecz jasna, że złącza Non-ZIF niosą oczywiste i nieuniknione ryzyko przypadkowego rozłączenia – w ostatecznym rozrachunku to umiejętności i uważność konstruktora decydują o ewentualnych niebezpieczeństwach, gdyż w praktyce takie samo (a nawet większe) znaczenie dla niezawodności urządzenia, jak rodzaj zastosowanego złącza, ma sposób poprowadzenia i zabezpieczenia taśmy na całym jej przebiegu, a przynajmniej w rejonie bliskim samego gniazda. Warto też dodać, że złącza Non-ZIF spotyka się głównie w obwodach korzystających z taśm o większym rastrze (1 mm i więcej), co wiąże się przede wszystkim z wymaganą odpornością taśmy na zwiększone siły montażowe.

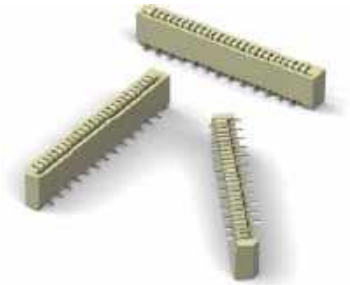


Fotografia 13. Złącze ZIF z aktuatorem w postaci klapki umieszczonej z tyłu korpusu (http://tinyurl.com/3dsfadhd)



Fotografia 14. Przykładowe złącza Non-ZIF (http://tinyurl.com/5dvxhfke)

Podkategorią złączy Non-ZIF są modele określane skrótem LIF (Low Insertion Force). Komponenty te wypełniają swego rodzaju lukę pomiędzy wersjami ZIF oraz Non-ZIF i – jak sama nazwa wskazuje – wprawdzie wymagają użycia pewnej siły podczas umieszczania końcówki taśmy w szczelinie gniazda, jednak siła ta jest wyraźnie niższa w porównaniu do tej, która wymagana byłaby przy obsłudze złączy Non-ZIF. Przykładem tego rodzaju elementów może być seria WR-FPC SMT LIF marki Würth Elektronik (**fotografia 15**).



Fotografia 15. Złącza LIF marki Würth Elektronik (http://tinyurl.com/dwds28hh)

Bardzo ciekawą odmianą złączy Non-ZIF okazują się komponenty określane mianem *Autolock*. Dziedziczą one szybkość i łatwość montażu osiągane przy zastosowaniu złączy Non-ZIF oraz niezawodność zapewnianą przez gniazda typu ZIF. Specjalne wycięcia znajdujące się na brzegach taśmy, tuż przy jej zakończeniu, współpracują z odpowiednio wyprofilowanymi zatrzaskami znajdującymi się w złączu (**fotografia 16**). Wsunięcie taśmy w szczelinę

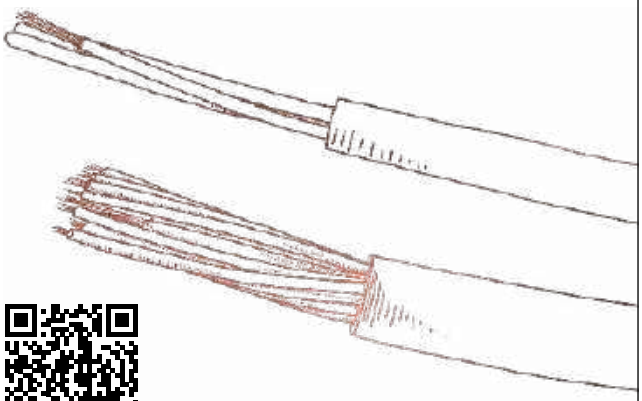
Fotografia 16. Złącze Non-ZIF z funkcją automatycznej blokady oraz kompatybilna taśma FFC (http://tinyurl.com/mwbchvy8)

REKLAMA

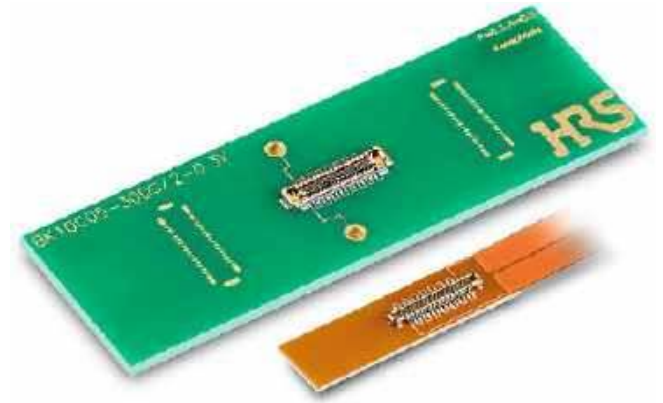
HELUKABEL®

POWER 1000-YFR

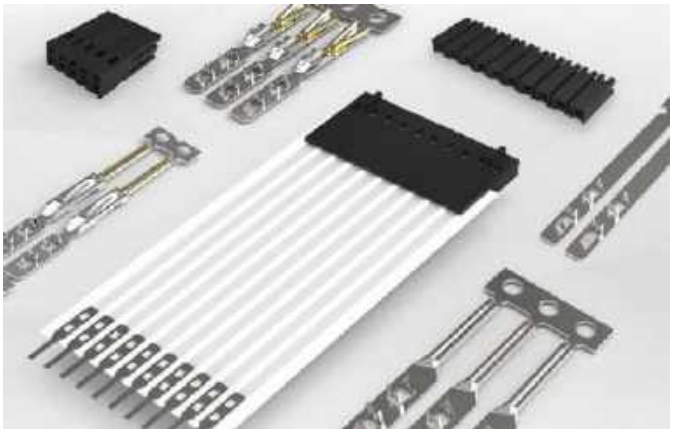
BEZPIECZEŃSTWO NA NAJWYŻSZYM POZIOMIE



eprasa.pl 02cec464c3



Fotografia 17. Ultra-niskoprofilowe złącza Mezzanine – BK10 marki Hirose (http://tinyurl.com/mrxxxk8v)

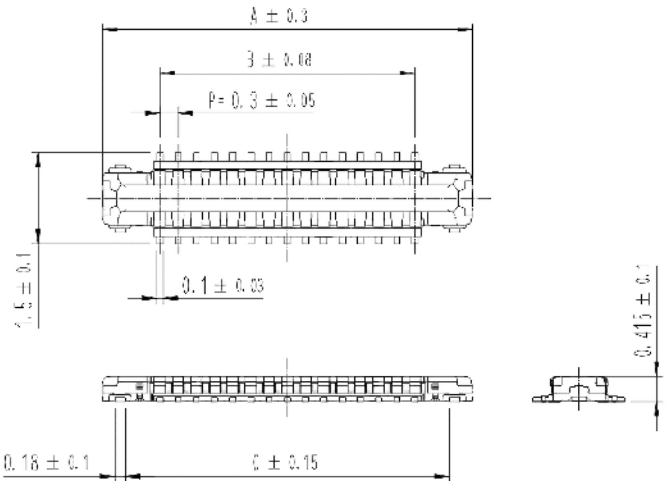


Fotografia 18. Złącza typu Crimpflex (http://tinyurl.com/mvcd7t9f)

gniazda (przy użyciu niewielkiej siły) powoduje zatrzaśnięcie mechanizmu i bardzo stabilne zamocowanie przewodu. Aby go uwolnić wystarczy odblokować mechanizm, np. przez odchylenie niewielkiej klapki. Jak łatwo się domyślić, opisywane rozwiązanie ma na celu przyspieszenie montażu urządzeń oraz zwiększenie niezawodności w przypadku aplikacji narażonych na silne drgania i rozmaite naprężenia (np. w urządzeniach pokładowych samochodów czy też aparaturze przemysłowej).

Inne rodzaje złączy stosowanych z taśmami FPC/FFC

Wspomnieliśmy już, że w przypadku taśm FPC istnieje możliwość stosowania także innych rodzajów złączy, niż popularne gniazda ZIF oraz Non-ZIF. Dobrym przykładem technologii szeroko stosowanej zwłaszcza w kompaktowych urządzeniach mobilnych, może być kategoria złączy Mezzanine. Komponenty te są przeznaczone do montażu powierzchniowego i cechują się stosunkowo niskim profilem oraz gęstym rastrem. Doskonale nadają się one do aplikacji w urządzeniach mobilnych i ubieralnych, w których zachodzi potrzeba podłączania taśm do płytek drukowanych na płasko – końcówka taśmy FPC z wlutowanym wtykiem nachodzi na obszar PCB, na którym znajduje się odpowiadające ww. wtykowi gniazdo. Najnowocześniejsze złącza Mezzanine mają niezwykle mały rozstaw pinów (równy 0,3 mm), zaś parametr nazywany *mated height* (czyli sumaryczną wysokość zestawu gniazdo-wtyk po połączeniu, mierzoną pomiędzy sąsiadującymi ze sobą powierzchniami FPC i PCB) można dzięki nim zmniejszyć do zaledwie… 0,5 mm! Tak kompaktowe złącza stanowią niemal „mikrochirurgiczne" osiągnięcie współczesnej technologii i znajdują zastosowanie w systemach o najwyższych wymaganiach w zakresie miniaturyzacji. Mało tego – pokazane na **fotografii 17** elementy marki Hirose



Rysunek 3. Rysunek wymiarowy wtyków z serii BK10 (http://tinyurl.com/38xjuksj)

z serii BK10 (bo o nich mowa) należą do kategorii złączy hybrydowych – specjalne styki dużej mocy umożliwiają podłączenie zasilania o wydajności prądowej aż do 5 A (!), co przy tak maleńkich wymiarach całości (**rysunek 3**) stanowi naprawdę nie lada osiągnięcie.

Fotografia 19. Przykładowa zaciskarka ręczna do złączy typu Crimpflex (http://tinyurl.com/2ebk5bz6)

Znacznie prostsze i bardziej „przyziemne" są natomiast konstrukcje niezwykle popularnych złączy zaciskanych typu *Crimpflex* (**fotografia 18**), stosowanych przede wszystkim w niedrogich projektach klawiatur membranowych (w tym uniwersalnych). Ich konstrukcja do złudzenia przypomina popularne złącza typu DuPont (określane też mianem BLS), czyli żeńskie wtyki na przewód kompatybilne z listwami kołkowymi (goldpinami). Rozwiązanie takie ma szereg zalet – złącza są niezwykle tanie, można je efektywnie montować za pomocą automatycznych zaciskarek przemysłowych lub odpowiednich narzędzi ręcznych (**fotografia 19**), zaś dobór kompatybilnej listwy kołkowej po stronie PCB nie nastręcza najmniejszych nawet trudności. Niestety, także w przypadku omawianych wyżej złączy można wskazać pewną istotną wadę, która ogranicza zakres ich zastosowań jedynie do relatywnie dużych urządzeń – wtyki są bowiem stosunkowo długie i szerokie, co utrudnia lub wręcz uniemożliwia użycie tego typu elementów w bardziej kompaktowych przestrzeniach. Jeżeli ilość miejsca dostępnego w obudowie okazuje się zbyt mała, lepszym wyjściem będzie zwykle przejście na technologię opisaną na początku artykułu (tj. usztywniane złącze krawędziowe na taśmie, współpracujące z odpowiednim gniazdem ZIF lub Non-ZIF po stronie PCB).

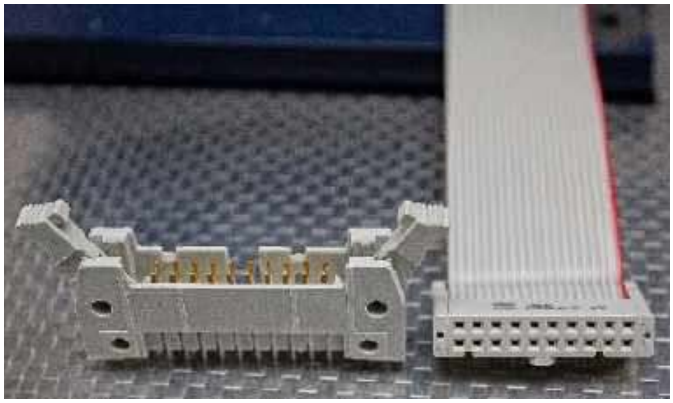
Przewody wstążkowe, czyli AWG28 (i nie tylko)

W zastosowaniach niewiążących się z koniecznością drastycznej miniaturyzacji dobrym rozwiązaniem problemu realizacji wiązek sygnałowych okazują się klasyczne przewody wstążkowe (**fotografia 20**). Zdecydowanie najbardziej rozpowszechnioną ich odmianą jest taśma określana w skrócie mianem AWG28, czyli złożona z połączonych ze sobą żył o przekroju około 0,081 mm². Choć czasy jej świetności przypadają na lata 80. i 90. XX wieku (z uwagi na zastosowanie

eprasa.pl 02cec464c3

Fotografia 20. Przewód wstążkowy o przekroju AWG28 (http://tinyurl.com/yc2pdfwr)

Fotografia 21. Przewód wstążkowy z indywidualnie kolorowanymi żyłami (http://tinyurl.com/4wjkmuvu)



Fotografia 22. Gniazdo IDC z blokadą zatrzaskową oraz kompatybilny wtyk zaciśnięty na taśmie AWG28 (http://tinyurl.com/5t3zns5c)

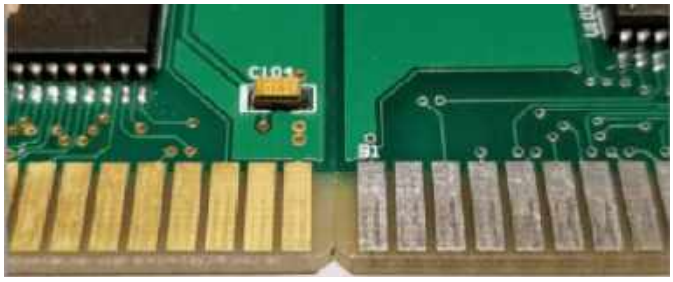
w połączeniach napędów optycznych, dysków twardych oraz napędów dyskietek w komputerach stacjonarnych, a także liczne aplikacje w aparaturze pomiarowej, np. analizatorach stanów logicznych), to także dziś stanowi ona jeden z najczęściej stosowanych płaskich przewodów wielożyłowych. Rzecz jasna, na rynku dostępne są również rozmaite odmiany taśm o innych przekrojach, także w izolacji z kolorystycznym znakowaniem poszczególnych żył (**fotografia 21**).

Złącza zaciskane do przewodów wstążkowych

Opisana powyżej taśma AWG28 doczekała się zdecydowanie najszerszego zakresu kompatybilnych złączy zaciskanych – i nie ma w tym nic dziwnego, wszak jej uniwersalność, dość spora elastyczność oraz niski koszt powodują, że liczba odmian wtyków zaciskanych o charakterystycznym dla tego przewodu o rastrze równym 1,27 mm (50 milsów) jest naprawdę niamała. Podana wartość rozstawu żył nie jest zresztą przypadkowa, gdyż naprzemienne umieszczenie styków wciskanych w izolację taśmy pozwoliło na łatwą realizację dwurzędowych złączy o rastrze widzianym od strony PCB równym 2,54 mm (100 milsów).

Większości elektroników hasło „złącza zaciskane na taśmę" skojarzy się zapewne w pierwszej chwili z niezwykle popularnymi złączami IDC (**fotografia 22**). Skojarzenie to jest słuszne, ale stanowi dopiero początek długiej listy możliwych rozwiązań. Dawniej, jeszcze w erze wspomnianych „pecetów" starej generacji, sporą popularnością cieszyły się wtyki (**fotografia 23**) przeznaczone do współpracy ze złączami krawędziowymi, realizowanymi w prosty i tani sposób poprzez utworzenie odpowiednich, złoconych padów na krawędzi płytki drukowanej (**fotografia 24**). Mniej więcej w tym samym okresie bardzo chętnie stosowano również złącza typu D-SUB, także w wersji do zaciskania na taśmach (**fotografia 25**). Sporą zaletą zarówno wtyków IDC, jak i gniazd D-SUB była możliwość instalowania ich nie tylko na końcach przewodu, ale także w dowolnym miejscu na jego przebiegu

Fotografia 23. Złącza krawędziowe do zaciskania na przewodzie wstążkowym (http://tinyurl.com/3n29tm43)



Fotografia 24. Przykładowe złącza krawędziowe na PCB (http://tinyurl.com/bdexp9r8)

REKLAMA

eprasa.pl 02cec464c3

Fotografia 25. Złącza D-SUB do zaciskania na przewodzie wstążkowym (http://tinyurl.com/yexe36fd)

(**fotografia 26**). W ten sposób realizowano równoległe magistrale, złożone często z kilkudziesięciu linii uwspólnionych przez kilka modułów współpracujących w danym systemie.

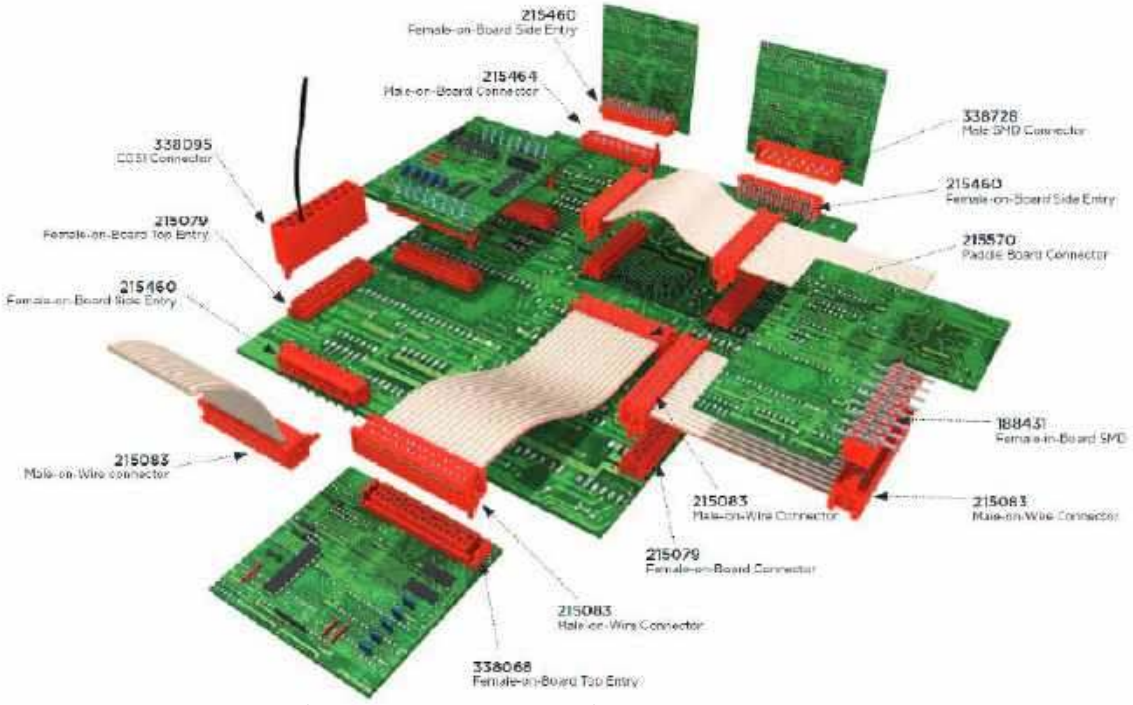
Miniaturyzacja urządzeń elektronicznych dosięgła jednak także opisywanej tu kategorii złączy. Dość szybko powstały m.in. bardzo chętnie stosowane (także dziś) gniazda i wtyki typu Micro-MaTch, których niewielkie rozmiary oraz mnogość odmian (**fotografia 27**) sprawiły, że elementy te znalazły (i wciąż znajdują) rozliczne zastosowania w aparaturze przemysłowej, medycznej, a także wielu innych branżach elektroniki. Duże znaczenie ma tutaj wysoka niezawodność wersji przemysłowych tychże komponentów, które zwyczajowo produkowane są w czerwonych korpusach izolacyjnych – dla odróżnienia wersje ekonomiczne (*value-line*) mają kolor czarny. Warto dodać, że ów kod kolorystyczny jest konsekwentnie stosowany przez firmę TE Connectivity, ale inni producenci wytwarzający kompatybilne złącza także chętnie stosują tradycyjny, czerwony kolor izolacji.

Fotografia 26. Kabel do obsługi dysków twardych i napędów optycznych z interfejsem ATA (http://tinyurl.com/3zuf5e2b)

Taśmy na wojnie z RFI – wybrane zagadnienia kompatybilności elektromagnetycznej

Kolejnym zagadnieniem niezwykle istotnym z punktu widzenia konstrukcji urządzeń korzystających z przewodów taśmowych jest odpowiednie zabezpieczenie połączeń przed wpływem zewnętrznych zakłóceń elektromagnetycznych, a zarazem ograniczenie emisji zaburzeń RFI przez samą taśmę. Sytuacja okazuje się tutaj niestety nieco trudniejsza, niż w przypadku klasycznych przewodów wielożyłowych lub nawet wiązek kablowych. O ile znakomita większość odmian przewodów okrągłych występuje zarówno w wersjach nieekranowanych, jak i wyposażonych w oplot druciany bądź rękaw z folii przewodzącej (co daje konstruktorowi sporą elastyczność w optymalizacji balansu pomiędzy kosztami a „kulturą" pracy urządzenia pod względem EMC), to zdecydowana większość przewodów wstążkowych i taśm FFC jest pozbawiona jakichkolwiek osłon ekranujących. Stosując tego typu okablowanie w pierwszej kolejności należy zatem zastosować inne środki zaradcze na poziomie układowym – duże znaczenie ma m.in. rozdzielanie linii sygnałowych i zasilających przez „dodatkowe" przewody masowe, czy też możliwe wydłużanie czasów narastania sygnałów cyfrowych, ale do poziomu nie zaburzającego jeszcze wymaganej przez urządzenie integralności sygnałów. Więcej informacji na temat tego rodzaju technik można znaleźć w artykule pt. „O prowadzeniu sygnałów w taśmach", który także publikujemy w niniejszym numerze „Elektroniki Praktycznej".

W niektórych przypadkach takie podstawowe środki zaradcze są jednak niewystarczające i konieczne okazuje się wytoczenie znacznie cięższych dział w walce z zakłóceniami RFI. Wspomniane wcześniej ekranowanie – choć nieobecne w większości standardowych modeli taśm oraz przewodów FFC – jest dostępne w ofertach niektórych producentów jako dodatkowa opcja. Dwa przykłady pokazano na **fotografiach 28** i **29**. Pierwsza z nich prezentuje przykładową



Fotografia 27. System złączy Micro-MaTch (http://tinyurl.com/5aks45ay)

eprasa.pl 02cec464c3

Fotografia 28. Ekranowany przewód FPC z serii Premo-Flex 15366 marki Molex (http://tinyurl.com/4uzxbxej)

Fotografia 29. W pełni ekranowany przewód FPC marki Nicomatic (FFC V Shield) – http://tinyurl.com/2t3pksz8

taśmę FFC z serii Premo-Flex 15366 marki Molex – piny o numerach 1 i N (czyli pierwszy i ostatni) są połączone z ekranem, zaś linie o numerach od 2 do N-1 pozostają do dowolnego zagospodarowania przez konstruktora. Zaletę takiego rozwiązania stanowi możliwość współpracy taśmy z dowolnym, standardowym złączem ZIF/Non-ZIF. Fotografia 28 pokazuje natomiast przewód FFC zakończony wtykami typu *crimpflex*, ekranowany na całej długości za pomocą folii aluminiowej. Spotykane są także rozwiązania w których połączeń z masą jest więcej i znajdują się one nie tylko na skrajnych liniach taśmy, ale także pomiędzy nimi (**fotografia 30**) – taka konstrukcja wymusza jednak na projektancie odpowiednie zaaranżowanie całego rozkładu wyprowadzeń złącza (a nie tylko linii skrajnych), co należy mieć na uwadze już na etapie projektowania schematu urządzenia.

Fotografia 30. Przewód FFC z ekranem podłączonym do wybranych żył w części środkowej (http://tinyurl.com/3k8ku5fd)

Opisane rozwiązanie może rzecz jasna zwiększyć minimalny promień gięcia, ale charakterystyczna dla taśm FFC odporność na częste zginanie i tak pozostaje zachowana – różne są natomiast specyfikacje warunków testu, które można znaleźć w notach katalogowych producentów. Przykładowy przewód z fotografii 28 jest w stanie przetrwać 15 milionów cykli, ale… przy założeniu, że promień gięcia wynosi 63,5 mm (!). W przypadku ekranowanej serii Premo-Flex producent podaje natomiast następujące parametry: 1 000 000 cykli przy zginaniu na promieniu 10 mm – oczywiście trudno byłoby bezpośrednio porównać te wielkości, natomiast nie należy zapominać, że ekran zawsze będzie w pewien sposób usztywniał konstrukcję taśmy i warto uwzględnić ten fakt podczas projektowania mechaniki urządzenia.

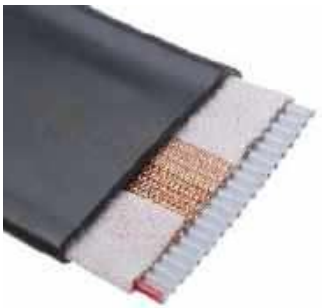
Z ekranowaniem taśmy spotkamy się także w przypadku klasycznych przewodów wstążkowych, choć w tym przypadku przyjmuje ono nieco inną formę – zamiast bezpośredniego laminowania folii aluminiowej, w produkcji płaskich przewodów ekranowanych stosuje się już drobną siatkę z miedzianych drucików, która – w celu zachowania niezbędnej odporności mechanicznej oraz środowiskowej – umieszczana jest razem z przewodem w specjalnej, dodatkowej izolacji (płaszczu) – taką konstrukcję doskonale pokazuje **fotografia 31**. Jak to zwykle w technologii bywa, także tutaj można wskazać inne sposoby realizacji ekranowania – zamiast oplotu może być bowiem stosowana dodatkowa warstwa folii (**fotografia 32**), a jeszcze ciekawsze rozwiązanie stanowi… zrolowanie przewodu wzdłuż jego osi i wstawienie do okrągłego płaszcza z klasycznym ekranem (**fotografia 33**). Choć w wielu przypadkach nie będzie to konstrukcja idealna (w grę wchodzi chociażby sztywność uzyskanego przewodu), to jednak zawsze warto mieć na uwadze fakt, że na rynku dostępnych jest wiele różnych opcji.

Fotografia 33. Kabel wstążkowy w okrągłym płaszczu i ekranie (http://tinyurl.com/4r4vz6j3)

Fotografia 34. Jednoelementowy rdzeń ferrytowy do kabli FFC (http://tinyurl.com/3622djxw)

Zabiegi na poziomie układowym oraz ekranowanie taśmy to na szczęście niejedyne narzędzia, które znajdują się w naszym arsenale EMC. W wielu przypadkach stosowane są ponadto specjalne filtry ferrytowe w postaci płaskich rdzeni z cienką szczeliną, przeznaczoną do umieszczenia taśmy. I tutaj znów do wyboru mamy dwa rodzaje rozwiązań. Rdzenie jednoelementowe (**fotografia 34**) są szeroko stosowane do tłumienia zakłóceń propagowanych w przewodach FFC (ew. FPC), a ich stosowanie wiąże się z koniecznością przewidzenia odpowiedniej kolejności montażu systemu – przewód musi zostać przewleczony przez szczelinę filtru jeszcze zanim zostanie on podłączony do gniazd znajdujących się na obydwu końcach taśmy. W przypadku przewodów wstążkowych złącza są trwale zaciskane na końcach taśmy, co często uniemożliwiałoby wykonanie analogicznej operacji – z tego względu do współpracy z taśmami AWG28 i podobnymi stosuje się często specjalne filtry o konstrukcji dzielonej,

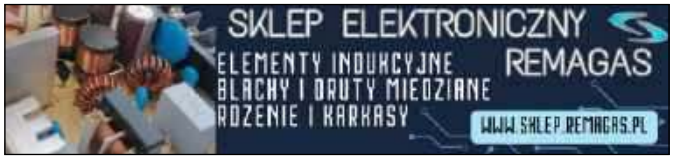
Fotografia 35. Dwuelementowe rdzenie ferrytowe do kabli płaskich (http://tinyurl.com/52ufk2fu)



Fotografia 31. Ekranowany kabel wstążkowy 3M 3517 (http://tinyurl.com/mrb5prar)

Fotografia 32. Kabel wstążkowy ekranowany folią (http://tinyurl.com/3u5b4ptv)

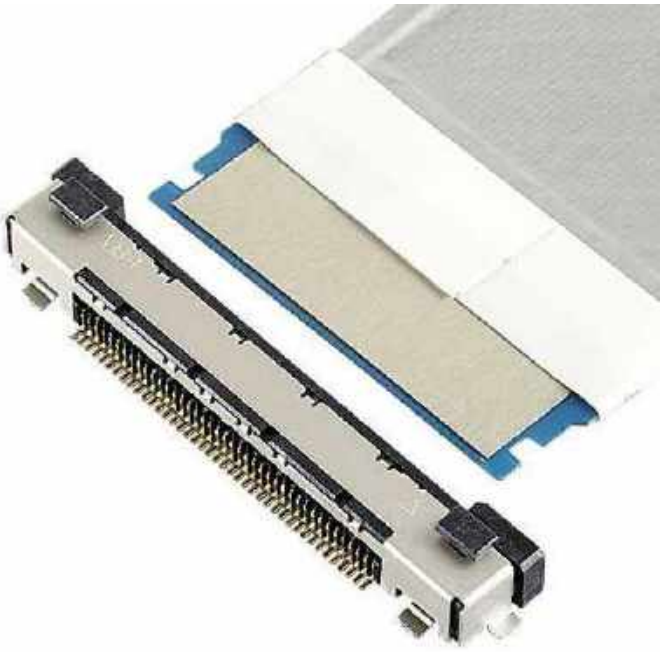
REKLAMA



eprasa.pl 02cec464c3

wyposażone w tworzywowe lub metalowe zatrzaski (**fotografia 35**). Rozwiązanie to sprawdza się także jako „koło ratunkowe" podczas badań pre-compliance, gdyż – jak powszechnie wiadomo – właśnie w ich trakcie często pojawia się potrzeba dodania filtrów w obszarach urządzenia o znaczeniu newralgicznym z punktu widzenia emitowanych (bądź odbieranych) zakłóceń.

Omawiając temat EMC w kontekście przewodów taśmowych nie sposób nie wspomnieć o jeszcze jednym, bardzo ważnym zagadnieniu. Nie jest tajemnicą, że nawet najlepszy ekran nie spełni swojej funkcji, jeżeli nie poświęcimy odpowiednio wiele uwagi prawidłowemu podłączeniu go do potencjału masy urządzenia. Nie inaczej dzieje się w przypadku ekranowanych taśm FFC – aby zapewnić efektywną, niskoimpedancyjną i niezawodną ścieżkę podłączenia ekranu, konieczne jest użycie odpowiednich złączy. Pół biedy, jeżeli masa zostaje doprowadzona do złącza poprzez wybrane piny taśmy – tak jak w przypadku opisanych wcześniej złączy Premo-Flex. Jeżeli jednak cały zestaw pinów pozostaje odizolowany od ekranu (do dyspozycji konstruktora), to do podłączenia ekranu trzeba wykorzystać zupełnie inne rozwiązanie. Na rynku istnieje wiele modeli gniazd ZIF, które w swojej konstrukcji zawierają dodatkowe styki masowe – przykład można zobaczyć na **fotografii 36**. Regularnie rozmieszczone blaszki są dociskane do odsłoniętego pola kontaktowego ekranu, co zapewnia znaczną redukcję impedancji, a zwłaszcza jej składowej indukcyjnej. Należy przy tym pamiętać, że złącza wpierające połączenia ekranowane muszą współpracować ze ściśle określonymi typami przewodów FPC, gdyż każdy producent może stosować nieco inne rozwiązania i odmienną geometrię zarówno końcówek taśm, jak i samych złączy.



Fotografia 36. Ekranowany przewód FPC z kompatybilnym złączem (http://tinyurl.com/22fnan2p)

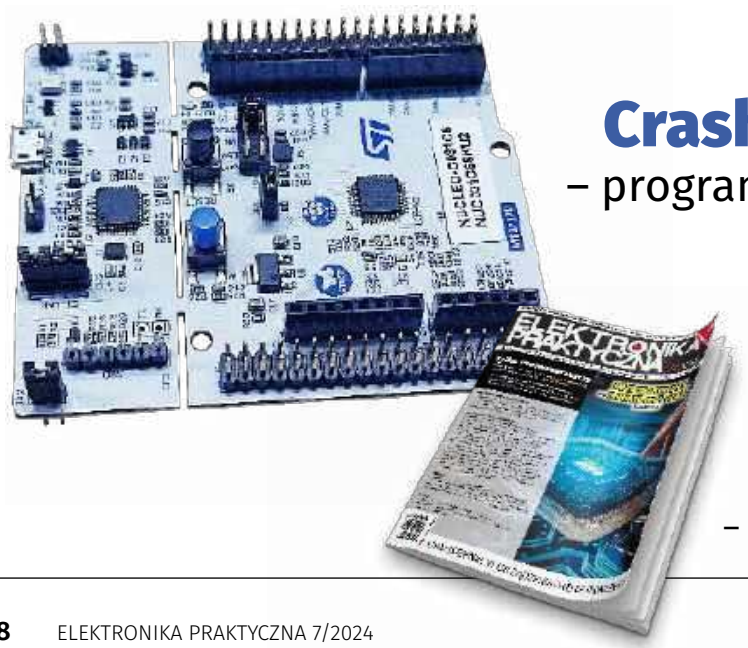
Podsumowanie

W artykule zaprezentowaliśmy szereg praktycznych aspektów związanych ze stosowaniem przewodów taśmowych, zarówno w wersjach FPC i FFC, jak i w postaci klasycznych, wielożyłowych przewodów płaskich. Jak widać, rozwój technologiczny doprowadził do sytuacji, w której wciąż rosnąca miniaturyzacja urządzeń elektronicznych napędza się wzajemnie z postępem technologicznym w dziedzinie okablowania wewnętrznego. Przystępując do kolejnego projektu zawsze warto więc zastanowić się, czy nie lepiej byłoby zastąpić klasyczne wiązki kablowe – złożone z pojedynczych lub wielożyłowych przewodów okrągłych – nowoczesnymi rozwiązaniami opartymi na taśmach. O ile bowiem niektóre projekty (np. silnie zminiaturyzowane urządzenia mobilne bądź ubieralne) z natury rzeczy wymagają stosowania takich technologii, o tyle w wielu innych przypadkach konstruktor ma relatywnie dużą swobodę w doborze sposobu wykonania połączeń wewnątrz obudowy. W żadnym wypadku nie należy jednak zapominać o istotnych ograniczeniach i kwestiach mechanicznych, na które nawet najnowocześniejsze taśmy oraz współpracujące z nimi złącza pozostają szczególnie wrażliwe. Problem "za krótkiej kołdry" jak zawsze daje o sobie znać, także w tym zakresie.

inż. Przemysław Musz, EP

REKLAMA

Programowanie prostszych mikrokontrolerów (np. AVR, PIC, MSP430 czy też przestarzałych już 8051 bądź HCS08) bez użycia bibliotek, tj. przy wykorzystaniu samych tylko plików nagłówkowych z definicjami rejestrów i zawartych w nich bitów, jest raczej naturalną konsekwencją nieskomplikowanej architektury tych procesorów. Bardziej rozbudowane układy – w szczególności te oparte na rdzeniach ARM – są zwykle nieporównanie trudniejsze do opanowania na niskim poziomie abstrakcji, stąd większość programistów systemów wbudowanych korzysta w swojej codziennej pracy z bibliotek. Niniejszy kurs ma na celu pokazanie innej ścieżki rozwoju i – mamy nadzieję – przekona przynajmniej część spośród naszych Czytelników do zaprzyjaźnienia się z wymagającą, ale niezwykle wartościową metodą programowania układów STM32.



Crash Course STM32C0
– programowanie mikrokontrolerów ARM w rejestrach

Kupisz i przeczytasz w marcowym wydaniu „Elektroniki Praktycznej" – https://ulubionykiosk.pl

eprasa.pl 02cec464c3

Przewody do najbardziej wymagających aplikacji

Współczesna elektronika stawia okablowaniu szereg wymagań związanych z zachowaniem niezbędnych parametrów elektrycznych, doskonałej odporności środowiskowej, wysokiego poziomu niezawodności i bezpieczeństwa użytkowego czy wreszcie zgodności z normami w zakresie ograniczania zawartości szkodliwych substancji. Oferta firmy Vega-Tronik – polskiego producenta wysokiej jakości okablowania do różnych aplikacji – obejmuje szeroką gamę przewodów jednożyłowych i wstążkowych, drutów srebrzonych i wielu innych.

