Wydanie elektroniczne dostępne na www.ulubionykiosk.pl

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

EP.com.pl

● Międzynarodowy magazyn elektroników konstruktorów ● luty ● 2/2025 ●

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

• Symetryzator – odwracacz fazy audio • Zamek szyfrowy – elektroniczna kontrola dostępu • Dwukanałowy multiplekser magistrali I²C zgodny z systemem Grove • Mikser dyskotekowy trzech źródeł sygnału • TRX Ewa 40 m – transceiver QRP początkującego krótkofalowca

podzespoły, sprzęt, aplikacje

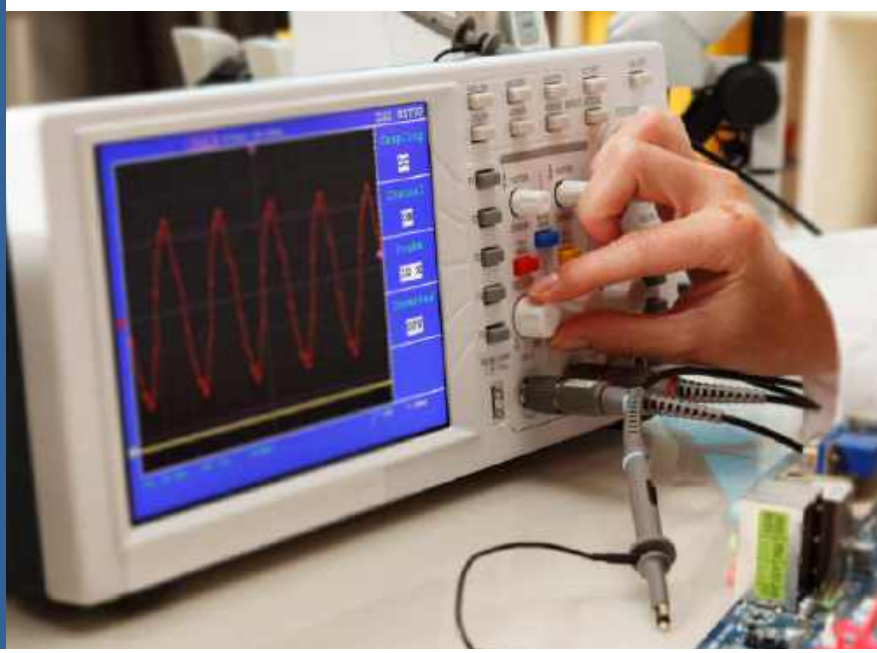
• Najnowsze mikrokontrolery w ofercie firmy Micros • Okiem eksperta – nowoczesne procesory ARM i pamięci do zaawansowanych systemów wbudowanych • Mikrokontrolery i procesory aplikacyjne • Trendy na rynku oscyloskopów cyfrowych • Oscyloskopy czasu rzeczywistego vs. oscyloskopy samplingowe • Oscyloskopy USB w ofercie firmy TiePie

tutoriale

• Internet Rzeczy w pomiarach środowiskowych. Dołączanie czujników temperatury gleby do modułu Enviro Grow • Oszczędzanie energii w teorii i w praktyce • Parametry wzmacniaczy operacyjnych w aplikacjach audio • Konwersja analogowo-cyfrowa w technice audio

kursy

• Czytniki kodów w praktyce. EM20-85: hybrydowy czytnik kodów 1D/2D i kart NFC • Pomiary charakterystyk częstotliwościowych. Amplifiltry wąskopasmowe • Implementacja systemu Linux na platformie STM32MP. Obsługa rdzenia Cortex-M4 w STM32MP1 • Kurs FPGA Lattice. Sterownik VGA kompatybilny z OLED



ISSN 1230-3526 Indeks 357677
9 771230 352252 02
18,90 zł (w tym 8% VAT) • PRICE: 8 EUR

OSCYLOSKOPY CYFROWE

eprasa.pl 9ec3b90ffd

prenumerata

–20%
NA START
181,40 zł

–30%
po pierwszym roku prenumeraty
158,80 zł

–40%
po drugim roku prenumeraty
136,10 zł

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Zyskaj nieograniczony dostęp do zasobów dla pasjonatów elektroniki!

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

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

Zacznij korzystać z pełnych zasobów już dziś!

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

O tym, że warto żyć w ciekawych czasach

Tytułowe zdanie nawiązuje do starego, chińskiego przekleństwa. I choć w swoim pierwotnym znaczeniu wydaje się do bólu aktualne – jako mieszkańcy globalnej wioski napotykamy przecież na każdym kroku na coraz to nowe problemy, katastrofy czy też niezbyt napawające optymizmem zmiany społeczne – to w odniesieniu do elektroniki przechodzi ono zdecydowanie na „dobrą stronę mocy". W naszej branży naprawdę robi się ciekawie i wcale nie mam tutaj na myśli tylko wszechobecnej sztucznej inteligencji, o której, nawet mimowolnie, słyszymy przynajmniej kilka razy dziennie. Dużo ciekawego (i dobrego!) dzieje się wszak na polu komponentów i sprzętu, z którego korzystamy w naszej pracy. Tak się złożyło, że w lutowym numerze „Elektroniki Praktycznej" bierzemy na warsztat dwa tematy, które – choć bezpośrednio wydają się ze sobą umiarkowanie powiązane – to w ogólnym rozrachunku doskonale obrazują przemiany dokonujące się w świecie elektronicznym.

Lutowym „Tematem Numeru" zawładnęły mikrokontrolery – zagadnienie zawsze aktualne i ciekawe, a do tego niebywale ważne w praktyce. Naprawdę niewielki procent współczesnych układów elektronicznych jest w stanie poradzić sobie bez choćby małego, 8-bitowego procesora. Rozwój segmentu małych MCU został siłą rzeczy przyhamowany przez ekspansję procesorów opartych czy to na architekturze ARM, czy też – ostatnimi czasy coraz popularniejszej – „otwartoźródłowej" architekturze RISC-V. Pomimo wyparcia 8-bitowców ze sporej części półprzewodnikowej areny, ten segment rynku wciąż się rozwija. Niektórzy producenci inwestują niemałe środki w opracowywanie kolejnych rodzin i modeli mikrokontrolerów, które – pomimo że nie są w stanie konkurować z ARMami wydajnością obliczeniową – zaskakują interesującymi rozwiązaniami. Przykład? Rodzina AVR DD firmy Microchip, która implementuje bloki funkcjonalne kojarzące się nieco z podstawową strukturą macierzy FPGA. Taka „gumowa logika" jest w stanie działać całkowicie niezależnie od rdzenia, a więc może przetwarzać proste dane wejściowe (np. z enkodera inkrementalnego) czy też wykonywać nieskomplikowane operacje związane ze sterowaniem zewnętrznych obwodów równolegle z biegiem głównego programu. Trudno zresztą dziwić się takiemu podejściu do rozwoju mikrokontrolerów 8-bitowych – dalsze zwiększanie częstotliwości taktowania czy „pompowanie" rozmiaru wbudowanych pamięci Flash bądź SRAM nie miałoby większego sensu (i tak nie ma tu szans na doścignięcie wydajności układów 32-bitowych), ale już uproszczenie pewnych operacji przez zastosowanie sprzętowego wspomagania jest jak najbardziej pożądane i przydatne w niezliczonych aplikacjach.

Ciekawe trendy widać także na rynku układów ARM, czyli po zupełnie przeciwnej stronie barykady. Inwestowanie w ciągłe podkręcanie częstotliwości taktowania zdaje się powoli tracić sens praktyczny – najnowocześniejsze mikrokontrolery mogą już pracować z częstotliwościami zegara na poziomie kilkuset megaherców, a więc granica pomiędzy MCU, a MPU (procesorami aplikacyjnymi) zaczyna się niebezpiecznie zacierać. Producenci półprzewodników znaleźli jednak kolejne pole do popisu, choć niebawem trzeba będzie nazwać je wręcz „ringiem" czy też „areną" – walka zaczyna się bowiem toczyć już nie o kolejne megaherce czy podstawowe benchmarki, ale o… wydajność obliczeń neuronowych, czyli – najprościej rzecz ujmując – wykonywania algorytmów sztucznej inteligencji. Implementacja akceleratorów NPU (Neural Processing Unit) jest już obecna w niektórych mikrokontrolerach, w tym w najnowszej rodzinie układów STM32N6 – niby mikrokontrolerów, a w istocie „potworów" o parametrach, którym znacznie bliżej do mniejszych procesorów komputerowych, niż do tego, o czym siłą przyzwyczajenia myślimy słysząc skromne hasło „mikrokontroler".

Niczym nowym nie jest już także mariaż potężnych rdzeni (zdolnych do uruchamiania wysokopoziomowych systemów operacyjnych takich jak Linux czy Android) z mniejszymi, choć wciąż bardzo wydajnymi koprocesorami typu ARM Cortex-M4 czy M33. Podczas gdy główny „mózg" układu zajmuje się obsługą multimediów, interfejsów okienkowych czy też komunikacji chmurowej, wewnętrzny mikrokontroler realizuje (często znacznie istotniejsze z punktu widzenia bezpieczeństwa czy stabilności systemu) zadania wymagające pracy w reżimie czasu rzeczywistego.

Na lutowej okładce zagościł ponadto temat oscyloskopów cyfrowych. Tutaj także dzieje się dużo dobrego, choć intensywny rozwój wiąże się – jak zawsze – z pewnymi pułapkami. Oscyloskopy trafiające na nasze stanowiska pomiarowe również przechodzą liczne metamorfozy: systematycznie rośnie pasmo pomiarowe, a także (co za tym idzie) częstotliwość próbkowania oraz rozmiar pamięci. To jednak nie wszystko – ogromny postęp dokonał się nie tylko „w poziomie" (na osi czasu), ale także „w pionie", czyli w kontekście rozdzielczości bitowej. Dziś standardem stają się przetworniki 12-bitowe, co siłą rzeczy wymusza stopniowe obniżanie poziomu szumów własnych przyrządów. Nawet niedrogie oscyloskopy, które można kupić za dwa czy trzy tysiące złotych, mogą już poszczycić się 12-bitową głębią akwizycji i naprawdę imponującymi rozmiarami pamięci. Istne Eldorado?

No, nie do końca… Praktyka pokazuje, że nie wszystko złoto, co się świeci. W niektórych przypadkach producenci zapominają bowiem o prostym fakcie – dla użytkowników profesjonalnych często znacznie istotniejsze są te parametry i cechy konstrukcyjne, których nie widać na pierwszych stronach not katalogowych, a które diametralnie wpływają na użyteczność sprzętu i wiarygodność dokonywanych za jego pomocą pomiarów. Bo cóż nam z tego, że będziemy obserwować wyraźne, piękne przebiegi na dziesięcio- czy klikunastocalowym ekranie dotykowym, skoro nie sposób im w stu procentach wierzyć, a nawet niewielka zmiana nastaw spowoduje przekłamania w wyświetlanych sygnałach? Zaryzykuję nawet stwierdzenie, że dla elektronika oscyloskop jest trochę jak... życiowa partnerka – trudno się bez niej obejść, ale bez zaufania ani rusz.

Zapraszam do lektury!

Przemysław Musz

eprasa.pl 9ec3b90ffd

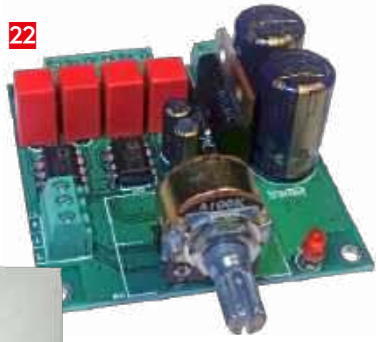
ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

Nr 2 (385) • Luty 2025

12

16

18

22


24

Nie przeocz

Nowe podzespoły 5
Dodaj do obserwowanych 11
Koktajl niusów 92

Projekty

Mikser dyskotekowy trzech źródeł sygnału (2) 12
TRX Ewa 40 m – transceiver QRP początkującego krótkofalowca (2) 18
Zamek szyfrowy – elektroniczna kontrola dostępu 24

Miniprojekty

Dwukanałowy multiplekser magistrali I²C zgodny z systemem Grove 16
Symetryzator – odwracacz fazy audio 22

Prezentacje

Najnowsze mikrokontrolery w ofercie firmy Micros 28
Okiem eksperta – nowoczesne procesory ARM
i pamięci do zaawansowanych systemów wbudowanych 42
Oscyloskopy czasu rzeczywistego vs. oscyloskopy samplingowe 48
Oscyloskopy USB w ofercie firmy TiePie 60

Temat numeru: Mikrokontrolery i procesory aplikacyjne

Mikrokontrolery i procesory aplikacyjne 30

Notatnik konstruktora

Oszczędzanie energii w teorii i w praktyce (6) 44

Elektronika w praktyce

Trendy na rynku oscyloskopów cyfrowych 50

Audio bez tajemnic

Parametry wzmacniaczy operacyjnych w aplikacjach audio 62
Konwersja analogowo-cyfrowa w technice audio (2) 64

Moduły w aplikacjach

Internet Rzeczy w pomiarach środowiskowych (14).
Dołączanie czujników temperatury gleby do modułu Enviro Grow 67

Kursy

Czytniki kodów w praktyce (3).
EM20-85: hybrydowy czytnik kodów 1D/2D i kart NFC 71
Pomiary charakterystyk częstotliwościowych (3). Amplifiltry wąskopasmowe 77
Implementacja systemu Linux na platformie STM32MP (3).
Obsługa rdzenia Cortex-M4 w STM32MP1 82
Kurs FPGA Lattice (28). Sterownik VGA kompatybilny z OLED 85

Prenumerata 2
Od wydawcy 3
Hity następnego numeru 95

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

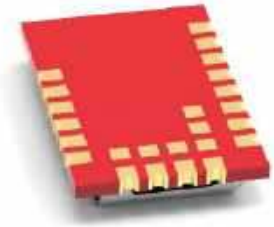
nowe podzespoły

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

Dioda LED RGB o powierzchni 1,6×1,6 mm i grubości 0,7 mm

W ofercie firmy TTi pojawiła się miniaturowa dioda LED full-color KPTF-1616RGBC-11 produkcji Kingbright, dostarczana w obudowie SMD o powierzchni 1,6×1,6 mm i grubości 0,7 mm. Zawiera sekcje R, G i B, produkowane w technologiach AlGaInP i InGaN, umożliwiające generowanie dowolnej barwy, w tym światła białego. Dzięki małym wymiarom i wysokiej sprawności jest polecana do zastosowań m.in. w urządzeniach przenośnych, wskaźnikach stanu i podświetleniach ekranów. Charakteryzuje się strumieniem świetlnym wynoszącym typowo 110, 280 i 70 mcd @ 20 mA, odpowiednio w przypadku struktur R, G i B, dopuszczalnym napięciem wstecznym 5 V, kątem emisji 130° i pojemnością wewnętrzną, odpowiednio, 25 pF, 4 pF i 100 pF. Może pracować w szerokim zakresie dopuszczalnej temperatury otoczenia od –40 do +85°C.

www.tti.com



Moduł radiowy do tworzenia niestandardowych systemów bezprzewodowych w paśmie 2402...2480 MHz

Moduł radiowy Ophelia-III stanowi rozwinięcie koncepcji „Build Your Own Firmware" firmy Würth Elektronik. Umożliwia tworzenie niestandardowych systemów radiowych, pracujących w paśmie 2402...2480 MHz. Jest dostarczany bez wbudowanego oprogramowania, co daje użytkownikom pełną swobodę w projektowaniu własnych aplikacji opartych na Bluetooth LE oraz innych, specyficznych protokołach radiowych.

Moduł Ophelia-III został oparty na chipsecie nRF52840 firmy Nordic Semiconductor. Zawiera 32-bitową jednostkę obliczeniową ARM Cortex M4F, 1 MB pamięci Flash, 256 kB pamięci RAM oraz wiele interfejsów (UART, SPI, I²C, 17×GPIO, Nano-SIM). Przy wymiarach 12×8×2 mm okazuje się znacząco mniejszy od porównywalnych produktów dostępnych na rynku. Dzięki zoptymalizowanej konstrukcji anteny charakteryzuje się energooszczędną pracą przy mocy nadawania do +8 dBm, a w trybie uśpienia pobiera jedynie 0,4 µA prądu ze źródła zasilania, co czyni go idealnym do urządzeń zasilanych bateryjnie.

Moduł bazuje na sprawdzonej platformie sprzętowej Proteus-III (Bluetooth LE), dzięki czemu można skorzystać z istniejącej dokumentacji certyfikacyjnej. Producent oferuje do opisywanego transceivera odpowiednią płytkę ewaluacyjną.

www.we-online.com

Pierwsze na rynku asymetryczne transile do ochrony bramek tranzystorów SiC MOSFET

W ofercie firmy Littelfuse pojawiła się seria pierwszych na rynku asymetrycznych transili SMFA, zaprojektowanych specjalnie do ochrony przepięciowej bramek tranzystorów SiC MOSFET. W odróżnieniu od tradycyjnych rozwiązań, opartych na kilku transilach lub diodach Zenera, elementy te pozwalają zmniejszyć liczbę podzespołów i ograniczyć zajmowaną przez nie powierzchnię płytki drukowanej. Charakteryzują się małą indukcyjnością resztkową. Są dostosowane do określonych poziomów ujemnych i dodatnich napięć bramek tranzystorów MOSFET

REKLAMA

HAMMOND®

1552 - Ręczne obudowy plastikowe

Dowiedz się więcej:
hammondmfg.com/1552

eusales@hammondmfg.com • + 44 1256 812812

eprasa.pl 9ec3b90ffd

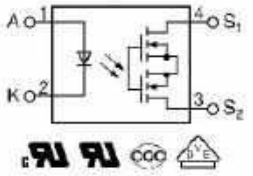
	Napięcie robocze (V_{R1})	I_{R1} @ V_{R1}	Napięcie przebicia (V_{BR1})	Maks. prąd impulsowy (I_{PP1})	Napięcie ograniczenia (V_{C1} @ I_{PP1})	Pojemność złącza
SMFA1505CA	15 V	1 µA	17,6 V	16,63 A	24,05 V	565 pF
SMFA1805CA	18 V		21,1 V	13,92 A	28,73 V	515 pF
SMFA1905CA	19 V		22,2 V	13,21 A	30,29 V	485 pF
SMFA2005CA	20 V		23,4 V	12,56 A	31,85 V	440 pF
	Napięcie robocze (V_{R2})	**I_{R2} @ V_{R2}**	**Napięcie przebicia (V_{BR2})**	**Maks. prąd impulsowy (I_{PP2})**	**Napięcie ograniczenia (V_{C2} @ I_{PP2})**	**Pojemność złącza**
SMFA1505CA	5,5 V	400 µA	7,15 V	33 A	10,5 V	565 pF
SMFA1805CA						515 pF
SMFA1905CA						485 pF
SMFA2005CA						440 pF

SiC, w tym wszystkich modeli z oferty Littelfuse. Mogą współpracować z tranzystorami stosowanymi w aplikacjach wymagających podzespołów o dużej niezawodności, w tym w stacjach ładowania pojazdów oraz zasilaczach w centrach danych. Nowe ochronniki są zamykane w niskoprofilowych obudowach SOD-123FL o maksymalnej grubości 1,08 mm. Zapewniają odporność na wyładowania ESD do 30 kV.

Obecnie oferta transili SMFA obejmuje 4 warianty: SMFA1505CA, SMFA1805CA, SMFA1905CA i SMFA2005CA o napięciach roboczych VR1 i napięciach przebicia VBR1 wynoszących odpowiednio: 15 V/17,6 V, 18 V/21,1 V, 19 V/22,2 V i 20 V/23,4 V. Wartości napięć roboczego VR2 oraz przebicia VBR2 są jednakowe dla wszystkich modeli i wynoszą odpowiednio: 5,5 V oraz 7,15 V.

www.littelfuse.com

Pierwszy przekaźnik półprzewodnikowy z kwalifikacją AEC-Q102 o napięciu obciążenia do 100 V



VORA1010M4 to pierwszy na rynku przekaźnik półprzewodnikowy 1-Form-A z kwalifikacją AEC-Q102, mogący pracować z napięciem obciążenia do 100 V. Jest to układ miniaturowy, zamykany w obudowie SOP-4 o wymiarach 7,0×4,9×2,1 mm, a zatem wymagający znacznie mniejszej powierzchni montażowej w porównaniu do starszych odpowiedników w obudowach DIP-4. Może pracować w temperaturze otoczenia od –40 do +125°C. Charakteryzuje się krótkimi czasami włączania i wyłączania, wynoszącymi typowo 0,1 ms, co pozwala na zastosowania w aplikacjach safety-critical. Zapewnia izolację do 3750 VRMS. Dopuszczalny prąd obciążenia wynosi 100 mA.

www.vishay.com

Nowe złącza USB Type-C w wersjach wodoszczelnych oraz Power-Only

Oddział Interconnect firmy Same Sky powiększa ofertę złączy USB Type-C o nowe warianty wodoszczelne oraz wyposażone jedynie w linie zasilające. W ramach rodziny UJ dostępne są obecnie gniazda wodoszczelne, w wersjach o stopniu ochrony IPX5, IPX6, IPX7 i IPX8 – zaprojektowane do zastosowań wszędzie tam, gdzie problemem jest wilgoć w otoczeniu urządzenia. Z kolei nowe złącza z rodziny UJC, pozbawione linii sygnałowych, umożliwiają transmisję zasilania o mocy do 90 W. Są wśród nich dostępne modele o stopniu ochrony IPX5. Dzięki uproszczonej konstrukcji zapewniają one oszczędność kosztów w urządzeniach, w których jedyną funkcją złącza USB Type-C jest dostarczenie zasilania.

Złącza z nowej oferty są dostarczane w wersjach pionowych i poziomych, Charakteryzują się wytrzymałością do 10 tys. cykli mechanicznych i zakresem dopuszczalnej temperatury pracy od –40 do +85°C. Większość z nich nadaje się do montażu w piecu rozpływowym, włączając w to modele z O-ringami mocowanymi za pomocą kleju odpornego na promieniowanie UV.

Ceny złączy rodziny UJ i UJC zaczynają się od 0,84 USD przy zamówieniach 100 sztuk.

www.sameskydevices.com

Czujniki linii papilarnych do identyfikacji i uwierzytelniania w zastosowaniach motoryzacyjnych

W porównaniu z innymi sposobami uwierzytelniania, takimi jak korzystanie z aplikacji na smartfona lub wpisywanie kodu PIN, czujniki linii papilarnych zapewniają kierowcy mniej kłopotów związanych z identyfikacją użytkownika i są łatwiejsze w obsłudze. Z tego względu funkcje biometryczne stają się coraz popularniejsze w branży motoryzacyjnej. Firma Infineon wprowadziła w ostatnim czasie na rynek dwa nowe czujniki linii papilarnych, przeznaczone do zastosowań w motoryzacji: CYFP10020A00 i CYFP10020S00. Zostały one zoptymalizowane pod kątem współpracy z mikrokontrolerami należącymi do rodziny TRAVEO T2G i uzyskały kwalifikację AEC-Q100. Idealnie nadają się do personalizacji w pojeździe i uwierzytelniania płatności za ładowanie, parkowanie lub inne usługi. Mogą też znaleźć zastosowanie poza sektorem motoryzacyjnym.

CYFP10020A00 i CYFP10020S00 różnią się zakresem temperatury roboczej, wynoszącym odpowiednio: –40...+85°C i –40...+105°C. Wbudowana matryca pojemnościowa zapewnia precyzyjne przechwytywanie wzorów grzbietów i dolin linii papilarnych, a dodatkowo wykrywa zdarzenia dotknięcia i oderwania palca. Opcjonalnie może nawet śledzić ruch palca użytkownika, pełniąc funkcję małego panelu dotykowego do przewijania i wybierania opcji menu.

Oba układy można optymalizować pod kątem różnych typów powłok i ramek, co daje użytkownikowi dużą elastyczność w dostosowywaniu ich do konkretnych celów projektowych. Charakteryzują się obszarem roboczym 8×8 mm. Dane odcisku palca są szyfrowane za pomocą bloku sprzętowego AES i wyprowadzane przez interfejs SPI do hosta (np. mikrokontrolera TRAVEO T2G).

CYFP10020A00 i CYFP10020S00 są oferowane w obudowach BGA o powierzchni 9,3×8,9 mm i pracują z napięciem zasilania od 1,8 do 5,5 V. W ofercie firmy Infineon jest też dostępny zestaw ewaluacyjny (ozn. KIT-FPG1-T2G-B-E-2M).

Pozostałe właściwości:

- rozdzielczość: 340 dpi,
- czas skanowania i transmisji danych: < 175 ms,
- czas identyfikacji: < 375 ms,
- współczynnik błędnych odrzuceń (FRR): < 1%,
- współczynnik błędnych akceptacji (FAR): 1 na 50 tys.,
- 32-bitowy mikrokontroler ARM Cortex-M0,
- funkcje autokalibracji i autotestu,
- skanowanie pod pełnym kątem 360°,
- wewnętrzna pamięć na 15 wzorców.

www.infineon.com

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Pierwsze na rynku bezpieczniki SMD o prądzie znamionowym 150 A i 200 A

Firma Littelfuse prezentuje pierwsze na rynku bezpieczniki SMD o prądzie znamionowym 150 A i 200 A, stanowiące rozszerzenie serii 871. Eliminują one potrzebę stosowania 2 lub 4 elementów połączonych równolegle. Wcześniej w ramach tej serii największa była wersja 125-amperowa – bezpieczniki o porównywalnych prądach znamionowych występowały wcześniej bowiem wyłącznie w wersjach do montażu przewlekanego, zajmujących znacznie większą powierzchnię na płytce drukowanej.

Nowe bezpieczniki 150- i 200-amperowe charakteryzują się napięciem roboczym do 75 VDC, zdolnością wyłączania 1500 A @ 75 VDC i zakresem dopuszczalnej temperatury pracy od –55 do +100°C. Mogą znaleźć zastosowanie w centrach danych, serwerach, routerach i układach korekcji PFC. Wymiary omawianych komponentów wynoszą 13,3×7,4×4,9 mm. Nominalny spadek napięcia w przypadku wersji 150 A i 200 A to odpowiednio 75 mV i 90 mV.

www.littelfuse.com

Bezpieczne przełączniki TACT typu dual-circuit o funkcjonalności SPDT

Littelfuse wprowadza na rynek serię przełączników TACT typu dual-circuit ze stykami w konfiguracji SPDT. Mogą one znaleźć zastosowanie wszędzie tam, gdzie wymagany jest wyoski poziom bezpieczeństwa użytkowania, w tym w motoryzacji (klamki pojazdów, stacje ładowania, dwu- i trójkołowce), przemyśle (windy, alarmy przeciwpożarowe) i aparaturze medycznej (np. elektryczne narzędzia chirurgiczne).

Przełączniki serii KSC DCT (Dual Circuit Technology) są produkowane w obudowach do montażu SMT o wymiarach 6,2×6,2×5,2 mm i stopniu ochrony IP67, zapewniającym odporność na kurz. Charakteryzują się siłą nacisku 4,75 N (±1,25 N) i żywotnością 300 tys. cykli mechanicznych. Zastosowana w nich technologia dual-circuit umożliwia sprawdzenie stanu przełącznika, bez potrzeby jego naciśnięcia, co pozwala rozróżnić sytuacje braku sygnału elektrycznego oraz awarii mechanicznej.

Technologia dual-circuit (DCT) opiera się na dwóch niezależnych obwodach umieszczonych wewnątrz korpusu przełącznika. Element zawiera linie Common, Normally Close (NC) i Normally Open (NO). Analizując oba obwody jednocześnie, możliwe jest zweryfikowanie naciśnięcia przełącznika i podjęcie działań na podstawie zdefiniowanej logiki.

www.littelfuse.com

Gniazdo USB 3.1 PD Type C w wersji power-only o mocy ładowania do 240 W

Zgodnie z regulacjami UE, od początku 2025 roku w segmencie małych urządzeń elektronicznych będzie obowiązywał jednolity typ złącza ładowania. Wymóg stosowania złącza USB-C oraz standardu USB Power Delivery stanie się obligatoryjny na terenie krajów EU. W związku z powyższymi wymogami standaryzacji, firma Wurth

REKLAMA

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Elektronik rozpoczyna sprzedaż nowego typu gniazda WR-COM, zgodnego z USB 3.1 PD Type C w wersji power-only, umożliwiającego transmisję zasilania do 240 W (48 V/5 A) w trybie EPR (Extended Power Range).

WR-COM zawiera 6 wyprowadzeń, z których cztery służą do transmisji zasilania (Vbus i GND), a dwa pozostałe do określenia napięcia roboczego (CC). Styki są pokryte warstwą złota, a ekranujący korpus obudowy – warstwą niklu zapewniającą ochronę przed korozją. Wysokotemperaturowe elementy plastikowe z polimeru ciekłokrystalicznego (LCP) są odporne na przegrzanie w procesie lutowania rozpływowego. Ponadto seria LCP zapewnia wysoką wytrzymałość mechaniczną, wymaganą przez standard USB.

www.we-online.com

Odbiorniki GNSS z wbudowaną anteną do zastosowań w górnictwie i rolnictwie

Firma Quectel wprowadza na rynek serię odbiorników GNSS, charakteryzujących się równocześnie dużą dokładnością lokalizacji i łatwą integracją w systemie. Mogą one znaleźć szeroki zakres zastosowań, począwszy od mikromobilności po rolnictwo. Umożliwiają też modernizację istniejących systemów, o ile starszy wariant zawiera interfejs UART. Odbiorniki QLM29H obsługują pasma L1 i L5 oraz wiele konstelacji GNSS (GPS, GLONASS, Galileo, BDS, NavIC, QZSS i SBAS), co umożliwia pracę w wysokiej zabudowie miejskiej.

Odbiorniki QLM29H zapewniają dokładność 1 m w trybie autonomicznym oraz centymetrową w wariantach, obsługujących pozycjonowanie w czasie rzeczywistym (RTK). Funkcja dead reckoning pozwala określić pozycję pojazdu lub urządzenia, nawet gdy sygnały z satelitów są chwilowo niedostępne. Elastyczna integracja, w połączeniu ze znacznie uproszczonym projektowaniem sekcji w.cz. sprawia, że odbiorniki QLM29H nadają się idealnie do zastosowań w górnictwie czy rolnictwie. Stanowią alternatywę dla drogich, wytrzymałych tabletów ze zintegrowanym oprogramowaniem i odbiornikiem GNSS.

Firma Quectel oferuje moduły GNSS w postaci gotowych do integracji pakietów wraz z anteną. Istnieje również możliwość zakupu modułów i anten osobno. Quectel QLM29H może pracować w temperaturze otoczenia od –40 do +85°C i charakteryzuje się wymiarami 72,0×57,6×22,3 mm.

www.quectel.com

Mikroprocesory z rdzeniem RISC-V, akceleratorem kryptograficznym i obsługą standardu TSN

Microchip wprowadza do oferty nową rodzinę mikroprocesorów PIC64HX, opartych na architekturze RISC-V i zaprojektowanych do krytycznych aplikacji brzegowych, w tym z sektora uczenia maszynowego i AI. Wspierają one algorytmy FIPS 203 i FIPS 204 oraz

zawierają wbudowany switch ethernetowy z obsługą standardu TSN, co pozwala na precyzyjne kontrolowanie opóźnień i zapewnia przewidywalne czasy transmisji danych w sieciach Ethernet, co jest kluczowe w aplikacjach czasu rzeczywistego. Najnowsze procesory są w tym zakresie zgodne z wymogami normy lotniczej IEEE P802.1DP, motoryzacyjnej IEEE P802.1DG i przemysłowej IEEE/IEC 60802.

Mikroprocesory rodziny PIC64HX zawierają osiem 64-bitowych rdzeni RISC-V SiFive Intelligence X280 z rozszerzeniami wektorowymi, przyspieszających przetwarzanie AI. Obsługują różne tryby pracy (w tym SMP i AMP) oraz mogą działać w trybie dual-core lockstep, zapewniając wysoką niezawodność w systemach krytycznych. Oprócz zaawansowanych funkcji przetwarzania danych rodzina PIC64HX oferuje zaawansowane zabezpieczenia klasy wojskowej, w tym obsługę kryptografii postkwantowej, która staje się coraz ważniejsza w obliczu zagrożeń wynikających z rozwoju komputerów kwantowych. Omawiane mikrokontrolery wspierają znormalizowane niedawno algorytmy FIPS 203 (ML-KEM) i FIPS 204 (ML-DSA), co czyni je jednymi z pierwszych tego typu produktów na rynku, gotowych do zabezpieczania infrastruktury krytycznej.

Microchip wspiera rozwój aplikacji opartych na PIC64HX, oferując szeroki zestaw narzędzi programistycznych, bibliotek, sterowników i oprogramowania firmware. Nowe mikroprocesory są kompatybilne z wieloma systemami operacyjnymi, w tym z Linuxem i RTEMS, a także z hiperwizorami, takimi jak Xen. Microchip oferuje również zestaw ewaluacyjny Curiosity Ultra+ PIC64HX oraz współpracuje z producentami komputerów SBC, co w przyszłości pozwoli na przyspieszenie procesów projektowania i wdrażania nowych systemów.

www.microchip.com

Dioda Schottky'ego o napięciu przebicia 2000 V do systemów ładowania i falowników

Infineon powiększa ofertę podzespołów CoolSiC o nową diodę Schottky'ego o symbolu IDYH80G200C5, charakteryzującą się napięciem przebicia VRRM równym 2000 V. Jest to dioda zaprojektowana do zastosowań w falownikach 3-fazowych, systemach ładowania pojazdów i innych aplikacjach o dużej gęstości mocy. Charakteryzuje się napięciem przewodzenia 1,5 V i dopuszczalnym prądem ciągłym 80 A. Wykazuje minimalny prąd regeneracji i dużą odporność na prądy udarowe, a jej charakterystyka przełączania jest praktycznie niezależna od zmian temperatury. Opracowana przez Infineon technologia połączeń .XT z lutowaniem dyfuzyjnym i spiekaniem srebra pozwala zredukować o 30% rezystancję termiczną, co przyspiesza odprowadzanie ciepła, obniża temperaturę pracy i wydłuża żywotność komponentów.

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Dioda IDYH80G200C5 stanowi rozszerzenie rodziny G5, obejmującej warianty o dopuszczalnym prądzie przewodzenia od 10 do 80 A. Jest zamykana w obudowie TO-247PLUS-4 HCC o odstępach: powierzchniowym równym 14 mm i powietrznym o szerokości 5,4 mm.

www.infineon.com

Elektrochemiczny czujnik formaldehydu w obudowie o wymiarach 10 × 13 × 2,4 mm

Formaldehyd, związek chemiczny powszechnie występujący w meblach, podłogach, farbach i kosmetykach, jest niebezpiecznym zanieczyszczeniem, które nawet w małych stężeniach może powodować podrażnienie dróg oddechowych, a do tego jest klasyfikowany jako substancja rakotwórcza. Firma Sensirion opracowała nowy czujnik elektrochemiczny SFA40 o bardzo dobrej selektywności i dużej czułości, umożliwiający rozróżnianie formaldehydu w obecności innych, zazwyczaj nieszkodliwych, lotnych związków organicznych. Umożliwia on wykrywanie formaldehydu w bardzo małych stężeniach, już od dziesiątek ppb.

Ze względu na małe wymiary (10×13×2,4 mm) SFA40 może być łatwo integrowany z urządzeniami do monitorowania jakości powietrza w pomieszczeniach, oczyszczaczami powietrza i klimatyzatorami. Komunikuje się przez interfejs I²C. Pobiera zaledwie 80 µA prądu, dzięki czemu nadaje się idealnie do urządzeń zasilanych bateryjnie, zapewniając długą żywotność. Generuje skalibrowany i skompensowany sygnał wyjściowy przez cały czas eksploatacji.

Rozpoczęcie produkcji masowej czujnika przewidziano na początek 2025 roku.

Ważniejsze dane techniczne:

- zakres pomiarowy: 0...1000 ppb,
- dokładność: ±20 ppb lub ±20% m.v.,
- wrażliwość na etanol: < 0,3%,
- zakres napięcia zasilania: 1,62...3,6 V,
- pobór prądu (maks./średni): 2 mA/80 µA,
- interfejs: I²C,
- wymiary: 13×10×2,4 mm.

www.sensirion.com

Pierwszy na rynku 60-watowy sterownik silników BLDC z technologią No-Hall

Melexis wprowadza na rynek pierwszy sterownik silników BLDC z technologią bezczujnikową, zaprojektowany do współpracy z 24-woltowymi silnikami o mocy znamionowej do 60 W, stosowanymi m.in. w wentylatorach i pompach, zarówno w elektronice użytkowej, jak i w przemyśle.

Obecnie wiele urządzeń bazuje na 3-fazowych silnikach BLDC ze sterownikiem scalonym lub silnikach indukcyjnych prądu przemiennego. Wiąże się to z pewnymi wadami; te pierwsze są drogie i złożone, a drugie często nie zapewniają wystarczającej mocy i nie oferują zaawansowanych funkcji kontrolnych.

MLX90416 rozwiązuje te problemy, oferując tanią alternatywę, pozwalającą uprościć projektowanie i procesy produkcji silników. Technologia No-Hall, opracowana przez Melexis, eliminuje konieczność stosowania czujnika sprzężenia zwrotnego, bazując zamiast tego na algorytmie BEMF (Back Electromotive Force), zapewniającym cichą i bezwibracyjną pracę, podobną do tej, jaką zapewniają sterowniki 3-fazowe. Umożliwia to kontruktorom

REKLAMA

eprasa.pl 9ec3b90ffd

przeniesienie sterownika BLDC poza korpus wentylatora, niezależnie od położenia magnesu. To z kolei pozwala na zastosowanie tego samego projektu płytki PCB w różnych projektach, ułatwiając produkcję i redukując koszty komponentów.

MLX90416 oferuje konfigurację plug-and-play, bez konieczności pisania kodu, realizowaną z użyciem łatwego w obsłudze interfejsu graficznego. Obsługuje pracę dwukierunkową i 8-punktową, konfigurowalną krzywą prędkości, umożliwiając precyzyjne dostrojenie parametrów w celu rozwiązania problemów z rezonansem i wibracjami.

MLX90416 jest produkowany w obudowie DFN-10 o powierzchni 3,5×3,0 mm.

Ważniejsze parametry:

- zakres napięcia zasilania: 6,7...27,6 V,
- rezystancja stopnia wyjściowego: 135 mΩ (HS+LS),
- dokładność kontroli prędkości: ±1,5%,
- maks. prąd wyjściowy: 4,0 A,
- prąd hamowania: 8,0 A,
- zakres temperatury złącza: –40...+150°C.

www.melexis.com

Najmniejszy na rynku czujnik przepływu w obudowie o wymiarach 3,5×3,5×3 mm

Firma Flusso oferuje najmniejszy na rynku czujnik przepływu FLS112, zastępujący popularny model FLS110. Zapewnia on jeszcze większą dokładność pomiaru i odporność na wilgoć oraz realizuje pełną kompensację temperaturową w czasie rzeczywistym. Jego mała powierzchnia zapewnia łatwą integrację w systemie.

FLS112 jest czujnikiem dwukierunkowym, bardzo dobrze sprawdzającym się zwłaszcza przy małych zakresach pomiarowych. Może znaleźć zastosowanie w sektorze m.in. konsumenckim, medycznym i motoryzacyjnym przy pomiarach przepływu masowego i objętościowego, prędkości powietrza, ciśnienia różnicowego i temperatury.

FLS112 jest zamykany w obudowie DFN-6 o wymiarach 3,5×3,5×3 mm. Charakteryzuje się zakresem pomiarowym ±200 sccm, ciśnieniem roboczym ±500 Pa i zakresem temperatury roboczej od –20 do +85°C.

www.flussoltd.com

REKLAMA

Pobierz bezpłatnie multimedialne dodatki do tego wydania „Elektroniki Praktycznej”

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

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

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

Szczegóły na UlubionyKiosk.pl/media

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.

Kalkulator 4TH

Opisany projekt to zaawansowany kalkulator inspirowany klasycznymi modelami HP-42 i HP-16, stworzony z myślą o programistach i inżynierach. Urządzenie obsługuje operacje na liczbach całkowitych w różnych systemach liczbowych (heksadecymalnym, dziesiętnym, ósemkowym i binarnym) oraz funkcje trygonometryczne i wykładnicze. Wyposażony jest w wyświetlacz OLED o rozdzielczości 128×32 px oraz programowalne środowisko oparte na języku Forth, pozwala na wykonywanie i edycję własnych programów, zachowując przy tym kompaktową formę.

Kalkulator obsługuje stos RPN i jest kompatybilny z USB oraz Bluetooth Low Energy, co ułatwia jego integrację z innymi systemami. Wbudowana wersja Mecrisp-Cube Forth umożliwia pełną

personalizację, dzięki czemu użytkownicy mogą pisać i testować własny kod w sposób oszczędzający wysiłek i czas. Projekt ten to wyjątkowa propozycja dla osób poszukujących przenośnego, w pełni programowalnego kalkulatora o rozbudowanych możliwościach.

https://hackaday.io/project/196655-4th-calculator

PiCardo – wizytówka będąca jednocześnie retrokonsolą

Projekt PiCardo to urządzenie wielkości wizytówki (nie bez powodu – to kolejne zgłoszenie w ramach konkursu na wizytówki elektroniczne na portalu Hackaday), które łączy styl retro z nowoczesnością, oferując doświadczenie podobne do konsol GameBoy. Bazując na Raspberry Pi Zero 2 W, projekt obsługuje 2,6-calowy wyświetlacz TFT i oferuje wszystkie niezbędne przyciski do klasycznej rozgrywki, nawigacji oraz zarządzania zasilaniem, którego dostarcza akumulator litowo-polimerowy. Zainspirowany sentymentem do gier retro, autor opracował i własnoręcznie zmontował kompaktowy prototyp, a następnie przekształcił go w wersję zintegrowaną na jednej PCB.

„Po Gameboy Advance SP zawsze marzyłem o Gameboy Micro, ale wtedy miałem już PlayStation, a przenośne urządzenia traciły na popularności" – tak pisze autor o swojej motywacji do realizacji projektu. Inspirację tę autor połączył z wyzwaniem Hackaday Business Card Challenge, które polegało na stworzeniu urządzenia, będącego jednocześnie wizytówką i użytecznym urządzeniem elektronicznym.

Obecnie autor uruchamia finalną wersję projektu, którego prototyp zmontował najpierw na płytce uniwersalnej, na której integrował poszczególne moduły w jeden działający system.

https://hackaday.io/project/196268-picardo

eprasa.pl 9ec3b90ffd

AVT sklep

W ofercie AVT*

AVT6067

Najważniejsze parametry:
- sumowanie sygnałów z dwóch źródeł sygnału stereofonicznego i jednego monofonicznego lub mikrofonu elektretowego,
- niezależna regulacja głośności każdego z wejść,
- wspólna regulacja głośności sumy kanałów (master volume),
- regulacja tonów niskich (bass) i wysokich (treble) sygnału wyjściowego (zsumowanego),
- dwa wyjścia: z regulacją barwy tonu i bez,
- płynna regulacja wzmocnienia tonów niskich oraz wysokich, z możliwością ich uwypuklenia oraz stłumienia,
- prosta budowa, łatwo dostępne elementy, zwarta konstrukcja,
- zasilanie: 12...24 V (DC),
- pobór prądu: ok. 20 mA.

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl

AVT5957	Sumator dwóch źródeł audio (EP 10/2022)
AVT5873	Stereofoniczny aktywny regulator głośności (EP 8/2021)
AVT5683	Trzykanałowy sumator/mikser audio (EP 6/2019)
AVT1972	Potencjometr „Panorama audio" (EP 9/2017)
AVT1958	Ducker audio z układem THAT4301 (EP 8/2017)
–––	Stereofoniczny regulator barwy tonu zasilany z baterii (EP 9/2017)
AVT5208	T-Mixer. Nowoczesny mikser audio z panelem dotykowym (EP 11/2009)
AVT2710	Prosty dyskotekowy mikser (EdW 2/2004)
AVT490	Mikser audio ze sterowaniem cyfrowym (EP 2–3/1999)
AVT2173	Trzykanałowy mikser ze wzmacniaczem (EdW 12/1997–1/1998)
AVT1034	Czterokanałowy mikser stereo (EP 4/1995)
–––	Przedwzmacniacz stereo z regulacją barwy dźwięku (EP 2/2020)

* **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.

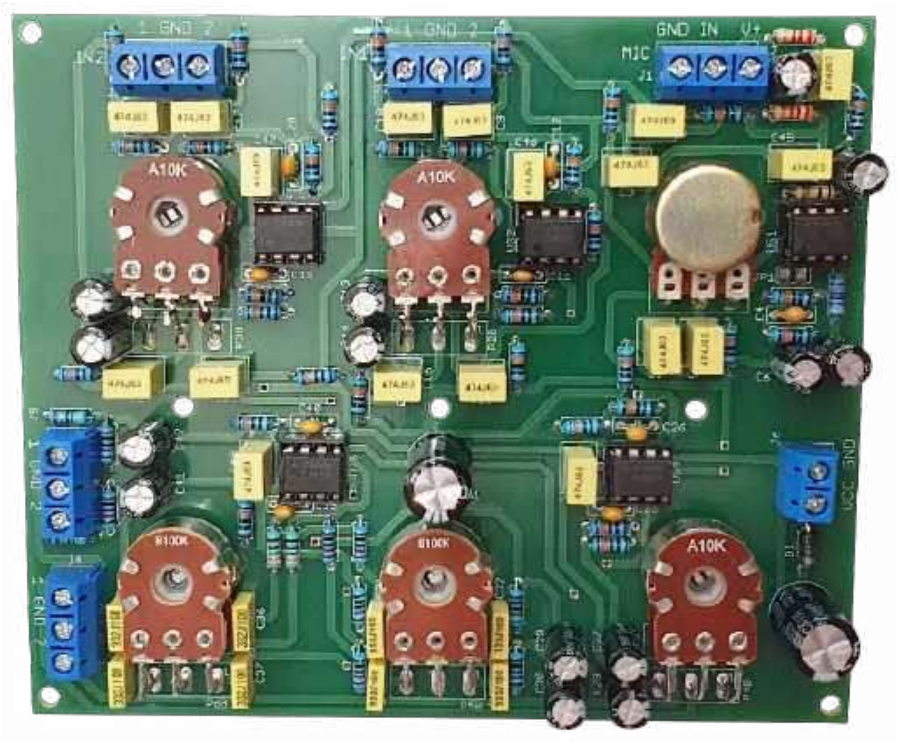
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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**.

Mikser dyskotekowy trzech źródeł sygnału (2)

W pierwszej części artykułu omówiliśmy konstrukcję i zasadę działania miksera oraz zwróciliśmy uwagę na wpływ poszczególnych bloków oraz komponentów na wynikowe parametry układu. Tym razem przejdziemy do opisu montażu i uruchomienia naszego urządzenia.



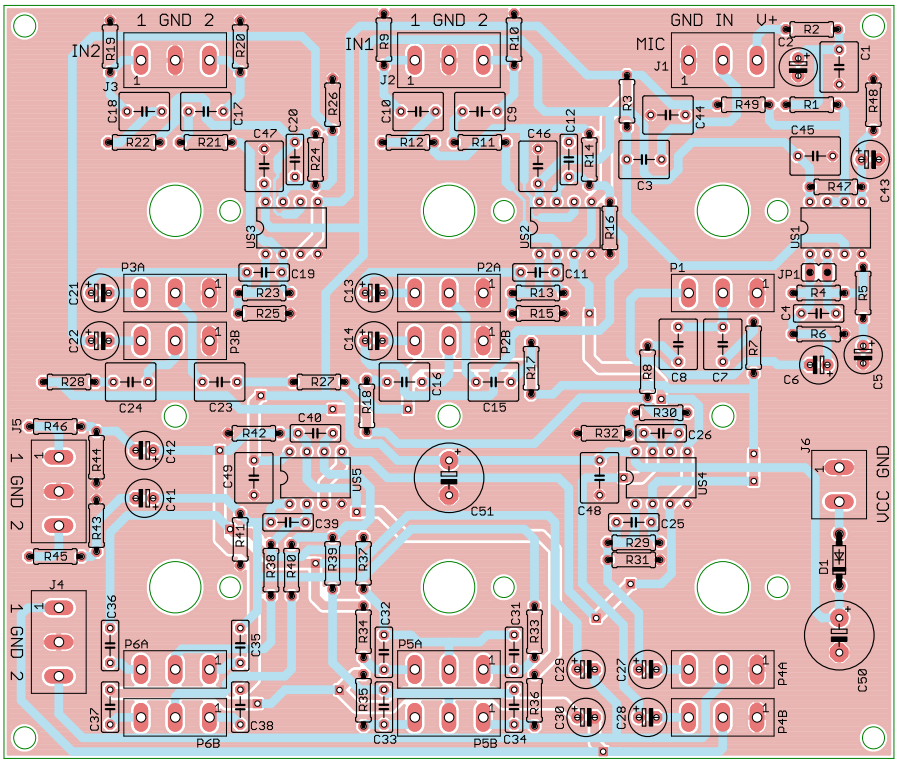
Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 130 mm × 110 mm. Jej wzór ścieżek oraz schemat montażowy przedstawia **rysunek 2**. Warto zauważyć, że wszystkie elementy są montowane od „spodniej" strony płytki, przez co na górnej znajdują się wyłącznie pokrętła potencjometrów.

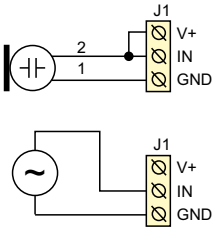
Montaż proponuję rozpocząć od wlutowania elementów o najmniejszej wysokości obudowy, czyli rezystorów i diod. Wszystkie pozostałe elementy, poza potencjometrami, również polecam montować według tej samej reguły. Pod układy scalone, których w tym układzie jest pięć, gorąco zalecam użycie podstawek, ponieważ ich wymiana nie będzie się wówczas wiązała z problematycznym rozlutowywaniem dosyć gęsto upakowanej płyty. W pełni zmontowany układ prototypowy można zobaczyć na **fotografii 1**. Polecam stosować rezystory metalizowane o tolerancji 1%, ponieważ cechują się one niższym poziomem szumów własnych niż ich zwykłe, węglowe odpowiedniki. Ponadto mniejsze rozrzuty rezystancji pozytywnie wpływają na zbieżność charakterystyk obu kanałów.

Kilka słów wymaga sposób montażu potencjometrów, który to proces celowo polecam zostawić na sam koniec, upewniając się co do poprawności montażu pozostałych podzespołów. W pierwszej kolejności należy zagiąć ich wprowadzenia pod kątem 90° w stronę osi i przykręcić do płytki. Ale tutaj uwaga – w przypadku potencjometrów podwójnych wymóg ten dotyczy tylko tych wyprowadzeń, które są bliżej osi. Ilustruje to **fotografia 2**. Teraz można te zagięte wyprowadzenia przylutować do pól lutowniczych, nie żałując przy tym spoiwa lutowniczego – niech się trzymają porządnie, wszak szarpanie potencjometrami podczas obsługi tego typu urządzeń to norma. Efekty można zobaczyć na **fotografii 3**. Teraz czas na drugi komplet wyprowadzeń w potencjometrach podwójnych (pojedynczy P1 został już przylutowany), które są za krótkie, by móc połączyć je bezpośrednio z laminatem, toteż trzeba je przedłużyć. Osobiście użyłem do tego odciętych wyprowadzeń rezystorów i kondensatorów, których miałem całe mnóstwo po poprzednim etapie montażu – **fotografia 4**. Takie druciki, po ich zagięciu, powinny móc swobodnie dosięgnąć pól lutowniczych w laminacie, co można uczynić pęsetą, kombinerkami lub palcami. Na koniec wyprowadzenia trzeba przyciąć, by nie wystawały po drugiej stronie

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Rysunek 2. Schemat montażowy i wzór ścieżek płytki



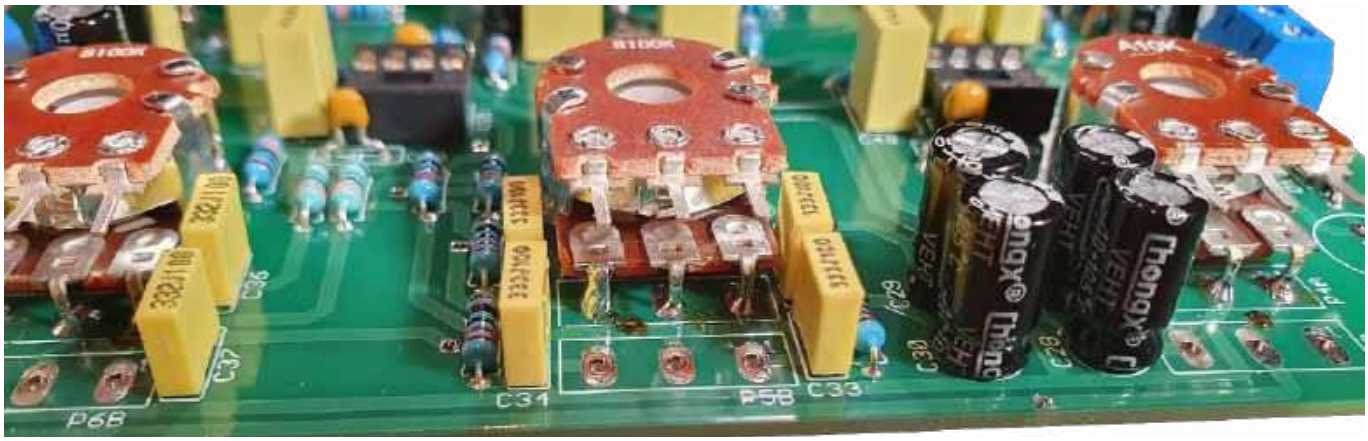
Rysunek 3. Schemat podłączenia mikrofonu lub źródła sygnału do zacisków złącza J1

płytki i również obficie zalać spoiwem lutowniczym. W pełni przylutowany, podwójny potencjometr można zobaczyć na **fotografii 5**. Taki montaż jest szybki i prosty, minimalizuje również długość koniecznych do wykonania połączeń.

Układ powinien być zasilany napięciem stałym, doskonale filtrowanym z tętnień i zakłóceń wszelakiego rodzaju (w tym pochodzących od zasilaczy impulsowych), najlepiej stabilizowanym – choć nie jest to konieczne, z punktu widzenia specyfiki jego działania, to stabilizacja bardzo dobrze tłumi zakłócenia pochodzące od zasilacza. Jeżeli źródłem zasilania jest akumulator, wówczas problem ten staje się nieistotny. Napięcie zasilające powinno zawierać się w przedziale 12…24 V z uwagi na minimalną wartość poprawnie przenoszonej amplitudy sygnału oraz wytrzymałość użytych elementów. Pobór prądu przy napięciu 12 V wyniósł około 20 mA.