Więcej informacji:
VEGA-TRONIK Biuro Handlowe
01-910 Warszawa, ul. Lekka 3
tel. 22 817 80 80, 22 817 80 15, 22 833 30 03
biuro1@vega-tronik.pl, www.vega-tronik.eu

W stałym portfolio produktowym Vega-Tronik znajdują się obecnie przewody w ponad 1000 odmian najczęściej poszukiwanych typo-kolorów izolacji, a zróżnicowanie barwne (zwłaszcza w zakresie kolorów niestandardowych) jest unikatem nie tylko na rynku polskim (**fotografia 1**). Najwyższa jakość przewodów wynika zarówno z zastosowania starannie wyselekcjonowanych materiałów izolacyjnych, jak i z użycia miedzi o podwyższonej czystości, która zapewnia minimalizację strat przesyłowych w aplikacjach zasilających i podnosi jakość transmisji sygnałów analogowych oraz cyfrowych, zwłaszcza na dużych odległościach. Zoptymalizowana budowa żył przewodzących w formie regularnie skręconych linek przekłada się natomiast na wyjątkową giętkość i odporność na drgania i wibracje – cechy tak ważne nie tylko podczas montażu instalacji statycznych, ale także w zastosowaniach wiążących się z pewną ruchomością

Fotografia 1. Szeroka gama typokolorów izolacji przewodów jednożyłowych marki Vega-Tronik

eprasa.pl 02cec464c3

Fotografia 2. Linkowe przewody pojedyncze w izolacjach jedno- i dwubarwnych

podzespołów maszyn i urządzeń. Dominantę w ofercie firmy Vega-Tronik stanowią jednożyłowe przewody typu TLY/LIY oraz LGY/H05V-K o przekrojach w zakresie: 0,12; 0,22; 0,35; 0,50; 0,75; 1,00; 1,50 i 2,50 mm² (**fotografia 2**).

Przewody jednożyłowe typu TLY/LIY oraz LGY/H05V-K

Przewody TLY/LIY i LGY/H05V-K mają konstrukcję linkową, przy czym najcieńszy z dostępnych przewodów (0,12 mm²) składa się z 7 drutów miedzianych o średnicy 0,15 mm każdy – taka konstrukcja zapewnia znaczną elastyczność i łatwość prowadzenia, w szczególności w niewielkich przestrzeniach wewnątrz obudów urządzeń czy szaf sterujących. Zastosowany do wytworzenia warstwy izolacyjnej polwinit nowej generacji oferuje natomiast doskonałe parametry elektryczne: przykładowo, maksymalne napięcie robocze w przypadku wersji o przekroju 0,12 mm² to 300 V, napięcie znamionowe: 150 V/300 V (U0/U), zaś napięcie przebicia to aż 5 kV. W przypadku grubszych przewodów (0,35 mm² i więcej) napięcie pracy dochodzi natomiast do 500 V. Wymienione parametry dotyczą przy tym zarówno przewodów w izolacji jednobarwnej, jak i dwubarwnej (kolory bazowe z paskami znacznikowymi).

Omawiane przewody wykazują doskonałą odporność na ciepło i mogą być używane w środowisku o temperaturze –40...+105°C, przy czym temperatura maksymalna to 120°C – zwiększona wytrzymałość termiczna chroni przed płynięciem izolacji podczas wykonywania połączeń lutowanych czy też w czasie późniejszego zabezpieczania ich za pomocą rurek termokurczliwych. Pocieniona izolacja ułatwia natomiast montaż kompaktowych złączy wielostykowych, w których zastosowanie przewodów o standardowej grubości izolacji byłoby trudne lub wręcz niemożliwe z uwagi na niewielki raster pinów. Samogasnący, nierozprzestrzeniający płomienia materiał izolacji w klasie Eca zgodnie z EN IEC 60332-1-2 jest odporny na smary i czynniki chemiczne. Jednożyłowe przewody marki Vega-Tronik są równo nawijane na wygodne w użyciu plastikowe szpulki, znacznie ułatwiające wykonywanie wiązek wieloprzewodowych i znajdują zastosowanie w różnego rodzaju instalacjach elektrycznych – zarówno w obwodach zasilających, jak i sterujących oraz sygnałowych.

Istotnym ułatwieniem dla montażystów i serwisantów są zestawy przewodów (tzw. SETy – **fotografia 3**) złożone z 10 oddzielnych szpulek zawierających wielobarwne okablowanie w najczęściej stosowanych kolorach:

- RAL 9016 – biały,
- RAL 8003 – brązowy,
- RAL 9005 – czarny,
- RAL 3000 – czerwony,
- RAL 5015 – niebieski,
- RAL 4005 – fioletowy,
- RAL 2011 – pomarańczowy,
- RAL 7001 – szary,
- RAL 6018 – zielony,
- RAL 1021 – żółty.

W stałej ofercie firmy dostępne są zestawy przewodów o różnych przekrojach zawierające szpulki 5- oraz 10-metrowe, po jednej z każdego z ww. kolorów.

Wielożyłowe przewody wstążkowe typu TLWY

W przypadku urządzeń i systemów wymagających przesyłu większej liczby sygnałów analogowych i cyfrowych dobrym wyborem okazują się płaskie, wielobarwne przewody wstążkowe typu TLWY (**fotografia tytułowa**). Zapewniają wygodę konstrukcyjną i instalacyjną, doskonałe parametry elektryczne, możliwość dużej obciążalności prądowej (do 120A dla TLWY 12×1,00 mm²) oraz wyjątkową łatwość serwisu i obsługi technicznej dzięki czytelnemu kodowaniu poszczególnych żył. Przewody TLWY są szczególnie chętnie stosowane w rozległych i rozproszonych instalacjach automatyki przemysłowej o złożonej strukturze. Do wykonywania przewodów wstążkowych stosowana jest nowoczesna i zaawansowana technologia polegająca m.in. na użyciu wiązek laserowych w procesie zespalania elementarnych kabli jednożyłowych w taśmę. Dzięki takiemu rozwiązaniu wysoka precyzja wykonania idzie w parze ze znacznym ograniczeniem stosowania szkodliwych związków chemicznych. Proces spajania laserowego zapewnia bezwonność i pełną zgodność z normami ochrony środowiska, co ma szczególne znaczenie w dobie wzrostu świadomości ekologicznej i rosnącego trendu kontroli śladu węglowego.

Izolacja przewodów jest wykonywana ze specjalnego, bezołowiowego tworzywa termoplastycznego na bazie polwinitów nowej generacji o podwyższonych parametrach fizykochemicznych i zwiększonej odporności termicznej do +120°C, co umożliwiło podniesienie poziomu dopuszczalnego napięcia znamionowego do 300 V/500 V oraz zapewniło wyjątkową gładkość, połysk, miękkość i elastyczność gotowego przewodu wstążkowego. Żyły przewodów są przy tym wyjątkowo

Fotografia 3. Przykładowy zestaw 10 szpulek z przewodami jednożyłowymi

eprasa.pl 02cec464c3

elastyczne, dobrze się układają, lutują i zaciskają. Poszczególne przewody lub pasemka przewodów o potrzebnej do montażu liczbie żył można oddzielić od całości w sposób nieporównanie łatwiejszy, niż ma to miejsce w przypadku przewodów wstążkowych niższej jakości, w których barwne żyły są nierzadko spajane za pomocą dodatkowej warstwy przezroczystego polimeru obejmującej cały przewód.

Przewody montażowe typu KYNAR

Konstrukcja przewodów montażowych typu KYNAR bazuje na jednodrutowych żyłach z miedzi beztlenowej (OFC) pokrywanej srebrem 999,99 SPC. Przewodnik znajduje się w powłoce teflonowej typu FEP zapewniającej odporność termiczną w zakresie od –60°C aż do +200°C. Doskonałe parametry i wysoka jakość wykonania przewodów montażowych sprawiają, że nadają się one do najbardziej wymagających aplikacji przemysłowych i wojskowych, spełniając rygorystyczne wymogi normy MIL-W-16878/13 (atest wojskowy wg specyfikacji NATO), dyrektyw RoHS (z wersją trzecią włącznie) oraz systemu REACH. Warto dodać, że firma Vega-Tronik wdrożyła systemy kontroli jakości ISO 9001 oraz zarządzania środowiskowego ISO 14001, co dodatkowo potwierdza najwyższe standardy technologiczne i logistyczne.

Druty nawojowe, oporowe grzejne i srebrzone w ofercie Vega-Tronik

Uzupełnieniem oferty Vega-Tronik są druty nawojowe DNE, oporowe KANTHAL oraz srebrzone SCW-DSM. Te pierwsze występują w trzydziestu ośmiu średnicach od 0,15 mm (SWG 38) do 2,5 mm (SWG 12) i są produkowane w dwuwarstwowej izolacji emaliowanej na bazie poliesterimidu i poliamidimidu, odpornej na temperatury od –65°C do +200°C. Powłoka zapewnia napięcie przebicia na poziomie przekraczającym 5 kV w przypadku typu DN1E lub 7,5 kV w przypadku DN2E.

Druty oporowe KANTHAL oferują bardzo wysoki indeks termiczny D, co pozwala na pracę w niezwykle szerokim zakresie temperatur od –100°C aż do +1300°C. Są dostępne w 11 średnicach od 0,30 mm do 1,5 mm i bazują na opatentowanym przez firmę KANTHAL stopie FeCrAl zapewniającym stabilność długoczasową i niezawodność, nawet w szczególnie trudnych warunkach eksploatacji.

Miękkie miedziane druty srebrzone SCW – DSM występują w 12 średnicach od 0,35 mm do 2,00 mm. Mogą pracować w temperaturach od –200°C do +800°C i oferują wytrzymałość na rozciąganie do 200 MPa. Co ważne, druty te wykonane są z całkowicie nietoksycznych materiałów (miedź wyżarzana z galwaniczną powłoką srebrową 999,99 SPC), dzięki czemu uzyskały dopuszczenie do kontaktu z żywnością, zaś dokładnie kontrolowany proces produkcyjny zapewnia zgodność z normą BN-85/3051-01.

Podsumowanie

Firma Vega-Tronik stanowi doskonały przykład polskiego producenta z ponad 30-letnią tradycją, którego produkty zyskały uznanie nie tylko w kraju, ale także poza jego granicami, u wielu odbiorców na terenie UE. Choć rdzeń oferty stanowią jednożyłowe przewody TLY/LIY oraz LGY/H05V-K, dostępne w niespotykanie szerokiej gamie kolorystycznej, to równie istotne dla odbiorców są wysokiej klasy przewody wstążkowe TLWY, wytrzymały KYNAR czy też różnego rodzaju druty, znajdujące zastosowanie w aplikacjach użytkowych, przemysłowych i wojskowych.

REKLAMA

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

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

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

KLUB AVT ELEKTRONIKA

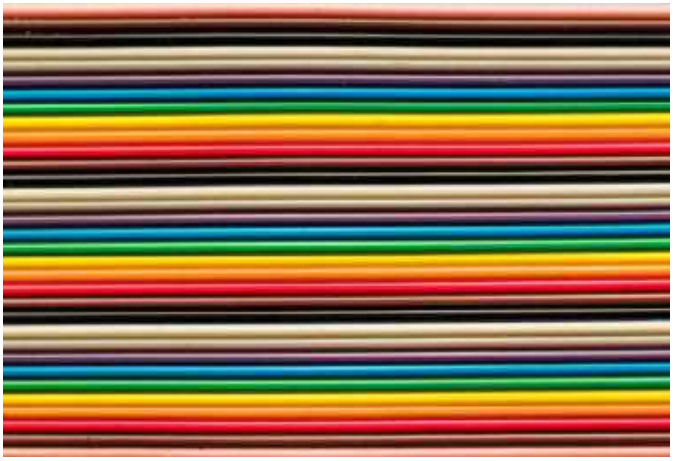
Jak uzyskać rabat? Podczas zamówienia powołaj się na swój numer prenumeraty – otrzymasz go mailowo po zakupie prenumeraty wraz z kartą członkowską Klubu AVT-Elektronika.

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

eprasa.pl 02cec464c3

O prowadzeniu sygnałów w taśmach

Łączenie modułów elektronicznych za pomocą taśm jest niezwykle wygodne! Można w kilka sekund zamienić jedną płytkę na inną, odsunąć je od siebie lub poskładać w elegancką kanapkę. Korzystanie z dobrodziejstw taśmy trzeba poprzedzić dobrym rozlokowaniem sygnałów w jej żyłach. Dobrym, czyli jakim?



Popularne taśmy (inaczej: przewody wstążkowe płaskie) produkowane w rastrze 1 mm lub 1,27 mm przeznaczone są do zagniatania na złączach IDC lub pokrewnych. Najczęściej mają szarą izolację z czerwonym paskiem na jednej krawędzi. Można też spotkać się z płaskimi taśmami FFC/FPC do złączy non-ZIF, które doskonale znamy z wyświetlaczy. W moim artykule skupię się na tych pierwszych, bowiem to je stosuję w swojej praktyce najwięcej, lecz ogólne zasady dotyczyć będą każdego połączenia wieloprzewodowego.

Najlepiej uczyć się na błędach, lecz niekoniecznie na swoich. Przekonałem się o tym boleśnie kilkanaście lat temu, kiedy – jako początkujący konstruktor – dostałem zlecenie na zaprojektowanie systemu sterowania wyposażonego w wyświetlacz matrycowy połączony z główną płytką właśnie taśmą o rastrze 1 mm. Obok wyświetlacza miał jeszcze stanąć scalony odbiornik podczerwieni oraz zworka do wyboru adresu urządzenia, która przełączała wyjście z rezystancyjnego dzielnika napięcia. Ot, banał, stwierdziłem lekkomyślnie.

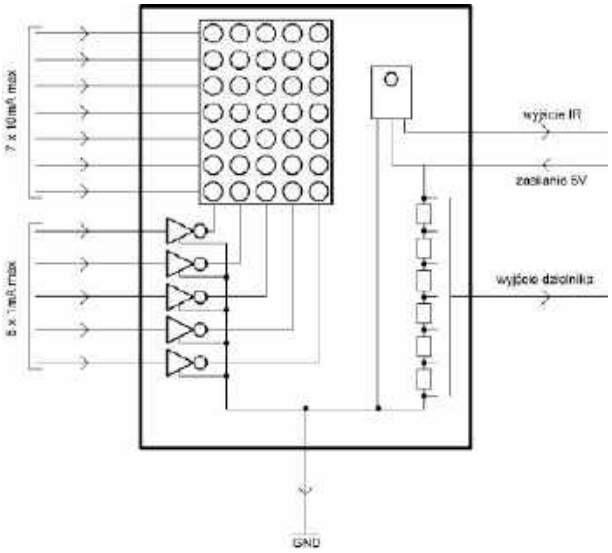
Użyta matryca miała 5×7 punktów, zatem potrzebnych było 12 połączeń do sterowania nią w trybie multipleksowym. Uznałem, że 7 linii zasilających anody będzie sterowanych wprost przez mikrokontroler na płycie głównej, zaś 5 katod – poprzez popularny driver ULN2003. Do tego jedna linia wyjściowa z odbiornika IR, jedna linia wyjściowa z dzielnika napięciowego ustalającego adres, jedna linia zasilania +5 V do odbiornika IR i tego dzielnika oraz… jedna linia masy. Przecież nie chcę robić pętli masy, prawda? Wszystko zamknęło się w 16 żyłach taśmy o rastrze 1 mm, która łączyła te dwie płytki na dystansie około 30 cm i była zakończona zagniatanymi złączami IDC w rastrze 2 mm. Oj, jak szybko ta oszczędność na przewodach wyszła mi bokiem…

O ile sam wyświetlacz był w stanie działać, o tyle odbiornik IR czasem nie odbierał komend z pilota. Na wyjściu dzielnika napięcia natomiast działy się już cuda najróżniejsze: po stronie płyty głównej, już przy mikrokontrolerze mierzącym to napięcie – na składową stałą nakładały się impulsy szpilkowe i prostokątne o wartościach szczytowych rzędu setek miliwoltów, co miało wpływ na odczytany przez mikrokontroler adres układu. Można to, owszem, odfiltrować i uśrednić, ale taki „bałagan" nie jest zjawiskiem pożądanym. Powód pierwszy: zbyt duży spadek napięcia na jednej jedynej żyle masy. Powód drugi: wyjście z odbiornika IR było typu otwarty kolektor i czasem na generowany przez nie sygnał nakładały się zakłócenia od sąsiadujących żył, prowadzących prądy zasilające anody wyświetlacza.

Odebrałem to jako bolesny cios, zadany mi przez zwykły wyświetlacz, ale nie było innej rady – urządzenie musiało działać elegancko i musiałem przystosować je do działania z taśmami o różnych długościach (do 100 cm) w średnio zakłóconym środowisku, więc byle jakie załatanie problemu nie wchodziło w grę. Niezbędne okazało się przeanalizowanie popełnionych błędów i przygotowanie nowego prototypu, zanim klient dostał go do testów. Istna porażka!

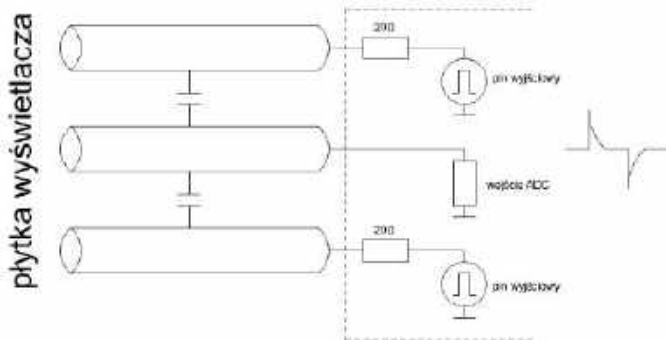
Pierwszy problem został przeze mnie przeanalizowany na płaszczyźnie kierunku prądów, które płynęły przez poszczególne żyły taśmy – **rysunek 1**. Okazało się, że płytka mikrokontrolera „wyrzuca" z siebie prąd o znaczącej wartości (około 10 mA na jedną anodę, czyli do 70 mA) do wyświetlacza, zaś jedyną drogą powrotną dla niego była pojedyncza, cienka żyła masy. Jeden przewód miał zatem stanowić drogę powrotną dla: 7 prądów bezpośrednio zasilających anody, 5 prądów sterujących driverami w ULN2003, prądu wypływającego z wyjścia odbiornika podczerwieni oraz znikomo małego prądu wypływającego z dzielnika napięciowego do ustawiania adresu. Nie mogło się to udać. Nasuwającą się myśl o tym, by zwiększyć liczbę linii masy, storpedował mój klient: szersza się nie zmieści. Musiałem mocno zmodyfikować układ. Och!

Przy okazji chciałem rozwiązać drugi kłopot, czyli przenikanie sygnałów między żyłami. Głównym problemem była relatywnie wysoka impedancja wyjściowa odbiornika IR (około 30 kΩ w stanie wysokim) oraz dzielnika napięcia (do kilkudziesięciu kiloomów, zależnie od wybranego stopnia podziału), zestawiona z niską impedancją sterującą liniami wyświetlacza po stronie mikrokontrolera (około 20 Ω – układ z serii ATmega zasilany napięciem 5 V). Pojemność między żyłami powodowała przenikanie szybkich zboczy sygnału sterującego, wytwarzając w zakłócanych żyłach impulsy o charakterze szpilkowym,



Rysunek 1. Kierunki prądów w pierwszym prototypie

eprasa.pl 02cec464c3



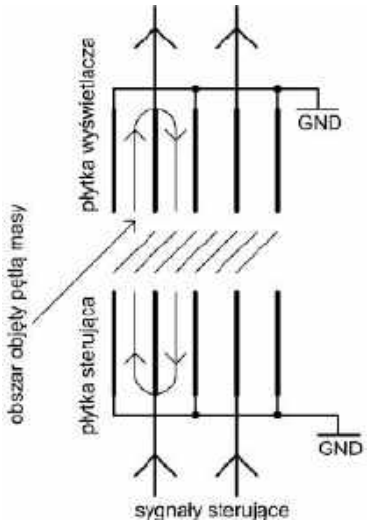
Rysunek 2. Linie sterowane przez źródła o niskiej impedancji stanowiące źródło zakłóceń

będące zróżniczkowanym sygnałem prostokątnym – ilustracja na **rysunku 2**. Trzeba było też zaradzić „sianiu" zakłóceniami elektromagnetycznymi, których źródło stanowiły żyły zasilane sygnałem prostokątnym o bardzo szybkich zboczach.

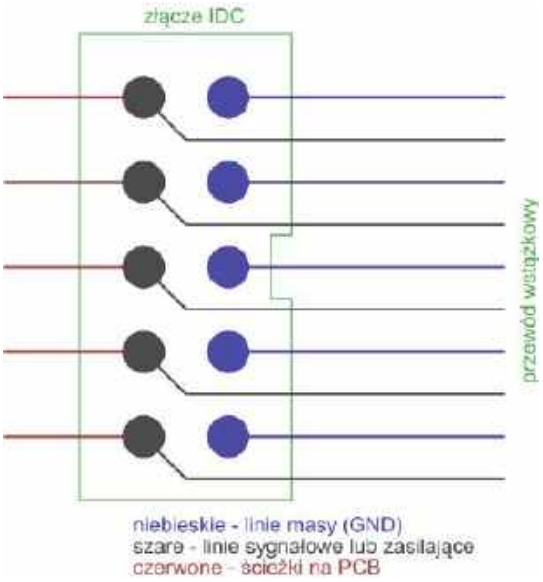
Doprowadziło to do całkowitej przebudowy układu. Doszedłem do wniosku, że problem będzie trudny do okiełznania, jeżeli przez taśmę płyną prądy impulsowe o relatywnie sporym natężeniu, sterowane przez niską impedancję. Szybkie zbocza wywołają problemy z EMC. Najlepiej, aby cały impulsowy pobór prądu na płytce wyświetlacza zamykał się w kondensatorach odsprzęgających na jej powierzchni. Ponadto trzeba zastosować wiele połączeń masy i odseparować nimi poszczególne sygnały. Drugi mój wniosek był taki, że nie powinienem obawiać się o pętle masy, ponieważ powierzchnia, jaką owa pętla obejmuje, jest relatywnie mała. W tej powierzchni znajduje się jedna żyła – i tak przewodzi ona prąd, dla którego owe żyły masy stanowią przewody powrotne, więc pętla masy, jak by to ująć, wypełnia się sama prądem, który i tak by tam płynął. Na **rysunku 3** znajduje się ilustracja odwzorowująca opisaną sytuację. Nie ma się zatem czego obawiać w kwestii pętli masy, o ile tylko odległość pomiędzy poszczególnymi żyłami nie będzie zbyt znacząca.

Koncepcji, aby przeplatać żyły masy z żyłami sygnałowymi, sprzyja również konstrukcja złączy IDC do zaciskania na tych taśmach. Otóż wyprowadzenia, ułożone w dwóch rzędach w złączu, prowadzą naprzemiennie do sąsiadujących żył. Wystarczy zatem podłączyć do masy jeden rząd wyprowadzeń złącza, uzyskując przy tym wygodny dostęp (w kontekście projektowania obwodu drukowanego) do pozostałej połowy żył. Zostaną one przeplecione żyłami masy, zaś ich liczba będzie dokładnie taka sama. Obrazuje to **rysunek 4**.

Układ odpowiedzialny za bezpośrednie sterowanie diodami matrycy LED został przeniesiony na płytkę wyświetlacza. Są to połączone kaskadowo dwa rejestry przesuwne typu 74HC595, z których jeden steruje kolumnami, zaś drugi (poprzez driver ULN2003) – wierszami.



Rysunek 3. Pętle masy w przewodzie wstążkowym



Rysunek 4. Proponowany układ połączeń złącza IDC na płytce drukowanej

Rozwiązanie takie zwiększyło liczbę układów scalonych, ale zmniejszyło amplitudę składowej zmiennej prądu przepływającego przez poszczególne żyły taśmy, w szczególności połączenia masy. Kondensatory odsprzęgające umieszczone na płytce wyświetlacza zamykają drogę impulsom składowej zmiennej prądu.

Pozostał jeszcze problem szybkich zboczy sygnałów, wytwarzanych przez mikrokontroler. Teoretycznie warto byłoby zadbać o dopasowanie impedancyjne, lecz to tylko pozorne remedium, wszak szybkość narastania nie uległaby znaczącej zmianie. Mamy tu sytuację, w której warto zrobić rzecz zupełnie odwrotną: zwiększyć impedancję źródła sygnału, aby pojemność przewodu spowodowała wydłużenie czasu narastania impulsu. To przełoży się na zawężenie szerokości pasma i – tym samym – energii emitowanej przez przewód w postaci zakłóceń. Nie można jednak przesadzić w drugą stronę, bowiem zbyt wysoka impedancja sterująca żyłami przewodu taśmowego spowoduje zwiększoną podatność na zakłócenia oraz niedopuszczalnie silne zniekształcenie sygnałów sterujących rejestrami przesuwnymi.

Doświadczalnie ustalono, że rozsądnym kompromisem będą rezystory 1 kΩ w obudowach 0805, zlokalizowane blisko mikrokontrolera, lecz bez przesady. Taśmy o długości 1 m nie zniekształcają sygnałów na tyle, żeby układy 74HC595 nie mogły działać prawidłowo, co potwierdziła obserwacja przebiegów na płytce wyświetlacza. Jednocześnie sama taśma nie emituje zakłóceń dość silnych, by zakłócić nawet sygnały analogowe audio prowadzone wewnątrz obudowy. Ma to jeszcze jedną zaletę, choć niezbyt znaczącą w porównaniu z pozostałymi: wspomniane rezystory stanowią pewną ochronę wyprowadzeń mikrokontrolera przed silnymi zakłóceniami lub impulsami pochodzącymi od wyładowań elektrostatycznych, ponieważ ograniczają prąd diod zabezpieczających oraz zwiększają czas narastania napięcia na nich, dając im czas na otwarcie się.

Reasumując, projektując moduły łączone ze sobą taśmami, należy zadbać o:

- odpowiednią liczbę żył łączących masy,
- naprzemienne rozlokowanie w taśmie żył masowych i sygnałowych lub zasilających,
- ograniczenie amplitudy płynących prądów,
- wydłużenie czasu narastania napięcia w żyłach sterujących tak mocno, jak to tylko możliwe.

Powyższe wskazówki powstały na bazie moich doświadczeń z przewodami taśmowymi i nie stanowią idealnej recepty na każdą sytuację i każdy problem. Polecam jednak mieć je na uwadze jako punkt wyjścia do dokładnej analizy połączeń.

Michał Kurzela, EP

eprasa.pl 02cec464c3

Nordic Semiconductor – czołowy gracz na rynku IoT

Marka Nordic Semiconductor wypracowała szczególną pozycję w świecie producentów operujących na polu technologii Internetu Rzeczy, a jej flagowe produkty – w tym niezwykle popularne transceivery Bluetooth – stały się synonimem wysokiej jakości, stabilności i niezawodności. Od pewnego czasu koncern święci tryumfy w zdobywaniu nowych pól rynku, w szczególności w zakresie nowoczesnej komunikacji M2M w pasmach komórkowych.

Technologie Internetu Rzeczy z dnia na dzień coraz bardziej zmieniają obraz naszej rzeczywistości. Nietrudno odnieść wrażenie, że to właśnie IoT ma największy udział w cyfrowej transformacji, która wpływa na wszystkie aspekty ludzkiego życia – zwiększa bezpieczeństwo, monitoruje stan zdrowia, ułatwia funkcjonowanie w miejskim gąszczu, czuwa nad uprawami rolnymi czy wreszcie podnosi efektywność procesów przemysłowych. Szczególne miejsce w czołówce firm operujących na rynku rozwiązań IoT ma marka Nordic Semiconductor – przez wielu konstruktorów kojarzona głównie z wysokiej klasy układami radiowymi Bluetooth, choć z równym powodzeniem wdrażająca także rozwiązania z zakresu sieci komórkowych, ZigBee i wielu innych. W artykule dokonujemy ekspresowego przeglądu aktualnej oferty Nordic Semiconductor w segmencie układów przeznaczonych do aplikacji IoT.

Seria nRF52

Większość osób, które miały okazję pracować z układami oraz modułami bazującymi na rozwiązaniach marki Nordic Semiconductor, w pierwszej chwili kojarzy ją zapewne z przedstawicielami niezwykle popularnej serii nRF52, obejmującej siedem modeli układów SoC przeznaczonych do pracy przede wszystkim w energooszczędnych urządzeniach przenośnych, sensorach IoT, inteligentnym sprzęcie AGD i wielu innych klasach produktów. W zależności od wersji poszczególni przedstawiciele opisywanej rodziny układów SoC obsługują nie tylko podstawową łączność BLE, ale także bardziej zaawansowane jej odmiany – oferują m.in. wsparcie precyzyjnej lokalizacji urządzeń wewnątrz pomieszczeń (direction finding), łączność dalekiego zasięgu (long range), połączenia typu Bluetooth Mesh, a także szereg innych protokołów komunikacyjnych: Thread, Matter, ZigBee, ANT oraz własnościowy standard transmisji w paśmie ISM 2,4 GHz. Mało tego – układy nRF52840, nRF52833 oraz nRF52832 mają nawet wbudowany interfejs NFC integrujący w sobie niemal wszystkie elementy niezbędne do uruchomienia komunikacji zbliżeniowej (do pracy wystarczy zewnętrzna antena wraz z parą odpowiednio dobranych kondensatorów ceramicznych). Wszystkie układy SoC z serii nRF52 bazują na 64-megahercowym procesorze ARM Cortex-M4 i mają wbudowaną pamięć Flash o pojemności od 192 kB do 1 MB oraz RAM o rozmiarze od 24 kB do 256 kB. Najmniejszy członek rodziny nRF52 – układ nRF52805 – ma wymiary zaledwie 2,48×2,46 mm, dzięki czemu nadaje się do urządzeń przenośnych i ubieralnych o największych ograniczeniach pod względem przestrzeni dostępnej wewnątrz obudowy.

nRF53 – najwyższa wydajność w kompaktowej formie

Układy nRF5340 oferują wszystkie funkcjonalności dostępne w rodzinie nRF52, przenosząc jednak aplikacje na jeszcze wyższy poziom pod względem wydajności – w tym przypadku mamy już bowiem do czynienia z dwoma rdzeniami ARM Cortex-M33 o częstotliwościach 128 MHz i 64 MHz, wyposażonymi w – odpowiednio – 1 MB Flash/512 kB RAM oraz 256 kB Flash/64 kB RAM. Co więcej,

eprasa.pl 02cec464c3

Tabela 1. Porównanie najważniejszych parametrów i funkcji układów SiP i SoC marki Nordic Semiconductor z serii nRF52, nRF53 i nRF91

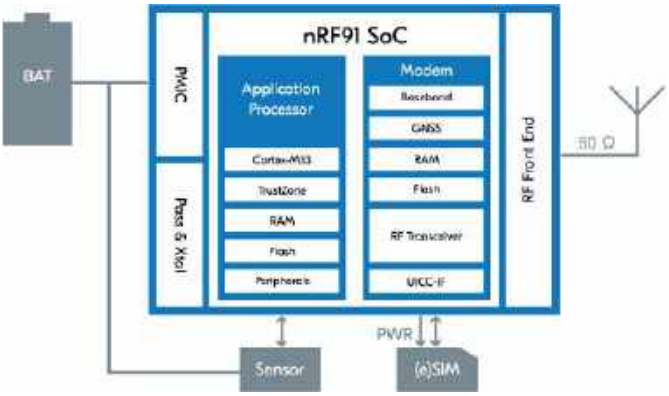
	nRF9151	nRF91 series			nRF53 series	nRF52 series						
		nRF9151	nRF9161	nRF9160	nRF5340	nRF52840	nRF52833	nRF52832	nRF52820	nRF52811	nRF52810	nRF52805
WIRELESS PROTOCOL	LTE-M/NB-IoT	3GPP rel 14	3GPP rel 14	3GPP rel 13								
	DECT NR+	✓	✓									
	GNSS	✓	✓	✓								
	BLUETOOTH LOW ENERGY				✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
	BLUETOOTH 5.3				✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
	LE AUDIO				✓							
	DIRECTION FINDING				✓		✓		✓	✓		
	2 Mbps				✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
	LONG RANGE				✓	✓	✓		✓	✓		
	BLUETOOTH MESH				✓	✓	✓	✓	✓			
	THREAD				✓	✓	✓		✓	✓		
	MATTER				✓	✓						
	ZIGBEE				✓	✓	✓		✓			
	ANT				✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
	2.4 GHz PROPRIETARY				✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
	NFC				✓	✓	✓	✓			✓	
TYPE	SYSTEM-ON-CHIP (SoC)				✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
	SYSTEM-IN-PACKAGE (SiP)	✓	✓	✓								
CORE SYSTEM	CPU	64 MHz Arm Cortex-M33	64 MHz Arm Cortex-M33	64 MHz Arm Cortex-M33	128 MHz Arm Cortex-M33 +64 MHz Arm Cortex-M33	64 MHz Arm Cortex-M4	64 MHz Arm Cortex-M4	64 MHz Arm Cortex-M4	64 MHz Arm Cortex-M4	64 MHz Arm Cortex-M4	64 MHz Arm Cortex-M4	64 MHz Arm Cortex-M4
	FPU	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓				
	DSP INSTRUCTION SET	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
	CACHE	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓				
	MEMORY	1 MB Flash, 256 KB RAM	1 MB Flash, 256 KB RAM	1 MB Flash, 256 KB RAM	1 MB Flash, 512 KB RAM +256 KB Flash, 64 KB RAM	1 MB Flash, 256 KB RAM	512 KB Flash, 128 KB RAM	512 KB or 256 KB Flash, 64 KB or 32 KB RAM	256 KB Flash, 32 KB RAM	192 KB Flash, 24 KB RAM	192 KB Flash, 24 KB RAM	192 KB Flash, 24 KB RAM
	CLOCKS	64 MHz/32 kHz	64 MHz/32 kHz	64 MHz/32 kHz	128 MHz/ 64 MHz/32 kHz	64 MHz/32 kHz	64 MHz/32 kHz	64 MHz/32 kHz	64 MHz/32 kHz	64 MHz/32 kHz	64 MHz/32 kHz	64 MHz/32 kHz
SECURITY	ARM TRUSTZONE	✓	✓	✓	✓							
	ARM CRYPTOCELL	310	310	310	312	310						
	ROOT-OF-TRUST	✓	✓	✓	✓	✓						
	SECURE KEY STORAGE	✓	✓	✓	✓							
	PSA CERTIFICATION			Level 2	Level 2	Level 1						

eprasa.pl 02cec464c3

Tabela 1. Porównanie najważniejszych parametrów i funkcji układów SiP i SoC marki Nordic Semiconductor z serii nRF52, nRF53 i nRF91 cd.

	nRF9151	nRF91 series			nRF53 series	nRF52 series						
		nRF9151	nRF9161	nRF9160	nRF5340	nRF52840	nRF52833	nRF52832	nRF52820	nRF52811	nRF52810	nRF52805
RADIO	LTE-M/NB-IoT/GPS MODEM	✓	✓	✓								
	CERTIFIED LTE BANDS	1...5, 8, 12...14, 17...20, 25...26, 28, 65, 66, 85	1...5, 8, 12...14, 17...20, 25...26, 28, 65, 66, 85	1...5, 8, 12...14, 17...20, 25...26, 28, 66								
	FREQUENCY	700...2200 MHz	700...2200 MHz	700...2200 MHz	2,4 GHz	2,4 GHz	2,4 GHz	2,4 GHz	2,4 GHz	2,4 GHz	2,4 GHz	2,4 GHz
	MAXIMUM TX POWER	23 dBm/20 dBm	23 dBm	23 dBm	3 dBm	8 dBm	8 dBm	4 dBm	8 dBm	4 dBm	4 dBm	4 dBm
	RX SENSITIVITY	−108 dBm (LTE-M), −114 dBm (NB-IoT), −155 dBm (GPS)	−108 dBm (LTE-M), −114 dBm (NB-IoT), −155 dBm (GPS)	−108 dBm (LTE-M), −114 dBm (NB-IoT), −155 dBm (GPS)	−98 dBm (1 Mbps)	−95 dBm (1 Mbps)	−96 dBm (1 Mbps)	−96 dBm (1 Mbps)	−95 dBm (1 Mbps)	−97 dBm (1 Mbps)	−96 dBm (1 Mbps)	−97 dBm (1 Mbps)
	ANTENNA INTERFACE	50 Ω single-ended	50 Ω single-ended	50 Ω single-ended	single-ended	single-ended	single-ended	single-ended	single-ended	single-ended	single-ended	single-ended
PERIPHERALS	HIGH SPEED SPI				✓	✓	✓					
	TWI, SPI, UART	4×TWI/SPI/UART	4×TWI/SPI/UART	4×TWI/SPI/UART	4×TWI/SPI/UART +TWI/SPI/UART	2×TWI/SPI, SPI, 2×UART	2×TWI/SPI, SPI, 2×UART	2×TWI/SPI, SPI, UART	2×TWI/SPI, UART	TWI/SPI, SPI, UART	TWI, SPI, UART	TWI, SPI, UART
	QSPI				✓	✓						
	USB				✓	✓	✓		✓			
	PWM	4	4	4	4	4	4	3		1	1	
	PDM	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓		✓	✓	
	I²S	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓				
	ADC, COMPARATOR	ADC	ADC	ADC	✓	✓	✓	✓	COMP	ADC, COMP	ADC, COMP	ADC
	TIMER, RTC	3, 2	3, 2	3, 2	3, 2 + 3,2	5, 3	5, 3	5, 3	4, 2	3, 2	3, 2	3, 2
	TEMPERATURE SENSOR	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
CERTIFICATIONS			nordicsemi.com/9161cert	nordicsemi.com/9160cert	CE, FCC	CE, FCC	CE, FCC	CE, FCC	CE, FCC	CE, FCC	CE, FCC	CE, FCC
OPERATING TEMPERATURE		−40...85°C	−40...85°C	−40...85°C	−40...105°C	−40...85°C	−40...105°C	−40...85°C	−40...105°C	−40...85°C	−40...85°C	−40...85°C
SUPPLY VOLTAGE RANGE		3,0...5,5 V	3,0...5,5 V	3,0...5,5 V	1,7...5,5 V	1,7...5,5 V	1,7...5,5 V	1,7...3,6 V	1,7...5,5 V	1,7...3,6 V	1,7...3,6 V	1,7...3,6 V
DEVELOPMENT KITS		nRF9151 DK	nRF9161 DK	nRF9160 DK, Nordic Thingy:91	nRF5340 DK, nRF5340 Audio DK, Nordic Thingy:53	nRF52840 DK, nRF52840 Dongle	nRF52833 DK	nRF52 DK, Nordic Thingy:52	nRF52833 DK	nRF52840 DK	nRF52 DK	nRF52 DK
PACKAGES		11×12×1 mm LGA	10×16×1,04 mm LGA	10×16×1,04 mm LGA	7×7 mm aQFN94 (48 GPIOs), 4,4×4,0 mm WLCSP95 (48 GPIOs)	7×7 mm aQFN73 (48 GPIOs), 6×6 mm QFN48 (30 GPIOs), 3,5×3,6 mm WLCSP94 (48 GPIOs)	7×7 mm aQFN73 (42 GPIOs), 5×5 mm QFN40 (18 GPIOs), 3,2×3,2 mm WLCSP (42 GPIOs)	6×6 mm QFN48 (32 GPIOs), 3,0×3,2 mm WLCSP50 (32 GPIOs)	5×5 mm QFN40 (18 GPIOs), 2,53×2,53 mm WLCSP44 (18 GPIOs)	6×6 mm QFN48 (32 GPIOs), 5×5 mm QFN32 (17 GPIOs), 2,48×2,46 mm WLCSP33 (15 GPIOs)	6×6 mm QFN48 (32 GPIOs), 5×5 mm QFN32 (17 GPIOs), 2,48×2,46 mm WLCSP33 (15 GPIOs)	2,48×2,46 mm WLCSP28 (10 GPIOs)

eprasa.pl 02cec46c4c3



Rysunek 1. Uproszczony schemat blokowy modułów SiP z rodziny nRF9151

Fotografia 1. Moduł nRF9151

układy nRF53 obsługują już technologię ARM Trustzone, oferują przestrzeń do bezpiecznego przechowywania kluczy szyfrujących, a ponadto implementują szereg peryferiów niedostępnych w większości układów nRF52 – w tym interfejsy I²S, USB oraz QSPI. Obecność I²S jest zresztą nieprzypadkowa, gdyż transceivery z rodziny nRF53 wspierają profil Bluetooth LE Audio, co otwiera nowe możliwości w zakresie konstrukcji wydajnych i energooszczędnych urządzeń, takich jak głośniki, słuchawki bezprzewodowe czy odtwarzacze sieciowe.