Do zacisków złącza J1 można podłączyć zarówno mikrofon elektretowy (bez przedwzmacniacza), jak i źródło sygnału z tzw. wyjściem liniowym. **Rysunek 3** obrazuje, co i gdzie należy podłączyć w jednym i drugim przypadku. Podczas pracy

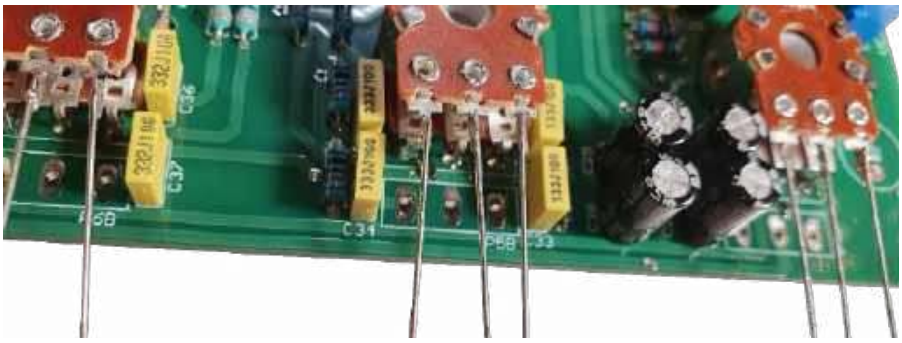
Fotografia 2. Potencjometry z zagiętymi „dolnymi" wyprowadzeniami



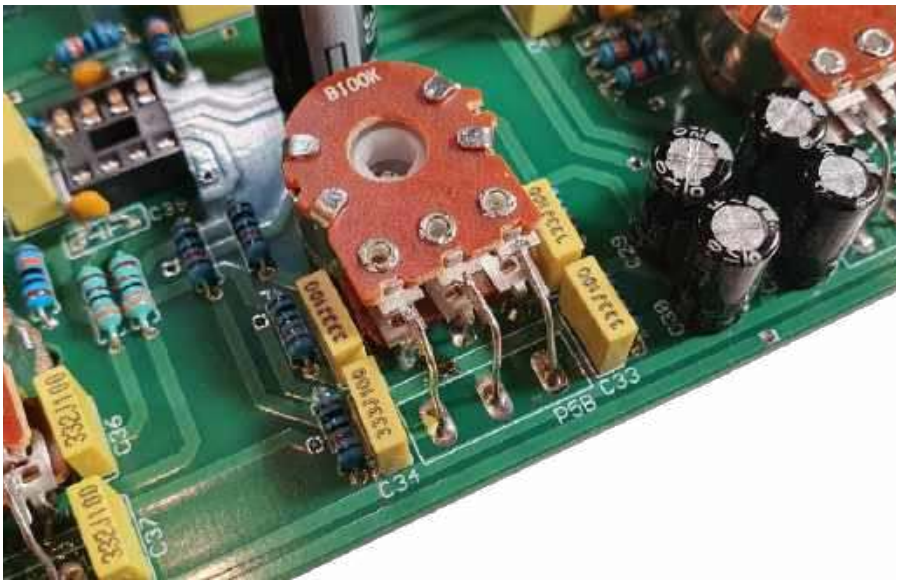
Fotografia 3. Przylutowane „dolne" wyprowadzenia

eprasa.pl 9ec3b90ffd

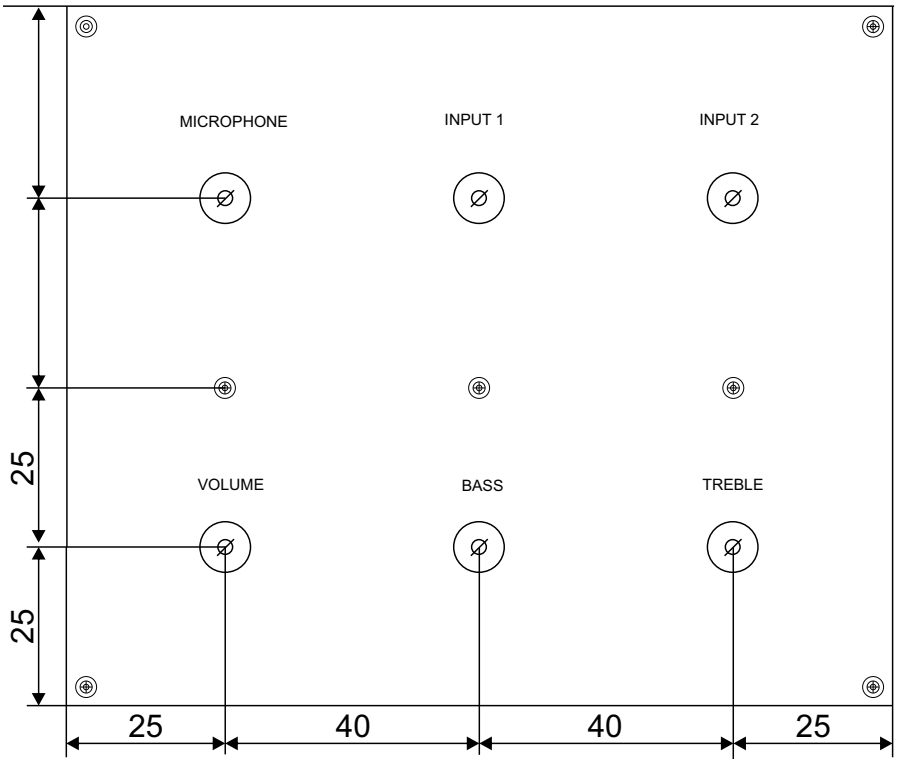
z mikrofonem zworka JP1 powinna być rozwarta, zaś kiedy nie potrzeba dodatkowego wzmocnienia – zwarta. Do zasilania mikrofonu jest używane napięcie równe połowie napięcia zasilającego. Typowe mikrofony elektretowe potrzebują napięcia nie wyższego niż 10 V, w takiej sytuacji układ powinien być zasilany napięciem o wartości 20 V lub niższej. Warto zwrócić na to uwagę, by nie uszkodzić swojego przetwornika.



Fotografia 4. Przedłużone „górne" wyprowadzenia potencjometrów



Fotografia 5. Efekt końcowy: zagięte i przylutowane przedłużone wyprowadzenia „górne"



Rysunek 4. Rozmieszczenie potencjometrów i otworów montażowych na powierzchni płytki

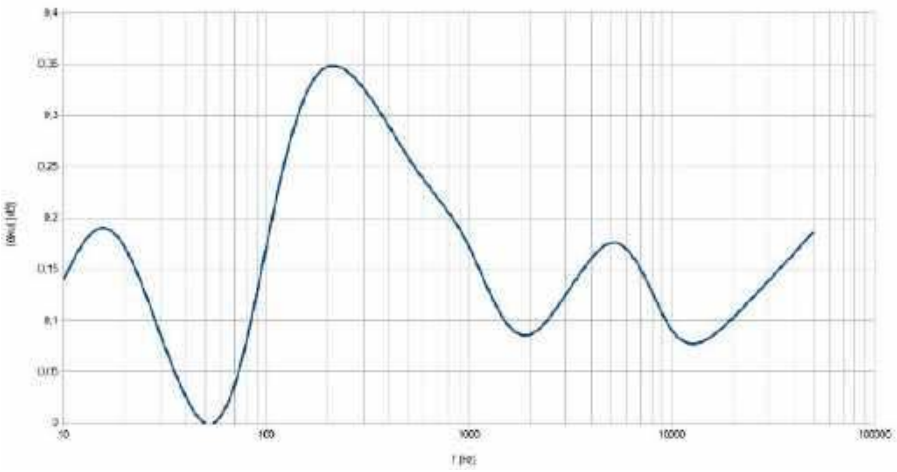
Układ został tak zaprojektowany, by stanowił zwartą całość. Jego płytkę można przykręcić do powierzchni czołowej dowolnej obudowy, wykorzystując do tego celu otwory montażowe oraz śruby mocujące potencjometry. Otworów montażowych jest łącznie siedem, z których cztery są umieszczone w rogach, w odległości 3 mm od krawędzi płytki. Lokalizację pozostałych trzech otworów oraz osi potencjometrów można odczytać z **rysunku 4**. Obudowy potencjometrów są połączone z masą układu, rozlaną na całej powierzchni płytki, za sprawą odsłoniętych spod maski lutowniczej obszarów wokół nakrętek mocujących ich osie.

W układzie prototypowym użyto wzmacniaczy operacyjnych typu TL082, które w mojej ocenie są bardzo dobrymi, niskoszumowymi układami o przystępnej cenie. Nic jednak nie stoi na przeszkodzie, by zastosować inne układy scalone o takiej samej topologii wyprowadzeń, choćby kultowe NE5532. Podobnie sprawa ma się z gałkami na osie potencjometrów – do regulacji głośności użyto pokręteł GAŁ-12477 w kolorze czerwonym, zaś do barwy dźwięku – niebieskich (GAŁ-7877) z oferty https://sklep.avt.pl. Można jednak użyć dowolnych innych manipulatorów, byleby nie kolidowały między sobą po nałożeniu na osie potencjometrów.

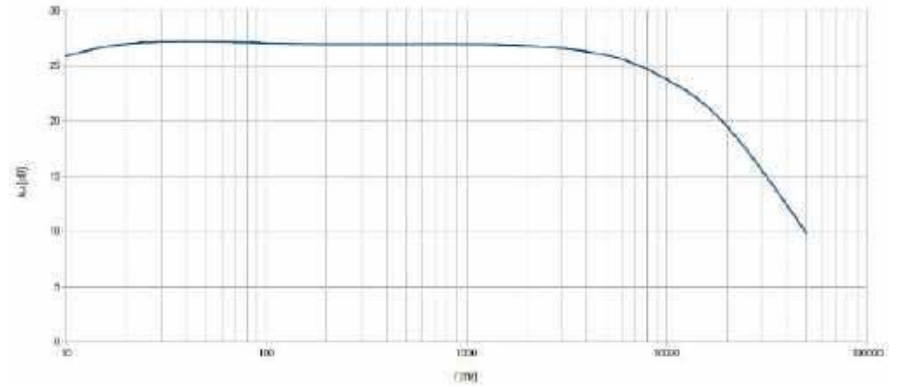
Na zmontowanym już układzie prototypowym wykonano kilka pomiarów. Doświadczenia przeprowadzone w trakcie testów wykazały, że przy napięciu 12 V, na wyjściu układu może pojawić się sygnał o wartości międzyszczytowej do 8,5 V. Z kolei przy 24 V ten limit wzrasta do 16,5 V. Mowa jest tutaj jedynie o zniekształceniach nieliniowych wynikających z „obcinania", z pominięciem wpływu efektu Slew Rate. Na szczęście ten parametr w przypadku TL082 ma wysoką wartość (do 20 V/μs), więc będzie mógł być odczuwalny jedynie przy składowych o bardzo wysokiej częstotliwości i amplitudzie. Wszystkie opisane dalej testy były prowadzone przy napięciu zasilającym równym 12 V, w temperaturze pokojowej, przy nieobciążonych wyjściach oraz pomijalnie małej impedancji źródła sygnału.

Pierwsza zmierzona charakterystyka miała na celu oszacowanie nierównomierności między dwoma kanałami tego samego wejścia. Na oba zaciski wejścia INPUT 1 podano ten sam sygnał o wartości międzyszczytowej 400 mV i zmieniającej się częstotliwości. Pokrętła głośności INPUT 1 i MASTER były ustawione na maksimum, zaś BASS i TREBLE

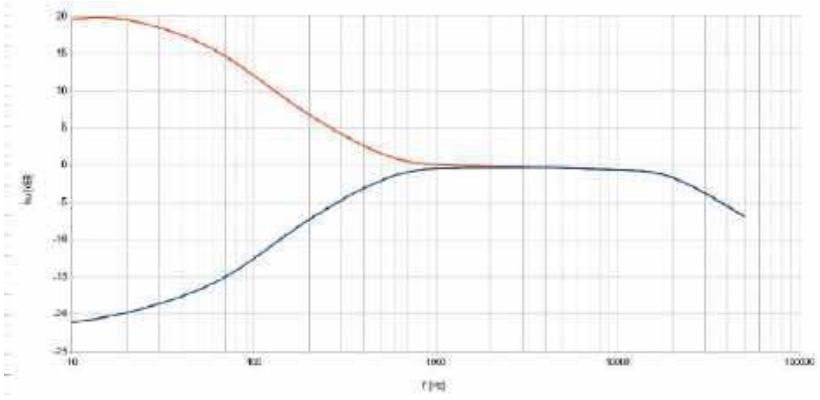
eprasa.pl 9ec3b90ffd



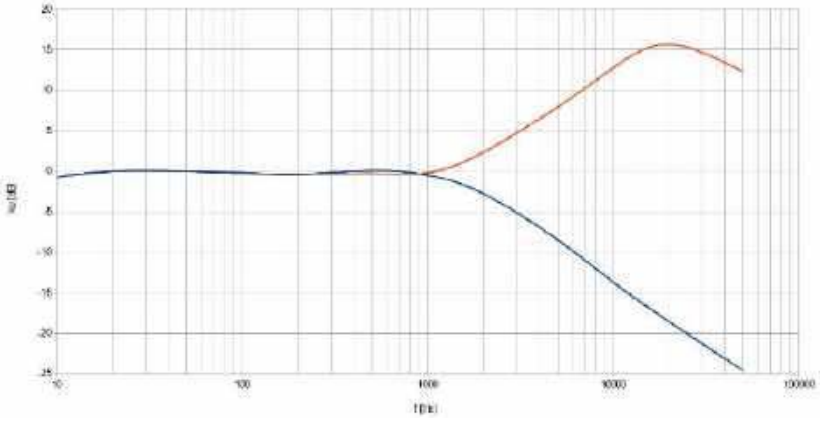
Rysunek 5. Charakterystyka częstotliwościowa różnic między kanałami wejścia INPUT 1



Rysunek 6. Charakterystyka częstotliwościowa wejścia mikrofonowego



Rysunek 7. Charakterystyka częstotliwościowa układu przy skrajnych położeniach potencjometru BASS



Rysunek 8. Charakterystyka częstotliwościowa układu przy skrajnych położeniach potencjometru TREBLE

w połowie. Różnica między uzyskanymi wzmocnieniami w obu kanałach została pokazana na **rysunku 5**, przy czym jest to wartość bezwzględna różnicy miar wyrażonych w skali decybelowej. Efekt jest nader dobry – różnica nie przekracza wartości 0,35 dB, czyli można ją uznać za nieistotną z punktu widzenia jakości odsłuchu. Układ nie będzie wprowadzał istotnych różnic między lewym i prawym kanałem.

Druga charakterystyka została wykreślona po podaniu napięcia 20 mVpp na wejście mikrofonowe i ustawieniu pokrętła głośności MICROPHONE na maksimum – pozostałe warunki bez zmian. Wzmocnienie w paśmie przepustowym można uznać za stałe, wynoszące 27 dB, które zaczyna spadać dla częstotliwości powyżej 10 kHz – **rysunek 6**. Przy użyciu tego wejścia jako bufora, bez wzmocnienia, pasmo pracy będzie znacznie szersze ponieważ zostanie zwarty kondensator C4, zawężający szerokość owego pasma.

Możliwości regulacji w zakresie niskich tonów można zobaczyć na charakterystyce, znajdującej się na **rysunku 7**. Linia czerwona obrazuje przebieg charakterystyki przenoszenia układu przy skrajnie prawym położeniu potencjometru BASS (TREBLE w połowie). Możliwe jest podbicie o ponad 20 dB względem poziomu neutralnego w zakresie najniższych tonów. Z kolei linia niebieska odzwierciedla przebieg tej charakterystyki przy osi tego potencjometru skręconej w lewo, co odpowiada stłumieniu. Jak widać, tłumienie może sięgać również około 20 dB. Wpływ tego regulatora zanika przy częstotliwościach od 1 kHz wzwyż.

Z kolei wpływ regulacji potencjometrem TREBLE (BASS w połowie) można zobaczyć na **rysunku 8**. Kolory linii są takie same, jak na poprzednim wykresie. Skrajnie prawe położenie – podbicie, czyli linia czerwona – umożliwia zwiększenie wzmocnienia wysokich tonów o około 15 dB. Z kolei stłumienie, obrazowane przez linię niebieską, również może sięgać około 15 dB na krańcu pasma częstotliwości słyszalnych. Tutaj z kolei widać wpływ tego filtru przy częstotliwościach wyższych od 1 kHz.

W obu wypadkach należy mieć na uwadze „naturalne" ograniczenie pasma przenoszenia układu, wynikające z zawężenia pasma przepustowego przez poszczególne jego bloki. Wartości częstotliwości granicznych zostały tak dobrane, że finalny układ, będący kaskadowym połączeniem kilku bloków (bufora, sumatora i korektora), ma dostatecznie szerokie pasmo przenoszenia, mogące objąć całe pasmo akustyczne z niewielkim zapasem.

Michał Kurzela, EP

eprasa.pl 9ec3b90ffd

AVT sklep

Najważniejsze parametry:
- Możliwość podłączenia dwóch układów slave o tym samym adresie do wspólnej szyny I²C.
- Prosta konfiguracja aktywnego kanału za pomocą zapisu pojedynczego rejestru.
- Napięcie zasilania: 2,3...5,5 V.
- Możliwość niezależnego odłączenia lub dołączenia zasilania do złączy obu szyn multipleksowanych.

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl

–––	Koncentrator czujników cyfrowych Grove (EP 9/2024)
AVT6050	Ekspander wyświetlacza 14 segmentowego LCD z interfejsem I²C (EP 7/2024)
AVT6045	Płytka rozwojowa do testów 14-segmentowego wyświetlacza LCD (EP 6/2024)
–––	24-bitowy sprzętowy licznik impulsów z interfejsem I²C (EP 5/2024)
AVT6038	Miniwyświetlacz LCD 4×10 znaków z podświetleniem i interfejsem I²C (EP 4/2024)
AVT6037	Pięciokanałowy termometr I²C (EP 4/2024)
AVT6025	Sterownik mikrosilników prądu stałego (EP 2/2024)

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

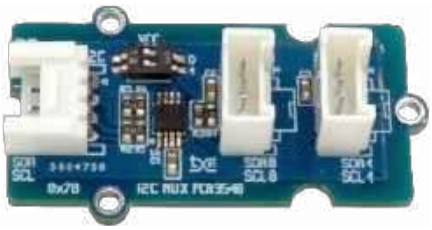
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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

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

Dwukanałowy multiplekser magistrali I²C zgodny z systemem Grove

Prezentowany układ to minimoduł dwukanałowego multipleksera magistrali I²C zgodny z systemem Grove. Projekt szczególnie przydatny w przypadku, gdy konieczne jest użycie dwóch układów slave, które nie oferują możliwości zmiany adresu. Przykładem takich układów mogą być czujniki oświetlenia z serii VEML, czujniki gazów SGP lub niektóre termometry STS adresowane fabrycznie. Dzięki szerokiemu zakresowi napięcia zasilania (2,3...5,5 V), układ współpracuje poprawnie z AVTDuino, STM32 Nucleo, Raspberry Pi i innymi platformami.



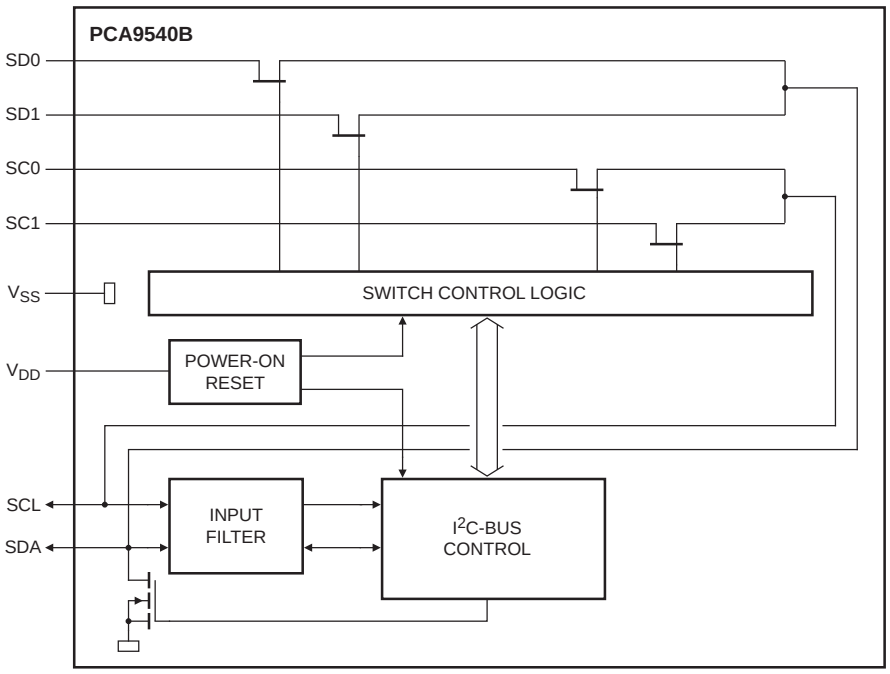
Moduł bazuje na scalonym multiplekserze magistrali I²C typu PCA9540B, którego schemat wewnętrzny pokazano na **rysunku 1**. Aktywny spośród dwóch dostępnych kanałów wybierany jest poprzez bezpośrednią konfigurację rejestru 0x70 magistrali I²C, a więc układ nie wymaga przy tym stosowania dodatkowych wyprowadzeń sterujących.

Schemat ideowy modułu pokazano na **rysunku 2**. Sygnały magistrali I²C wraz z zasilaniem doprowadzone są do złącza I²C. Dwa kanały wyjściowe multipleksera wyprowadzono na złącza I2C0, I2C1. Rezystory R1...R6 podciągają wstępnie sygnały magistral do linii zasilania, ich wartość można zoptymalizować w zależności od docelowego napięcia zasilania układu. Przełącznik DIP (PSB) umożliwia odcięcie zasilania VCC od napięć VCC0, VCC1, wyprowadzonych na złącza I2C0, I2C1. Jest to przydatne, gdy układy po stronie wyjściowej multipleksera mają własne zasilanie (napięciem takim samym lub o innej wartości niż napięcie modułu). W zwartej pozycji PSM do złączy I2C0, I2C1 doprowadzone jest zasilanie pierwotnej strony multipleksera.

Obsługa modułu odbywa się programowo – PCA9540B widoczny jest na magistrali pod adresem 0x70 i ma tylko jeden rejestr konfiguracyjny, który można odczytywać i zapisywać. Domyślnie po włączeniu zasilania obie magistrale wyjściowe pozostają odłączone, a rejestr 0x70 jest zainicjalizowany wartością 0x00. Zapis bajtu 0x04 wybiera magistralę I2C0, a – 0x05 magistralę I2C1. Zapis dowolnej z pozostałych wartości wyłącza obie magistrale.

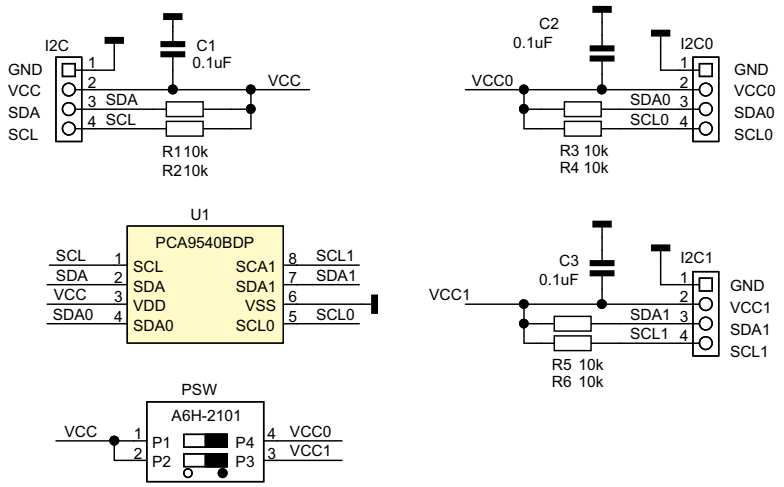
Moduł zmontowano na dwustronnej płytce drukowanej. Rozmieszczenie elementów pokazano na **rysunku 3**. Sposób montażu jest klasyczny i nie wymaga opisu. Gotowy moduł zaprezentowano na **fotografii tytułowej**.

Dla sprawdzenia modułu podłączonego do Raspberry Pi można zastosować narzędzia z pakietu i2ctools. Do wyjść I2C0/I2C1 modułu podłączone są dwa identyczne



Rysunek 1. Schemat wewnętrzny PCA9540B (za notą NXP)

eprasa.pl 9ec3b90ffd



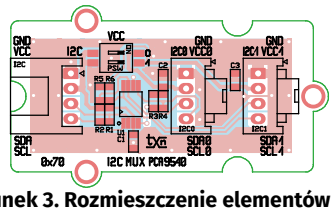
Rysunek 2. Schemat modułu

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1...R6: 10 kΩ (SMD 0603, 1%)

Kondensatory:
C1...C3: 100 nF (SMD 0603, X7R, 10 V)
Półprzewodniki:
U1: PCA9540BDP (TSSOP8)

Pozostałe:
I²C: złącze Grove kątowe (110990037)
I²C0, I²C1: złącze Grove proste (110990030)
PSW: przełącznik DIP2 Omron (A6H-2101)



Rysunek 3. Rozmieszczenie elementów

przetworniki temperatury STS, w których nie ma możliwości zmiany adresu. Poleceniem i2cdetect -y 1 sprawdzamy obecność modułu na magistrali:

```
pi@raspberrypi:~ $ i2cdetect -y 1
     0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  a  b  c  d  e  f
00:          -- 04 -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
10: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
20: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
30: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
40: -- -- -- -- -- -- -- -- UU -- -- -- -- -- -- --
50: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
60: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
70: 70 -- -- -- -- -- -- --
```

Po włączeniu zasilania PCA9540B widoczny jest pod adresem 0x70 i ma odłączone wyjścia multipleksera. Wybieramy aktywny kanał I2C0 poleceniem:

```
pi@raspberrypi:~ $ i2cset -y 1 0x70 0x04
```

Po ponownym skanowaniu magistrali poleceniem:

```
pi@raspberrypi:~ $ i2cdetect -y 1
```

widoczny jest przetwornik temperatury (dostępny poprzez szynę I2C0) oraz inne układy dostępne po „pierwotnej" stronie multipleksera:

```
     0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  a  b  c  d  e  f
00:          04 -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
10: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
20: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
30: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
40: -- -- -- -- 44 -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
50: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
60: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
70: 70 -- -- -- -- -- -- --
```

Aby wybrać drugi kanał I2C1, wykonujemy polecenie:

```
pi@raspberrypi:~ $ i2cset -y 1 0x70 0x05
```

i ponownie sprawdzamy magistralę:

```
     0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  a  b  c  d  e  f
00:          -- 04 -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
10: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
20: -- -- -- -- -- -- -- -- -- 29 -- -- -- -- -- --
30: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
40: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
50: -- -- -- -- 44 -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
60: -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- -- --
70: 70 -- -- -- -- -- -- --
```

Tym razem widoczne są czujniki z kanału I2C1. Jeżeli wszystko działa poprawnie, można moduł zastosować we własnej aplikacji.

Adam Tatuś, 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.

ulubionykiosk.pl

eprasa.pl 9ec3b90ffd

AVT sklep

W ofercie AVT*
AVT6066

Najważniejsze parametry:
- pasmo: KF 7 MHz (7085...7185 kHz)/40 m,
- pośrednia przemiana częstotliwości,
- odbiór i nadawanie sygnałów modulowanych jednowstęgowo (SSB),
- współpraca z zestawem słuchawkowo-mikrofonowym wyposażonym w przycisk PTT,
- zasilanie: pojedyncze 12 V (DC)/500 mA,
- PCB pasująca do obudowy Z78.

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl

AVT6066	TRX Ewa 40 m – transceiver QRP początkującego krótkofalowca (EP 1/2025)
AVT5990-1,2,3	Odbiornik nasłuchowy na pasmo KF 80 m „Kubuś" (EP 1–2–4/2024)
AVT6017	RX Ewa 40 m – odbiornik początkującego radioamatora (EP 12/2023)
AVT5900	Dwupasmowy odbiornik nasłuchowy KF RX Wiesia 80/40 m (EP 11/2021)
AVT3198	Modułowy odbiornik nasłuchowy na pasma 80 m i 40 m „Dosia" – mikroprocesorowy moduł kontrolno-sterujący (EP 2–3/2020)
AVT3230	Czteropasmowy odbiornik "Staś" – odbiornik CW/SSB początkującego nasłuchowca (80/40/30/20 m) (EdW 8/2018)

* **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**.

TRX Ewa 40 m – transceiver QRP początkującego krótkofalowca (2)

Pomimo łatwej dostępności fabrycznych transceiverów KF o mocy rzędu 100 W, konstrukcje małej mocy (QRP) są chętnie budowane oraz zabierane na wakacje czy urlopy. Praca z niewielką mocą, na własnoręcznie wykonanym, prostym i małogabarytowym urządzeniu zasilanym z akumulatora daje dużo przyjemności, nie tylko początkującym krótkofalowcom.

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

Fotografia 1. Widok zmontowanego urządzenia od przodu

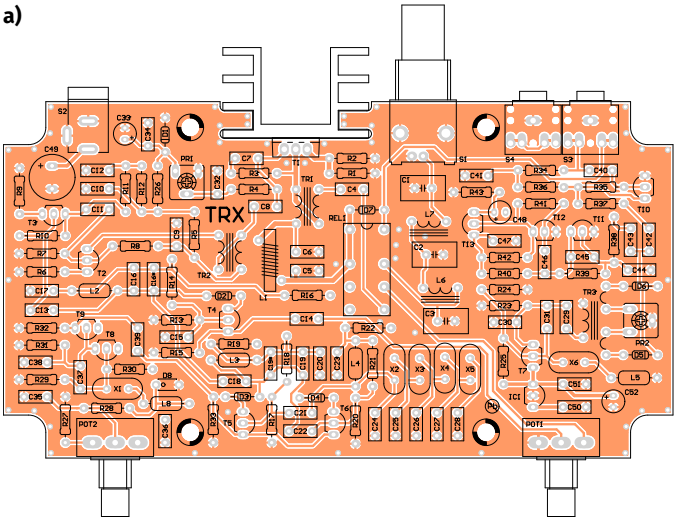
Montaż i uruchomienie

Prototypowy układ zmontowano na płytce laminowanej o wymiarach około 148×79 mm, w której zostały wyfrezowane pola lutownicze.

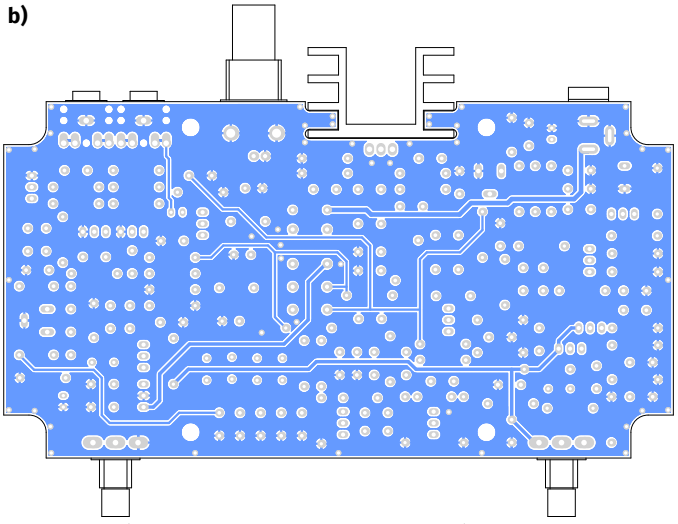
Do tego celu autor użył wykrojnika zrobionego z dwóch złamanych wierteł 2 mm: prowadzące, czyli to, które jest w uchwycie wiertarki, zostało zaostrzone, a drugie – oddalone o ok. 2 mm – zeszlifowane tak, aby skrawało miedź. Odstęp między nimi powstał poprzez owinięcie obydwu wierteł drutem miedzianym o średnicy ok. 0,7 mm, zwój przy zwoju. Całość owinięto takim samym drutem, a następnie zalano cyną. Jest to najprostszy wykrojnik do wykonania z użyciem szlifierki.

Docelowy układ minitransceivera został zmontowany na profesjonalnie przygotowanej, dwustronnej płytce drukowanej AVT6066 (**rysunki 3a** i **3b**), przystosowanej do dostępnej na rynku, tworzywowej obudowy ABS Z78 (85×154×43 mm). Składa się ona z dwóch części, a łączenie

a)

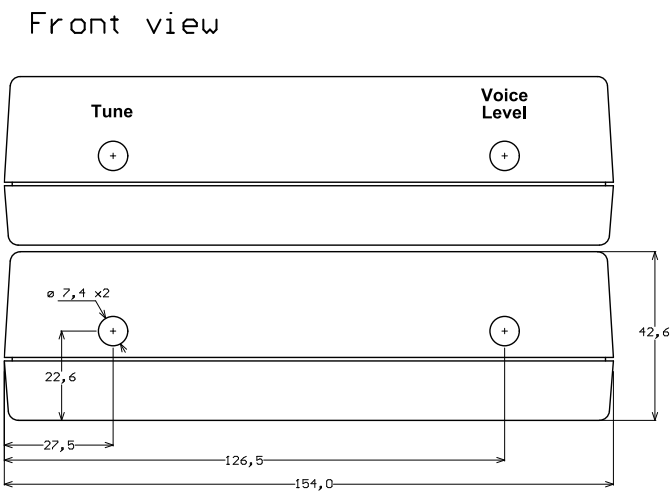


b)

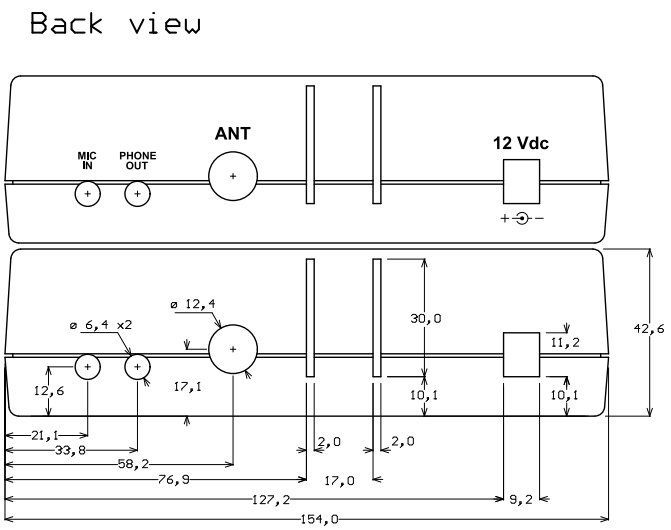


Rysunek 3. Rozmieszczenie elementów na dwustronnej płytce drukowanej AVT4066 (a – strona TOP, b – strona BOTTOM)

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Rysunek 4. Szkic rozmieszczenia otworów na przedniej ściance obudowy



Rysunek 5. Szkic rozmieszczenia otworów na tylnej ściance obudowy

dolnej i górnej pokrywy odbywa się za pomocą czterech wkrętów. Przednia ścianka zawiera dwa otwory przystosowane do przykręcenia potencjometrów: POT 1 z prawej strony (tłumik) i POT2 z lewej (strojenie).

Ścianka tylna zawiera otwory na radiator oraz cztery otwory na gniazda przystosowane do montażu na PCB: antenowe UC1, dwa mini jack (do zestawu multimedialnego: mikrofon elektretowy + słuchawki) i DC/12 V (o takiej średnicy gniazda, aby pasowało do posiadanego zasilacza 12 V).

Orientacyjny szkic rozmieszczenia otworów, które należy wykonać we własnym zakresie w obudowie Z78, jest pokazany na **rysunkach 4** i **5**.

Uruchomienie urządzenia nie odbiega od standardowych działań wykonywanych podczas uruchamiania podobnych układów tego typu, pod warunkiem niepopełnienia błędu montażowego, bo konsekwencją może być kłopot z wylutowaniem elementów.

Płytka drukowana AVT 6066 jest bardzo dobrej jakości, zawiera duże powierzchnie masy i metalizację otworów. Dwustronny druk może okazać się także wadą, gdyż metalizacja otworów bardzo utrudnia wylutowywanie elementów dobieranych – szczególnie tych, które połączone są z masą. Trzeba trochę wprawy i stacji lutowniczej z dobrym odsysaczem cyny, aby nie zniszczyć niektórych punktów lutowniczych.

Aby montaż elementów elektronicznych nie przysporzył kłopotów, dobrze jest przed wlutowaniem komponentów sprawdzić ich wartości. Wlutowywanie zmierzonych podzespołów zaczynamy od gabarytowo najniższych: rezystory, diody, dławiki, kondensatory, tranzystory…

Pod rezonatory kwarcowe warto położyć podkładki silikonowe lub wycięte z innego materiału izolacyjnego (np. papieru, preszpanu). Aby nie dopuścić do ew. zwarć z ich metalową obudową, można też nie wciskać do oporu rezonatorów (pozostawić niewielki odstęp).

Przed wlutowaniem wskazane jest sprawdzenie rezonatorów pod kątem odchyłek częstotliwości. Warto wybrać z większej liczby dostępnych rezonatorów te, które mają najmniejszą różnicę (z odchyłką mniejszą niż 100 Hz, a w miarę możliwości nawet 50 Hz). Rezonator o najniższej częstotliwości można zastosować do pilota BFO, czyli jako X6. Tę operację można przeprowadzić w zmontowanym układzie generatora z tranzystorem T7, a miernik częstotliwości można dołączać do jednego z uzwojeń wtórnych TR3.

Fotografia 2. Tylny panel TRX-a

Najwięcej czasu pochłonie wykonanie niezbędnych elementów indukcyjnych. Dobrze jest mieć pod ręką miernik indukcyjności czy choćby przystawkę do multimetru elektronicznego, aby skontrolować indukcyjność uzwojeń cewek oraz dławików. Do wykonania transformatorów i obwodów rezonansowych zostały użyte łatwo dostępne rdzenie toroidalne Amidon (nie muszą być oryginalne, ważne, by miały odpowiednią wartość AL, czyli liczbę zwojów przypadającą na 1 nH): FT37-43 (9,5×4,75×3,3 mm; AL=420; czarny) i T37-2 (9,53×5,21×3,25 mm; AL=4; czerwony). Poszczególne uzwojenia należy wykonać wg opisu zamieszczonego w wykazie elementów.

Na samym początku wskazane jest sprawdzenie (za pomocą częstościomierza) częstotliwości generatorów VXO i BFO poprzez niewielkie pojemności sprzęgające lub poprzez nasłuch na pobliskim odbiorniku HF. Przy prawidłowo dobranych wartościach elementów generatora VXO częstotliwość w lewym skrajnym położeniu potencjometru strojenia będzie zbliżona do 17100 kHz, a w prawym – do 17185 kHz. Zakres przestrajania generatora zależy w największym stopniu od wartości dławika L8 (zwiększenie jego indukcyjności obniża częstotliwość początkową). W miarę potrzeby zakres od dołu można zawęzić poprzez dobranie wartości R27 (na początek można wstawić zworę z drutu).

W każdym przypadku zaleca się, aby najpierw zmontować i uruchomić stronę odbiorczą. Odbiornik powinien ruszyć od razu po włączeniu zasilania i dołączeniu anteny. Najlepiej jest uruchamiać RX w porze dobrej aktywności na 40 m, np. podczas zawodów.

REKLAMA

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Fotografia 3. Prototyp urządzenia

Fotografia 4. Finalny model transceivera

Maksymalne wzmocnienie wzmacniacza m.cz., które ma bardzo duży wpływ na czułość odbiornika, uzyskuje się przy takich wartościach R39 i R41, aby napięcia na kolektorach współpracujących tranzystorów T11 i T12 były zbliżone do 6 V (czyli do połowy napięcia zasilania). Jeżeli napięcie na kolektorze będzie niższe niż 6 V, należy zwiększyć wartość rezystora bazowego (a zmniejszyć przy wyższym napięciu). Podwyższenie poziomu wzmocnienia jest też możliwe poprzez zwiększenie wartości kondensatora C46, np. do 470 nF lub więcej.

Na nieco bardziej skomplikowane wygląda uruchomienie strony nadawczej. Podczas montażu końcowego tranzystora T1 nie należy zapomnieć o przykręceniu jego obudowy do radiatora poprzez podkładkę teflonową lub mikową oraz drugą podkładkę pod śrubę M3 mocującą tranzystor do radiatora. Wskazane jest zastosowanie kondensatorów C1...C4 na wyższe napięcie niż powszechnie stosowane kondensatory ceramiczne na 60 V. Takie właśnie zastosowano w układzie prototypowym i nie stwierdzono problemów, ale przy większej mocy wyjściowej, w niekorzystnych warunkach obciążenia, elementy te mogą ulec przebiciu.

Jak wiadomo, pomiaru wartości prądu spoczynkowego stopnia końcowego można dokonać poprzez pomiar spadku napięcia na rezystorach R1 i R2, a potem wyznaczyć natężenie prądu korzystając z prawa Ohma. Podobną operację w stosunku do drivera można przeprowadzić mierząc spadek napięcia na rezystorze R6.

Ważne jest, by na początku (bez użycia mikrofonu) suwak PR1 był w skrajnym położeniu w pobliżu masy. Poprzez stopniowe zwiększanie napięcia na bramce T1 do około 3,6 V doprowadzamy do stanu, w którym napięcie na rezystorach R1 i R2 dojdzie do wartości około 40...60 mV (co odpowiada wartości prądu 80...120 mA).

W stopniu końcowym nie było konieczności stosowania odsprzężenia C7-R3, bo układ pracował bez podwzbudzeń (na wszelki wypadek pozostał ten dwójnik na płytce, jest widoczny na schemacie).

Sprawdzenie mocy nadajnika może ułatwić „rozrównoważenie" modulatora i podanie sygnału fali nośnej. W tym celu wystarczy doprowadzić do diod D5 i D6 napięcie zasilania poprzez rezystor rzędu 10 kΩ. Oprócz sprawdzenia czy strojenia nadajnika sposób ten jest często wykorzystywany do pracy telegrafią (np. po użyciu klucza do przerywania zasilania).

Na jakość modulacji ma wpływ poziom sygnału m.cz. z mikrofonu (w zależności od zastosowanego egzemplarza wkładki elektretowej oraz wartości rezystora R34 (10...22 kΩ) zasilającego wkładkę. Optymalne napięcie DC na mikrofonie powinno wynosić około 6 V, co odpowiada połowie napięcia zasilania.

Duży wpływ na jakość sygnału nadawanego i odbieranego ma też właściwe ustawienie fali nośnej z generatora BFO na zboczu charakterystyki filtru kwarcowego (poprzez zmianę wartości indukcyjności dławika L5). Właściwą regulację może zapewnić cewka z wkręcanym rdzeniem ferrytowym, np. około 60 zwojów drutu DNE0,2 na korpusie 6 mm.

Jakość sygnału nadawanego można obserwować na oscyloskopie (lub lepiej na analizatorze widma) albo zweryfikować ją najprościej, czyli metodą na słuch za pomocą odbiornika przy obciążeniu gniazda antenowego rezystorem 50 Ω, np. poprzez 2 rezystory po 100 Ω/2 W połączone równolegle.

Nadajnik można uruchamiać z miernikiem mocy w.cz. lub z użyciem sztucznego obciążenia 50 Ω w połączeniu np. z sondą w.cz. czy oscyloskopem.

Jedną z czynności, którą trzeba będzie wykonać podczas uruchamiania nadajnika, jest ustawienie prądu spoczynkowego tranzystora T1 (potencjometrem PR1) oraz zrównoważenie modulatora na minimum fali nośnej (potencjometrem PR2). Jest to dość precyzyjna regulacja, dlatego łatwiej jest ustawić te parametry za pośrednictwem wielozwojowych potencjometrów montażowych, choć ostatecznie można też wykorzystać standardowe elementy. Dopiero po upewnieniu się, że sygnał wyjściowy SSB ma dobrą jakość, można dołączyć antenę na pasmo 40 m i wyjść w eter.

Korespondenci nie mieli zastrzeżeń do stabilności częstotliwości oraz większych uwag co do jakości sygnału nadajnika. Oczywiście przydałaby się większa moc nadawania oraz możliwość lepszego dostrajania (np. za pomocą potencjometru wieloobrotowego; zastosowanie zwykłego potencjometru wynikało z oszczędności).

Pomimo niedogodności związanych także z brakiem skali, urządzenie warte jest wykonania w prezentowanej wersji „kieszonkowej", bardzo wygodnej do zabrania w teren.

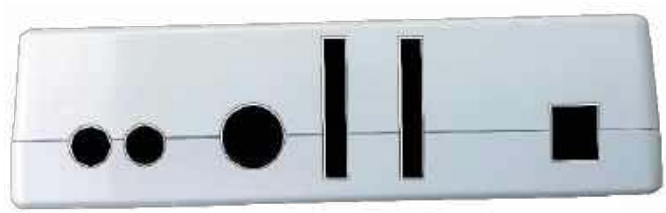
Testy transceivera potwierdziły, że odbiornik – choć nie zawiera automatycznej regulacji wzmocnienia – stanowi dość mocną stronę tej konstrukcji. Odbiornik jest czuły, sygnał o poziomie 0,5 μV jest dobrze odbierany w słuchawkach, wystarczająca okazuje się też jego selektywność. Dźwięk jest bardzo przyjemny i nie zawiera niepożądanych produktów mieszania, czyli tzw. ptaszków.

Nadajnik w oryginalnej wersji został uruchomiony bez problemów i nie zauważono przypadku wzbudzania się układu.

Wytłumienie fali nośnej bez potencjometru (zamiast PR2 zastosowano początkowo zworę z drutu) wynosiło około 30 dB, pomimo kilkupunktowego doboru diod modulatora oraz bardzo starannego nawinięcia transformatora różnicowego. Pomógł wstawiony potem pomiędzy diody D3 i D4, wieloobrotowy potencjometr montażowy. Po regulacji wytłumienie fali nośnej wzrosło

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Fotografia 5. Obudowa z wykonanymi otworami (widok z przodu)



Fotografia 6. Obudowa z wykonanymi otworami (widok z tyłu)

do 40 dB, co – według literatury – jest wartością maksymalną, jaką można otrzymać w układzie modulatora dwudiodowego.

Nadajnik nie zapewnia co prawda sygnału SSB bardzo dobrej jakości, ale uznać go można za zadowalający jak na tak proste, wakacyjne urządzenie. Dużą zaletą tej konstrukcji, oprócz prostoty, jest stabilny generator XVO oraz liniowa praca stopnia końcowego, który pozwala na uzyskanie bez specjalnych kłopotów około 4 W mocy wyjściowej na obciążeniu 50 Ω, przy zasilaniu 13,8 V (w zakresie 11...12 V spada ona do około 2 W). Nie było także większych zastrzeżeń co do jakości modulacji.

Możliwości zmian i usprawnień

W urządzeniu będą pracowały z powodzeniem również inne posiadane bipolarne tranzystory przewlekane n-p-n w obudowach TO-92 np. 2N2222 czy 2N3904. Ważne jest, by miały częstotliwość graniczną ponad 100 MHz i niezbyt duże wzmocnienie. Tranzystory BC547 mają wzmocnienie od około 80 do 800 i dlatego najbardziej odpowiednie będą te z literą B, których współczynnik β wynosi około 220.

Także w stopniu mocy można zastosować inne tranzystory MOSFET w obudowach TO-220 z serii IRF, np. IRF510 czy IRF530 (wymagającego napięcia na bramce mniejszego niż około 2,6 V).

Ważne jest chłodzenie tranzystora końcowego. Nie musi być tutaj zastosowany radiator DY-AM/3, czerniony z gwintowanym otworem M3, jak podano w opisie. W układzie z powodzeniem sprawdzi się np. radiator A22139 (30×20×32 mm), ale należy wywiercić otwór montażowy pod tranzystor. Ostatecznie może być to nawet wygięty odcinek płaskownika aluminiowego o grubości ok. 2 mm.

Przewidziane zastosowanie pętli sprzężenia napięciowego między bazą i kolektorem co prawda obniża wzmocnienie, ale może być niezbędne w przypadku wzbudzeń z rzeczywistą anteną (rezystor 0,5...1 kΩ i kondensator 100 nF, połączone w szereg); warto sprawdzić, czy jest to konieczne, bo w układzie modelowym nie było potrzeby użycia takiego dwójnika i moc wyjściowa nieco wzrosła.

W driverze zamiast BS170 można zastosować tranzystor bipolarny 2N3866 (z doświadczenia wynika, że pracuje lepiej niż 2N2219 – wykazuje charakterystykę liniową i daje około 20 dB wzmocnienia). Wzmocnienie można regulować, dobierając rezystor w sprzężeniu w emiterze – 4,7 Ω. Układ pobierał około 35...40 mA prądu z zasilacza, więc na tranzystor można nałożyć mały radiator cylindryczny, np. typu „helikopter".

W urządzeniu można zastosować inne wartości rezonatorów kwarcowych, które zapewnią pokrycie wymaganego zakresu pasma amatorskiego. Niektórzy Czytelnicy zapewne będą chętni, by przystosować TRX-a do pracy w paśmie 80 m i dobiorą rezonatory, aby osiągnąć pokrycie najbardziej „uczęszczanego" wycinka SSB, czyli 3,70...3,75 MHz.

Można wyliczyć w programie komputerowym potrzebne wartości pojemności filtru drabinkowego, w zależności od zadanej częstotliwości, szerokości filtru i jego charakterystyki oraz impedancji we/wy, aby uzyskać najbardziej optymalną charakterystykę filtru.

Warto zwrócić uwagę, że pomiędzy potencjometrami POT1 i POT2 jest miejsce na typowy wyświetlacz częstotliwości. Można to wolne miejsce na przedniej ściance zagospodarować także do zamocowania podwójnego przełącznika, który zastąpi funkcję przekaźnika RLA lub wstawić przełącznik PTT zamiast powszechnie stosowanego przycisku o tej funkcji, znajdującego się na mikrofonie.

Nieodłącznym elementem transceivera jest antena. Do pracy w paśmie 40 m można użyć popularnego dipola 2×10 m lub innej anteny zasilanej kablem koncentrycznym. Jednak nie pomoże nawet najlepsza antena, jeżeli w danym momencie nie będzie dobrej propagacji. Trzeba pamiętać, że pasmo 40 m (7,0...7,2 MHz) jest często nazywane pasmem europejskim, a jego warunki propagacyjne zależą między innymi od pory roku. W ciągu dnia, koło południa, można usłyszeć stacje polskie, głównie w okresie letnim, gdy brakuje propagacji w paśmie 80 m. Ranem w zimie słychać wiele stacji zamorskich z kierunku zachodniego, a wieczorami – zamorskie z kierunku wschodniego. Obserwuje się wyraźną poprawę propagacji w strefie półmroku, a około północy słychać łączności DX-owe. Jak widać, nie ma pewnej propagacji (podobnie jest z pogodą), ale to właśnie cały urok radioamatorstwa.

Warto dodać, że skonstruowane urządzenie we współpracy z anteną EFHW (End-Fed Horizontal Wires) przyniosło konstruktorowi wiele zadowolenia. Sprawdziły się autorskie rozwiązania, głównie VXO (stabilny i szeroki zakres pracy) i dwukierunkowy mieszacz tranzystorowy w połączeniu z filtrem pasmowym. Cały układ TRX-a okazał się dość prosty w uruchomieniu i nadaje się w sam raz dla początkującego radioamatora, dla którego konstruowanie nie sprowadza się wyłącznie do wlutowania elementów.

Przydatność urządzenia została potwierdzona podczas łączności z krótkofalowcami, między innymi przez Jerzego SQ7JHM, który jako pierwszy po autorze odwzorował z powodzeniem opisany transceiver (TNX).

Udanych eksperymentów i wielu DX-ów!

Andrzej Janeczek SP5AHT
sp5aht@swiataradio.pl

REKLAMA

eprasa.pl 9ec3b90ffd

AVT sklep

W ofercie AVT*

AVT6071

Najważniejsze parametry:
- konwersja sygnału stereofonicznego z wejścia niezbalansowanego na symetryczne,
- zasilanie: 2×15 V (AC)/min. 0,2 A (lub 2×18 V (AC) po wymianie elementów – patrz opis),
- regulacja poziomu sygnału za pomocą potencjometru stereo,
- wbudowany wskaźnik zasilania (dioda LED).

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl

–––	Stereofoniczny odbiornik linii symetrycznej audio (EP 4/2018)
AVT1921	Desymetryzator audio (EP 8/2016)
AVT5438	SYM_Line – nadajnik i odbiornik – transmisja sygnału audio linią symetryczną (EP 3/2014)
AVT2645	HiEnd-owy (de)symetryzator audio. Uniwersalny moduł symetryczny (EdW 7/2002)

* **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.

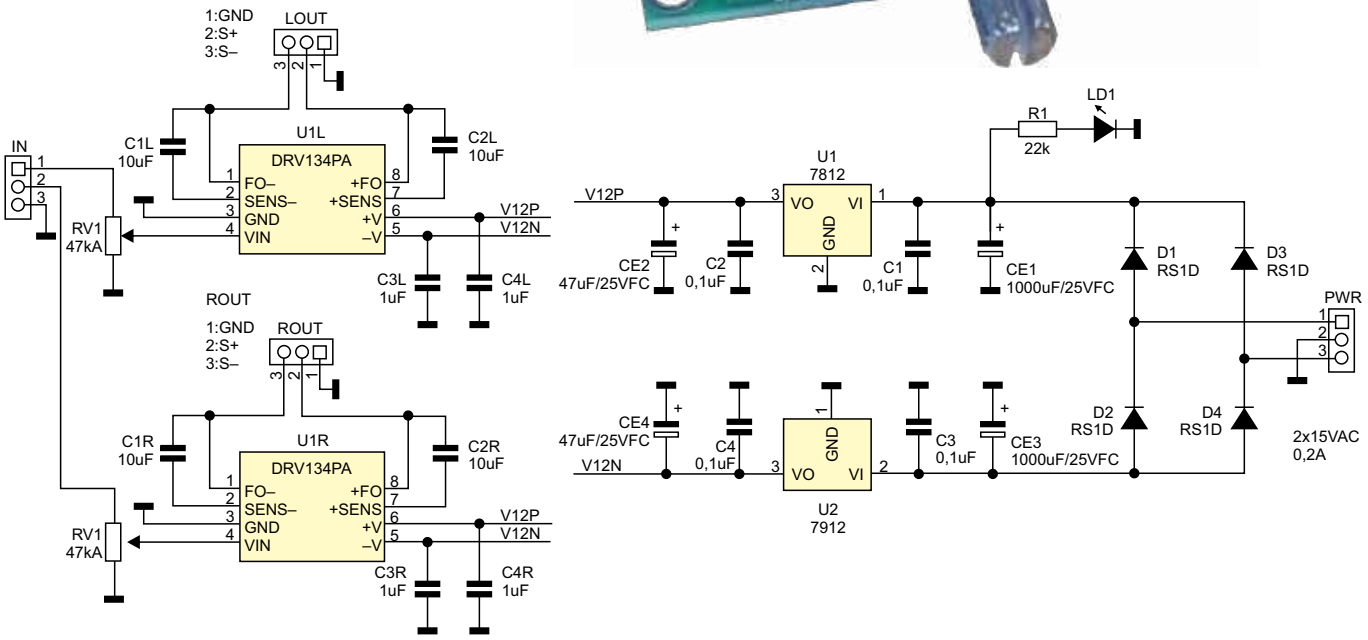
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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**.

Symetryzator – odwracacz fazy audio

Moduł został opracowany w celu uzupełnienia układów współczesnych, cyfrowych końcówek mocy, np. TPA3251 czy TPA3116, wymagających sterowania ze źródła sygnału symetrycznego (najlepiej o niewielkiej rezystancji wyjściowej) do osiągnięcia optymalnych parametrów. Można go oczywiście zastosować do połączenia komercyjnego sprzętu audio z wyjściami niesymetrycznymi, z profesjonalnymi kartami muzycznymi, mikserami lub wzmacniaczami wyposażonymi tylko w wejścia symetryczne.