Seria nRF91 – łączność dalekiego zasięgu zdefiniowana na nowo

W odróżnieniu od wcześniej opisanych układów, seria nRF91 została opracowana przede wszystkim z myślą o łączności globalnej. Obecnie w ramach opisywanej serii znajdują się trzy moduły klasy SiP, przy czym wszystkie obsługują nowoczesną łączność M2M w standardach LTE-M i NB-IoT oraz nawigację satelitarną (GNSS). Układy bazują na 64-megahercowych procesorach ARM Cortex-M33 wyposażonych w sporą pamięć Flash (1 MB) oraz RAM o pojemności 256 kB. Do dyspozycji konstruktorów są interfejsy TWI, SPI, I²S oraz UART, a także 4 kanały PWM, linie PDM, wbudowane przetworniki ADC, timery oraz zegary czasu rzeczywistego (RTC). Taki poziom integracji zapewnia możliwość zrealizowania kompletnego urządzenia, w którym całość funkcjonalności jest zaimplementowana w samym module SiP, bez konieczności używania dodatkowego (zewnętrznego) mikrokontrolera. Na transceiverze oraz procesorze aplikacyjnym nie kończy się jednak lista bloków zintegrowanych w ramach tych niewielkich modułów – wewnątrz znajduje się bowiem także system zarządzania zasilaniem (PMIC) oraz obwody taktowania z rezonatorem kwarcowym i niezbędnymi elementami pasywnymi. Całość tworzy zatem ultranowoczesne rozwiązanie w pełni zasługujące na miano System-in-Package.

DECT NR+, czyli innowacja na solidnych podstawach

Firma Nordic Semiconductor miała istotny udział w tworzeniu nowego protokołu komunikacji IoT, określanego mianem DECT NR+. Standard ten bazuje wprawdzie na sprawdzonej technologii komórkowej (dziedziczy więc po niej wszystkie najważniejsze zalety, w tym bardzo wysoką niezawodność oraz kompatybilność warstwy fizycznej z milionami istniejących na rynku urządzeń), ale udostępnia całkowicie nowe możliwości wymiany danych. Payload przesyłany w ramach DECT NR+ może być mikroskopijny (i zawierać zaledwie 4 bajty), ale równie dobrze może składać się z kilkunastu megabajtów danych. Mało tego – prywatne połączenia, realizowane w paśmie 1,9 GHz, obsługują zarówno transmisję point-to-point (P2P), jak i topologię kratową (mesh) czy gwiazdową (star), a zarezerwowanie licencji na użytkowanie „własnego" podpasma GSM wiąże się z niewielkimi kosztami. Co więcej, sieci DECT NR+ są niebywale skalowalne – przejście od 100 węzłów/km² do nawet miliona węzłów/km² nie stanowi dla tego standardu większego problemu, pozwala bowiem utrzymać użyteczną przepustowość i niezawodność, co wynika także z deterministycznej, niskiej latencji na poziomie 1 milisekundy (!). Takie rozwiązanie – odporne na awarie pojedynczych węzłów – jest wprost wymarzoną technologią do realizacji „gęstych" sieci Internetu Rzeczy w nowoczesnych, inteligentnych miastach (smart cities) czy fabrykach. W ofercie Nordic Semiconductor za obsługę standardu DECT NR+ odpowiadają dwa moduły SiP: nRF9161 oraz – najnowocześniejszy – nRF9151.

nRF9151 – zaczyn cyfrowej transformacji na miarę XXII wieku

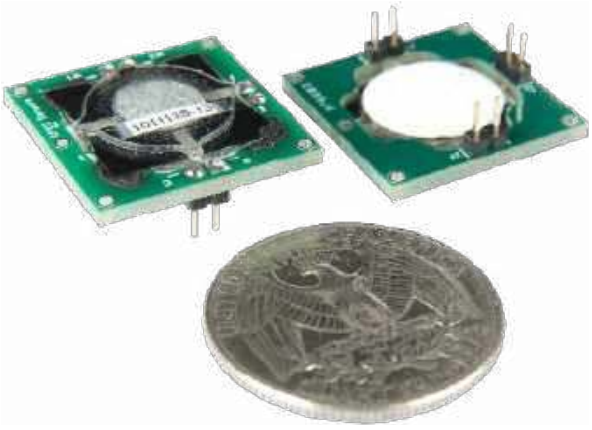
Układ nRF9151 oferuje tę samą funkcjonalność, która dostępna jest już od pewnego czasu w module nRF9161, różni się jednak od swojego poprzednika dwoma głównymi parametrami, niezwykle ważnymi z punktu widzenia projektantów urządzeń IoT. Po pierwsze, nowy moduł SiP wspiera połączenia w standardzie Power Class 5 z maksymalną mocą nadawania do 20 dBm – co rzecz jasna pozwala znacząco obniżyć pobór mocy w przypadku aplikacji niewymagających szczególnie dużego zasięgu. Po drugie – nRF9151 oferuje znacząco mniejszy footprint – inżynierom firmy Nordic Semiconductor udało się zredukować wymiary całości aż o 17% – obudowa LGA opisywanego modułu ma wielkość 11×12 mm (przy nieco mniejszej grubości od poprzednika – 1 mm zamiast 1,04 mm). Projektanci najbardziej kompaktowych urządzeń doskonale wiedzą, jakie znaczenie ma „odzyskanie" 4 milimetrów powierzchni PCB dzięki skróceniu najdłuższego boku modułu. Kompaktowe wymiary, w połączeniu z wysoką wydajnością zastosowanego w układzie procesora oraz wsparciem dla najnowocześniejszych standardów LTE-M/NB-IoT/DECT NR+, dają niebywałe możliwości w zakresie aplikacji takich jak monitorowanie infrastruktury miejskiej, pomiary zużycia mediów (smart metering), przemysł 4.0 czy też nowoczesne urządzenia medyczne i ubieralne (wearables).

eprasa.pl 02cec464c3

Internet Rzeczy w pomiarach środowiskowych (7)

Moduł ULPSM-CO z czujnikiem tlenku węgla firmy SPEC Sensors

Firma SPEC Sensors oferuje łatwy sposób na dodanie do Internetu Rzeczy małych, lekkich, wysokowydajnych czujników gazu o bardzo niskim zużyciu energii. Opatentowana technologia sensorów elektrochemicznych z nadrukiem sitodrukowym (SPEC Sensor), w połączeniu z najnowocześniejszą elektroniką i algorytmami, umożliwia łatwą integrację czujników gazów z rozwiązaniami bezprzewodowymi, przenośnymi oraz sieciowymi. Wspomniana marka oferuje rodzinę 110-1xx analogowych detektorów tlenku węgla (CO), analogowe moduły pomiarowe ULPSM (Ultra-Low Power Sensor Module) z rodziny 968 oraz cyfrowe moduły pomiarowe DGS2 rodziny 970.



Narażenie już przez jedną godzinę dziennie na wdychanie tlenku węgla (CO) o stężeniu 1 ppm wiąże się ze wzrostem o 0,96% ryzyka hospitalizacji z powodu chorób układu krążenia (wśród osób w wieku powyżej 65 lat). Przy stężeniu 3...7 ppm następuje 6% wzrost wskaźnika przyjęć do szpitali osób starszych – z powodu astmy. Stężenie 9 ppm w wielu regulacjach krajowych i międzynarodowych uznaje się za maksymalny dopuszczalny poziom w pomieszczeniach i na zewnątrz. W przypadku wyższych stężeń CO jest dużo gorzej [8].

Urządzenia do gotowania na gazie ziemnym, z których korzysta wiele gospodarstw domowych, mogą przyczyniać się do złej jakości powietrza w pomieszczeniach, zwłaszcza jeśli są używane bez okapu. Kuchenki gazowe emitują dwutlenek azotu (NO_2), tlenek węgla (CO) i formaldehyd (HCHO), z których każdy może zaostrzać różne dolegliwości układu oddechowego i inne dolegliwości zdrowotne [7].

W badaniach przeprowadzonych w Kalifornii oszacowano, że palniki gazowe dodają 25...33% do średniego tygodniowego stężenia NO_2 w pomieszczeniach latem i 35...39% zimą. Zmienność między porami roku prawdopodobnie odzwierciedla fakt, że wymiana powietrza jest mniejsza w zimie. W przypadku CO oszacowano, że kuchenki gazowe przyczyniają się odpowiednio do 30% i 21% zwiększenia stężenia tego gazu w pomieszczeniach latem i zimą. W tym przypadku urządzenia emitowały stosunkowo więcej CO w okresie letnim, ponieważ stężenie na zewnątrz zwykle jest wtedy niższe. Wspomniane urządzenia w niewielkim stopniu podwyższały także stężenie HCHO w pomieszczeniach – w porównaniu z innymi źródłami, takimi jak meble czy materiały budowlane [7].

Działanie czujnika elektrochemicznego

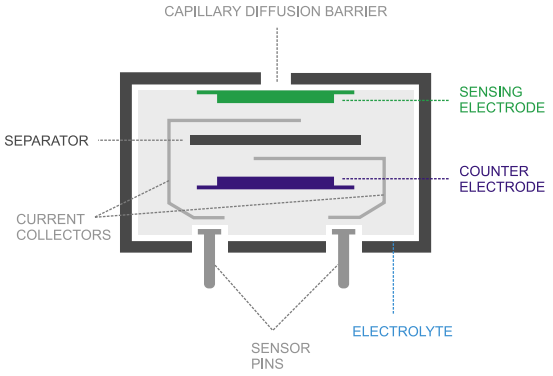
Popularność elektrochemicznych czujników gazów można przypisać liniowości ich sygnału wyjściowego, niskiemu zapotrzebowaniu na energię i dobrej rozdzielczości. Co więcej, po skalibrowaniu na znane stężenie gazu docelowego powtarzalność oraz dokładność pomiaru są również doskonałe. Dzięki ewolucji technologii na przestrzeni dziesięcioleci czujniki te mogą zapewnić bardzo dobrą selektywność w stosunku do określonego rodzaju gazu. Chociaż sama technologia wykrywania detekcji stale się rozwija, jej podstawowa zasada działania – ani też powiązane z nią wady – nie zmieniły się od początków elektrochemicznej detekcji substancji gazowych.

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

SPEC Sensor to amperometryczne czujniki gazu, czyli sensory elektrochemiczne, które generują prąd o natężeniu proporcjonalnym do objętościowego udziału gazu w powietrzu. Na **rysunku 1** typowy czujnik elektrochemiczny pokazano z dwiema elektrodami stykającymi się z ciekłym elektrolitem.

Gaz mierzy się na elektrodzie roboczej WE (Working Electrode), nazywanej też czujnikową (SE, od ang. sensing). Zwykle jest to metal katalityczny wybrany w celu optymalizacji efektywności reakcji gazu docelowego. Mierzony gaz przechodzi przez kapilarną barierę dyfuzyjną i reaguje z elektrodą. Elektrony powstałe w wyniku reakcji elektrochemicznej przepływają do lub z elektrody roboczej przez obwód zewnętrzny, w zależności od ilości reagującego gazu. Sygnałem wyjściowym czujnika jest prąd elektrody roboczej. Zależność pomiędzy jej prądem a stężeniem gazu ma charakter liniowy.

Przeciwelektroda CE (Counter Electrode) służy do zamknięcia obwodu ogniwa elektrochemicznego. Działa ona wyłącznie jako drugie półogniwo i umożliwia elektronom wnikanie do elektrolitu, a także opuszczanie go w równych ilościach i w przeciwnym kierunku niż elektrony biorące udział w reakcji elektrody roboczej.



Rysunek 1. Typowy elektrochemiczny czujnik dwuelektrodowy [1]

eprasa.pl 02cec464c3

Aby zapewnić optymalną wydajność, często wymagane jest przyłożenie ciągłego lub pulsującego napięcia polaryzacji do elektrod czujnika. Dodanie trzeciego wyprowadzenia, zwanego elektrodą odniesienia RE (Reference Electrode), poprawia stabilność, stosunek sygnału do szumu oraz czas reakcji konstrukcji 2-elektrodowej, zapewniając stabilny potencjał elektrochemiczny w elektrolicie. Napięcie polaryzacji jest przykładane pomiędzy RE i WE [1].

Układ pomiarowy czujnika elektrochemicznego

Elektrochemiczny czujnik gazu generuje na wyjściu prąd (w zakresie nanoamperów), który należy przekształcić w napięcie i wzmocnić za pomocą wzmacniacza transimpedancyjnego. Niezbędna jest również funkcja filtrowania, aby ograniczyć szerokość pasma szumu systemu. Filtracja ogranicza ponadto reakcję układu na szybkie zmiany stężenia gazu.

Dostępnych jest wiele topologii obwodów umożliwiających wdrożenie bloku TIA. Wybór ostatecznie zależy od wymagań wydajnościowych całego systemu. Ze względu na powolną reakcję czujnika CO na zmiany stężenia gazu nie jest wymagana duża szerokość pasma; pozwala to na zastosowanie wzmacniacza operacyjnego o niskim GBW z polaryzacją 0 V. Innym kluczowym aspektem w tym zastosowaniu pozostaje niskie wejściowe napięcie niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego mające zapobiegać offsetom napięciowym ze względu na wewnętrzną rezystancję czujnika CO.

Obwód kontrolujący potencjał elektrody roboczej i przekształcający jej prąd na napięcie nosi nazwę potencjostatu. Uproszczony schemat czujnika i potencjostatu zaprezentowano na **rysunku 2**. Potencjał elektrody odniesienia RE ustalany jest przez stabilne napięcie na wyprowadzeniu 2 układu U1, natomiast potencjał elektrody roboczej WE – przez (również odpowiednio ustabilizowany) potencjał na pinie 5 układu U2. Różnica napięcia pomiędzy elektrodą WE oraz RE określana jest jako napięcie polaryzacji czujnika. Kiedy sensor gazu zostanie wystawiony na działanie gazowego CO, prąd przepływa od elektrody roboczej do przeciwelektrody. Prąd elektrody roboczej WE jest przekształcany na napięcie za pomocą wzmacniacza operacyjnego U2. Z kolei wzmacniacz operacyjny U1 generuje napięcie na przeciwelektrodzie CE, które wystarcza, by dostarczyć prąd o wartości równej prądowi elektrody roboczej, ale o przeciwnym kierunku [1].

Dodatnie napięcie polaryzacji czujnika elektrochemicznego ustala się poprzez ustawienie napięcia na wyprowadzeniu 5 układu U2 – w stosunku do wyprowadzenia 3 układu U1. Wzmocnienie wzmacniacza transimpedancyjnego ustawia się, dobierając rezystor R6. Kondensatory C1 i C2 oraz rezystor R5 można dostosować do charakterystyki czujnika elektrochemicznego. Możliwe jest zastosowanie filtrowania analogowego i cyfrowego w celu poprawy charakterystyki szumowej układu.

Czujniki tlenku węgla firmy SPEC Sensors

Firma SPEC Sensors (oddział firmy Interlink Electronics) opracowała opatentowaną konstrukcję czujników elektrochemicznych z zastosowaniem techniki laminacji tworzyw sztucznych oraz nanoszenia metodą sitodruku. Pozwala to na produkcję wysokowydajnych elektrochemicznie czujników gazu w cienkiej i taniej obudowie. Można je też wytwarzać na dużą skalę – w ilościach i kosztach odpowiednich do potrzeb rynku masowego.

Firma SPEC Sensors oferuje rodzinę sensorów 110-1xx – analogowe czujniki tlenku węgla (CO), produkowane w dwóch seriach. Produkty te są zgodne z normami UL STD 2034 oraz UL STD 2075.

Czujniki ze standardową czułością [2]:
- zakres pomiarowy: 0...1000 ppm,
- rozdzielczość: 0,1 ppm,
- dolny limit detekcji: 0,5 ppp,

Fotografia 1. Czujnik tlenku węgla typu 110-102 firmy SPEC Sensors: widok z dołu (po lewej), widok z góry (po prawej) [2]

- czułość (typ.): 4,75 ±2,75 nA/ppm,
- rozmiary obudów czujników:
  - wersja 110-102: 20×20×4,444 mm z wyprowadzeniami elektrod w postaci 4 goldpinów 7,944 mm (**fotografia 1**),
  - wersja 110-109: SMD 20×20×4,158 mm,
  - wersja 110-113: SMD 20×20×4,494 mm.

Czujniki o wysokiej czułości [3]:
- zakres pomiarowy: 0...100 ppm,
- rozdzielczość: 0,05 ppm,
- dolny limit detekcji: 0,1 ppp,
- czułość (typ.): 35 nA/ppm,
- rozmiary obudów czujników:
- wersja 110-114: 20×20×4,215 mm wyprowadzeniami elektrod w postaci 4 goldpinów (7,715 mm),
- wersja 110-115: SMD 20×20×3,929 mm,
- wersja 110-116: SMD 20×20×4,265 mm.

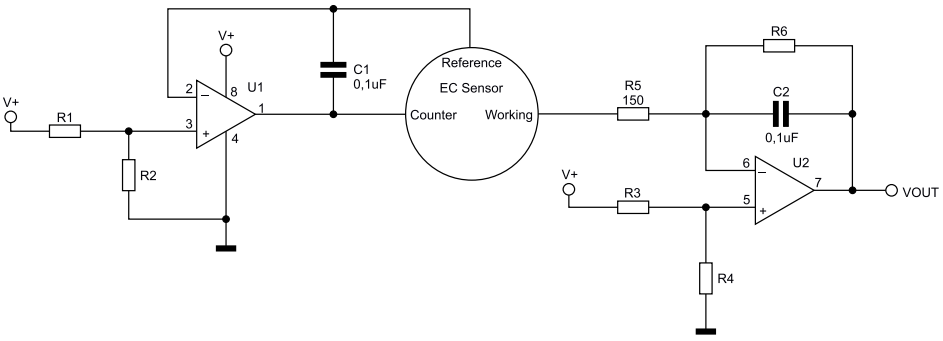
Wszystkie czujniki mają zbliżone pozostałe parametry:
- dokładność: ±1%,
- liniowa charakterystyka,
- szybka odpowiedź: (T90) < 60 s (15 s typ.),
- odporność: czujniki przechodzą test przeciążenia 5000 ppm,
- bardzo niski pobór mocy (typ./max.): 10/50 μW,
- małe rozmiary footprintu i niski profil,
- długa żywotność (typ.): 10 lat,
- 100% testowane fabrycznie,
- zalecane napięcie polaryzacji: 0 V.

Godna uwagi jest bardzo dobra odpowiedź skrośna czujnika tlenku węgla na inne gazy. Typowo mieści się ona w zakresie poniżej 1 pp – z wyjątkiem wodoru, w przypadku którego przy stężeniu 100 ppm odpowiedź czujnika wynosi do 17 pp.

Każdy czujnik podlega fabrycznym testom. Informacje są umieszczane na etykietce znajdującej na spodniej stronie czujnika (fotografia 1). Od lewej umieszcza się: symbol typu (110102), typ gazu (CO), datę (YYMM), czułość nA/ppm (4,49).

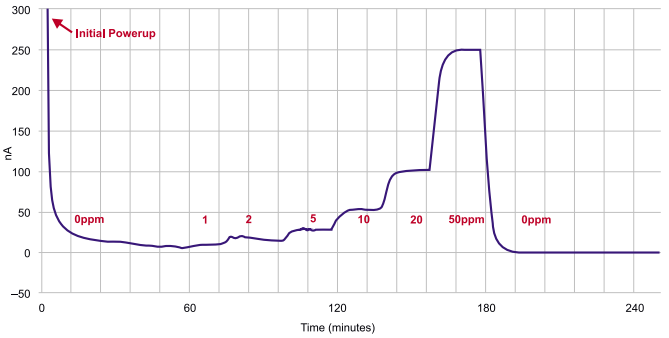
Stabilizacja linii bazowej czujnika

Aby pomiary gwarantowały dokładność oraz powtarzalność, prąd linii bazowej powinien być stabilny i pozbawiony dryftu. Czujnik elektrochemiczny można traktować jako kondensator, a napięcie



Rysunek 2. Uproszczony schemat potencjostatu dla trójelektrodowego czujnika elektrochemicznego [1]

eprasa.pl 02cec464c3



Rysunek 3. Odpowiedź czujnika CO na włączenie zasilania i podanie próbek gazu [2]

polaryzacji pomiędzy elektrodami roboczą i odniesienia można porównać do napięcia na jego okładkach. W przypadku czujnika elektrochemicznego efektywna powierzchnia „płytek" jest niezwykle duża. Zatem gdy na czujnik podane zostaje napięcie polaryzacji, obserwuje się „prąd ładowania" (**rysunek 3**). Prąd ten może początkowo wynosić nawet kilkaset µA, ale szybko spadnie do pojedynczych mikroamperów – w idealnym przypadku powinien mieścić się wręcz w zakresie nanoamperów. W czasie pracy czujnika prąd bazowy/zerowy asymptotycznie obniża się i stabilizuje, co oznacza poprawę jakości pomiarów.

Kompensacja temperaturowa czujnika

Elektrochemiczne czujniki gazu są wrażliwe na temperaturę otoczenia, reagując na nią zmianami czułości/zakresu, a także odczytu zerowego (linii bazowej) czujnika. Skutki te wynikają z różnych mechanizmów chemicznych i należy je rozpatrywać osobno. Z doświadczenia wynika, że kompensacja korzystająca z zależności od średniej temperatury rozwiązuje problem w ponad 90%.

Czułość (wyrażona w nA/ppm) zmienia się zazwyczaj o +0,1 do +0,6%/°C przy temperaturach poniżej 20°C i od 0 do 0,3%/°C w zakresie 20...40°C. Prąd zerowy pozostaje zazwyczaj bardzo niski i stały w temperaturach poniżej 20°C. Zalecany zakres temperatur pracy większości czujników wynosi od –20 do +40°C, chociaż maksymalną czułość osiąga się w temperaturach od +20 do +40°C.

Wahania temperatury mają przewidywalny, łatwy do skorygowania wpływ na sygnał czujnika. Jest to bardzo jednolity i powtarzalny efekt, który można bez trudu skompensować sprzętowo lub programowo. Aby określić charakterystykę wpływu temperatury na prąd zerowy/bazowy i czułość czujnika, należy zapoznać się z notą katalogową odpowiedniego modelu. Implementując kompensację temperatury, należy najpierw skorygować jej wpływ na zero (offset), a następnie na zakres (czułość) czujnika.

Analogowy moduł ULPSM pomiaru tlenku węgla firmy SPEC Sensors

Wspomniana wcześniej firma SPEC Sensors wprowadziła na rynek również analogowy moduł pomiarowy ULPSM (Ultra-Low Power Sensor Module), umożliwiający dołączenie dowolnego firmowego czujnika gazu w obudowie z wyprowadzeniami goldpin [4]. ULPSM przekształca liniowy sygnał prądowy czujnika tlenku węgla na liniowy sygnał napięciowy, utrzymując czujnik w idealnym punkcie pracy.

Opisywany moduł jest oferowany z jednym czujnikiem (**fotografia 2**) lub w zestawach z dodatkową płytką ewaluacyjną oraz wieloma czujnikami. Tworzy to rodzinę zestawów 968-xxx [4].

Moduł ULPSM czujnika analogowego CO o bardzo małej mocy [9]:

- zasilanie: (V+) 3 V (2,7...3,3 V),
- pobór prądu (min./typ./max.): 5/10/15 µA,
- pobór mocy (min./typ./max.): 15/30/45 µW,
- wyjście sygnału analogowego: od 0 do 3 V,
- Vref (typ.): V+/2 ±0,05 V,
- Vgaz_zero (typ.): V+/2 ±0,05 V,
- czułość M (min./typ./max.): 0,200/0,475 ±02,75/0,750 mV/ppm,
- napięcie polaryzacji (bias): 3 mV (R2=2 kΩ),
- wzmocnienie: 100 kV/A (R6=100 kΩ),
- szybkość odpowiedzi: < 30 sekund,
- wbudowany czujnik temperatury,
- łatwa wymiana czujnika gazu,
- standardowe złącze 8-pinowe czujnika gazu.

Na GitHubie udostępniono schemat modułu ULPSM, jednak część elementów (np. U1 i U4) nie jest standardowo montowana na płytce drukowanej [5]. Moduł ma układ elektryczny zgodny z rysunkiem 2. Do obu wzmacniaczy zostały dodane wtórniki, co pozwoliło na zastosowanie filtrów RC.

Moduł ULPSM ma zamontowane 8-pinowe gniazdko żeńskie standardu goldpin 2,54 mm. Na nim wyprowadzone zostały: V+ – zasilanie, Vgas – wyjściowe napięcie pomiarowe, Vref – napięcie odniesienia, Vtemp – napięcie proporcjonalne do temperatury oraz masa.

Napięcie Vtemp jest generowane przez szeregowe dołączenie do V+ termistora NTC 470 kΩ oraz rezystora 470 kΩ.

Napięcie Vref jest generowane przez dzielnik napięciowy 2×1 MΩ dołączony do V+. Daje on napięcie V+/2 ±0,05 V, które może być przesuwane poprzez zmianę wartości rezystora R2 oraz wybór dokonany za pomocą zworek XY1/2. Dla R2=2 kΩ, przesunięcie wynosi 3 mV. Zalecane jest zastosowanie dodatkowego dzielnika napięciowego 2×10 kΩ, dołączonego równolegle do dzielnika wewnętrznego [5].

Bazowy poziom napięcia Vgas wynosi V+/2 ±0,05 V.

Wzmocnienie wzmacniacza TIA ustalane jest przez wartość rezystora R6. Dla R6=100 kΩ wzmocnienie wynosi 100 kV/A. Dodatkowo można zwiększyć wzmocnienie, używając potencjometru R7 100 kΩ. Duże znaczenie dla poprawnej pracy modułu ma dołączenie zasilania o stabilizowanym napięciu i niskich szumach. Sygnały wyjściowe Vgas i Vtemp można dołączyć bezpośrednio do przetwornika ADC.

Obliczenia koncentracji gazu

Zależność napięcia wyjściowego Vgas z modułu ULPSM względem stężenia CO jest liniowa.

Docelowe stężenie gazu oblicza się następującą metodą [9]:

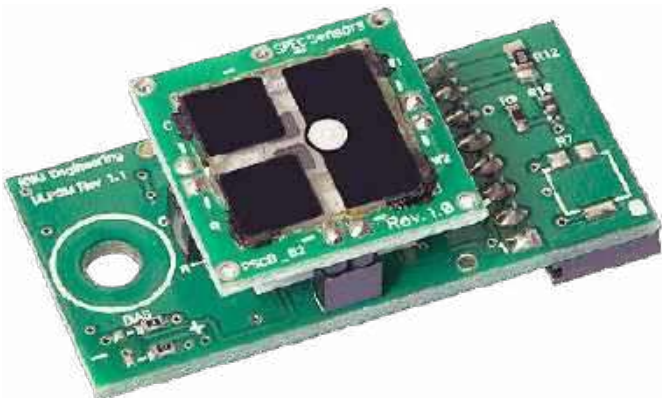
$$Cx=1/M(Vgas–Vref–Vgas0)$$

gdzie Cx to stężenie gazu (ppm), Vgas to sygnał napięciowy gazu (V), Vgas0 to wyjściowy sygnał napięciowy gazu w środowisku czystego powietrza (wolnym od gazu analitu), a M to współczynnik kalibracji czujnika (V/ppm).

Wartość M oblicza się następującą metodą:

$$M(V/ppm)=\text{czułość}\ (nA/ppm)\times \text{wzmocnienie TIA}\ (kV/A)\times 10^{-9}(A/nA)\times 10^{3}(V/kV)$$

przy czym kod czułości znajduje się na etykiecie czujnika, a wzmocnienie TIA oznacza wzmocnienie stopnia wzmacniacza transimpedancyjnego (TIA) obwodu ULPSM.



Fotografia 2. Moduł analogowy typu 968-001 z czujnikiem CO typu 110-102 firmy SPEC Sensors [9]

eprasa.pl 02cec464c3

Standardowe wzmocnienie dla modułu analogowego typu 968-001 z czujnikiem CO typu 110-102 wynosi 100 kV/A. Typowa wartość czułości czujnika CO typu 110-102 wynosi ok. 4,75 ±2,75 nA/ppm.

Wartość Vgas0 może być również reprezentowana przez:

$$Vgas0=Vref+Voffset$$

gdzie Vref jest sygnałem odniesienia napięcia wyjściowego, a Voffset jest napięciem przesunięcia.

Wyjście Vref dostarcza napięcie odniesienia dla zerowego stężenia, nawet gdy napięcie zasilania spada. Pomiar Vref kompensuje wahania napięcia akumulatora lub zasilania, minimalizując ich wpływ na Cx. Do usunięcia Vref z Vgas można użyć wzmacniacza różnicowego lub wzmacniacza pomiarowego. Alternatywnie, do bezpośredniego pomiaru Vref należy użyć bufora o wzmocnieniu jednostkowym.

Voffset odpowiada za małe przesunięcie napięcia, spowodowane normalnym prądem tła czujnika i napięciem tła obwodu. Na początek Voffset=0 jest odpowiednim przybliżeniem. Aby osiągnąć większą precyzję pomiarów, należy określić ilościowo Voffset. Po włączeniu czujnika w środowisku czystego powietrza (wolnym od mierzonego gazu) i ustabilizowaniu się jego sygnału wyjściowego aktualna wartość Vgas może zostać zapisana jako Vgas0 i użyta w kolejnych obliczeniach stężenia gazu Cx.

Korzystając z teoretycznej zależności dla rezystora NTC modułu ULPSM, można obliczyć temperaturę (°C) z dokładnością do ±3°C, w zakresie od –10°C do 50°C:

$$T=(87{,}0/V+)Vtemp-18{,}0$$

Umożliwi to wykonanie kompensacji wpływu temperatury na wartość pomiarową stężenia gazu.

Cyfrowy moduł DGS2 do pomiaru tlenku węgla firmy SPEC Sensors

W ofercie SPEC Sensors znalazł się również cyfrowy moduł pomiarowy DGS2, umożliwiający dołączenie firmowego czujnika gazu w obudowie z wyprowadzeniami goldpin [6]. DGS2 przekształca liniowy sygnał prądowy czujnika tlenku węgla na cyfrowy wynik pomiaru. Korzysta z układu scalonego (AFE, analog front-end) AD5941 firmy Analog Devices, który zawiera obwód potencjostatu o wysokiej precyzji i niskim poborze mocy, obsługujący czujnik elektrochemiczny. Układ można wprowadzić w tryb hibernacji, w którym podtrzymywane jest zasilanie potencjostatu i przetwornika DAC podającego napięcie polaryzacji na czujnik przy poborze tylko 6,5 µA prądu. Rozwiązanie takie skraca czas potrzebny na ustabilizowanie się czujnika przed rozpoczęciem właściwych poimarów.

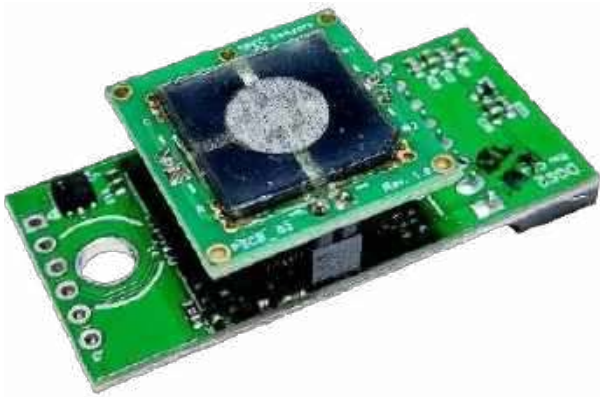
Zastosowany układ elektroniczny udostępnia cyfrowy interfejs UART (opcjonalnie dołączony adapter USB-UART). Typowo pomiary wykonywane są co 1 s, a docelowo uśrednianych jest 60 pomiarów.

DGS2 został fabrycznie skonfigurowany pod kątem sparowanego z nim czujnika. Inne czujniki SPEC można sparować z modułem DGS2 za pomocą narzędzia konfiguracyjnego DGS2.

Parametry modułu DGS2 [6]:

- kalibrowany i gotowy do kompensacji temperatury,
- tryby pracy: aktywny i uśpienia (niskiego poboru mocy),
- zintegrowane czujniki: temperatura, wilgotność względna,
- napięcie zasilania (min./typ./max.): 2,6/3,3/3,6 V,
- pobór prądu: 3,3 V (tryb aktywny/uśpienia): 10/0,4 mA,
- pobór mocy @ 3,3 V (tryb aktywny/uśpienia): 33/1,32 mW,
- dokładność pomiaru: ±15%,
- powtarzalność pomiaru: < ±3%,
- czas reakcji: < 15 sekund,
- oczekiwany okres eksploatacji: > 5 lat (10 lat przy 25 ±10°C; 60 ±30% RH),
- zakres temperatury roboczej: od –20 do 40°C (od –30 do 55°C),
- zakres wilgotności roboczej: od 15 do 95% (od 0 do 100% bez kondensacji).

Do pomiarów tlenku węgla udostępnione zostały dwa skonfigurowane moduły DGS2 rodziny 970 [6]:



Fotografia 3. Moduł cyfrowy typu 970-100 z czujnikiem CO typu 110-102 firmy SPEC Sensors [6]

- 97x-100 z czujnikiem 110-102, zakres pomiarowy 0...400 ppm, rozdzielczość 0,2 ppm (**fotografia 3**),
- 97x-110 z czujnikiem 110-110, zakres pomiarowy 0...20 ppm, rozdzielczość 0,03 ppm.

Producent dostarcza aplikację komputerową „SPEC Sensors DGS2 Setup Tool".

Podsumowanie

Precyzyjne wykrywanie obecności tlenku węgla w powietrzu ma bardzo duże znaczenie dla naszego zdrowia. Czujniki elektrochemiczne CO są oferowane przez wiele firm. Popularność zyskał tani czujnik MQ-7, którego podstawową wadą jest jednak duża moc grzałki, wynosząca ok. 350 mW. Niejasna pozostaje też część jego parametrów oraz sposób kalibracji i użytkowania.

Rodzina 110-1xx analogowych czujników tlenku węgla firmy SPEC Sensors oferuje pomiar z prawie zerową mocą zasilania przy bardzo dobrych parametrach pracy (zgodność z normami). Czujniki te znalazły zastosowanie w wielu urządzeniach komercyjnych oferowanych przez różnych producentów.

W artykule omówione zostały podstawowe zagadnienia dotyczące pomiarów CO z użyciem czujników rodziny 110-1xx. W celu uzyskania dokładnych pomiarów należy jeszcze uwzględnić zmiany ciśnienia (atmosferycznego), wilgotności względnej, zapylenia itd.

Henryk A. Kowalski
Instytut Informatyki
Politechnika Warszawska

Literatura

[1] SPEC Sensor Operation Overview, May 2016, SPEC Sensor, https://tiny.pl/djzw9
[2] CO – Carbon Monoxide, Spec Sensors, https://tiny.pl/djzw1
[3] CO – High Sensitivity Carbon Monoxide, Spec Sensors, https://tiny.pl/djzw5
[4] AGS, Ultra-Low Power Analog Sensor Module for Carbon Monoxide, https://tiny.pl/djzwj
[5] ULPSM Public Arduino Library for ULPSM (ultra-low power sensor module) or SDK (sensor development kit), Nov 15, 2021, https://tiny.pl/djzwp
[6] DGS2 970-Series, Spec Sensors, https://tiny.pl/djzwf
[7] Cooking Up Indoor Air Pollution, Emissions from Natural Gas Stoves, Environmental Health Perspectives, Volume 122, Issue 1, 1 January 2014, https://tiny.pl/djzwd
[8] Carbon Monoxide Levels and Risks, Spec Sensors, https://tiny.pl/djzwc
[9] ULPSM-CO 968-001, Ultra-Low Power Analog Sensor Module for Carbon Monoxide, October 2016, https://tiny.pl/djzww

eprasa.pl 02cec464c3

Konstrukcje wzmacniaczy audio z elementów dyskretnych

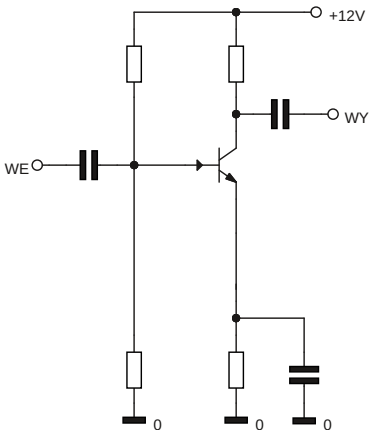
Obecnie – w dobie dużej integracji struktur układów scalonych – tory audio są zazwyczaj wykonywane w postaci monolitycznych procesorów dźwiękowych. Jednak w układach wysokiej klasy stosuje się nadal elementy dyskretne.

Mimo bardziej skomplikowanej budowy, układy dyskretne mają lepsze parametry niż monolityczne wzmacniacze audio. Te drugie wprowadzają do sygnału przede wszystkim zniekształcenia intermodulacyjne (w skrócie TIM), co wynika z ich wielostopniowej budowy i przeciętnych parametrów elementów półprzewodnikowych, wykonanych w strukturze krzemowej – jednym z problemów są wprowadzane do sygnału duże opóźnienia. Rozwiązania wzmacniaczy zbudowanych z elementów dyskretnych mogą eliminować ten problem, jak również – za pomocą wysokiej klasy komponentów – poprawiać parametry takie, jak współczynnik szumów czy zniekształcenia nieliniowe.

Ogólna idea budowy akustycznych wzmacniaczy małosygnałowych

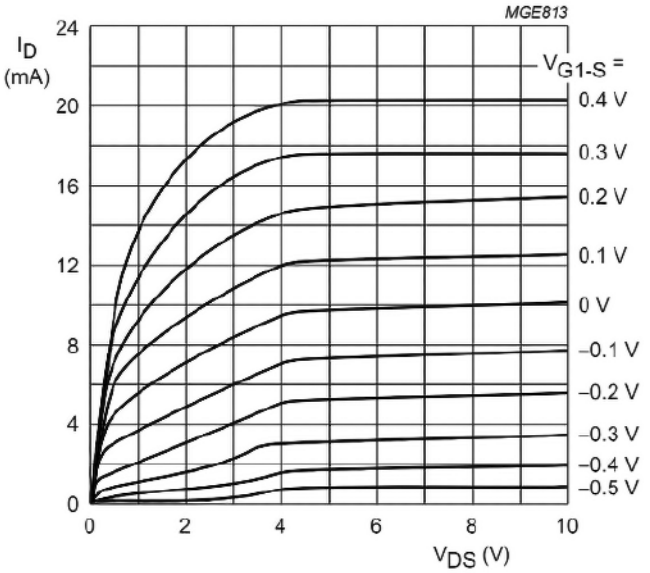
Do budowy wzmacniaczy napięciowych stosuje się tranzystory bipolarne lub unipolarne. Ponieważ tranzystory bipolarne mają bardzo nieliniową charakterystykę przejściową (stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego), we wzmacniaczach skonstruowanych przy ich użyciu stosuje się sprzężenie zwrotne. Wzmacniacze takie mogą być jedno- albo wielostopniowe. Zaletami tych pierwszych są: praktycznie całkowita eliminacja zniekształceń intermodulacyjnych oraz lepsze parametry odpowiedzi częstotliwościowej. Natomiast zastosowanie wzmacniaczy wielostopniowych pozwala uzyskać duże wzmocnienie przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego, co w efekcie znacznie zmniejsza zniekształcenia nieliniowe.

Wzmacniacze wykonane z użyciem tranzystorów unipolarnych zazwyczaj również mają sprzężenie zwrotne, jednak oferują znacznie bardziej liniową charakterystykę (**rysunek 1**) oraz niski współczynnik szumów. W związku z tym mały poziom zniekształceń można uzyskać przy płytszym sprzężeniu zwrotnym. Ponadto, stosując tetrody MOSFET, można uzyskać dużą rezystancję wyjściową tranzystora (obwodu drenu), co wpływa na zmniejszenie zniekształceń i umożliwia uzyskanie dużego wzmocnienia. Punkt załamania charakterystyki (czyli fragment charakterystyki o wysokiej rezystancji) występuje mniej więcej przy napięciu polaryzacji drugiej bramki.

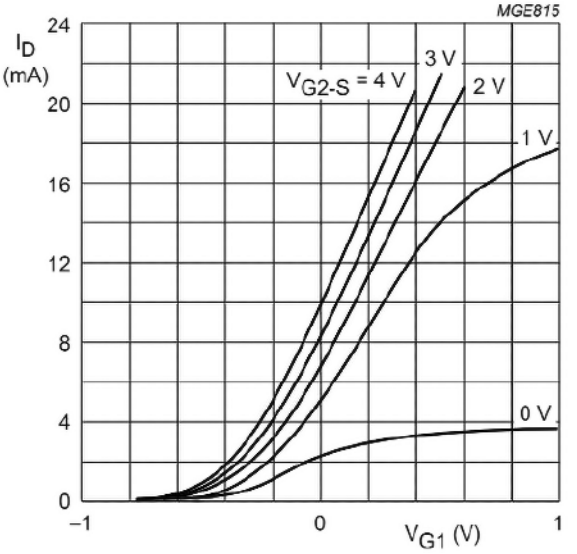


Rysunek 2. Wzmacniacz jednostopniowy bez sprzężenia zwrotnego

Najprostszą metodą na wprowadzenie do obwodu sprzężenia zwrotnego jest umieszczenie rezystora w obwodzie emitera lub źródła tranzystora. Działanie takiego układu jest proste. Od napięcia wejściowego (bramki lub bazy tranzystora) odejmowany jest spadek napięcia na rezystorze, który zależy z kolei od amplitudy sygnału wyjściowego. W układzie wtórnika w obu przypadkach mówimy o tym samym napięciu, natomiast w konfiguracjach wspólnego emitera (wspólnego źródła) jest ono proporcjonalne do prądu wyjściowego (tj. prądu w obwodzie kolektora lub drenu). Budowa wzmacniacza jednostopniowego przy użyciu tranzystora bipolarnego pokazana została na **rysunku 2**, natomiast idea działania



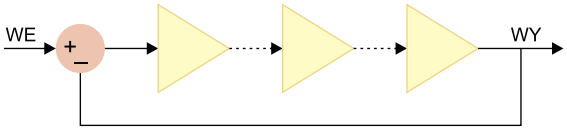
V_{G2-S} = 4 V; T_{amb} = 25 °C.



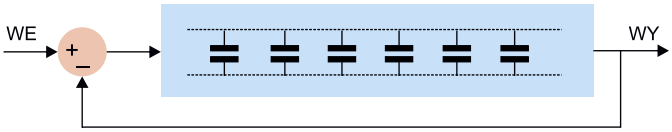
V_{DS} = 8 V; T_{amb} = 25 °C.

Rysunek 1. Przykładowe charakterystyki tranzystora BF998

eprasa.pl 02cec464c3



Rysunek 3. Wzmacniacz wielostopniowy



Rysunek 4. Opóźnienia we wzmacniaczu ze sprzężeniem zwrotnym

wzmacniacza wielostopniowego ze sprzężeniem zwrotnym widoczne na **rysunku 3**.

Jak już wspomniałem, zastosowanie sporej liczby stopni wzmacniających objętych pojedynczą pętlą sprzężenia zwrotnego powoduje wprowadzenie zniekształceń intermodulacyjnych. Dlatego przy budowie wzmacniaczy najlepiej jest ograniczać liczbę stopni – zazwyczaj stosuje się jeden lub dwa.

Stabilność wzmacniaczy ze sprzężeniem zwrotnym

Każdy wzmacniacz, nawet jednostopniowy, wprowadza opóźnienia – zarówno fazowe, jak i czasowe. Właściwość ta sprawia, że po zamknięciu pętli sprzężenia zwrotnego może dojść do powstania drgań na wyjściu układu. Warunkiem stabilności – czyli odporności na ten efekt – zapobieżenie sytuacji, w której przesunięcie fazowe wynosi 180°, a wzmocnienie całej pętli (tj. wszystkich stopni wzmacniacza i pętli sprzężenia zwrotnego) jest większe od jednego. **Rysunek 4** schematycznie ilustruje powstawanie opóźnień we wzmacniaczu wielostopniowym. Aby zapobiec niestabilności wzmacniaczy, ogranicza się ich pasmo tylko w jednym stopniu całego toru sygnałowego.

Opóźnienia te są również przyczyną powstawania zniekształceń TIM. Skutkują one pojawianiem się oscylacji o wysokiej częstotliwości na wyjściu wzmacniacza, przy dużych skokach amplitudy, co w efekcie sprawia wrażenie słuchowe „metalicznego" dźwięku.

Praktyczne rozwiązania przedwzmacniaczy akustycznych

Najprostsze rozwiązanie napięciowego wzmacniacza audio stanowi układ jednostopniowy. W tej konfiguracji najczęściej stosuje się sprzężenie zwrotne w obwodzie emitera (źródła) tranzystora – w celu zmniejszenia zniekształceń nieliniowych. Na **rysunku 5** pokazano układ jednostopniowego wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego, natomiast na **rysunku 6** – jego odpowiednik ze sprzężeniem zwrotnym. W celu linearyzacji i zwiększenia rezystancji wyjściowej można zastosować układ kaskody. Takie rozwiązanie ma dodatkowe zalety: prawie w ogóle nie wprowadza opóźnień czasowych, a dodatkowo eliminuje efekt Millera, polegający na powielaniu się pojemności zwrotnej (kolektor-baza lub dren-bramka). Układ wzmacniacza jednostopniowego z zastosowaniem tranzystora unipolarnego pokazano na **rysunku 7**.

W najprostszym układzie korzystającym z tranzystora bipolarnego, w przypadku gdy nie stosujemy sprzężenia zwrotnego, wzmocnienie zależy od nachylenia charakterystyki tranzystora. Jest ona bardzo nieliniowa, jednak przy małych wartościach napięcia wejściowego można ją przybliżyć linią prostą.

$$I_c = I_{0e} e^{\frac{U_{be}}{V_t}}$$

$$G = \frac{I_c}{V_t}$$

$$V_t = \frac{T}{300} 0,026[V]$$

gdzie: G – współczynnik nachylenia charakterystyki, V_t – potencjał elektrokinetyczny (w temperaturze pokojowej wynosi on ok. 26 mV).

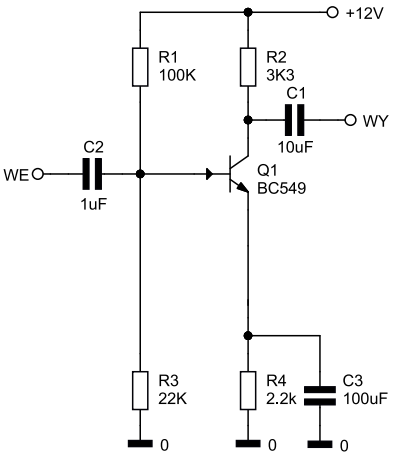
Wzmocnienie tego układu zależy też od rezystancji w obwodzie kolektora i w przybliżeniu stanowi iloczyn tej wielkości oraz współczynnika nachylenia charakterystyki. W układzie ze sprzężeniem zwrotnym wzmocnienie K_u można opisać następującym wzorem:

$$K_u = \frac{R_c}{R_e + \frac{1}{G}}$$

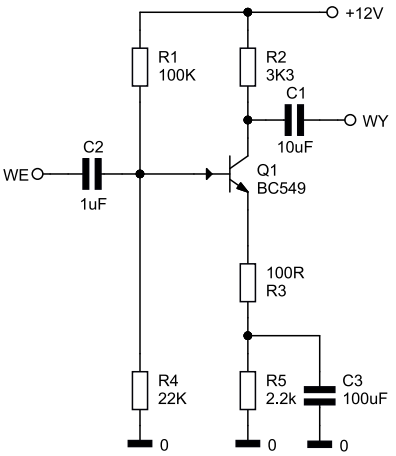
Tranzystory unipolarne mają znacznie bardziej liniową charakterystykę, jednak w układach z ich zastosowaniem również można użyć sprzężenia zwrotnego. Wzmocnienie napięciowe jest wtedy wyrażone takim samym wzorem, jak w przypadku tranzystorów bipolarnych:

$$K_u = \frac{R_d}{R_s + \frac{1}{G}}$$

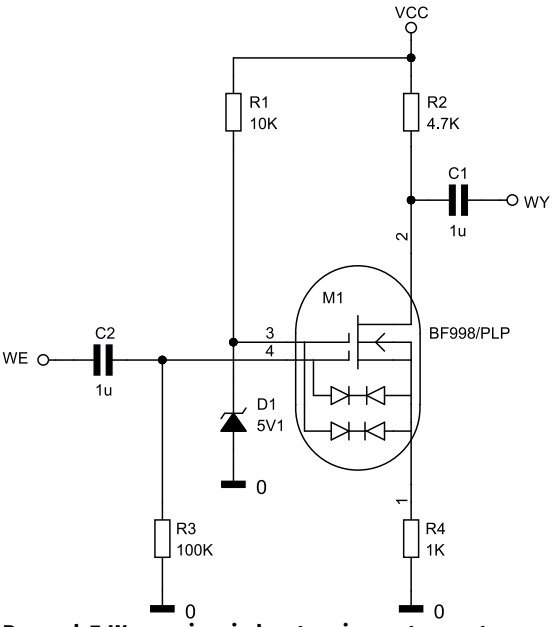
Aby jeszcze mocniej zmniejszyć współczynnik zniekształceń nieliniowych, można zastosować rozwiązanie wielostopniowe. W praktyce stosuje się zazwyczaj tylko wzmacniacze dwustopniowe, gdyż wprowadzają one małe opóźnienie czasowe, a to korzystnie wpływa na stabilność układu oraz poziom zniekształceń TIM. Na **rysunku 8** przedstawiono układ wzmacniacza zrealizowanego przy użyciu tranzystorów bipolarnych. Można zauważyć, że w tym rozwiązaniu



Rysunek 5. Przykład wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego

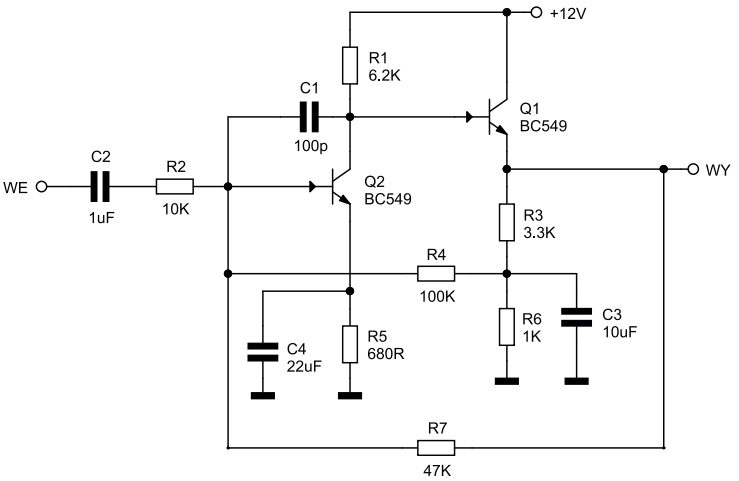


Rysunek 6. Wzmacniacz jednostopniowy ze sprzężeniem zwrotnym w postaci rezystora w obwodzie emitera

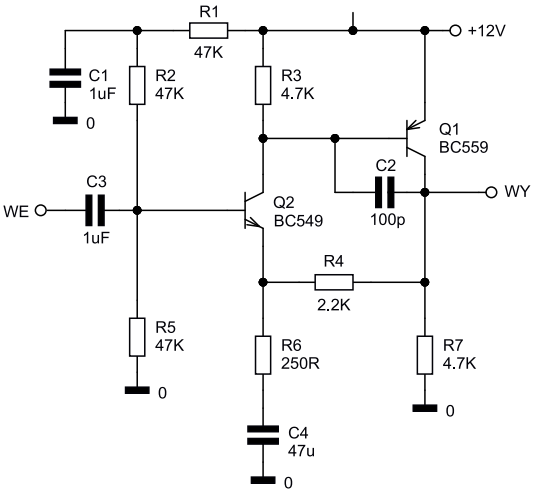


Rysunek 7. Wzmacniacz jednostopniowy z tranzystorem MOS

eprasa.pl 02cec464c3



Rysunek 8. Wzmacniacz dwustopniowy z wtórnikiem emiterowym jako drugim stopniem



Rysunek 9. Wzmacniacz dwustopniowy

wzmocnienie napięciowe uzyskiwane jest tylko w pierwszym stopniu, natomiast drugi tranzystor odgrywa rolę wtórnika emiterowego o bardzo dobrych właściwościach częstotliwościowych – wnosi on bardzo małe opóźnienie, co, jak już wcześniej wspomniałem, ma wpływ na stabilność wzmacniacza oraz wartość zniekształceń intermodulacyjnych.

Jeśli jednak chcemy uzyskać wzmocnienie w dwóch stopniach, możemy zastosować układ z **rysunku 9.** Pętle sprzężenia zwrotnego stanowią w nim rezystory R4 i R6.

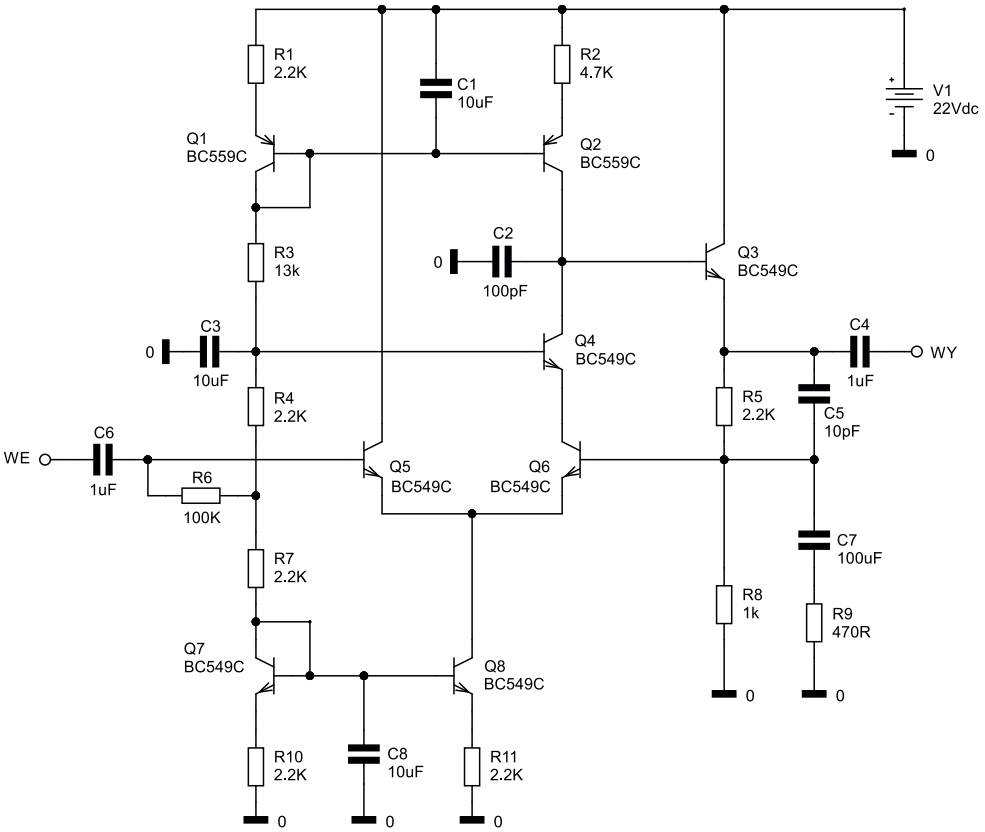
Rozbudowaną wersją topologii dwustopniowej jest układ z zastosowaniem kaskody oraz źródła prądowego. Użycie obydwu wspomnianych rozwiązań znacznie zwiększa wzmocnienie pierwszego stopnia. Dalsze zmniejszenie zniekształceń można uzyskać przez zastosowanie wzmacniacza różnicowego w pierwszym stopniu układu. Przykładowy schemat pokazany został na **rysunku 10**. Wzmocnienie napięciowe omawianego układu wynosi:

$$K_u = \frac{R_5}{R_{89}} + 1$$

$$R_{89} = \frac{R_8 R_9}{R_8 + R_9}$$

Aby układ był odpowiednio spolaryzowany, przy doborze tych rezystorów należy zachować proporcję:

$$\frac{R_5}{R_8} \approx \frac{2}{1}$$



Rysunek 10. Zaawansowany układ wzmacniacza o bardzo małych zniekształceniach

Standardy stosowane w urządzeniach audio

Do łączenia ze sobą elektronicznych urządzeń akustycznych stosuje się standard o nazwie LINE. Typowa wartość amplitudy napięcia w przypadku wejść/wyjść liniowych wynosi około 150 mV. Jednak większość wzmacniaczy dźwięku wyposażona jest w wejścia o innych poziomach napięć. Są to między innymi: wejście mikrofonowe oraz wejście gramofonowe (to ostatnie dostosowane do pracy z modelami z wkładką magnetyczną lub piezoelektryczną). Wejście mikrofonowe ma czułość około 10 mV. Przedwzmacniacz gramofonu z głowicą magnetyczną wymaga zastosowania układu głębokiej korekcji częstotliwościowej o nazwie RIAA. Gramofon piezoelektryczny charakteryzuje

REKLAMA

http://ulubionykiosk.pl

eprasa.pl 02cec464c3

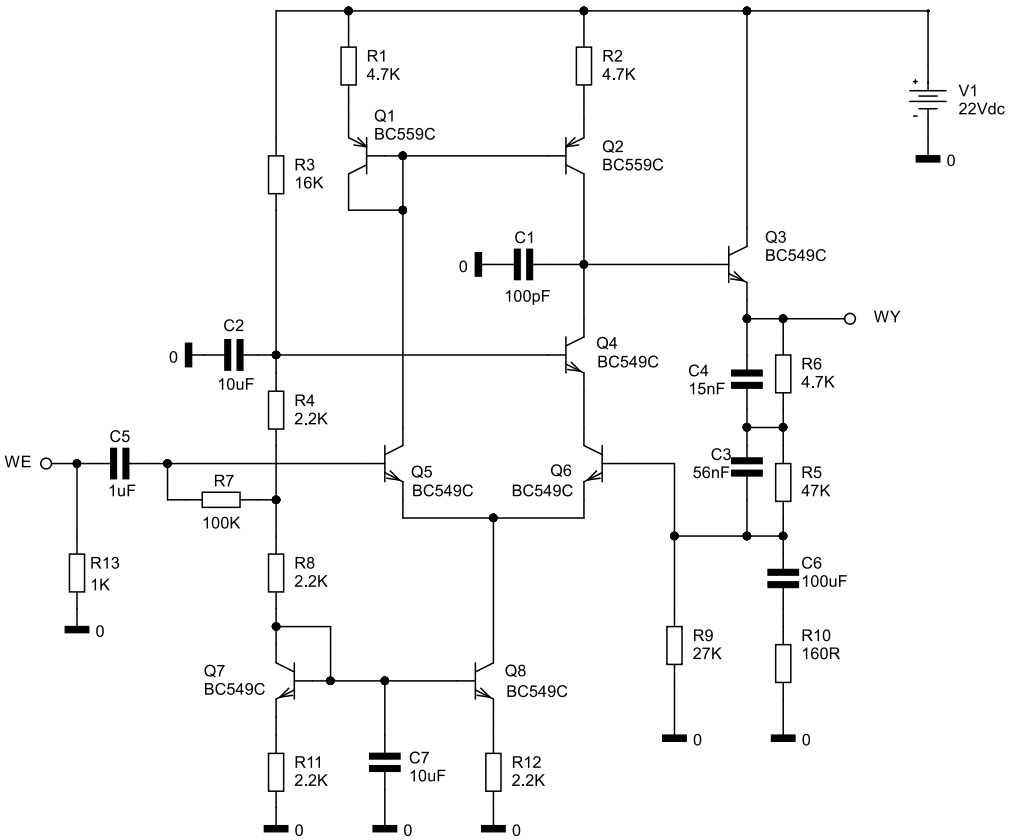
się natomiast bardzo dużą impedancją wyjściową oraz stosunkowo wysokim poziomem napięcia wyjściowego – dlatego do jego podłączenia stosuje się wtórnik emiterowy lub wzmacniacz z tranzystorem unipolarnym.

Przykład wzmacniacza wysokiej klasy z korekcją RIAA pokazano na **rysunku 11**, a jego charakterystykę częstotliwościową – na **rysunku 12**. Natomiast na **rysunku 13** widoczny jest wtórnik z obwodem „bootstrap" zwiększającym rezystancję wejściową (układu polaryzacji).

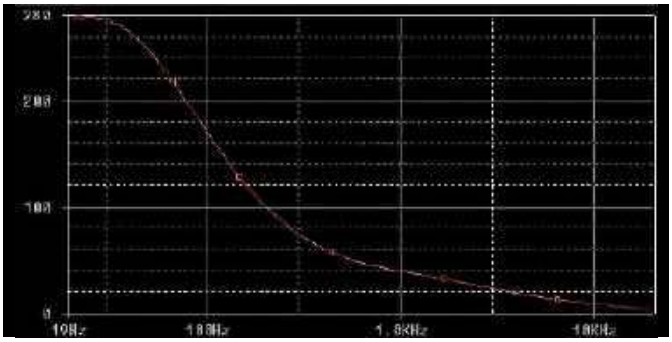
Podsumowanie

Przedwzmacniacze wykonane w oparciu na układach scalonych są zwykle znacznie prostsze pod względem konstrukcyjnym od ich tradycyjnych, dyskretnych realizacji. Te ostatnie okazują się natomiast tańsze, pozwalają uzyskać lepsze parametry, a ponadto… ich budowa może przynieść konstruktorom więcej satysfakcji.

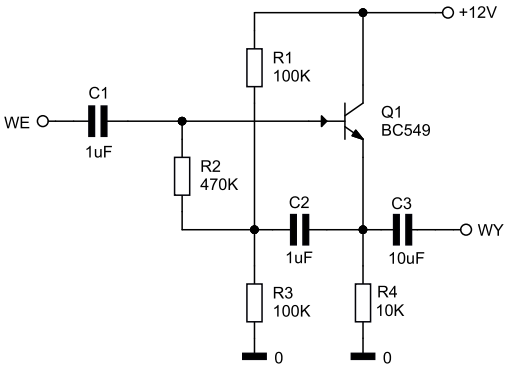
Tomasz Krogulski



Rysunek 11. Wzmacniacz RIAA wysokiej klasy



Rysunek 12. Charakterystyka standardu RIAA



Rysunek 13. Wtórnik emiterowy z układem „bootstrap"

REKLAMA

eprasa.pl 02cec464c3

Amatorskie pomiary wzmacniaczy audio (1)

Technika audio, obok techniki mikroprocesorowej, jest chyba najbardziej popularna w środowisku elektroników. Konstruowanie wszelkiego typu wzmacniaczy, przedwzmacniaczy, przetworników cyfrowo-analogowych i zestawów głośnikowych niezmiennie interesuje entuzjastów dobrego brzmienia.

Istnieje wiele forów internetowych, na których można spotkać osoby o podobnych zainteresowaniach. Często osoby te mają dużą wiedzę praktyczną i teoretyczną, a internetowa społeczność chętnie wymienia między sobą doświadczenia, pomagając sobie w budowie i doskonaleniu konstrukcji samodzielnie zaprojektowanych, ale też tych zapożyczonych od innych. Wielu elektroników zajmuje się również naprawami czy wręcz odbudowywaniem starych wzmacniaczy i boryka się z problemem doboru zamienników trudno dostępnych lub całkowicie nieosiągalnych elementów półprzewodnikowych. W takich przypadkach przydałaby się weryfikacja uzyskanych wyników.

Każde urządzenie audio jest układem elektronicznym charakteryzującym się określonymi parametrami technicznymi. Ich pomiar pozwala na ocenę stanu układu i jego ewentualnych niedomagań. Pomiary umożliwiają ponadto weryfikację zgodności parametrów z oczekiwaniami – dotyczy to m.in. mocy wzmacniacza, jego pasma czy też poziomu zniekształceń.

Część społeczności audiofilskiej marginalizuje znaczenie pomiarów. Popularność zyskało nawet powiedzenie „pomiary nie grają", co ma oznaczać, że najważniejsze jest brzmienie. Ostatecznie tak jest – brzmienie okazuje się najważniejsze, bo układy audio służą właśnie do reprodukcji dźwięku. Ale źle zaprojektowany, wykonany lub naprawiony układ nie ma szansy na to, by brzmieć dobrze. Dopiero wtedy, gdy jego zmierzone parametry są poprawne, można zacząć oceniać brzmienie – należy jednak pamiętać, że ta ocena jest bardzo subiektywna i wybiega poza to, co możemy obiektywnie zmierzyć.

Profesjonalny sprzęt do pomiaru parametrów toru audio (na przykład firmy Audio Precision) jest bardzo drogi i w praktyce amatorskiej jego kupowanie nie ma najmniejszego sensu. Istnieją na szczęście sposoby na wykonanie niezbędnych testów przy użyciu podstawowych przyrządów pomiarowych, karty muzycznej i darmowego oprogramowania. Oczywiście nie obędzie się bez pewnych ograniczeń. Nie wykonamy wszystkich pomiarów zniekształceń dynamicznych, które są bardzo istotne dla poprawnego działania toru audio (a szczególnie dla wzmacniaczy mocy), ale inne pomiary pomogą oszacować możliwość ich wystąpienia. W naszym cyklu pokażemy, jak wykonać proste i bardziej zaawansowane pomiary wzmacniaczy akustycznych i przetworników cyfrowo-analogowych.

Przyrządy pomiarowe i dodatkowe wyposażenie

Do wykonania podstawowych pomiarów pasma przenoszenia i mocy wyjściowej będziemy potrzebowali:

- dwukanałowego oscyloskopu i/lub miernika uniwersalnego mierzącego prawidłowo napięcie V_{RMS} dla częstotliwości co najmniej 1 kHz,

eprasa.pl 02cec464c3

- generatora częstotliwości od kilku Hz do 500 kHz z regulowanym napięciem wyjściowym.

Napięcie V_{RMS} w wielu miernikach jest określane przy częstotliwościach znacznie poniżej 1 kHz i przed pomiarami trzeba to dokładnie sprawdzić. Oscyloskop może być analogowy, ale najwygodniejszy okaże się oscyloskop cyfrowy, bo oprócz pokazywania kształtu przebiegów pozwoli także automatycznie mierzyć parametry amplitudowe, na przykład wartość RMS napięcia przemiennego czy też napięcie międzyszczytowe V_{pp}.

Do bardziej zaawansowanych pomiarów potrzebna będzie dobra karta muzyczna z interfejsem USB, najlepiej wyposażona w wejście symetryczne (zbalansowane). Do zgrubnych pomiarów może wystarczyć karta wbudowana w laptop. Będziemy się jednak musieli pogodzić ze stosunkowo dużymi zniekształceniami własnymi i sporymi szumami wnoszonymi przez samą kartę.

Oprócz przyrządów pomiarowych niezbędne okaże się także sztuczne obciążenie, czyli rezystor dużej mocy o oporności 8 Ω lub 4 Ω. Poza tym trzeba wykonać kable do połączenia wyjść/wejść karty z układem wzmacniacza oraz układ potencjometru lub przełączanego tłumika rezystancyjnego (do redukowania napięcia wyjściowego na zaciskach sztucznego obciążenia w taki sposób, by było ono bezpieczne dla wejścia karty muzycznej przy pomiarach większych mocy).

W opisywanych pomiarach został wykorzystany następujący zestaw:

- generator MeraTronik G430,
- oscyloskop cyfrowy Rigol DS1102E,
- karta muzyczna Focusrite Scarlett 2i2 3 gen,
- dwa własnoręcznie wykonane zestawy sztucznego obciążenia z układem potencjometru i zabezpieczenia przed zbyt dużą amplitudą sygnału wyjściowego,
- komplet kabli do połączenia sygnałów z/do karty muzycznej i wyjścia wzmacniacza ze sztucznym obciążeniem,
- alternatywnie przetwornik DAC z wejściem USB.

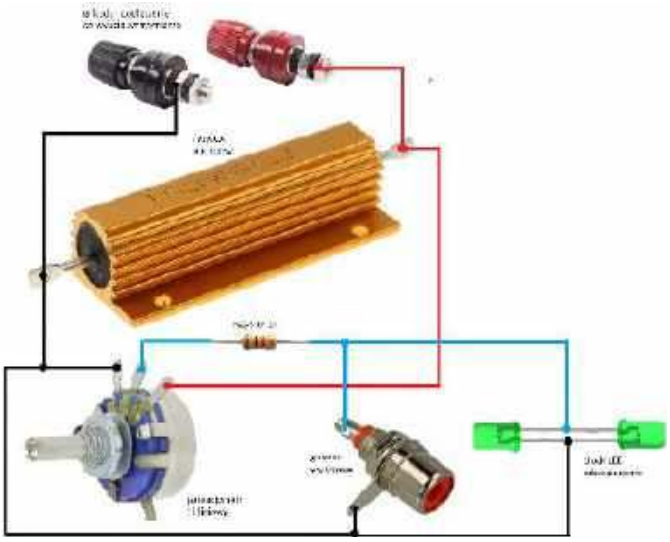
Układ sztucznego obciążenia został pokazany na **fotografii 1**. Sygnał z wyjścia głośnikowego wzmacniacza jest podawany na gniazda wejściowe. Do nich jest podłączono równolegle rezystor 8 Ω o mocy 100 W.