Rysunek 1. Schemat ideowy modułu

Wykaz elementów:

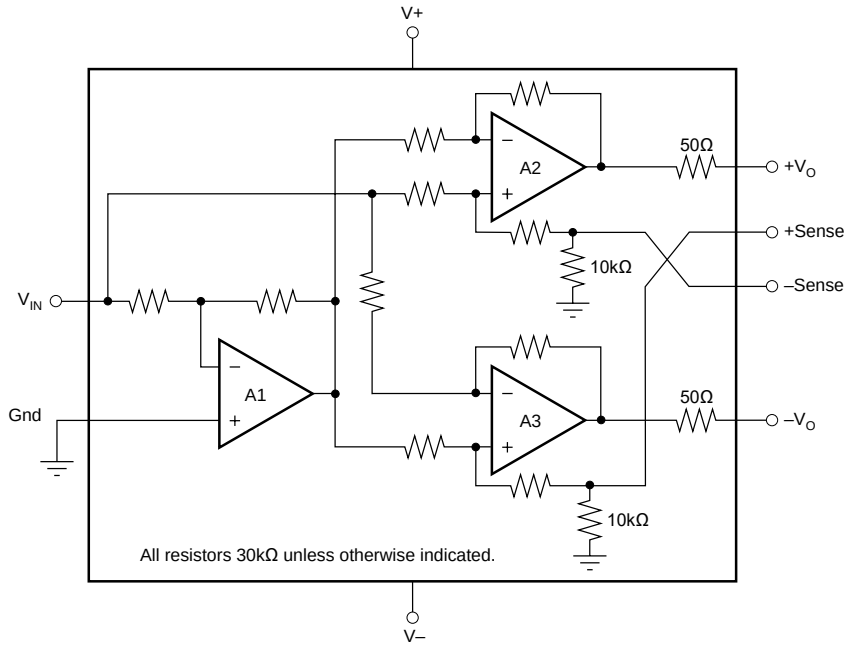
Rezystory:
R1: 22 kΩ (SMD 0805, 5%)
RV1, RV1: potencjometr 47 kΩ (charakterystyka A, np. T1615, RK27 lub podobny)

Kondensatory:
C1...C4: 100 nF (SMD 0805, 50 V, X7R)
C1L, C1R, C2L, C2R: 10 µF (foliowy THT, R=5 mm)
C3L, C3R, C4L, C4R: 1 µF (SMD 0805, 50 V, X7R)
CE1, CE3: 1000 µF/25 V FC (elektrolityczny THT, R=5 mm, fi=12 mm, low ESR)
CE2, CE4: 47 µF/25 V FC (elektrolityczny THT, R=2,5 mm, low ESR)

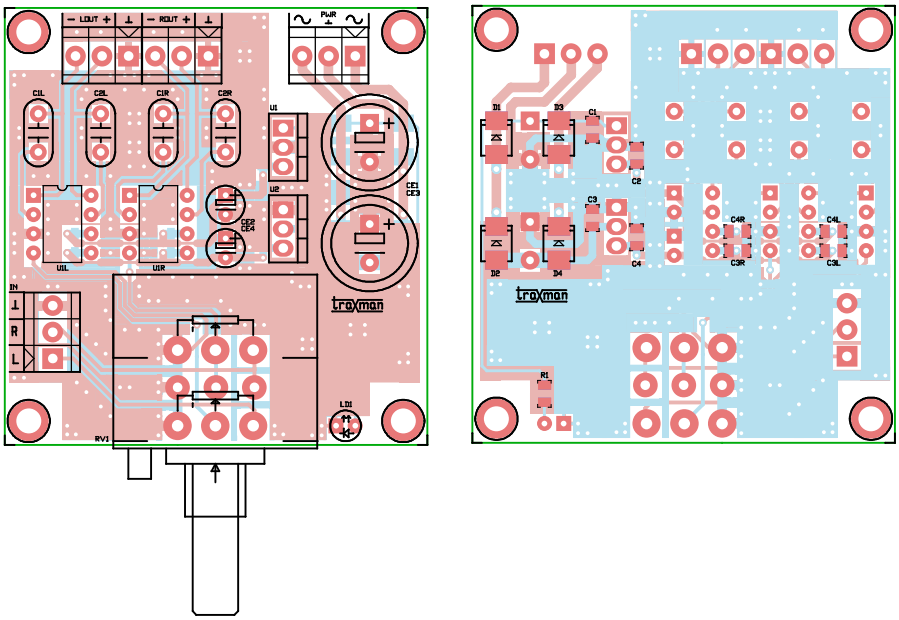
Półprzewodniki:
D1...D4: szybka dioda prostownicza RS1D (SMB)
LD1: LED (THT, fi=3 mm)
U1: 7812 (TO-220)
U2: 7912 (TO-220)
U1L, U1R: DRV134PA (lub SSM2142 / THAT1446, DIP8)

Pozostałe:
IN, LOUT, ROUT, PWR: złącze ARK3, R=5 mm (DG381-3.5-3)

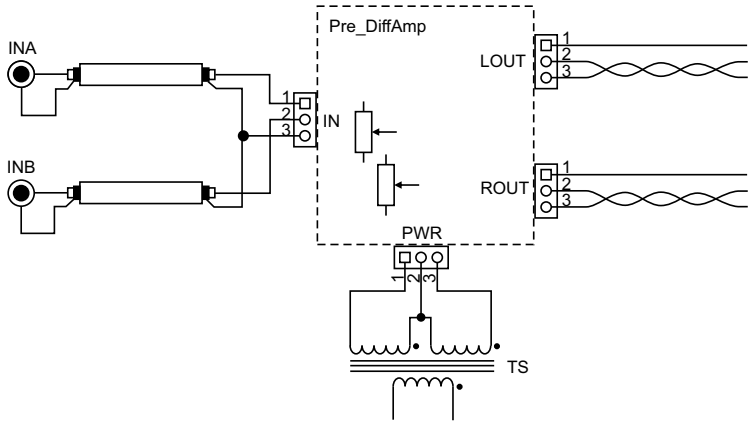
eprasa.pl 9ec3b90ffd



Rysunek 2. Struktura wewnętrzna DRV134 (za notą TI)



Rysunek 3. Rozmieszczenie elementów na płytce modułu (a – strona TOP, b – strona BOTTOM)



Rysunek 4. Schemat podłączenia modułu

Schemat symetryzatora/odwracacza fazy zaprezentowano na **rysunku 1**.

W układzie zastosowano specjalizowane nadajniki linii symetrycznej DRV134 firmy Texas Instruments (zamiennikami są wycofane, ale jeszcze dostępne SSM2142 oraz wciąż produkowane THAT1646). Niesymetryczny sygnał audio trafia ze złącza IN poprzez potencjometr RV1 (odpowiedzialny za regulację poziomu) do układów U1L/R, w których odbywa się symetryzacja sygnału. Strukturę wewnętrzną DRV134 pokazano schematycznie na **rysunku 2**. Dzięki kalibracji rezystorów w obwodach odwracaczy nie trzeba martwić się o błąd symetrii sygnału. Duża wydajność prądowa, odporność na zwarcia wyjścia oraz możliwość pracy z silnymi sygnałami wejściowymi i wyjściowymi idealnie pasują do zastosowania opisywanego układu w roli odwracacza/symetryzatora oraz przedwzmacniacza sterującego symetrycznym wejściem końcówki mocy.

Symetryczny sygnał wyjściowy doprowadzony jest do złączy L/ROUT. Układ uzupełnia typowy zasilacz symetryczny ±12 V. Zasilające napięcie zmienne ze złącza PWR prostowane jest szybkim mostkiem prostowniczym, filtrowane kondensatorami o niskim ESR i stabilizowane przez LDO U1/U2. Pozostałe kondensatory odsprzęgają napięcia zasilania, LD1 sygnalizuje jego obecność. Do zasilania układu wystarcza niewielki transformator 2×12 V/min. o obciążalności min. 0,2 A i mocy 6...8 VA. Jeżeli zależy nam na uzyskaniu maksymalnego poziomu wyjściowego, można zasilacz ±12 V zastąpić zasilaczem ±15 V poprzez wymianę stabilizatorów na parę układów 7815/7915, wyposażonych w niewielkie radiatory, podniesienie napięć pracy kondensatorów CE1/3 do 35 V oraz zasilenie układu napięciem 2×18 V (AC).

Moduł zmontowano na dwustronnej płytce drukowanej, opis montażu jest raczej zbędny. Rozmieszczenie elementów pokazano na **rysunkach 3a** i **3b**, a zmontowany moduł – na **fotografii tytułowej**.

Płytka została przewidziana do montażu typowego potencjometru stereo PT1615 oraz wyższej jakości RK27 ALPS – wybór zależy od końcowych wymagań aplikacji. Przykładowy schemat podłączenia można zobaczyć na **rysunku 4**.

Po zmontowaniu i uruchomieniu układu można zabrać się do praktycznego wykorzystania modułu, pamiętając oczywiście, że nie wszyscy sąsiedzi muszą posiadać taki sam gust muzyczny…

Adam Tatuś, EP

www.facebook.com/ElektronikaPraktyczna

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Najważniejsze parametry:
- zasilanie: 5 V DC,
- dwa tryby pracy: bistabilny i monostabilny z programowalną długością impulsu,
- prosta konstrukcja oparta na mikrokontrolerze PIC12F675,
- wyjście przekaźnikowe,
- wbudowany przełącznik antysabotażowy (tamper),
- sygnalizacja stanu pracy urządzenia za pomocą dwukolorowej diody LED i buzzera.

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl

AVT6035	codeLock – efektowny zamek kodowy (EP 4/2024)
AVT6009	multiLock (EP 11/2023)
–––––	Simple Access System 2 (1 i 2) (EP 5, 6/2022)
AVT5926	NFC Lock (EP 4/2022)
AVT3129	Zamek elektroniczny/immobilizer (EdW 7/2015)
AVT5186	Bezstykowy zamek RFID (EP 5/2009)
AVT969	Bezstykowy zamek RFID (EP 2/2007)
AVT886	System bezstykowej kontroli dostępu (EP 10/2000)

* **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.

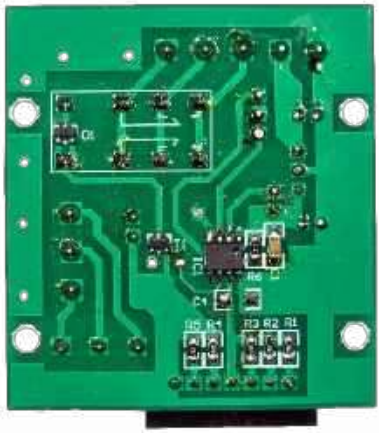
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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**.

Zamek szyfrowy – elektroniczna kontrola dostępu

Zaprezentowane urządzenie można zastosować jako element prostego systemu kontroli dostępu, w którym tylko osoba znająca kod cyfrowy może włączyć jakieś urządzenie, odblokować system alarmowy, otworzyć drzwi itp. Układ można skonfigurować do pracy w roli włącznika bistabilnego lub monostabilnego (z programowanym czasem stanu aktywnego).



Budowa układu

Układ wyposażony jest w klawiaturę numeryczną o 12 przyciskach i architekturze matrycowej 3×4. Można sądzić, że do obsługi takiej klawiatury należy użyć 7 linii GPIO mikrokontrolera. W tym jednak wypadku zastosowano 8-pinowy mikrokontroler PIC12F675, który dokonuje odczytu klawiatury za pomocą... pojedynczego wejścia przetwornika analogowo-cyfrowego! Nie zawsze trzeba więc używać wielordzeniowego „giganta" o zatrważającej liczbie wyprowadzeń. Przy odpowiednim zagospodarowaniu dostępnych komponentów można czasem stworzyć coś użytecznego na bazie skromnego mikrokontrolera, oferującego jedynie 1 kB pamięci Flash. Na **rysunku 1** znajduje się schemat ideowy opisywanego układu.

Do wyprowadzeń klawiatury podłączono dzielnik składający się z sześciu rezystorów – w ten sposób, że do rezystora R6, podłączonego do zasilania +5 V, dołączany jest drugi rezystor dzielnika przez przyciśnięcie klawiatury. W ten sposób na wejściu przetwornika

Wykaz elementów:

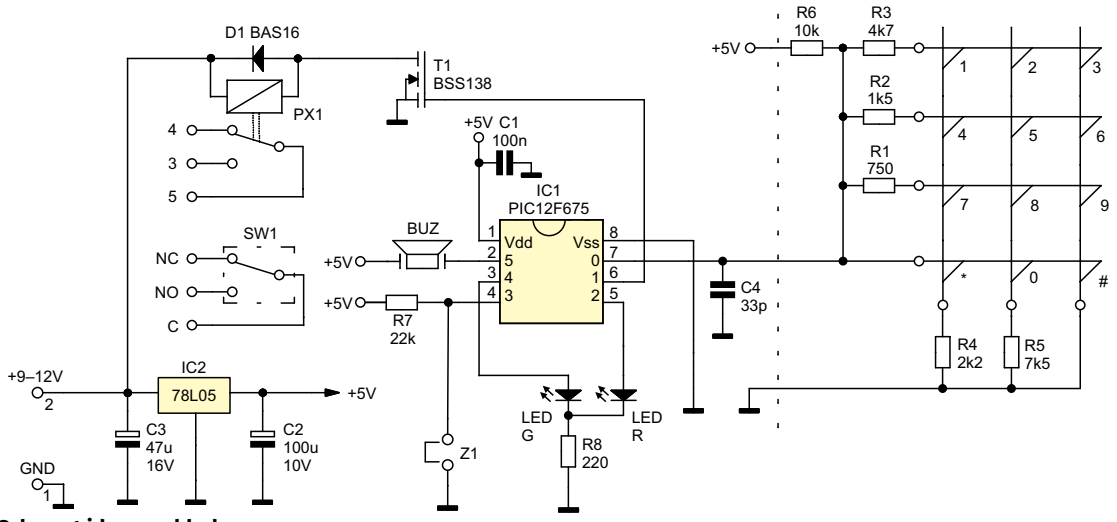
Rezystory: (SMD 0805, 1%)
R1: 750 Ω
R2: 1,5 kΩ
R3: 4,7 kΩ
R4: 2,2 kΩ
R5: 7,5 kΩ
R6: 10 kΩ

Kondensatory:
C1: 100 nF (SMD 1206)
C2: 100 µF/10 V (elektrolityczny, THT)
C3: 47 µ/16 V (elektrolityczny, THT)
C4: 22 pF (SMD 1206 – patrz tekst)

Półprzewodniki:
D1: BAS16 (SOT-23)
LED: dioda LED dwukolorowa (R/G, wspólna katoda)
IC1: PIC12F675 (SO-8)
IC2: LM78L05 (TO-92)
T1: BSS138 (SOT-23)

Pozostałe:
KEY: klawiatura membranowa STD34-07 ze złączem goldpin 7 pin.
BUZ: buzzer piezo bez generatora
SW1: przełącznik krańcowy do montażu THT
PX1: przekaźnik (patrz opis w tekście)
Z1: goldpin 2 pin. ze zworką

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Rysunek 1. Schemat ideowy układu

Tabela 1. Kody poszczególnych przycisków wraz z napięciami i odchyłkami wynikającymi z tolerancji rezystorów

	Napięcie [V]				ADC [8 bit] hex				ADC [8 bit] bin			
klawisz	pomiar	kal, Znam	min	max	pomiar	kal, Znam	min	max	pomiar	kal, Znam	min	max
no key	5,080	5,080	5,080	5,080	FF	FF	FF	FF	11111111	11111111	11111111	11111111
0	2,182	2,177	2,152	2,202	6D	6D	6C	6E	01101101	01101101	01101100	01101110
1	1,942	2,074	2,050	2,099	61	68	67	69	01100001	01101000	01100111	01101001
2	2,714	2,792	2,767	2,817	88	8C	8B	8D	10001000	10001100	10001011	10001101
3	1,437	1,624	1,602	1,646	48	51	50	52	01001000	01010001	01010000	01010010
4	1,388	1,372	1,352	1,392	45	45	44	46	01000101	01000101	01000100	01000110
5	2,412	2,406	2,381	2,432	79	79	77	7A	01111001	01111001	01110111	01111010
6	0,668	0,663	0,651	0,674	21	21	20	21	00100001	00100001	00100000	00100001
7	1,173	1,157	1,139	1,175	3B	3A	39	3B	00111011	00111010	00111001	00111011
8	2,301	2,296	2,271	2,322	73	73	72	74	01110011	01110011	01110010	01110100
9	0,356	0,354	0,348	0,361	11	11	11	12	00010001	00010001	00010001	00010010
*	0,933	0,916	0,901	0,931	2F	2E	2D	2E	00101111	00101110	00101101	00101110
#	0	0	0	0	0	0	0	0	00000000	00000000	00000000	00000000

analogowo-cyfrowego mikrokontrolera (IC1, pin nr 7) pojawia się napięcie w zakresie od 0 V do +5 V odpowiadające kolejnym przyciskom klawiatury. Odczyt +5 V oznacza, że wszystkie przyciski klawiatury są zwolnione, a 0 V oznacza naciśnięcie przycisku „#" klawiatury. Przy zastosowaniu rezystorów o tolerancji 1% i użyciu wszystkich dostępnych 10 bitów przetwornika ADC można rozróżnić 12 różnych stanów. Nie należy martwić się odchyłkami napięcia zasilania, ponieważ to samo napięcie stanowi także odniesienie dla przetwornika ADC. Wartości rezystorów dobrano na tyle wysokie, aby płynący przez obwód prąd nie uszkadzał węglowego styku klawiatury. W **tabeli 1** zebrano kody poszczególnych przycisków, wraz z odpowiadającymi im napięciami i odchyłkami wynikającymi z tolerancji rezystorów (te zaś opisano w **tabeli 2**).

Tabela 2. Zakresy tolerancji rezystorów 1-procentowych

	Wartość nominalna	+1%	–1%
R1 [kΩ]	0,75	0,7575	0,7425
R2 [kΩ]	1,5	1,515	1,485
R3 [kΩ]	4,7	4,747	4,653
R4 [kΩ]	2,2	2,222	2,178
R5 [kΩ]	7,5	7,575	7,425
R6 [kΩ]	10	10,1	9,9

Jak widać, wystarczy przeanalizować tylko 8 najstarszych bitów wyniku pomiaru pozyskiwanego z przetwornika. Wartością tą, w przypadku mikrokontrolerów PIC, można wygodnie zarządzać przez bity sterujące, które justują wynik w lewo lub prawo, dzięki temu „na gotowo" otrzymujemy 8 najstarszych bitów w jednym rejestrze.

Od tego już łatwa droga do stworzenia reguły, która umożliwi poprawne dekodowanie wszystkich 12 przycisków:

Jeśli FF ⇔ no key
Jeśli D.7=1 ⇔ 2
Jeśli ADC-076h > 0 ⇔ 5
Jeśli ADC-071h > 0 ⇔ 8
Jeśli ADC-06Ah > 0 ⇔ 0
Jeśli ADC-060h > 0 ⇔ 1
Jeśli ADC-04Ah > 0 ⇔ 3
Jeśli ADC-03Fh > 0 ⇔ 4
Jeśli ADC-033h > 0 ⇔ 7
Jeśli ADC-026h > 0 ⇔ *
Jeśli ADC-019h > 0 ⇔ 6
Jeśli ADC-08h > 0 ⇔ 9
else ⇔ #

Może nieco dziwić stosowanie odejmowania w tej funkcji, ale należy pamiętać, że rdzeń PIC oferuje tylko 25 instrukcji i nie ma wśród nich operacji porównania dwóch bajtów – dlatego łatwiej jest odjąć od wyniku konwersji ADC pokazane powyżej wartości (w odpowiedniej, malejącej kolejności) i obserwować bit *carry* w rejestrze *status*.

Do portów GPIO2 i GPIO4 mikrokontrolera (wyprowadzenia 5 i 4) podłączone są anody

eprasa.pl 9ec3b90ffd

dwukolorowej diody LED. Do wyprowadzenia GPIO5 (pin nr 2 mikrokontrolera) podłączony jest sygnalizator piezoelektryczny bez generatora. Port GPIO1 (pin nr 6) mikrokontrolera stanowi „wyjście" układu – poprzez tranzystor T1 steruje przekaźnikiem PX1, otwierającym np. elektrozaczep chronionych drzwi. Instalator sam może wybrać, czy potrzebna jest mu konfiguracja styku NO czy NC – obie opcje dostępne są na kostce łączeniowej. Port GPIO3 mikrokontrolera nie jest ustawiony jako tradycyjne wejście zerujące MCLR, ale jako wejście, do którego podłączono goldpin Z1 (współpracujący z opcjonalną zworką) oraz rezystor podciągający R7.

Cały układ zasilany jest napięciem stałym 12 V (jest to typowe napięcie dostępne w systemach kontroli dostępu, stosowane najczęściej np. do wysterowania elektrozaczepu rygla drzwi). Napięcia +5 V (do mikrokontrolera) dostarcza stabilizator IC2.

Dodatkowo układ wyposażony jest w wyłącznik krańcowy SW1, który zmienia swój stan w chwili otwarcia obudowy lub odchylenia jej od płaszczyzny, do której jest przymocowana (np. ściany) – to standardowe zabezpieczenie antysabotażowe, stosowane w systemach kontroli dostępu. Jeśli chcielibyśmy stworzyć swój własny system kontroli dostępu, to wyłącznikiem tym można na przykład wyłączać trwale napięcie zasilania układu tak, aby uniemożliwić sterowanie rygla drzwi przez zwieranie wyjść przekaźnika.

Program

Program został napisany w asemblerze. Funkcja obsługująca odczyt klawiatury została już właściwie omówiona – warto jedynie dodać, że po wykryciu przyciśnięcia klawiatury mikrokontroler aktywuje sygnalizator piezoelektryczny na czas 50 ms. Funkcja generowania przebiegu o częstotliwości 2,5 kHz na porcie GPIO5 jest obsługiwana przez przerwanie od timera sprzętowego.

Po włączeniu zasilania układu mikrokontroler sprawdza zawartość pamięci EEPROM. W pierwszych czterech komórkach przechowywany jest kod aktywujący przekaźnik – są to 4 cyfry z zakresu 0...9. Jeśli pamięć jest czysta (po wgraniu programu do mikrokontrolera), to w pierwszej komórce pamięci znajdujemy wartość FFh. Wówczas wpisywane są tam początkowe ustawienia według **tabeli 3**.

Jeśli pojawi się potrzeba przywrócenia ustawień „fabrycznych" (np. jeżeli zapomnimy kodu), możemy użyć „tajemniczej" zwory Z1. Jeśli założymy ją na złącze goldpin (zwierając w ten sposób port GPIO3 do GND) i włączymy zasilanie, to mikrokontroler w pierwszej kolejności wpisze do pamięci EEPROM umieszczone w powyższej tabeli wartości.

Podczas normalnej pracy mikrokontroler oczekuje na podanie 4 cyfr kodu i zatwierdzenie ich przyciskiem „#'. Jeśli kod jest zgodny z zapisanym w pamięci EEPROM, mikrokontroler aktywuje przekaźnik według jednego z dwóch trybów pracy. **Tryb bistabilny** działa w ten sposób, że po wpisaniu poprawnego kodu przekaźnik zmienia swój stan i pozostaje w nim do czasu ponownego wpisania poprawnego kodu. W **trybie monostabilnym** przekaźnik znajduje się po włączeniu zasilania w stanie nieaktywnym aż do chwili wpisania poprawnego kodu. Wówczas styki są przełączane na czas określony przez użytkownika (1...12 sekund), po czym układ powraca do trybu nieaktywnego.

Wykrycie poprawnego kodu generuje 3 krótkie dźwięki, a błędny kod skutkuje wydaniem 2 długich sygnałów akustycznych. W czasie, gdy przekaźnik jest aktywny, zaświeca się zielona dioda LED, a gdy pozostaje w stanie nieaktywnym – włączona jest czerwona struktura diody LED. Można było oczywiście użyć tego samego portu mikrokontrolera do sterowania przekaźnikiem i zieloną diodą LED, ale nie zdecydowałem się na to rozwiązanie, ponieważ podczas programowania ustawień urządzenia włączane są obydwie diody jednocześnie, co skutkuje wytworzeniem światła żółtego.

Programowanie ustawień użytkownika

Użytkownik znający poprawny kod ma możliwość zmiany „hasła" i trybu pracy (bistabilny/monostabilny) oraz ustawienia czasu trwania stanu aktywnego przekaźnika w trybie monostabilnym.

Tabela 3. Inicjalizacja pamięci EEPROM

Adres	„Wartość początkowa"	Przeznaczenie
00h	01	pierwsza cyfra kodu
01h	01	druga cyfra kodu
02h	01	trzecia cyfra kodu
03h	01	czwarta cyfra kodu
04h	FF	tryb bistabilny (FFh)/monostabilny (00h)
05h	FF	czas aktywny trybu monostabilnego 0...12 s

Zmiana kodu

Aby zmienić kod, należy wprowadzić sekwencję:
* [4 cyfry kodu] # 1 [4 cyfry nowego kodu] # [4 cyfry nowego kodu – powtórzenie] #

Tryb pracy monostabilnej

Aby ustawić tryb monostabilny, należy wprowadzić sekwencję:
* [4 cyfry kodu] # 2 1

Tryb pracy bistabilnej

Aby ustawić tryb bistabilny, należy wprowadzić sekwencję:
* [4 cyfry kodu] # 2 2

Po przywróceniu ustawień fabrycznych (zwora Z1 lub wgranie programu Flash do mikrokontrolera) – układ pracuje w trybie pracy bistabilnej.

Czas aktywny w trybie pracy monostabilnej

Jeżeli układ ma pracować w trybie pracy monostabilnej, należy ustalić pożądany czas aktywacji wyjścia po wpisaniu kodu. Po resecie do ustawień fabrycznych będzie to 15 sekund (komórka pamięci EEPROM o adresie 05h przyjmuje wartość FFh – cztery najmłodsze bity tej komórki określają ów czas wyrażony sekundach). Parametr ten można zmieniać w zakresie od 1 do 12 sekund poprzez zastosowanie sekwencji:
* [4 cyfry kodu] # 3 [jeden przycisk z klawiatury określający czas]
Przycisk klawiatury „0" – czas 10 sekund
Przycisk klawiatury „*" – czas 11 sekund
Przycisk klawiatury „#" – czas 12 sekund

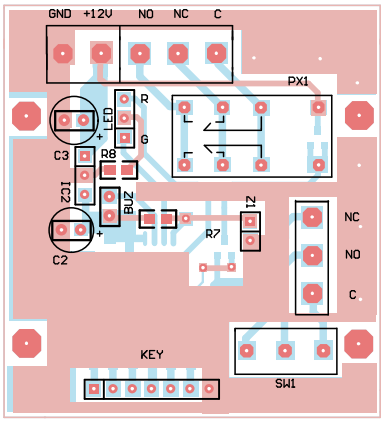
Stosując różne typy klawiatury, można natrafić na pewne problemy. Klawiatury mechaniczne (w których styk stanowi miedziana blaszka) można spotkać w starych telefonach stacjonarnych – mają one niską rezystancję styku. W przypadku klawiatury ze stykiem napylanym (węglowym) sytuacja jest inna i rezystancja styku nie pozostaje bez znaczenia. W razie kłopotów z uruchomieniem (gdy układ nie przyjmuje kodu 1111#) można posłużyć się „zaszytą" w programie funkcją decoder. Uruchamiając tę funkcję, po każdym przyciśnięciu klawiatury usłyszymy jeden dźwięk potwierdzający przyciśnięcie oraz – po krótkiej przerwie – kilka dźwięków odpowiadających wartości przyciśniętego przycisku. Przykładowo: przyciśnięcie klawisza „3" wywoła trzy krótkie dźwięki. W ten sposób można łatwo sprawdzić, czy mikrokontroler poprawnie odczytuje klawiaturę i w razie potrzeby zweryfikować wartości, które są odejmowane w funkcji odczytu klawiatury (KEY_RD). Aby uruchomić funkcję decoder, wystarczy

eprasa.pl 9ec3b90ffd

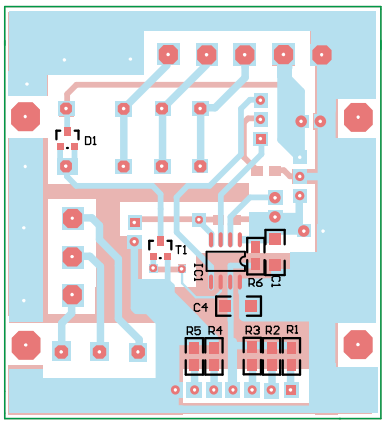
„odkomentować” kilka linii programu (**listingi 1** i **2**).

Łatwo wyobrazić sobie sytuację, w której został naciśnięty jeden przycisk, a układ rozpoczął oczekiwanie na kolejne cyfry kodu i... tak w nieskończoność. Osoba, która będzie chciała następnie wpisać kod, nie będzie świadoma, że ktoś już coś wcześniej nacisnął. Dlatego w programie została zaimplementowana obsługa układu watchdog, wyposażonego w wewnętrzny oscylator, którego okres taktowania to 18 ms. Przy maksymalnym podziale częstotliwości (prescaler 1/128) watchdog będzie restartował układ po czasie około 2,3 sekundy. Tyle czasu mamy po pierwszym przyciśnięciu klawiatury na wprowadzenie drugiej oraz kolejnych cyfr kodu – każdorazowo czas ten jest liczony od wciśnięcia poprzedniego klawisza.

Microchip nie przewidział możliwości blokowania działania układu watchdog i jeśli uruchomi się go na początku programu, to potem nie ma już możliwości jego wyłączenia. Dlatego też trzeba pilnować, aby zerowanie licznika WDT następowało częściej niż co 2,3 sekundy. Jeśli nie wyzerujemy licznika WDT (tj. minie czas przewidziany na wprowadzenie kolejnej cyfry kodu), nastąpi reset (3 krótkie dźwięki), a układ powróci do stanu początkowego, oczekując na wprowadzenie kodu. W tej sytuacji pojawia się nowa komplikacja. Jeśli wyjście układu znajduje się w stanie aktywnym (przekaźnik włączony, świeci zielona LED), układ pracuje w trybie bistabilnym, a ktoś naciśnie klawiaturę i nie wprowadzi całego kodu, to po czasie 2,3 sekundy od zwolnienia klawiatury nastąpi reset układu i przekaźnik wróci do stanu początkowego (przekaźnik nieaktywny, dioda świeci światłem czerwonym). Aby uniknąć takiej sytuacji, w chwili wpisania poprawnego kodu (w trybie pracy bistabilnej) stan układu (przekaźnika i diody LED) zostaje zapamiętany w pamięci EEPROM pod adresem 0x0Fh. Po resecie wartość ta jest pobierana z pamięci i układ przełącza się w stan sprzed resetu.



Rysunek 2. Schemat montażowy płytki drukowanej (strona TOP)



Rysunek 3. Schemat montażowy płytki drukowanej (strona BOTTOM)

Montaż i uruchomienie

Układ składa się z minimalnej liczby elementów i zmontowany jest na niewielkim, dwustronnym obwodzie drukowanym o wymiarach 50×40 mm (**rysunki 2** i **3**). Montaż należy rozpocząć od mikrokontrolera w obudowie SO-8, przy czym można przylutować zaprogramowany wcześniej układ lub wgrać program już po zamontowaniu mikrokontrolera na PCB. Programowanie mikrokontrolera przed montażem wymaga jednak kosztownej podstawki, dlatego dużo łatwiej jest przeprowadzić ten proces już po przylutowaniu mikrokontrolera – wystarczy w tym celu przylutować 4 przewody z programatora do punktów GND, MCLR, GPIO0, GPIO1 i wgrać program.

```
MENU
    clrwdt
    call delay10
    call KEY_RD
    btfsc key_cod, 7
    goto MENU
    call delay100ms
;******************************
;   call decoder    ;od-komentowac!
;   call delay1s    ;od-komentowac!
;   goto MENU       ;od-komentowac!
;******************************
```

Listing 1. Fragment programu, który należy zmodyfikować w celu uruchomieni funkcji „decoder”

Po zamontowaniu mikrokontrolera należy przylutować pozostałe elementy SMD. Trzeba przy tym pamiętać, że rezystory R1...R6 muszą mieć 1-procentową tolerancję. W przeciwnym wypadku mogą zdarzyć się przekłamania odczytu klawiatury. Na końcu należy zamontować pozostałe elementy wraz ze złączem klawiatury. Ja użyłem klawiatury membranowej typu STD34-07, ale można zastosować np. klawiaturę ze starego aparatu telefonicznego. Podczas normalnej pracy zwora Z1 powinna być otwarta. Przy pierwszym uruchomieniu kod to 1111.

Prosta konstrukcja urządzenia nie powinna stwarzać kłopotów nawet niedoświadczonym elektronikom.

Grzegorz Mazur

```
KEY_RD1
    movlw h’ff’ ;key-cod - brak nacisniecia klawisza
    movwf key_cod
    bcf status, c
    movf adresh, 0
    sublw h’78’ ; bylo 76!!!
    btfsc status, c ;
    goto KEY_RD11
    movlw h’05’ ;key-cod - 5
```

Listing 2. Fragment funkcji „KEY_RD” – przykład korekty wartości odejmowanych od wyniku przetwarzania ADC

REKLAMA

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Najnowsze mikrokontrolery w ofercie firmy Micros

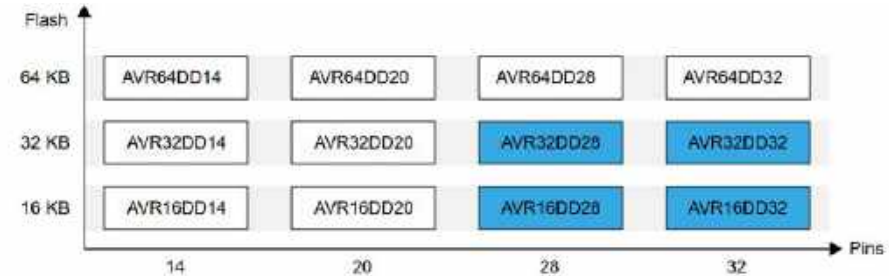
Dynamiczny rozwój technologii półprzewodnikowej sprawia, że mikrokontrolery stają się coraz wydajniejsze, bardziej energooszczędne i wszechstronne. Najnowocześniejsze układy oferują nie tylko większą moc obliczeniową, ale również wyrafinowane bloki peryferyjne: szybkie interfejsy komunikacyjne, precyzyjne obwody do analogowej obróbki i konwersji sygnałów, czy wreszcie koprocesory wspierające realizację algorytmów sztucznej inteligencji w aplikacjach wymagających wydajnego przetwarzania brzegowego danych sensorycznych lub użytkowych. W artykule dokonamy ekspresowego przeglądu wybranych rozwiązań dostępnych w ofercie firmy Micros.

Rodziny AVR DD, DA i DB

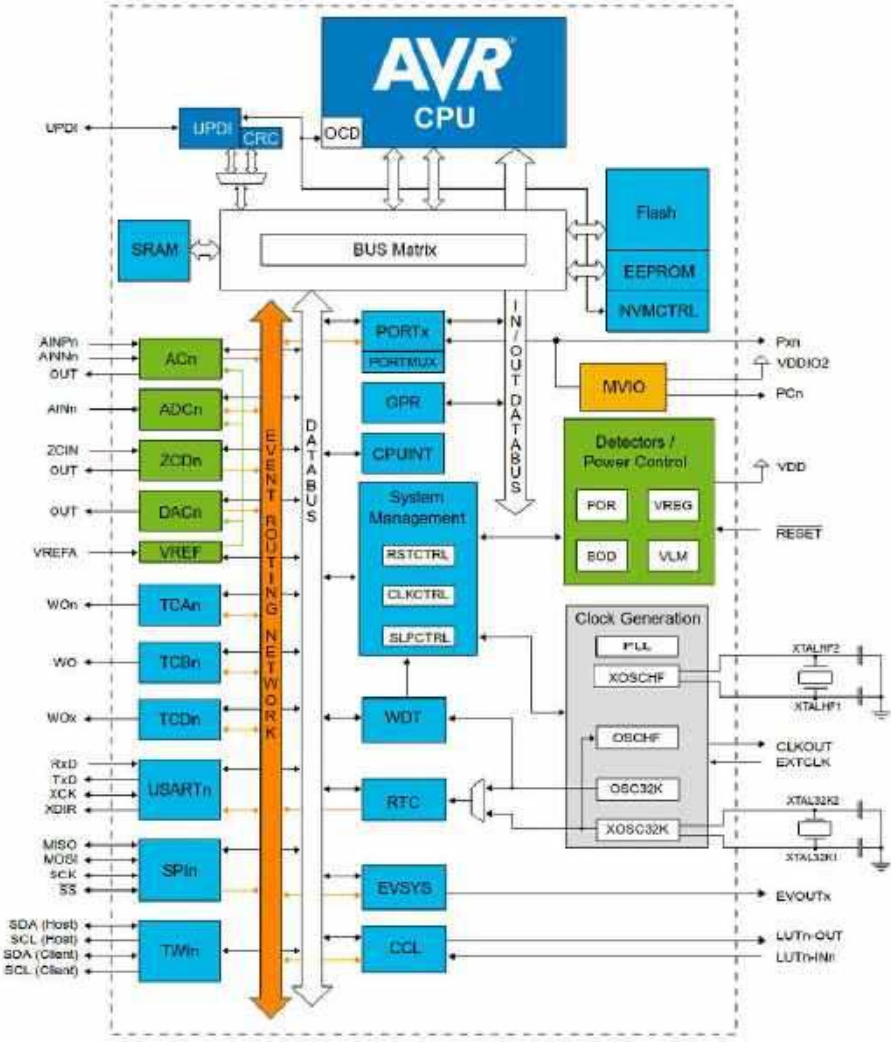
Pomimo ekspansji mikrokontrolerów 32-bitowych – w tym przede wszystkim tych opartych na architekturze ARM lub RISC-V – układy 8-bitowe wciąż mają się doskonale. Mało tego – na rynku pojawiają się co pewien czas nowi przedstawiciele 8-bitowców i nic nie wskazuje na to, by ów stan rzeczy miał się w najbliższym czasie zmienić. Powód jest prosty – w wielu aplikacjach stosowanie procesorów 32-bitowych nie ma większego sensu, gdyż zamiast zapotrzebowania na dużą moc obliczeniową dużo ważniejsze okazują się diametralnie inne parametry: stabilność, odporność na zakłócenia, mały pobór mocy, zoptymalizowane peryferia analogowe czy wreszcie możliwość wsparcia rdzenia przez elastyczne bloki programowalne, działające niezależnie od samego CPU i realizujące rozmaite funkcje sterujące.

Wszystkie powyższe założenia z powodzeniem realizuje rodzina mikrokontrolerów AVR DD (**rysunek 1**). Jej intensywny rozwój w ostatnich latach wskazuje wyraźnie, że firma Microchip dostrzega luki w obecnym rynku mikrokontrolerów i skutecznie zapełnia je swoją ofertą. W przypadku mniej wymagających (zarówno pod względem rozmiaru wbudowanej pamięci Flash, jak i liczby pinów GPIO) aplikacji dobrym wyborem będą układy z serii AVR16DD, AVR32DD oraz AVR64DD – oznaczenie liczbowe określa pojemność pamięci nieulotnej, wyrażoną w kilobajtach. Po literach „DD" występuje natomiast kolejne oznaczenie cyfrowe, tym razem specyfikujące liczbę pinów obudowy. Dostępne kombinacje mają po 14, 20, 28 lub 32 piny, co przekłada się na liczbę linii GPIO równą odpowiednio: 11/10, 17/16, 23/22 lub 27/26 – w zależności od tego, czy linia PF6 jest używana jako zwykłe wejście GPIO, czy też jako RESET.

Każda z kombinacji dostępnych w ramach rodziny AVR DD jest wyposażona w 256 B pamięci EEPROM oraz 2, 4 lub 8 kB pamięci SRAM. W strukturze układów (**rysunek 2**) znalazły się oczywiście 12- i 16-bitowe timery/liczniki



Rysunek 1. Przegląd rodziny mikrokontrolerów AVR DD z serii 16...64



Rysunek 2. Budowa mikrokontrolera AVR DD

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Rysunek 3. Portfolio mikrokontrolerów ARM marki ST Microelectronics

sprzętowe, zegar czasu rzeczywistego (RTC), interfejsy USART, SPI i TWI, a także 12-bitowe przetworniki ADC, 10-bitowe konwertery DAC, detektory przejścia przez zero (ZCD), timery typu watchdog czy wreszcie złożony system obsługi zdarzeń (EVSYS). Cechę charakterystyczną, która rozsławiła układy AVR DD, komórki „gumowej logiki" – programowalne bloki cyfrowe oparte na tablicach LUT i pozwalające na wykonywanie złożonych zadań związanych m.in. z obsługą GPIO w sposób całkowicie uniezależniony od rdzenia, a co za tym idzie – w pełni równolegle z jego bieżącą pracą.

Nieco zbliżona idea przyświecała konstruktorom z firmy Microchip podczas opracowywania układów AVR128DA i AVR128DB. Obydwie serie oferują już programistom znacznie większą pamięć Flash (128 kB) oraz naprawdę przyzwoitą ilość pamięci SRAM (16 kB). Warto wspomnieć, że omawiane procesory ułatwiają implementację systemów wymagających spełnienia rygorystycznych norm w zakresie bezpieczeństwa funkcjonalnego, co ma szczególne znaczenie m.in. w przemyśle motoryzacyjnym.

STM32 – niekwestionowany lider na rynku procesorów ARM

Firma ST Microelectronics już od kilkunastu lat jest jednym z najsilniejszych graczy na rynku mikrokontrolerów z rdzeniem ARM. To właśnie w portfolio ST można znaleźć układy odpowiadające na zapotrzebowanie niemal wszystkich sektorów rynku elektronicznego – od ultraenergooszczędnych mikrokontrolerów do urządzeń przenośnych i ubieralnych oraz systemów IoT, poprzez mainstreamowe układy o silnie ugruntowanej pozycji rynkowej, aż po wydajne mikrokontrolery i procesory aplikacyjne. Przegląd wszystkich dostępnych obecnie grup mikrokontrolerów (z pominięciem wydajnych, w większości wielordzeniowych procesorów, zoptymalizowanych do obsługi wysokopoziomowych systemów operacyjnych) można zobaczyć na infografice (**rysunek 3**).

Układy energooszczędne należą do serii STM32L0, U0, L4, L4+, L5 oraz U5. W zależności od wersji mogą one pracować z taktowaniem do 32...160 MHz, pokrywają więc pełny zakres potencjalnych aplikacji urządzeń ULP. Seria Mainstream obejmuje nie tylko kultowe już układy STM32F1 (od których zaczęła się historia rdzeni ARM w implementacji ST Microelectronics), ale także znacznie

Rysunek 4. Rodzina APM32F4 marki GEEHY Semiconductor

prostsze rodziny STM32C0, G0 oraz F0 jak i bardziej rozbudowane F3 i G4. Najszybsze modele mogą pracować z taktowaniem do 170 MHz, a bogate wyposażenie peryferyjne pozwala na realizację rozbudowanych interfejsów użytkownika, zaawansowanej łączności przewodowej w zastosowaniach przemysłowych i motoryzacyjnych, czy też precyzyjnych systemów mixed-signal (do tych ostatnich szczególnie polecane są rodziny F3 i G4).

W segmencie najbardziej wydajnych mikrokontrolerów STM32 prym wiodą rodziny H5, F7 i H7 – częstotliwość taktowania tych ostatnich dochodzi nawet do 600 MHz. Ostatnio firma ST Microelectronics wprowadziła na rynek jeszcze wydajniejsze jednostki z serii STM32N6 – ich taktowanie może odbywać się z częstotliwością do 800 MHz, ale nie to stanowi o największej sile tych procesorów. W ich strukturze znalazł się bowiem koprocesor wspierający obliczenia związane z realizacją algorytmów sztucznej inteligencji (NPU), przez co rodzina STM32N6 szturmem wdarła się na rynek rozwiązań tzw. przetwarzania brzegowego (edge computing). W aplikacjach o nieco mniejszym zapotrzebowaniu na moc obliczeniową wciąż doskonale sprawdzają się serie STM32F2 i F4, o ugruntowanej pozycji rynkowej i doskonałym wyposażeniu peryferyjnym.

Warto także dodać, że wśród procesorów STM32 znalazły się aż cztery serie przeznaczone do realizacji projektów urządzeń bezprzewodowych. Rodziny STM32WL, WB0, WB oraz WBA integrują w strukturze układów nie tylko sam rdzeń wraz z „otoczeniem" (peryferiami analogowymi i cyfrowymi oraz zestawem pamięci), ale także kompletne transceivery umożliwiające implementację różnorodnych protokołów komunikacji radiowej i to bez konieczności stosowania zewnętrznych modułów bezprzewodowych. Do działania transceiverów wystarczy bowiem kilka niezbędnych elementów pasywnych, co niebywale upraszcza projekt PCB i redukuje koszty BOM.

APM32 – budżetowe mikrokontrolery ARM z oferty firmy GEEHY Semiconductor

Pandemia COVID-19 wstrząsnęła rynkiem półprzewodników, powodując dramatyczne ograniczenia w dostępności kluczowych podzespołów. Do poprawy sytuacji znacznie przyczyniła się działalność firmy GEEHY Semiconductor, która wprowadziła do swojej oferty układy kompatybilne z wybranymi procesorami należącymi do rodzin STM32F0, F1 czy też F4 (**rysunek 4**) na zasadzie FFF (Form--Fit-Function). Choć układy z serii APM32 nie są bezpośrednimi zamiennikami znanych MCU od ST Microelectronics, to kompatybilność układu wyprowadzeń oraz przypisania funkcji GPIO sprawia, że zastosowanie APM32 w miejsce STM32 nie wiąże się z koniecznością przeprojektowywania całego urządzenia – konieczne jest jedynie dostosowanie oprogramowania wbudowanego, co nie stanowi jednak większej przeszkody dla producentów elektroniki. Należy dodać, że GEEHY Semiconductor jest oficjalnym partnerem firmy ARM, stąd firmy planujące przestawienie produkcji na użycie omawianych układów nie muszą obawiać się problemów z dostępnością MCU czy też jakimikolwiek kwestiami natury prawnej. Dowodem na ugruntowaną pozycję rynkową chińskiego koncernu półprzewodnikowego jest fakt zastosowania jego produktów w urządzeniach tak znanych marek, jak chociażby Philips, IKEA, GM, BMZ, TTI, Nestle czy też... Gibson Guitars.

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Mikrokontrolery i procesory aplikacyjne

Mikrokontrolery to niezwykle bogata i różnorodna, a jednocześnie bardzo ważna gama elementów elektronicznych. Właściwy dobór układu do aplikacji wpływa nie tylko na funkcjonalność, energooszczędność, niezawodność końcowego urządzenia, ale też na bezpieczeństwo danych, które urządzenie gromadzi, przechowuje, przetwarza i transmituje. W artykule wyjaśnimy najważniejsze pojęcia dotyczące nowoczesnych mikrokontrolerów oraz opiszemy wybrane kategorie tych układów.

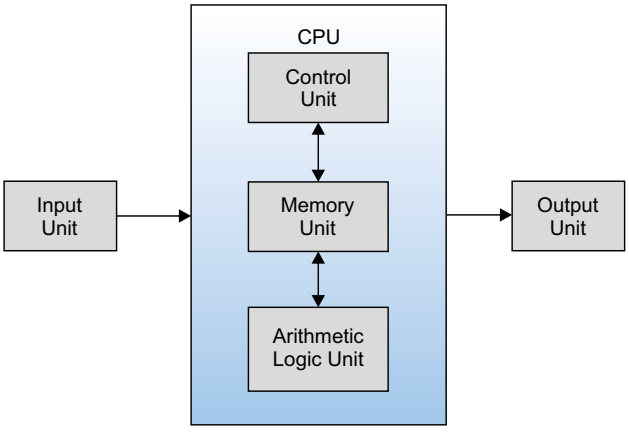
CPU, MPU, MCU

Szybki rozwój branży półprzewodnikowej i mikrokontrolerów spowodował, że terminologia w tym zakresie często jest dosyć nieprecyzyjna. Dlatego na początek wyjaśnimy kluczowe pojęcia.

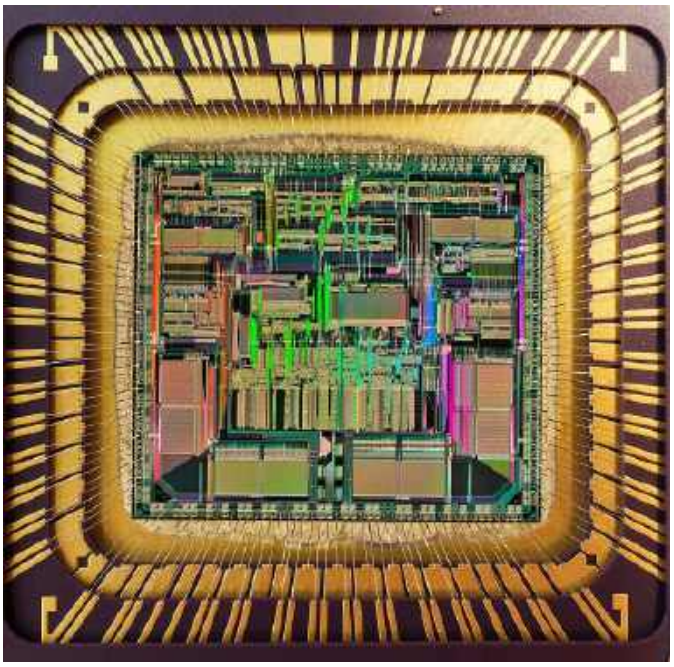
Procesor jest definiowany jako układ cyfrowy, który pobiera dane z pamięci lub innego źródła, interpretuje je jako rozkazy – określone działania do zrealizowania, wykonuje je i zwraca wyniki do pamięci lub strumienia danych (**rysunek 1**). Termin ten jest zwykle używany do określenia jednostki centralnej systemu – **CPU** (*Central Processing Unit*), ale odnosi się również do innych układów przetwarzających dane, takich jak:

- koprocesory arytmetyczne – układy wyspecjalizowane do obliczeń na liczbach, również zmiennoprzecinkowych (wtedy określane są jako **FPU**, czyli *Floating-Point Unit*);
- układy przetwarzania grafiki – **GPU** (*Graphics Processing Unit*), przeznaczone do wykonywania operacji potrzebnych do uzyskania grafiki 3D i obsługujące szereg rozkazów, którymi nie dysponuje standardowy procesor;
- procesory sygnałowe – **DSP** (*Digital Signal Processor*), czyli wyspecjalizowane procesory do cyfrowej obróbki sygnałów. Ich budowa pozwala na wydajne wykonywanie prostych i zaawansowanych operacji występujących przy przetwarzaniu sygnałów, np. filtracji FIR i IIR czy też transformacji Fouriera.

Pierwsze procesory były konstruowane z wielu układów scalonych małej skali integracji, jednak takie rozwiązanie miało sporo wad i ograniczeń. Poprzez zintegrowanie procesora w jednym układzie scalonym o wyższej skali integracji udało się znacząco zwiększyć szybkość działania i możliwości takiego układu, a dodatkowo zmniejszył się koszt jego produkcji. Nowy komponent integrujący wszystkie wymagane bloki w jednym obwodzie został nazwany **mikroprocesorem** – **µP** lub **MPU** (*Microprocessing Unit*). Pierwszym



Rysunek 1. Uproszczony schemat funkcjonalny procesora



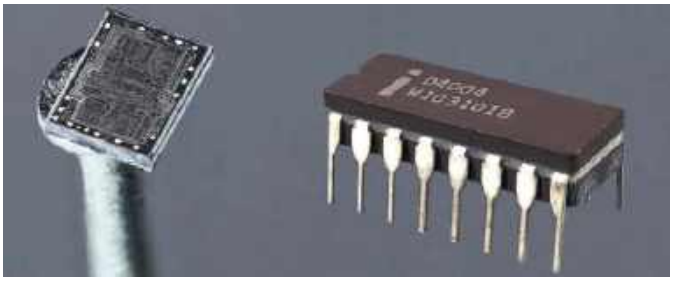
https://tiny.pl/2_352qrv

dostępnym komercyjnie mikroprocesorem był Intel 4004 (**fotografia 1**) opracowany w 1971 r. – pierwotnie przeznaczony do pracy wewnątrz kalkulatorów biurowych. Wybrane parametry tego układu:

- maksymalna częstotliwość taktowania – 740 kHz,
- osobna pamięć programu i danych – architektura harwardzka,
- 46 instrukcji,
- 16 czterobitowych rejestrów,
- 2300 tranzystorów (technologia produkcji 10 µm).

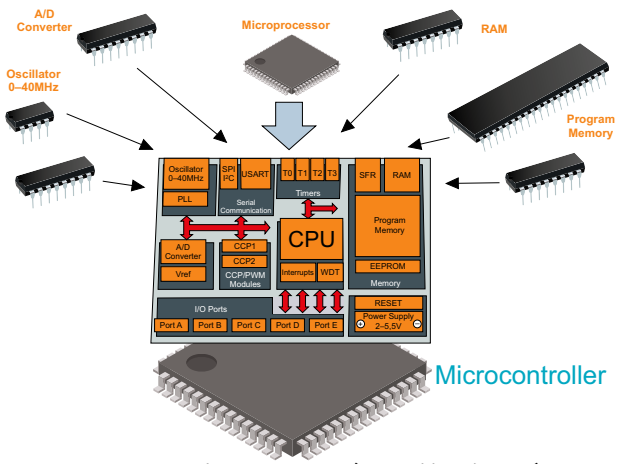
Od tamtej pory mikroprocesory stały się najbardziej rozpowszechnioną formą CPU. Obecnie każdy nowoczesny procesor jest w istocie mikroprocesorem, ale oba terminy pozostają w użyciu, ponieważ pozwalają rozróżnić komponenty o innym zakresie funkcjonalności. Procesor, jako komponent elektroniczny, pozostaje charakterystycznym elementem typowego komputera i jest przeznaczony do szerokiego zakresu zadań. Natomiast mikroprocesor będzie zoptymalizowany do konkretnego zastosowania. Może mieć mniejszą częstotliwość taktowania, ale mimo to będzie lepiej radził sobie z zadaniem, do którego został opracowany niż porównywalny, uniwersalny procesor – jeśli nie pod względem wydajności, to w kontekście zapotrzebowania na energię. Ponadto mikroprocesor będzie komponentem o mniejszych wymiarach i (zazwyczaj) znacznie tańszym.