Rezystor musi być umieszczony na sporym radiatorze, gdyż w trakcie testów – nawet przy mocach poniżej 20 W – będzie się mocno grzał. Równolegle z rezystorem mocy połączono potencjometr liniowy 1 kΩ. Sygnał z suwaka potencjometru jest podawany przez rezystor 1 kΩ na wyjściowe gniazdo cinch. Potencjometr ma za zadanie zredukować poziom napięcia z wyjścia wzmacniacza do wartości akceptowanych przez wejście karty dźwiękowej, na przykład przy obciążeniu 8 Ω i mocy wyjściowej 20 W napięcie RMS na wyjściu wzmacniacza ma wartość około 12,6 V. Napięcie międzyszczytowe V_{pp} to

$$2\sqrt{2} \cdot V_{RMS}$$

czyli w przybliżeniu $2{,}828 \cdot V_{RMS}$. Dla naszego napięcia RMS równego 12,6 V napięcie międzyszczytowe V_{pp} wyniesie około

Fotografia 1. Praktyczna realizacja sztucznego obciążenia



Rysunek 1. Układ sztucznego obciążenia

35,5 V. To zdecydowanie za dużo dla wejścia każdej popularnej karty dźwiękowej. Dodatkowym zabezpieczeniem przed zawyżonym napięciem jest włączenie przez rezystor 1 kΩ dwóch zielonych diod LED w konfiguracji przeciwsobnej. Ogranicza to międzyszczytowe napięcie wyjściowe do wartości ok. 3 V w przypadku omyłkowego przestawienia potencjometru i chroni w ten sposób wejście karty przed uszkodzeniem. Ten układ może wnosić zniekształcenia dla napięć międzyszczytowych bliskich 3 V i dlatego sygnał Vpp uzyskiwany z suwaka potencjometru nie powinien przekraczać 2,3 V_{pp}, czyli ok. 780 mV_{RMS}. W moim przypadku układ zabezpieczeń zadziałał już kilka razy w trakcie wykonywania pomiarów, dlatego niezmiennie go stosuję. Układ z **rysunku 1** to oczywiście jedno z możliwych rozwiązań. Zamiast potencjometru stosuje się również przełączany dzielnik rezystancyjny lub pojedynczy dzielnik o ustalonym stopniu podziału, na przykład 1:10. W praktyce używane są też dzielniki rezystancyjne symetryzujące sygnał wyjściowy.

Pomiary zniekształceń harmonicznych i szumów

Każdy rzeczywisty układ elektroniczny jest źródłem zniekształceń harmonicznych THD i szumów. Zniekształcenia harmoniczne powstają w wyniku nieliniowości układów wzmacniających. Obwód idealnie liniowy przenosiłby idealny sygnał sinusoidalny bez zmian jego kształtu. Układ rzeczywisty spowoduje, że sygnał wejściowy będzie bardziej lub mniej zniekształcony. Całkowite zniekształcenie harmoniczne (THD) to stosunek wartości sumy kwadratowej wszystkich harmonicznych (2×, 3×, 4× itd.) do poziomu sygnału skutecznego (**rysunek 2**). Ogólnie rzecz biorąc, tylko pierwsze pięć lub sześć harmonicznych ma znaczenie w pomiarze THD. W wielu praktycznych sytuacjach błąd jest pomijalny, jeśli uwzględni się tylko drugą i trzecią harmoniczną, ponieważ amplituda składników wyższego rzędu najczęściej jest znacznie niższa.

Każdy rzeczywisty układ elektroniczny jest też źródłem szumów. Całkowite zniekształcenia harmoniczne plus szum (THD +

$$THD + N = \frac{\sqrt{V_2{}^2 + V_3^2 + V_4^2 + \ldots + V_n^2 + V_{noise}^2}}{V_s}$$

$$THD = \frac{\sqrt{V_2{}^2 + V_3^2 + V_4^2 + \ldots + V_n^2}}{V_s}$$

V_s=wartość skuteczna sygnału (V_{RMS})
V_2=wartość skuteczna drugiej harmonicznej (V_{RMS})
V_n=n-ta wartość skuteczna harmonicznej (V_{RMS})
V_{noise}=wartość skuteczna szumu w paśmie pomiarowym

Rysunek 2. Definicje zniekształceń THD+N i THD

eprasa.pl 02cec464c3

N) to stosunek sumy pierwiastkowej wszystkich harmonicznych i składowych szumu w określonym paśmie do poziomu sygnału skutecznego (rysunek 2). Składnik szumu w pomiarze THD + N musi zostać określony w stosunku do szerokości pasma pomiaru i to pasmo musi zostać jawnie określone, aby pomiar miał znaczenie praktyczne. W naszym przypadku będziemy cyfrowo filtrować pasmo pomiarowe do zakresu od 20 Hz do 20...22 kHz i, jak się przekonamy, będzie to miało znaczący wpływ na wynik pomiaru.

Ocenę THD+N najczęściej wykonuje się w funkcji mocy wyjściowej przy stałej częstotliwości generatora (standardowo równej 1 kHz). Warto jednak zmierzyć ten parametr także w funkcji częstotliwości, najlepiej w całym paśmie akustycznym – a nie tylko dla pojedynczego punktu 1 kHz.

W pomiarach zniekształceń nieliniowych THD mamy do pokonania dwa problemy. Pierwszy to wygenerowanie sygnału testowego o kształcie jak najbardziej zbliżonym do idealnego. Chodzi o oto, by kształt sygnału wejściowego był na tyle dobry, że jego zniekształcenia będą pomijalne w analizie sygnału wyjściowego badanego układu. Przyjmuje się, że generator powinien mieć zniekształcenia i poziom szumów przynajmniej o 10 dB mniejszy od zniekształceń i szumów badanego układu, żeby pomiar można było nazwać dokładnym. W technice analogowej stosuje się wiele układów generatorów mających zapewnić sygnał wyjściowy sinus o minimalnych zniekształceniach. Ale zawsze jest to trudne wyzwanie – szczególnie kiedy potrzebujemy generatora przestrajanego. Wydaje się, że nie ma problemu z generowaniem idealnego sinusa w technice cyfrowej. Wystarczy wyliczyć wartości odpowiedniej liczby próbek opisujących idealny sinus. Jednak te próbki muszą być następnie zamienione na sygnał elektryczny przez przetwornik cyfrowo-analogowy. W rzeczywistym świecie nie ma idealnych przetworników, a jednym z podstawowych ich parametrów jest nieliniowość przetwarzania skutkująca powstaniem… „nowych" zniekształceń THD.

W praktyce nie mamy jednak zamiaru tworzyć idealnego przebiegu, ale taki, który będzie się nadawał do pomiaru, czyli którego zniekształcenia będą znacząco mniejsze niż spodziewane zniekształcenia mierzonego układu. W ostatnich latach częściej stosuje się generatory cyfrowe, gdyż ich realizacja jest stosunkowo łatwa. W paśmie akustycznym można do tego celu wykorzystać wyjście karty muzycznej lub przetwornika cyfrowo-analogowego i odpowiednie oprogramowanie. Cyfrowa implementacja generatora sygnału testowego umożliwia programową realizację innych funkcji, na przykład przemiatania częstotliwości czy też generowania par częstotliwości do pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych IMD. Dostępne są też specjalne generatory analogowe, które potrafią osiągać bardzo dobre parametry, ale są drogie i zazwyczaj oferują pojedynczą, stałą częstotliwość 1 kHz.

Drugi problem to znalezienie sposobu na określenie (zmierzenie), w jakim stopniu uległ odkształceniu sygnał na wyjściu badanego układu. Badanie zmian samego kształtu przebiegu nie wchodzi w grę – wzrokowo zauważymy zmianę kształtu dopiero przy stosunkowo dużych wartościach zniekształceń (rzędu kilku procent), ale nawet jeśli już je zobaczymy, to jak określić tę zmianę ilościowo? Z pomocą przychodzi nam teoria przekształcenia Fouriera. Każdy sygnał okresowy, który nie ma kształtu idealnej sinusoidy (czyli – de facto – każdy sygnał odkształcony) jest sumą sygnału sinusoidalnego o częstotliwości podstawowej tego sygnału (pierwszej harmonicznej) i sygnałów sinusoidalnych o częstotliwościach będących wielokrotnościami częstotliwości podstawowej (czyli kolejnych harmonicznych). Zamiast badać zmianę kształtu napięcia zmieniającego się w czasie (domena czasu), można zatem mierzyć składowe częstotliwościowe zawarte w sygnale wyjściowym (domena częstotliwości). I znów – można tego dokonać analogowo na różne sposoby. Jednym z nich jest odfiltrowanie sygnału pierwszej harmonicznej filtrem środkowo-zaporowym i badanie poziomu pozostałego sygnału. Inna z metod to podawanie sygnału wyjściowego jednocześnie na szereg filtrów pasmowo-przepustowych, nastrojonych na wielokrotność częstotliwości podstawowej. Badając amplitudy każdej z harmonicznych, jesteśmy w stanie określić wartość zniekształcenia nieliniowego.

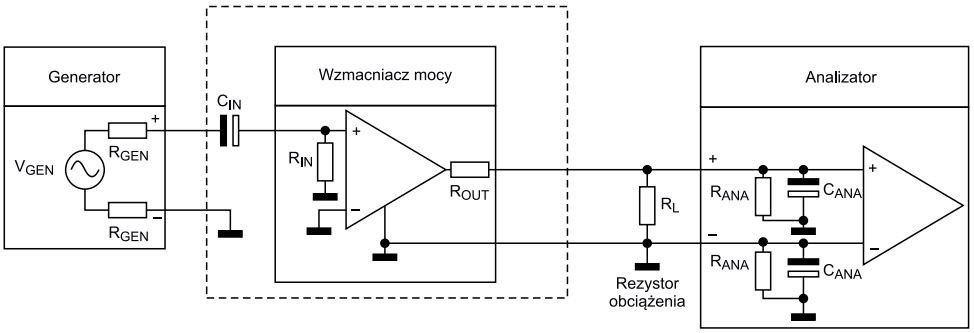
Dziś o wiele łatwiej jest wyliczyć zniekształcenia metodą cyfrową. Trzeba sygnał spróbkować i poddać przekształceniu szybkiej transformaty Fouriera FFT. Mamy do dyspozycji przetworniki analogowo-cyfrowe dobrej jakości w kartach muzycznych, potrafiące próbkować sygnały analogowe nawet z częstotliwością 192 kHz. Nie ma też problemu z wykonaniem programowej transformacji Fouriera – nawet podstawowe laptopy bez problemu radzą sobie z tym zadaniem. Teoria dyskretnego przekształcenia Fouriera jest skomplikowana i niesie ze sobą pewne zagrożenia zniekształcenia wyników, jeżeli jest nieprawidłowo zastosowana bądź sygnał wejściowy wykazuje znamiona aliasingu. Dlatego musimy mieć pewność, że parametry transformacji są prawidłowo ustawione przez twórcę oprogramowania. Jakość części programowej naszego analizatora zniekształceń jest bardzo istotna.

Zestaw pomiarowy

Jak już wspomniałem, do przeprowadzenia pomiarów będziemy potrzebowali urządzenia nazywanego potocznie kartą muzyczną. Funkcjonalnie jest to zestaw dwóch przetworników (cyfrowo-analogowego i analogowo-cyfrowego) uzupełniony o układy wejść, wyjść, zasilania i sterowania oraz cyfrowy interfejs audio (najczęściej USB). Zależnie od wykonania, karty mają wejścia mikrofonowe i liniowe zbalansowane oraz wyjścia liniowe (SE lub zbalansowane). Wejścia mikrofonowe mogą pracować również jako wejścia liniowe. Rodzaj wejść (zbalansowane lub SE) będzie miał pewne znaczenie w naszych pomiarach.

Na **rysunku 3** pokazano typowy układ pomiarowy wzmacniacza mocy klasy AB lub A. Na wejście wzmacniacza jest podawany testowy sygnał sinusoidalny o jak najmniejszych zniekształceniach. Wyjście jest obciążone rezystorem sztucznego obciążenia RL. Sygnał z wyjścia wzmacniacza trafia na wejście zbalansowane modułu analizatora. W podstawowej konfiguracji generatorem jest przetwornik DAC karty muzycznej, a analizatorem – przetwornik analogowo-cyfrowy (ADC) tej karty.

Innymi słowy, na wejście wzmacniacza podajemy sygnał z wyjścia (OUT) karty muzycznej, a sygnał z wyjścia wzmacniacza podłączamy do wejścia (IN) karty. W układzie na rysunku 3 nie zaznaczono potencjometru lub dzielnika rezystancyjnego (por. rysunek 1) do zmniejszenia amplitudy sygnału tak, by nie uszkodzić wejścia karty przy pomiarach większych mocy. Zaleca się, by w takiej konfiguracji wyjście generatora było niezbalansowane (SE), a wejście analizatora miało wejście zbalansowane. Takie połączenie powinno dać najlepsze efekty pomiarowe. Wiele kart muzycznych jest przeznaczonych



Rysunek 3. Układ pomiaru THD wzmacniacza audio klasy AB

eprasa.pl 02cec464c3

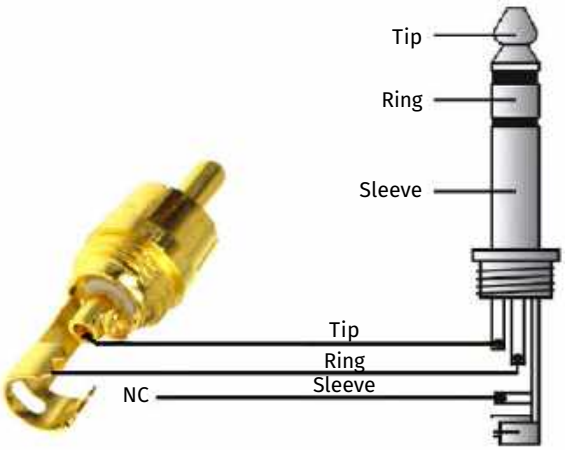
Fotografia 2. Karta Focusrite Scarlett 2i2 3 gen

Rysunek 4. Schemat połączeń wtyków TRS i XLR w przypadku sygnałów zbalansowanych

do zastosowania w profesjonalnych zestawach audio, na przykład do nagrywania materiału muzycznego i dlatego mają one zarówno wejścia, jak i wyjścia zbalansowane. Można łączyć wyjście zbalansowane z wejściem SE, ale taka konfiguracja skutkuje czasem problemami z pętlą masy i pogorszeniem wyników pomiarów. Ja do realizacji pomiarów używam dobrej, często polecanej karty Focusrite Scarlett 2i2 gen3 – **fotografia 2**.

Urządzenie ma dwa niezależne, zbalansowane wejścia mikrofonowe typu combo. Można do nich podłączyć sygnał za pomocą męskiego złącza XLR. Wejście przełącza się wtedy w tryb mikrofonowy z większą czułością i możliwością zasilania mikrofonów pojemnościowych napięciem +48 V (Phantom). Drugą możliwością jest podłączenie sygnału wejściowego za pomocą stereofonicznego wtyku Jack 6,35 mm („duży Jack"). Wejście karty zostaje wtedy przełączone w tryb liniowy o mniejszej czułości – tę właśnie funkcjonalność wykorzystamy w naszych pomiarach. Poziom sygnału na każdym z dwóch wejść można regulować niezależnymi pokrętłami opisanymi jako „Gain". Zastosowano tu dodatkową, trójstanową sygnalizację optyczną poziomu sygnału wejściowego. Obwódka regulatora Gain świeci na zielono, kiedy poziom sygnału jest daleki od przesterowania, na żółto, kiedy jest prawidłowy, ale zbliża się do poziomu granicznego i na czerwono, gdy wejście jest przesterowane.

Złącze Jack, które będziemy stosować do podłączenia sygnałów wejściowych do karty, określa się również mianem TRS do nazw wyprowadzeń *Tips Ring Sleeve*. Wyprowadzenia złącza TRS i złącza XLR zostały pokazane na **rysunku 4**. Wyprowadzenia *Tips* i *Ring* są podłączane do jednoparowej skrętki i przeznaczone do przesyłania sygnałów: *Tips* – przewód gorący (+), *Ring* – przewód zimny (–). Do *Sleeve* podłącza się przewód wspólny/ekranujący. Inaczej



Rysunek 5. Podłączenie sygnałów TRS do wtyku RCA

niż w połączeniu asymetrycznym SE, przez ten przewód nie płynie żaden sygnał roboczy. Na **rysunku 5** pokazano połączenie sygnałów ze złącza Jack TRS do wtyku RCA. Wyprowadzenie *Sleeve* pozostaje niepodłączone lub może być spięte z jednej strony z przewodem ekranującym (jeżeli takowy jest dostępny). Przewodem zakończonym wtykami Jack TRS i RCA będziemy łączyć wyjście układu sztucznego obciążenia (pokazanego na rysunku 1) z wejściem karty muzycznej (**fotografia 3**).

Urządzenie Scarlett 2i2 ma również dwa zbalansowane wyjścia liniowe przystosowane do wtyków TRS. Poziomy sygnałów na wyjściu są ustawiane regulatorem MONITOR, wspólnym dla obu kanałów. Jak już wspomniałem, sygnał z wyjścia karty (które jest funkcjonalnie wyjściem generatora) powinien być dopasowany do wejścia badanego wzmacniacza. Zdecydowana większość wzmacniaczy ma wejście asymetryczne SE i źródło sygnału powinno być też typu SE. Można podłączyć sygnał zbalansowany z wyjścia karty tak samo, jak w przypadku wejścia, czyli według rysunku 3 i całość będzie działać. Nie jest to jednak zbyt poprawne rozwiązanie, jeżeli nasz układ ma nie wprowadzać dodatkowych zniekształceń spowodowanych pętlami masy. Należałoby sygnał wyjściowy prawidłowo zdesymetryzować, na przykład za pomocą układu INA154 lub podobnego. Zajmiemy się tym tematem w dalszej części naszego cyklu, natomiast już za miesiąc omówimy tematykę oprogramowania analizatora oraz kalibracji i pomiaru zniekształceń własnych karty.

Tomasz Jabłoński, EP

Fotografia 3. Połączenie wejścia karty ze sztucznym obciążeniem

eprasa.pl 02cec464c3

Kurs Nordic nRF z BT (2)

Debug i LOG

W poprzedniej części naszego kursu pokazaliśmy, jak w kilku krokach rozpocząć pracę w środowisku opartym na nRF Connect SDK. Uruchomiliśmy program Hello World w wersji embedded (na płytce nRF5340 DK), a także pokazaliśmy, jak można skonfigurować własną płytkę PCB z układem nRF5340. Tym razem skupimy się na metodach śledzenia procesu wykonywania kodu, które wspierane są przez zainstalowane przez nas narzędzia. Poza standardowym printowaniem i klasycznym debugiem opiszemy wybrane funkcje obszernego modułu logowania dostarczanego wraz z Zephyrem.

Prawdziwe „Hello, World!"

Aktualnie nasz program początkowy komunikuje się z użytkownikiem jedynie przez miganie diodą. Pora to zmienić, wprowadzając do pliku *main.c* funkcję *printk*, która w prosty sposób pozwoli nam wysyłać wiadomości przez port szeregowy UART. Oczywiście edytując naszą aplikację hello_world, wciąż korzystamy z przygotowanego wcześniej środowiska, w tym rozszerzenia nRF Connect w VS Code. Zmodyfikowany kod, widoczny na **listingu 1**, wysyła początkową wiadomość tuż po wejściu do funkcji main oraz cyklicznie wewnątrz pętli.

Jeżeli również korzystasz z płytki nRF5340 DK, podłączonej do komputera przewodem USB, w tym momencie projekt wystarczy ponownie przebudować i wgrać plik wynikowy z użyciem wbudowanego J-Linka. Domyślna konfiguracja UART w *devicetree* (*nrf5340dk_nrf5340_cpuapp.dts*) zawiera wszystko, co potrzebne do przesyłania wiadomości. Ponadto sam hardware jest tak przygotowany, że linie sygnałowe komunikacji szeregowej, wychodzące z SoC-a, są podłączone do debuggera i udostępnione jako wirtualne porty COM. Oznacza to, że jedyne, co musimy zrobić, to w sekcji CONNECTED DEVICES rozwinąć pole z widocznym numerem seryjnym i kliknąć na ikonę wtyczki po prawej stronie pola VCOM1 (**rysunek 1**).

Spowoduje to otwarcie okna wyboru portu szeregowego, w którym klikamy na jedyny dostępny element na liście (**rysunek 2**).

U dołu okna VS Code, w zakładce TERMINAL, powinniśmy teraz zobaczyć konsolę z wiadomościami odbieranymi od procesora (**rysunek 3**).

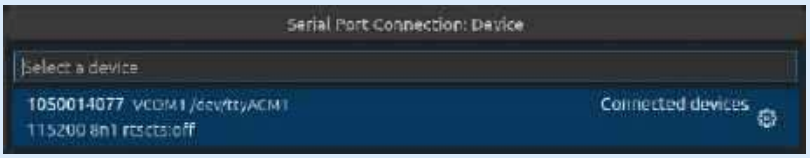
Warto zaznaczyć, że do komunikacji szeregowej możemy również użyć wielu innych, popularnych programów, takich jak Putty (Windows) czy GTKTerm (Linux).

Zwróciłeś też być może uwagę na port VCOM0, który obecnie nie odbiera żadnych wiadomości. Jak już wspominaliśmy na początku kursu, SoC nRF5340 ma dwa osobne procesory – application oraz network. Domyślna konfiguracja sprzętowa naszej płytki przewiduje możliwość przesyłania przez każdy z nich wiadomości na osobnych peryferiach UART, stąd też dwa niezależne wirtualne porty widoczne w interfejsie. Jest to rozwiązanie bardzo praktyczne i nie wymaga od nas stosowania żadnych przejściówek. A co, jeśli jednak chcielibyśmy podłączyć się bezpośrednio do pinów TX i RX wychodzących z układu? W tym celu wystarczy przestawić dostępne na płytce przełączniki FLOW CONTROL na pozycję OFF (**rysunek 4**).

Próba skompilowania i uruchomienia kodu z funkcjami printk na własną płytkę z układem nRF5340 może zakończyć się niepowodzeniem. W takim przypadku należy upewnić się, że UART wraz z konsolą jest prawidłowo skonfigurowany w *devicetree* (**listing 2**) oraz odpowiednie ustawienia *KConfig* są włączone dla projektu (**listing 3**).

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

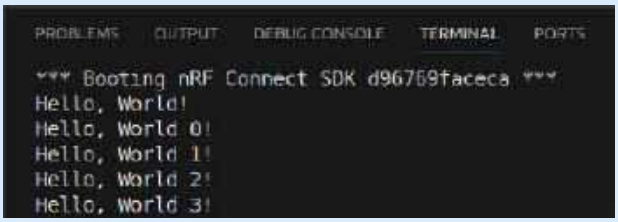
Rysunek 1. Pole VCOM1 w sekcji CONNECTED DEVICES



Rysunek 2. Okno wyboru portu szeregowego

```
#include <zephyr/kernel.h>
#include <zephyr/drivers/gpio.h>

static const struct gpio_dt_spec led = GPIO_DT_SPEC_GET(DT_NODELABEL(led0), gpios);

int main(void) {
   printk("Hello, World!\n");

   if (!gpio_is_ready_dt(&led))
       return 0;

   gpio_pin_configure_dt(&led, GPIO_OUTPUT_ACTIVE);

   int counter = 0;

   while (1) {
       printk("Hello, World %d!\n", counter);
       ++counter;
       gpio_pin_toggle_dt(&led);
       k_msleep(1000);
   }
   return 0;
}
```

Listing 1. Plik main.c z dodanymi funkcjami printk



Rysunek 3. Wiadomości (printk) odbierane w konsoli VCOM1

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

eprasa.pl 02cec464c3

Debug

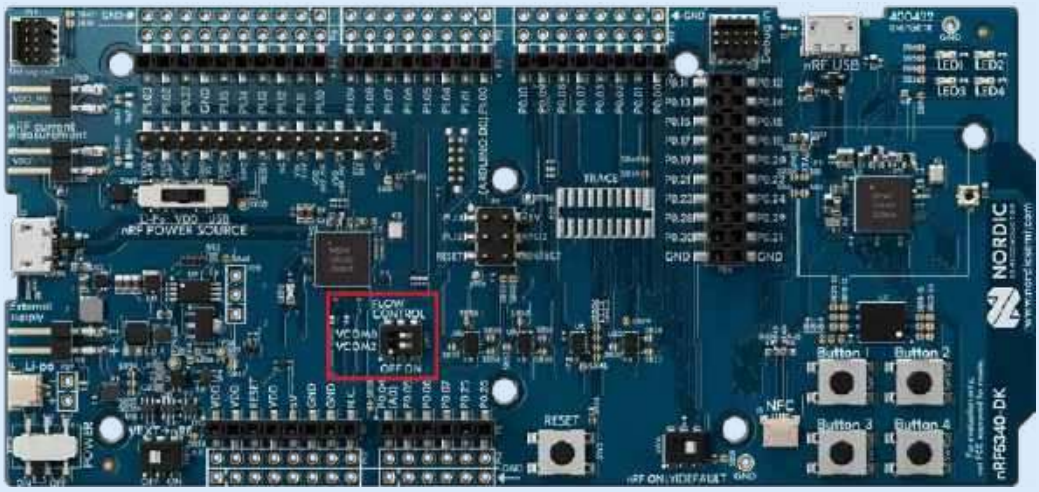
Zanim bardziej rozbudujemy nasz program, zaprezentujmy, w jaki sposób rozszerzenie nRF Connect wspiera proces debugu. Zacznijmy od ustawienia pierwszego *breakpointa* w pliku main.c, na wywołaniu funkcji *printk* w pętli *while*. VS Code pozwala to zrobić w podglądzie pliku, poprzez kliknięcie po lewej stronie numeru linii (**rysunek 5**).

Czerwona kropka oznacza, że punkt został ustawiony i możemy uruchomić debug. W tym celu klikamy w sekcji ACTIONS na pole Debug (**rysunek 6**).

Zostaniemy przeniesieni do zakładki *Run and Debug*, widocznej po lewej stronie edytora na pasku aktywności (*activity bar*). Zobaczymy również nowy panel z różnymi opcjami debugu (**rysunek 7**).

Klikamy na pierwszy przycisk z lewej strony (*Continue*) i niemal od razu powinniśmy zatrzymać się w oznaczonym przez nas punkcie. Od teraz każde ponowne kliknięcie powinno skutkować jednorazowym wykonaniem pętli i zatrzymaniem w tym samym miejscu. Możemy jednocześnie śledzić zawartość konsoli VCOM1 i aktualny stan diody, a także monitorować zawartość naszej zmiennej lokalnej *counter* w sekcji VARIABLES (**rysunek 8**).

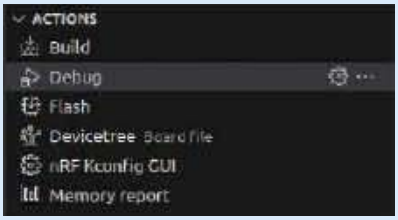
Pozostałe opcje procesu debugowania powinny wyglądać dość znajomo, dlatego poprzestaniemy na zaprezentowanym dotychczas



Rysunek 4. Przełączniki linii sygnałowych UART

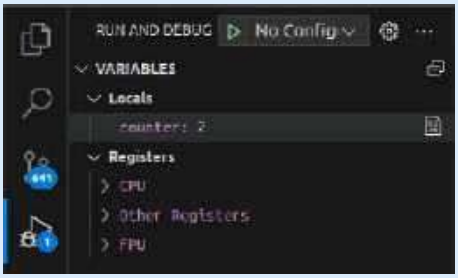
```
14      int counter = 0;
15
16      while (1) {
17          printk("Hello, World %d!\n", counter);
18          ++counter;
19          gpio_pin_toggle_dt(&led);
20          k_msleep(1000);
21      }
```

Rysunek 5. Breakpoint ustawiony w linii 17 pliku main.c



Rysunek 6. Pole Debug w sekcji ACTIONS

Rysunek 7. Panel debug



Rysunek 8. Podgląd zmiennych w sekcji VARIABLES

```
/ {
   chosen {
       zephyr,console = &uart0;
   };
};

&pinctrl {
   uart0_default: uart0_default {
       group1 {
           psels = <NRF_PSEL(UART_TX, 0, 20)>,
               <NRF_PSEL(UART_RTS, 0, 19)>;
       };
       group2 {
           psels = <NRF_PSEL(UART_RX, 0, 22)>,
               <NRF_PSEL(UART_CTS, 0, 21)>;
           bias-pull-up;
       };
   };

   uart0_sleep: uart0_sleep {
       group1 {
           psels = <NRF_PSEL(UART_TX, 0, 20)>,
               <NRF_PSEL(UART_RX, 0, 22)>,
               <NRF_PSEL(UART_RTS, 0, 19)>,
               <NRF_PSEL(UART_CTS, 0, 21)>;
           low-power-enable;
       };
   };
};

&uart0 {
   status = "okay";
   current-speed = <115200>;
   pinctrl-0 = <&uart0_default>;
   pinctrl-1 = <&uart0_sleep>;
   pinctrl-names = "default", "sleep";
};
```

Listing 2. Przykładowa konfiguracja konsoli UART w devicetree

```
CONFIG_SERIAL=y
CONFIG_CONSOLE=y
CONFIG_UART_CONSOLE=y
```

Listing 3. Ustawienia KConfig niezbędne do uruchomienia przykładu

```
# Logging
#
CONFIG_LOG=y
CONFIG_LOG_CORE_INIT_PRIORITY=0
CONFIG_LOG_MODE_DEFERRED=y
# CONFIG_LOG_MODE_IMMEDIATE is not set
# CONFIG_LOG_MODE_MINIMAL is not set
# CONFIG_LOG_FRONTEND is not set
# CONFIG_LOG_FRONTEND_OPT_API is not set
# CONFIG_LOG_CUSTOM_HEADER is not set
# CONFIG_LOG_MULTIDOMAIN is not set

#
# Logging levels filtering
#
# CONFIG_LOG_RUNTIME_FILTERING is not set
CONFIG_LOG_DEFAULT_LEVEL=3
CONFIG_LOG_OVERRIDE_LEVEL=0
CONFIG_LOG_MAX_LEVEL=4
# end of Logging levels filtering

#
# Processing
#
CONFIG_LOG_PRINTK=y
CONFIG_LOG_MODE_OVERFLOW=y
# CONFIG_LOG_BLOCK_IN_THREAD is not set
```

Listing 4. Fragment pliku .config z różnymi opcjami logowania

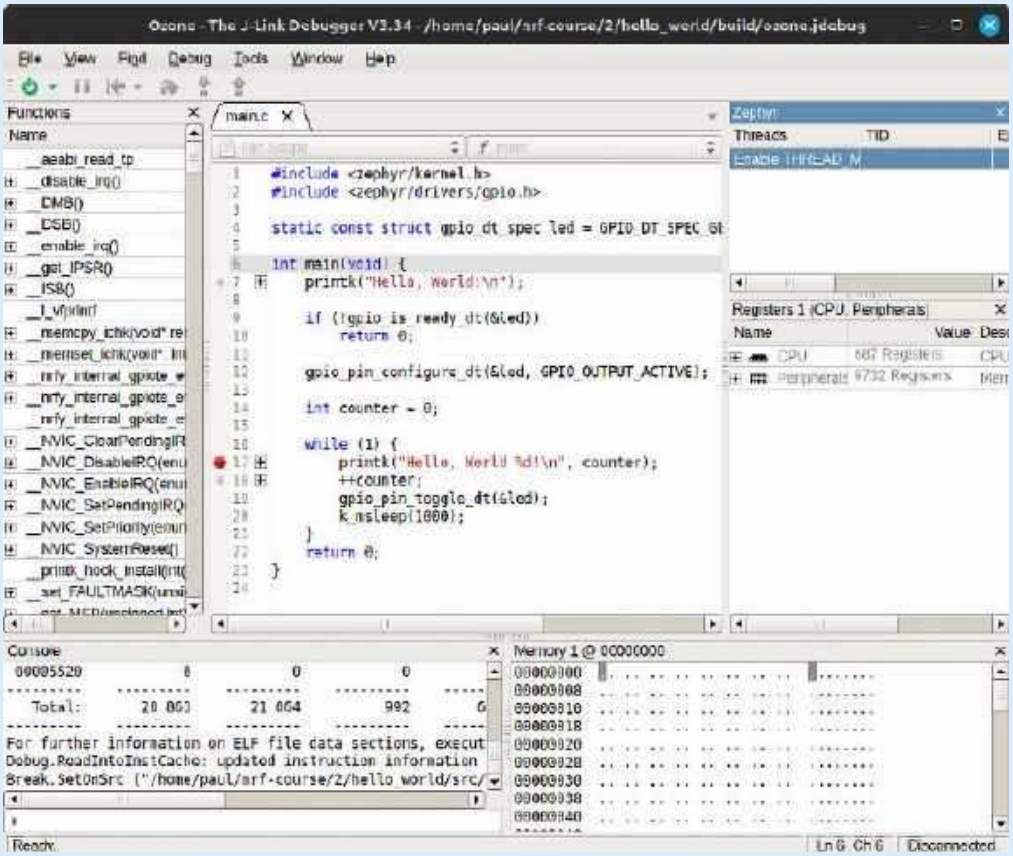
Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie **https://ulubionykiosk.pl/media**

eprasa.pl 02cec464c3

opisie. Warto jednak wspomnieć, że rozszerzenie nRF Connect wspiera również popularny program do debugowania o nazwie Ozone (**rysunek 9**).

Jeżeli narzędzie mamy zainstalowane w systemie, to pod standardową opcją Debug, w sekcji ACTIONS, zobaczymy również pole Debug with Ozone (**rysunek 10**), które po kliknięciu nie tylko otwiera sam program, ale również przekazuje niezbędną konfigurację.

Na tym etapie teoretycznie mamy wszystko, co niezbędne do śledzenia wykonywania programów. W pakiecie z Zephyrem mamy jednak moduł, który może jeszcze bardziej ułatwić nam pracę.



Rysunek 9. Okno programu Ozone

LOG

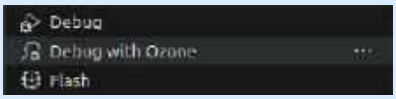
Funkcja *printk* często wystarcza, by uzyskać kluczowe informacje, w konkretnym miejscu, podczas wykonywania naszego programu. Jednak bardzo szybko możemy znaleźć się w sytuacji, kiedy część wiadomości zawiera ważne dane o błędach, a inne są istotne jedynie na etapie debugowania. Na szczęście Zephyr ma dość rozbudowany moduł logowania, który bez przeszkód włączymy z poziomu ustawień Kconfig, dodając jedną linię do naszego projektowego pliku *prj.conf*. Jednak tym razem, zamiast edytować plik ręcznie, wykorzystamy tę okazję do pokazania, jak to zrobić z użyciem interfejsu graficznego. W sekcji ACTIONS klikamy na pole nRF Kconfig GUI (**rysunek 11**).

```
#define CONFIG_ASSERT_VERBOSE 1
#define CONFIG_LOG 1
#define CONFIG_LOG_CORE_INIT_PRIORITY 0
#define CONFIG_LOG_MODE_DEFERRED 1
#define CONFIG_LOG_DEFAULT_LEVEL 3
#define CONFIG_LOG_OVERRIDE_LEVEL 0
#define CONFIG_LOG_MAX_LEVEL 4
#define CONFIG_LOG_PRINTK 1
#define CONFIG_LOG_MODE_OVERFLOW 1
```

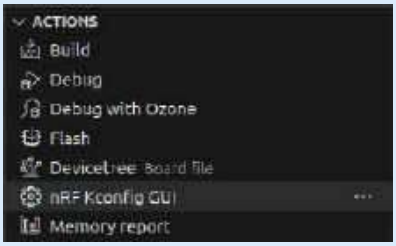
Listing 5. Fragment pliku autoconf.h

W nowo otwartym oknie nRF Kconfig możemy wpisać w polu wyszukiwania „log" lub kolejno rozwijać następujące elementy ścieżki: Zephyr Kernel Configuration > Subsystems and OS Services > Logging. Znajdziemy tam jeszcze jedną sekcję Logging z kwadratowym polem, które należy zaznaczyć (**rysunek 12**). Następnie zapisujemy zmiany, klikając na przycisk *Save to file*.

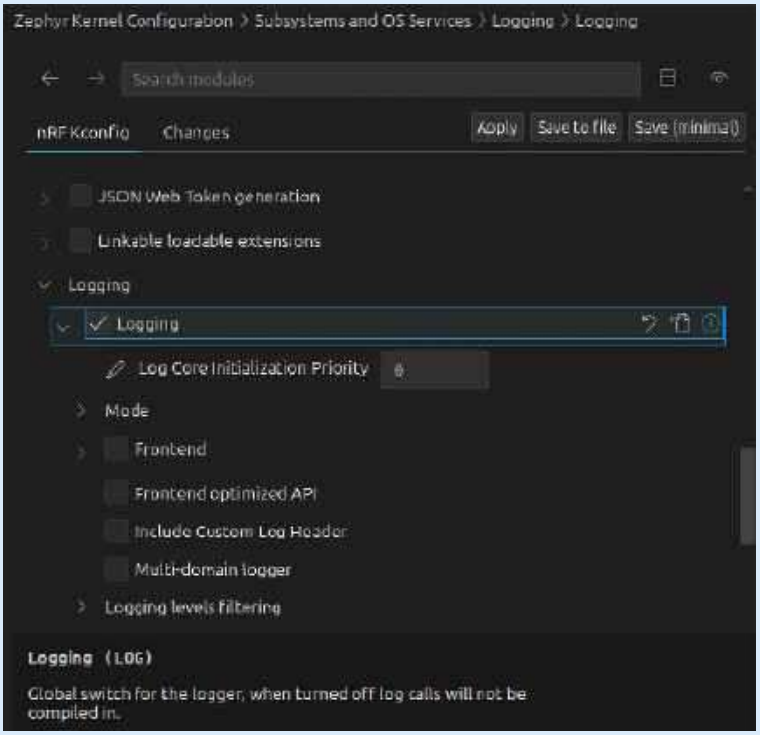
W tym momencie otworzy się nasz plik z ustawieniami, do którego dodana została nowa opcja *CONFIG_LOG=y*. Warto zaznaczyć, że dzięki GUI można w dość łatwy



Rysunek 10. Fragment sekcji ACTIONS po wykryciu oprogramowania Ozone



Rysunek 11. Pole nRF Kconfig GUI w sekcji ACTIONS



Rysunek 12. Okno Kconfig GUI z wybraną opcją Logging

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

eprasa.pl 02cec464c3

sposób eksplorować kolejne odnogi konfiguracji tego modułu oraz wielu innych.

Mimo że dodaliśmy tylko jedną opcję, to spowodowała ona wprowadzenie szeregu innych ustawień *Kconfiga*, powiązanych z modułem logowania. Możemy je podejrzeć, zaglądając do pliku wyjściowego *build/zephyr/.config*. Znajdziemy tam między innymi ustawienia widoczne na **listingu 4**.

Być może zastanawiasz się, skąd system konfiguracji Kconfig wiedział, co powinien dodać? W skrócie rzecz ujmując, mechanizm ten opiera się na sprawdzaniu zależności pomiędzy różnymi ustawieniami w plikach definiujących każdą opcję. Mamy w nich możliwość definiowania różnych bloków warunkowych, a nawet wykonywania prostych obliczeń.

Co ciekawe, finalne wartości ustawień widoczne są również jako makra w kodzie C dzięki automatycznie generowanemu plikowi *build/zephyr/include/generated/autoconf.h* (**listing 5**).

```
#include <zephyr/kernel.h>
#include <zephyr/drivers/gpio.h>
#include <zephyr/logging/log.h>

LOG_MODULE_REGISTER(main_module, LOG_LEVEL_DBG);

static const struct gpio_dt_spec led = GPIO_DT_SPEC_GET(DT_NODELABEL(led0), gpios);

int main(void) {
    LOG_INF("Hello, World!");

    if (!gpio_is_ready_dt(&led))
        return 0;

    gpio_pin_configure_dt(&led, GPIO_OUTPUT_ACTIVE);

    int counter = 0;

    while (1) {
        switch (counter % 4) {
            case 0: LOG_DBG("Hello, World %d!", counter); break;
            case 1: LOG_INF("Hello, World %d!", counter); break;
            case 2: LOG_WRN("Hello, World %d!", counter); break;
            case 3: LOG_ERR("Hello, World %d!", counter); break;
        }
        ++counter;
        gpio_pin_toggle_dt(&led);
        k_msleep(1000);
    }
    return 0;
}
```

Listing 6. Plik main.c po wprowadzeniu makr LOG

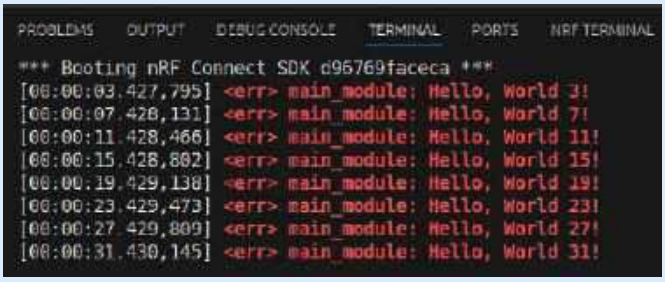
Wśród naszych nowych ustawień projektu znajdziemy *CONFIG_LOG_PRINTK=y*, co oznacza, że od tej chwili funkcje *printk* będą przekierowane do modułu logowania. Jeżeli ponownie zbudujemy aplikację i wgramy ją na płytkę, to w konsoli VCOM1 wciąż będziemy otrzymywać te same wiadomości co wcześniej, ale z dość istotną różnicą. Nie będą one przychodziły od razu po wykonaniu instrukcji, co z pewnością zauważysz podczas debugowania. Okazuje się, że opcja *CONFIG_LOG_MODE_DEFERRED=y* spowodowała dodanie do naszego projektu nowego wątku (*thread/task*), który od teraz odpowiedzialny jest za wysyłanie logów w swoich własnych slotach czasowych. Jedną z zalet takiego rozwiązania jest skrócenie czasu spędzonego w miejscu wywołania funkcji logujących. Funkcjonalność tę można najbardziej docenić podczas wysyłania wiadomości z wnętrza procedur obsługi przerwań (byle nie za długich i nie za często).

Mimo że funkcje *printk* wciąż działają, to jednak nie pozwolą nam one skorzystać z wielu zalet Zephyrowego modułu logowania. Do tego potrzebujemy dedykowanych makr *LOG*. Zacznijmy od wprowadzenia zmian w pliku main.c (**listing 6**).

Tym razem wysyłanie wiadomości mamy w całości zrealizowane makrami *LOG_DBG*, *LOG_INF*, *LOG_WRN* i *LOG_ERR*. Po zbudowaniu i wgraniu tak zmodyfikowanego programu w konsoli VCOM1 zobaczymy logi w nowym formacie (**rysunek 13**).

Rysunek 13. Logi wysłane makrami LOG

Każdy z czterech rodzajów wiadomości wyróżnia się własnym poziomem logowania określającym jego „ważność". Dzięki temu możemy filtrować nasze logi w zależności od potrzeb. Przykładowo, jeżeli w linii z makrem *LOG_MODULE_REGISTER* zmienimy *LOG_LEVEL_DBG* na *LOG_LEVEL_ERR*, to urządzenie wyśle jedynie informacje oznaczone jako błędy (**rysunek 14**), gdyż na etapie kompilacji „wycięte" zostaną wszystkie wywołania *LOG* poza *LOG_ERR*.



Rysunek 14. Logi po wybraniu poziomu *LOG_LEVEL_ERR* w przypadku modułu main

Przy odpowiedniej konfiguracji projektu poziom filtracji logów (w przypadku wybranych modułów) można również zmieniać w czasie wykonywania programu, co może być przydatne w bardziej rozbudowanych aplikacjach.

Warto jeszcze dodać, że większość bibliotek Zephyra jest uzbrojona w logi. Uruchamiając nowy moduł, warto sprawdzić, czy nie ma on gotowych opcji, które wystarczy włączyć. Przykładowo: dołączając do kodu obsługę I²S, możemy odblokować wszystkie poziomy logów, dopisując do prj.conf linię *CONFIG_I2S_LOG_LEVEL_DBG=y*.

RTT

Dotychczas wysyłaliśmy wiadomości jedynie przez UART, ale nietrudno wyobrazić sobie sytuację, w której nie mamy wolnego portu szeregowego. Na szczęście moduł logowania przewiduje możliwość przekierowania logów do innych *backendów*. Jednym z nich może być RTT (Real-Time Transfer). Jest to technologia komunikacji opracowana przez SEGGER, a używana głównie w połączeniu z debuggerem J-Link. Mówiąc w dużym uproszczeniu, możemy stwierdzić, że jest to mechanizm pozwalający na zapisywanie komunikacji do bufora w pamięci RAM, który następnie jest odczytywany przez oprogramowanie debuggera.

```
CONFIG_USE_SEGGER_RTT=y
CONFIG_LOG_BACKEND_RTT=y
CONFIG_LOG_BACKEND_RTT_MODE_OVERWRITE=y
```

Listing 7. Konfiguracja RTT wraz z backendem

Obsługę RTT włączamy również w pliku *prj.conf*, dodając opcje pokazane na **listingu 7**.

Pierwsza z nich dołączy podstawowe oprogramowanie RTT do naszego projektu, druga włączy wysyłanie loga poprzez RTT, a trzecia spowoduje, że nieodebrane przez nasz komputer logi będą po jakimś czasie nadpisywane nowymi.

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

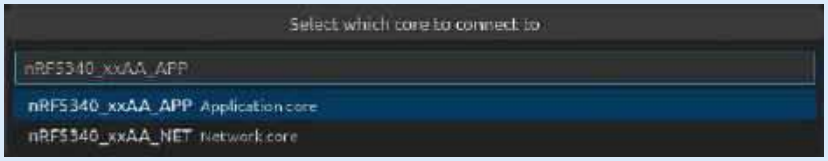
eprasa.pl 02cec464c3

Wtyczka nRF Connect dostarcza nam narzędzie do czytania z nowo skonfigurowanego backendu, które uruchamiamy analogicznie do VCOM1, przy czym tym razem klikamy na wtyczkę przy polu RTT (por. rysunek 1). W wyświetlonym oknie wybieramy nRF5340_xxAA_APP (**rysunek 15**).

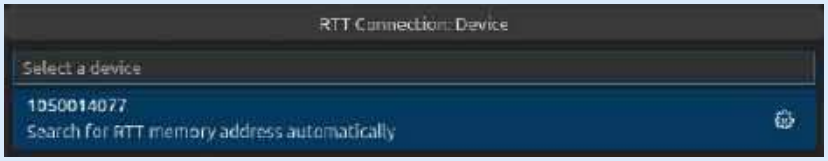
Następnie klikamy jedyną dostępną opcję, która automatycznie wyszuka adres pamięci przeznaczonej na bufor RTT (**rysunek 16**).

Od teraz nasz program będzie wysyłał wiadomości zarówno przez konsolę VCOM1, jak i RTT.

Warto dodać, że bardzo wygodną opcją jest korzystanie z terminalu RTT bezpośrednio we wspomnianym wcześniej programie Ozone.



Rysunek 15. Włączanie konsoli RTT – wybór rdzenia



Rysunek 16. Włączanie konsoli RTT – wybór konfiguracji

Zephyr przewiduje wiele innych backendów, takich jak *file system* czy *bluetooth*. Więcej informacji dotyczących logowania możemy znaleźć w oficjalnej dokumentacji [1].

Podsumowanie

W artykule przedstawiliśmy, jak nRF Connect wraz z systemem Zephyr wspierają programistę w pisaniu aplikacji i śledzeniu wykonywanych przez procesor instrukcji. Opisaliśmy przy tym wybrane funkcjonalności modułu logowania, który od teraz na stałe znajdzie miejsce w naszym arsenale programistycznym. Przedstawiona powyżej konfiguracja projektu to doskonała podstawa przyszłych prac nad bardziej zaawansowanymi aplikacjami embedded.

Krzysztof Kierys
Paweł Jachimowski

Odnośniki w tekście

1. https://docs.zephyrproject.org/latest/services/logging/index.html

REKLAMA

eprasa.pl 02cec464c3

Programowanie modułów ESP32 w środowisku ESP-IDF (2)

Podstawy obsługi portów I/O, ADC, PWM, UART

W tym artykule omówione zostaną podstawy programowania układów ESP32 za pomocą środowiska ESP--IDF. Nasza uwaga skupiona będzie na procedurach, od których zazwyczaj rozpoczyna się pracę z nowym mikrokontrolerem czy środowiskiem programistycznym: dostępie do portów wejścia/wyjścia, obsłudze przetworników ADC oraz wyjść PWM czy też komunikacji ze światem zewnętrznym poprzez interfejs UART.

Obsługa portów I/O

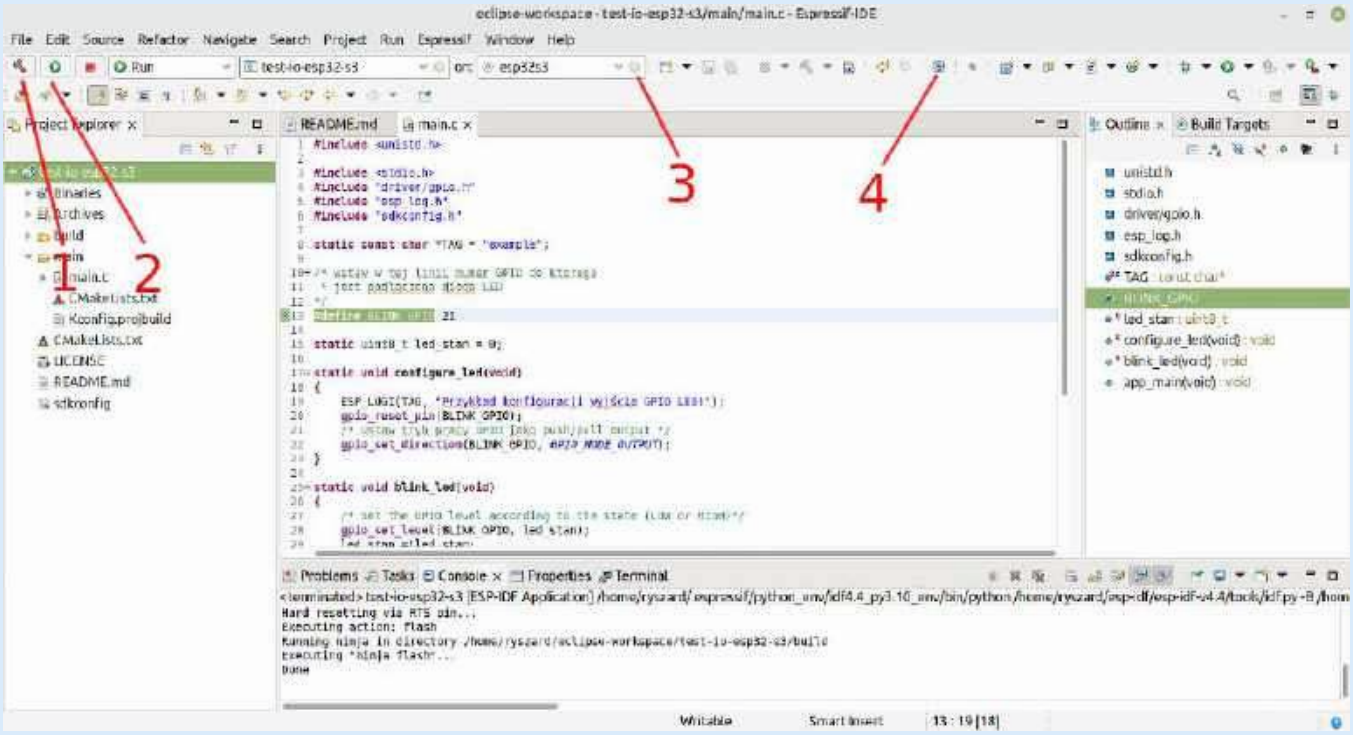
Porty I/O, czyli porty wejścia/wyjścia, są najwdzięczniejszym interfejsem, ponieważ pozwalają w prosty sposób przetestować związany z nimi fragment oprogramowania. Wystarczy do wybranego portu podłączyć poprzez opornik zwykłą diodę LED, a jej świecenie będzie sygnalizować stan danego wyprowadzenia. Na niektórych płytach rozwojowych z ESP32 producenci zamontowali już tzw. LED-y użytkownika, doskonale nadające się do eksperymentów. W takim przypadku wystarczy jedynie odszukać w dokumentacji płytki numer portu I/O, do którego taka dioda jest podłączona.

Stworzenie programu testowego rozpoczynamy od uruchomienia edytora ze środowiskiem ESP-IDF. W opisie domyślnie będzie to edytor oparty na Eclipse, ESP-IDF v.4.4.

Klikamy File → New → Espressif IDF Project. Jeżeli zaznaczymy „Create a project using one of the templates", będzie można otworzyć któryś z gotowych przykładów. Tym razem jednak stworzymy program od podstaw. W polu „Project name" należy wpisać nazwę tworzonego programu. W przykładzie użyję nazwy *test-io-esp32-s3*. Na liście „Select project target:" trzeba wybrać wariant procesora zamontowanego na używanej płycie rozwojowej, w omawianym przykładzie będzie to ESP32-S3. Po kliknięciu Finish zostanie utworzony

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

projekt z plikiem main.c i pozostałymi plikami potrzebnymi w strukturze projektu. Ewentualne komunikaty o błędach w wygenerowanym projekcie znikną po przeprowadzeniu kompilacji w tym celu należy wybrać Project → Build Project lub nacisnąć ikonę młotka na pasku skrótów (patrz **rysunek 1**, oznaczenie strzałką nr 1). Teraz w pliku main.c – na miejsce automatycznie utworzonego kodu – proszę wpisać ten z **listingu 1**. W linii #define BLINK_GPIO podajemy numer portu I/O, do którego podłączona jest dioda LED. Należy wykonać powtórną kompilację i usunąć ewentualne błędy powstałe przy wpisywaniu kodu z listingu 1. Następnie podłączamy płytkę ewaluacyjną kablem do gniazda USB. W kolejnym kroku za pomocą narzędzi systemowych odczytujemy przydzielony podłączonej płycie numer portu. W edytorze należy kliknąć edycję listy Launch Target i w polu listy rozwijanej Serial Port: (rysunek 1, strzałka nr 3) ustawić numer portu. Po naciśnięciu przycisku Launch (rysunek 1, strzałka nr 2) płyta powinna zostać zaprogramowana, a dioda zacznie migotać z częstotliwością 1 Hz.



Rysunek 1. Widok okna głównego środowiska Espressif-IDE

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

eprasa.pl 02cec464c3

```
#include <unistd.h>

#include <stdio.h>
#include "driver/gpio.h"
#include "esp_log.h"
#include "sdkconfig.h"

static const char *TAG = "example";

/* wstaw w tej linii numer GPIO do którego
 * jest podłączona dioda LED
*/
#define BLINK_GPIO 21

static uint8_t led_stan = 0;

static void configure_led(void)
{
    ESP_LOGI(TAG, "Przykład konfiguracji wyjścia GPIO LED!");
    gpio_reset_pin(BLINK_GPIO);
    /* Ustaw tryb pracy GPIO jako push/pull output */
    gpio_set_direction(BLINK_GPIO, GPIO_MODE_OUTPUT);
}

static void blink_led(void)
{
    /* Set the GPIO level according to the state (LOW or HIGH)*/
    gpio_set_level(BLINK_GPIO, led_stan);
    led_stan =!led_stan;
}


void app_main(void)
{
    ESP_LOGI(TAG, "Cześć tu program testowy GPIO LED!");
    configure_led();

    while (true) {
        ESP_LOGI(TAG, "Stan LED=%s!", led_stan == true ? "ON" : "OFF");
        blink_led();

        sleep(1);
    }
}
```

Listing 1. Program umożliwiający najprostsze miganie diodą LED

Działanie programu oparto na najprostszym sposobie sterowania portem I/O. W funkcji configure_led(void) port został ustawiony jako wyjściowy, a funkcja blink_led(void) zmienia poziom na wyjściu, do którego podłączona została dioda LED.

W celu przetestowania I/O pracującego w trybie wejścia należy wybrać drugi dostępny port na płycie rozwojowej. Ponieważ w czasie testu będzie on zwierany do masy, najlepiej wybrać taki, który nie ma przypisanej dodatkowej ważnej funkcji systemowej – czyli np. port o numeracji wyższej niż 17. Ponadto trzeba wprowadzić zmiany widoczne na **listingu 2**. Polegają one na zdefiniowaniu wybranego drugiego portu jako SW_GPIO, dodaniu funkcji ustawienia go jako wejściowego configure_sw(void) i modyfikacji funkcji main(). Po przesłaniu nowej wersji oprogramowania na płytę rozwojową i zwarciu do masy portu SW_GPIO, częstotliwość migotania diody LED zwiększa się do około 5 Hz.

```
(…)
#define SW_GPIO      47

(…)
static void configure_sw(void)
{
    gpio_reset_pin(SW_GPIO);
    if (gpio_set_pull_mode ( SW_GPIO , GPIO_PULLUP_ONLY) !=ESP_OK)
    {
        ESP_LOGE(TAG, "SW LED nie został prawidłowo skonfigurowany!");
    }ESP_LOGI(TAG, "Przykład konfiguracji wejścia SW_GPIO");
    gpio_set_direction(SW_GPIO, GPIO_MODE_INPUT);
}

(…)
void app_main(void)
{
uint8_t status_SW=true;

    ESP_LOGI(TAG, "Cześć tu program testowy GPIO LED!");
    configure_led();
    configure_sw();

    while (true) {
        blink_led();
        status_SW =gpio_get_level(SW_GPIO);
        ESP_LOGI(TAG, "Stan LED=%s, f=%s", led_stan == true ? "ON" : "OFF", status_SW ==true ? "1Hz" : "5Hz");
        if (status_SW!=0){
            sleep(1);
        }else usleep(200000);
        led_stan =!led_stan;
    }
}
```

Listing 2. Rozszerzenie programu z listingu 1 o odczyt stanu wejścia cyfrowego

Makra ESP_LOGI i ESP_LOGE powodują wysłanie odpowiednich komunikatów do terminalu wywoływanego z pulpitu edytora (rysunek 1, strzałka nr 4). Po naciśnięciu ikony terminalu wyświetla się tablica, na której w polu „Project Name:" trzeba ustawić nazwę projektu, a w polu „Serial port:" wybrać numer przydzielonego płycie portu. Po zatwierdzeniu powinna otworzyć się zakładka terminalu odbierającego komunikaty wysyłane przez nasze oprogramowanie. Takie zastosowanie terminalu pozwala na proste debugowanie programu.

W przykładzie pokazano najprostszy sposób sterowania portami I/O. API środowiska ESP-IDF umożliwia bardziej zaawansowane manipulacje, np. dołączanie wewnętrznych oporników podciągających, współpracę z systemem przerwań, zatrzaskiwanie ustawień portu nawet na czas resetu czy grupowe ustawianie parametrów wielu portów jednocześnie. Szczegółowy opis odpowiedni dla wersji IDF-4.4 można znaleźć w [1].

Obsługa przetworników ADC

W większości wersji ESP32 do dyspozycji użytkownika są dwa niezależne przetworniki analogowo-cyfrowe, każdy z kilkoma multipleksowanymi wejściami. Jako wejścia używa się portów I/O pracujących w trybie analogowym. W dokumentacji technicznej dotyczącej używanej wersji układu ESP32 opisane zostało przyporządkowanie dostępnych wejść przetwornika do portów I/O. Także w dokumentacji podane będą informacje o rozdzielczości bitowej, nieliniowości przetwarzania i ograniczeniach w użyciu przetworników ADC.

Na **listingu 3** pokazany został prosty program, używający przetwornika ADC do odczytu bezpośredniego w trybie próbkowania. Listing oparto na przykładzie esp-idf-v4.4/examples/peripherals/adc/single_read/single_read. Klikamy File → New → Espressif IDF Project, zaznaczamy „Create a project using one of the templates" i na wyświetlonej liście klikamy przykład single_read.

Zmiany w programie polegają na uproszczeniu kodu i odczycie tylko z kanału 6 przetwornika nr 1. Na listingu 3 niepotrzebne fragmenty kodu zostały ujęte w komentarze.

Jako pierwsza wywoływana jest funkcja adc_calibration_init(), której procedury służą do kalibracji przetwornika ADC. W ESP32 niektóre stałe kalibracyjne mogą być zapisywane na etapie produkcji układu w specjalnym obszarze pamięci „eFuse bits". Jeżeli procedura esp_adc_cal_check_efuse nie odnajdzie poszukiwanej wartości kalibracyjnej, do korekty odczytów z przetwornika zostaną użyte wartości domyślne. Funkcja esp_adc_cal_characterize() mierzy napięcie Vref i temperaturę, czyli parametry używane do korekty obliczeń. Kolejne wywoływane funkcje: adc1_config_width() i adc1_config_channel_atten(), ustawiają parametry pracy wybranego kanału przetwornika 1 zgodnie z definicjami umieszczonymi na początku listingu 3. Potem w nieskończonej pętli następuje odczyt surowych danych z przetwornika i ich konwersja na wartość napięcia w mV, z zastosowaniem obliczonej wcześniej korekcji (funkcje adc1_get_raw(), esp_adc_cal_raw_to_voltage()). Obie

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

eprasa.pl 02cec464c3

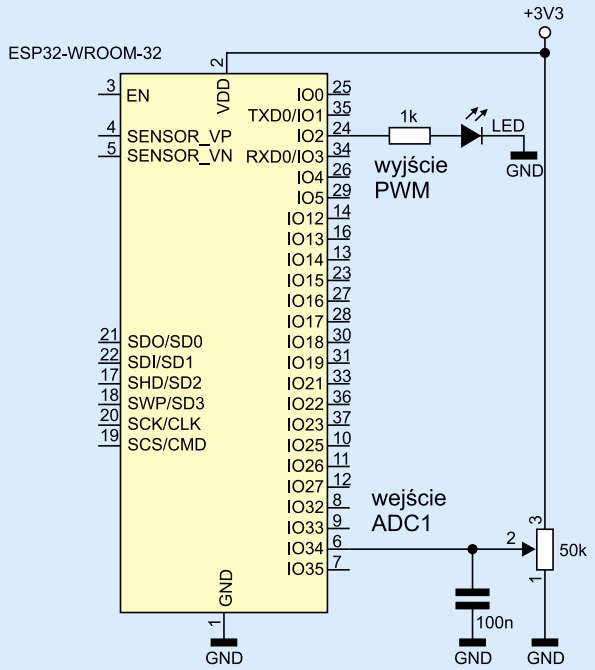
wartości – opakowane w stosowny komunikat – po każdym odczycie wysyłane są do terminalu.

Opis bardziej rozbudowanych funkcji API do obsługi przetwornika ADC można znaleźć w dokumentacji [2].

LEDC – sterowanie jasnością LED w trybie PWM

Funkcje z grupy API LEDC przeznaczone są do sterowania jasnością diod LED przez zmianę wypełnienia impulsu PWM. Można je także zastosować ogólnie – jako sposób generowania impulsów o zmiennym współczynniku wypełnienia. Sposób użycia funkcji pokazany zostanie na przykładzie, w którym jasność świecenia diody LED będzie zmieniana proporcjonalnie do wartości napięcia podawanego na wejście przetwornika ADC. W tym celu zmodyfikujemy przykład z listingu 3, dodając funkcje LEDC. Dodatkowe linie programu zawiera **listing 4**.

Najpierw należy dodać plik nagłówkowy biblioteki ledc.h. Następnie w sekcji definicji dodajemy nowe definicje: LEDC_TIMER – numer



Rysunek 2. Schemat podłączenia dodatkowych elementów zewnętrznych do płyty rozwojowej

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include "esp_log.h"
#include "freertos/FreeRTOS.h"
#include "freertos/task.h"
#include "driver/adc.h"
#include "esp_adc_cal.h"

//ADC Channels
#if CONFIG_IDF_TARGET_ESP32
#define ADC1_EXAMPLE_CHAN0          ADC_CHANNEL_6//ADC1_CHANNEL_6
#define ADC2_EXAMPLE_CHAN0          ADC2_CHANNEL_0
static const char *TAG_CH[2][10] = {{"ADC1_CH6"}, {"ADC2_CH0"}};
#else
#define ADC1_EXAMPLE_CHAN0          ADC1_CHANNEL_2
//#define ADC2_EXAMPLE_CHAN0          ADC2_CHANNEL_0
static const char *TAG_CH[2][10] = {{"ADC1_CH2"}, {"ADC2_CH0"}};
#endif

//ADC Attenuation
#define ADC_EXAMPLE_ATTEN           ADC_ATTEN_DB_11

//ADC Calibration
#if CONFIG_IDF_TARGET_ESP32
#define ADC_EXAMPLE_CALI_SCHEME     ESP_ADC_CAL_VAL_EFUSE_VREF
#elif CONFIG_IDF_TARGET_ESP32S2
#define ADC_EXAMPLE_CALI_SCHEME     ESP_ADC_CAL_VAL_EFUSE_TP
#elif CONFIG_IDF_TARGET_ESP32C3
#define ADC_EXAMPLE_CALI_SCHEME     ESP_ADC_CAL_VAL_EFUSE_TP
#elif CONFIG_IDF_TARGET_ESP32S3
#define ADC_EXAMPLE_CALI_SCHEME     ESP_ADC_CAL_VAL_EFUSE_TP_FIT
#endif


static int adc_raw[2][10];
//static const char *TAG = "ADC SINGLE";

static esp_adc_cal_characteristics_t adc1_chars;
static esp_adc_cal_characteristics_t adc2_chars;

static bool adc_calibration_init(void)
{
    esp_err_t ret;
    bool cali_enable = false;

    ret = esp_adc_cal_check_efuse(ADC_EXAMPLE_CALI_SCHEME);
    if (ret == ESP_ERR_NOT_SUPPORTED) {
        ESP_LOGW(TAG, "Calibration scheme not supported, skip software calibration");
    } else if (ret == ESP_ERR_INVALID_VERSION) {
        ESP_LOGW(TAG, "eFuse not burnt, skip software calibration");
    } else if (ret == ESP_OK) {
        cali_enable = true;
        esp_adc_cal_characterize(ADC_UNIT_1, ADC_EXAMPLE_ATTEN, ADC_WIDTH_BIT_DEFAULT, 0, &adc1_chars);
 //       esp_adc_cal_characterize(ADC_UNIT_2, ADC_EXAMPLE_ATTEN, ADC_WIDTH_BIT_DEFAULT, 0, &adc2_chars);
    } else {
        ESP_LOGE(TAG, "Invalid arg");
    }

    return cali_enable;
}

void app_main(void)
{
//    esp_err_t ret = ESP_OK;
    uint32_t voltage = 0;
    bool cali_enable = adc_calibration_init();

    //ADC1 config
    ESP_ERROR_CHECK(adc1_config_width(ADC_WIDTH_BIT_DEFAULT));
    ESP_ERROR_CHECK(adc1_config_channel_atten(ADC1_EXAMPLE_CHAN0, ADC_EXAMPLE_ATTEN));
    //ADC2 config
//    ESP_ERROR_CHECK(adc2_config_channel_atten(ADC2_EXAMPLE_CHAN0, ADC_EXAMPLE_ATTEN));
    vTaskDelay(pdMS_TO_TICKS(5000));
    while (1) {
        adc_raw[0][0] = adc1_get_raw(ADC1_EXAMPLE_CHAN0);
        ESP_LOGI(TAG_CH[0][0], "raw  data: %d", adc_raw[0][0]);
        if (cali_enable) {
            voltage = esp_adc_cal_raw_to_voltage(adc_raw[0][0], &adc1_chars);
            ESP_LOGI(TAG_CH[0][0], "cali data: %d mV", voltage);
        }
        vTaskDelay(pdMS_TO_TICKS(1000));
/*
        do {
            ret = adc2_get_raw(ADC2_EXAMPLE_CHAN0, ADC_WIDTH_BIT_DEFAULT, &adc_raw[1][0]);
        } while (ret == ESP_ERR_INVALID_STATE);
        ESP_ERROR_CHECK(ret);

        ESP_LOGI(TAG_CH[1][0], "raw  data: %d", adc_raw[1][0]);
        if (cali_enable) {
            voltage = esp_adc_cal_raw_to_voltage(adc_raw[1][0], &adc2_chars);
            ESP_LOGI(TAG_CH[1][0], "cali data: %d mV", voltage);
        }
        vTaskDelay(pdMS_TO_TICKS(1000));
        */
    }
}
```

Listing 3. Prosty przykład obsługi przetwornika ADC

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

eprasa.pl 02cec464c3

```
(…)
//LEDC PWM
#include "driver/ledc.h"

(…)
//LEDC PWM
#define LEDC_TIMER              LEDC_TIMER_0
#define LEDC_MODE               LEDC_LOW_SPEED_MODE
#define LEDC_OUTPUT_IO          (2) // Define the output GPIO
#define LEDC_CHANNEL            LEDC_CHANNEL_0
#define LEDC_DUTY_RES           LEDC_TIMER_13_BIT // Set duty resolution to 13 bits
#define LEDC_FREQUENCY          (5000) // Frequency in Hertz. Set frequency at 5 kHz

(…)
//LEDC PWM
static void example_ledc_init(void)
{
    // Prepare and then apply the LEDC PWM timer configuration
    ledc_timer_config_t ledc_timer = {
        .speed_mode       = LEDC_MODE,
        .timer_num        = LEDC_TIMER,
        .duty_resolution  = LEDC_DUTY_RES,
        .freq_hz          = LEDC_FREQUENCY,  // Set output frequency at 5 kHz
        .clk_cfg          = LEDC_AUTO_CLK
    };
    ESP_ERROR_CHECK(ledc_timer_config(&ledc_timer));

    // Prepare and then apply the LEDC PWM channel configuration
    ledc_channel_config_t ledc_channel = {
        .speed_mode     = LEDC_MODE,
        .channel        = LEDC_CHANNEL,
        .timer_sel      = LEDC_TIMER,
        .intr_type      = LEDC_INTR_DISABLE,
        .gpio_num       = LEDC_OUTPUT_IO,
        .duty           = 0, // Set duty to 0%
        .hpoint         = 0
    };
    ESP_ERROR_CHECK(ledc_channel_config(&ledc_channel));
}

void app_main(void)
{
(…)
    example_ledc_init();

    while(1)
    {
(…)
        //LEDC PWM
        // Set duty to 50%
        uint32_t ledc_duty=(8192)-1;
        ledc_duty *=voltage;
        ledc_duty /=3300;
        ESP_LOGI(TAG_CH[0][0],"LEDC PWM %d",ledc_duty);
        ESP_ERROR_CHECK(ledc_set_duty(LEDC_MODE, LEDC_CHANNEL, ledc_duty/*LEDC_DUTY*/));
        // Update duty to apply the new value
        ESP_ERROR_CHECK(ledc_update_duty(LEDC_MODE, LEDC_CHANNEL));

    }
}
```

Listing 4. Rozbudowa przykładu z listingu 3 o obsługę wyjścia PWM

timera (0...3), LEDC_MODE – tryb pracy (wolny lub szybki), LEDC_OUTPUT_IO – numer portu I/O, na który ma być wyprowadzony przebieg PWM i do którego będzie podłączona dioda LED, LEDC_CHANNEL – numer kanału (0...7), LEDC_DUTY_RES – rozdzielczość (w bitach) generowanego przebiegu PWM, LEDC_FREQUENCY – częstotliwość generowanego przebiegu PWM. Należy także dodać funkcję example_ledc_init(), która inicjuje generowanie przebiegu PWM, używając do tego zdefiniowanych powyżej parametrów. Funkcje inicjujące mogą wygenerować komunikat błędu, jeżeli podane parametry przekraczają dopuszczalne zakresy rozdzielczości i częstotliwości. I tak dla niskich częstotliwości można ustawić wysoką rozdzielczość (do 20 bitów), natomiast dla najwyższej częstotliwości (40 MHz) rozdzielczość może być tylko 1-bitowa.

Wywołanie funkcji example_ledc_init() powinno zostać umieszczone na początku funkcji main(). Dalej – w pętli while – odczytana z przetwornika wartość napięcia voltage stosowana jest do obliczenia proporcjonalnej do niej wartości wypełnienia, umieszczanej w zmiennej ledc_duty. W każdym przebiegu pętli while funkcje ledc_set_duty() i ledc_update_duty() aktualizują wypełnienie przebiegu PWM. Opis funkcji i parametrów interfejsu LEDC można znaleźć w [3]. Na **rysunku 2** pokazano schemat podłączenia do płyty rozwojowej dodatkowych elementów, takich jak dioda LED i potencjometr.

UART – obsługa interfejsu transmisji szeregowej

Protokół UART zapewnia obsługę asynchronicznych interfejsów komunikacji szeregowej, takich jak RS232, RS422 czy RS485. Układ ESP32 ma trzy identyczne kontrolery UART (UART0, UART1 i UART2). W przypadku płyt rozwojowych jeden z nich, zazwyczaj UART0, używany jest do przesyłania danych w czasie zapisu programu do pamięci FLASH, pozostałe mogą zostać użyte do komunikacji z urządzeniami zewnętrznymi.

Pokazany na **listingu 5** program jest przykładem dostępnym w katalogu esp-idf-v4.4/examples/peripherals/uart/uart_echo. Program działa na zasadzie odpytywania (pollingu) danych wejściowych interfejsu UART. Po odebraniu jakichkolwiek danych zostaną one natychmiast odesłane tym samym kanałem UART. Procedura odpytywania działa w osobnym wątku echo_task(). Na początku wywoływane są procedury konfigurujące interfejs UART. Do konfiguracji używa się parametrów zdefiniowanych w pliku sdkonfig, znajdującym się w drzewie projektu. Plik sdkonfig można edytować po zaznaczeniu jego pozycji w zakładce Project Explorer i dwukrotnym kliknięciu lewym przyciskiem myszy. Po otwarciu okna konfiguratora i wybraniu pozycji Echo Example Configuration można ustawić takie parametry, jak: numer używanego interfejsu UART, wstępnie ustawiana szybkość transmisji, przypisanie wybranych portów I/O jako wyprowadzeń RXD i TXD. Procedura uart_driver_install() instaluje sterownik wybranego interfejsu UART, w przykładzie określa ona rozmiar pierścieniowego bufora odbiorczego na BUF_SIZE * 2 i wyłącza bufor nadawczy. Procedura uart_param_config() ustawia parametry komunikacji UART-a przekazywane strukturą uart_config. Z kolei procedura uart_set_pin() konfiguruje fizyczne piny GPIO, do których będzie podłączony interfejs UART. Jeżeli jakieś wyprowadzenia nie będą używane (tak jak w przykładzie RTS i CTS), należy zamiast numeru użyć makra UART_PIN_NO_CHANGE.

Od tej chwili możliwy jest odbiór przesyłanych portem UART danych, które można odczytywać cyklicznie wywoływaną funkcją uart_read_bytes(). Funkcja przepisuje odebrane dane z pierścieniowego bufora odbiorczego – do utworzonego w programie bufora data[], do którego wskaźnik podany został jako parametr w wywołaniu funkcji. Funkcja zwraca także liczbę odebranych bajtów danych, wartość 0 oznacza brak nowych danych. W programie przykładowym odebrane bajty zapisane w buforze data[] odsyłane są tym samym UART-em jako echo, przy użyciu funkcji uart_write_bytes(). Następnie realizowany jest kolejny cykl odpytywania w pętli while(1).

W przykładzie pokazano najprostszy sposób korzystania z interfejsu UART. Informacje o bardziej wyrafinowanych metodach, opartych między innymi na przerwaniach, można znaleźć w dokumentacji [4] oraz w innych przykładach.

Ryszard Szymaniak, EP

Literatura:
[1] https://tiny.pl/djb8f
[2] https://tiny.pl/djb85
[3] https://tiny.pl/djb8j
[4] https://tiny.pl/djb8l

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

eprasa.pl 02cec464c3