Kolejną grupą komponentów są **mikrokontrolery** – **µC** lub **MCU**. Mikroprocesor to tylko jednostka przetwarzająca dane, która – choć dość wydajna pod względem obliczeniowym – wymaga jednak

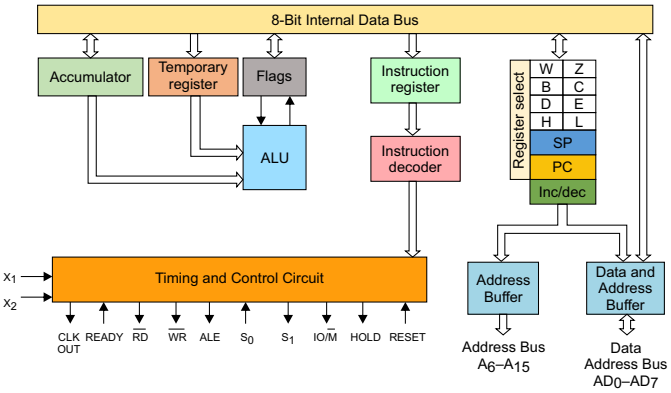


Fotografia 1. Jeden z pierwszych mikroprocesorów – Intel 4004 (https://t.ly/KTP0c)

eprasa.pl 9ec3b90ffd



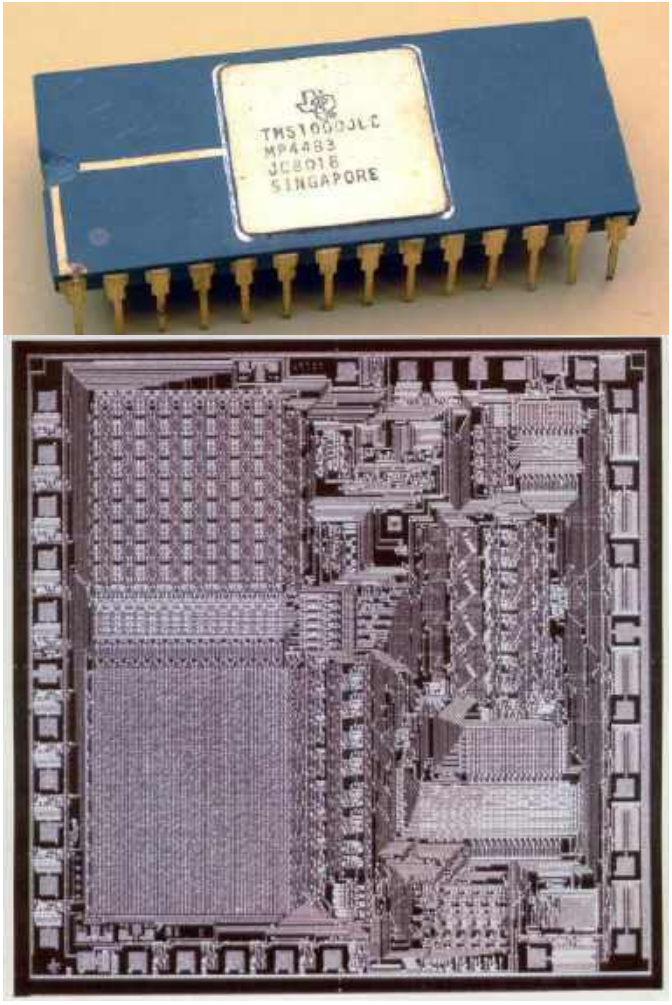
Rysunek 2. Budowa mikrokontrolera (https://t.ly/fq8A2)



Rysunek 3. Struktura wewnętrzna mikroprocesora (https://t.ly/R0vDs)

dodatkowych układów sprzętowych do działania, takich jak pamięć operacyjna, magistrala systemowa itd. Mikrokontroler zawiera nie tylko jednostkę przetwarzania danych, ale także pamięci ROM i RAM, uniwersalne porty I/O, układy taktujące i czasowe (timery) i wiele innych bloków peryferyjnych (**rysunek 2**). Łączy wszystkie niezbędne elementy systemu mikrokomputerowego w jednym elemencie sprzętowym i praktycznie nie wymaga prawie żadnych dodatkowych komponentów ani złożonych systemów operacyjnych.

Ekonomiczne, małe i energooszczędne mikrokontrolery sprawdzają się w wielu nowoczesnych dziedzinach elektroniki, od nieskomplikowanych kontrolerów sprzętu AGD, przez szeroki wachlarz rozwiązań z grupy IoT, po zaawansowaną elektronikę motoryzacyjną,



Fotografia 2. Jeden z pierwszych mikrokontrolerów w historii – TMS 1000 (https://t.ly/Izw9H)

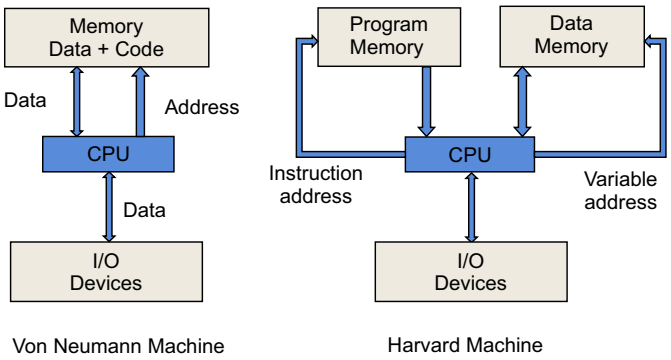
medyczną i kosmiczną. Jednym z pierwszych mikrokontrolerów, który w pojedynczym układzie scalonym zawierał procesor, pamięci RAM i ROM, układy wejścia/wyjścia oraz zegar taktujący, był TMS 1000 od Texas Instruments (**fotografia 2**). Był produkowany od 1971 r. i instalowany w kalkulatorach SR-16 z 1974 r., a wersja TMS1100 znalazła zastosowanie w konsolach do gier Microvision. Wybrane parametry mikrokontrolera TMS1000:

- 4-bitowa architektura harwardzka,
- zegar: 300 kHz,
- wszystkie rozkazy sprzętowe są wykonywane w 6 cyklach zegara,
- przestrzeń adresowa równa 1024,
- brak przerwań,
- zasilanie: 15 V.

Wiemy już, jaka jest podstawowa różnica pomiędzy mikrokontrolerem a mikroprocesorem, jednak zajrzymy jeszcze w głąb samego procesora i wskażemy koleją różnicę w budowie tych komponentów (**rysunek 3**). Każda jednostka przetwarzania danych – procesor – zawiera następujące bloki funkcjonalne.

- Jednostka arytmetyczno-logiczna **ALU** (*Arithmetic Logic Unit*), która wykonuje operacje logiczne na dostarczonych danych. Minimalny zestaw to: dodawanie, podstawowe operacje logiczne – AND, XOR, OR, NOT oraz przesunięcia bitowe w lewo i w prawo. W bardziej złożonych mikroprocesorach zestaw ten jest znacznie bogatszy.
- Układ sterowania **CU** (*Control Unit*), nazywany też dekoderem rozkazów, odpowiedzialny za dekodowanie dostarczonych instrukcji i odpowiednie sterowanie pozostałymi blokami mikroprocesora.
- **Rejestry** – umieszczone wewnątrz mikroprocesora komórki pamięci o niewielkich rozmiarach (najczęściej 8/16/32/64/128 bitów), służące do przechowywania tymczasowych wyników obliczeń (rejestry danych) oraz adresów komórek pamięci operacyjnej (rejestry adresowe). Proste mikroprocesory mają tylko jeden rejestr danych zwany akumulatorem (**ACC**).
- Rejestry specjalnego przeznaczenia – oprócz rejestrów danych oraz adresowych występuje też pewna liczba rejestrów specjalnych:
  - **PC** – licznik rozkazów (**Program Counter**), który przechowuje adres komórki pamięci zawierającej następny rozkaz do wykonania;
  - **IR** – rejestr instrukcji (**Instruction Register**), który przechowuje kod aktualnie wykonywanej przez procesor instrukcji;
  - **SP** – wskaźnik stosu (**Stack Pointer**) – adres wierzchołka stosu.
- Pamięć podręczna (**Cache**) – mikroprocesory korzystają z tzw. pamięci podręcznej, czyli szybkiej pamięci znajdującej się blisko procesora w celu przechowywania często używanych danych i przyspieszenia działania.
- Rdzenie procesora (**Core**) – poszczególne jednostki przetwarzania w mikroprocesorach są znane jako rdzenie. Nowoczesne

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Rysunek 4. Porównanie architektur von Neumanna i Harvard (https://t.ly/apGxs)

procesory często zawierają wiele rdzeni, co umożliwia przetwarzanie równoległe poprzez wykonywanie wielu zadań jednocześnie.

- Szyna danych (**Data Bus**) i szyna adresowa (**Address Bus**), które umożliwiają komunikację z pozostałymi elementami systemu.

Pierwsze mikroprocesory bazowały na architekturze **von Neumanna** (**rysunek 4a**), która używa tej samej magistrali danych i adresowej do przesyłania zarówno instrukcji kodu programu, jak i danych. Takie układy nie mogą wykonywać tych czynności jednocześnie, jednak nowoczesne komponenty zawierają wiele usprawnień kompensujących to utrudnienie.

Mikrokontrolery bazują na bardziej złożonej architekturze typu **Harvard** (**rysunek 4b**), mającej oddzielne zestawy magistral danych i adresowych do odczytu i zapisu danych w pamięci oraz do pobierania instrukcji kodu programu. Procesor może jednocześnie odczytać instrukcje i uzyskać dostęp do pamięci danych, dzięki czemu wykonuje podstawowe operacje szybciej.

Architektura typu Harvard jest bardziej skomplikowana, ale sprawdza się w zastosowaniach wymagających dużej szybkości działania i pracy w czasie rzeczywistym. Z drugiej strony ujednolicona przestrzeń pamięci danych i instrukcji w prostszej architekturze von Neumanna zapewnia lepszą niezawodność oraz skalowalność i jest preferowana w przypadku bardziej wymagających zadań. Nowoczesne procesory komputerowe, takie jak Intel ix oraz Ryzen x, bazują na architekturze von Neumanna, choć niektóre wewnętrzne elementy procesora – jak pamięć cache – mają rozdzielone szyny pamięci danych i instrukcji.

Architektura procesora

Najważniejsze cechy budowy procesora noszą nazwę *architektury*. Na architekturę procesora składają się:

- model programowy procesora **ISA** (*Instruction Set Architecture*), czyli zestaw instrukcji oraz jego różne właściwości określające dostępne mechanizmy programowania. ISA stanowi granicę pomiędzy warstwą sprzętową i programową, dlatego nie określa cech konstrukcji i sposobu realizacji funkcjonalności;
- mikroarchitektura procesora (***Microarchitecture***), czyli sprzętowa implementacja danego modelu programowego, określająca szczegółową budowę wewnętrzną procesora.

Model programowy procesora określają m.in.: lista rozkazów procesora, typy danych, dostępne tryby adresowania, zestaw rejestrów dostępnych dla programisty, zasady obsługi wyjątków i przerwań itp. Procesory, które mają ten sam model programowy, są ze sobą kompatybilne – oznacza to, że mogą wykonywać te same programy i generować identyczne rezultaty. W początkowej historii procesorów model programowy procesora zależał od fizycznej implementacji i niejednokrotnie całkowicie z niej wynikał. Obecnie tendencja jest odwrotna i stosuje się bardzo różne implementacje fizyczne (mikroarchitektury), pochodzące od różnych producentów, natomiast realizujące ten sam model ISA.

Model ISA stosowany w rdzeniach ARM jest zamkniętą i zastrzeżoną technologią ARM Holdings. Oferuje szeroką kompatybilność i doskonałą niezawodność, ale ma ograniczone możliwości dostosowywania. Otwarty model ISA RISC-V oferuje znacznie większą elastyczność i może być swobodnie używany w dowolnym celu. Chociaż nie jest to pierwszy otwarty model programowy, to ma ogromny potencjał, ponieważ został zaprojektowany z myślą o niewielkich, szybkich i energooszczędnych systemach i nie ogranicza się do konkretnego stylu mikroarchitektury procesora. Zarówno RISC-V, jak i ARM podlegają architekturze instrukcji RISC, co oznacza, że bazują na niewielkim zestawie prostych instrukcji wykonywanych zwykle w pojedynczym cyklu pracy rdzenia procesora.

RISC i CISC to kluczowe typy architektury procesorów opracowane w celu zwiększenia wydajności (**rysunek 5**). Wydajność procesora można zoptymalizować na dwa sposoby:

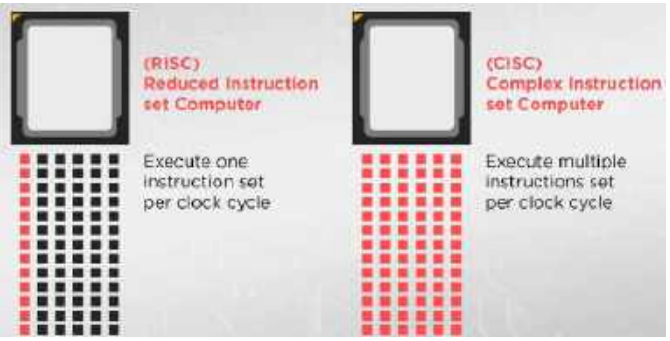
- poprzez zmniejszenie liczby instrukcji w programie przy zachowaniu jego funkcjonalności,
- poprzez zmniejszenie liczby cykli maszynowych przypadających na każdą instrukcję.

Osiągnięcie celu przy użyciu obu tych zabiegów jednocześnie jest niemożliwe – poprawienie jednego parametru powoduje pogorszenie drugiego. Podstawowym celem architektur typu RISC i CISC jest osiągnięcie wysokiej wydajności procesora, ale obydwa rozwiązania prezentują zupełnie przeciwne założenia.

RISC (*Reduced Instruction Set Computer*) to architektura zaprojektowana do wykonywania niewielkiego zestawu prostych instrukcji, które można łatwo zdekodować i szybko wykonać.

Każda instrukcja wykonuje tylko jedną prostą funkcję, np. kopiuje wartość z pamięci do rejestru, dlatego procesor RISC ma wiele szybkich rejestrów ogólnego przeznaczenia (zwykle 16 lub 32). Ponadto udostępnia kilka prostych trybów adresowania i ma przewidywalne czasy wykonywania instrukcji. Kod programu dla procesora RISC może wymagać bardzo wielu instrukcji w celu wykonania nawet praktycznie prostego zadania, ponieważ każde działanie musi być rozbite do postaci ciągu najprostszych poleceń.

Przeciwieństwem RISC jest architektura **CISC** – *Complex Instruction Set Computer*, która charakteryzuje się występowaniem złożonych, specjalistycznych instrukcji zastępujących kilka operacji niskiego poziomu lub zdolnych do wykonywania operacji wieloetapowych, np. takich jak ładowanie z pamięci, operacja arytmetyczna i zapis do pamięci. Takie podejście ma zagwarantować zestawy instrukcji procesora, które niemal bezpośrednio odpowiadałyby poleceniom dostępnym w językach programowania wysokiego poziomu, takim jak wywołania procedur, sterowanie pętlami czy dostęp do struktur danych. Stosowanie takich złożonych instrukcji znacznie zmniejsza rozmiar programów i w niektórych aspektach pozwala na większą wydajność działania np. dzięki mniejszej liczbie odwołań do pamięci. Ponadto, w przeciwieństwie do RISC, zamiast przesyłać dane do rejestrów i z rejestrów, rozkazy mogą operować bezpośrednio na pamięci. Osiągnięcie tych założeń komplikuje budowę niektórych elementów procesora, np. dekodera rozkazów.



Rysunek 5. Symboliczne porównanie architektur RISC i CISC (https://t.ly/6y_p4)

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Branża mikroprocesorów obejmuje firmy wspierające głównie te dwie architektury. Układy z rodziny x86, np. Intel, to procesory działające na architekturze CISC, podczas gdy procesory ARM i np. Apple korzystają z architektury RISC. Inne, mniej popularne architektury to m.in.:

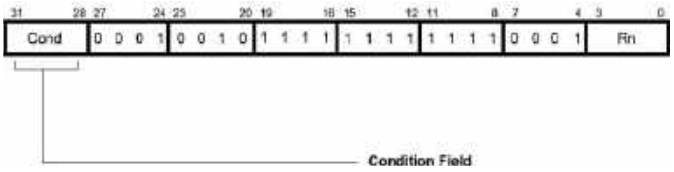
ZISC – *Zero Instruction Set Computer,*
MISC – *Minimal Instruction Set Computing,*
VLIW – *Very Long Instruction Word,*
EPIC – *Explicitly Parallel Instruction Computing.*

Każda z nich ma swoją specyfikę oraz charakterystyczne wady i zalety.

ARM

W procesorach komputerowych niemal od samego początku stosowano architekturę instrukcji CISC. Jednak badania wykazały, że programy komputerowe korzystały głównie z niewielkiej części rozkazów oferowanych przez takie procesory. Był to główny argument dla rozwoju architektury RISC, którą zajmowało się wówczas przedsiębiorstwo Apple Computer we współpracy z Acorn Computers. W tym celu wydzielono grupę projektową, która w 1990 roku przekształciła się w ARM Ltd. Akronim **ARM** pierwotnie oznaczał *Acorn RISC Machine*, ale ostatecznie przyjęto wersję: *Advanced RISC Machine*.

ARM Ltd rozwija architekturę ARM i udziela licencji na własność intelektualną, aby umożliwić swoim partnerom i klientom produkowanie, a także sprzedawanie mikroprocesorów oraz mikrokontrolerów w ramach ich własnych projektów i produktów. Jest to podejście inne niż w przypadku producentów procesorów, takich jak Intel lub AMD, którzy opracowują i wdrażają do sprzedaży własne chipy. Najtańsze licencje ARM to gotowa dokumentacja, którą można przekazać producentowi układów scalonych w celu produkcji. Rozbudowane licencje zawierają cały materiał projektowy i język opisu sprzętu (HDL – *Hardware Description Language*) – umożliwiają więc wprowadzanie znaczących zmian w układzie. Z działalnością ARM wiąże się określenie **IP Core**, gdzie IP oznacza *Intellectual Property* – własność intelektualna, zaś *Core* odnosi się do struktury układu scalonego.



Rysunek 6. Na początku każdej instrukcji ARM znajduje się 4-bitowy kod warunkowy

Code	Suffix	Flags	Meaning
0000	EQ	Z set	equal
0001	NE	Z clear	not equal
0010	CS	C set	unsigned higher or same
0011	CC	C clear	unsigned lower
0100	MI	N set	negative
0101	PL	N clear	positive or zero
0110	VS	V set	overflow
0111	VC	V clear	no overflow
1000	HI	C set and Z clear	unsigned higher
1001	LS	C clear or Z set	unsigned lower or same
1010	GE	N equals V	greater or equal
1011	LT	N not equal to V	less than
1100	GT	Z clear AND (N equals V)	greater than
1101	LE	Z set OR (N not equal to V)	less than or equal
1110	AL	(ignored)	always

Rysunek 7. Warunki, które mogą występować na początku instrukcji

Procesory z architekturą ARM są obecnie jednymi z najczęściej stosowanych procesorów na świecie. Różne wersje rdzeni ARM znajdują liczne zastosowania w systemach wbudowanych i urządzeniach o niskim poborze mocy (ze względu na ich energooszczędność). Używa się ich między innymi w smartfonach, mikrokomputerach (takich jak Raspberry Pi), urządzeniach IoT, a nawet w zabawkach dziecięcych. Licencje ARM nabył m.in. Apple i zastosował procesory tej rodziny w swoich flagowych produktach – iPhone, iPad, iPod, iWatch. Z czasem wielu producentów (w tym Apple) zaczęło samodzielnie modyfikować i rozbudowywać swoje układy, optymalizując je do różnych zastosowań. Dzisiaj wszystkie liczące się na rynku urządzenia mobilne bazują na procesorach ARM lub pochodnych.

Zgodnie z założeniami architektury RISC rozkazy procesora są tak skonstruowane, aby wykonywały jedną określoną operację i były przetwarzane (w większości przypadków) w jednym cyklu maszynowym. Sam zestaw instrukcji jest niewielki. Interesującą cechą w stosunku do innych architektur jest użycie 4-bitowego kodu warunkowego na początku każdej instrukcji (**rysunek 6**). W praktyce można użyć piętnastu różnych warunków (**rysunek 7**), szesnasty (1111) jest zarezerwowany i nie wolno go używać. W przypadku braku sufiksu pole warunkowe większości instrukcji jest ustawione na *Always* (AL), co oznacza, że instrukcja będzie zawsze wykonywana niezależnie od kodów warunkowych. Powyższa cecha powoduje znaczne uproszczenie programu i zmniejszenie liczby linii kodu w porównaniu do innych procesorów RISC. W efekcie układy ARM są konkurencyjne nawet wobec układów bardziej złożonych i o wyższym taktowaniu.

Większość procesorów ARM obsługuje dwa lub nawet trzy różne zestawy instrukcji. Standardowe trzy zestawy, których procesory ARM mogą używać, to:

- **ARM** lub **A32** – klasyczne instrukcje o długości 32 bitów.
- **Thumb** – zestaw instrukcji, który został po raz pierwszy dodany w procesorze ARM7TDMI i zawierał tylko 16-bitowe instrukcje, co pozwalało na zmniejszenie zajętości pamięci przez program, kosztem wydajności. Zajętość pamięci była poważnym problemem w mniejszych systemach wbudowanych.
- **Thumb-2** – najnowsze procesory, w tym te z serii Cortex-A, obsługują zestaw instrukcji Thumb-2, który rozszerza zestaw Thumb i zawiera instrukcje 16-bitowe oraz 32-bitowe. Daje to wydajność podobną do zestawu instrukcji A32, z rozmiarem kodu podobnym do instrukcji Thumb. Ze względu na zalety nowego rozwiązania często zdarza się, że cały kod jest kompilowany do standardu Thumb-2.

Najpopularniejszym projektem ARM był rdzeń **ARM7TDMI** (architektura ARMv4T), który zawierał 3-stopniowe potokowanie instrukcji (*Instruction Pipeline*) i mógł być taktowany do około 70 MHz. Kolejny znany rdzeń ARM9TDMI również bazował na architekturze ARMv4T, ale zawierał 5-stopniowe potokowanie instrukcji i mógł być taktowany do około 180 MHz. Kolejne rdzenie

Fotografia 3. Układy Broadcom BCM2835/BCM2836 bazują na architekturze ARMv6 i są stosowane na płytkach Raspberry Pi 1 oraz 2 (https://t.ly/NbkS0)

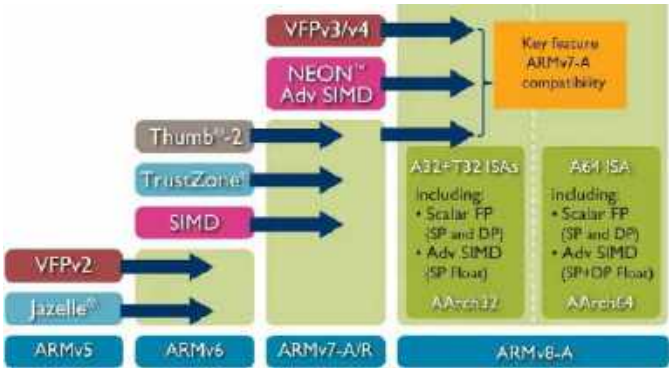
eprasa.pl 9ec3b90ffd

– ARM9xxE oraz ARM10xxE – bazowały na różnych wersjach architektury ARMv5. Architektura ARMv6 była bazą dla bardzo wydajnych rdzeni ARM11xx taktowanych zegarem do ok. 1 GHz. Układy z tej rodziny – Broadcom BCM2835/BCM2836 – były stosowane np. na płytkach Raspberry Pi 1/2 (**fotografia 3**), w układach Freescale Semiconductor serii i.MX3x, w układach Samsung ARM 1176JZ instalowanych w iPhone 3G itd. Architektura ARMv6 stała się także bazą dla pierwszych rdzeni Cortex-M.

64 bity

Architektura 64-bitowa **AArch64** została wprowadzona w 2012 r. wraz z rdzeniem **Cortex-A** (**ARMv8-A**). Nowa wersja dawała znaczne korzyści wydajnościowe – pozwala na adresowanie większego obszaru pamięci i przetwarzanie większych typów danych. Przekłada się to na płynniejsze wykonywanie wielu zadań jednocześnie, obsługę większych plików, uruchamianie bardziej złożonych aplikacji i przetwarzanie grafiki o wyższej jakości, przy jednoczesnym niewielkim zapotrzebowaniu na energię w porównaniu z 64-bitowymi układami x86-64. W ARMv8-A dodano nowy zestaw instrukcji **A64**, bardziej rozbudowany niż 32-bitowy poprzednik, zastosowano ponadto 31 rejestrów ogólnego przeznaczenia o pojemności 64 bitów każdy, co przełożyło się na wydajniejsze wykonywanie złożonych zadań. Ponadto architekturę AArch64 można rozszerzyć o opcjonalne zestawy instrukcji, takie jak NEON do operacji SIMD (*Single Instruction, Multiple Data*) i SVE (*Scalable Vector Extensions*) do obsługi jeszcze bardziej złożonych zadań.

Niezwykle ważnym aspektem przemawiającym za potrzebą opracowania architektury 64-bitowej była możliwość wykonywania zarówno kodu 32-bitowego, jak i 64-bitowego – obsługa zestawów A64 oraz A32 i Thumb/Thumb-2 znacznie ułatwiła migrację z popularnej, 32-bitowej architektury ARMv7-A (**rysunek 8**). Dzisiejszy użytkownik najnowszego smartfona nawet nie zdaje sobie sprawy z tego, czy aplikacja pracuje w standardzie 32-, czy 64-bitowym. Stosując nowatorskie podejście do zapewnienia wstecznej kompatybilności, ARM zapewnia producentom oprogramowania i rozwiązań sprzętowych stabilną platformę do prowadzenia biznesu, co okazało się kluczowe dla utrzymania wysokiej pozycji rynkowej.

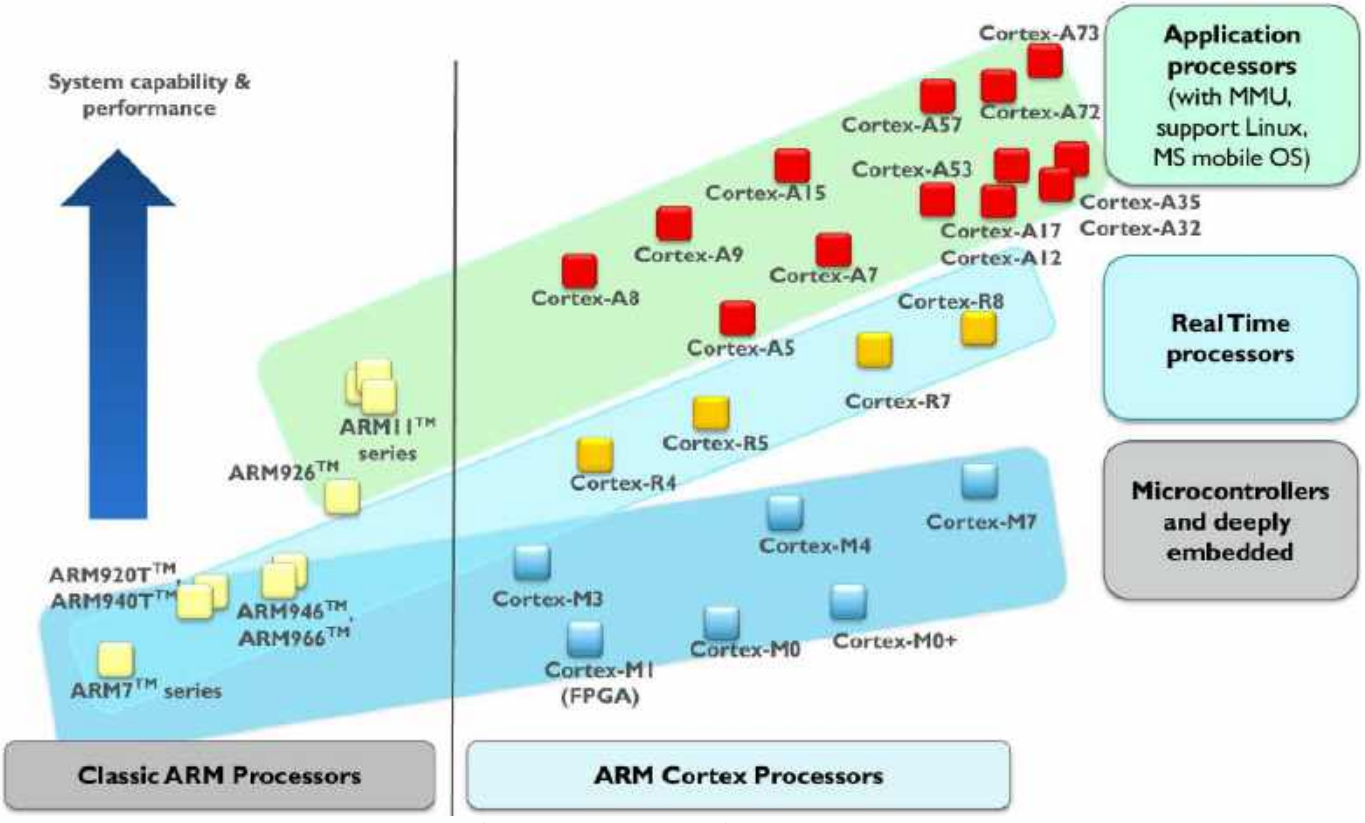


Rysunek 8. Zestawy instrukcji obsługiwane przez architekturę ARMv8 (https://tiny.pl/9bcqp7t3)

ARM Cortex

Cortex to bardziej modułowa i skalowalna architektura, zaprojektowana z myślą o różnych zastosowaniach, od urządzeń mobilnych po serwery. Bazuje zarówno na 32-bitowej architekturze ARMv7 (w przypadku starszych rdzeni Cortex), jak i na nowoczesnej, 64-bitowej ARMv8 oraz ARMv9 w przypadku najnowszych układów. Nowa architektura korzysta z silniej zoptymalizowanych zestawów instrukcji – Thumb-2 oraz A64, oraz wprowadza zaawansowane funkcje bezpieczeństwa – **ARM TrustZone** i funkcje wirtualizacji sprzętowej (ARMv8), które pozwalają na uruchamianie wielu systemów operacyjnych na jednym procesorze. Portfolio Cortex jest podzielone na trzy główne kategorie (**rysunek 9**).

Cortex-M – rdzenie zaprojektowane do mikrokontrolerów w systemach wbudowanych. Pierwsze procesory Cortex-M zostały wydane w 2004 roku. Dziś stanowią poważną konkurencję dla układów 8-bitowych, ponieważ są produkowane przez wielu producentów w przeogromnej palecie różnych konfiguracji, a ponadto nie są dużo droższe od starszych i nieporównanie mniej wydajnych mikrokontrolerów, np. z rodziny 8051. Główną różnicą w stosunku do bardziej



Rysunek 9. Portfolio rdzeni ARM oraz ARM Cortex (https://tiny.pl/tcsxf97m)

eprasa.pl 9ec3b90ffd

zaawansowanych rdzeni Cortex-A jest brak jednostki zarządzania pamięcią MMU (*Memory Management Unit*). Układy bez MMU nie pozwalają na uruchomienie „pełnoprawnych" systemów operacyjnych, natomiast bez problemu obsługują różnego rodzaju systemy operacyjne czasu rzeczywistego RTOS (*Real-Time Operating System*).

Cortex-A – rdzenie wysokowydajnych procesorów aplikacyjnych do urządzeń pracujących pod kontrolą wysokopoziomowych systemów operacyjnych, takich jak Linux lub Android. Wszystkie wyposażone są w jednostkę zarządzania pamięcią MMU oraz pamięci cache zarówno dla instrukcji (*Instruction Cache*), jak i danych (*Data Cache*). W większości są implementowane w układach wielordzeniowych.

Cortex-R – rdzenie o wysokiej wydajności przeznaczone do aplikacji czasu rzeczywistego. Oferta rdzeni tego typu jest najmniejsza pod względem zróżnicowania wersji. Znajdują zastosowanie w takich aplikacjach, jak kontrolery dysków twardych i SSD, sprzęt sieciowy, a także aplikacje samochodowe (kontrolery poduszek powietrznych, układów hamulcowych i systemów zarządzających pracą silnika). Układy z rdzeniem Cortex-R są pod pewnymi względami podobne do mikrokontrolerów, ale przeważnie stosowane w systemach bardziej zaawansowanych i krytycznych pod względem bezpieczeństwa.

Charakterystyka wybranych rdzeni ARM Cortex

Cortex-M0 to najprostszy i bardzo energooszczędny rdzeń ARM. Bazuje na architekturze ARMv6-M zoptymalizowanej specjalnie z myślą o zastosowaniu w niewielkich i tanich mikrokontrolerach, dlatego jego struktura krzemowa zajmuje także najmniejszą powierzchnię spośród wszystkich rdzeni Cortex. Zawiera 3-stopniowe potokowanie instrukcji i obsługuje większość poleceń z grupy Thumb i niektóre z grupy Thumb-2. Wydajność jest na poziomie 0,84 DMIPS/MHz. Znane układy z rdzeniem Cortex-M0 to m.in: XMC1100….1400 (Infineon), nRF51 (Nordic), STM32F0 (ST Microelectronics) czy też LPC1100 (NXP).

Cortex-M0+ to najbardziej energooszczędny rdzeń firmy ARM, cechujący się jednocześnie wyższą wydajnością obliczeniową niż Cortex-M0 (na poziomie 0,93 DMIPS/MHz). Osiągnięcie takich parametrów było możliwe dzięki wprowadzonym modyfikacjom (**rysunek 10**), m.in.:

- zredukowano przetwarzanie potokowe z 3- do 2-stopniowego, co umożliwia szybsze wykonywanie instrukcji,
- wprowadzono zoptymalizowaną magistralę AHB-Lite z buforowaniem dostępu do pamięci, co przyspiesza dostęp do pamięci i rejestrów peryferyjnych w systemach mikrokontrolerowych,
- dostęp do portów I/O odbywa się w jednym cyklu zegarowym,
- struktura procesora zawiera bufor MTB (*Micro Trace Buffer*) pozwalający na śledzenie wykonywania instrukcji i łatwiejsze debugowanie,
- układ umożliwia zaimplementowanie bloku MPU (*Memory Protection Unit*).

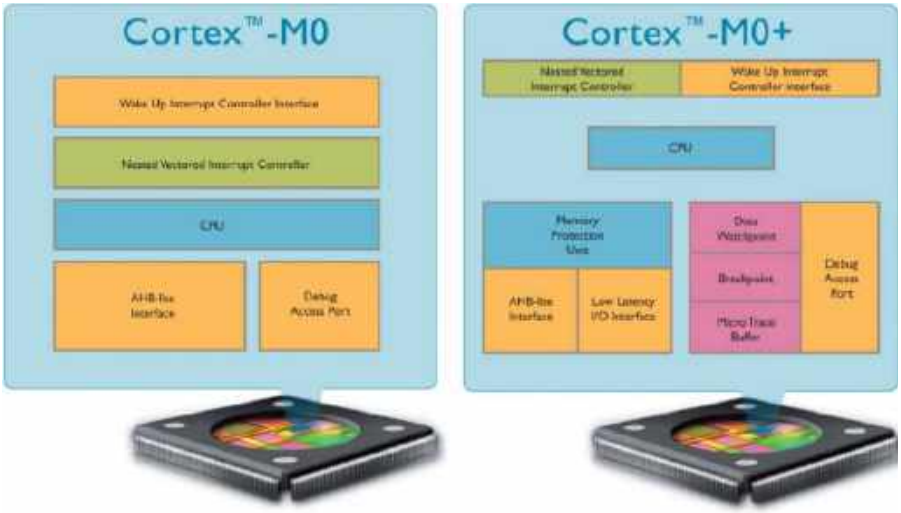
Cortex-M0+ korzysta z tego samego zestawu instrukcji, co Cortex-M0, więc obydwa wymienione rdzenie są binarnie kompatybilne. Kod napisany na Cortex-M0 będzie działał także po uruchomieniu na Cortex-M0+ bez żadnych zmian. Rdzeń M0+ jest często stosowany jako pomocniczy w mikroprocesorach wielordzeniowych, np. ST WB (jeden Cortex-M4F + jeden Cortex-M0+). Znane układy z rdzeniem Cortex-M0+ to m.in: SAM C2, D0, D1, D2, DA, L2, R2, R3 (Microchip); PIC32CM JH i MC (Microchip); LPC800 (NXP); Kinetis E, EA, L, M, V1, W0, S32K11 (Freescale/NXP); S124, S128, RE, RE01 (Renesas); EFM32 Zero (Silicon Labs/Energy Micro); STM32 L0, G0, C0, WL (ST Microelectronics); RP2040 – dwa rdzenie M0+ (Raspberry Pi).

Cortex-M1 jest podobny do M0, ale zoptymalizowany specjalnie do implementowania w układach FPGA i oferowany jako rdzeń programowy m.in. w takich układach, jak: Cyclone-II, Cyclone-III, Stratix-II, Stratix-III (Altera) czy Spartan-3, Virtex-2, Virtex-3, Virtex-4, Artix-7 (Xilinx).

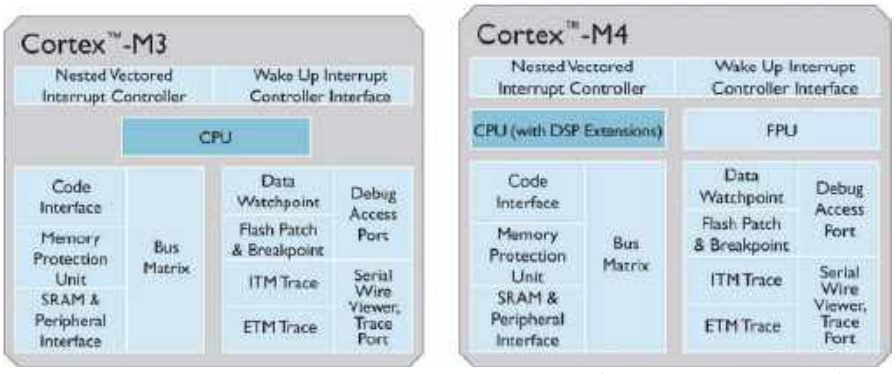
Cortex-M3/Cortex-M4 bazują na bardziej złożonej architekturze – ARMv7-M, która może działać z taktowaniem do 200 MHz i zapewnia zaawansowane funkcje debugowania (**rysunek 11**). Oprócz standardowego SWD (*Serial Wire Debug*), mikrokontrolery z rdzeniem Cortex-M3/M4 mają interfejs śledzenia z jednoliniowym wyjściem SWO (*Serial Wire Output*), który może być używany do przesyłania komunikatów debugowania *printf* bezpośrednio z kodu aplikacji i umożliwia ich przeglądanie z poziomu dowolnego standardowego środowiska IDE. Ponieważ wyjście SWO jest wbudowane w sam rdzeń, nie zajmuje żadnych standardowych UART-ów.

Oprócz doskonałej wydajności obliczeniowej rdzeni Cortex-M3/M4, zaawansowana struktura przerwań zapewnia szybką reakcję systemu na zdarzenia zachodzące w świecie rzeczywistym, a system NMI (*Non-Maskable Interrupts*) odpowiada za obsługę szczególnych przypadków, takich jak błędy sprzętowe.

Cortex-M3/M4 zawiera 3-stopniowe potokowanie instrukcji, obsługuje pełny zestaw instrukcji Thumb i Thumb-2 oraz ma sprzętowe bloki do operacji mnożenia i dzielenia 32-bitowych liczb całkowitych. Osiąga wydajność na poziomie 1,25 DMIPS/MHz. Cortex-M4 wyróżnia się tym, że obsługuje instrukcje DSP i opcjonalnie



Rysunek 10. Schematy blokowe rdzeni Cortex-M0 i Cortex-M0+ (https://tiny.pl/qwxmf682)



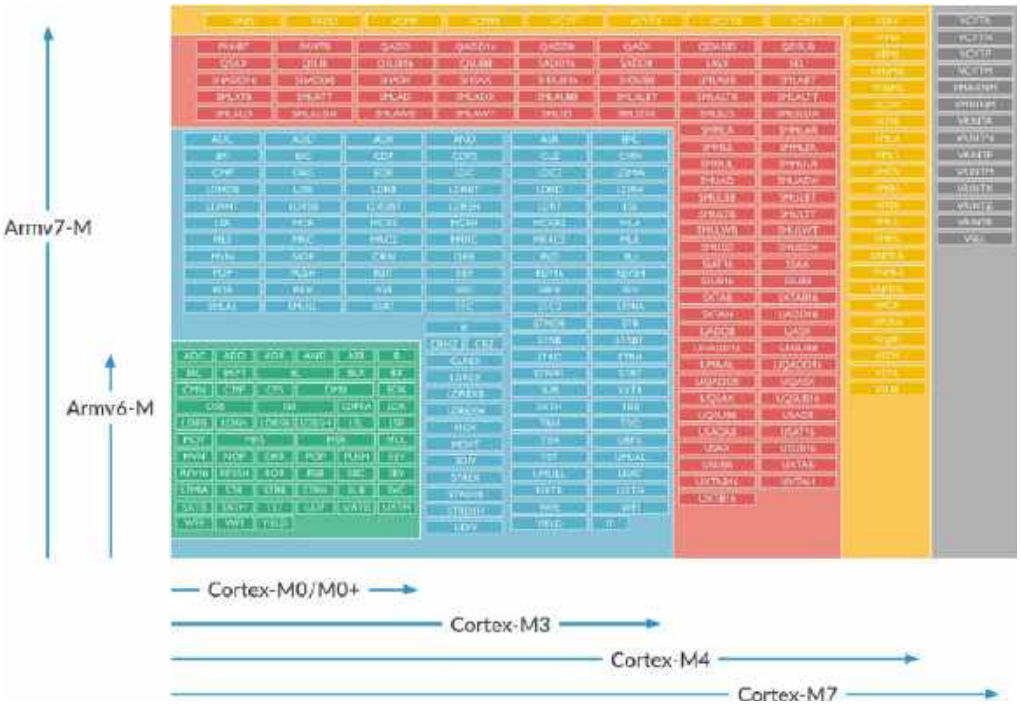
Rysunek 11. Schematy blokowe rdzeni Cortex-M3 i Cortex-M4 (https://tiny.pl/ff-6t4dd)

eprasa.pl 9ec3b90ffd

może zawierać jednostkę zmiennoprzecinkową FPU (*Floating-Point Unit*). Rdzeń z FPU jest oznaczany jako **Cortex-M4F**.

Popularne układy z rdzeniem Cortex-M3 to m.in: SAM 3A, 3N, 3S, 3U, 3X (Microchip); LPC1300, LPC1700, LPC1800 (NXP); STM32 F1, F2, L1, W (ST Microelectronics); TLE9860, TLE987x (Infineon) czy MG32F1xx (Megawin). Mikrokontrolery, w których Cortex-M3 występuje jako jeden z wielu rdzeni, to np. Apple A9; Samsung Exynos 7420 czy Texas Instruments F28, LM3, TMS470, OMAP 4470.

Z kolei Cortex-M4 znajdziemy w strukturach układów: SAM 4L, 4N, 4S (Microchip); Kinetis K, W2 (Freescale); STM32WL (ST Microelectronics) czy CC32xx, CC32xxMOD (Texas Instruments). Natomiast Cortex-M4F to np. układy: ADUCM4050 (Analog Devices); XMC4000 (Infineon); LPC4000, LPC4300, LPC54000 (NXP); Kinetis K, V3, V4, S32K14x (Freescale); S3, S5, S7, RA4, RA6 (Renesas); STM32 F3, F4, L4, L4+, G4, WB (ST Microelectronics). Cortex-M4F jest również chętnie stosowany jako rdzeń dodatkowy przy znacznie silniejszej jednostce/jednostkach. Cała seria układów NXP: i.MX 6, i.MX 7, i.MX 8, i.MX 8M oraz i.MX 8X zawiera takie właśnie rozwiązanie, podobnie jak np. STM32MP1 (ST Microelectronics).



Rysunek 12. Zestawy instrukcji obsługiwane przez rdzeń Cortex-M7

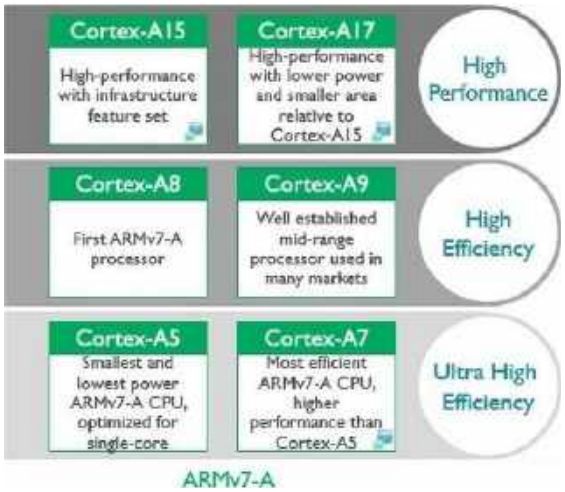
Cortex-M7 to rdzeń z 2014 roku, o wysokiej wydajności, ostatni zaprojektowany na bazie architektury ARMv7-M. Charakteryzuje się niemal dwukrotnie większą efektywnością energetyczną niż starszy Cortex-M4 – osiąga 2,14 DMIPS/MHz. Jest wyposażony w 6-stopniowe przetwarzanie instrukcji z przewidywaniem rozgałęzień (*Branch predictor*) i obsługuje największy zestaw instrukcji (**rysunek 12**). Magistrale instrukcji i danych zostały powiększone do szerokości 64 bitów, w porównaniu do poprzednich magistral 32-bitowych. Może być wyposażony w jednostkę zmiennoprzecinkową FPU zdolną do wykonywania operacji pojedynczej precyzji i podwójnej precyzji. Jeśli rdzeń zawiera FPU, jest określany jako Cortex-M7F. Znane układy z rdzeniem Cortex-M7 to m.in: SAM E7, S7, V7 (Mikrochip); Kinetis KV5x, S32K3xx (Freescale); i.MX RT (NXP); STM32 F7, H7 (ST Microelectronics).

Cortex-M23 bazuje na nowej architekturze – ARMv8-M, wprowadzonej do użytku w 2016 roku. Koncepcyjnie jest podobny do Cortex-M0+, ale obsługuje dodatkowe instrukcje dzielenia liczb całkowitych, ma usprawniony, 2-etapowy potok instrukcji oraz funkcje bezpieczeństwa TrustZone. Mikrokontrolery, które bazują na rdzeniu Cortex-M23, to m.in.: GD32E2xx (GigaDevice); SAM L10, L11 (Microchip); PIC 32CM-LE 32CM-LS (Microchip); M23xx, M2xx, NUC1262 (Nuvoton); S1JA, RA2A1, RA2L1, RA2E1, RA2E2 (Renesas).

Cortex-M33 to kolejny rdzeń na bazie nowej architektury ARMv8-M, który czerpie wiele z Cortex-M4 – zawiera 3-stopniowe potokowanie instrukcji, obsługuje pełny zestaw instrukcji Thumb i Thumb-2 oraz operacje DSP. Opcjonalnie może zawierać jednostkę zmiennoprzecinkową FPU – **Cortex-M33F**. Zasadniczą nowością jest funkcjonalność TrustZone. Znane układy z rdzeniem Cortex-M33 to m.in.: nRF91, nRF5340, nRF54 (Nordic); LPC5500, i.MX RT500, RT600, RT700 (NXP); RA4, RA6 (Renesas); STM32 H5, L5, U5, WBA (ST Microelectronics); RP2350 (Raspberry Pi).

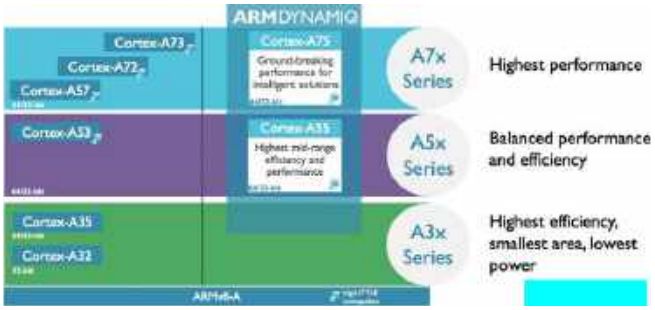
Cortex-M35P to pierwszy rdzeń ARMv8-M podobny do Cortex-M33, ze zintegrowanymi mechanizmami ochrony przed manipulacjami (*tamper-resistance*), przeznaczony do bezpiecznych urządzeń IoT, aplikacji obsługujących płatności lub usługi telekomunikacyjne. Jest to projekt z wieloma warstwami zabezpieczeń, łączący ochronę oprogramowania z technologią ARM **TrustZone** i ochroną fizyczną – **SecurCore**. Jeden z dostępnych mikrokontrolerów z tym rdzeniem to ST33K (ST Microelectronics).

Cortex-M52/Cortex-M55 to pierwsze rdzenie zgodne z kolejną architekturą – ARMv8.1-M. Wersja M55 została wydana w 2020 roku, a wersja M52 w 2023 roku. Nowa architektura zawiera różne funkcje bezpieczeństwa i wprowadza nowe optymalizacje zwiększające wydajność, takie jak 64-bitowa magistrala AXI. Najważniejszą zmianą jest nowy zestaw instrukcji SIMD (*Single Instruction, Multiple Data*), znany jako **Helium** i przeznaczony do aplikacji wymagających przeprowadzania intensywnych obliczeń, takich jak sztuczna inteligencja (AI), przetwarzanie sygnałów cyfrowych (DSP), multimedia (audio, wideo) czy złożone obliczenia matematyczne. Dzięki SIMD jedna instrukcja może przetwarzać wiele elementów danych jednocześnie, co znacznie przyspiesza operacje macierzowe, filtrowanie, transformacje Fouriera i inne zadania DSP, a jednocześnie



Rysunek 13. Porównanie rdzeni z serii Cortex-A na bazie architektury ARMv7-A (https://tiny.pl/vfq31v6c)

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Rysunek 14. Porównanie rdzeni z serii Cortex-A na bazie architektury ARMv8-A (https://tiny.pl/ybn57y0z)

zachowuje niski pobór mocy i kompaktową konstrukcję. Układy z tym rdzeniem to np.: G32R5 (Geehy Semiconductor); STM32 N6 (ST Microelectronics), PSOC Edge (Infineon).

Cortex-M85 to wszechstronny, wydajny i energooszczędny rdzeń zaprojektowany do najbardziej wymagających aplikacji w systemach wbudowanych. Dzięki technologii Helium, wysokiej przepustowości i zaawansowanemu wsparciu dla AI i DSP, wydajność opisywanej architektury wynosi ok. 3,8 DMIPS/MHz i jest wystarczająca do realizacji lekkich modeli ML (*Machine Learning*), np. służących do rozpoznawania głosu czy przetwarzania obrazu. Dodatkowo obsługuje przerwania z bardzo małym opóźnieniem, co jest istotne w aplikacjach w czasu rzeczywistego. Cortex-M85 jest idealnym rozwiązaniem dla urządzeń nowej generacji, łącząc niskie zużycie energii z wysoką wydajnością. Układy z tym rdzeniem to np. Renesans RA8.

Cortex-A5, A7, A8, A9, A12, A15 i A17 bazują na architekturze ARMv7-A i stanowią pierwszą serię 32-bitowych rdzeni aplikacyjnych Cortex-A (**rysunek 13**). Mają wspólny zestaw funkcjonalności, w tym takie elementy jak silnik przetwarzania multimediów NEON, zabezpieczenia TrustZone czy obsługa działań zmiennoprzecinkowych pojedynczej i podwójnej precyzji, a także wsparcie kilku zestawów instrukcji – ARM, Thumb, Thumb-2, Jazelle i DSP. Wybrane układy z tej rodziny to: SAMA5D3 (Cortex-A5, Microchip); i.MX7 (Cortex-A8, NXP); Apple A5 (Cortex-A9, Apple); Exynos 5 52xx, 54xx (Cortex-A15, Samsung); MT6595, MT5595 (Cortex-A17, MediaTek).

Cortex-A3x, A5x, A7x implementują nowszą architekturę – ARMv8-A (**rysunek 14**), która oferuje funkcje wspierające wielowątkowość, takie jak symetryczne przetwarzanie wieloprocesorowe SMP (*Symmetric Multiprocessing*). Mogą być implementowane zarówno jako jednostki 32-bitowe, jak i 64-bitowe. Najnowsze wersje Cortex-A55, A65, A75, A76, A77, A78 oferują już ulepszoną architekturę ARMv8.2-A. Wybrane układy z tej rodziny to: i.MX8X (Cortex-A35, NXP); Sitara AM6xxx (Cortex-A53, Texas Instruments); Snapdragon 808, 810 (Cortex-A57, Qualcomm); Amlogic S922X (Cortex-A53, Amlogic).

Cortex-A510, A520, A710, A715, A720, A725 bazują na najnowszych architekturach ARMv9-A lub ARMv9.2-A, które są skoncentrowane na heterogenicznych systemach wielordzeniowych. Implementują **DynamIQ** – kluczową technologię ARM, która umożliwia tworzenie bardziej elastycznych, wydajnych i energooszczędnych systemów heterogenicznych. Dzięki możliwości łączenia różnych typów rdzeni w jednym klastrze, ulepszonemu zarządzaniu pamięcią i zoptymalizowanym zarządzaniem obciążeniem DynamIQ jest fundamentem nowoczesnych procesorów ARM stosowanych w wielu dziedzinach technologii. Wybrane układy z tej rodziny to: Snapdragon 7 (Cortex-A510, Qualcomm); Exynos 2200 (Cortex-A710, Samsung); Tensor G4 (Cortex-A710, Google); Dimensity 9300 (Cortex-A720, MediaTek).

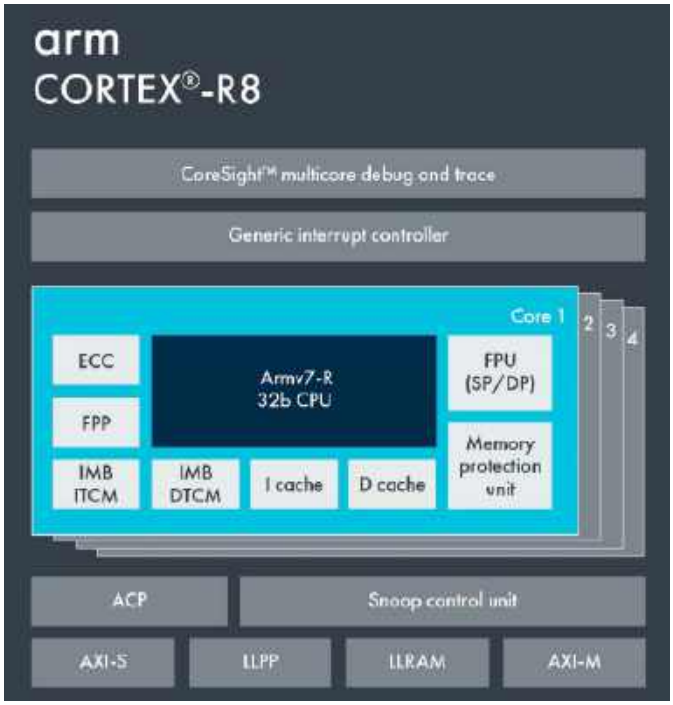
Cortex-R4, R5, R7, R8 to 32-bitowe rdzenie bazujące na architekturze ARMv7-R (**rysunek 15**). Charakteryzują się pamięciami o szybkim dostępie, przeznaczonymi do wysoce deterministycznych aplikacji. TCM (*Tightly-Coupled Memory*) to tzw. pamięć ściśle sprzężona, która może przechowywać kod procedur obsługi przerwań i danych wymagających intensywnego przetwarzania. Każdy blok TCM może mieć do 1 MB.

Ponadto opisywane procesory mają wielostopniowy potok instrukcji z przewidywaniem rozgałęzień oraz technologią przerwań o małym opóźnieniu. W najgorszym przypadku czas odpowiedzi na przerwanie może wynosić najwyżej 20 cykli. Konfiguracja dwurdzeniowa bazuje na redundantnym procesorze Cortex-R4 w synchronizacji, z przesuniętym zegarem i logiką porównawczą. Takie rozwiązanie pozwala osiągnąć bardzo wysoką niezawodność i odporność na błędy. Warto jednak zauważyć, że pomimo wysokiego poziomu wydajności, ta seria rdzeni nie nadaje się do uruchamiania pełnych systemów operacyjnych, takich jak Linux czy Android, te zaś pozostają domeną serii Cortex-A.