```c
#include <stdio.h>
#include "freertos/FreeRTOS.h"
#include "freertos/task.h"
#include "driver/uart.h"
#include "driver/gpio.h"
#include "sdkconfig.h"

/**
 * This is an example which echos any data it receives on configured UART back to the sender,
 * with hardware flow control turned off. It does not use UART driver event queue.
 *
 * - Port: configured UART
 * - Receive (Rx) buffer: on
 * - Transmit (Tx) buffer: off
 * - Flow control: off
 * - Event queue: off
 * - Pin assignment: see defines below (See Kconfig)
 */

#define ECHO_TEST_TXD (CONFIG_EXAMPLE_UART_TXD)
#define ECHO_TEST_RXD (CONFIG_EXAMPLE_UART_RXD)
#define ECHO_TEST_RTS (UART_PIN_NO_CHANGE)
#define ECHO_TEST_CTS (UART_PIN_NO_CHANGE)

#define ECHO_UART_PORT_NUM      (CONFIG_EXAMPLE_UART_PORT_NUM)
#define ECHO_UART_BAUD_RATE     (CONFIG_EXAMPLE_UART_BAUD_RATE)
#define ECHO_TASK_STACK_SIZE    (CONFIG_EXAMPLE_TASK_STACK_SIZE)

#define BUF_SIZE (1024)

static void echo_task(void *arg)
{
    /* Configure parameters of an UART driver,
     * communication pins and install the driver */
    uart_config_t uart_config = {
        .baud_rate = ECHO_UART_BAUD_RATE,
        .data_bits = UART_DATA_8_BITS,
        .parity    = UART_PARITY_DISABLE,
        .stop_bits = UART_STOP_BITS_1,
        .flow_ctrl = UART_HW_FLOWCTRL_DISABLE,
        .source_clk = UART_SCLK_APB,
    };
    int intr_alloc_flags = 0;

#if CONFIG_UART_ISR_IN_IRAM
    intr_alloc_flags = ESP_INTR_FLAG_IRAM;
#endif

    ESP_ERROR_CHECK(uart_driver_install(ECHO_UART_PORT_NUM, BUF_SIZE * 2, 0, 0, NULL, intr_alloc_flags));
    ESP_ERROR_CHECK(uart_param_config(ECHO_UART_PORT_NUM, &uart_config));
    ESP_ERROR_CHECK(uart_set_pin(ECHO_UART_PORT_NUM, ECHO_TEST_TXD, ECHO_TEST_RXD, ECHO_TEST_RTS, ECHO_TEST_CTS));

    // Configure a temporary buffer for the incoming data
    uint8_t *data = (uint8_t *) malloc(BUF_SIZE);

    while (1) {
        // Read data from the UART
        int len = uart_read_bytes(ECHO_UART_PORT_NUM, data, BUF_SIZE, 20 / portTICK_RATE_MS);
        // Write data back to the UART
        uart_write_bytes(ECHO_UART_PORT_NUM, (const char *) data, len);
        if (len !=0)uart_write_bytes(ECHO_UART_PORT_NUM, (const char *) "echo ok\r\n", 9);
    }
}

void app_main(void)
{
    xTaskCreate(echo_task, "uart_echo_task", ECHO_TASK_STACK_SIZE, NULL, 10, NULL);
}
```

Listing 5. Program do przetestowania interfejsu UART w trybie echa

REKLAMA

cprasa.pl 02cec464c3

Kurs FPGA Lattice (21)

Terminal UART z 14-segmentowym wyświetlaczem LCD

W poprzednim odcinku kursu opracowaliśmy moduł, który steruje 14-segmentowym wyświetlaczem typu VIM828, zdolnym do wyświetlania 8 znaków. W tym odcinku przygotujemy moduł konwertujący kody znaków ASCII oraz dodamy obsługę UART. W ten sposób zyskamy możliwość wyświetlenia dowolnego tekstu na wyświetlaczu, używając terminalu na komputerze.

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

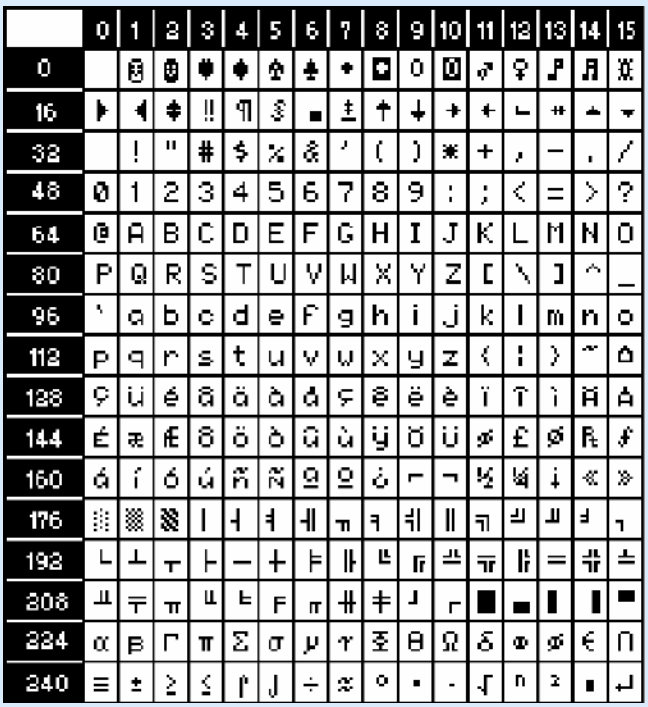
Zobacz więcej:
- Repozytorium modułów użytych w kursie: https://tiny.pl/dmmj2
- Projekt w programie Diamond: https://tiny.pl/djbwn

Historia standardu ASCII sięga jeszcze lat 60. Powstał on w celu usprawnienia komunikacji przez dalekopisy, czyli zdalnie sterowane maszyny do pisania. Wszystkim małym i wielkim literom alfabetu łacińskiego, cyfrom, znakom interpunkcyjnym, nawiasom itp. przyporządkowano liczby od 0 do 127. Liczby te dało się zapisywać na magistrali 7-bitowej. Niedługo później dodano ósmy bit, ponieważ większość komputerów w latach 80. była 8-bitowa.

Stworzyło to możliwość wyświetlania 256 różnych znaków, a każdy z nich zajmował dokładnie 1 bajt pamięci. Powstało wiele różnych tablic znaków ASCII – jedną z nich widzimy na **rysunku 1**. Różnią się one znakami diakrytycznymi, charakterystycznymi dla różnych języków, a także znakami matematycznymi czy różnego rodzaju kreskami, z których można budować tabele. Warto dodać, że pierwsze 32 znaki często miały specjalne znaczenie i służyły do kontroli transmisji, przejścia do kolejnej linii, tabulacji itp.

Moduł Decoder14seg

Moduł jest bardzo prosty, a jego kod pokazano na **listingu 1**. Na wejściu **Data_i** (linia 2) dostarczamy 8-bitowy kod ASCII znaku, który chcemy wyświetlić. Na wyjściu **Segments_o** (linia 3) w następnym takcie zegarowym pojawia się 14-bitowa bitmapa, którą można przekazać bezpośrednio do sterownika wyświetlacza. Moduł pracuje, kiedy wejście **Enable_i** znajduje się w stanie wysokim, natomiast kiedy jest ono w stanie niskim, wówczas wyjście **Segments_o** pozostaje bez zmian, niezależnie od tego, co się dzieje na wejściu danych oraz **Clock** (wejście **Reset** ma zawsze priorytet).



Rysunek 1. Lista kodów ASCII od 0 do 255

Właściwie cały moduł sprowadza się do dość długiej instrukcji **case**, sprawdzającej wejście **Data_i** (linia 4). Instrukcja case w Verilogu działa podobnie, jak switch-case w C++, nie trzeba jednak pisać break po każdej opcji. Wszystkim wielkim literom, cyfrom oraz niektórym znakom interpunkcyjnym przyporządkowujemy odpowiednie ustawienie segmentów wyświetlacza. Zwróć uwagę, że każdy ze znaków objęty został podwójnym cudzysłowem. Wygląda to jak string w C++, lecz w Verilogu zapisane w ten sposób znaki oznaczają tylko stałe 8-bitowe. Pojedynczy znak objęty cudzysłowem konwertowany jest na odpowiadający mu kod w standardzie ASCII, na przykład „A" zamieniane jest na 8-bitową liczbę 65. Dla wszystkich niezdefiniowanych kombinacji ustalamy instrukcją **default**, że ma być widoczny pełny zestaw segmentów (linia 5).

Porównaj ten moduł z **Decoder7seg**, który omawialiśmy w 9 odcinku kursu. Wygląda dość podobnie, ale istnieje jedna duża różnica w jego działaniu. W module **Decoder7seg** zastosowaliśmy kombinacyjny blok always – to znaczy, że wynik na wyjściu pojawiał się prawie natychmiast po zmianie danych na wejściu (prawie, bo między tymi zdarzeniami mija pewien czas propagacji).

W module **Decoder14seg** blok always jest sekwencyjny. Z tego powodu wynik na wyjściu pojawia się dopiero po wystąpieniu rosnącego zbocza sygnału zegarowego. Dlaczego tak dziwnie? Rozwiązanie ze sterownika wyświetlacza 7-segmentowego wydaje się prostsze i bardziej intuicyjne. Rzeczywiście tak jest, ale w tym przypadku stosujemy bardzo sprytną sztuczkę optymalizacyjną – tak skonstruowana instrukcja case zostanie bowiem w całości zaimplementowana w bloku pamięci EBR. Ponadto funkcjonalność wejścia **Enable_i** również zostanie zaimplementowana w EBR bez korzystania z uniwersalnych zasobów logicznych.

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

eprasa.pl 02cec464c3

```
// Plik decoder_14seg.v

`default_nettype none
module Decoder14seg(
    input wire Clock,
    input wire Reset,
    input wire Enable_i,                                    // 1
    input wire [ 7:0] Data_i,                               // 2
    output reg [13:0] Segments_o                            // 3
);

    always @(posedge Clock, negedge Reset) begin
        if(!Reset) begin
            Segments_o <= 14'b00000000000000;
        end else if(Enable_i) begin
            case(Data_i)                                    // 4
                                        //  NMLKJIHGFEDCBA
                8'h00:   Segments_o <= 14'b00000000000000;
                " ":     Segments_o <= 14'b00000000000000;
                "\"":    Segments_o <= 14'b00000000100010;
                "'":     Segments_o <= 14'b00000100000000;
                "(":     Segments_o <= 14'b10001000000000;
                ")":     Segments_o <= 14'b00100010000000;
                "*":     Segments_o <= 14'b11111111000000;
                "+":     Segments_o <= 14'b01010101000000;
                ",":     Segments_o <= 14'b00100000000000;
                "-":     Segments_o <= 14'b00010001000000;
                ".":     Segments_o <= 14'b01000000000000;
                "/":     Segments_o <= 14'b00101000000000;
                "0":     Segments_o <= 14'b00000000111111;
                "1":     Segments_o <= 14'b00001000000110;
                "2":     Segments_o <= 14'b00010001011011;
                "3":     Segments_o <= 14'b00010000001111;
                "4":     Segments_o <= 14'b00010001100110;
                "5":     Segments_o <= 14'b00010001101101;
                "6":     Segments_o <= 14'b00010001111101;
                "7":     Segments_o <= 14'b01001000000001;
                "8":     Segments_o <= 14'b00010001111111;
                "9":     Segments_o <= 14'b00010001101111;
                ":":     Segments_o <= 14'b11111111111111;
                ";":     Segments_o <= 14'b11111111111111;
                "<":     Segments_o <= 14'b10001000000000;
                "=":     Segments_o <= 14'b00010001001000;
                ">":     Segments_o <= 14'b00100010000000;
                "A":     Segments_o <= 14'b00010001110111;
                "B":     Segments_o <= 14'b01010100001111;
                "C":     Segments_o <= 14'b00000000111001;
                "D":     Segments_o <= 14'b01000100001111;
                "E":     Segments_o <= 14'b00000001111001;
                "F":     Segments_o <= 14'b00000001110001;
                "G":     Segments_o <= 14'b00010000111101;
                "H":     Segments_o <= 14'b00010001110110;
                "I":     Segments_o <= 14'b01000100001001;
                "J":     Segments_o <= 14'b00000000011110;
                "K":     Segments_o <= 14'b10001001110000;
                "L":     Segments_o <= 14'b00000000111000;
                "M":     Segments_o <= 14'b00001010110110;
                "N":     Segments_o <= 14'b10000010110110;
                "O":     Segments_o <= 14'b00000000111111;
                "P":     Segments_o <= 14'b00010001110011;
                "Q":     Segments_o <= 14'b10000000111111;
                "R":     Segments_o <= 14'b10010001110011;
                "S":     Segments_o <= 14'b00010001101101;
                "T":     Segments_o <= 14'b01000100000001;
                "U":     Segments_o <= 14'b00000000111110;
                "V":     Segments_o <= 14'b00101000110000;
                "W":     Segments_o <= 14'b10100000110110;
                "X":     Segments_o <= 14'b10101010000000;
                "Y":     Segments_o <= 14'b01001010000000;
                "Z":     Segments_o <= 14'b00101000001001;
                default: Segments_o <= 14'b11111111111111;  // 5
            endcase
        end
    end

endmodule
`default_nettype wire
```

Listing 1. Kod pliku decoder_14seg.v

Jak to możliwe? Otóż instrukcja case, przypisująca wartość jednej zmiennej tylko na podstawie innej pojedynczej zmiennej, w gruncie rzeczy odpowiada... pamięci ROM. W takiej pamięci stan wyjścia danych ustalany jest tylko na podstawie stanu wejścia adresowego. 8-bitowe wejście **Data_i** stanowi w rzeczywistości wejście adresowe pamięci ROM, w której zapisanych zostało 256 stałych o długości 14 bitów. W ten sposób można zaoszczędzić mnóstwo uniwersalnych zasobów logicznych, zastępując je tylko jednym blokiem pamięci EBR. Trzeba spełnić tu tylko jeden warunek: blok always musi być sekwencyjny, bo pamięć EBR ma charakter synchroniczny i musi działać z sygnałem zegarowym (co zostało dokładniej omówione w 15. odcinku kursu).

Moduł TerminalVIM828

Opracujemy teraz moduł, którego zadaniem będzie odbieranie znaków ASCII przez interfejs UART, a następnie konwertowanie odebranych znaków na kod 14-segmentowy, zapisywanie ich w pamięci i dostarczanie do sterownika wyświetlacza VIM828. Moduł będzie przechowywał w swojej pamięci osiem ostatnio odebranych znaków. Po odebraniu nowego bajtu z interfejsu UART bajt ten pojawi się na pierwszej pozycji z prawej strony wyświetlacza, a wszystkie znaki odebrane wcześniej zostaną przesunięte o jedną pozycję w lewo.

```
// Plik terminal_vim828.v

`default_nettype none
module TerminalVIM828 #(
    parameter CLOCK_HZ      = 10_000_000,
    parameter BAUD          = 115200                    // 1
)(
    input wire Clock,
    input wire Reset,
    input wire Rx_i,                                    // 2
    output wire [36:1] Pin_o                            // 3
);

    // Zmienne dla odbiornika UART
    wire RxDone;                                        // 4
    wire [7:0] RxByte;                                  // 5

    // Instancja odbiornika UART
    UartRx #(                                           // 6
        .CLOCK_HZ(CLOCK_HZ),
        .BAUD(BAUD)
    ) UartRx_Inst(
        .Clock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .Rx_i(Rx_i),
        .Done_o(RxDone),
        .Data_o(RxByte)
    );

    // Zmienna dla konwertera kodu 14-segmentowego
    wire [13:0] DecodedByte;                            // 7

    // Instancja konwertera znaków ASCII na kod 14-segmentowy
    Decoder14seg Decoder14seg_inst(                     // 8
        .Clock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .Enable_i(1'b1),
        .Data_i(RxByte),
        .Segments_o(DecodedByte)
    );

    // Rejestry do przechowywania zdekodowanych
    // znaków ASCII w kodzie 14-segmentowym
    reg [13:0] Segments7;                               // 9
    reg [13:0] Segments6;
    reg [13:0] Segments5;
    reg [13:0] Segments4;
    reg [13:0] Segments3;
    reg [13:0] Segments2;
    reg [13:0] Segments1;
    reg [13:0] Segments0;

    // Opóźnienie o 1 takt zegarowy
    reg OneBitDelay;                                    // 10

    // Prosty przerzutnik D do generowania opóźnień
    always @(posedge Clock, negedge Reset) begin        // 11
        if(!Reset)
            OneBitDelay <= 1'b0;
        else
            OneBitDelay <= RxDone;                      // 12
    end

    // Przesuwanie znaków po odebraniu nowego znaku
    always @(posedge Clock, negedge Reset) begin        // 13
        if(!Reset) begin
            Segments7 <= 0;
            Segments6 <= 0;
            Segments5 <= 0;
            Segments4 <= 0;
            Segments3 <= 0;
            Segments2 <= 0;
            Segments1 <= 0;
            Segments0 <= 0;
        end else if(OneBitDelay) begin                  // 14
            Segments0 <= DecodedByte;                   // 15
            Segments1 <= Segments0;
            Segments2 <= Segments1;
            Segments3 <= Segments2;
            Segments4 <= Segments3;
            Segments5 <= Segments4;
            Segments6 <= Segments5;
            Segments7 <= Segments6;
        end
    end

    // Instancja sterownika wyświetlacza
    VIM828 #(                                           // 16
        .CLOCK_HZ(CLOCK_HZ),
        .CHANGE_COM_US(1000)
    ) VIM828_inst(
        .Clock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .Segments7_i(Segments7),
        .Segments6_i(Segments6),
        .Segments5_i(Segments5),
        .Segments4_i(Segments4),
        .Segments3_i(Segments3),
        .Segments2_i(Segments2),
        .Segments1_i(Segments1),
        .Segments0_i(Segments0),
        .DecimalPoints_i(8'b00000001),                  // 17
        .Pin_o(Pin_o)
    );

endmodule
`default_nettype wire
```

Listing 2. Kod pliku terminal_vim828.v

Na płytce Segment14 znajduje się konektor USB oraz przejściówka USB/UART typu FT230X, dołączona do FPGA. Płytka ta została

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

eprasa.pl 02cec464c3

zaprezentowana w EP 2024/06. Dzięki takiemu rozwiązaniu będziemy mogli łatwo i wygodnie przesyłać dane do płytki z komputera, używając dowolnego terminalu.

Kod modułu TerminalVIM828 znajduje się na **listingu 2**. Jak można się spodziewać, moduł ma konfigurowalną prędkość transmisji interfejsu UART, którą ustawić można parametrem BAUD (linia 1). Domyślna prędkość wynosi 115200 bitów na sekundę.

Oprócz standardowych wejść zegara i resetu, moduł ma tylko jedno wejście. Znajduje się ono w linii 2, nosi nazwę **Rx_i** i służy do odbierania danych. Nie ma wyjścia **Tx_o** nadajnika UART, ponieważ moduł ma za zadanie wyłącznie odbierać dane. Jedyne wyjście to 36-bitowa magistrala, która steruje wszystkimi pinami wyświetlacza VIM828 (linia 3).

Przejdźmy do linii 4 i 5. Definiujemy tam dwie zmienne typu wire, sterowane przez odbiornik UART i odczytywane przez dalsze peryferia. 8-bitowa zmienna **RxByte** zawiera ostatnio odebrany bajt danych. Zmienna **RxDone** ustawiana jest w stan wysoki na jeden cykl zegarowy, po tym jak zostanie odebrany nowy bajt i będzie dostępny do odczytu w **RxByte**. W linii 6 widzimy instancję modułu odbiornika UART.

Następnie tworzymy 14-bitową zmienną **DecodedByte** typu wire (linia 7). Podłączona jest ona do wyjścia **Segments_o** modułu **Decoder14seg**, który opisywaliśmy kilka akapitów wcześniej. Instancję tego modułu tworzymy w linii 8.

W linii 9 i kolejnych tworzymy osiem 14-bitowych rejestrów **SegmentsX**, służących do przechowywania informacji, które segmenty mają być zaczernione w każdym z ośmiu znaków wyświetlacza. **Segments0** to rejestr odpowiedzialny za znak pierwszy z prawej, a **Segments7** to pierwszy z lewej. W momencie, gdy nowy znak jest gotowy, „wskakuje" on do rejestru **Segments0**, a to, co znajdowało się dotychczas w tym rejestrze, ulega przesunięciu do **Segments1**. Tak samo dzieje się z pozostałymi rejestrami, które łącznie tworzą 8-stopniowy rejestr przesuwny o szerokości 14 bitów.

Następnie musimy opracować prosty opóźniacz o jeden takt zegarowy. Dlaczego? Przyjrzyjmy się dokładniej, w jaki sposób dane przepływają przez kolejne moduły:

1. Po zakończeniu odbierania moduł odbiornika UART wystawia dane na wyjście **RxByte** i jednocześnie ustawia stan wysoki na **RxDone** przez jeden takt zegarowy.
2. Sygnał **RxByte** jest doprowadzony bezpośrednio do wejścia **Data_i** dekodera 14-segmentowego. Dekoder potrzebuje 1 taktu zegarowego, by odpowiedź pojawiła się na jego wyjściu **Segments_o**.
3. Informację o „nowych" segmentach możemy wpisać do rejestru **Segments0** dopiero wtedy, gdy znajdzie się ona na wyjściu **Segments_o** dekodera. Wtedy jednocześnie poprzesuwamy kolejne rejestry **SegmentX** tak, jak to opisano wyżej.

Jednak skąd mamy wiedzieć, że pojawiły się nowe dane na wyjściu **Segments_o** dekodera 14-segmentowego, aby uruchomić przesuwanie rejestrów? W tym miejscu potrzebujemy jakiegoś wyzwalacza, tzn. zmiennej, która ustawi się w stan wysoki na jeden takt zegarowy dokładnie po tym, kiedy **RxDone** znajdzie się w stanie wysokim. Najprościej będzie uczynić to, budując zwyczajny przerzutnik D, do którego wejścia doprowadzony zostanie sygnał z **RxDone**.

W linii 10 tworzymy 1-bitową zmienną **OneBitDelay** typu reg. Na potrzeby tej zmiennej zastosujemy osobny blok always (linia 11). Jego jedynym celem jest powielanie stanu **RxDone** w kolejnym takcie zegarowym (linia 12). W ten sposób zmienna **OneBitDelay** będzie w stanie wysokim, tylko jeżeli w poprzednim takcie zegara **RxDone** było w stanie wysokim.

W kolejnym bloku always (linia 13) zrealizujemy przesuwanie danych między kolejnymi rejestrami **SegmentsX**, które utworzyliśmy w linii 9. W tym bloku sprawdzamy, czy zmienna **OneBitDelay** znajduje się w stanie wysokim (linia 14) i jeśli tak, wówczas do **Segments0** wpisujemy wartość **DecodedByte** (linia 15), pochodzącą z wyjścia dekodera, a rejestry od **Segments1** do **Segments6** przesuwamy do kolejnych rejestrów.

W linii 16 mamy wisienkę na torcie, czyli instancję sterownika wyświetlacza. To ona odczytuje wszystkie rejestry **SegmentsX** i generuje przebiegi PWM sterujące segmentami wyświetlacza. Dodatkowo w linii 17 ustawiamy, że ma być widoczny przecinek za pierwszym znakiem z prawej. Celem tego zabiegu jest pokazanie „czegoś" zaraz po uruchomieniu FPGA, ponieważ domyślnie wszystkie rejestry inicjalizowane

```
// Plik terminal_vim828_tb.v

`timescale 1ns/1ns
`default_nettype none

module TerminalVIM828_tb();

    parameter CLOCK_HZ       = 1_000_000;
    parameter HALF_PERIOD_NS = 1_000_000_000 / (2 * CLOCK_HZ);

    // Generator sygnału zegarowego
    reg Clock = 1'b1;
    always begin
        #HALF_PERIOD_NS;
        Clock = !Clock;
    end

    // Zmienne
    reg Reset  = 1'b0;
    reg TxRequest = 1'b0;                                   // 1
    reg [7:0] TxData = 8'd0;                                // 2
    wire TxDone;                                            // 3
    wire TxRxCommon;                                        // 4

    // Instancja nadajnika UART
    UartTx #(                                               // 5
        .CLOCK_HZ(CLOCK_HZ),
        .BAUD(100_000)                                      // 6
    ) UartTx_Inst(
        .Clock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .Start_i(TxRequest),
        .Data_i(TxData),
        .Busy_o(),
        .Done_o(TxDone),
        .Tx_o(TxRxCommon)
    );

    // Instancja  testowanego modułu
    TerminalVIM828 #(                                       // 7
        .CLOCK_HZ(CLOCK_HZ),
        .BAUD(100_000)
    ) DUT(
        .Clock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .Rx_i(TxRxCommon),
        .Pin_o()
    );

    // Task do wysyłania bajtu danych przez UART
    task UartSend(input [7:0] Data);                        // 8
        begin
            TxData    <= Data;                              // 9
            TxRequest <= 1'b1;                              // 10
            @(posedge Clock);                               // 11
            TxData    <= 8'bxxxxxxxx;                       // 12
            TxRequest <= 1'b0;                              // 13
            @(posedge TxDone);                              // 14
        end
    endtask

    // Eksport wyników symulacji do pliku
    initial begin
        $dumpfile("terminal_vim828.vcd");
        $dumpvars(0, TerminalVIM828_tb);
    end

    // Sekwencja testowa
    initial begin
        $timeformat(-6, 3, "us", 10);
        $display("===== START =====");
        $display("CLOCK_HZ = %9d", CLOCK_HZ);

        @(posedge Clock);
        Reset = 1'b1;

        repeat(99) @(posedge Clock);                        // 15

        // Wysyłanie 8 znaków, które mają
        // być pokazane na wyświetlaczu
        UartSend("A");                                      // 16
        UartSend("B");
        UartSend("C");
        UartSend("D");
        UartSend("E");
        UartSend("F");
        UartSend("G");
        UartSend("H");

        // Czekaj przez wszystkie 8 stanów wyświetlacza VIM828
        repeat(8) begin
            @(posedge DUT.VIM828_inst.ChangeState);         // 17
        end

        $display("====== END ======");
        $finish;
    end

endmodule
`default_nettype wire
```

Listing 3. Kod pliku terminal_vim828_tb.v

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

eprasa.pl 02cec464c3

są zerami, więc żaden znak nie będzie widoczny. Widząc zaczerniony przecinek, będziemy wiedzieć, że układ FPGA wystartował.

Testbench modułu TerminalVIM828

Zadaniem testbencha będzie przetestowanie modułu terminalu poprzez wysłanie do niego liter „ABCDEFGH" za pomocą nadajnika UART omówionego w 18. odcinku kursu. Moduł wyświetlacza wygeneruje różne sygnały PWM, które są raczej trudne do zrozumienia, kiedy analizuje się je w przeglądarce. Łatwiej będzie przetestować je, oglądając znaki na rzeczywistym wyświetlaczu. Główny cel symulacji to przetestowanie samej transmisji między nadajnikiem a odbiornikiem UART oraz weryfikacja, czy sterownik wyświetlacza otrzymuje dane przetworzone przez dekoder 14-segmentowy.

Kod testbencha pokazano na **listingu 3**. Zacznijmy od omówienia zmiennych stosowanych w testbenchu. Zmienna **TxRequest** typu reg (linia 1) służyć będzie do wyzwalania nadajnika UART. Ustawienie stanu wysokiego na jeden takt zegarowy spowoduje odczytanie danych, zapisanych w 8-bitowej zmiennej **TxData** (linia 2). Informacja o zakończeniu nadawania będzie przekazywana za pomocą zmiennej **TxDone** typu wire (linia 3) poprzez ustawienie stanu wysokiego na jeden takt zegarowy. Możliwe będzie wtedy załadowanie do nadajnika kolejnego bajtu do wysyłki. Wyjście nadajnika i wejście odbiornika połączone zostaną za pomocą zmiennej **TxRxCommon** typu wire (linia 4).

W linii 5 widzimy instancję modułu nadajnika UART. Aby ułatwić sobie przeglądanie wyników symulacji, ustawiamy prędkość transmisji równą 100000 bitów na sekundę za pomocą parametru **BAUD** (linia 6). Dzięki temu każda ramka transmisyjna będzie trwała dokładnie 100 µs.

Następnie tworzymy instancję testowanego modułu terminalu (linia 7). W linii 8 znajduje się task ułatwiający wysyłanie danych przez UART, ale omówimy go za chwilę. Przejdźmy teraz do sekwencji testowej. W linii 15 czekamy przez 99 taktów zegarowych, a chwilę wcześniej czekaliśmy 1 takt, by zmienić stan sygnału **Reset**. Przy częstotliwości zegara równej 1 MHz taka liczba taktów trwa dokładnie 100 µs, czyli tyle samo, ile wysłanie bajtu przez UART z prędkością transmisji 100000 bps. Zatem początek transmisji pierwszego bajtu będzie miał miejsce w setnej mikrosekundzie symulacji.

W linii 16 i kolejnych widzimy wywołanie tasku **UartSend**. W ten sposób wysyłamy po kolei litery od A do H. Przejdźmy teraz do linii 8, w której utworzyliśmy ten task. Taski, podobnie jak moduły, mogą mieć porty wejściowe i wyjściowe. W tym przypadku mamy tylko jeden 8-bitowy port wejściowy **Data**, przez który przekazujemy bajt w celu wysłania interfejsem UART.