Cortex-R52, R82 to najnowsze układy rodziny Cortex-R, które bazują na architekturze ARMv8-R. Szczególnym projektem jest rdzeń R82 – to pierwszy procesor czasu rzeczywistego firmy ARM, w którym zaimplementowano 64-bitową architekturę Armv8-R AArch64 i obsługę instrukcji A64. Osiąga wydajność nawet do 8,67 DMIPS/MHz, którą uzyskano m.in. dzięki szybkiej magistrali wewnętrznej AXI5 o szerokości nawet 256 bitów czy oddzielnej pamięci podręcznej L1 dla każdego rdzenia, podzielonej na pamięć danych oraz instrukcji z możliwością konfigurowania rozmiaru poszczególnych sekcji. Również pamięci TCM są wydzielone dla każdego rdzenia: ITCM dla instrukcji oraz DTCM dla danych. Obie TCM mają konfigurowalny rozmiar, który może wynosić do 1 MB. Najnowszy rdzeń może też zawierać 32-bitowy port LLPP lub 64-bitowy SSP połączony poprzez magistralę AXI5, który umożliwia ścisłą integrację urządzeń peryferyjnych wrażliwych na opóźnienia.

Cortex X jest najmłodszym typem rdzenia z grupy Cortex. Powstał w ramach programu CXC (Cortex-X Custom), w którym partnerzy programu – w ścisłej współpracy z zespołami inżynierów ARM – mogli kształtować CPU tak, aby spełniał ich specyficzne wymagania rynkowe.

Pierwszym rdzeniem programu CXC jest **Cortex-X1**, który zapewnia 30-procentową poprawę wydajności szczytowej w porównaniu z odpowiadającym mu procesorem Arm Cortex-A77. Oferowana przez nowy rdzeń krótkotrwała (impulsowa), podwyższona wydajność wpływa istotnie na poprawę responsywności



Rysunek 15. Schemat blokowy rdzenia Cortex-R8 (https://tiny.pl/vhz12t02)

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Rysunek 18. Flagowy procesor z serii Cortex-X to potężny Cortex-X925 (https://tiny.pl/bzm8_859)

podczas korzystania ze smartfonów i innych urządzeń z dużym ekranem. Ponadto Cortex-X1 oferuje także 2-krotną poprawę wydajności uruchamianych na nim algorytmów uczenia maszynowego (ML) w porównaniu z Cortex-A77.

Flagowym procesorem z serii Cortex-X (oraz całej serii Cortex w ogóle) jest zapowiedziany w 2024 roku potężny **Cortex-X925**. Pomimo zmiany nazwy jest to bezpośredni następca poprzedniej generacji – Cortex-X4, który można znaleźć w procesorach takich jak Qualcomm Snapdragon 8 Gen 3. Główne dane Cortex-X925 mówią o architekturze Arm v9.2, wyższych prędkościach taktowania przekraczających 3,6 GHz i większych pamięciach podręcznych – rdzeń procesora może mieć do 3 MB prywatnej pamięci podręcznej L2. Największą różnicą jest natomiast niemal podwojona liczba jednostek **OoO Execution Window** (Out-of-Order Execution Window), które umożliwiają wykonywanie instrukcji programu poza kolejnością. W efekcie możliwe jest bardziej efektywne wykorzystanie jednostek obliczeniowych procesora poprzez reorganizację kolejności wykonywania instrukcji, zgodnie z zależnościami danych, a nie ich pierwotnym ułożeniem w kodzie programu. Cortex-X925 ma osiągnąć o 15% wyższą wydajność w porównaniu z Cortex-X4, która wzrośnie dodatkowo do 36% po uwzględnieniu przejścia na produkcję w procesie technologicznym 3 nm. Wydajność w zakresie AI ma jeszcze większy potencjał – niektóre modele będą uruchamiane aż o 46% szybciej niż na Cortex-X4 (**rysunek 18**).

Pomimo wysokiej wydajności, Cortex-X925 został zaprojektowany tak, aby był energooszczędny. Projekt rdzenia obejmuje takie funkcje, jak dynamiczne skalowanie napięcia i częstotliwości – **DVFS** (Dynamic Voltage and Frequency Scaling), które umożliwia dostosowanie poziomów mocy i wydajności w zależności od obciążenia. Zapewnia to wydajne zagospodarowanie energii, co przekłada się na wydłużenie żywotności baterii i zmniejszenie emisji ciepła.

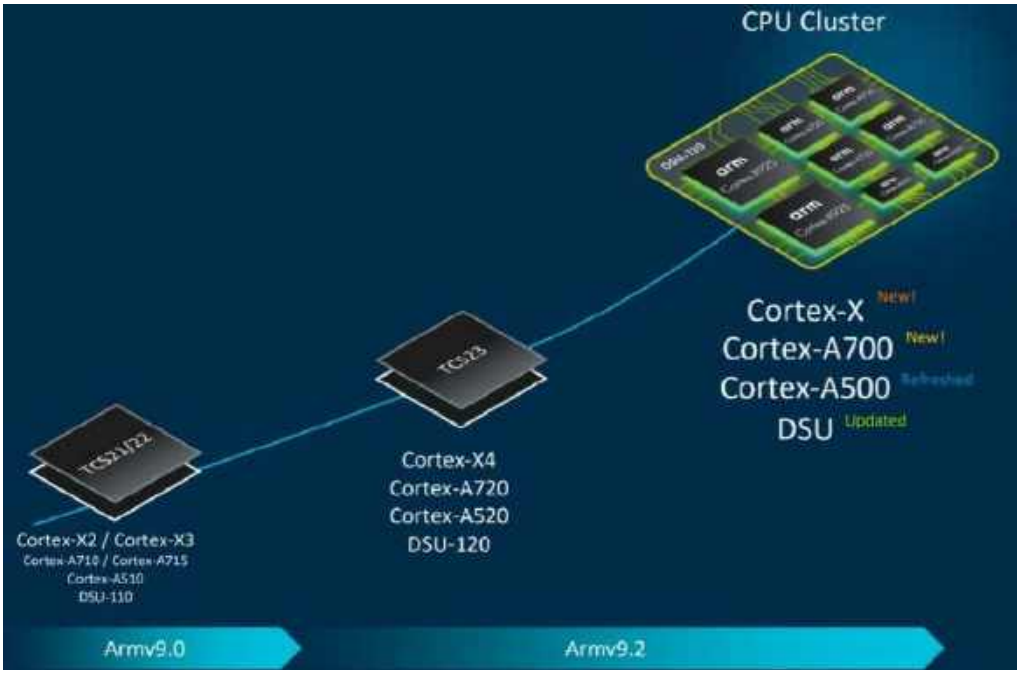
Cortex-X925 jest również zaprojektowany i zoptymalizowany pod kątem aplikacji AI. Zawiera odpowiednie akceleratory i osiąga wydajność nawet 80 TOPS (bilionów operacji na sekundę), co pozwala na obsługiwanie złożonych zadań z zakresu AI – od przetwarzania języka naturalnego, po widzenie komputerowe. Możliwości te są dodatkowo wspierane przez biblioteki **Kleidi AI** i **Kleidi CV** firmy Arm, które zapewniają programistom narzędzia potrzebne do tworzenia zaawansowanych aplikacji AI.

Kluczowym elementem rdzenia X925 oraz pozostałych układów tej generacji – A725 i A520 – jest kompatybilność z technologią **DynamIQ**, która pozwala na łączenie rdzeni o różnych konfiguracjach w jednym klastrze (**rysunek 19**). Dzięki temu możliwe jest dynamiczne zarządzanie zasobami rdzeni procesora w ramach klastra, aby dostosować je do różnorodnych wymagań aplikacji. DynamIQ w wersji DSU-120 obsługuje do 8 rdzeni CPU o różnej wydajności, np. rdzenie o wysokiej mocy obliczeniowej, rdzenie aplikacyjne i energooszczędne w jednym klastrze w konfiguracji 2+4+2. Centralnym komponentem klastra DynamIQ jest DSU (Dynamic Shared Unit). Zawiera współdzieloną pamięć podręczną poziomu L3, która działa jako szybki bufor dla rdzeni znajdujących się w klastrze, przyspieszając przetwarzanie danych i zmniejszając opóźnienia w dostępie do pamięci. Ponadto wszystkie zewnętrzne interfejsy systemu są dostarczane przez DSU.

Rdzeń Cortex-X925 można zastosować w samodzielnej konfiguracji DynamIQ, w której klaster DSU-120 DynamIQ obejmuje jeden lub więcej rdzeni X925. Rdzeń Cortex-X925 można również stosować jako rdzeń o wysokiej wydajności w heterogenicznym klastrze.

RISC-V

Architektura ISA ARM zdecydowanie dominuje na rynkach systemów wbudowanych i mobilnych ze względu na wysoką wydajność i energooszczędność. RISC-V, w przeciwieństwie do ARM, jest architekturą ISA typu **open source** (**rysunek 16**), więc można ją stosować bez opłat licencyjnych. Ponadto umożliwia bezproblemowe wprowadzanie optymalizacji i modyfikacji, co ułatwia rozwój procesorów i dostosowanie wydajności do różnych aplikacji. RISC-V oferuje



Rysunek 19. Technologia DynamIQ pozwala na łączenie rdzeni o różnych konfiguracjach w jednym klastrze (https://tiny.pl/bzm8_859)

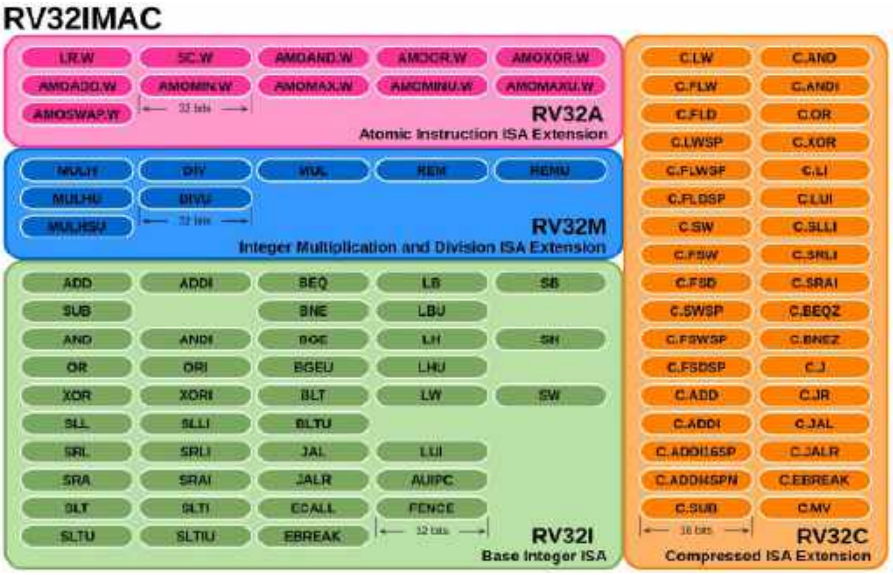
eprasa.pl 9ec3b90ffd

zatem przede wszystkim wszechstronność, elastyczność, skalowalność i dzięki tym cechom zyskuje na popularności, stając się groźnym konkurentem dla marki ARM.

Aspekt open source architektury RISC-V zapewnia brak uzależnienia od dostawcy i minimalizuje koszty, co skutkuje bardziej opłacalną produkcją. Ponadto firmy zachęcają osoby spoza branży do aktywnego uczestnictwa w otwartym projekcie RISC-V i wprowadzania innowacji oraz niestandardowych rozwiązań. Taka współpraca pozwala na szybkie wdrażanie najnowocześniejszych technologii i spersonalizowanych procesorów do różnych obszarów aplikacyjnych.

ARM oferuje zaawansowane funkcje bezpieczeństwa, które muszą być wdrożone w celu zapewnienia niezawodności aplikacji. RISC-V oferuje zupełnie inne podejście – gwarantuje całkowitą przejrzystość architektury w celu dokładnego monitorowania i poszukiwania potencjalnych luk w zabezpieczeniach, zgodnie ze swoimi wymaganiami. Ten typ dostosowywania zabezpieczeń jest korzystny w wielu aplikacjach o wysokim poziomie bezpieczeństwa, w których producent potrzebuje całkowitej kontroli i dokładnego zrozumienia struktury sprzętowej.

Użytkownicy komercyjni wymagają, aby ISA było stabilne i w jakimś stopniu nadzorowane, zanim zostanie wdrożone. Dlatego w 2015 r. utworzono fundację RISC-V Foundation, której celem jest gromadzenie, utrzymywanie i publikowanie własności intelektualnej związanej z definicją RISC-V. W listopadzie 2019 r. fundacja RISC-V przeniosła swoją siedzibę do Szwajcarii, powołując się na obawy dotyczące amerykańskich przepisów handlowych. Od marca 2020 r. organizacja nosi nazwę RISC-V International.



Rysunek 17. Przykładowe instrukcje rdzenia RISC-V (https://tiny.pl/ny_1dwvv)

Rysunek 16. RISC V jest architekturą ISA typu open source (https://tiny.pl/n341_d4j)

Baza i rozszerzenia

Architektura ISA RISC-V ma modułową konstrukcję, składającą się z alternatywnych części bazowych i opcjonalnych rozszerzeń. Baza określa zestaw instrukcji, ich kodowanie, przepływ sterowania, rejestry i ich rozmiary, adresowanie, sterowanie logiką i przepływem danych. Rozszerzenia standardowe są tak określone, aby działały ze wszystkimi bazami standardowymi, a także ze sobą nawzajem, bez powodowania konfliktów. Aby nazwać kombinacje funkcji, które mogą być zaimplementowane, zdefiniowano pewien schemat. Najpierw określana jest baza zestawu instrukcji oraz szerokość bitowa rejestrów i wariant, np. RV32E, RV64I lub RV128I. Następne litery określają zaimplementowane rozszerzenia (**rysunek 17**), są to m.in.:

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 9ec3b90ffd

Rysunek 20. Mikrokontroler ESP32-C3 bazuje na rdzeniu RISC-V – RV32IMC (https://tiny.pl/w4s3hhgc)

Rysunek 21. PolarFire od Microchip to flagowa platforma FPGA, gdzie gotowy procesor bazujący na RISC-V jest budowany bezpośrednio w strukturę FPGA (https://tiny.pl/j3-z0z8y)

- M – rozszerzenie standardowe do mnożenia i dzielenia liczb całkowitych;
- A – rozszerzenie standardowe do instrukcji atomowych;
- F – standardowe rozszerzenie do obliczeń zmiennoprzecinkowych pojedynczej precyzji;
- D – standardowe rozszerzenie do liczb zmiennoprzecinkowych podwójnej precyzji;
- Zicsr – instrukcje rejestru kontroli i statusu (CSR);
- G – skrót dla zestawu: I, M, A, F, D, Zicsr, Zifencei i rozszerzeń;
- Q – standardowe rozszerzenie do obliczeń zmiennoprzecinkowych o poczwórnej precyzji;
- L – rozszerzenie standardowe do liczb zmiennoprzecinkowych dziesiętnych;
- C – standardowe rozszerzenie do skompresowanych instrukcji;
- B – standardowe rozszerzenie do manipulacji bitami;
- J – standardowe rozszerzenie do języków tłumaczonych dynamicznie;
- T – standardowe rozszerzenie pamięci transakcyjnej;
- P – standardowe rozszerzenie do instrukcji SIMD;
- V – rozszerzenie standardowe do operacji wektorowych.

Implementacje RISC-V

Organizacja RISC-V prowadzi listę implementacji procesorów i układów SoC RISC-V. Oprócz gotowych podzespołów RISC-V jest chętnie implementowany w układach FPGA. Co ciekawe, z uwagi na sankcje, które uniemożliwiłyby Chinom dostęp do zastrzeżonych ISA, kraj ten planował przenieść większość swoich architektur procesorów i mikrokontrolerów na rdzenie RISC-V. Wybrane układy z tym rdzeniem to m.in.:

- ESP32-C3 – jednordzeniowy, 32-bitowy mikrokontroler RISC-V (RV32IMC) od Espressif (**rysunek 20**);
- RV32IMAC, GD32V – mikrokontrolery od GigaDevice;
- PolarFire od Microchip – flagowa platforma FPGA, w ramach której gotowy procesor – bazujacy na RISC-V – jest budowany bezpośrednio w strukturze FPGA. Linia produktów PolarFire obejmuje wiele różnych komponentów (**rysunek 21**);
- Bluespec – oficjalny partner rozwojowy firmy Xilinx, obecnie wspiera implementacje 32-bitowych rdzeni RISC-V na układach FPGA firmy Xilinx. Ten SoC IP jest przeznaczony do aplikacji wymagających pojedynczego rdzenia procesora, uruchamiającego Linux na FPGA.

Podsumowanie

Na rynku mikrokontrolerów i procesorów aplikacyjnych od wielu lat panuje marka ARM. Architektura RISC-V daje dużo korzyści, ale też wiążą się z nią różne niepewności. Pomimo to wprowadza zupełnie inne podejście biznesowe i dzięki temu zyskuje popularność.

Kolejnym aspektem, którego nie wolno pominąć, są regulacje polityczne i handlowe oraz sankcje. Siedziba ARM znajduje się w Wielkiej Brytanii, Intel i AMD to firmy z USA, a fundacja RISC-V ma siedzibę w Szwajcarii – otwartość projektu i dostępność dokumentacji stawia tę technologię ponad podziałami politycznymi. Dlatego takie kraje jak Chiny czy Rosja zwracają się w stronę RISC-V.

Istnieją obawy, że rozpowszechnienie RISC-V spowoduje ogromną fragmentację i problemy ze zgodnością. Dlatego społeczność RISC-V aktywnie pracuje nad opracowaniem i utrzymaniem standardów.

Jednak decydujące znaczenie może mieć coś zupełnie innego. Typowym problemem każdej nowej technologii jest dostępność (oraz cena) narzędzi, w tym przypadku oprogramowania. Bez nowoczesnego i łatwo dostępnego IDE oraz bazy bibliotek, przykładów i obrazów systemów ograniczana jest użyteczność nowego rdzenia. RISC-V nadrabia zaległości w tym zakresie – jest już obsługiwany przez niektóre łańcuchy narzędzi, debuggery oraz systemy operacyjne, m.in. Linux.

Damian Sosnowski, EP

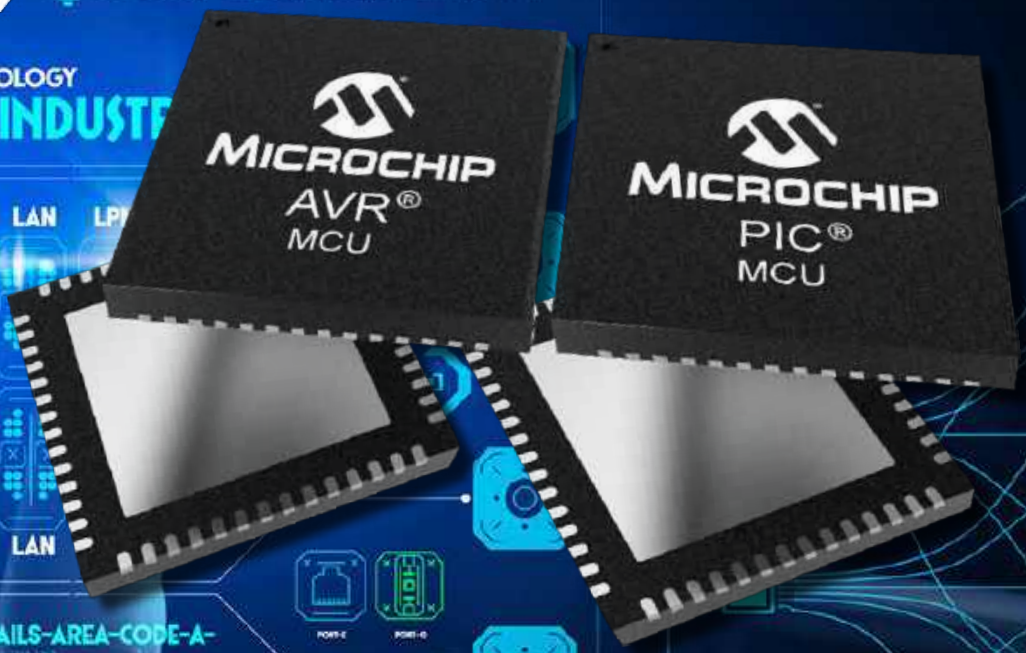
Bibliografia

- https://tiny.pl/6qy8qt7b
- https://pl.wikipedia.org/wiki/Procesor
- https://pl.wikipedia.org/wiki/Koprocesor
- https://pl.wikipedia.org/wiki/Procesor_sygna%C5%82owy
- https://pl.wikipedia.org/wiki/Procesor_graficzny
- https://en.wikipedia.org/wiki/Microprocessor
- https://tiny.pl/wc_q2w8t
- https://tiny.pl/f3q-28pm
- https://pl.wikipedia.org/wiki/RISC-V
- https://pl.wikipedia.org/wiki/Mikroarchitektura_procesora
- https://pl.wikipedia.org/wiki/Architektura_zestawu_instrukcji
- https://pl.wikipedia.org/wiki/RISC
- https://pl.wikipedia.org/wiki/CISC
- https://en.wikipedia.org/wiki/Reduced_instruction_set_computer
- https://en.wikipedia.org/wiki/Complex_instruction_set_computer
- https://iitd-plos.github.io/col718/ref/arm-instructionset.pdf
- https://picockpit.com/raspberry-pi/arm-vs-risc-v-vs-x86/
- https://tiny.pl/8pzqjy13
- https://www.threatdown.com/glossary/what-is-arm64/
- https://tiny.pl/fjpndjr7
- https://www.theregister.com/2015/02/02/raspberry_pi_model_2/
- https://tiny.pl/zn_j5rr3
- https://tiny.pl/mh66tzts
- https://www.st.com/en/secure-mcus/st33k1m5c.html
- https://en.wikipedia.org/wiki/ARM_Cortex-A
- https://tiny.pl/xh-xhc78
- https://tiny.pl/q_3k6c8w
- https://tiny.pl/j3-z0z8y
- https://tiny.pl/8pzqjy13
- https://en.wikipedia.org/wiki/RISC-V

eprasa.pl 9ec3b90ffd

GAMMA

MICROCHIP



MCU MPU DSC FPGA

WWW.GAMMA.PL

Autoryzowany dystrybutor komponentów elektronicznych firmy Microchip Technology Inc. w Polsce

- Mikrokontrolery, mikroprocesory, cyfrowe kontrolery sygnału DSC
- PolarFire FPGA SoC i PLD
- Rozwiązania analogowe, pamięci oraz interfejsów
- Komunikacja bezprzewodowa oraz Ethernet

DOWIEDZ SIĘ WIĘCEJ

Gamma Sp. z o.o. | Dystrybutor podzespołów elektronicznych

ul. Kacza 6A, 01-013 Warszawa | info@gamma.pl | (+48) 22 862 75 00

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Okiem eksperta

– nowoczesne procesory ARM i pamięci do zaawansowanych systemów wbudowanych

Mikrokontrolery oparte na architekturze ARM podbiły rynek i od wielu lat niepodzielnie rządzą światem elektroniki użytkowej i profesjonalnej. Marka Nuvoton wprowadziła do sprzedaży szereg mikrokontrolerów i procesorów aplikacyjnych zoptymalizowanych pod kątem szerokiej gamy aplikacji. O wybrane rozwiązania z oferty firmy zapytaliśmy eksperta z tajwańskiej siedziby Nuvoton.

Więcej informacji:
Autoryzowany dystrybutor firm Nuvoton i Winbond:
MARTHEL Kopciński spółka komandytowa
ul. Sosnowa 24-5 Bielany Wrocławskie
55-040 Kobierzyce , tel. +48-71-311 07 11 (12)
marthelinfo@marthel.pl, www.marthel.pl

Zdecydowana większość mikrokontrolerów z rdzeniem ARM jest przeznaczona do zasilania napięciem 3,3 V lub niższym. Jakie najważniejsze korzyści dają projektantom mikrokontrolery Nuvoton dostosowane do pracy z zasilaniem 5-woltowym?

1. Większa kompatybilność i elastyczność projektowania

Mikrokontrolery NuMicro® Nuvoton obsługują zasilanie napięciem 5 V, co ułatwia ich integrację z istniejącymi systemami przemysłowymi i wbudowanymi. Dzięki zakresowi napięcia roboczego od 1,8 do 5,5 V oferują one wszechstronne opcje projektowe, zwłaszcza w systemach mieszanych napięć obejmujących także obwody 3,3-woltowe.

2. Zwiększona odporność na zakłócenia i wyższa niezawodność

Mikrokontrolery NuMicro® Nuvoton obsługują sygnały 5-woltowe, zapewniając lepszą odporność na zakłócenia w systemach przemysłowych, automatykce i urządzenaich domowych. Mikrokontrolery Nuvoton nie tylko zapewniają wyższą odporność na awarie przy zasilaniu 5 V, ale oferują także zabezpieczenia ESD spełniające wymogi modelu HBM do 8 kV, co przekłada się na większą stabilność i skuteczniejszą ochronę przeciwprzepięciową w środowiskach o dużych wahaniach napięcia.

3. Możliwość bezpośredniego sterowania

Opisywane procesory mogą bezpośrednio sterować elementami o relatywnie wysokim napięciu pracy, takimi jak niektóre diody LED, a nawet przekaźniki czy silniki, bez dodatkowych obwodów dopasowujących poziom sygnałów, co upraszcza projekt i zmniejsza całkowity koszt BOM.

Mikrokontrolery NuMicro® Nuvoton to kompleksowe portfolio produktów z obsługą zasilania 5 V, począwszy od 8-bitowych 8051, poprzez NuMicro® Cortex®-M0, Cortex®-M23, aż po Cortex®-M4 MCU. Tak szeroki wachlarz architektur spełnia potrzeby różnorodnych aplikacji. Mikrokontrolery te zapewniają wysoką kompatybilność, dużą odporność na zakłócenia i zwiększoną niezawodność w różnych scenariuszach aplikacyjnych. Upraszczają projektowanie poprzez bezpośrednie zasilanie urządzeń wysokonapięciowych, zapewniając stabilność pracy w zmiennych środowiskach, przy jednoczesnym obniżeniu ogólnych kosztów implementacji. Ponadto Nuvoton oferuje szeroką gamę produktów na napięcia rzędu 3,3 V i niższe, dostarczając zwiększoną wydajność, aby sprostać różnorodnym wymaganiom rynku.

Fotografia 1. Zestaw ewaluacyjny NuMaker-M55M1

Które z mikrokontrolerów dostępnych w ofercie Nuvoton oferują największe możliwości konstruktorom urządzeń o rozbudowanych funkcjonalnościach analogowych?

Seria NuMicro® M2L31 bazuje na rdzeniu Arm® Cortex®-M23 o architekturze Armv8-M z jednocyklowym, sprzętowym mnożnikiem/dzielnikiem. Układy pracują z częstotliwością taktowania do 72 MHz i oferują od 64 do 512 kilobajtów pamięci ReRAM, od 40 do 168 kB pamięci SRAM, napięcie robocze od 1,71 V do 3,6 V, temperaturę pracy od –40°C do 105°C, szeroki wybór obudów oraz doskonałą odporność na wyładowania elektrostatyczne do 4 kV (wg modelu ESD HBM) oraz do 4,4 kV (EFT). Seria ta jest idealnym wyborem do sterowania silnikami, urządzeniami peryferyjnymi PC, produktami związanymi z automatyką przemysłową czy systemami zarządzania bateriami.

W zakresie analogowej funkcjonalności seria M2L31 oferuje:

- do trzech wzmacniaczy o programowalnym wzmocnieniu (PGA),
- trzy analogowe komparatory wejściowe typu rail-to-rail,
- jeden 24-kanałowy, szybki, 12-bitowy przetwornik ADC SAR 3,6 MSps,
- do dwóch 12-bitowych przetworników C/A 1 MSps,
- do 16 kanałów obsługujących niezależne, pojemnościowe przyciski dotykowe.

Oprócz wysoce zintegrowanych MCU z funkcjami analogowymi Nuvoton oferuje również samodzielne komponenty do obsługi funkcji analogowych, które można sparować z różnymi typami mikrokontrolerów. Warto tutaj wspomnieć o układzie NAU7802 – precyzyjnym, 24-bitowym przetworniku ADC delta-sigma

Pamięci do wymagających aplikacji

Implementacja wydajnych procesorów i mikrokontrolerów często – nawet pomimo sporej ilości pamięci wbudowanej – wymaga zastosowania dodatkowej przestrzeni do przechowywania danych wejściowych i wyjściowych, modeli AI czy też obszernych zbiorów multimedialnych. Czołowym producentem nowoczesnych układów pamięci DRAM oraz Flash jest marka Winbond – doskonale znana konstruktorom systemów wbudowanych m.in. dzięki rozbudowanemu portfolio układów DDR2/3/4/4X SDRAM czy też szybkich i pojemnych pamięci nieulotnych z interfejsem szeregowym. W ofercie producenta znajdują się m.in. układy znakomicie upraszczające proces montażu, także w w przypadku ograniczonych możliwości technologicznych linii produkcyjnej – przykładem może być pamięć NOR Flash o pamięci 512 Mb, produkowana w obudowie... SOIC 16 (model W25Q512JV). Wśród układów dostarczanych przez Winbond znajdują się także niskomocowe pamięci NOR Flash o napięciu zasilania zaledwie 1,2 V – idealne do aplikacji IoT czy urządzeń ubieralnych. Z pełną ofertą producenta można zapoznać się na jego oficjalnej stronie internetowej pod adresem: www.winbond.com

eprasa.pl 9ec3b90ffd

o niskim poborze mocy, osiągającym ENOB na poziomie nawet do 23 bitów.

Jakie narzędzia programowe i sprzętowe oferuje firma Nuvoton deweloperom zainteresowanym szybkim rozpoczęciem pracy z aplikacjami przetwarzania brzegowego na bazie procesorów z serii NuMicro® M55M1?

Nuvoton oferuje kompleksowy ekosystem sprzętu i oprogramowania w celu przyspieszenia rozwoju i testowania aplikacji przetwarzania brzegowego. Poniżej znajduje się przegląd narzędzi programistycznych Nuvoton umożliwiających szybkie i wydajne wdrażanie rozwiązań typu *edge computing* opartych na NuMicro® M55M1.

Płytka rozwojowa NuMaker-M55M1

Kluczowe parametry kontrolera NuMicro® M55M1:

- Rdzeń:
  - Arm® Cortex®-M55 taktowany zegarem do 220 MHz
- Pamięć:
  - Do 2 MB pamięci Flash i 1,5 MB pamięci SRAM
- Możliwości AI:
  - Zintegrowana jednostka przetwarzania neuronowego Arm Ethos®-U55 (micro-NPU)
- Bezpieczeństwo:
  - Arm® TrustZone® i zaawansowane funkcje bezpieczeństwa umożliwiające tworzenie bezpiecznych środowisk wykonawczych.
- Interfejsy peryferyjne:
  - HyperBus, Ethernet, High-speed USB, CAN FD, I³C, ACMP i inne.

Cechy płytki rozwojowej NuMaker-M55M1

- Pełna obsługa wszystkich możliwości M55M1, dzięki czemu zestaw idealnie nadaje się do opracowywania aplikacji z użyciem sztucznej inteligencji i przetwarzania brzegowego.
- Firma Nuvoton oferuje do płytki NuMaker-M55M1 przykładowe programy i zestaw narzędzi programistycznych, co znakomicie upraszcza naukę i przyspiesza czas realizacji projektów.

NuEdgeWise: Embedded Machine Learning Training Tool

NuEdgeWise to specjalnie zaprojektowane narzędzie szkoleniowe do uczenia maszynowego, dostosowane do urządzeń wbudowanych. Umożliwia szybkie tworzenie wysokowydajnych modeli AI i płynne wdrażanie ich na wbudowanych platformach sprzętowych. Narzędzie zostało zaprojektowane tak, aby było przyjazne dla użytkownika, umożliwiając programistom – nawet tym bez wcześniejszego doświadczenia specjalistycznego w zakresie sztucznej inteligencji – szybkie rozpoczęcie pracy.

- Przetwarzanie danych i ich adnotacja (etykietowanie):
  - Obsługuje różne typy danych, w tym obrazy, dźwięk i sygnały z czujników.
  - Oferuje intuicyjny interfejs upraszczający adnotacje i zarządzanie danymi.
- Generowanie modeli uczenia maszynowego:
  - Nie wymaga kodowania, modele mogą być generowane i optymalizowane za pomocą jednego kliknięcia.
  - Obsługuje różne zadania AI, takie jak klasyfikacja, regresja i wykrywanie anomalii.
- Optymalizacja i wdrażanie:
  - Zgodność z formatem TensorFlow Lite w celu łatwego wdrożenia.
  - Zoptymalizowany pod kątem mikrokontrolerów Cortex-M i Cortex-A w celu zrównoważenia wydajności i zużycia energii.
  - Zawiera kompleksowe zestawy SDK i szczegółową dokumentację techniczną ułatwiającą rozwój.

Jeffery Lin
Sales Representative, EMEA Sales Department
Nuvoton Technology Corporation Taiwan

REKLAMA

mikrokontrolery i mikroprocesory, specjalizowane systemy SoC, układy audio, układy dźwiękowe ISD ChipCorder

nuvoTon

www.nuvoton.com

pamięci Mobile RAM, DRAM, Flash

winbond

www.winbond.com

AUTORYZOWANY DYSTRYBUTOR

MARTHEL Kopciński spółka komandytowa
55-040 Bielany Wrocławskie
ul. Sosnowa 24-5
tel. +48-71-311 07 11 (12)
fax +48-71-311 07 13
e-mail: marthelinfo@marthel.pl
www.marthel.pl

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Oszczędzanie energii w teorii i w praktyce (6)

W poprzedniej części cyklu omówiliśmy zagadnienie łączności radiowej z użyciem gotowych modułów na pasma ISM, ze szczególnym uwzględnieniem technologii LoRa, która pozwala na osiągnięcie sporych zasięgów kosztem prędkości transmisji. Omówiliśmy też pobieżnie temat anten i ich wpływu na zasięg. W tej części skupimy się na zupełnie innym zagadnieniu, mianowicie problemie testowania prototypów, szczególnie pod kątem poboru prądu. Okazuje się bowiem, że o wiele łatwiej i taniej jest badać urządzenia pochłaniające kilowaty niż mikrowaty.

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

Pomiar niskich prądów to przede wszystkim problem dostępnych narzędzi. Na rynku są obecne instrumenty i przystawki pomiarowe pozwalające na takie pomiary, ale jest to raczej kategoria produktów niszowych, a przez to nieco droższych, choć nie zawsze. Sprawdzimy więc, co jest dostępne na rynku i porównamy parametry tych urządzeń. Rozważymy też możliwość pomiarów za pomocą samodzielnie wykonanych narzędzi, ze względu na to, że część komercyjnych przystawek i mierników ma ceny nieproporcjonalnie wysokie do oferowanych możliwości.

Problematyka pomiaru małych prądów

Badania prototypów urządzeń energooszczędnych, a zwłaszcza tych zasilanych bateryjnie, stawiają szczególne wymagania wobec instrumentu pomiarowego. Zazwyczaj pomiar poboru prądu realizowany jest przez badanie spadku napięcia na rezystorze pomiarowym. Rezystor ten zwykle ma relatywnie małą wartość, od kilku miliomów do kilku omów. Im mniejsza wartość samego rezystora pomiarowego, tym większe prądy można mierzyć, bo zgodnie z prawem Ohma spadek napięcia na takim rezystorze będzie mniejszy i mniejsza moc strat się na nim wydzieli. Gdy jednak chcemy mierzyć małe prądy, rzędu mili- lub mikroamperów, wartość rezystora pomiarowego musi być odpowiednio większa. Alternatywnie można użyć wzmacniacza pomiarowego o dużym wzmocnieniu i wysokiej precyzji w zakresie napięcia stałego. Zbyt wysoki opór rezystora pomiarowego, a przez to zbyt duży spadek napięcia na nim, może dodatkowo zafałszować wyniki pomiaru, zwłaszcza jeżeli zasilamy urządzenie napięciem bliskim minimalnego napięcia zasilania tego urządzenia.

Drugim problemem podczas pomiaru małych prądów jest zakres dynamiczny. W przypadku układów zawierających mikrokontroler, którego wewnętrzne moduły lub/i zewnętrzne bloki funkcyjne są włączane i wyłączane w miarę potrzeb, pobór prądu może zmieniać się w zakresie od dziesiątek lub setek nanoamperów do dziesiątek miliamperów. Możemy zaprogramować badane urządzenie tak, by w czasie testów załączało i wyłączało na żądanie kolejne moduły i bloki, a potem zmierzone wartości – wraz z czasami pracy poszczególnych elementów w normalnym trybie działania – przeliczyć na średni, minimalny i maksymalny pobór prądu. Mimo to przyrząd powinien mieć możliwość pomiaru wartości prądu od nA do mA, co zwykle realizuje się za pomocą przełączania zakresów. Można też zastosować przetwornik ADC o wysokiej rozdzielczości, by uzyskać pożądany zakres dynamiki pomiaru, ale niesie to za sobą kolejne problemy, jak wymóg użycia wysoce stabilnego źródła napięcia odniesienia czy też przeprowadzenia kalibracji przetwornika. Pojawia się też problem tolerancji innych komponentów (np. rezystorów) czy problemy z napięciem niezrównoważenia i szumami własnymi wzmacniaczy operacyjnych. Ponadto jeśli rezystor pomiarowy ma małą wartość, a przez to wzmacniacz pomiarowy ma duże wzmocnienie, układ taki staje się wyjątkowo podatny na zakłócenia zewnętrzne.

Trzecim problemem są: pasmo przenoszenia i częstotliwość dokonywania pomiarów. W idealnej sytuacji pobór prądu obserwowany byłby na oscyloskopie, by móc „złapać" na nim skoki związane z włączaniem lub wyłączaniem modułów i bloków funkcyjnych badanego urządzenia. Z poprzednich części wiemy, że czas pracy różnych modułów może zmieniać się w zakresie od mikrosekund do milisekund (lub więcej), więc dla uzyskania adekwatnego pomiaru pasmo przenoszenia przystawki oscyloskopowej powinno zaczynać się od napięcia stałego, a kończyć na minimum 1 MHz. Problem jest mniej dotkliwy, gdy możemy użyć do pomiaru multimetru – zazwyczaj te urządzenia mogą się poszczycić częstotliwością odświeżania na poziomie od kilku do kilkudziesięciu herców.

Jeszcze jeden problem stanowi zasilanie badanych układów – zasilacz powinien dostarczać wysoce stabilne napięcie. Z poprzednich części naszego cyklu wiemy, że pobór prądu potrafi mocno zależeć od napięcia zasilania – do tego stopnia, iż zmiana tego napięcia o kilkanaście mV może mieć mierzalny wpływ na pomiar. Co więcej, tanie zasilacze warsztatowe i laboratoryjne mogą nie oferować dostatecznie precyzyjnej regulacji nastaw, a samo napięcie wyjściowe będzie się powoli zmieniać wraz ze wzrostem temperatury wewnątrz – odpowiada za to dryft termiczny źródła napięcia odniesienia. Warto też dodać, że większość badanych urządzeń zasilanych jest napięciem w okolicy 1,2...3,3 V – a to oznacza, że w przypadku typowego zasilacza 30 V mamy do czynienia z dużym spadkiem napięcia na elemencie regulacyjnym. Do tego większość tanich zasilaczy nie radzi sobie zupełnie z ograniczeniem prądu (CC) poniżej ~20 mA. W ramach testu autor ustawił w swoim tanim zasilaczu laboratoryjnym napięcie 1,20 V wedle wskazań wbudowanego miernika, co wymagało niezwykłej delikatności w operowaniu potencjometrami regulacji zgrubnej i dokładnej. Dokładniejszy multimetr pokazał wartość 1,2033 V. Nie udało się ustawić ograniczenia prądu poniżej ~130 mA – zasilacz wpadał w tryb CC, redukując napięcie na wyjściu do zera. Oczywiście zasilacz był dość tanim wyrobem chińskiej firmy Wamptek, opartym na regulowanej przetwornicy impulsowej, więc nie należy oczekiwać cudów w zakresie precyzji i jakości takiej konstrukcji.

Podsumowując, do adekwatnych badań układów energooszczędnych potrzebujemy:

- precyzyjnego, niskoszumowego i bardzo stabilnego zasilacza,
- bocznika pomiarowego, który z jednej strony ma wartość wystarczająco dużą do uzyskania wymaganego spadku napięcia, a jednocześnie na tyle małą, by ten spadek nie wpływał na pomiary,
- przystawki pomiarowej o wysokiej impedancji wejściowej, możliwie szerokim paśmie przenoszenia (na potrzeby pomiarów oscyloskopowych), dużym wzmocnieniu i małych szumach własnych oraz pozbawionej błędów wynikających z niezrównoważenia wejść;

eprasa.pl 9ec3b90ffd

- multimetru, który pozwala na bardzo precyzyjne pomiary napięcia i prądu w zakresach mV/μA.

Dobrze by było, żeby to wszystko nie kosztowało zbyt dużo. Sprawdźmy zatem, czy da się relatywnie tanio skompletować taki zestaw pomiarowy, a zaczniemy od zasilacza.

Zasilacz

Oferta dostępnych zasilaczy jest ogromna, gdyż większość z nich to identyczne konstrukcje sprzedawane pod różnymi markami. Wszystkie one oferują wysokie napięcia i wysokie prądy, często są to konstrukcje wielokanałowe lub nawet symetryczne, w sam raz do testowania wzmacniaczy audio, sterowników silników czy wręcz ładowania akumulatorów samochodowych. Z tego powodu zasilacze warsztatowe i tanie zasilacze laboratoryjne można od razu wyeliminować. Ponadto urządzenia te nie pozwalają na dokładne ustawienie pożądanych parametrów, nie są też wystarczająco stabilne. Nawet zasilacze sterowane cyfrowo, jak na przykład Owon P4305, nie oferują wystarczającej stabilności: rozdzielczość regulacji wynosi 1 mV i 1 mA, ale regulacja napięcia i prądu jest o rząd wielkości gorsza. Chcąc dokładnie nastawić pożądane napięcie, trzeba je mierzyć miernikiem dobrej klasy, by mieć gwarancję uzyskania pożądanej wartości. Nie wyklucza to wprawdzie takich zasilaczy w zastosowaniu do precyzyjnych pomiarów prądu, ale jest to dodatkowy krok, który komplikuje nieznacznie pracę. W ogóle natomiast nie wyeliminujemy błędów poniżej 1 mV. W specyfikacjach tańszych zasilaczy też próżno szukać informacji o długofalowej stabilności czy o wpływie zmian temperatury. Skąd się biorą te problemy i ograniczenia tanich zasilaczy? Odpowiedź jest prosta – z użycia tanich komponentów o gorszych parametrach: przeciętnych źródłach napięcia odniesienia, przetworników DAC o niskiej rozdzielczości i wzmacniaczy operacyjnych o dużych błędach niezrównoważenia czy niskiej stabilności termicznej.

Jednym z tańszych, dokładnych zasilaczy spełniających wyśrubowane wymagania dokładności i stabilności jest model Keysight E36105A. Stabilność regulacji napięcia pod obciążeniem wynosi 0,001% z błędem niezrównoważenia na poziomie 10 mV. Niestety, ze względu na sposób działania zasilacz ten jest raczej dobrym źródłem szumów, co stanowi problem przy pomiarach oscyloskopowych. Producent podaje też dokładność po upływie roku oraz rozdzielczość nastaw. Generalnie zasilacz ten jest adekwatny do naszych potrzeb, przy cenie poniżej 1200 złotych netto. Niestety, lepszy zasilacz z tej serii, E36102A, jest niedostępny. Dlaczego lepszy? Bo przy niższym napięciu maksymalnym parametry regulacji i stabilizacji są lepsze. Nadal jednak to nie do końca to, czego byśmy oczekiwali od dobrego zasilacza do pracy z niskimi napięciami i prądami. Przeglądając droższe oferty można dość do wniosku, że ze wzrostem cen rośnie przede wszystkim napięcie wyjściowe, prąd wyjściowy czy liczba kanałów, a nie klasa dokładności. Nie ma więc problemu, by nabyć w Polsce zasilacz mający na wyjściu setki woltów albo limit obciążenia 50...100 A, ale zdobycie zasilacza ze stabilizacją liczoną w mikroamperach jest raczej niemożliwe.

Jeśli budżet nie ma znaczenia, dobrym wyborem mogą być dwa dość drogie zasilacze.

Keysight E3633A (za około 12 tysięcy złotych netto) oferuje dobrą stabilizację napięcia (z błędem 2 mV) i prądu (250 μA). Zasilacz jest przy tym adekwatnie niskoszumowy i stabilny długoterminowo. Za „jedyne" siedemnaście tysięcy złotych możemy nabyć model Rohde & Schwarz NGM201 – wielofunkcyjny zasilacz z dokładnością i stabilnością nastaw poniżej 1 mV, generalnie niskoszumowy, wyposażony w możliwość pomiaru i rejestracji napięcia i prądu ze znaczną dokładnością: 500 μV w zakresie 5 V i 200 nA w zakresie 100 mA (20 nA w zakresie 10 mA). Zasilacz ten może zatem zastąpić też multimetr i przystawkę pomiarową.

Przeglądając oferty producentów oraz liczne noty katalogowe, można dojść do smutnego wniosku: nie znajdziemy adekwatnie precyzyjnego zasilacza w rozsądnej cenie. Należy zatem wybrać zasilacz mniej dokładny i doregulować jego napięcie względem dobrej klasy multimetru. Szumy samego zasilacza zaś wyeliminuje rozbudowany filtr z dość dużym dławikiem. Na rynku zwyczajnie brak ultraprecyzyjnych zasilaczy małej mocy, o napięciu poniżej 10 V i prądzie do 1...2 A. Rynek jest zbyt niszowy – co dziwi, biorąc pod uwagę liczbę najróżniejszych gadżetów zasilanych bateryjnie.

Fotografia 1. Multimetr Owon XDM3051, w opinii autora najlepszy miernik 5½ cyfry dostępny na polskim rynku (https://tiny.pl/xs8p3yhh)

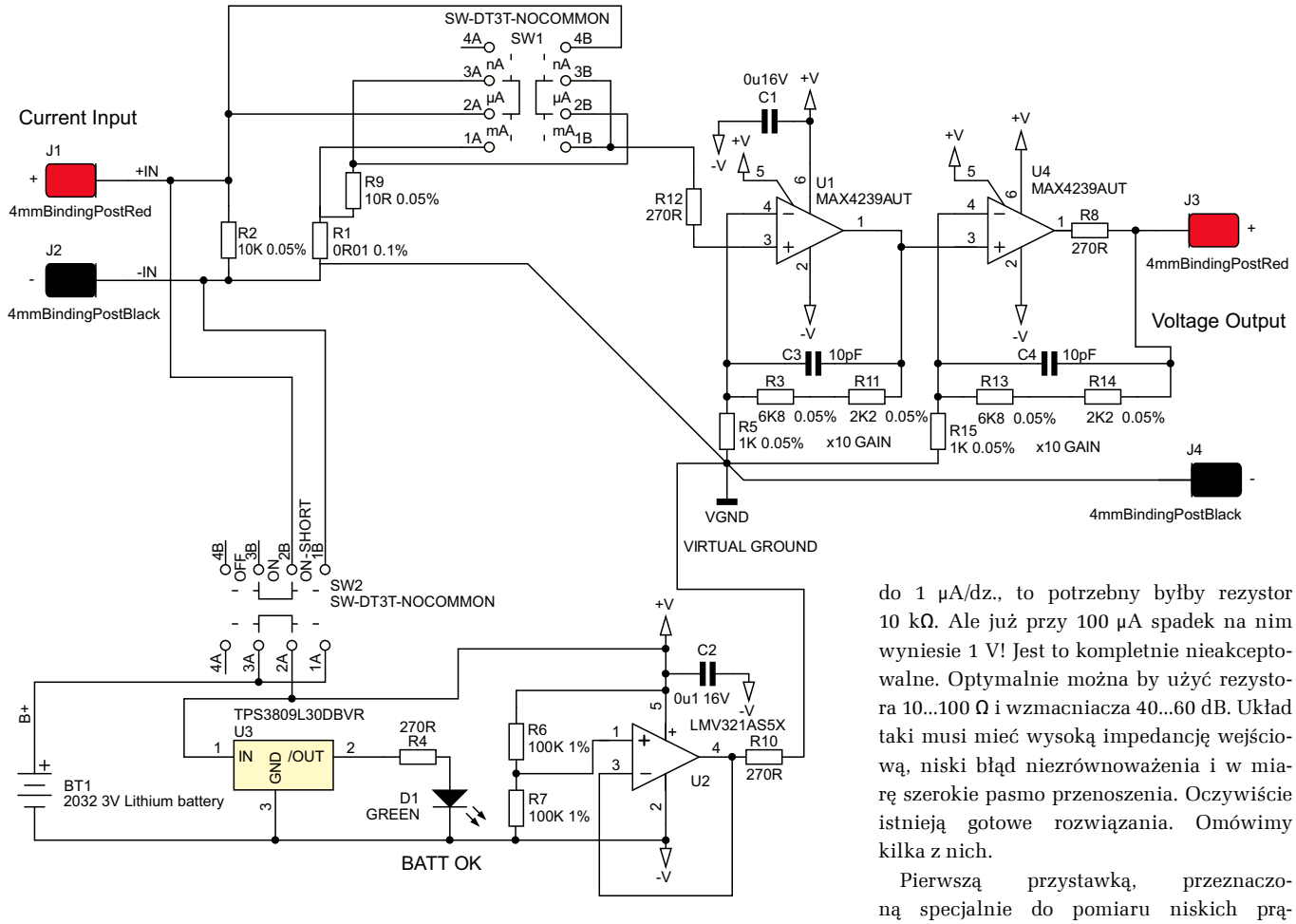
Multimetr

W przypadku instrumentów pomiarowych sytuacja jest dużo lepsza. Nawet relatywnie tani multimetr Aneng AN870 oferuje pomiar napięcia w zakresie 20 V z rozdzielczością 1 mV i dokładnością ±0,05% + 3 cyfry. W zakresie 20 mV, użytecznym do bezpośrednich pomiarów na boczniku, mamy rozdzielczość 1 μV przy tej samej klasie dokładności. Pomiar prądu odbywa się w zakresach 200 mA i 20 mA, z rozdzielczością odpowiednio 100 μA i 10 μA. Ale multimetr ten ma też zakresy mikroamperowe 200 μA i 20 μA, przy których rozdzielczość wynosi odpowiednio 100 nA i 10 nA – do podstawowych pomiarów wystarczy. Klasa dokładności w zakresach mA i μA wynosi ±0,5%+3.

Zatem jeśli budżetowy multimetr – popularny wśród hobbystów – oferuje adekwatne parametry, to trochę droższe multimetry siłą rzeczy muszą być dokładniejsze. To prawda, ale nie do końca. Tanie multimetry stołowe w cenach poniżej tysiąca złotych, choć oferują dobrą dokładność, lepszą niż wspomniany wyżej multimetr ręczny, to w zakresach μV i μA ta dokładność spada. Wśród relatywnie tanich multimetrów stołowych dobrymi parametrami może się poszczycić model 5½ cyfry, czyli Owon XDM3051 (recenzja tego przyrządu była opublikowana w EP 3/2024). Instrument ten (**fotografia 1**) nie ma zakresu mikrowoltów, ale przy ustawieniu 200 mV oferuje rozdzielczość 1 μV. Dokładność wynosi ±0,015% wartości odczytu ±0,004% zakresu. Ale nie musimy opierać się na zewnętrznym boczniku, gdyż XDM3051 oferuje też zakres 200 μA z rozdzielczością 1 nA, przy dokładności ±0,055% odczytu ±0,005% zakresu. Urządzenie pozwala też na jednoczesny pomiar napięcia i prądu oraz daje możliwość automatycznego logowania pomiarów, zatem za około 1860 złotych netto mamy instrument w sam raz do pracy z układami energooszczędnymi.

Kolejnym, choć ponad dwa razy droższym wyborem, może być multimetr Keysight 34460A. Ma o jedną cyfrę znaczącą więcej niż Owon, więc na zakresie 100 μA oferuje rozdzielczość 100 pA. W zakresie 100 mV dokładność wynosi ±0,0040% odczytu ±0,0060% zakresu. W przypadku pomiaru prądu zaś wynosi ona ±0,010% odczytu ±0,020% zakresu (@ 100 μA). W zbliżonej cenie można nabyć instrument firmy BK Precision BK5493C. Ma podobne parametry do miernika Keysight, ale w przeciwieństwie do konkurenta oferuje też funkcję pomiaru pojemności. Pod względem dokładności BK5493C jest o rząd wielkości lepszy od Owona, w zakresie 100 mV wynosi

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Rysunek 1. Schemat przystawki µCurrent zaprojektowanej przez Dave'a Jonesa z kanału YouTube EEVBlog (https://tiny.pl/gyjjf1t8)

ona ±0,0030% odczytu ±0,0030% zakresu, a przy 100 µA: ±0,010% odczytu ±0,020% zakresu.

Dodając kolejne cyfry do wyświetlacza, uzyskamy większą rozdzielczość i dokładność, ale będzie to okupione znacznym wzrostem ceny. I tak najtańszy multimetr 7½ cyfry, Keysight 34470A, kosztuje prawie szesnaście i pół tysiąca złotych netto. W zakresie 100 mV zyskujemy rozdzielczość 10 nV i dokładność ±0,0030% odczytu ±0,0030% zakresu. Miernik ten jednak pokazuje swoją klasę przy pomiarze prądu, gdyż poza zakresem 100 µA (rozdzielczość 10 pA) mamy też zakresy 10 µA (rozdzielczość 1 pA) i 1 µA (rozdzielczość 100 fA). Dokładność we wszystkich trzech zakresach wynosi ±0,007% odczyt plus: ±0,005% zakresu (w zakresie 1 µA); ±0,002% zakresu (10µA) lub ±0,001% zakresu (100 µA). Tak czuły multimetr znajdzie zastosowanie w badaniach biomedycznych, więc raczej nie polecam go do naszych zastosowań.

Warto też pamiętać, że dokładność pomiarów zmienia się z czasem, więc regularna kalibracja jest koniecznością. Koszt takiej usługi zależy też od klasy kalibrowanego instrumentu, gdyż kalibrator musi być o klasę dokładniejszy od niego. Między innymi dlatego hobbyści praktycznie nigdy nie kalibrują swoich instrumentów, a duże korporacje inwestują w wewnętrzne działy zajmujące się tylko i wyłącznie tym zadaniem.

Przystawki pomiarowe i wzmacniacze pomiarowe

Jeśli chcemy dokonać pomiaru, mając mniej dokładny instrument lub chcąc obserwować zmiany wartości prądu na oscyloskopie, potrzebujemy przystawki lub wzmacniacza pomiarowego. Typowe oscyloskopy z przetwornikami 8-bitowymi oferują rozdzielczość 10 mV/dz., zatem jeśli chcielibyśmy bezpośrednio mierzyć prąd z dokładnością do 1 µA/dz., to potrzebny byłby rezystor 10 kΩ. Ale już przy 100 µA spadek na nim wyniesie 1 V! Jest to kompletnie nieakceptowalne. Optymalnie można by użyć rezystora 10...100 Ω i wzmacniacza 40...60 dB. Układ taki musi mieć wysoką impedancję wejściową, niski błąd niezrównoważenia i w miarę szerokie pasmo przenoszenia. Oczywiście istnieją gotowe rozwiązania. Omówimy kilka z nich.

Pierwszą przystawką, przeznaczoną specjalnie do pomiaru niskich prądów za pomocą przeciętnej klasy multimetru, jest µCurrent. Ten niewielki przyrząd opracował i sprzedaje Dave Jones, twórca popularnego kanału na YouTube o nazwie EEVBlog. Przystawka oferuje trzy zakresy: ±1250 mA, ±1250 µA i ±1250 nA. Na wyjściu, zależnie od wybranego zakresu, uzyskujemy napięcie odpowiednio 1 mV/mA, 1 mV/µA lub 1 mV/nA. Rozdzielczość pomiaru zależy od klasy multimetru, więc przy użyciu typowego miernika 3½ cyfry na zakresie 1 V można mierzyć prąd z rozdzielczością sięgającą 100 pA. Schemat układu prezentuje **rysunek 1** – jest on relatywnie prosty i składa się z dwóch wzmacniaczy operacyjnych typu auto-zero, każdy w konfiguracji nieodwracającej zapewniającej wzmocnienie 20 dB. Zmiana zakresu polega na przełączeniu bocznika, który jest używany do pomiaru. Pasmo przenoszenia całości wynosi typowo ponad 300 kHz, co już pozwala na pomiary oscyloskopowe. Największą wadą przystawki µCurrent jest... niedostępność urządzenia w Polsce.

Chińczycy oferują dość tanie wzmacniacze różnicowe do oscyloskopów. Przykładowy model prezentuje **fotografia 2**. Pasmo przenoszenia przy wzmocnieniu 40 dB wynosi ponoć 2 MHz, a maksymalne napięcie na wyjściu ±10 V, takie samo napięcie tolerują wejścia. Włączając między nie rezystor bocznikowy 100 Ω, można uzyskać sygnał wyjściowy 10 mV/µA, z rezystorem 10 kΩ będzie to już 1 V/µA. W praktyce daje nam to pomiar prądu z rozdzielczością 1 nA/dz. przy prądach ±10 µA. Nawet zakładając, że chiński producent wykazuje się nadmiernym optymizmem w swojej specyfikacji, to przy cenie poniżej 400 złotych warto zaryzykować.

Lepszym wyborem jest ponad cztery razy droższy przedwzmacniacz oscyloskopowy LNA10 firmy Alpha Lab Inc, pokazany na **fotografii 3**. Pasmo przenoszenia wynosi 1 MHz, wzmocnienie zaś może być ustawiane w sekwencji 20/40/60 dB. Jest to przedwzmacniacz różnicowy z CMRR > 90 dB. Liniowość pasma wynosi ±1%, co w zupełności wystarcza. Układ ma wbudowany prosty filtr dolnoprzepustowy z możliwością wyboru częstotliwości odcięcia, oferuje też regulację

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Fotografia 2. Tani przedwzmacniacz różnicowy do oscyloskopów produkcji chińskiej z AliExpress (https://tiny.pl/x66sxtnt)

Fotografia 3. Różnicowy przedwzmacniacz oscyloskopowy LNA10 firmy Alpha Lab Inc. (https://tiny.pl/5kty1-zv)

napięcia niezrównoważenia w zakresie ±1 mV. Poziom szumów wynosi 6 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$ przy częstotliwościach do 100 Hz i 4 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$ powyżej 100 Hz. Wzmacniacz ten, podobnie jak μCurrent, nie jest dostępny w Polsce i należy go zamawiać bezpośrednio u producenta.

Czytelnik może zastanawiać się, czy nie ma specjalizowanych sond prądowych do tego typu celów. Oczywiście są, ale jest z nimi podobny problem, co z zasilaczami – producenci celują w jak najwyższe prądy, a nie w możliwie najniższe. Nawet sondy pozycyjne, pozwalające na pomiar prądu płynącego w ścieżce na płytce drukowanej przez dociśnięcie do niej końcówki z przetwornikiem pola magnetycznego, pozwalają zmierzyć prądy większe niż 5 mA. Z kolei aktywne sondy FET z reguły oferują szerokie pasmo przenoszenia, ale bez wzmocnienia – można je zastosować jako konwertery impedancji do wzmacniacza szerokopasmowego opartego na wzmacniaczach operacyjnych ze sprzężeniem prądowym. Innymi słowy – brakuje dobrych rozwiązań do pomiaru małych sygnałów.

Innym rozwiązaniem wartym rozważenia jest złożenie własnego wzmacniacza pomiarowego. W końcu μCurrent to otwarty projekt zbudowany wokół dość przyzwoitego wzmacniacza operacyjnego auto-zero, zatem opracowanie własnego układu nie powinno być trudne. To prawda, szczególnie jeśli użyjemy podobnego wzmacniacza auto-zero albo wzmacniacza precyzyjnego do pomiarów. Jednakże to relatywnie proste (z pozoru) zadanie staje się dużo bardziej skomplikowane, gdy celem jest osiągnięcie dobrych parametrów wzmacniacza: impedancji wejściowej na poziomie minimum 1 MΩ i pasma przenoszenia powyżej 1 MHz, przy jednoczesnym wzmocnieniu na poziomie od 20 dB do 80 dB. Z reguły wzmacniacze operacyjne o wystarczająco szerokim paśmie przenoszenia mają niską impedancję wejściową, należy więc dodać stopień oparty na tranzystorze JFET lub MOSFET i użyć bootstrapu, by ograniczyć wpływ pojemności pasożytniczych. Trzeba też pamiętać o szumach własnych wzmacniaczy, kwestii dobrego odfiltrowania zasilania czy o właściwym ekranowaniu całości. Nagle relatywnie prosty projekt staje się dość skomplikowanym wyzwaniem, a zakup gotowej przystawki wydaje się w tym kontekście wręcz „okazją roku".

Procedura pomiaru

Załóżmy, że do dyspozycji mamy średniej klasy zasilacz laboratoryjny, dobry multimetr, wzmacniacz różnicowy do oscyloskopu i bocznik pomiarowy 100 Ω, a naszym celem jest pomiar zmian poboru prądu w prototypie układu zasilanego bateryjnie. Jak taki pomiar przeprowadzić? Oto zalecana procedura.

1. Mierzymy dokładną wartość rezystora bocznikowego, najlepiej metodą czteroprzewodową.
2. Używając multimetru, ustawiamy pożądane napięcie na zasilaczu. Multimetr powinien być stale podłączony do zasilacza celem jego monitorowania.
3. Włączamy oscyloskop oraz wzmacniacz różnicowy i zostawiamy wszystkie przyrządy na pół godziny celem ustabilizowania temperatury.
4. Opcjonalnym krokiem jest automatyczna kalibracja oscyloskopu – skompensuje ona wpływ temperatury otoczenia na dokładność pomiarów.
5. Jeśli napięcie wyjściowe zasilacza uległo zmianie z powodu dryftu termicznego i innych efektów, korygujemy je.
6. Ustawiamy właściwą skalę i jednostki w kanale oscyloskopu włączonego do wzmacniacza różnicowego. W przypadku bocznika 100 Ω i wzmacniacza 40 dB (100 V/V) uzyskamy sygnał 10 mV/μA przy spadku na boczniku 100 μV/μA.
7. Łączymy badany układ z zasilaczem, włączając bocznik w dodatnią szynę zasilania. Następnie podłączamy wejścia wzmacniacza różnicowego po obu stronach bocznika. Drugi kanał oscyloskopu można włączyć do zasilania urządzenia za bocznikiem celem monitorowania napięcia.

Przestrzeganie tej procedury gwarantuje dość dokładny pomiar poboru prądu, wystarczający do potwierdzenia założeń projektowych. Zmieniając zadane napięcie zasilania, można sprawdzić też wpływ „poziomu naładowania baterii" na zużycie prądu. Co więcej, najdroższymi elementami tego zestawu pomiarowego będą zasilacz i oscyloskop, gdyż teoretycznie chiński wzmacniacz różnicowy oraz tani multimetr 4½ cyfry są wystarczająco dobre do dokonania tych pomiarów.

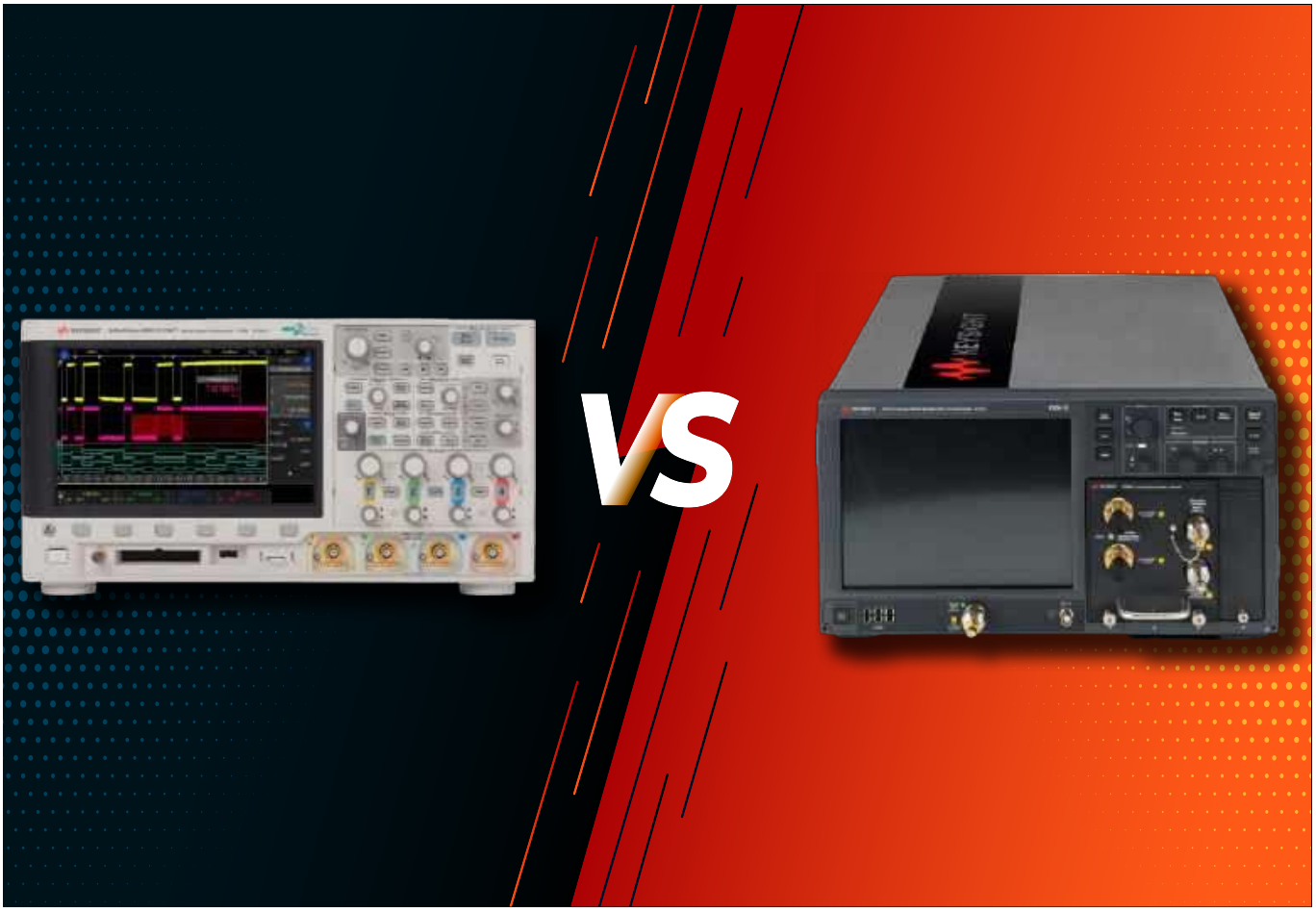
Zakończenie

Krótki przegląd katalogów narzędzi wykazał duże luki w rynku, jeśli chodzi o pomiary małych prądów. Szczególnie dotkliwy jest brak wystarczająco dokładnych zasilaczy laboratoryjnych. Przyczyną tego stanu rzeczy jest nastawienie producentów na produkcję zasilaczy o jak największych prądach i napięciach wyjściowych. Z kolei zaprojektowanie czułego wzmacniacza o dobrej liniowości, szerokim paśmie przenoszenia i wysokiej impedancji wejściowej to poważne wyzwanie, któremu nie da się łatwo sprostać. Nie dziwi zatem fakt wysokiej ceny takich przystawek. Z drugiej strony narzędzia adekwatne do pomiaru prądów w zakresie mikroamperów i nanoamperów powinny być dużo popularniejsze, biorąc pod uwagę wielkość segmentu elektroniki konsumenckiej, który zajmują najróżniejsze gadżety zasilane bateriami lub małymi akumulatorami litowo-jonowymi.

W następnej części niniejszego cyklu rzucimy okiem na technologię Bluetooth Low Energy, spotykaną w wielu urządzeniach konsumenckich o szczególnie niskim poborze prądu, jak słuchawki dokanałowe czy smartwatche.

Paweł Kowalczyk, EP

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Oscyloskopy czasu rzeczywistego vs. oscyloskopy samplingowe

Oscyloskop jest przyrządem diagnostycznym i pomiarowym, którego zakres zastosowań wykracza dalece poza laboratoria chemików, fizyków czy punkty serwisowe bądź pracownie inżynierów. Przyrząd ten okazuje się niezbędny wszędzie tam, gdzie zachodzi potrzeba pomiaru lub kontroli przebiegu napięć elektrycznych czy prądu w domenie czasu. Za sprawą odpowiednich przetworników, czyli urządzeń przetwarzających mierzone wielkości fizyczne (np. ciśnienie czy temperaturę) na napięcie, obszar aplikacji oscyloskopów rozszerza się jeszcze bardziej.

Fotografia 1. Oscyloskop z serii EXR marki Keysight

Oscyloskopy czasu rzeczywistego

Oscyloskop czasu rzeczywistego to zaawansowane narzędzie pomiarowe, które umożliwia obserwację i analizę sygnałów elektrycznych poprzez rejestrację całego przebiegu sygnału w czasie rzeczywistym. Częstotliwość próbkowania określa odstępy między próbkami, a głębokość pamięci – liczbę punktów, które będą wyświetlane bądź rejestrowane w pamięci urządzenia.

Aby dokładnie uchwycić dowolny przebieg (w tym także nieokresowy), częstotliwość próbkowania powinna znacznie przewyższać częstotliwość badanego sygnału. Teoretycznie powinna ona wynosić co najmniej dwukrotność najwyższej użytecznej składowej częstotliwościowej sygnału, aby móc precyzyjnie uchwycić jego przebieg i wiernie go odwzorować. W praktyce pasmo musi być zwykle kilkukrotnie szersze niż podstawowa częstoliwość przebiegu – dotyczy to zwłaszcza badania sygnałów na liniach cyfrowych (np. USB).

Oscyloskopy czasu rzeczywistego (RTO – ang. Real-Time Osciloscopes) zostały zaprojektowane tak, aby zapewnić

eprasa.pl 9ec3b90ffd

wystarczająco wysoką częstotliwość próbkowania, pozwalającą na przechwytywanie sygnałów przejściowych i niepowtarzalnych zaburzeń w określonym przez producenta urządzenia paśmie analogowym. Kolejną cechą oscyloskopu czasu rzeczywistego jest możliwość uchwycenia rejestrowanego ciągle sygnału za pomocą jednokrotnie wyzwolonej akwizycji. Użytkownik ma możliwość przesuwania i powiększania dowolnego, interesującego go zdarzenia. Oscyloskopy czasu rzeczywistego nadają się również do analizy sygnałów występujących rzadko lub tylko jednorazowo.

Każde urządzenie z omawianej grupy zapisuje sygnał w postaci cyfrowej w czasie rzeczywistym. Próbkuje go na tyle szybko, aby dokładnie uchwycić i wyświetlić sygnał. Innymi słowy, każdy punkt danych prezentowany na wyświetlaczu jest próbkowany bezpośrednio po poprzednim punkcie.

Oscyloskopy czasu rzeczywistego określane są także jako DSO (oscyloskopy cyfrowe) lub MSO (oscyloskopy sygnałów mieszanych) i stanowią obecnie najczęściej spotykane oscyloskopy na rynku. DSO (Digital Storage Oscilloscope) to oscyloskopy rejestrujące sygnały i przechowujące je w pamięci, natomiast MSO (Mixed Signal Oscilloscope) stanowią ich rozszerzenie o dodatkowe, kanały do akwizycji sygnałów na liniach cyfrowych. Mogą pracować w pasmach od kilku MHz do kilkudziesięciu GHz, a ich ceny wahają się od kilkuset dolarów nawet do setek tysięcy dolarów.

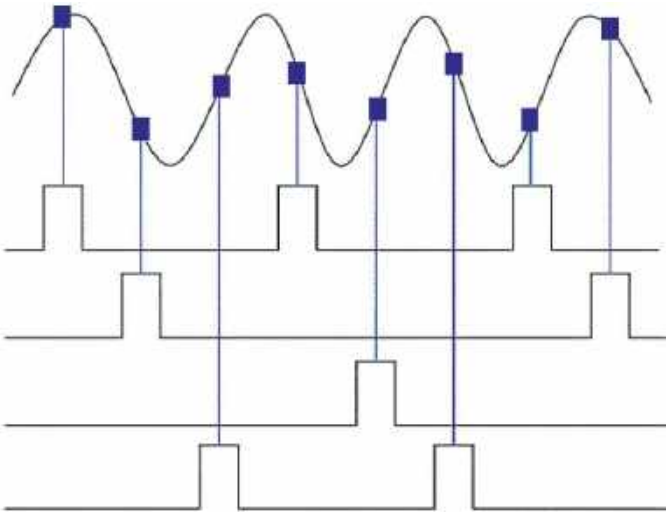
Oscyloskopy samplingowe

Oscyloskopy samplingowe oferują szerokość pasma sięgającą kilkudziesięciu GHz. Są one wykorzystywane głównie do analizy szybkich magistral szeregowych oraz urządzeń optycznych. W miarę wzrostu szerokości pasma oscyloskopy samplingowe i oscyloskopy czasu rzeczywistego zaczynają się pokrywać w kilku obszarach zastosowań.

Oscyloskopy samplingowe umożliwiają jednak pomiary szybko zmieniających się sygnałów w pasmach o bardzo wysokich częstotliwościach. Ich ograniczeniem jest możliwość obserwacji jedynie powtarzalnych przebiegów sygnałów. Urządzenia te pobierają próbki napięcia sygnału wejściowego i zapamiętują je. Przy każdym kolejnym sygnale bramka wejściowa otwiera się na bardzo krótki czas, z pewnym deterministycznym przesunięciem w czasie (**rysunek 1**). Rekonstrukcja sygnału wejściowego odbywa się na podstawie zestawienia próbek z kolejnych akwizycji. Do podstawowych cech tej technologii można zatem zaliczyć wielokrotne przechwytywanie pojedynczych wartości napięcia w różnych momentach. Do dokładnego odtworzenia przebiegu wymagana jest zatem powtarzalność wzorca sygnału – w przeciwnym wypadku zrekonstruowany przebieg będzie zawierał niemożliwe do usunięcia artefakty.

Wyzwalanie jest ustawiane stosownie do charakterystyki badanych sygnałów, a gdy spełniony zostanie pierwszy

Fotografia 2. 6-gigahercowy, 8-kanałowy oscyloskop z serii MXR marki Keysight



Rysunek 1. Ilustracja zasady działania oscyloskopu samplingowego

warunek wyzwalania, oscyloskop próbkujący przechwytuje zestaw niesąsiadujących ze sobą próbek w określonym przedziale czasu. Następnie oscyloskop opóźnia punkt wyzwalania i rozpoczyna gromadzenie kolejnego zestawu próbek, umieszczając punkty na wyświetlaczu wraz z pierwszym zestawem próbek na zasadzie przeplotu. Powtarzanie tej operacji odtwarza kształt powtarzalnego sygnału.

Zastosowania praktyczne

Jedną z kluczowych zalet oscyloskopów czasu rzeczywistego jest ich zdolność do dekodowania i testowania wielu protokołów komunikacyjnych oraz standardów. Do kategorii oscyloskopów czasu rzeczywistego należy m.in. seria Keysight InfiniiVision. Z kolei oscyloskopy czasu rzeczywistego Infiniium firmy Keysight wyposażone są w oprogramowanie umożliwiające dekodowanie, debugowanie i testowanie zgodności z wieloma współczesnymi protokołami komunikacyjnymi, takimi jak najnowsze generacje USB, DDR i PCI Express, które są kluczowe dla branży zaawansowanych systemów wbudowanych. Znajdują swoje zastosowanie przy diagnostyce elektroniki, w urządzeniach IoT, w badaniach urządzeń zasilających, w telekomunikacji czy branży automotive.

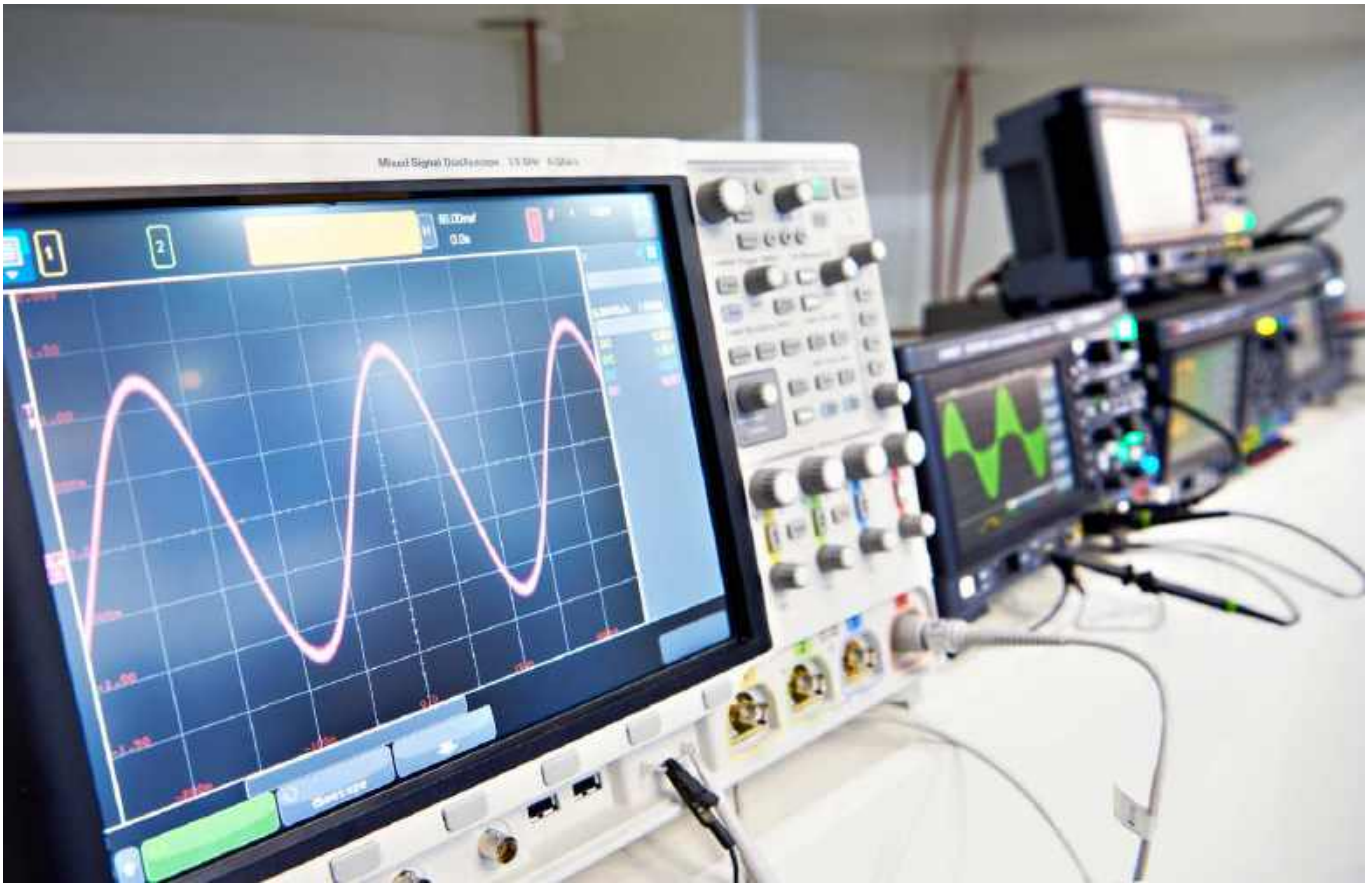
Oscyloskopy samplingowe w nomenklaturze firmy Keysight nazywane są analizatorami komunikacji cyfrowej, co podkreśla ich zdolność do charakteryzowania sygnałów cyfrowych o wysokiej prędkości, używanych w centrach danych i systemach telekomunikacyjnych. Seria Keysight DCA to urządzenia przeznaczone głównie do analizy sygnałów o bardzo wysokiej częstotliwości, oferujące najwyższą w branży dokładność pomiarów, niezbędną dla zaawansowanych projektów cyfrowych.

Podsumowanie

Zarówno oscyloskopy czasu rzeczywistego, jak i oscyloskopy samplingowe oferują unikalne korzyści, które okazują się niezastąpione w określonych obszarach aplikacyjnych. Zrozumienie ich charakterystyki oraz zastosowań pozwala na dokonanie najlepszego wyboru technologicznego, który zapewni dokładne i efektywne pomiary. Oscyloskopy czasu rzeczywistego są bardziej uniwersalne i sprawdzają się w szerokim zakresie zastosowań, takich jak między innymi testowanie i dekodowanie współczesnych protokołów komunikacyjnych. Z kolei oscyloskopy samplingowe są dedykowane do bardziej specyficznych zadań, np. do celów analizy sygnałów o wysokiej częstotliwości w systemach telekomunikacyjnych.

Grzegorz Cuber
Technical Manager
Computer Controls Sp. z o.o.

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Trendy na rynku oscyloskopów cyfrowych

Oscyloskopy cyfrowe dawno wyparły już z rynku swoich analogowych krewnych i niepodzielnie rządzą we wszystkich pracowniach elektronicznych – serwisach, prototypowniach działów R&D, laboratoriach uczelnianych czy nawet montażowniach. Trzecia dekada XXI wieku przyniosła ogromne zmiany na rynku tych fundamentalnych urządzeń pomiarowych, standardem stały się bowiem rozwiązania 12-bitowe: dawniej tego typu oscyloskopy należały do ścisłej czołówki najdroższej aparatury wysokiej klasy, dziś dwanaście bitów to już codzienność także w segmencie entry-level. Jakie jeszcze trendy są zauważalne na rynkach DSO i MSO oraz czego można spodziewać się w nadchodzących latach? W marcowym „Temacie Numeru" przyglądamy się przyrządom, bez których współczesna elektronika po prostu nie mogłaby istnieć.

Drastyczny spadek cen komponentów elektronicznych – charakterystyczna cecha dynamicznego i wielokierunkowego rozwoju tej branży – jest widoczny także w segmencie aparatury pomiarowej. Ciągły wzrost wydajności procesorów aplikacyjnych, wprowadzanie na rynek coraz lepszych (szybszych, mniej „szumiących" i dokładniejszych) przetworników ADC, czy nawet upowszechnienie precyzyjnych źródeł częstotliwości wzorcowej o doskonałych parametrach fazowych i wysokiej stabilności – to tylko niektóre z czynników, które wpływają na ciągłe przeobrażenia w rynku przyrządów laboratoryjnych, a zwłaszcza oscyloskopów cyfrowych i analizatorów widma.

Jednak sama tylko dostępność komponentów to zdecydowanie nie wszystko – równie istotne są zmiany, które zachodzą w zakresie realnych potrzeb użytkowników. Superszybkie interfejsy cyfrowe – w tym przede wszystkim kolejne wersje standardu USB 3.x czy nawet USB 4 – wręcz wymuszają na producentach aparatury pomiarowej wdrażanie rozwiązań umożliwiających sprawne i wiarygodne debugowanie szeregowych łączy transmisyjnych. A jest o co walczyć – przecież niemal każdy współczesny telefon, nie wspominając już o komputerach, dyskach zewnętrznych, nośnikach typu pendrive czy nawet rozmaitych urządzeniach specjalistycznych – jest dzisiaj wyposażony w szybki port USB. Jeżeli w nowym projekcie pojawiają się problemy związane z integralnością sygnałów, objawiające się czy to całkowitą utratą transmisji, czy – co gorsza – trudniej uchwytnymi dysfunkcjami, widocznymi tylko w określonych warunkach testowych – to podłączenie szybkiego oscyloskopu z odpowiednimi sondami staje się absolutną koniecznością. A nowoczesne łącza bezprzewodowe? One też nierzadko wymagają „podejrzenia" rzeczywistych przebiegów i zmierzenia szeregu parametrów wpływających na bilans łącza czy niezawodność transmisji. To samo dotyczy radarów, które dawno przestały już być domeną branży wojskowej i weszły do stałego repertuaru technik sensorycznych w innych aplikacjach, chociażby w nowoczesnej motoryzacji czy w coraz szerszym sektorze małych satelitów.

Co jeszcze należy wziąć pod uwagę analizując trendy na rynku oscyloskopów? Spore znaczenie mają także przyzwyczajenia

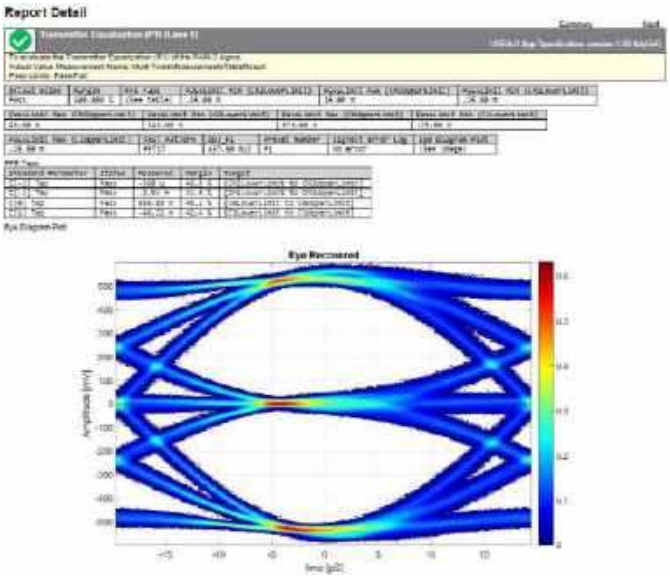
eprasa.pl 9ec3b90ffd

samych użytkowników. Chyba nikt nie ma już wątpliwości, że żyjemy w czasach „dotykowych" – coraz więcej urządzeń projektowanych i wprowadzanych na rynek nie ma już żadnych albo prawie żadnych elementów elektromechanicznych (przełączników, przycisków, enkoderów obrotowych), klasycznych potencjometrów itp. Producenci rezygnują z nich na rzecz coraz lepszych ekranów dotykowych, a trend ten jest dodatkowo napędzany przez intensywnie rozwijający się rynek „multimedialnych" procesorów aplikacyjnych, o których zresztą sporo piszemy w tym numerze „Elektroniki Praktycznej". To wszystko sprawia, że większość nowych modeli oscyloskopów jest już wyposażona w spore ekrany dotykowe o doskonałej jakości obrazu, a interfejsy graficzne tegoż sprzętu już na etapie wstępnych założeń są projektowane z myślą o sterowaniu dotykowym. I to nie byle jakim, bo zwykle uwzględniającym rozmaite gesty, chociażby w zakresie przeskalowywania wzmocnienia kanałów wejściowych czy też podstawy czasu (funkcja multi-touch zawsze w cenie!).

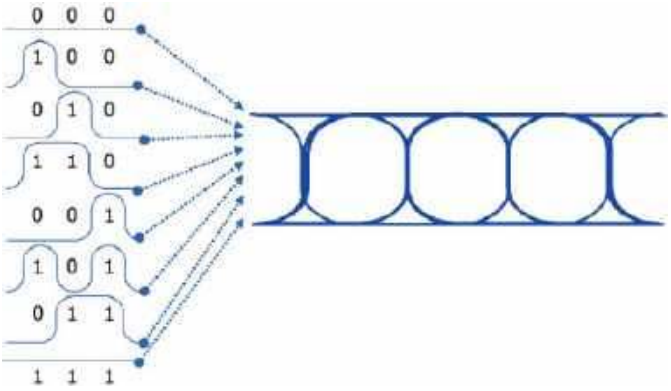
Szybciej, łatwiej, lepiej

Wspomniany już wpływ rozwoju branży zaawansowanych systemów wbudowanych na funkcjonalność pomiarową i parametry oscyloskopów jest widoczny (siłą rzeczy) niemal wyłącznie w segmencie konstrukcji high-end. Najdroższe serie oscyloskopów (**fotografia 1**) są już dziś wyposażane w zautomatyzowane narzędzia programowe i sprzętowe umożliwiające np. prowadzenie testów zgodności badanego urządzenia (DUT) z wymogami standardu

Fotografia 1. 4-kanałowy, 110-gigahercowy oscyloskop z serii UXR marki Keysight (https://t.ly/MdC0l)



Rysunek 1. Przykładowy raport z analizy zgodności interfejsu z wymogami specyfikacji USB 4 2.0 – gotowe sprawozdanie w formacie HTML zostało wygenerowane z użyciem specjalistycznego oprogramowania D9050USBC marki Keysight (https://t.ly/4LFnb)



Rysunek 2. Schematyczne przedstawienie sposobu generowania diagramu oka (https://t.ly/JT2kw)

USB 4. Sprawa zdecydowanie nie jest banalna, gdyż w czwartej generacji USB mamy już do czynienia z potężną przepustowością (do 40 GB/s) oraz ogromem rozmaitych problemów wynikających z tak dużej prędkości transmisji – specyfikacja nowego łącza szeregowego określa m.in. wymagania dotyczące takich parametrów jak jitter czy szybkość narastania zboczy sygnału, a dodatkowo trzeba weryfikować wpływ wszystkich elementów linii transmisyjnej na przesłuchy, odporność na zakłócenia EMI i wiele innych aspektów. A przecież rynek komputerowy nie zatrzymuje się w dążeniu do „podkręcania" szybkości przesyłu danych – USB 4 2.0 to już 80 GB/s w trybie symetrycznym oraz 120 GB/s w asymetrycznym (!).

Podstawową reprezentacją jakości przesyłu danych szeregowych jest diagram oka (**rysunek 1**), pozwalający szybko ocenić najważniejsze parametry integralności sygnałowej łącza. Specjalistyczne oprogramowanie współpracujące z najnowocześniejszymi oscyloskopami w dużej mierze automatyzuje cały proces pomiaru, tworząc rozbudowane raporty oraz klasyfikując DUT pod kątem (nie) spełnienia wymogów narzuconych przez specyfikację standardu USB. Warto w tym miejscu przypomnieć, że diagram oka nie jest po prostu zwykłym nałożeniem na siebie kolejnych przebiegów zmierzonych na cyfrowej szynie danych. W rzeczywistości bowiem do utworzenia takiego wykresu konieczne jest zaawansowane odzyskiwanie sygnału zegarowego (*clock recovery*), dzięki któremu oprogramowanie oscyloskopu jest w stanie utworzyć wiarygodną reprezentację „statystyczną" zboczy i stanów na linii (poprzez nałożenie na siebie oscylogramów zarejestrowanych dla kombinacji trzech kolejnych bitów: 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110 oraz 111 – patrz **rysunek 2**).

Aby nie być gołosłownym, przyjrzyjmy się naprawdę imponującym parametrom najwyższego modelu oscyloskopu z serii UXR (patrz fotografia 1), czyli jednego z najbardziej zaawansowanych urządzeń tego typu na świecie. Jako przykład przytoczymy tutaj wersję absolutnie topową, czyli UXR1104A:

- 4 kanały analogowe,
- pasmo pomiarowe: 110 GHz,
- próbkowanie: 256 GSa/s (w każdym kanale),
- pamięć próbek do 2 Gpts,
- rozdzielczość przetworników ADC: 10 bitów (natywna)/14 bitów (w trybie uśredniania),
- czas narastania/opadania: 44 ps,
- cena: około 6,8 mln PLN.

Pamięć godna słonia

Duża pamięć próbek jest dziś (na szczęście!) spotykana nie tylko w najdroższych oscyloskopach, oferowanych za cenę kilkusetmetrowej rezydencji z basenem. Można bez zbędnej przesady powiedzieć, że długi rekord stał się standardem i stanowi jedną z podstawowych cech współczesnego oscyloskopu cyfrowego. Dawniej kilka milionów próbek stanowiło marzenie każdego posiadacza oscyloskopu

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Fotografia 2. Oscyloskop z serii DHO800 marki Rigol – budżetowy sprzęt klasy entry level o pamięci próbek na poziomie 25 Mpts (https://t.ly/APN29)

Fotografia 3. Dekodowanie danych na szynie SPI na podstawie odczytu z kanałów analogowych (https://t.ly/5VgNv)

cyfrowego. Dziś wyczynem nie jest nawet pamięć mogąca pomieścić kilkadziesiąt Mpts – przykładowo, tanie oscyloskopy Rigol z serii DHO800 (nawet te w cenie detalicznej na poziomie 330 dolarów) mog, po programowym rozszerzeniu pamięci, zaoferować przestrzeń do przechowywania 25 milionów próbek (patrz **fotografia 2**).

Zalety długiego rekordu są liczne i znaczące. Użytkownik może na przykład dokonać pojedynczej akwizycji obszernego fragmentu danych na szynie szeregowej, a następnie zdekodować interesującą go część transmisji (np. tylko jedną paczkę danych) – patrz **fotografia 3**. Inny przykład to zarejestrowanie przebiegu okresowego z rzadko powtarzającymi się zaburzeniami oraz zastosowanie silnie powiększającej lupy czasowej, zwanej dziś funkcją zoom (**fotografia 4**), do obejrzenia wąskiego fragmentu takiego przebiegu oraz jego otoczenia w szerokim przedziale czasu. Gwoli ścisłości

Fotografia 4. Przykład zastosowania długiego rekordu próbek oraz funkcji lupy czasowej (horizontal zoom) – https://t.ly/dyRMW

Rysunek 3. Widok menu wyboru rozmiaru pamięci w oscyloskopie z serii DHO800 przed i po odblokowaniu płatnych opcji (https://t.ly/cC-aQ)

należy dodać, że w drugim z wymienionych przypadków znacznie bardziej sensownym rozwiązaniem wydaje się zastosowanie pamięci segmentowanej i funkcji przeszukiwania, ale… tutaj jak zwykle daje o sobie znać przysłowiowy diabeł tkwiący w szczegółach. Po pierwsze nie wszystkie oscyloskopy cyfrowe są w ogóle wyposażone w pamięć segmentowaną, po drugie zaś nawet, jeżeli dany model oferuje taką funkcjonalność, to nierzadko działa ona topornie, jest niewygodna albo nieintuicyjna w obsłudze, przez co umiarkowanie nadaje się do praktycznego zastosowania. Taka przypadłość jest głównie domeną tańszych, chińskich marek aspirujących do objęcia jak największej części rynku półprofesjonalnego i „ugryzienia" kawałka tortu przeznaczonego dla zawodowców.

Kradzione nie tuczy

Nie ulega wątpliwości, że układy pamięci dynamicznej z roku na rok są coraz pojemniejsze, szybsze, a także... tańsze. Ten trend doprowadził do ciekawej sytuacji na rynku oscyloskopów – producentom bardziej opłaca się instalować fabrycznie pamięć w pełnym możliwym rozmiarze (dla danego modelu) i ograniczać ją programowo w celu dywersyfikacji oferty, niż produkować kilka wersji różniących się liczbą i/lub pojemnością znajdujących się na płycie „kości".

Nic więc dziwnego, że w przypadku wielu modeli tańszych oscyloskopów użytkownicy podejmują się zaawansowanej inżynierii odwrotnej, by „oszukać system" (dosłownie oraz w przenośni) i nieoficjalnie odblokować wszystkie dostępne funkcje (**rysunek 3**). To samo zjawisko dotyczy zresztą także innych parametrów i funkcji aparatury, np. szerokości pasma analogowego czy też rozmaitych opcji dekodowania sygnałów cyfrowych, zaawansowanych trybów wyzwalania itp. – wszystkie pożądane modyfikacje są wprowadzane bez najmniejszej nawet zmiany w samym sprzęcie.

W tym miejscu może nasunąć się pytanie: dlaczego producenci aparatury pomiarowej nie stosują bardziej niezawodnych zabezpieczeń przed nieautoryzowanym hackowaniem opcji dodatkowych? Zdawałoby się, że pozostawienie stosunkowo łatwo dostępnych „furtek" skutkuje tylko i wyłącznie stratami – firma sprzedaje oscyloskopy za najniższą możliwą cenę, a użytkownicy – zamiast „legalnie" kupić dodatkowe opcje – odblokowują sobie wszystkie rozszerzenia za darmo, bez żadnej gratyfikacji należnej producentowi. Czysta strata?

Zastanówmy się wspólnie nad motywacją, która może leżeć za takim, a nie innym podejściem producentów. Jedną z możliwych opcji byłoby zastosowanie kluczy sprzętowych, które – włożone w odpowiedni slot w obudowie oscyloskopu – odblokowują określony zestaw funkcjonalności. Takie właśnie rozwiązanie zastosowała firma Tektronix w serii kultowych oscyloskopów MDO3000: niewielki „pendrive" (**fotografia 5**) jest wsuwany w gniazdo znajdujące się w prawym górnym rogu panelu czołowego (**fotografia 6**). A jakie są wady tego rozwiązania? Z pewnością należy do nich dodatkowa komplikacja, związana zarówno z kwestiami mechanicznymi, jak i elektronicznymi. W segmencie budżetowych oscyloskopów kosztujących kilkaset dolarów liczy się dosłownie każdy cent, więc taka metoda rozszerzania funkcjonalności raczej nie wchodzi w grę.

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Fotografia 5. Sprzętowe rozszerzenie oscyloskopów Tektronix z serii MDO3000 (https://t.ly/FfsLS)

Fotografia 6. Budowa oscyloskopu z serii MDO3000 z widocznym portem rozszerzeń sprzętowych (https://t.ly/BvxpA)

Innym wyjściem mogłoby być zastosowanie aktywacji przez internet – tak jak ma to miejsce chociażby w przypadku aplikacji mobilnych czy też oprogramowania desktopowego. Dziś nawet najtańsze oscyloskopy (a także inne urządzenia pomiarowe) mają już wbudowany port Ethernet, więc fizyczne połączenie z siecią jest dostępne „w standardzie". Takie rozwiązanie pozwoliłoby producentowi na uzyskanie lepszej kontroli nad tym, które urządzenie (identyfikowane przez określony numer seryjny) jest w danym momencie rozszerzane o dodatkowe opcje.

Ochrona własności intelektualnej oraz komercyjnego interesu przedsiębiorstw jest traktowana bardzo poważnie przez większość dużych graczy na rynku software'owym. Warto w tym miejscu przypomnieć chociażby o akcji „amnestii", którą uruchomił producent oprogramowania Altium Designer kilkanaście lat temu – użytkownicy pracujący na nielegalnych kopiach pakietu EDA mogli „przyznać się" do posiadania pirackiej wersji i zalegalizować oprogramowanie za określoną przez producenta cenę. Co zatem stoi za dość pobłażliwym podejściem niektórych producentów aparatury do pilnowania spraw związanych z rozszerzeniami opcji programowych?

Można się domyślać, że chodzi tutaj o… nietypowy efekt marketingowy. Ludzka psychika ma tendencje do gloryfikacji wszelkiego rodzaju promocji i prezentów, co wiąże się chociażby ze znanym efektem „99" – choć wszyscy doskonale wiedzą, że 1000 zł oraz 999,99 zł to niemal dokładnie taka sama cena, to jednak sklepy od lat z równą skutecznością stosują tę technikę do wpływania na sposób odczuwania cen przez konsumentów. Jeżeli zatem producent wkalkuluje ryzyko nieautoryzowanych ulepszeń w cenę sprzętu, to pozorna strata może paradoksalnie stać się źródłem zysku – zainteresowanie sprzętem znacznie wzrośnie, bo tysiące odbiorców będą chciały „oszukać system", kupując najtańszą wersję sprzętu i podkręcając ją do wersji pełnej. Potencjalna utrata gwarancji najwyraźniej nie działa na nich odstraszająco, ale nie oszukujmy się – mądrze użytkowana aparatura pomiarowa jest znacznie trwalsza, niż zdecydowana większość współczesnej elektroniki konsumenckiej.

Analogówka pod mikroskopem, czyli o czułości w świecie oscyloskopów

Standardowa rozdzielczość przetworników analogowo-cyfrowych, które znajdują zastosowanie w oscyloskopach, wynosi 8 bitów. Wprawdzie niemal zawsze istnieje możliwość programowego zwiększenia tej wielkości, np. do 10 bitów, jednak jest to wykonalne tylko i wyłącznie w oparciu o oversampling sygnału, mamy zatem do czynienia nie tylko z drastycznym obniżeniem efektywnej częstotliwości próbkowania, ale także z efektem „ubocznym" w postaci filtracji dolnoprzepustowej. Oczywiście w niektórych przypadkach taki sposób działania będzie miał swoje istotne zalety, ale w dobie „wyścigu o gigasample" raczej nie należy traktować nadpróbkowania jako uniwersalnego remedium na wszystkie bolączki użytkowników związane z niską rozdzielczością ADC.

Od kilku lat na rynku można zauważyć bardzo ciekawy trend – coraz więcej oscyloskopów ma wbudowane przetworniki analogowo-cyfrowe o natywnej rozdzielczości 12-bitów. Powoli stają się

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.

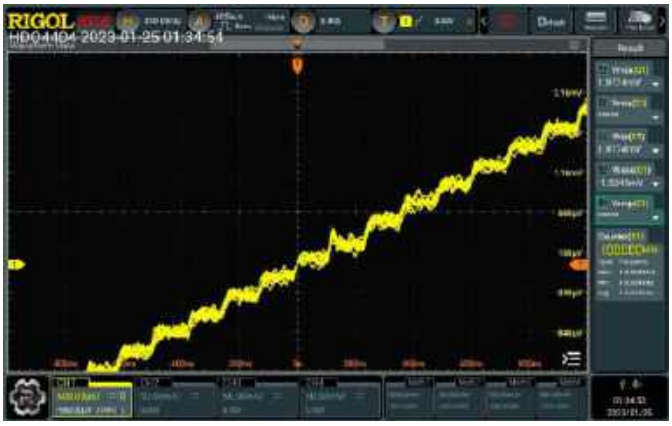
ulubionykiosk.pl

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Fotografia 7. 12-bitowy oscyloskop z serii DHO4000 marki Rigol (https://t.ly/YzONZ)

one nowym standardem na rynku DSO (a częściowo także MSO), co stanowi niebywale pozytywną zmianę zwłaszcza dla „analogowców" – czyli konstruktorów urządzeń mixed-signal i rozwiązań czysto analogowych.

Wysoka rozdzielczość (możliwość rozpoznania 4096 poziomów napięcia zamiast standardowych 256) jest jednak niezwykle cenna także w pracy nad systemami wbudowanymi, a w szczególności urządzeniami niskomocowymi oraz systemami IoT. Poszerzony zakres dynamiki umożliwia efektywniejsze badanie np. przebiegów prądu zasilania w różnych fazach pracy urządzenia – mając do dyspozycji niskoszumny oscyloskop 12-bitowy można (bez konieczności przestawiania wzmocnienia kanału wejściowego) mierzyć zarówno prąd spoczynkowy (np. w zakresie pojedynczych mikroamperów), jak i piki prądu obecne podczas wybudzania procesora w celu wykonania obliczeń czy też w trakcie nadawania sygnałów przez moduł bezprzewodowy.



Rysunek 4. Oscylogram zarejestrowany po podłączeniu oscyloskopu DHO4000 do wyjścia generatora arbitralnego obrazuje skwantowany charakter przebiegu wyjściowego generatora (https://t.ly/YzONZ)

Rysunek 5. Uśrednienie danych pozwala znacznie wygładzić niepożądany szum i jeszcze lepiej uwydatnić istotne cechy sygnału (https://t.ly/YzONZ)

Doskonałym przykładem możliwości oferowanych przez współczesne oscyloskopy z przetwornikami 12-bitowymi jest „podejrzenie" sygnału wyjściowego generatora arbitralnego – mając do dyspozycji stosunkowo niedrogi oscyloskop DHO4000 marki Rigol (**fotografia 7**) można bez większego problemu przeanalizować schodkowy przebieg wynikający z kwantyzacji napięcia (**rysunek 4**). Dodatkowe uśrednianie pozwala wyczyścić oscylogram z niepożądanego szumu , co w efekcie jeszcze lepiej uwydatnia rzeczywisty kształt sygnału na poziomie „mikroskopowym" (**rysunek 5**).

Sama rozdzielczość to jednak nie wszystko. Do pełni szczęścia potrzeba bowiem jeszcze niskiego poziomu szumów własnych front-endu analogowego zastosowanego w oscyloskopie – zwiększenie rozdzielczości bitowej w praktyce nie przyniesie żadnych korzyści, jeżeli słaby sygnał użyteczny zaginie w morzu szumów wejściowych. Dlatego właśnie producenci 12-bitowców podają informację o poziomie szumu tuż obok rozdzielczości ADC – i na tym polu także toczy się rynkowa walka pomiędzy czołowymi producentami aparatury pomiarowej. W przypadku wspomnianej wcześniej serii DHO4000 mamy do czynienia z deklarowanym poziomem szumów rzędu 18 μV, ale bez informacji o warunkach pomiaru – tymczasem parametr ten zawsze należy odnieść do szerokości rozpatrywanego pasma oraz nastawy wzmocnienia kanału. I tak, oscyloskopy z rodziny 6 Series B MSO marki Tektronix (**fotografia 8**) oferują poziom szumu poniżej 55 μV przy czułości 1 mV/dz. i to w szerokim paśmie do 1 GHz. Przy rozszerzeniu rozpatrywanego pasma do 10 GHz trzeba już liczyć się z wartością na poziomie 1,25 mV @ 50 mV/dz. Podobne osiągi w paśmie do 1 GHz (50 μV rms) oferuje seria HD3 marki Keysight (**fotografia 9**) – tutaj jednak mamy do czynienia z jeszcze lepszymi, bo aż 14-bitowymi (!) przetwornikami ADC. Producent pokazał zresztą na stronie produktu imponujący przykład pomiaru sygnału na poziomie 53 μV, który udało się namierzyć w widmie FFT i to naprawdę całkiem wyraźnie (**rysunek 6**). I jeszcze jeden przykład, tym razem ze stajni Teledyne LeCroy – niektóre oscyloskopy z serii WaveMaster 8000HD (**fotografia 10**) oferują średni poziom szumu RMS (przy czułości 5 mV/dz.) dochodzący do 376 μV/dz., zaś w tym samym modelu wartość ta rośnie do 21,95 mV przy wzmocnieniu 1 V/dz. Bardzo słaby wynik? Nie do końca, zwłaszcza jeżeli uwzględnimy fakt, że szum jest tutaj rozpatrywany w pełnym paśmie do 20 GHz!

Fotografia 8. Oscyloskop z rodziny 6 Series B MSO marki Tektronix (https://t.ly/w50nz)

eprasa.pl 9ec3b90ffd

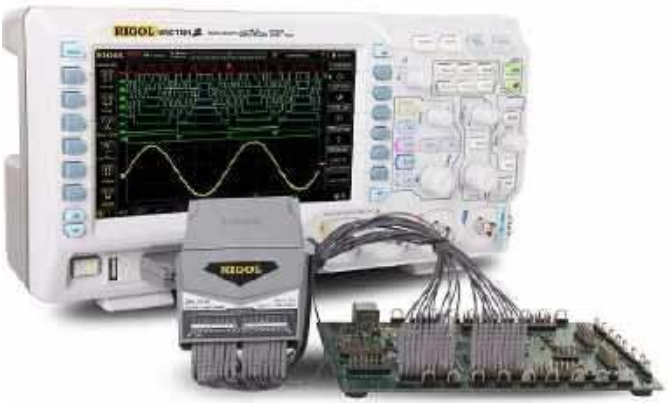
Fotografia 9. Oscyloskop 14-bitowy z serii HD3 marki Keysight (https://t.ly/E0NgG)

Mieszanka wybuchowa, czyli oscyloskopy do badania sygnałów mieszanych

Kolejnym wyraźnym trendem na rynku oscyloskopów cyfrowych jest upowszechnienie funkcji przeznaczonych do dekodowania sygnałów na liniach cyfrowych (np. I²C, SPI, UART, CAN czy USB). Do niedawna taka funkcjonalność była zarezerwowana tylko

Rysunek 6. „Namierzanie" sygnału na poziomie 53 µV za pomocą funkcji FFT w oscyloskopie HD3 marki Keysight (https://t.ly/E0NgG)

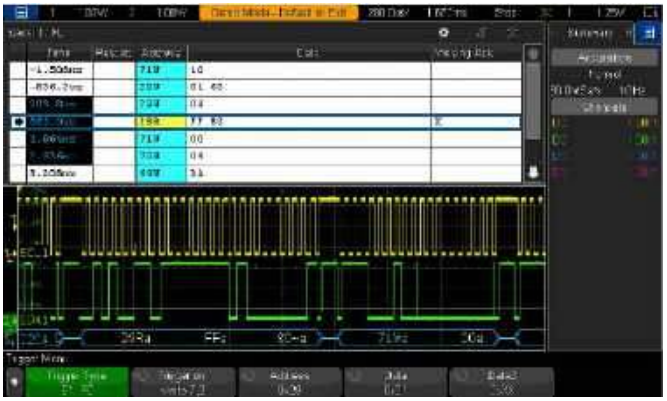
Fotografia 10. Oscyloskop z serii WaveMaster 8000HD marki Teledyne LeCroy (https://t.ly/SMfhM)



Fotografia 11. Budżetowy oscyloskop marki Rigol z podłączoną sondą logiczną (https://t.ly/-Nd3v)

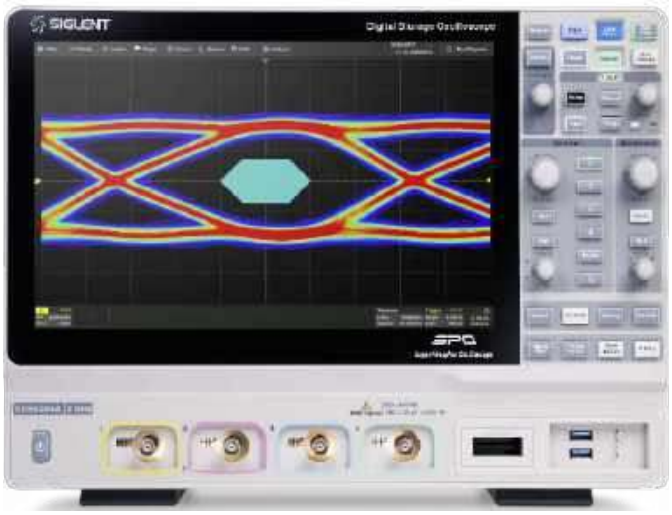
na użytkowników z dość zasobnym portfelem, których stać było na zakup w pełni wyposażonego sprzętu wraz z odpowiednią (zwykle kosztowną) sondą logiczną. Sytuacji na rynku nie zmieniło też udostępnienie tanich oscyloskopów z funkcją MSO, w tym popularnej serii DS1000Z Plus marki Rigol (**fotografia 11**) – z praktyki autora, a także przeglądu licznych materiałów internetowych, jasno wynika, że raczej niewielu użytkowników decydowało się na zakup dodatkowej sondy logicznej i raczej wybierało inne opcje – dekodowanie za pomocą czterech kanałów analogowych (fotografia 3) albo zakup zewnętrznej przystawki USB pełniącej rolę (znacznie bardziej zaawansowanego i często dużo tańszego niż sama sonda) analizatora stanów logicznych. Dekodowanie z kanałów analogowych nie jest zresztą domeną wyłącznie budżetowych oscyloskopów – doskonałe implementacje takiej funkcji można znaleźć m.in. w serii DSOX3000 marki Keysight (**fotografia 12**, **rysunek 7**).