```
@echo off
iverilog -o terminal_vim828.o ^
    terminal_vim828.v          ^
    terminal_vim828_tb.v       ^
    decoder_14seg.v            ^
    vim828_defines.v           ^
    vim828.v                   ^
    vim828_pwm.v               ^
    edge_detector.v            ^
    strobe_generator.v         ^
    strobe_generator_ticks.v   ^
    synchronizer.v             ^
    uart_rx.v                  ^
    uart_tx.v
vvp terminal_vim828.o
del terminal_vim828.o
```

Listing 4. Kod pliku terminal_vim828.bat

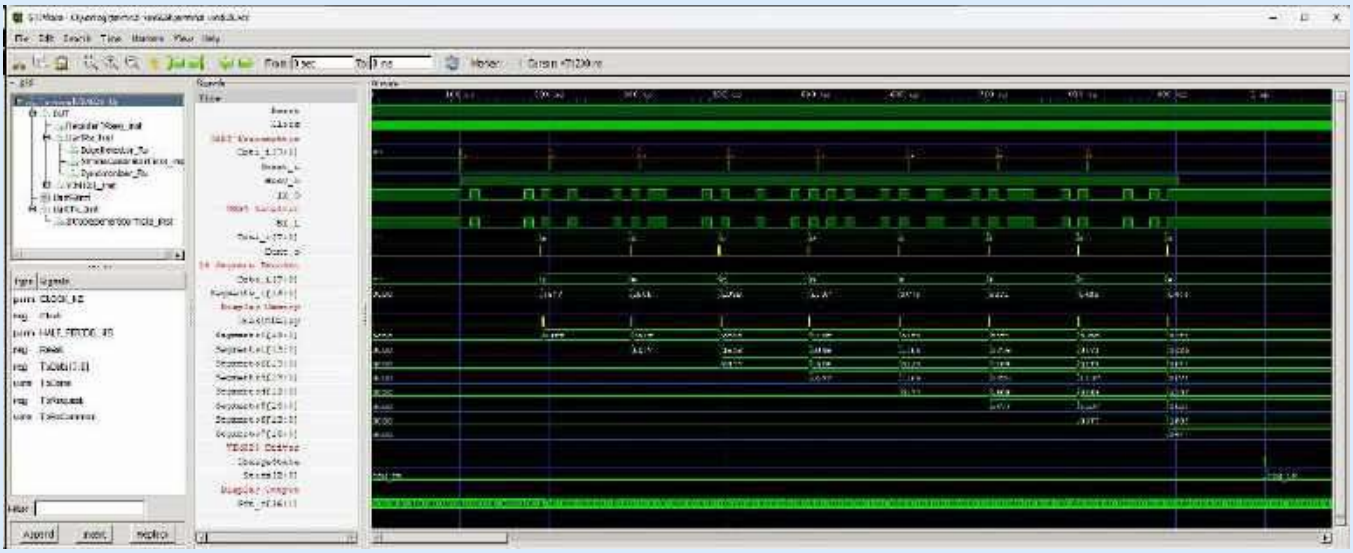
Praca tasku dzieli się na dwa etapy. Pierwszy to załadowanie danych do nadajnika. W linii 9 kopiujemy dane przekazane portem **Data** do zmiennej **TxData**, którą utworzyliśmy na początku testbencha. W tej samej chwili (operator <= to przypisanie nieblokujące!) ustawiamy zmienną **TxRequest** (linia 10). Czekamy na zbocze rosnące sygnału zegarowego (linia 11). W chwili wystąpienia zbocza nadajnik odczytuje bajt oraz żądanie wysyłki, po czym zaczyna pracę. Task działa nadal. Zmienna **TxData** nie jest już istotna, więc wpisujemy do niej stan nieokreślony X (linia 12). Koniecznie musimy wyzerować zmienną **TxRequest** (linia 13) – w przeciwnym razie w kolejnym takcie nadajnik ponownie rozpoczynałby wysyłanie bajtu. Następnie task czeka, aż zakończy się transmisja, czyli oczekuje na wystąpienie zbocza rosnącego sygnału **TxDone** (linia 14). Po spełnieniu tego warunku task kończy swoje działanie.

Po zakończeniu wysyłania wszystkich ośmiu bajtów czekamy, aż wykonają się wszystkie stany maszyny stanów w sterowniku wyświetlacza (linia 17) i kończymy testbench.

Aby wykonać symulację, uruchom skrypt terminal_vim828.bat, którego kod pokazano na **listingu 4**.

Zobaczmy wyniki symulacji na **rysunku 2**. Screenshot ukazuje zbliżenie na pierwszą milisekundę symulacji, podczas której przesyła się osiem bajtów danych. Widzimy, że w rejestrach **SegmentsX** pojawiają się jakieś dane – są to znaki odebrane przez UART i przekształcone na kod 14-segmentowy. Po odebraniu każdego bajtu danych wszystkie poprzednio odebrane dane są przesuwane do kolejnych rejestrów. Kiedy będziemy ręcznie wpisywać dane z klawiatury na terminalu, stanie się to widoczne jako przesuwanie zawartości wyświetlacza w lewo.

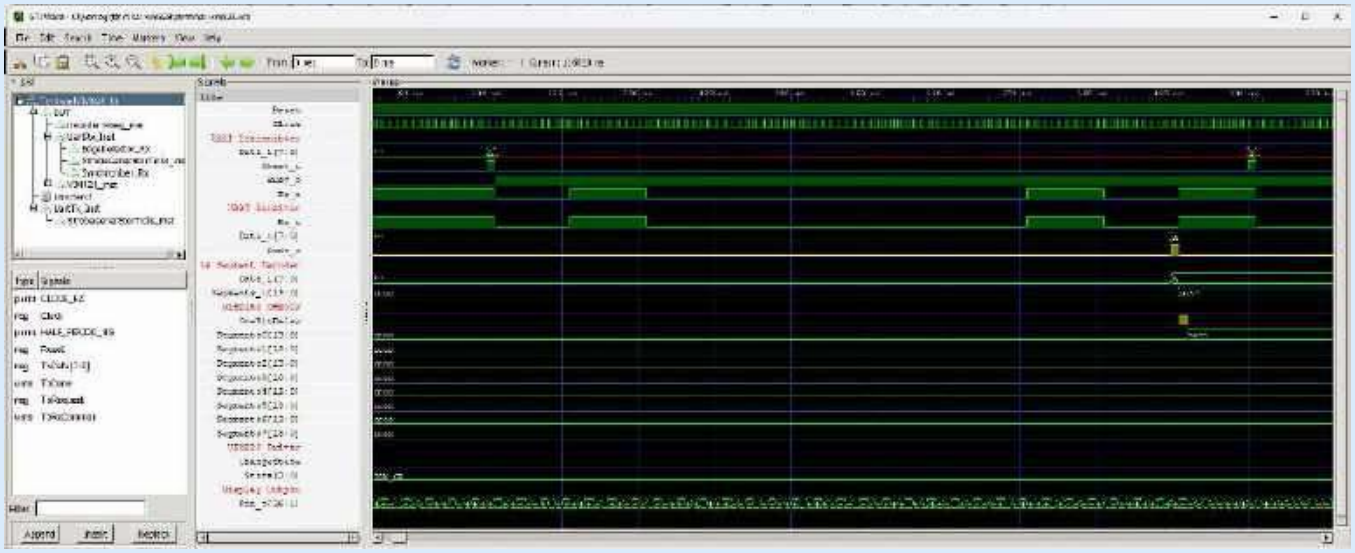
Przybliżmy widok na pierwszą ramkę transmisyjną, co zaprezentowano na **rysunku 3**. Dla ułatwienia sygnały strobe zaznaczyłem na żółto. Przyjrzyj się krótkiej szpilce stanu wysokiego wyjścia **Done_o** z odbiornika UART (w module TerminalVIM828 to wyjście



Rysunek 2. Symulacja transmisji 8 bajtów

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

eprasa.pl 02cec464c3

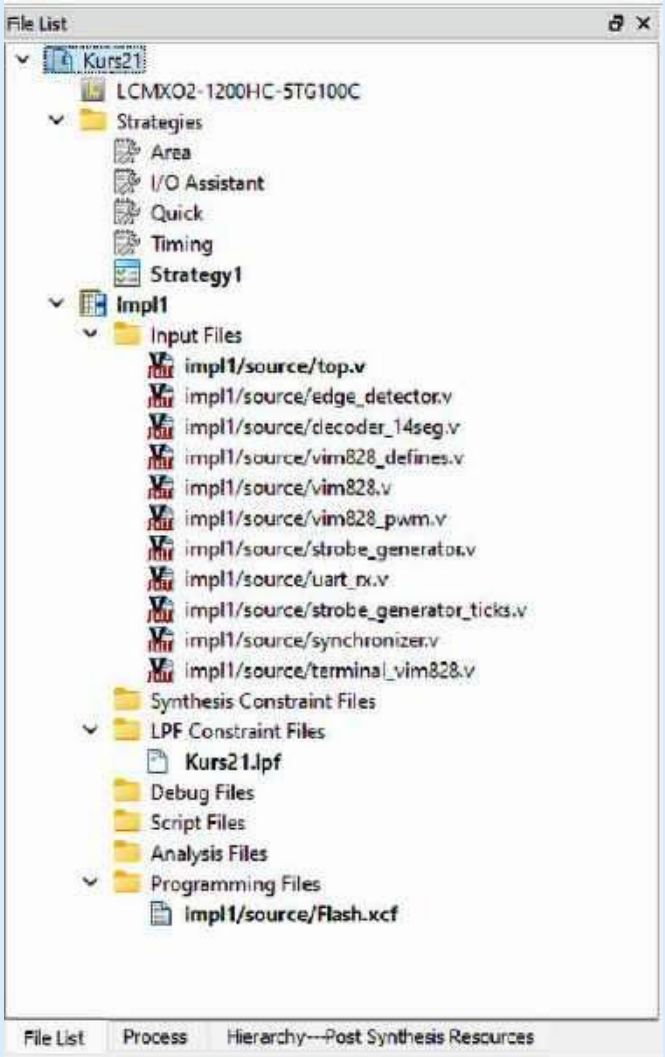


Rysunek 3. Zbliżenie na transmisję pierwszego bajtu

jest podłączone do zmiennej **RxDone** typu wire). Świadczy on o zakończeniu odbioru. Jednocześnie na wyjściu **Data_o** (jest to zmienna **RxData** w TerminalVIM828) pojawia się odebrany bajt, aby można było go odczytać w kolejnym takcie zerowym.

Wyjście **Data_o** odbiornika UART jest podłączone wprost do wejścia **Data_i** dekodera 14-segmentowego za pośrednictwem zmiennej **RxByte** w module **TerminalVIM828**. Widzimy, że odpowiedź dekodera pojawia się na jego wyjściu **Segments_o** w kolejnym takcie zegarowym. Jednocześnie w tym samym takcie pojawia się stan wysoki zmiennej **OneBitDelay**.

W kolejnym cyklu zegara obserwujemy skopiowanie danych z wyjścia dekodera 14-segmentowego do rejestru **Segments0**. Wszystkie rejestry **SegmentsX** były wyzerowane na początku symulacji, więc na rysunku 3 nie zauważymy jeszcze efektu przesuwania danych pomiędzy kolejnymi rejestrami – widać to lepiej na rysunku 4, który obejmuje większy przedział czasowy.



Rysunek 4. Drzewo projektu

Moduł top

Utwórz nowy projekt i dodaj do niego pliki, które pokazano na **rysunku 4**. Wszystkie moduły, z wyjątkiem top, były już omawiane w niniejszym kursie. Znajdziesz je w repozytorium na GitHubie, dostępnym pod adresem [1]. Pamiętaj, że w drzewku projektowym plik vim828_defines.v musi znajdować się przed plikiem vim828.v. W razie potrzeby kolejność plików możesz zmieniać, klikając i przeciągając je myszą we właściwe miejsce.

Moduł top jest wyjątkowo prosty. Zawiera tylko instancję modułu **TerminalVIM828** i nic więcej. Kod tego modułu pokazano na **listingu 5**.

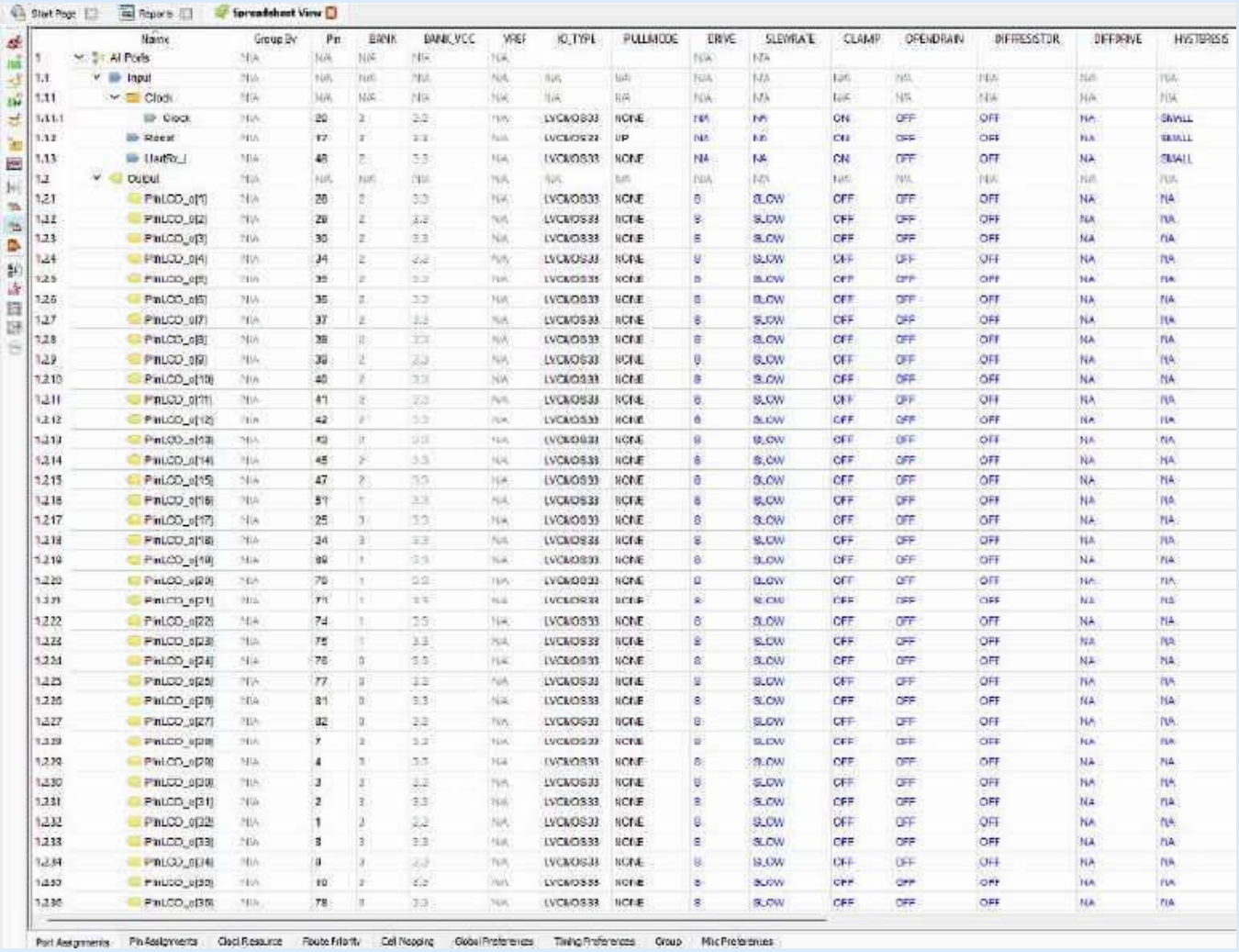
Uruchom syntezę, a następnie otwórz Spreadsheet i skonfiguruj piny tak, jak to zaprezentowano na **rysunku 5**. Pamiętaj, że korzystamy z zewnętrznego źródła sygnału zegarowego w postaci generatora kwarcowego. W zakładce Timing Preferences musisz ustawić częstotliwość zegara na 25 MHz (zostało to dokładnie opisane w 18. odcinku kursu).

```
// Plik top.v

`default_nettype none

module top(
    input wire Clock,                    // Pin 20
    input wire Reset,                    // Pin 17
    input wire UartRx_i,                 // Pin 48
    output wire [36:1] PinLCD_o
);

    parameter CLOCK_HZ = 25_000_000;

    TerminalVIM828 #(
        .CLOCK_HZ(CLOCK_HZ),
        .BAUD(115200)
    ) TerminalVIM828_inst(
        .Clock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .Rx_i(UartRx_i),
        .Pin_o(PinLCD_o)
    );

endmodule

`default_nettype wire
```

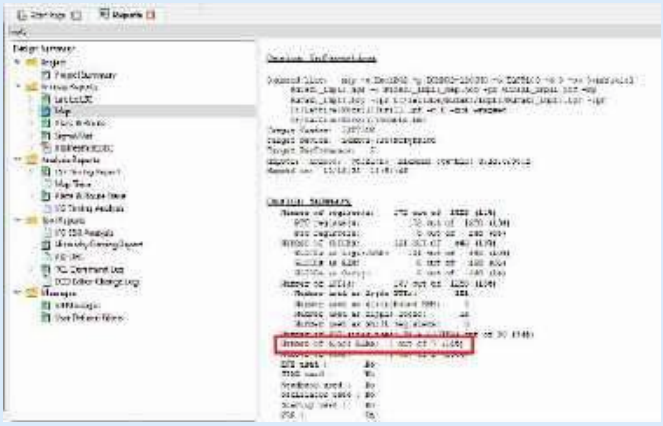
Listing 5. Kod pliku top.v

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

eprasa.pl 02cec464c3



Rysunek 5. Konfiguracja pinów w Spreadsheet



Rysunek 6. Raport mapowania peryferiów

Otwórz raporty i wybierz raport Map. Zobacz **rysunek 6**. W miejscu zaznaczonym czerwoną ramką widzimy, że został użyty jeden blok pamięci EBR. Pamięć ta została użyta przez moduł **Decoder14seg**.

Po wgraniu bitstreamu do FPGA podłącz płytkę Segment14 do komputera za pomocą kabla USB. Otwórz dowolny terminal i napisz cokolwiek na klawiaturze. Znaki powinny natychmiast pojawić się na wyświetlaczu.

W następnym odcinku zobaczymy, jak działa algorytm Double Dabble oraz jak go zaimplementować w wersji kombinacyjnej i sekwencyjnej. Użyjemy go do przekształcania liczb z formatu szesnastkowego na dziesiętny.

Dominik Bieczyński
leonow32@gmail.com

REKLAMA

koktajl niusów

Technologie HUAWEI wsparły Białowieski Park Narodowy w zbadaniu bioróżnorodności puszczy

Współpraca przyczyniła się do powstania oryginalnego systemu monitoringu akustycznego w Puszczy Białowieskiej. Zebrano dzięki niemu ponad milion próbek dźwiękowych i zidentyfikowano łącznie 56 gatunków zwierząt. Sumarycznie w 61 miejscach Puszczy Białowieskiej zamontowano rejestratory AudioMoth Edge, które działały w szczycie sezonu aktywności ptaków (od kwietnia do czerwca). Każdy z rejestratorów gromadził dane przez średnio 37 dni, co w konsekwencji dało 1 091 790 jednominutowych nagrań – były one stale przesyłane na platformę Arbimon w celu dalszej analizy. Zaproponowany przez firmę HUAWEI system monitoringu akustycznego, który rozpoczął działanie w Puszczy Białowieskiej, składa się z: 70 rejestratorów offline AudioMoth Edge i 3 urządzeń Guardian, które stanowią system czujników akustycznych rejestrujących odgłosy przyrody. Rejestratory AudioMoth wychwytują częstotliwości zarówno w zakresie słyszalnym, jak i w paśmie ultradźwięków. Dane zapisywane są na kartach SD w formie nieskompresowanej. Z kolei urządzenia Guardian, zasilane energią słoneczną, wyposażone zostały w zintegrowane mikroodbiorniki oraz anteny do przesyłania audio do chmury za pośrednictwem sieci komórkowej, co pozwala na obserwację aktywności dzikich zwierząt w czasie rzeczywistym. Zebrane dane są następnie przekazywane do platformy chmurowej w celu analizy przy użyciu sztucznej inteligencji (AI). Za jej pośrednictwem udało się dotąd skutecznie zidentyfikować 56 gatunków zwierząt (52 ptaki, 3 ssaki i 1 płaza), co stanowi około 36% spośród wszystkich 145 gatunków obecnych w Puszczy Białowieskiej. Jedne z najciekawszych odgłosów należą np. do wilka szarego, jelenia czy żubra – nagrań tych można posłuchać na stronie posluchajpuszczy.pl.

https://tiny.pl/dj621

Farnell publikuje przewodnik techniczny poświęcony stacjom ładowania do pojazdów elektrycznych

Jest to jedyne tego typu źródło informacji na temat różnych aspektów stacji ładowania pojazdów elektrycznych (EV): od zarządzania mocą, po łączność i bezpieczeństwo. Opublikowany przewodnik uwzględnia m.in. różnorodność wymogów stacji oraz odpowiednie ich aplikacje – biorąc pod uwagę tempo, w jakim pojawiają się one m.in. na osiedlach mieszkaniowych, w kompleksach handlowych oraz miejscach pracy. Bez względu na to, czy w danej lokalizacji planowane jest nowe rozwiązanie do sporadycznego ładowania EV, czy innowacyjne stacje szybkiego ładowania dla podróżujących, przygotowany przez firmę Farnell przewodnik ułatwi zbudowanie optymalnej infrastruktury ładowania tych pojazdów. Co więcej, marka ta oferuje także zasoby online, dostępne na stronie poświęconej rozwiązaniom do ładowania pojazdów elektrycznych: od systemów dystrybucji zasilania, po mikrokontrolery i sterowniki PLC, z uwzględnieniem wszystkiego, co znajduje się pomiędzy tymi podzespołami. Biblioteka materiałów dotyczących pojazdów elektrycznych zawiera nie tylko informacje na temat praktycznego użycia produktów i ich i działania, ale również dane o każdym z nich (wraz z cenami). Jak wyjaśnia Regional Solutions Marketing Manager w firmie Farnell, Ankur Tomar:

„Napisanie tego przewodnika wymagało wielu godzin pracy ekspertów. Zespół autorów uznał w niedługim czasie, że warto podzielić się wiedzą, by mieć pewność, że osoby, które angażują się w opracowanie rozwiązań do ładowania pojazdów elektrycznych (EV), będą mogły, od razu i bez problemu, uzyskać odpowiedzi, które pozwolą podjąć trafniejsze decyzje i upewnić się z łatwością co do słuszności podejmowanych działań. Jesteśmy przekonani, że cała ta wiedza, i nie tylko, jest zawarta w treści przewodnika – dlatego jest on przydatnym narzędziem, które obejmuje kluczowe informacje techniczne”.

https://tiny.pl/dj62f

Długa historia monitorów studyjnych JBL 4310

Rozwijając od lat sześćdziesiątych XX wieku standardy branżowe, firma JBL opracowała i wypuściła na rynek ikoniczny współcześnie model monitora 4310, który zrewolucjonizował sposób odbioru dźwięków. W czasach gdy rosła złożoność studiów nagraniowych, a konsole mikserskie zaczęły zajmować coraz więcej miejsca, pilnie potrzebny

eprasa.pl 02cec464c3

stał się kompaktowy system głośnikowy. Stworzyć urządzenie, które można byłoby umieścić zarówno na konsoli, jak i na półce w oknie kontrolnym, a nawet zawiesić pod sufitem – takie założenie przyświecało twórcom modelu 4310, oferującego niezwykłą charakterystykę dźwięku modelu 4320, ale w nieco zredukowanym rozmiarze. Projekt głośnika JBL 4310 był dzieckiem utalentowanych inżynierów – na czele z Edem Mayem, który współpracował np. z Bartem Locanthim. Starali się oni wytworzyć konstrukcję o jak najniższych zniekształceniach, a prace doprowadziły ich do dość ciekawego rozwiązania: jest nim brak przedniej krawędzi obudowy, którą zastąpiono ramką z owalnym otworem na górną część głośnika. Tym sposobem wyeliminowano niepożądane odbicia wysokich częstotliwości, a model głośnika 4310 okazał się jednym z lepszych rozwiązań firmy JBL. W latach siedemdziesiątych XX wieku rozwiązania omawianej marki stały się powszechne w amerykańskiej branży nagraniowej i zaczęły stanowić zasadniczy element wyposażenia kontrolnych pomieszczeń dźwiękowych na całym świecie. Nieustannie rozwijając własne rozwiązania, firma JBL opracowała też dalszą, rozwiniętą wersję modelu 4310 – JBL 4311, którego modyfikacje zapewniły jeszcze lepszą jakość dźwięku.

https://tiny.pl/dj628

Ostrożnie z agrowłókniną – apel Polskich Sieci Elektroenergetycznych (PSE)

Tylko w bieżącym roku, przez źle przymocowaną do podłoża agrowłókninę, co najmniej 7 razy trzeba było wyłączać linie najwyższych napięć – w różnych częściach Polski. Każde takie zdarzenie może doprowadzić do nadzwyczaj poważnego zakłócenia w funkcjonowaniu polskiego systemu elektroenergetycznego. W konsekwencji Polskie Sieci Elektroenergetyczne – PSE, apelują o rozważne obchodzenie się z agrowłókniną i odpowiednie mocowanie jej do podłoża. Niewłaściwie ułożona lub niezabezpieczona może bowiem stanowić krytyczne zagrożenie dla linii elektroenergetycznych. Istnieje ryzyko, że silny podmuch wiatru porwie ze sobą materiał i owinie go na przewodach, co spowoduje zwarcie i doprowadzi do wielogodzinnego wyłączenia linii doprowadzającej prąd do wielu regionów w Polsce. Jest to znaczące ryzyko dla stabilności pracy systemu elektroenergetycznego, z którego należy zawsze zdawać sobie sprawę. Na niebezpieczeństwo porażenia prądem narażeni są w szczególności ludzie znajdujący się w pobliżu linii, wokół której owinęła się agrowłóknina. Dlatego materiał ten trzeba zamocować do gruntu zgodnie z zaleceniami producenta i często sprawdzać, czy nie ma ryzyka zerwania.

Jeśli zauważy się zwisającą z przewodów agrowłókninę, nie wolno ściągać jej samodzielnie. W tym przypadku należy jak najszybciej zgłosić zdarzenie do PSE, pod numerem telefonu: (22) 242 15 15.

https://tiny.pl/dj626

Firma LG Electronics wprowadziła na rynek antybakteryjny proszek szklany PuroTec

Ten innowacyjny materiał stworzony został w celu poprawy higieny produktów codziennego użytku i nadaje się do różnych zastosowań. Nowe rozwiązanie bazuje na zastrzeżonej technologii ustalania składu szkła i jasno wskazuje, że jego autorzy dogłębnie zrozumieli rzeczywiste warunki użytkowania różnych urządzeń w gospodarstwie domowym. Proszek firmy LG Electronics – który najkrócej można opisać słowami: „Pure", „Protect" i „Technology" – ma rewelacyjne właściwości przeciwgrzybicze i antybakteryjne, dzięki czemu zapobiega zakażeniu mikroorganizmami czy wydzielaniu nieprzyjemnych zapachów. PuroTec może być dodawany do wielu materiałów, w tym tworzyw sztucznych, farb oraz gumy. Antybakteryjny proszek szklany zapewnia z założenia wysoką stabilność chemiczną i termiczną, a także odpowiednią trwałość czy odporność na odbarwienia. LG Electronics produkuje nowy materiał w zakładzie LG Smart Park w Changwon w Korei Południowej, którego roczna zdolność produkcyjna sięga 4500 ton. W przyszłości firma zamierza rozwinąć działalność w obszarze zaawansowanych materiałów, korzystając z możliwości zaprezentowania PuroTec zainteresowanym osobom podczas międzynarodowych targów na całym świecie. Jak mówi prezes należącej do LG Electronics spółki Home Appliance & Air Solution Company, Lyu Jae-cheol:

„Jesteśmy stale zaangażowani w rozwój naszej działalności związanej np. z zaawansowanymi materiałami i jesteśmy przekonani, że będzie ona napędzać nowy wzrost naszej działalności B2B (...). Będziemy aktywnie inwestować w badania i rozwój, aby jeszcze bardziej zwiększyć czy to skuteczność, czy to jakość naszych szklanych materiałów proszkowych, jak też odkryć nowe możliwości ich stosowania w kategorii urządzeń gospodarstwa domowego i nie tylko".

https://tiny.pl/dj62b

Linea S LED Single firmy Lena Lighting – precyzyjne oświetlenie każdej przestrzeni

Linea S LED Single charakteryzuje się wysoką efektywnością świetlną i niezwykłą trwałością. Konstrukcja produktu umożliwia prosty montaż w trudno dostępnych przestrzeniach i łatwą wymianę komponentów. W najnowszej lampie Linea S LED Single pojawiło się sporo technologicznych udogodnień – dzięki nim lampa ta idealnie dostosowuje się do najbardziej wymagających przestrzeni, w których panują trudne warunki, np. zapylenie albo wilgoć. Pojedynczy profil świetlny Linea S LED Single skrywa w sobie efektywne moduły LED i 3 rodzaje soczewek skupiających: SW, MW i VW. Z ogromną precyzją ukierunkowują one

eprasa.pl 02cec464c3

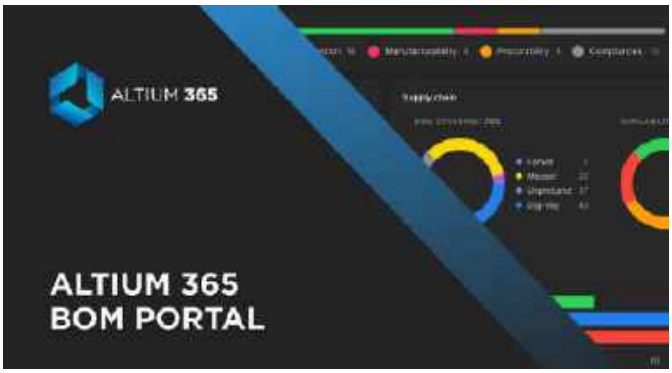
strumień świetlny, zapewniając precyzyjne doświetlenie każdego zakamarka. Z tego względu opisywana lampa może być stosowana zarówno w ogromnych przestrzeniach hal produkcyjnych, magazynowych oraz handlowych, jak też w pomieszczeniach i przestrzeniach biurowych. Cała linia Linea LED wyróżnia się nieznaczną wartością UGR, co oznacza, że oprawy są bezpieczne dla wzroku i nie wywołują efektu olśnienia. Każda z soczewek spełnia rygorystyczne normy EN 12464-1 dotyczące natężenia oświetlenia i równomierności oświetlenia powierzchni.

https://tiny.pl/dj623

Kompaktowy enkoder inkrementalny IEP3 firmy FAULHABER

Enkoder inkrementalny IEP3 o średnicy 8 mm charakteryzuje m.in. dokładność pozycjonowania 0,3 m i powtarzalność 0,05 m. Przystosowany do napięć zasilania: 3,3 V oraz 5 V, enkoder nadaje się do użytku m.in. w aplikacjach zasilanych bateryjnie, można go instalować również w najmniejszych przestrzeniach montażowych. Dzięki charakterystyce pracy uzyskanej przez firmę FAULHABER w obszarze enkoderów, w szczególności z serii IE3, model IEP3 stanowi doskonały wybór do wielu napędów elektrycznych. Ten przeznaczony do pracy w temperaturach od –40 do 125°C podzespół można z łatwością stosować m.in. z silnikami stałoprądowymi (np. z serii 0816SR, 1016SR oraz 1024SR) i krokowymi (np. z serii AM0820, AM1020 i AM1524). Prosta konstrukcja i wysoka wytrzymałość są w konstrukcję enkodera inkrementalnego IEP3 niejako „wliczone". Model oferuje rozdzielczość 10 000 impulsów na obrót, w połączeniu z możliwością konfiguracji IEP3 w zakresie 1...4096 impulsów na obrót. Tak wspaniałe parametry osiągnięto m.in. za sprawą wbudowanej funkcji kompensacji. Liczne obszary aplikacji enkodera inkrementalnego IEP3 obejmują takie rozwiązania, jak teleskopy, mikroskopy, lasery oraz kamery. Prezentowany element odznacza się wysoką jakością wykonania, a jego praktyczna aplikacja jest łatwa i bezproblemowa.

https://tiny.pl/dj68m



Uruchomienie portalu BOM w ramach platformy Altium 365

Portal BOM powstał w celu usprawnienia współpracy pomiędzy zespołami inżynierów i zaopatrzeniowców. Zapewniając ujednolicone podejście do zarządzania przeróżnymi zestawieniami elementów (ang. Bill of Materials – BOM), portal BOM daje właściwy wgląd w projekty jeszcze przed ich wdrożeniem, co pozwala na wczesnym etapie rozwoju wychwycić ewentualne problemy. Dostępny w ramach platformy Altium 365 portal BOM wspiera efektywną współpracę i podejmowanie decyzji w całym cyklu życia produktów. Dzięki integracji z najlepszymi źródłami danych, m.in. Octopart, SiliconExpert oraz S&P Global, zapewnia w czasie rzeczywistym dogodne i wyselekcjonowane informacje na temat stosowanych podzespołów elektronicznych. Zarówno zespoły zaopatrzeniowe, jak i inżynieryjne mogą korzystać z kompleksowego pulpitu nawigacyjnego do obserwacji zestawień BOM oraz wglądu w dostawy komponentów elektronicznych. Opisywany portal ma za zadanie aktywnie usuwać bariery między inżynierami a zaopatrzeniowcami, wspierając bezpośrednią komunikację między nimi i zmniejszając ryzyko nieporozumień, błędów czy opóźnień. Istnieje także opcja błyskawicznej identyfikacji potencjalnych zakłóceń łańcuchów dostaw elementów, co pozwala bardzo szybko reagować na zmiany zachodzące na światowym rynku. Portal BOM stanowi dobry przykład szeregu innowacji Altium w obrębie platformy Altium 365. Jednoznacznie podkreśla to zaangażowanie firmy w tworzenie zintegrowanych rozwiązań, które nie tylko skracają czas wprowadzania produktów na rynek, ale również wspierają ich jakość i zrównoważony rozwój.

https://tiny.pl/dj68t

Należąca do polskiej marki GOODRAM karta pamięci IRDM M2AA microCARD

Karta pamięci IRDM M2AA microCARD może posłużyć jako wydajne akcesorium do urządzeń z systemem Android. Karta ta zapewnia odczyt danych z szybkością 170 MB/s, a także ich zapis przy transferze na poziomie 120 MB/s. Efekt taki osiągany jest przy maksymalnej pojemności nawet 512 GB. Prezentowana karta spełnia wymagania klasy video V30, co ma szczególne znaczenie w przypadku nowoczesnych urządzeń rejestrujących obraz, m.in. kamer sportowych, dronów i wideorejestratorów, a nawet kamer monitoringu, stanowiących aktualnie powszechne rozwiązanie w codziennym życiu człowieka. Parametry tych urządzeń umożliwiają zapisywanie coraz większej ilości wysokiej klasy danych, czemu podołać może jedynie wydajna w działaniu karta pamięci, a do takich należy IRDM M2AA microCARD opracowana przez GOODRAM. Korzysta ona z interfejsu UHS-I i oferuje klasę szybkości U3. Dzięki starannie dobranym komponentom o najwyższej jakości karta ta sprawdza się nawet w ekstremalnych warunkach użytkowania. Kluczowymi jej cechami są przy tym: wodoodporność i odporność na wstrząsy, pole magnetyczne czy promieniowanie rentgenowskie. Natomiast spełniając wymagania klasy video V30, IRDM M2AA microCARD zapewnia najwyższą wydajność i niezawodność pracy, dając możliwość nagrywania filmów w trybach slow motion oraz w rozdzielczości 4K (nie niższej). Za sprawą tej karty można również cieszyć się najwyższej jakości materiałami w trybie nagrywania pętli 24 h, co okazuje się szczególnie przydatne w wideorejestratorach.

https://tiny.pl/dj687

Jakub Tyburski
jakub.tyburski@elportal.pl

eprasa.pl 02cec464c3

Hity następnego numeru • „Elektronika Praktyczna” 8/2024

Temat numeru: Elektroniczne komponenty zabezpieczające

Współczesne elementy i układy elektroniczne potrafią przetrwać naprawdę zaskakująco trudne warunki eksploatacji – czasem jednak pozornie błahe zdarzenie jest w stanie z łatwością uszkodzić wrażliwe komponenty, które nie zostały odpowiednio zabezpieczone przed wyładowaniami ESD, krótkimi zwarciami bądź przeciążeniami. Tymczasem oferta eleementów chroniących układy elektroniczne przed zniszczeniem jest dziś tak szeroka, że bez problemu można znaleźć odpowiedni produkt do każdej aplikacji. Tylko jak to zrobić, skoro w samej tylko kategorii podzespołów przeciwprzepięciowych istnieją dziesiątki podgrup i tysiące konkretnych modeli? Na tego typu pytania odpowiemy już za miesiąc w rubryce Temat Numeru!

Elektronika w praktyce: EMC – jak nie popełnić błędów?

Kompatybilność elektromagnetyczna to nie tylko zestaw formalnych wymogów, które należy spełnić, by móc legalnie wprowadzić produkt do masowej sprzedaży. W rzeczywistości zagadnienia EMC mają ogromny wpływ na funkcjonalność, bezpieczeństwo i jakość użytkową urządzeń elektronicznych we wszystkich branżach – od urządzeń konsumenckich, poprzez automatykę przemysłową i aparaturę medyczną, aż do systemów lotniczych, wojskowych czy kosmicznych. Mnogość zjawisk elektromagnetycznych, zachodzących tylko w pewnych szczególnych warunkach, wyrobiła w wielu konstruktorach przeświadczenie, że świat EMC ma wiele wspólnego z czarną magią. Nic bardziej mylnego – za wszystkimi „dziwnymi objawami” rejestrowanymi w urządzeniach podczas testów laboratoryjnych bądź zwykłej eksploatacji stoi bowiem tylko i wyłącznie czysta fizyka. W sierpniowym numerze EP bierzemy na warsztat trudny, ale zarazem niezwykle ciekawy temat kompatybilności elektromagnetycznej widzianej z punktu widzenia konstruktora.

Pomiarowa sonda logarytmiczna z układem AD8307

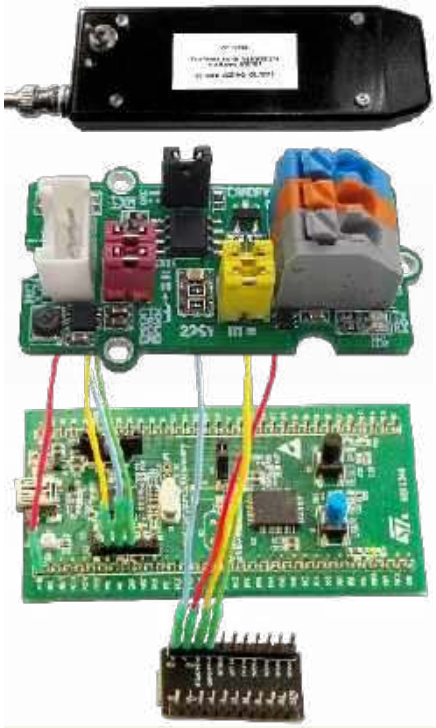
Półprofesjonalna sonda logarytmiczna o bardzo dużej dynamice uzyskanej dzięki zastosowaniu układu AD8307 marki Analog Devices. Główne cechy: kompaktowa obudowa "pilotowa", zasilanie bateryjne dwoma ogniwami typu AAA, 2-stopniowe tłumiki wejściowe (0/–20/–40 dB) wybierane zworkami, precyzyjna regulacja offset-u i nachylenia krzywej przenoszenia. Buforowane wyjście z filtrem dolnoprzepustowym udostępnia zlogarytmowany sygnał wyjściowy na gnieździe BNC. Sonda jest dostosowana do pracy w zakresie od m.cz. do w.cz. (co najmniej 40 MHz) – bez dodatkowych modyfikacji układu.

Minimoduł transceivera CAN z interfejsem Grove

Prezentowany projekt to miniaturowy moduł transceivera magistrali CAN przydatny w układach sterowania, automatyce domowej czy też elektronice samochodowej. Szczególnie użyteczny, gdy chcemy poeksperymentować z Arduino UNO R4 lub innymi płytkami z procesorami wyposażonymi we wbudowany kontroler CAN, ale pozbawionymi układu transceivera (drivera) magistrali. Projekt bazuje na układzie scalonym typu SN65HVD230 i zawiera wszystko, co konieczne do spełnienia wymogów standardu CAN zgodnie z normą ISO11898-2.

Zagadkowy mikrokontroler TW32F003

Przeglądając budżetowe mikrokontrolery z rdzeniem ARM Cortex M0/M0+ można natrafić na sygnowany przez firmę Twen układ typu TW32F003. Mikrokontroler ten jest oferowany na internetowych portalach sprzedażowych głównie w „zestawie” z płytką uruchomieniową o symbolu TWen32F003. W artykule zaprezentowano mikrokontroler typu TW32F003 (in. PY32F003F18P6) oraz metodę programowania jego pamięci Flash i ustawień konfiguracyjnych za pomocą popularnego programatora – debuggera ST-Link.



Wykaz firm ogłaszających się w tym numerze „Elektroniki Praktycznej”

AKSOTRONIK 23
BORNICO 9
COMPUTER CONTROLS 7
ELMAX 47
FERYSTER 11
HAMMOND 5
HELUKABEL 49, 53
LASTENIC LASER 15
NORDIC SEMICONDUCTOR 64
REMAGAS 57
SEMICON 55
VEGA-TRONIK 59

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 02cec464c3

Czytaj tak, jak lubisz

Pobierz e-wydania Elektroniki Praktycznej i miej pod ręką swoje kompendium wiedzy, gdziekolwiek jesteś!

www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 02cec464c3