Fotografia 12. Oscyloskop z serii DSOX3000 marki Keysight (https://t.ly/nKcWu)



Rysunek 7. Funkcja dekodowania magistrali I²C z kanałów analogowych oscyloskopu DSOX3000 (https://t.ly/Usw7K)

eprasa.pl 9ec3b90ffd



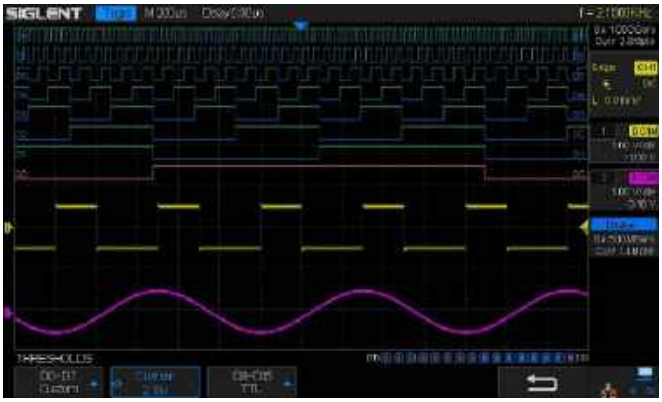
Fotografia 13. Oscyloskop MSO marki Siglent z serii SDS6000A (https://t.ly/sD1Bd)

Rozdzielenie funkcji analizatora logicznego i oscyloskopu analogowego nie zawsze jednak jest rozwiązaniem najlepszym. W przypadku systemów mixed-signal poszukiwanie źródeł „dziwnych" problemów układowych (a czasem nawet leżących po stronie oprogramowania) może być bardzo utrudnione, jeżeli akwizycja danych binarnych oraz sygnałów analogowych nie jest właściwie zsynchronizowana. To jest właśnie powód, dla którego klasyczne konstrukcje MSO (**fotografia 13**, **rysunek 8**) nie tylko wciąż są dostępne, ale także konsekwentnie rozwijane.

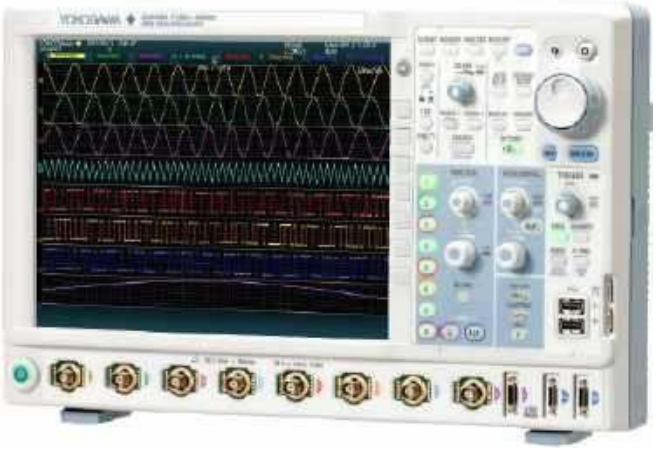
Samo dekodowanie komunikacji szeregowej czy wizualizacja mniejszych magistral równoległych (bądź wielu pojedynczych linii cyfrowych) w sposób synchroniczny z pomiarami analogowymi to jednak niejedyny aspekt istotny w pracy z systemami sygnałów mieszanych. Często równie ważne (albo nawet jeszcze ważniejsze) okazuje się wyzwalanie akwizycji analogowej w momencie wykrycia konkretnego zdarzenia (np. sygnału startu komunikacji I²C czy określonego bajtu w transmisji UART). Zastosowanie gotowej funkcji oczekującej na dane zdarzenie okazuje się niezastąpione zwłaszcza w bardziej złożonych przypadkach, gdyż z najprostszymi warunkami (np. detekcją zbocza opadającego na linii CS układu z interfejsem SPI) poradzi sobie nawet najprostszy oscyloskop bez żadnych dodatkowych opcji cyfrowych.

Od przybytku głowa nie boli (choć czasem może)

Dawniej standardem na rynku oscyloskopów (i to nie tylko cyfrowych, ale także analogowych) były konstrukcje 2-kanałowe, zaś posiadanie czterech wejść było już swego rodzaju luksusem. Przeglądając współczesną ofertę oscyloskopów można jednak dojść do wniosku, że urządzenia dwukanałowe powoli odchodzą



Rysunek 8. Jednoczesne wyświetlanie zapisów z kanałów cyfrowych i analogowych typowego oscyloskopu MSO (https://t.ly/dk6yb)



Fotografia 14. Przykładowy oscyloskop 8-kanałowy – archiwalny model DLM4000 marki Yokogawa (https://t.ly/-N1rK)

do lamusa. Trzeba jednak uczciwie przyznać, że zwielokrotnienie wejść odbywa się w większości przypadków kosztem obniżenia częstotliwości próbkowania oraz pojemności pamięci dostępnej w ramach pojedynczego kanału – to ograniczenie dotyczy praktycznie wszystkich konstrukcji budżetowych oraz znacznej części urządzeń ze średniej półki cenowej, a przyczyną jest (a jakże!) konieczność cięcia kosztów.

Dlatego też wartości maksymalnego samplingu oraz długości rekordu, które znajdujemy w opisach katalogowych, dotyczą często pracy w trybie jedno-, maksymalnie dwukanałowym – warto o tym pamiętać, gdyż nierzadko przy włączeniu wszystkich czterech kanałów jednocześnie nie będzie nawet możliwe skorzystanie z pełni oferowanego przez oscyloskop pasma. Dotyczy to urządzeń, które oferują relatywnie niewielki zapas próbkowania – czyli tych, w których częstotliwość próbkowania jest zaledwie kilkukrotnie wyższa od górnej częstotliwości granicznej sygnału mierzonego. Czyli – w praktyce – znakomitej większości urządzeń dostępnych na rynku! Mowa oczywiście tylko o tych oscyloskopach, w których przetworniki A/C są współdzielone pomiędzy kanałami – konstrukcje z niezależnymi torami akwizycji są pozbawione tej wady, ale z reguły wypadają one nieporównanie drożej od oscyloskopów z przeplataniem.

A co z modelami o jeszcze większej liczbie kanałów? Swego czasu potentatem na rynku oscyloskopów wielokanałowych (**fotografia 14**) czy też rejestratorów oscyloskopowych (**fotografia 15**)

Fotografia 15. Archiwalny model rejestratora oscyloskopowego z wbudowaną drukarką – model DL850E marki Yokogawa (https://t.ly/ms2zX)

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Fotografia 16. Oscyloskop MXR608B z rodziny Infiniium MXR-Series marki Keysight (https://t.ly/rHpQG)

Fotografia 17. Oscyloskop z serii DHO5000 marki Rigol (https://t.ly/4UOv3)

była firma Yokogawa. I choć 6- czy 8-kanałowe „potwory" wciąż nie są częstym widokiem na laboratoryjnych stołach, to sytuacja powoli zmienia się także w tym zakresie, a kolejni producenci opracowują nowe modele zaawansowanych oscyloskopów przeznaczonych do aplikacji wymagających jednoczesnej obserwacji przebiegów w wielu punktach układu. Jako przykład niech posłuży nam 8-kanałowy oscyloskop MXR608B marki Keysight (**fotografia 16**) – pomiary w paśmie do 6 GHz, we wszystkich kanałach jednocześnie, mogą być prowadzone z maksymalnym próbkowaniem 16 GSa/s. Cena katalogowa? „Jedyne" 153 tysiące dolarów amerykańskich. Dla porównania pierwszy (i chyba jak dotąd jedyny) budżetowy oscyloskop 8-kanałowy, czyli DHO5000 marki Rigol (**fotografia 17**) oferuje pasmo 1 GHz i próbkowanie 4 GSa/s, ale tylko przy aktywnych 4 kanałach z tej samej grupy (parzyste/nieparzyste). Przy włączonych 8 kanałach ostatnia wartość spada do 2 GSa/s. Cena? Około 77 tysięcy złotych.

Lekko i przyjemnie, czyli o potędze odchudzania

Na koniec naszego zestawienia pozostawiliśmy jeszcze jeden trend, bardzo wyraźny zwłaszcza na przestrzeni 2...3 ostatnich lat. Chodzi o coraz powszechniejsze konstrukcje oscyloskopów typu tablet oraz zbliżone rozwiązania niskoprofilowe. Sztandarowym przykładem, w którym należy upatrywać początku ekspansji „płaskich oscyloskopów", jest rodzina MSO Series 2 marki Tektronix (**fotografia 18**). Urządzenia z tej serii są wyposażone w 10-calowy wyświetlacz dotykowy, a nowoczesny design podkreśla dodatkowo ciemnoszara kolorystyka i minimalistyczny design panelu frontowego. Sprzęt jest tak lekki, że z powodzeniem daje się zamontować

Fotografia 18. Oscyloskop z serii MSO Series 2 marki Tektronix (https://t.ly/xoUUj)

na typowym wysięgniku przeznaczonym do podwieszania monitorów komputerowych z montażem VESA 100 mm. Pomysł podchwyciły inne marki, w tym wielokrotnie już przywołany w niniejszym artykule Rigol – seria DHO800 także może pracować „w powietrzu", co pozwala zaoszczędzić niemałą przestrzeń na stole roboczym (**fotografia 19**).

Nieco inną konstrukcję mają coraz popularniejsze urządzenia przenośne, które wprawdzie nie mogą konkurować z opisanymi wcześniej oscyloskopami stacjonarnymi, ale doskonale sprawdzają się w rozmaitych zastosowaniach polowych. Przykład? Oscyloskop typu „tablet" marki Owon z serii TAO3000 (**fotografia 20**) – solidna obudowa z ochronnym ogumieniem pozwala przyrządowi „przeżyć" nawet niezbyt przyjazne warunki eksploatacji, a duży ekran dotykowy umożliwia wygodną obserwację mierzonych sygnałów, nawet z nieco większej odległości.

Podsumowanie

Rynek oscyloskopów podąża za zmianami dokonującymi się w całej naszej branży. Spadek cen komponentów (w tym wydajnych

Fotografia 19. Oscyloskop z serii DHO800 marki Rigol zamontowany na wysięgniku przeznaczonym do monitorów komputerowych (https://t.ly/KA9sf)

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Fotografia 20. Oscyloskop „tabletowy" z serii TAO3000 marki Owon (https://t.ly/m5lLp)

Fotografia 21. Oscyloskop „w pełni dotykowy" – model 1013D marki Fnirsi (https://t.ly/uMbHZ)

procesorów czy obszernych i szybkich układów pamięci) napędza rozwój aparatury pomiarowej nie tylko od strony konstrukcyjnej (cyfrowe nowinki łatwo przenikają do świata „pomiarówki"), ale także aplikacyjnej – funkcjonalność współczesnych oscyloskopów w dużej mierze jest podyktowana potrzebami projektantów systemów wbudowanych, którzy muszą stale nadążać za zmieniającymi się standardami, m.in. rozwojem interfejsów USB czy DDR.

Równocześnie transformacji ulega także obraz rynku oscyloskopów widziany od strony ergonomii – urządzenia stają się lżejsze, rozmiary ekranów rosną, ale… odbywa się to kosztem stopniowej redukcji klasycznych elementów obsługowych, czyli pokręteł i przycisków. Nie da się ukryć, że forma współczesnych oscyloskopów coraz bardziej zaczyna przypominać rozwiązania znane z elektroniki konsumenckiej, w tym przede wszystkim smartfonów czy tabletów – skrajnym przykładem może być popularny ostatnimi czasy oscyloskop Fnirsi 1013D, który jest już obsługiwany w całości za pomocą ekranu dotykowego (**fotografia 21**).

Przemiany w opisywanym segmencie rynku aparatury laboratoryjnej prawdopodobnie zaczną niebawem nieco przyhamowywać – dalsze zwiększanie pasma w momencie, gdy najszybsze oscyloskopy są w stanie pracować w paśmie rzędu 100 GHz, wydaje się już niebywale trudne. Można się spodziewać, że ciężar gatunkowy będzie powoli przesuwał się w stronę rozwoju aplikacji wspomagających automatyczne testy rozmaitych protokołów, dopracowywania wydajności obliczeniowej w czasie rzeczywistym czy też dalszego poprawiania ergonomii obsługi urządzeń. Niezależnie od tego, w jakim kierunku pójdzie rynek oscyloskopowy, z pewnością będziemy trzymać rękę na pulsie i informować naszych Czytelników o kolejnych urządzeniach i trendach wartych uwagi współczesnego konstruktora.

inż. Przemysław Musz, EP

REKLAMA

eprasa.pl 9ec3b90ffd

SIEGNIJ PO WYDANIA ARCHIWALNE

magazynu Elektronika Praktyczna

Przesyłka **GRATIS**

Zamów na **UlubionyKiosk.pl**

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Oscyloskopy USB w ofercie firmy TiePie

Firma TiePie engineering – założona w 1987 r. w Sneek na północy Holandii – od samego początku zajmuje się projektowaniem, produkcją i sprzedażą komputerowych przyrządów pomiarowych – w jej ofercie są m.in. oscyloskopy LAN, Wi-Fi i USB, analizatory widma, rejestratory danych, multimetry i generatory w jednej obudowie. Obecnie TiePie engineering sprzedaje swoje urządzenia do ponad 80 krajów na całym świecie.

Więcej informacji:
Pełne informacje o wyrobach TiePie engineering dostępne są na stronach producenta:
www.tiepie.com
W Polsce dystrybutorem wyrobów firmy TiePie engineering jest:
Egmont Instruments – Przemysław Derwojed
ul. Marszałkowska 136/31, 00-004 Warszawa
tiepie@egmont.com.pl, www.egmont.com.pl

Główne cechy przyrządów pomiarowych firmy TiePie engineering to łatwość instalacji i użytkowania, kompaktowość, funkcjonalność oraz niski koszt. W artykule zaprezentujemy kilka wybranych urządzeń łączonych z PC przez USB – oscyloskopy Handyscope HS6, HS6 DIFF i HS5 oraz analizator zasilania Handyscope TP450.

Seria oscyloskopów Handyscope HS6 i HS6 DIFF

Podstawowa specyfikacja:
- HS6 – 4 wejścia pojedyncze, HS6 DIFF – 4 wejścia różnicowe.
- Rozdzielczość: 8/12/14 bitów (natywna), 16 bitów (oversampling).
- Dokładność pionowa (DC): 0,25%, typowo 0,1%.
- Próbkowanie: do 1 GSa/s, pasmo do 250 MHz.
- Ciągłe przesyłanie strumieniowe: do 200 MSa/s.
- Pamięć: do 256 MSa na kanał.
- Dokładność podstawy czasu: 1 ppm.

Handyscope HS5 – oscyloskop z wbudowanym generatorem arbitralnym

Podstawowa specyfikacja
- **Oscyloskop:**
  - 2 wejścia pojedyncze.
  - Próbkowanie: do 500 MSa/s.
  - Ciągłe przesyłanie strumieniowe do 40 MSa/s.
  - Pamięć: do 64 MSa na kanał.
  - Rozdzielczość, dokładność amplitudy i podstawy czasu oraz pasmo – jak w HS6.
- **Generator:**
  - Zakres częstotliwości sinusoidy: 1 µHz … 40 MHz.
  - Generowane przebiegi: sinusoida, prostokąt, trójkąt, impuls, szum, DC, arbitralny.
  - Wyjście: maks. –12 V…+12 V (24 Vpp).
  - Przebiegi arbitralne: do 64 MSa, 240 MSa/s, 14-bitowe.
  - Nieharmoniczne: < –85 dB.
  - Czas narastania i opadania: < 8 ns.

Parametry urządzeń z serii Handyscope HS5/HS6/HS6 DIFF

Wysoka dokładność pomiarów (HS6, HS6 DIFF i HS5). 16-bitowe urządzenia marki TiePie pozostawiają w tyle standardowe oscyloskopy 8-bitowe i pozwalają na pomiar sygnałów z większą dokładnością (błąd kwantyzacji jest znacznie mniejszy).

Duża pamięć (HS6, HS6 DIFF i HS5). Podczas pomiaru z dużą częstotliwością próbkowania do zarejestrowania całego sygnału w buforze akwizycji konieczna jest obszerna pamięć. Podczas gdy większość tanich oscyloskopów ma niewielką pamięć wbudowaną, Handyscope HS6 i HS6 DIFF oferują do 256 MSa pamięci na kanał, a HS5 – do 64 MSa na kanał, w zależności od wybranej rozdzielczości i liczby aktywnych kanałów. Zaletą dużej pamięci jest możliwość uchwycenia pojedynczych zaburzeń oraz łatwość akwizycji sygnałów komunikacji szeregowej. Można na przykład zapisać wszystkie ramki na magistrali CAN, w jednym zapisie, aby je później przejrzeć i przeanalizować.

Fotografia 1. Oscyloskop z serii Handyscope

Synchronizacja wielu oscyloskopów (HS6, HS6 DIFF i HS5). Handyscope wyposażone zostały w zaawansowaną magistralę synchronizacji CMI, umożliwiającą połączenie ze sobą wielu oscyloskopów i używanie ich jako jednego systemu. Wszystkie urządzenia mierzą wtedy z tą samą częstotliwością próbkowania (odchylenie 0 ppm!). Maksymalną liczbę Handyscope ogranicza w praktyce jedynie liczba dostępnych portów USB. Oscyloskopy rozmieszczone w większej odległości od siebie (do 400 m) mogą być synchronizowane za pomocą bezprzewodowego modułu WCMI.

Fotografia 2. Moduł WCMI

SureConnect (HS6, HS6 DIFF i HS5). Funkcja SureConnect w czasie rzeczywistym informuje, czy sonda testowa lub zacisk faktycznie mają kontakt elektryczny z testowanym obiektem, a dodatkowo umożliwia pomiary rezystancji na każdym kanale.

Testowanie wstępnej zgodności EMI (HS6 i HS6 DIFF). Opcją dostępną tylko w modelach z próbkowaniem 1 GSa/s jest analizator EMI pozwalający użytkownikowi szybko wykonać wstępny test zgodności EMI, unikając dodatkowych wizyt w drogich laboratoriach EMC. Dostarczony zestaw sond EMI TP-EMI-HS6 zawiera trzy sondy pola magnetycznego (pole H) i jedną sondę pola elektrycznego (pole E), natomiast statyw zapewnia ich prawidłowe ustawienie na testowanym obiekcie.

Ograniczenie pasma (HS6 i HS6 DIFF). Szerokie pasmo zawsze wiąże się z dość znacznym poziomem szumu. Aby go zmniejszyć, można włączyć ogranicznik pasma niezależnie w każdym kanale Handyscope.

eprasa.pl 9ec3b90ffd

SafeGround (HS6 DIFF). SafeGround pozwala na używanie wejść oscyloskopu zarówno jako pojedynczych, jak i różnicowych. Gdy SafeGround jest aktywny i przypadkowo utworzy się nieprawidłowe połączenie powodujące zwarcie, urządzenie rozłączy uziemienie kanału wejściowego bez uszkodzenia oscyloskopu lub komputera.

Generator przebiegów arbitralnych o niskich zniekształceniach (HS5). Handyscope HS5 ma wbudowany generator funkcji do 40 MHz o niskich zniekształceniach. Wbudowany generator przebiegów arbitralnych korzysta z technologii syntezy sygnału CDS opracowanej przez TiePie, przez co zapewnia najlepszą wierność odwzorowania sygnałów w swojej klasie. Dzięki nieharmonicznym tak niskim, jak –85 dB przy częstotliwości sygnału 100 kHz, bardzo płaskiemu widmu amplitudy i czasowi narastania 8 ns generator tworzy sygnały, które zbliżają się do perfekcji.

Synchronizacja oscyloskopu i generatora (HS5). Oscyloskop i generator przebiegów arbitralnych w Handyscope HS5 można łatwo zsynchronizować, ustawiając źródło wyzwalania oscyloskopu na jedno lub więcej zdarzeń generatora: start, stop i nowy okres.

TP450 – izolowany analizator parametrów napięcia sieciowego

- Galwanicznie izolowane wejście różnicowe do ±450 V.
- Izolacja galwaniczna między wejściem a portem USB: 5000 Vrms (@ 1 min).
- Rozdzielczość: 16 bitów.
- Dokładność pionowa (DC): 0,5%.
- Próbkowanie: do 250 kSa/s
- Szerokość: pasma do 200 kHz.
- Ciągłe przesyłanie strumieniowe: do 250 kSa/s, 16-bitowe.
- Pamięć: do 1 MSa.

Podłączenie bezpośrednio do sieci zasilającej. Handyscope TP450 to analizator jakości zasilania podłączany przez USB do komputera. Zakres wejściowy do ±450 V pozwala podłączyć go bezpośrednio do gniazdka ściennego (110 V AC/230 V AC) w celu pomiaru napięcia sieciowego. Nie jest wymagany żaden dodatkowy tłumik.

Rejestracja z dużą prędkością i wysoką rozdzielczością. Rejestracja napięcia sieciowego odbywa się z szybkością do 250 kS/s i rozdzielczością 16 bitów, co odpowiada woltomierzowi 5½ cyfry. Nawet przy bardzo dużej szybkości pomiaru napięcie sieciowe można mierzyć nieprzerwanie przez tygodnie, a następnie każdy okres przebiegu można dokładnie przeanalizować. Dzięki takiemu rozwiązaniu nie pomija się żadnego szczytu ani spadku napięcia, nawet jeśli trwa on tylko milisekundę. Logi pomiaru trwającego tydzień zajmują około 0,69 GB miejsca na dysku. Podczas pomiaru rejestrowane są również wartości RMS i częstotliwość, można też mierzyć minimum, maksimum, wartość międzyszczytową i średnią, wariancję czy odchylenie standardowe.

Niskoszumowy, różnicowy przewód pomiarowy. Handyscope TP450 może również mierzyć niższe napięcia, co ułatwia rejestrowanie sygnałów w systemach 24 V lub przechwytywanie wzorców przełączania systemów sterowania. Z myślą o umożliwieniu użytkownikom wykonania tych pomiarów, producent dołącza do zestawu specjalny przewód, do którego można podpiąć sondy testowe i przeprowadzać standardowe pomiary sygnałów elektrycznych. Handyscope TP450 oferuje tryby analizatora widma, woltomierza, analizatora protokołu oraz oscyloskopu.

Fotografia 3. Analizator Handyscope TP450

Pomiar trzech faz. Gdy maszyny produkcyjne podczas pracy wykazują nietypowe problemy i podejrzewa się, że przyczyna leży w nieprawidłowym napięciu sieciowym, można łatwo przeprowadzić analizę zasilania trójfazowego za pomocą trzech urządzeń Handyscope TP450. Dzięki zastosowaniu trójfazowego rozdzielacza prądu z opcją przejścia trzy urządzenia TP450 są w stanie mierzyć napięcie każdej fazy. Po sesji pomiarowej trwającej np. tydzień wystarczy przeanalizować napięcie sieciowe, nawet każdy okres indywidualnie.

Fotografia 4. Zastosowanie analizatora Handyscope TP450 do pomiarów zasilacza ATX

Wsparcie programowe

Do współpracy ze wszystkimi przyrządami pomiarowymi firmy TiePie przeznaczone jest oprogramowanie oscyloskopowe Multi Channel, dostępne w polskiej wersji językowej. Oprogramowanie Multi Channel może być używane jako:

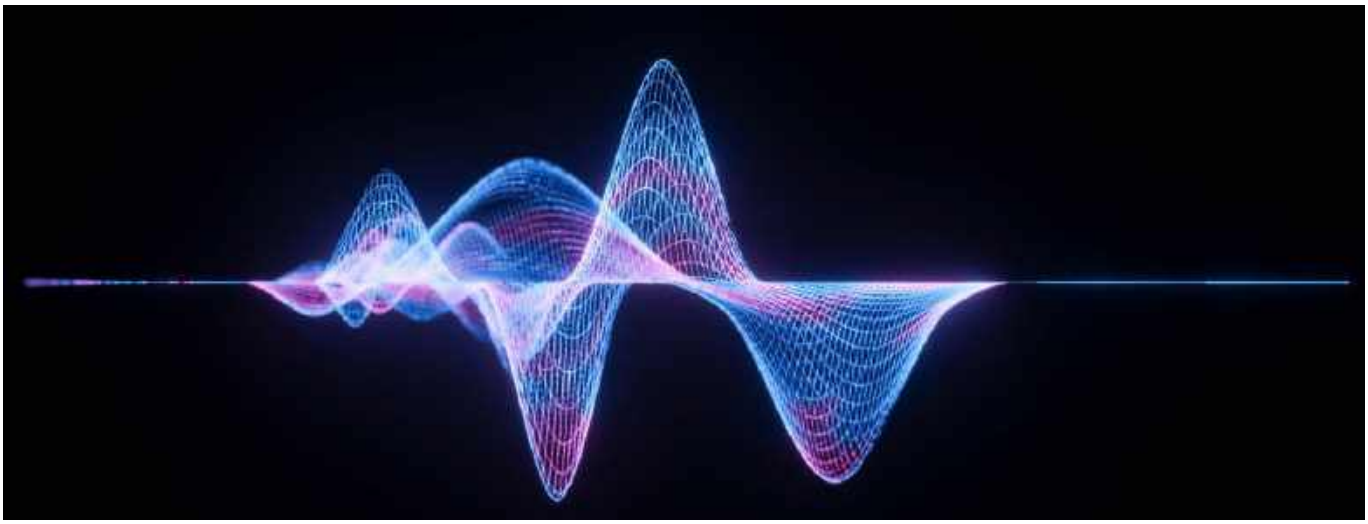
- oscyloskop,
- analizator widma,
- rejestrator danych,
- multimetr,
- generator przebiegów arbitralnych,
- analizator protokołów.

Jedna instalacja oprogramowania pozwala na jednoczesną obsługę wielu urządzeń podłączonych do tego samego komputera. Mogą one pracować jako przyrządy niezależne od siebie lub być widziane przez program jako jeden system wielokanałowy. W celu uproszczenia konfiguracji pomiarów oprogramowanie Multi Channel wyposażone zostało w dużą liczbę predefiniowanych ustawień.

Dla oscyloskopów firmy TiePie można tworzyć własne oprogramowanie, korzystając z pakietu programistycznego libtiepie-hw Software Development Kit – wieloplatformowej biblioteki w C, C++, Visual C++, GNU C++, Cygwin, C#, Python 3, dostępnej na systemy Windows 64 bit oraz Linux amd64, armhf i arm64.

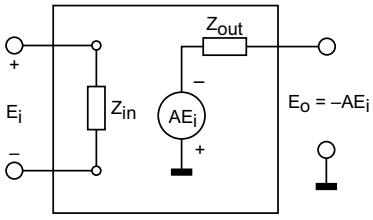
Fotografia 5. Zastosowanie analizatora Handyscope TP450 do pomiarów napięcia sieciowego

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Parametry wzmacniaczy operacyjnych w aplikacjach audio

Pomimo faktu, iż w dzisiejszych czasach większość swojej drogi w torze audio sygnał pokonuje w postaci cyfrowej, to i tak finalnie ulega przekształceniu na postać analogową. Wtedy do gry wchodzą różnorakie wzmacniacze napięciowe, bufory, filtry czy układy różnicowe – wszystkie w wersji analogowej. Na co zwrócić uwagę, dobierając do nich podzespoły?



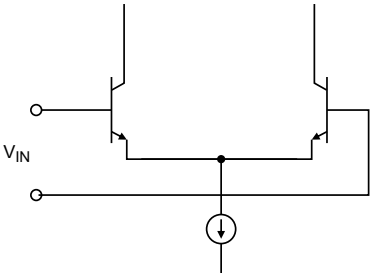
Rysunek 1. Uproszczony model wzmacniacza operacyjnego

Nasz słuch działa „analogowo", więc na którymś etapie toru sygnałowego będziemy mieli do czynienia z taką właśnie jego postacią – częściej napięciową, rzadziej prądową – choć wiele źródeł daje sygnał cyfrowy. Nawet dzisiaj wiele urządzeń jest projektowanych jako całkowicie analogowe, niekiedy nawet lampowe (choć akurat nie o lampach będzie ten artykuł). Wtedy przetwarzaniem cyfrowo/analogowym zajmuje się odrębny „klocek" w systemie audio, określany częściej jako DAC. Operując na sygnale analogowym trzeba uważać na parametry toru, którym jest on propagowany.

W tym artykule chcę się pochylić nad wzmacniaczami operacyjnymi, które są „wołami roboczymi" w takich aplikacjach. Można projektować układy, bazując na dyskretnych elementach aktywnych, lecz to rzadko spotykane rozwiązanie. Znacznie częściej można spotkać właśnie wzmacniacze operacyjne (najczęściej podwójne, z ośmioma wyprowadzeniami ułożonymi w typowej obudowie DIP8 lub SO8), które w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego mają wstawione najrozmaitsze cuda – na przykład dzielnik napięciowy, ustalający wypadkowe wzmocnienie, filtr RC albo zworę lub rezystor, tworząc wówczas wtórnik napięciowy.

Wzmacniaczy operacyjnych mamy na rynku pełną gamę, więc trzeba dobrze zdecydować, który warto w danym miejscu zastosować. W swojej praktyce w newralgicznych miejscach układu stosuję właśnie wzmacniacze operacyjne w obudowach do montażu przewlekanego, ponieważ często klienci chcą móc samodzielnie wymieniać układy, by poszukać „tego właściwego" brzmienia, więc warto im to umożliwić. W innych miejscach układu, jak bufor wejściowy czy wyjściowy, z reguły stosuję układy w obudowach do montażu powierzchniowego, choć nie jest to reguła – bywają klienci, którzy chcą móc wymieniać wszystkie elementy aktywne w swoim urządzeniu.

Dla przypomnienia, na **rysunku 1** znajduje się uproszczony, „teorioobwodowy" model wzmacniacza operacyjnego. Istotne parametry, które można z niego wyczytać, to wzmocnienie napięciowe w otwartej pętli (A), wejściowa impedancja różnicowa (Z_{in}) i impedancja wyjściowa (Z_{out}). W większości praktycznych przypadków, pierwszy parametr nie ma istotnego znaczenia, bowiem praktycznie realizowane układy bazujące na wzmacniaczach operacyjnych osiągają wzmocnienie rzędu kilku, może kilkudziesięciu V/V, zatem można w obliczeniach przyjmować $A \rightarrow \infty$. Jedynie w układach o bardzo wysokim wzmocnieniu, jak w przedwzmacniaczach gramofonowych, stosuje się bloki o wzmocnieniu rzędu kilkuset i wtedy skończona wartość A może dawać o sobie znać.



Rysunek 2. Uproszczony schemat stopnia wejściowego wzmacniacza operacyjnego

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Impedancja wejściowa (różnicowa) również ma znaczenie w bardzo szczególnych przypadkach, głównie przy wzmacnianiu sygnału z mikrofonu, bowiem w typowych układach audio wartości rezystorów okalających wzmacniacz operacyjny są znacznie niższe od Z_{in}. Z kolei Z_{out} jest redukowana przez pętlę sprzężenia zwrotnego do wartości rzędu miliomów, przez co staje się porównywalna z rezystancją połączeń między elementami, więc też nie trzeba się nią zanadto przejmować. Chyba że byłaby patologicznie wysoka, lecz czasy zabytkowych układów typu µA709 już dawno minęły, więc nie trzeba ich rozważać w nowoczesnych aplikacjach.

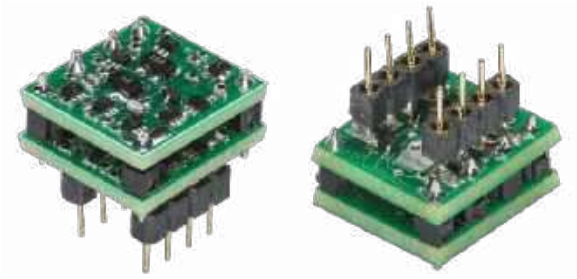
Więcej użytecznych (przynajmniej dla mnie) parametrów wynika z budowy stopnia wejściowego wzmacniacza operacyjnego, który w najbardziej uproszczonej wersji został zaprezentowany na **rysunku 2**. Phi, tylko dwa tranzystory, co tam może być ciekawego? Po pierwsze, bazy tych tranzystorów pobierają jakiś prąd, który trzeba do nich dostarczyć za pośrednictwem elementów współpracujących ze wzmacniaczem. Typowo przyjmuje się, że ten prąd wynosi nie więcej niż 1 µA, choć w przypadku wzmacniaczy operacyjnych zbudowanych z elementów dyskretnych może on wynosić nawet kilkanaście mikroamperów. Trzeba zatem dobrze pilnować zrównoważenia rezystancji sterujących wejściami, by nie generować niepotrzebnej składowej stałej napięcia na wyjściu wzmacniacza. Ma to znaczenie zwłaszcza w układach przenoszących składową stałą, a do takich można zaliczyć znaczną część układów audio high-end. W skrócie: im większy prąd polaryzujący wejścia, tym bardziej trzeba pilnować, aby rezystancja „widziana" przez składową stałą prądu płynącego przez oba wejścia była taka sama. Wiele układów ma w tym miejscu dodatkowe wtórniki przed „właściwymi" tranzystorami pary różnicowej, co zmniejsza prąd wejściowy, za to może wpływać na szerokość przedziału offsetu napięciowego.

Układy dyskretne i scalone potrafią się silnie różnić pod tym względem. Przykładowo, dyskretny wzmacniacz operacyjny SS3602 (widoczny na **fotografii 1**) cechuje się typowym poborem prądu przez wejścia na poziomie 4,5 µA (maksymalnie 6 µA), NE5532 typowo 0,2 µA, zaś maksymalnie 1 µA.

Za tym idzie offset prądowy oraz napięciowy. Oba są przykre w skutkach, bo ciężko przewidzieć ich znak oraz wartość, zatem trzeba bazować na parametrach granicznych. Skutkiem ich istnienia jest powstawanie składowej stałej napięcia wyjściowego, z którą niewiele da się zrobić, można jedynie oszacować jej maksymalną wartość. To jest powód, dla którego stopnie o wysokim wzmocnieniu (rzędu kilkuset) projektuje się z reguły jako nieprzenoszące składowej stałej, aby napięcie stałe na wyjściu bloku wzmacniającego nie było zbyt wysokie. Im mniejsze będą to wartości, tym lepiej, choć są układy, które doskonale radzą sobie nawet po zastosowaniu wzmacniaczy o wysokim offsecie prądowym i/lub napięciowym, a do takich zaliczają się przede wszystkim układy dyskretne, ostatnio bardzo modne.

Na temat pasma przenoszenia wzmacniaczy operacyjnych oraz układów, jakie są z ich udziałem realizowane, powstało już wiele opracowań, więc nie będę się tutaj na ten temat rozpisywał. Jest jednak parametr, który ma związek z pasmem przenoszenia, choć nie jest z nim wprost związany, a chodzi mianowicie o szybkość narastania napięcia wyjściowego. Nie zostało to jeszcze dostatecznie zbadane, ale liczne odsłuchy zdają się potwierdzać, że rozdzielczość czasowa systemów audio ma istotny wpływ na ich wynikowe brzmienie. Z reguły takie wzmacniacze mają wysoki pobór mocy, ponieważ ich stopień wyjściowy pracuje ze sporym prądem spoczynkowym, więc trzeba uważać na całkowite obciążenie zasilacza. Prym wiodą tutaj układy dyskretne, potrafiące pobierać nawet kilka watów mocy ze źródła zasilania (!).

Jest jeszcze jeden parametr, na który warto zwrócić uwagę, czyli szumy, wyróżniające się w notach katalogowych jednostką



Fotografia 1. Dyskretny wzmacniacz operacyjny SS3602 firmy Sparkos Labs

– słynnym „pierwiastkiem z herca". Współczesne wzmacniacze operacyjne radzą sobie pod tym względem naprawdę dobrze – na tyle, że w wielu niewyśrubowanych zastosowaniach pochodzące od nich szumy nadmiarowe są porównywalne z szumami wprowadzanymi przez pozostałe elementy. Warto jednak zwrócić uwagę na „niskoszumność" w stopniach o wysokim wzmocnieniu napięciowym, czyli w przedwzmacniaczach mikrofonowych i gramofonowych, bowiem to szumy wprowadzane przez pierwszy stopień (z reguły o najwyższym wzmocnieniu) determinują poziom szumów całego układu. Pod tym względem wzmacniacze dyskretne potrafią wypadać lepiej niż typowe układy, opatrzone dopiskiem „low noise" w notach katalogowych. Przykładowo przytoczony już dyskretny wzmacniacz operacyjny SS3602 cechuje się typową widmową gęstością napięcia szumów na poziomie 2,9 nV/$\sqrt{Hz}$, popularny NE5532 już 5 nV/$\sqrt{Hz}$, zaś bardzo przeze mnie lubiany TL072 aż 18 nV/$\sqrt{Hz}$, na co wpływ mają wejścia opatrzone tranzystorami JFET. Kiedy wchodziłem do świata audio kilkanaście lat temu, te proporcje były odwrotne i to z miażdżącą przewagą układów scalonych.

Często pomijanym dzisiaj parametrem jest PSRR, czyli współczynnik tłumienia zakłóceń przenikających z zasilania. Coraz więcej uwagi przywiązuje się do jakości zasilania stopni analogowych, co cieszy, lecz w tych szczególnie zaawansowanych i/lub wysokoczułych konstrukcjach warto mieć na uwadze ten parametr. W przypadku NE5532 wynosi typowo 100 dB, ale nie zawsze jest podawany w dokumentacjach układów dyskretnych. Istotny jest również jego rozkład w dziedzinie częstotliwości, bowiem często okazuje się, że układy mające pozornie wysoki PSRR w paśmie niskich częstotliwości nagle okazują się znacznie słabiej tłumić składowe o częstotliwościach rzędu kilku kiloherców i wyższych. To zaś stanowi otwartą furtkę dla zakłóceń pochodzących od przetwornic impulsowych, co w rezultacie daje wyraźne „syczenie" w głośnikach, bardzo trudne do zwalczenia.

I na koniec ostatnia cecha, która często jest pomijana lub niedokładnie opisana – stabilność przy niskim wzmocnieniu wypadkowym. Spotkałem się już w swojej pracy z układami, zwłaszcza dyskretnymi, które cechowało tak wysokie wzmocnienie w otwartej pętli sprzężenia zwrotnego, że ich praca w roli klasycznego wtórnika napięciowego nie była możliwa. To zaś wykluczało ich zastosowanie w niektórych miejscach układu. Warto więc szukać w opisach adnotacji typu „stability guaranteed for k ≥ 5", żeby nie nadziać się na minę w postaci pięknego układu, który się wzbudza i za Chiny Ludowe nie daje się uspokoić…

Michał Kurzela, EP

Bibliografia:
- https://www.ti.com/lit/an/sboa092b/sboa092b.pdf
- https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/basic-linear-design/chapter1.pdf
- https://sparkoslabs.com/wp-content/uploads/2018/03/SS3601_SS3602.pdf

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Konwersja analogowo-cyfrowa w technice audio (2)

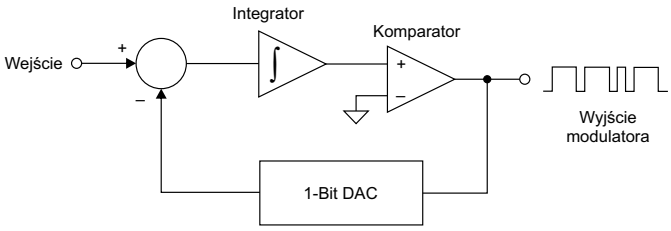
W tym numerze „Elektroniki Praktycznej" kontynuujemy nasz cykl poświęcony konwersji analogowo-cyfrowej w aplikacjach audio. Tym razem przyjrzymy się popularnej topologii delta-sigma oraz omówimy zagadnienie szumu kwantyzacji.

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

Przetworniki delta-sigma

W technice audio stosuje się powszechnie scalone przetworniki analogowo-cyfrowe z modulatorem delta-sigma (ΔΣ) i cyfrowym filtrem dolnoprzepustowym. Modulator delta-sigma konwertuje sygnał analogowy, podawany na jego wejście, na strumień bitów. Schemat blokowy układu został pokazany na **rysunku 15**.

Działanie pętli modulatora rozpoczyna się od podania na wejście integratora różnicy napięć pomiędzy sygnałem wejściowym a wyjściem jednobitowego przetwornika cyfrowo-analogowego (DAC). Wyjście integratora steruje wejściem komparatora. Na podstawie wartości napięcia na wejściu komparator ustala stan wyjściowy modulatora ΔΣ i jednocześnie stan wejściowy 1-bitowego przetwornika DAC. Jeżeli na wyjściu modulatora panuje stan wysoki, to na wyjściu przetwornika DAC pojawia się ujemne napięcie odniesienia przetwornika ADC i – w konsekwencji – jest ono odejmowane od napięcia wejściowego. Jeżeli na wyjściu modulatora panuje stan niski, to na wyjściu DAC pojawia się dodatnie napięcie odniesienia i jest ono dodawane do sygnału wejściowego. W trakcie pracy każdy kolejny impuls zegara generuje pełny, kolejny cykl modulatora. Powstaje strumień bitów wyjściowych, będący reprezentacją sygnału wejściowego (proporcjonalną do napięcia odniesienia). **Rysunek 16** prezentuje sinusoidę wejściową i powstały strumień bitów wyjściowych modulatora przy założeniu, że napięcie odniesienia ma wartość 1 V.

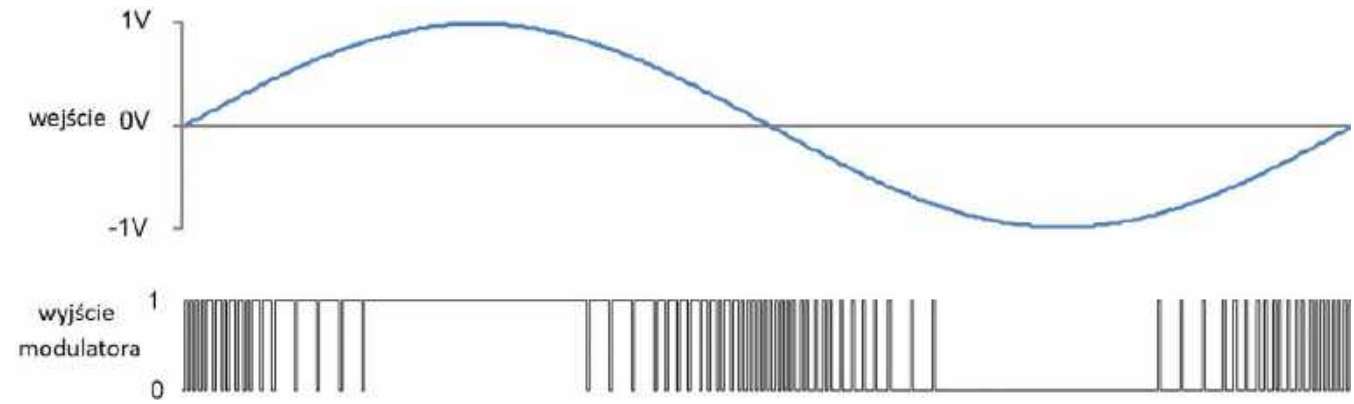


Rysunek 15. Modulator ΔΣ pierwszego rzędu

Modulator z rysunku 15 to tzw. modulator jednobitowy. W praktyce stosuje się modulatory kilkubitowe, działające na analogicznej zasadzie, ale oferujące lepsze parametry techniczne. Modulatory takie próbkują sygnał z bardzo wysoką częstotliwością (rzędu dziesiątek megaherców). Taki nadpróbkowany strumień danych jest potem podawany na wejście dolnoprzepustowego filtru decymatora, który to filtr odgrywa dwie podstawowe role. Pierwsza z nich to decymacja nadmiarowych próbek i przekształcenie sygnału wejściowego do formatu odpowiadającego wielobitowym przetwornikom, druga zaś to funkcja filtru antyaliasingowego, związana z kształtowaniem szumu kwantyzacji.

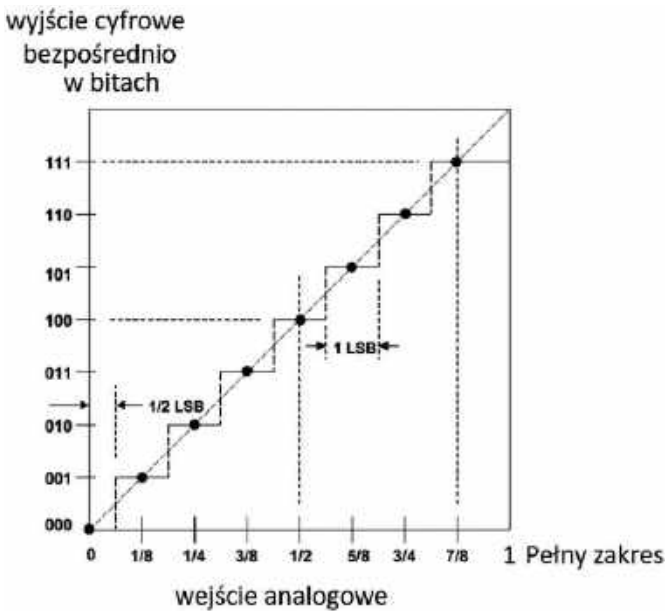
Szum kwantyzacji

Do tej pory poruszaliśmy problemy związane z częstotliwością próbkowania. Proces próbkowania – oprócz przekształcania ciągłego sygnału analogowego w dyskretną reprezentację przebiegu – wykonuje też pomiar wartości napięcia w momencie pobierania próbki. W trakcie próbkowania zapisujemy wartości amplitud ze skończoną dokładnością, określoną przez rozdzielczość przetwornika. Oznacza to, że amplitudy w momentach próbkowania są z dużym prawdopodobieństwem zapisywane z pewnym błędem. Na **rysunku 17** pokazano charakterystykę 3-bitowego przetwornika ADC. Oś pozioma reprezentuje analogowe napięcie wejściowe, podzielone na 8 równych przedziałów (1/8, 1/3, 3/8 itd.). W połowie tych przedziałów następuje przejście z jednej wartości cyfrowej do kolejnej. Pierwsza zmiana następuje wtedy, gdy napięcie wyjściowe wzrośnie od zera do połowy pierwszego przedziału, czyli do 1/16 pełnego zakresu. Wszystkie napięcia od wartości 1/16 do 3/16 pełnego zakresu wejściowego będą reprezentowane przez tę samą wartość wyjściową (001). Jeżeli pełny zakres napięć wejściowych ma wartość 2 V, to dla wszystkich napięć z przedziału od 0,125 V do 0,375 V otrzymamy wartość na wyjściu przetwornika równą 001. To jest właśnie geneza błędu kwantyzacji, powodującego powstanie tzw. **szumu kwantyzacji**.



Rysunek 16. Wynik działania modulatora ΔΣ

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Rysunek 17. Charakterystyka przejściowa 3-bitowego przetwornika ADC

Jak się łatwo domyślić, błąd kwantyzacji będzie malał wraz ze zwiększaniem rozdzielczości przetwornika. Im więcej bitów ma słowo, w którym zapisujemy zmierzoną wartość, tym pomiar jest dokładniejszy.

Za pomocą poniższego równania można wyliczyć parametr SNR (wyrażony w decybelach) idealnego, N-bitowego przetwornika próbkującego sygnał sinusoidalny:

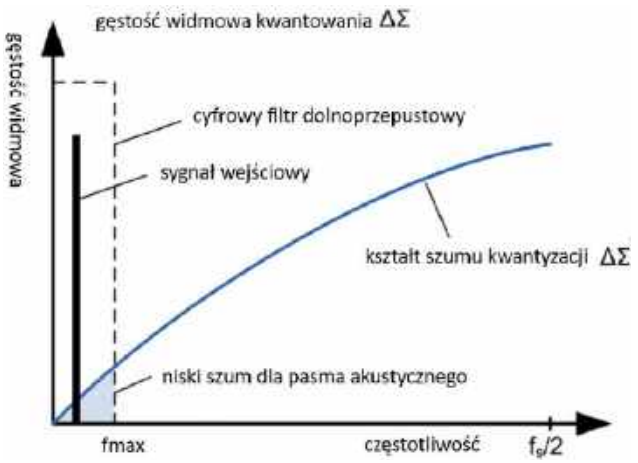
$$SNR=1,76+6,02\ N$$

W przypadku naszego przykładowego, 3-bitowego przetwornika SNR będzie miał wartość 18,8 dB. Taki układ, bez dodatkowych zabiegów, jest zupełnie bezużyteczny: dla przykładu, przy typowej rozdzielczości standardu CD równej 16 bitów SNR wynosi 98 dB i to już jest dobry wynik.

Wróćmy teraz do naszego przetwornika z modulatorem ΔΣ. Jest to przetwornik 1-bitowy i za pomocą przytoczonego wcześniej wzoru możemy wyliczyć SNR na poziomie niecałych 8 dB. To jeszcze gorzej niż w przykładzie z przetwornikiem 3-bitowym. Takie rozwiązanie wydaje się całkowicie bezużyteczne. Z drugiej strony stosowane dzisiaj współczesne przetworniki audio są praktycznie wyłącznie oparte na modulatorach ΔΣ i mają bardzo dobre parametry.

Musi być jakiś sposób, by szum kwantyzacji wyeliminować lub – mówiąc bardziej precyzyjnie – ograniczyć go do minimum. Wiemy, że modulator ΔΣ próbkuje sygnał audio z częstotliwościami dziesiątek megaherców. Zatem dyskretne próbki reprezentują bardzo szerokie pasmo przenoszenia. Zdecydowana większość tego pasma leży poza widmem sygnału użytecznego (f_{max}=20 kHz). Dobrą wiadomością jest to, że gęstość widmowa szumu kwantyzacji okazuje się rozciągnięta na całe pasmo przenoszenia, wynikające z częstotliwości próbkowania (do częstotliwości $f_s/2$). Jeszcze lepszą wiadomością jest fakt, że gęstość widmową szumu kwantyzacji można tak kształtować, że wyraźnie rośnie wraz ze warostem częstotliwości granicznej pasma.

Popatrzmy na **rysunek 18**. Na wykresie pokazano rozkład gęstości widmowej szumu kwantyzacji w funkcji częstotliwości dla modulatora delta sigma z kształtowaniem szumów.

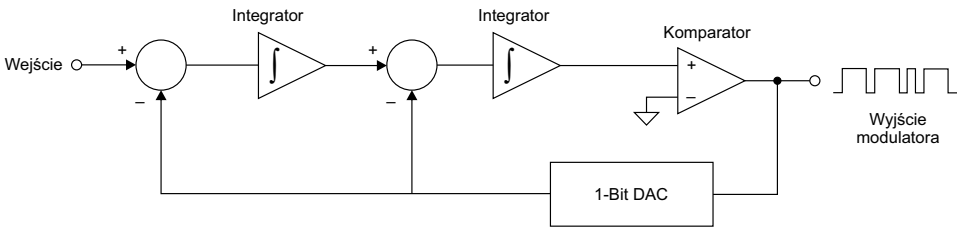


Rysunek 18. Kształtowanie szumu kwantyzacji ΔΣ

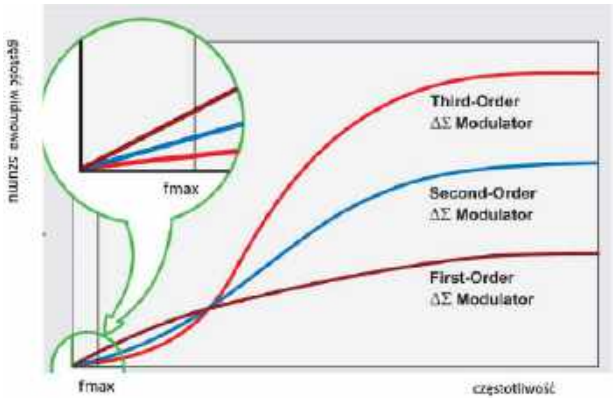
Pasmo sygnału rozciąga się od 0 Hz do $f_s/2$, gdzie f_s jest na poziomie megaherców. Szum kwantyzacji okazuje się niski dla małych częstotliwości i wyraźnie rośnie w kierunku częstotliwości większych. Ponieważ nas interesuje tylko pasmo do f_{max}=20 kHz, można je ograniczyć za pomocą cyfrowego filtru dolnoprzepustowego. Po odfiltrowaniu pasma do 20 kHz pozbywamy się prawie całego szumu kwantyzacji. To właśnie powód, dla którego w przetwornikach z modulatorem ΔΣ filtr dolnoprzepustowy z decymatorem jest nieodzownym elementem. Modulator z rysunku 15 bywa nazywany modulatorem pierwszego rzędu. W praktyce częściej są wykorzystywane modulatory wyższego rzędu – przykładowo na **rysunku 19** pokazano modulator ΔΣ drugiego rzędu.

Im wyższy rząd modulatora, tym niższy jest poziom szumu w paśmie akustycznym, a wyższy poza pasmem – **rysunek 20.**

W wielobitowych przetwornikach ADC szum kwantyzacji również występuje, ale jeżeli przetwornik ma odpowiednią liczbę bitów, to SNR utrzymuje się na niskim poziomie. Rozkład gęstości widmowej takiego przetwornika jest liniowy. Oczywiście można – podobnie jak w przypadku modulatorów ΔΣ – nadpróbkować sygnał

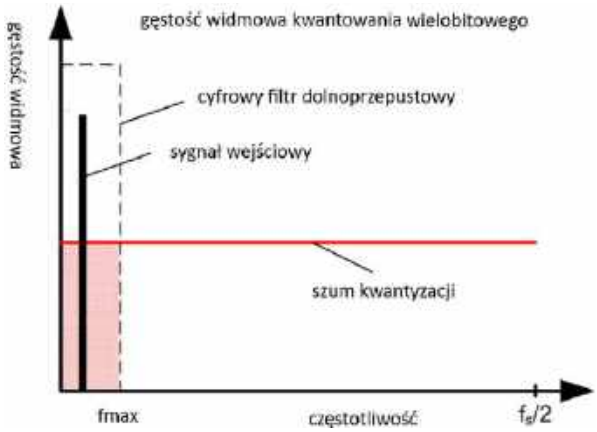


Rysunek 19. Modulator ΔΣ drugiego rzędu

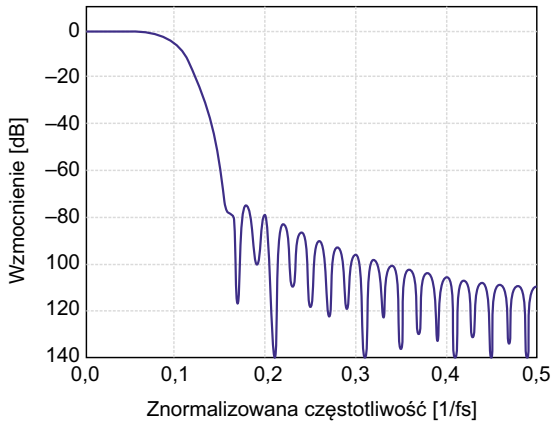


Rysunek 20. Kształtowanie szumu w przypadku modulatorów wyższych rzędów

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Rysunek 21. Szum kwantyzacji przetwornika wielobitowego



Rysunek 22. Charakterystyka filtru sinc

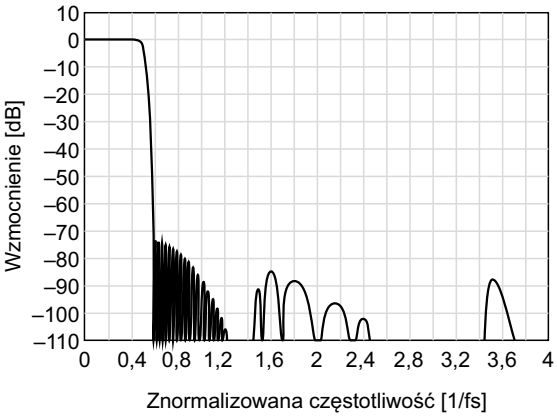
wejściowy, a następnie, stosując filtrację dolnoprzepustową, ograniczyć szum kwantyzacji.

W przetwornikach ADC stosuje się różne typy cyfrowych filtrów dolnoprzepustowych, w tym popularny filtr sinc. Nazwa pochodzi od odpowiedzi częstotliwościowej, która odpowiada funkcji sin(x)/x. Pojedynczy filtr tego typu ma niezbyt dobrą charakterystykę w paśmie zaporowym, ale może okazać się bardzo przydatny na przykład do odfiltrowania zakłóceń 50 Hz w pomiarach napięć wolnozmiennych. Jego zaletą jest duża szybkość działania. Na **rysunku 22** pokazano przykładową charakterystykę filtra sinc wyższego rzędu.

W przetwornikach ADC klasy audio stosuje się bardziej zaawansowane filtry dolnoprzepustowe o liniowej charakterystyce fazowej. Na **rysunku 23** pokazano charakterystykę częstotliwościową filtru przetwornika PCM1809 marki Texas Instruments w zakresie częstotliwości próbkowania f_s 44,1 kHz oraz 48 kHz. Filtr dolnoprzepustowy ma bardzo stromą charakterystykę i przenosi sygnały od 0 Hz do 0,6·fs. Przy f_s=44,1 kHz pasmo przenoszenia wynosi ok 26,5 kHz.

Za dolnoprzepustowym filtrem decymatora jest umieszczony górnoprzepustowy filtr HPF. Jego zadaniem jest eliminacja składowej stałej i zakłóceń o bardzo niskich częstotliwościach – częstotliwość odcięcia tego bloku (wyznaczona dla punktu spadku wzmocnienia o –3 dB) wynosi 0,00025·fs, czyli przy f_s równej 44,1 kHz będzie to około 11 Hz. Charakterystyka takiego filtru została pokazana na **rysunku 24**.

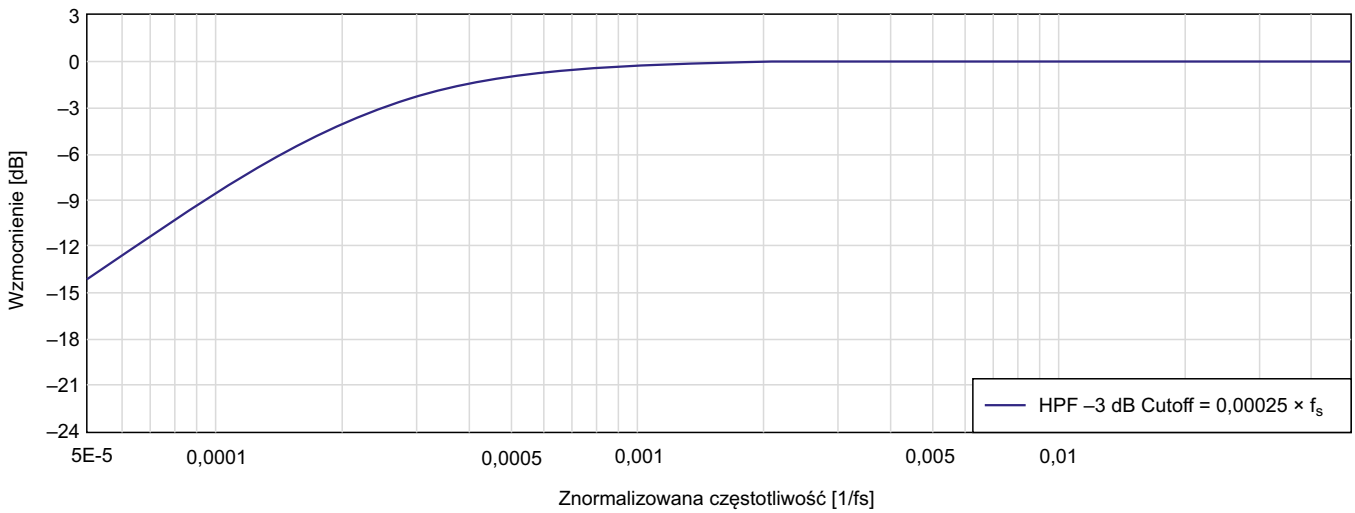
PCM1809 to dobrej klasy przetwornik z modulatorem ΔΣ. Jego SNR wynosi 104 dB, a THD+N ma wartość 95 dB. Gdybyśmy



Rysunek 23. Charakterystyka przenoszenia dolnoprzepustowego filtru przetwornika PCM1809 z modulatorem ΔΣ

teoretycznie założyli, że szum degradujący współczynnik SNR pochodzi tylko z kwantyzacji, to z podanego wcześniej wzoru możemy wyliczyć rozdzielczość próbkowania równą około 17 bitów. Producent przetwornika PCM1809 chwali się maksymalną częstotliwością próbkowania układu dochodzącą do 192 kHz i długością słowa wyjściowego równą 32 bitów. Współczynnik SNR natomiast jest degradowany przez zakłócenia i błędy, wynikające z czynników innych niż sam tylko szum kwantyzacji.

Tomasz Jabłoński, EP



Rysunek 24. Charakterystyka przenoszenia filtru HPF przetwornika PCM1809

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Internet Rzeczy w pomiarach środowiskowych (14)

Dołączanie czujników temperatury gleby do modułu Enviro Grow

Zestaw do kontrolowania wilgotności gleby uprawianych roślin Enviro Grow (PIM637) firmy Pimoroni umożliwia natychmiastowe rozpoczęcie eksperymentów. Dodatkowy czujnik temperatury gleby może poszerzyć możliwości monitorowania parametrów istotnych dla właściwej pielęgnacji roślin doniczkowych.

Wiarygodny pomiar wilgotności gleby nie jest łatwy. Gleba składa się z wody, powietrza, minerałów, materii organicznej i czasami lodu. Objętościowa zawartość wody (VWC) jest równa objętości wody podzielonej przez całkowitą objętość gleby, przy czym rzadko osiąga ona stan nasycenia. Zadowalającą dokładność pomiaru referencyjnego wilgotności gleby daje czujnik SoilWatch 10 firmy Pino-Tech [1]. Wymaga on jednak „czystego" (pozbawionego zakłóceń) zasilania i dokładnego pomiaru napięcia.

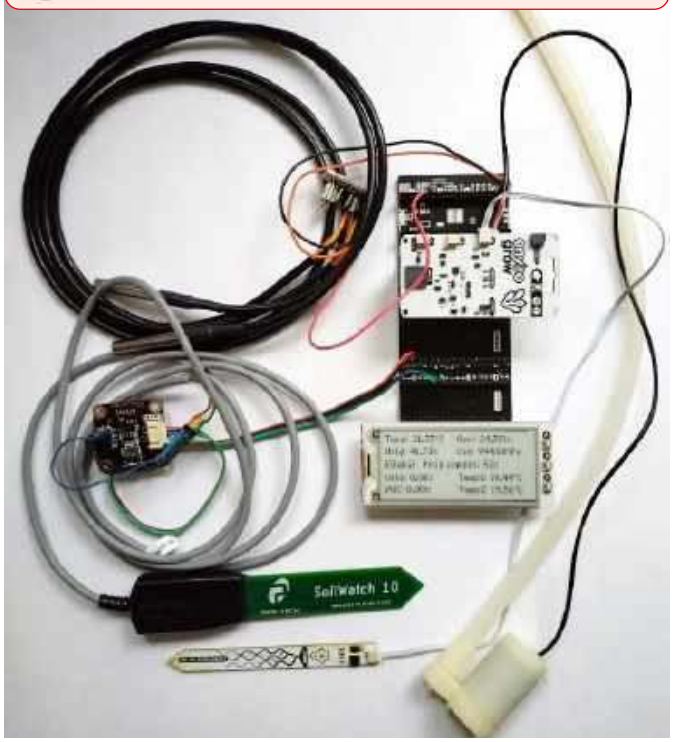
Zakłócenia szpilkowe na szynie zasilania 3V3 płytki RPI Pico W, zastosowanej w zestawie Enviro Grow, praktycznie uniemożliwiają dokładne pomiary napięcia [4]. Wbudowany przetwornik ADC procesora RP2040 jest tylko 12-bitowy. W celu zachowania kompatybilności z arytmetyką 16-bitową odczytane słowa danych są przesuwane w lewo o 4 bity. Powoduje to duże skoki wartości przy niewielkich zmianach rzeczywistego poziomu napięcia wejściowego. Brak dokładnego napięcia odniesienia tego przetwornika powoduje również duże, skokowe, a co gorsza – przypadkowe zmiany odczytu, spowodowane impulsowymi zakłóceniami przetwornicy zasilającej procesor. Dlatego do celów eksperymentalnych został zastosowany zewnętrzny, 16-bitowy przetwornik ADC typu ADS1115.

Cyfrowy czujnik temperatury DS18B20

DS18B20 firmy Analog Devices (dawniej Maxim oraz Dallas) jest cyfrowym czujnikiem temperatury z interfejsem 1-Wire [2]. Przy zasilaniu 3…5,5 V pobiera prąd o natężeniu 1 mA w stanie aktywnym i 750 nA w stanie bezczynności. Rozdzielczość czujnika temperatury jest konfigurowana przez użytkownika na 9, 10, 11 lub 12 bitów (maksymalny czas pomiaru 750 ms), co odpowiada przyrostom odpowiednio o 0,5°C, 0,25°C, 0,125°C i 0,0625°C. Domyślna rozdzielczość po włączeniu zasilania wynosi 12 bitów. Po podaniu napięcia zasilającego układ DS18B20 włącza się i przechodzi w stan bezczynności o niskim poborze mocy. Aby zainicjować pomiar temperatury i konwersję analogowo-cyfrową, urządzenie nadrzędne musi wydać polecenie Convert T (44h). Po konwersji wynikowe dane są przechowywane w 2-bajtowym rejestrze temperatury w pamięci podręcznej, a DS18B20 powraca do stanu bezczynności.

Magistrala 1-Wire ma tylko jedną linię danych. Każde urządzenie (master lub slave) łączy się z tą linią za pośrednictwem portu typu otwarty dren lub wyprowadzenia 3-stanowego. Pozwala to każdemu urządzeniu „zwolnić" linię danych, gdy urządzenie nie przesyła żadnych informacji, dzięki czemu magistrala pozostaje dostępna do użycia przez inne urządzenie. Magistrala 1-Wire wymaga zewnętrznego rezystora pullup o wartości około 5 kΩ. W systemie opartym na szynie 1-Wire obecny jest zawsze pojedynczy master magistrali do sterowania jednym lub większą liczbą urządzeń podrzędnych.

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



Podziękowania dla pana Macieja Michny z Centrum Badań i Rozwoju Nordic Semiconductor w Krakowie za udostępnienie zestawów sprzętowych Power Profiler Kit II (PPK2).

Każdy układ DS18B20 zawiera unikalny, 64-bitowy kod zapisany w pamięci ROM. 48 bitów odpowiada za przechowywanie unikalnego numeru seryjnego, dlatego liczba urządzeń, które można zaadresować na jednej magistrali, jest w praktyce niemalże nieograniczona.

Czujnik wilgotności gleby SoilWatch 10

SoilWatch 10 firmy Pino-Tech to pojemnościowy czujnik wilgotności gleby, umożliwiający pomiar względnej zawartości wody w glebie (**fotografia tytułowa**). Czujnik jest wodoodporny i niewrażliwy na warunki atmosferyczne. Osłonięte elektrody i hermetyczna obudowa zabezpieczają wnętrze sensora przed korozją. SoilWatch 10 daje sygnał wyjściowy w zakresie 0…3 V (przy napięciu zasilania w zakresie 3,1…5,0 V). Czujnik zapewnia napięcie wyjściowe bliskie 0 V w powietrzu i około 3 V w wodzie, w zależności od zastosowanej wersji sensora. SoilWatch 10 ma wbudowany własny regulator napięcia, więc zmiany na szynie zasilania nie wpływają na sygnał wyjściowy czujnika. Typowy czas, po którym czujnik jest gotowy do pracy po włączeniu zasilania, wynosi mniej niż 100 ms. Dokładny opis sensora jest zamieszczony w artykule „Zestaw do kontrolowania wilgotności gleby Enviro Grow firmy Pimoroni" [1].

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Zmodyfikowany moduł DFRobot I²C ADS1115

Moduł DFRobot I²C ADS1115 (DFR0553) firmy DFRobot [8] zawiera układ przetwornika analogowo-cyfrowego ADS1115. Zasilanie konwertera ADS1115 jest realizowane przez niskoszumny układ LDO typu LP5907MFX-3.3, dostarczający do 250 mA prądu przy napięciu wyjściowym równym 3,3 V. Przy spadku napięcia na tym układzie, wynoszącym 50...250 mV (przy obciążeniu 100...250 mA), układ można zasilać ze źródła napięcia o wartości około 3,55…5,5 V. Doskonale odpowiada on typowemu zakresowi napięcia zasilania z jednego ogniwa litowo-polimerowego. Układ ADS1115 obsługuje transmisję na szynie I²C. Na potrzeby opisywanych eksperymentów moduł został nieco zmodyfikowany:

- Na dolnej stronie płytki drukowanej należy przeciąć ścieżkę połączoną z pinem 4 („+") gniazdka P1.
- Na górnej stronie płytki należy usunąć rezystory podciągające 10 kΩ (R1 i R2).
- Przewodem należy połączyć nóżkę 1 przełącznika S1 (oznaczenie 0x49) oraz katodę diody D1.

W takiej konfiguracji pin 4 („+") gniazdka P1 oraz piny 1…4 („+") gniazdka P4 wyprowadzają regulowane, „czyste" napięcie 3,3 V. Podciąganie linii SCL i SDA należy zrealizować zewnętrznie.

Do pracy z układem ADS115 została zastosowana biblioteka języka MicroPython [9]. Opracował ją Wolfgang (Wolle) Ewald w języku Python, w implementacji przeznaczonej na platformę ESP32.

Pico Inky Pack – moduł z wyświetlaczem e-Paper

Pico Inky Pack (PIM634) firmy Pimoroni to moduł z czarno-białym wyświetlaczem e-Paper o przekątnej 2,9" i rozdzielczości 296×128 px, przeznaczony do współpracy z płytkami Raspberry Pi Pico oraz Raspberry Pi Pico W. Produkt ma wbudowany kontroler, który realizuje komunikację za pomocą interfejsu SPI.

Wyświetlacze e-Paper cechują się wysokim kontrastem wyświetlanego obrazu i pobierają prąd praktycznie tylko w momencie zmiany wyświetlanej treści, czyli przeładowania (odświeżenia) grafiki. Moduł PIM634 ma dodatkowo wbudowane trzy przyciski. Zasilanie wbudowanych obwodów elektronicznych jest pobierane z szyny 3V3 modułu RPi Pico.

Pico Graphics to zunifikowana biblioteka grafiki i wyświetlania firmy Pimoroni umożliwiająca sterowanie wyświetlaczami z Pico w języku MicroPython. Udostępnione są również przykłady.

Zestaw Enviro Grow (PIM637)

Zestaw Enviro Grow (PIM637) firmy Pimoroni zawiera trzy pojemnościowe czujniki wilgoci gleby (PIM520), trzy pompki wody (COM3700), pojemnik na baterie AA oraz płytkę Enviro Grow (PIM627) z czujnikiem oświetlenia oraz ciśnienia, wilgotności i temperatury powietrza. Płytka Enviro Grow jest prawie identyczna z Enviro Weather z tą różnicą, że ma wbudowane trzy tranzystory i gniazdka do sterowania zasilaniem pompek, trzy gniazdka czujników wilgotności gleby oraz dodatkowy tranzystor z brzęczykiem (nie ma natomiast gniazdek RJ11). Dokładny opis platformy zamieszczono w artykule „Zestaw do kontrolowania wilgotności gleby Enviro Grow firmy Pimoroni" [1].

Dołączanie czujników zewnętrznych do modułu Enviro Grow

Czujnik wilgotności gleby PIM520 dołączany jest do płytki Enviro Grow poprzez kabel CAB1007, zaś minipompka wody (COM3700) wyposażona jest we własny, wyprowadzony fabrycznie przewód.

Sygnał pomiarowy czujnika wilgotności gleby SoilWatch 10 jest dołączony do płytki przetwornika ADS1115, z której pobierane jest „czyste" napięcie zasilania dla czujnika [4]. Przetwornik jest natomiast dołączony do szyny I²C (wyprowadzenia GP4 i GP5 procesora).

Do pomiaru temperatury gleby zostały zastosowane sondy wodoodporne (IP68, obudowa ze stali nierdzewnej) z czujnikiem temperatury DS18B20 firmy DFRobot (DFR0198) [7]. Czujniki działają w trybie 3-przewodowym. Pracują na szynie 1-Wire dołączonej do wyprowadzenia GP16 procesora, ze wspólnym rezystorem podciągającym o wartości 5 kΩ.

Praca czujników z modułem Enviro Grow

Zastosowanie płytki Enviro Grow wymaga najpierw wpisania do niej najnowszej wersji firmowego pliku obrazu (uf2) aplikacji Enviro, zawierającego interpreter MicroPython oraz biblioteki firmowe, np. Pico Graphics. Następnie należy przesłać folder projektu najnowszej aplikacji Enviro. Procedura ta została dokładnie omówiona we wspomnianym wcześniej artykule pt. „Zestaw do kontrolowania wilgotności gleby Enviro Grow firmy Pimoroni" [1].

Najprostsza metoda wgrania oprogramowania firmowego przebiega następująco:

1. Pobierz ze strony *Enviro MicroPython firmware* [5] najnowszą wersję firmowego pliku obrazu (uf2), zawierającego zarówno aplikację Enviro, jak i interpreter MicroPython. W chwili pisania niniejszego artykułu jest to plik *pimoroni-enviro-v1.22.2-micropython-enviro-v0.2.0.uf2*.
2. Trzymaj wciśnięty przycisk BOOTSEL znajdujący się na płytce Raspberry Pi Pico W (pod spodem płytki Enviro) i podłącz ją kablem USB do komputera. Spowoduje to przejście oprogramowania płytki Pico W do trybu DFU, przez co na komputerze zostanie otwarte okno RPI-RP2, pokazujące zawartość dysku udostępnianego przez Pico W.
3. Przeciągnij pobrany plik uf2 do okna dysku RPI-RP2.

Płytka Pico W uruchomi się ponownie z najnowszą wersją MicroPythona. Nie będzie już udostępniała dysku oraz przejdzie bezpośrednio do trybu konfiguracji.

Uwaga! Może nastapić skasowanie poprzedniej zawartości pamięci Flash.

Teraz trzeba wpisać do pamięci Raspberry Pi Pico W pliki aplikacyjne z pobranego pliku *Enviro_Grow.zip* (https://tiny.pl/k785zs9r). Podmieniane są pliki *main.py* i *config.py*.

W pliku *config.py* należy skonfigurować dostęp do Wi-Fi. W linii wifi_ssid = 'nazwa_sieci' należy wpisać nazwę własnej sieci Wi-Fi, zaś w linii wifi_password = 'haslo' trzeba podać jej hasło. Można też ustawić czas oczekiwania po każdym pomiarze. W linii reading_frequency = 1 należy podać ten czas w minutach. Dodatkowo można włączyć obsługę pompek wodnych (auto_water = True) oraz ustawić próg zadziałania (moisture_target_a = 50). Aplikacja Enviro umożliwia wysyłanie danych pomiarowych do chmury obliczeniowej Adafuit IO. Dokładny opis postępowania został już opisany na łamach „Elektroniki Praktycznej" w artykule „Stacja pogodowa Enviro Weather firmy Pimoroni" [3].

Obsługa programowa czujników jest wykonywana za pomocą sterowników dostarczonych przez firmę Pimoroni w pliku obrazu MicroPython z aplikacją Enviro.

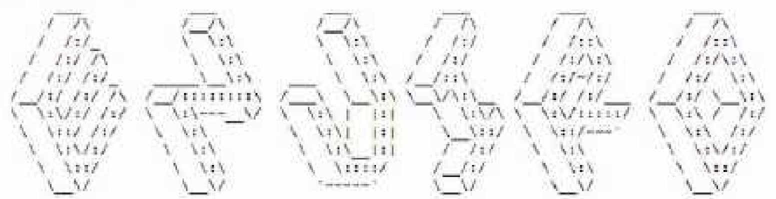
Podczas wykonywania bloku pomiarowego cała aplikacja uruchamiana jest tylko raz. Dlatego każdorazowo musi być przeprowadzana inicjalizacja układów czujników, a potem odczyt danych

Fotografia 1. Przykład pomiaru z czujnikami wilgotności umieszczonymi w wodzie

eprasa.pl 9ec3b90ffd

```
>>> %Run -c $EDITOR_CONTENT

MPY: soft reboot
```



```
 -  --  ---- -----------------  hey enviro, let's go!  ---------------- ----  --  -

2025-01-09 17:13:30 [info     / 116kB] > performing startup
2025-01-09 17:13:30 [debug    / 114kB]   - running Enviro 0.0.10, MicroPython 556a05b1931b88271816a2f60648f6ff332235b2, enviro v1.20.4 on 2023-08-04
2025-01-09 17:13:31 [info     / 117kB]   - wake reason: rtc_alarm
2025-01-09 17:13:31 [debug    / 116kB]   - turn on activity led
2025-01-09 17:13:31 [debug    / 110kB] > 58 blocks free out of 212
2025-01-09 17:13:31 [debug    / 108kB] > taking new reading
2025-01-09 17:13:31 [info     / 103kB]   - seconds since last reading: 90
2025-01-09 17:13:34 [info     /  92kB] > sensor A below moisture target 50 (currently at 3).
2025-01-09 17:13:34 [info     /  90kB]   - running pump A for 1.5 second(s)
2025-01-09 17:13:36 [info     / 111kB]   - playing beep
2025-01-09 17:13:38 [debug    /  99kB] > saving reading locally
2025-01-09 17:13:38 [info     /  94kB] > going to sleep
2025-01-09 17:13:39 [debug    /  91kB]   - clearing and disabling previous alarm
2025-01-09 17:13:39 [info     /  89kB]   - setting alarm to wake at 17:14pm
2025-01-09 17:13:39 [info     /  87kB]   - shutting down
2025-01-09 17:13:39 [debug    /  85kB]   - on usb power (so can't shutdown). Halt and wait for alarm or user reset instead
2025-01-09 17:14:00 [debug    /  83kB]   - reset
```

Listing 1. Informacje wyświetlane w konsoli po uruchomieniu aplikacji Enviro

pomiarowych. Po wystartowaniu oprogramowania błyska biała dioda LED (ACTIVITY). Na początku kodu inicjalizowana jest obsługa Enviro Weather, następuje też synchronizacja zegara RTC (PCF85063A) ze znacznikiem czasu, pobranym poprzez Wi-Fi z Internetu. Następnie aktywowany jest dostęp do czujników BME280 i LTR-599 na szynie I²C oraz pobierane są wyniki pomiarów parametrów z modułu Enviro Weather: temperatura, wilgotność, ciśnienie atmosferyczne, poziom oświetlenia i wilgotność gleby (z jednego do trzech kanałów). Wyliczana jest procentowa wartości wilgotności pomiędzy minimum (czujnik suchy) i maksimum (czujnik całkowicie mokry). Następnie wykonywany jest pomiar wilgotności gleby na podstawie sygnału z pojemnościowego czujnika SoilWatch 10, dołączonego do przetwornika ADC typu ADS1115. Odczyt napięcia jest wyświetlany jako procent objętościowy wody w glebie (VWC, Volumetric Water Content), wyskalowany dla piaszczystej gleby gliniastej. Ostatnim pomiarem jest odczyt temperatury gleby z czujników DS18B20 dołączonych do szyny 1-Wire.

Wszystkie wyniki pomiarów i obliczeń są prezentowane na wyświetlaczu e-Paper (**fotografia 1**). Na górze ekranu wyświetlane są parametry otoczenia: temperatura, wilgotność, ciśnienie atmosferyczne i poziom oświetlenia. Dalej umieszczone są dane dotyczące pomiaru parametrów gleby: wilgotności (z pojemnościowego czujnika deszczu zestawu Enviro Grow) oraz z sensora SoilWatch 10. Po prawej stronie znajdują się wyniki pomiaru temperatury gleby z dwóch czujników.

Na koniec działania aplikacji wywoływana jest firmowa funkcja *enviro.sleep,* programująca RTC na wybudzenie procesora oraz wprowadzająca procesor na pewien czas (np. 1 min) w uśpienie. Podczas zasilania z wejścia BAT wyłączane jest zasilanie całej płytki Enviro Weather (z wyjątkiem układu RTC) oraz wszystkich

Rysunek 1. Pobór prądu z baterii, dwa bloki pomiarowe

eprasa.pl 9ec3b90ffd

dołączonych czujników. Sygnał alarmu z RTC wymusza reset procesora.

Oprogramowanie było uruchamiane w środowisku Thonny. Na **listingu 1** pokazano okno Shell po uruchomieniu aplikacji pomiarowej. Różne informacje wyprowadzane są przez firmową aplikację Enviro – pozwalają one na zorientowanie się w postępach pracy oprogramowania.

Do dynamicznego pomiaru prądu zasilania bardzo dobrze nadaje się zestaw Power Profiler Kit II (PPK2) firmy Nordic Semiconductor. Jest to samodzielne narzędzie, które bez pomocy zewnętrznego wyposażenia może mierzyć i dostarczać prądy od poniżej 1 μA do nawet 1 A. Praktyka pokazuje, że zakres pracy rozciąga się do 2 A, wymaga to jednak dołączenia dodatkowego portu USB do drugiego gniazdka PPK2. Dokładny opis PPK2 jest zamieszczony w artykule „Profilowanie mocy z zastosowaniem Power Profiler Kit II" [6].

Przebieg poboru prądu całego układu przy zasilaniu bateryjnym 4,2 V został pokazany na **rysunku 1**. Wykonywanie bloku pomiarowego trwa 14 s, a cała procedura jest powtarzana co 1 minutę. Maksymalny zmierzony pik prądowy przy ponownym włączaniu zasilania to 1,45 A (600 μs). W trakcie wykonywania bloku pomiarowego prąd średni wynosi 75,99 mA. Pompka pracuje przez 3 s z prądem średnim 197 mA.

Uśrednione natężenie prądu za cały okres pomiarowy 1 min (zaznaczony na dolnym wykresie) wynosi tylko 18,21 mA. Pomiędzy blokami pomiarowymi pobór prądu spada do zaledwie 31 μA.

Przy zasilaniu z USB (5 V) nie występują szpilki prądowe na początku bloku pomiarowego, średni prąd podczas bloku jest podobny do opisanego poprzednio, a pomiędzy blokami średni pobór prądu to około 38 mA.

Podsumowanie

Pielęgnacja kwiatów doniczkowych jest wdzięcznym zajęciem poprawiającym atmosferę domowego ogniska, ale także świetną okazją do poznania układów IoT zawierających nie tylko czujniki, lecz także proste elementy wykonawcze. Zestaw Envoro Grow jest przeznaczony do projektów automatycznego ogródka. Dodanie czujników temperatury gleby oraz modułu wyświetlacza znacznie zwiększa funkcjonalność w zakresie monitorowania i zarządzania procesem nawadniania roślin.

Realizacja oprogramowania bazuje na projekcie „Pomiar wilgotności gleby i sterowanie nawadnianiem roślin doniczkowych", wykonanego w ramach przedmiotu „Systemy wbudowane i oprogramowanie" na Wydziale Elektroniki i Technik Informacyjnych Politechniki Warszawskiej przez zespół w składzie: Miłosz Brym, Magdalena Wielgolewska, Wojciech Danielewicz, Mieszko Mazurkiewicz i Martyna Stankiewicz.

Henryk A. Kowalski
Instytut Informatyki
Politechnika Warszawska

Bibliografia

[1] *Zestaw kontrolowania wilgotności gleby Enviro Grow firmy Pimoroni*, EP 6/2024, https://tiny.pl/d5s0g9-f
[2] DS18B20, Analog Devices, https://tiny.pl/7n58_ddf
[3] *Stacja pogodowa Enviro Weather firmy Pimoroni*, EP 4/2024, https://tiny.pl/d93r1
[4] *Optymalizacja poboru mocy urządzenia IoT z płytką Raspberry Pi Pico W*, EP5/2024, https://tiny.pl/d59hg
[5] *Enviro MicroPython firmware*, Pimoroni, https://tiny.pl/dt49f
[6] *Profilowanie mocy z zastosowaniem Power Profiler Kit II*, EP 5/2022, https://tiny.pl/d93rd
[7] Waterproof DS18B20 Digital Temperature Sensor (DFR0198), DFRobot, https://tiny.pl/zz-cgfbx
[8] Gravity: I²C ADS1115 16-Bit ADC Module, DFR0553, DFRobot, https://tiny.pl/n6qfj60b
[9] *ADS1115_mpy, A MicroPython module for the ADS1115 ADC*. Wolfgang (Wolle) Ewald, https://tiny.pl/twv9zkq9

REKLAMA

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Czytniki kodów w praktyce (3)

EM20-85: hybrydowy czytnik kodów 1D/2D i kart NFC

W poprzedniej części kursu zapoznaliśmy się z budową, implementacją sprzętową oraz kilkoma różnymi metodami konfiguracji silnika skanującego OEM typu EM20-80 V2 marki Newland. W tym odcinku zaprezentujemy inny model tego producenta o oznaczeniu EM20-85. Jak się przekonamy, pomimo relatywnie zbliżonej konstrukcji i podobnego oznaczenia obydwa czytniki znacząco różnią się od siebie i to zarówno pod względem implementacji w docelowym urządzeniu, jak i w zakresie oferowanych funkcjonalności.

Identyfikacja optyczna i radiowa to dwa, praktycznie niepowiązane ze sobą obszary technologii. Ów brak zasadniczej części wspólnej dotyczy jednak tylko i wyłącznie kwestii technologicznych – podczas gdy identyfikacja optyczna bazuje na skanowaniu graficznych kodów (wyświetlanych na ekranie, drukowanych lub nanoszonych w inny sposób, np. laserowo), to technologie RFID opierają się na zdalnym odczycie niewielkich tagów, w zdecydowanej większości przypadków zasilanych za pomocą tego samego pola magnetycznego, które pozwala także na właściwą wymianę danych pomiędzy czytnikiem, a znacznikiem.

W kontekście docelowych zastosowań obydwa wymienione obszary zazębiają się już zdecydowanie wyraźniej. Jeżeli mamy do czynienia z automatyczną identyfikacją pracowników firmy, studentów w budynkach uczelnianych czy też pacjentów w trakcie hospitalizacji, to obydwie techniki (opaski, breloczki lub karty z tagiem RFID oraz kody kreskowe) sprawdzą się równie dobrze. Najprawdopodobniej z takich właśnie założeń wyszli inżynierowie z firmy Newland, którzy opracowali hybrydowy czytnik EM20-85, będący bohaterem tego odcinka naszego kursu.

Widok modułu od strony okna optycznego pokazano na **fotografii tytułowej**, zaś **fotografia 1** prezentuje płytkę drukowaną zamontowaną od tyłu obudowy czytnika. Przy jej dolnej krawędzi znajdują się dwa złącza: 12-pinowe gniazdo FPC oraz dodatkowe, 8-pinowe gniazdo rastrowe. W pobliżu prawego górnego rogu PCB znalazł się niewielki, ale dość głośny buzzer SMD, dzięki któremu projektant docelowego urządzenia może zrezygnować z instalacji dodatkowego sygnalizatora akustycznego i skorzystać jedynie z linii zasilania oraz komunikacyjnych (UART lub USB).

Pomimo podobnego oznaczenia modelu oraz zbliżonego kształtu czoła obudowy, moduł EM20-85 diametralnie różni się od opisanego w ubiegłym miesiącu EM20-80 V4. W tym przypadku producent zrezygnował bowiem z obszernego (a zarazem dość głębokiego) dyfuzora o kształcie ściętego ostrosłupa – za oświetlenie obszaru obrazowania centralnie umieszczonej kamery odpowiada zestaw czterech białych diod LED o barwie ciepłej, które rozmieszczone są symetrycznie w pobliżu narożników matówki okalającej obiektyw. Wokół dyfuzora umieszczona jest natomiast antena czytnika NFC, co zostało zresztą odpowiednio oznakowane na górze oraz na dole szkła pokrywającego całą przednią część obudowy skanera.

Kreski Spółka Jawna jest partnerem i dostawcą modułów OEM firmy Newland.
ul. Mory 12, 01-303 Warszawa, https://www.kreski.pl/

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

Podstawowe parametry

Zanim przejdziemy do opisu implementacji czytnika EM20-85, przyjrzyjmy się najpierw najważniejszym parametrom technicznym i funkcjom oferowanym przez prezentowany moduł.

- obsługiwane kody 1D: kod 128, UCC/EAN128, AIM128, EAN-8, EAN-13, ISSN/ISBN, UPC-E, UPC-A, przeplatany 2 z 5, ITF-6, ITF-4, standardowy i przemysłowy kod 2 z 5, Codabar, kod 39, kod 93, kod 11, kod Plessey, kod MSI Plessey, GS1-128 (UCC/EAN-128), GS1-Databar™ (RSS) (RSS14, RSS Ograniczony (RSS-Limited), RSS Rozszerzony (RSS-Expand)), kod Matrix 2 z 5,
- obsługiwane kody 2D: kod PDF 417, kod Micro PDF 417, kod QR, kod Micro QR, kod Data Matrix, kod Aztec, MaxiCode,
- obsługiwane tagi NFC: ISO 14443A (Topaz 512, Mifare ultralight NTAG216, Mifare ultralight-C, NTAG215, Mifare UL, NTAG213, NTAG203, NTAG200, Mifare DESFIRE D22, Mifare DESFIRE EV1 2K, Mifare DESFIRE D42, Mifare DESFIRE D82, Mifare plus 4k, Mifare plus 2k, Mifare 1K, NXP-S70 EV1, Mifare S50, Mifare S70), ISO 14443B (Type B (Inner Mongolia convenient consumer card), ISO 15693 (ICODE SLI-X, TI2048), JIS*6319-4 (FELICA, Felica lite, Felica X),
- czujnik obrazu: kamera CMOS 640×480 px,
- oświetlenie: cztery białe diody LED,
- pole widzenia: 68°×51° (poziomo × pionowo),

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Fotografia 1. Płytka drukowana modułu EM20-85

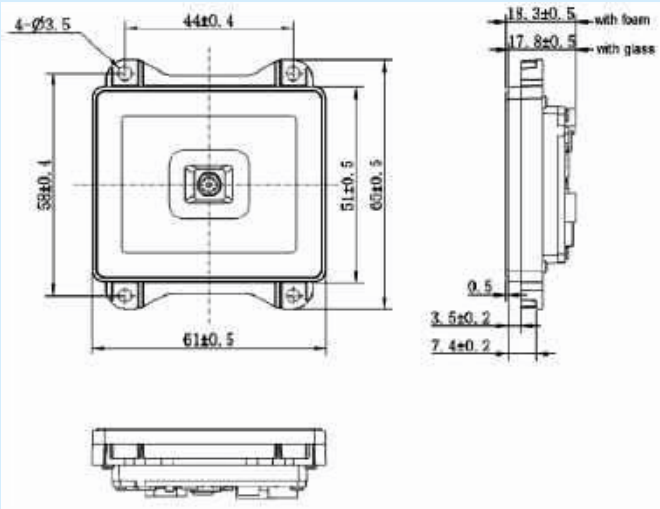
- nachylenie płaszczyzny skanowania: ±60° w obu kierunkach,
- tolerancja przesuwu: 1,5 m/s,
- minimalny kontrast wydruku kodu: 25%,
- zasilanie: 5 V DC (±5%),
- pobór prądu w czasie pracy przy wyłączonym czytniku NFC: 215 mA (typ.)/578 mA (maks.),
- pobór prądu w czasie pracy przy włączonym czytniku NFC: 253 mA (typ.)/736 mA (maks.),
- pobór prądu w trybie standby: 120 mA (z wyłączonym NFC), 144 mA (z włączonym NFC),
- interfejsy: TTL-232 (UART 3,3 V), RS-232, USB (HID/CDC/HID POS),
- temperatura robocza: –20°C...+60°C,
- temperatura przechowywania: –40°C...+70°C,
- wilgotność powietrza: 5...95% (bez kondensacji).

Wymiary i montaż mechaniczny

Najważniejsze wymiary modułu pokazano na **rysunku 1**. Grubość całości, w zależności od wersji (określonej przez obecność fabrycznie zamontowanego, szklanego okna optycznego) waha się od 17,8 do 18,3 mm, mamy więc do czynienia z modułem bardzo kompaktowym, o małej głębokości instalacyjnej, co ma szczególne znaczenie w mniejszych urządzeniach. Rozstaw czterech otworów montażowych o średnicy 3,5 mm wnosi 44×58 mm. Co bardzo ważne, producent zmyślnie cofnął „uszy" przeznaczone do mocowania czytnika o 3,5 mm od czoła obudowy, dzięki czemu wkomponowanie go w obudowę docelowej konstrukcji i ukrycie łbów śrub mocujących jest nieporównanie łatwiejsze, niż w przypadku niektórych innych modułów OEM, np. wyświetlaczy, w których mocowania niemalże licują z samym ekranem.

Projektując mocowanie modułu należy zapewnić odpowiednią przestrzeń do odprowadzania ciepła (drogą konwekcji swobodnej) z komponentów zamontowanych na PCB. Test samonagrzewania modułu polegał na podłączeniu czytnika do zasilania i pozostawieniu go położonego płasko na powierzchni blatu z płyty MDF (płytką drukowaną do dołu). Temperatura otoczenia wynosiła 25°C. Na początku wykonano kilka odczytów kodów kreskowych, po czym moduł pozostawiono w stanie czuwania (z aktywną funkcją NFC). Po upływie 10 minut od włączenia zasilania średnia temperatura PCB skanera wzrosła do 38°C i ustabilizowała się na tym poziomie. Wynik tego testu warto oczywiście powtórzyć w bardziej rzeczywistych warunkach (najlepiej w prototypie docelowej obudowy), aby upewnić się, czy czytnik nie będzie ulegał przegrzewaniu podczas realnej eksploatacji (zwłaszcza podczas pracy w aplikacjach takich jak automaty paczkowe, biletomaty instalowane na przystankach czy w środkach komunikacji miejskiej, a także wszelkich innych rozwiązaniach narażonych na większe wahania temperatury).

Jak zawsze w przypadku urządzeń przeznaczonych do obrazowania, należy przewidzieć odpowiedni sposób montażu czytnika za szkłem ochronnym. Producent podaje szczegółowe wytyczne dotyczące rodzaju materiału, grubości, wymiarów i odległości okna optycznego od frontu czujnika – po szczegóły odsyłamy zainteresowanych Czytelników do oficjalnej dokumentacji [2].



Rysunek 1. Wymiary modułu EM20-85

Zasilanie i interfejsy komunikacyjne

Jak już wspomnieliśmy na początku artykułu, moduł EM20-85 zasadniczo różni się od opisanych wcześniej czytników OEM pod względem implementacji w docelowym urządzeniu. Główna różnica – z punktu widzenia projektanta elektroniki – leży w przyporządkowaniu wyprowadzeń złącza systemowego (12-pinowego gniazda ZIF) oraz obsługiwanym napięciu zasilania. Dla lepszego obrazu porównajmy zatem „pinologię" naszego głównego bohatera (**tabela 1**) z układami wyprowadzeń modułów EM3296V4 (**tabela 2**) oraz EM20-80 V4 (**tabela 3**). Na pierwszy rzut oka widzimy całkowite odwrócenie numeracji EM20-85 względem EM3296V4

Tabela 1 Układ wyprowadzeń głównego złącza systemowego modułu EM20-85

Numer pinu złącza ZIF	Nazwa	Kierunek
1	EXT_TRIG#	I
2	EXT_RST#	I
3	EXT_DSF	O
4	EXT_BUZZ	O
5	NC	–
6	USB D+	I/O
7	USB D-	I/O
8	TTL232_TX	O
9	TTL232_RX	I
10	GND	PWR
11	EXT_VCC	PWR (5 V)
12	NC	–

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Tabela 2. Układ wyprowadzeń głównego złącza systemowego modułu EM3296V4

Numer pinu złącza ZIF	Nazwa	Kierunek
1	–	–
2	VDD	PWR (3,3 V)
3	GND	PWR
4	RX	I
5	TX	O
6	USB D–	I/O
7	USB D+	I/O
8	–	–
9	BUZZ	O
10	LED	O
11	RESET	I
12	nTRIG	I

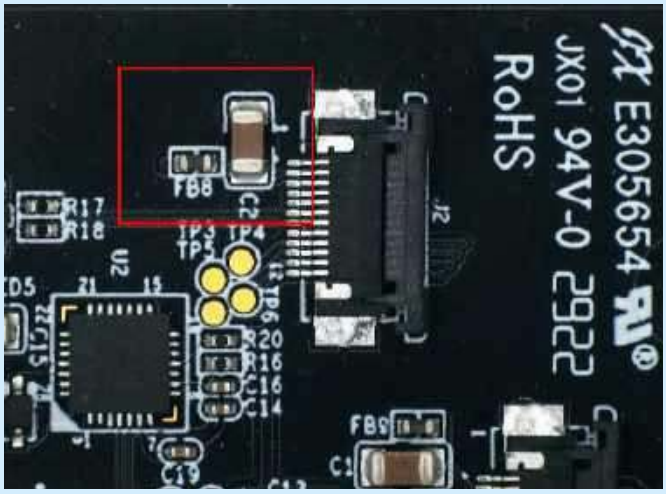
Tabela 3. Układ wyprowadzeń głównego złącza systemowego modułu EM20-80 V2

Numer pinu złącza ZIF	Nazwa	Kierunek
1	nTRIG	I
2	nRESET	I
3	nGoodRead	O
4	nBEEPER	O
5	PWRDWN	–
6	nRTS	O
7	nCTS/USB D+	I (I/O)
8	TXD	O
9	RXD/USB D–	I (I/O)
10	GND	PWR
11	VIN	PWR (3,3/5 V)
12	NC	–

– w praktyce okazuje się jednak, że… różnica ta jest tylko pozorna! Przy zastosowaniu przewodu FFC ze stykami leżącymi po tej samej stronie taśmy, „pinologia" obydwu modułów jest… całkowicie zgodna! Czy oznacza to, że czytnik EM20-85 może bez problemu współpracować z urządzeniami przystosowanymi do obsługi EM3296V4 (np. płytką ewaluacyjną EVK3030 opisaną w pierwszym odcinku kursu)?

Niestety, nie jest tak łatwo. Różnica leży w napięciu zasilania: miniaturowy skaner EM3296V4 jest zasilany napięciem 3,3 V, podczas gdy EM20-85 wymaga 5 woltów – prawdopodobnie z uwagi na wbudowany moduł NFC, który potrzebuje dość sporej mocy do „napędzania" anteny. Na płytce EVK3030 nie ma jednak możliwości przełączenia linii zasilania złącza J2 na napięcie 5 V – nie miałoby to zresztą sensu, gdyż platforma ta była projektowana z myślą o niskonapięciowych modułach OEM marki Newland.

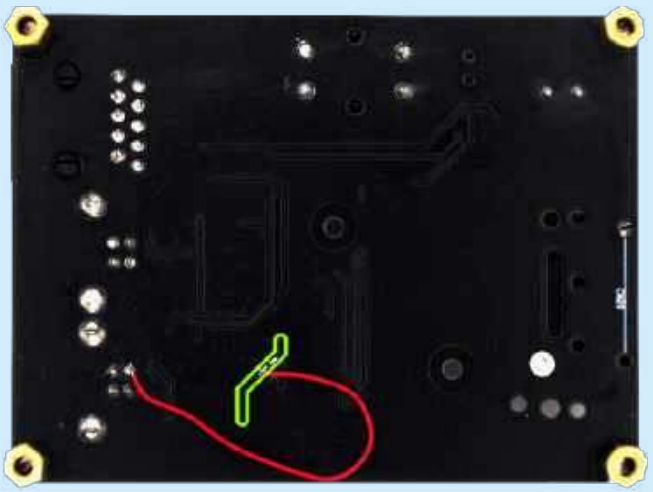
A co z płytką EM2037_EVK_V2, którą zastosowaliśmy podczas testów modułu EM20-80 V2? Tutaj niestety także mamy pewne ograniczenia: o ile bowiem ten zestaw ewaluacyjny oferuje już możliwość zmiany napięcia za pomocą stosownej zworki, to… podłączenie linii danych (D+, D–) interfejsu USB w module EM20-85 jest niezgodne z tym, które producent przewidział w przypadku EM20-80. Można byłoby wprawdzie skorzystać z dostępnego na płytce złącza J2 (RJ45), ale w tym celu trzeba byłoby dysponować konwerterem RS232, zaopatrzonym w odpowiedni kabel.



Fotografia 2. Kondensatory odsprzęgające przy złączu ZIF (oryginalnie podłączone do napięcia 3,3 V) na płytce EVK3030

W czasie opracowywania niniejszego artykułu autor nie miał pod ręką ani zestawu ewaluacyjnego w pełni kompatybilnego z opisywanym modułem, ani gotowego kabla z wtykiem RJ45. Aby móc wygodnie przeprowadzić testy modułu, nie rezygnując z funkcjonalności oferowanych przez EVK (przycisk wyzwalania skanu, dioda LED *good read*), autor artykułu zdecydował się na krok być może dość drastyczny, ale skuteczny: wystarczyło bowiem zmodyfikować nieco płytkę EVK3030. W tym celu należało zidentyfikować ścieżkę zasilania idącą od stabilizatora 3,3 V do kondensatorów odsprzęgających przy złączu ZIF J2 (**fotografia 2**). Ścieżka ta, dość szeroka, jest łatwa do odnalezienia – przechodzi bowiem (otoczona obszernym polem masy) na warstwie dolnej płytki drukowanej. Po upewnieniu się, że faktycznie jest to poszukiwana linia zasilania, wystarczyło wykonać w ścieżce niewielką przerwę, zdrapać fragment soldermaski (**fotografia 3**), a następnie połączyć odcinek idący do złącza J2 z pinem VBUS skrajnego gniazda USB o oznaczeniu J4. Tak przerobiona płytka ewaluacyjna z powodzeniem nadaje się do uruchomienia modułu EM20-85, jeżeli nie mamy akurat lepszego sposobu, a nie chcemy inwestować czasu i/lub środków finansowych w produkowanie dedykowanego adaptera ze złączem ZIF.

Po wykonaniu modyfikacji można z powodzeniem skorzystać z obydwu metod połączenia z komputerem, które udostępnia zestaw EVK3030: podłączając kabel USB do gniazda J4 możemy przetestować transmisję danych przez wbudowany interfejs USB modułu EM20-85, jeżeli natomiast zależy nam na sprawdzeniu komunikacji



Fotografia 3. Lokalizacja ścieżki na spodniej stronie płytki EVK3030 oraz obejście do linii VBUS

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

poprzez UART, wybieramy środkowe złącze J5. Co ważne, pomimo zasilania modułu napięciem 5 V linie cyfrowe pracują z napięciem 3,3 V – połączenie ich ze standardowym mikrokontrolerem (np. STM32) nie nastręcza zatem żadnych trudności i nie wymaga stosowania jakichkolwiek translatorów poziomów logicznych.

Testy czytnika NFC

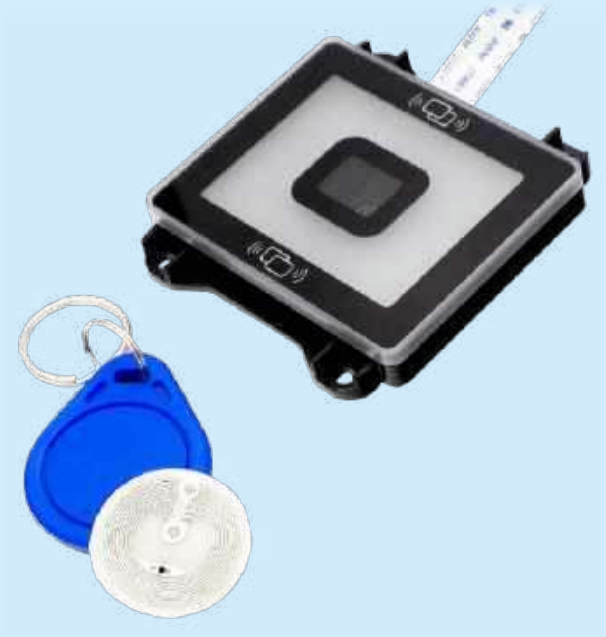
Funkcja odczytu znaczników NFC jest domyślnie włączona w oprogramowaniu modułu EM20-85 i – co niezwykle ważne z punktu widzenia programisty implementującego skaner w docelowym systemie – dane dotyczące ID zapisanego w pamięci tagu trafiają do tego samego strumienia wyjściowego (i w tym samym formacie), co wyniki skanowania kodów kreskowych. Domyślnie ustawiony czas „poszukiwania" znacznika to 50 ms, ale wartość tę można modyfikować za pomocą odpowiednich metod programowania, które opisaliśmy już w poprzednich odcinkach niniejszego kursu. Konfigurowalny jest także czas pomiędzy kolejnymi odczytami tego samego znacznika – zakres regulacji rozciąga się od 1 ms do… 1 godziny (!), a domyślna wartość to 5 sekund. Użytkownik może oczywiście całkowicie wyłączyć funkcję NFC lub przywrócić ją „do życia" w dowolnym momencie.

Okrągły tag w formie naklejki o średnicy nominalnej 25 mm (średnica rzeczywista 26 mm) na bazie układu NTAG215 marki NXP, umieszczony równolegle do czoła czytnika (w przybliżeniu współśrodkowo z obiektywem) był z powodzeniem odczytywany z odległości 35 mm, co doskonale koreluje z deklarowanym przez producenta zasięgiem na poziomie 40 mm. Wynik jest tym bardziej zadowalający, że mamy tutaj do czynienia z tagiem wyposażonym w antenę o niewielkiej średnicy (zaledwie 23 mm), więc przy zastosowaniu typowych kart zasięg powinien być w większości przypadków jeszcze większy. Testy ze standardowym brelokiem NFC wykazały zasięg dochodzący do 30 mm, zaś przy zastosowaniu karty płatniczej parametr ten wyniósł… dokładnie 40 mm. Dane zamieszczone w dokumentacji producenta są zatem wyjątkowo dokładne i wiarygodne, co należy uznać za duży plus, zwłaszcza w dobie agresywnego marketingu, opartego na podawaniu parametrów technicznych mierzonych jedynie w najbardziej sprzyjających, często nierzeczywistych warunkach. Widok przetestowanych znaczników (z oczywistych przyczyn z pominięciem samej karty bankomatowej) pokazano na **fotografii 4**. Dodatkowe testy przeprowadzono także z użyciem aktywnych znaczników – ID smartwatcha było odczytywane z około 30 mm, zaś smartfon został „zauważony" na dystansie prawie 50 mm od czytnika, co stanowi naprawdę dobry wynik.

Warto dodać, że czytnik EM20-85 doskonale radzi sobie także z bardziej skomplikowanymi sytuacjami. Jeden z przeprowadzonych testów polegał na umieszczeniu tagu NFC tuż za… wydrukowanym kodem kreskowym. Szybkie zbliżenie takiego zestawu do czytnika zostało obsłużone w pełni poprawnie – czytnik najpierw przesłał identyfikator znacznika NFC, a tuż po zakończeniu pierwszej transmisji „wydrukował" zawartość kodu kreskowego.

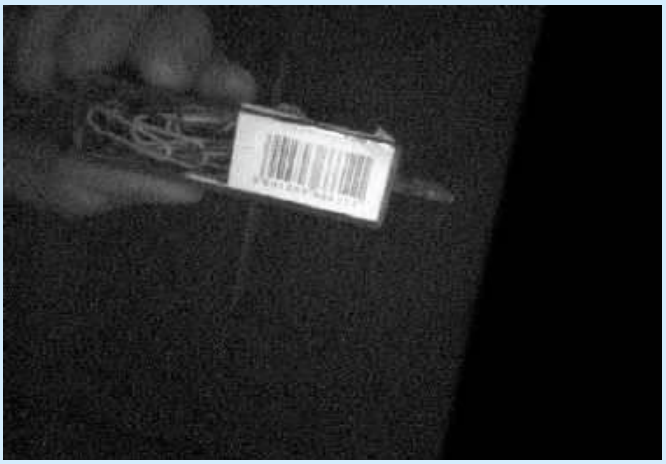
Testy odczytu kodów 1D i 2D

Część przeprowadzonych testów obejmowała podstawą funkcjonalność naszego głównego bohatera, czyli skanowanie kodów kreskowych. Podobnie jak w przypadku wcześniej opisanych czytników OEM, tak i teraz skaner doskonale radził sobie z dekodowaniem oznaczeń drukowanych i wyświetlanych na ekranie komputera bądź smartfona. Nawet relatywnie słabo widoczne kody kreskowe, obecne na starych etykietach termicznych (naklejonych na woreczki z elementami elektronicznymi) były „bez zająknienia" odczytywane nawet ze sporej odległości i to nawet podczas ruchu względem kamery. Na **fotografiach 5….9** , przechwyconych z kamery modułu za pomocą oprogramowania EasySet, można zobaczyć, z jak niewyraźnym obrazem jest w stanie poradzić sobie opisywany moduł – stanowi to doskonałe potwierdzenie jakości algorytmów obróbki obrazu, które producent zaimplementował w procesorze czytnika. Gwoli ścisłości należy dodać, że na potrzeby druku papierowego wydania „Elektroniki Praktycznej" oryginalne zdjęcia



Fotografia 4. Przykładowe tagi NFC zastosowane podczas testów funkcji czytnika RFID

Fotografia 5. Kod kreskowy na opakowaniu – test akwizycji obrazu szybko przesuwającego się obiektu



Fotografia 6. Test odczytu małego kodu 1D ze sporej odległości

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Fotografia 7. Test odczytu uszkodzonego kodu 1D o niskim kontraście

Fotografia 9. Test odczytu niewielkiego kodu 1D z dużej odległości oraz w trakcie ruchu

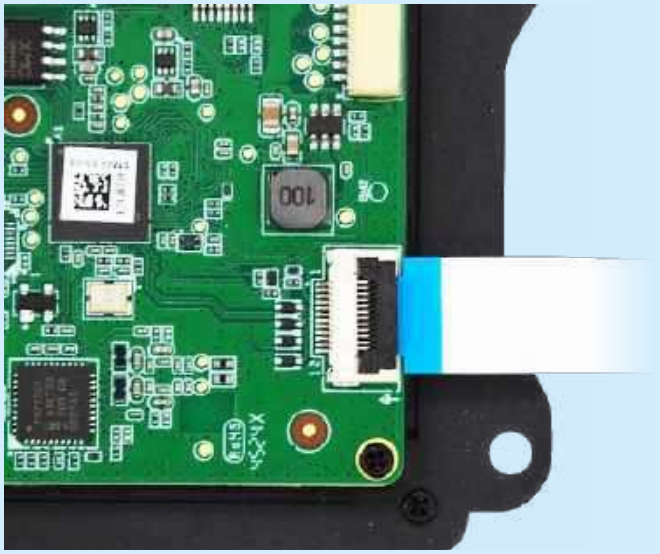
Fotografia 8. Test odczytu małego kodu QR z dużej odległości

zostały programowo rozjaśnione, aby uzyskać jako taką czytelność – w rzeczywistości były one dużo mniej wyraźne (a czytnik i tak bezbłędnie poradził sobie z ich zdekodowaniem).

Omawiając temat odczytywania kodów kreskowych warto zwrócić uwagę na pewien szczegół, który przy pierwszym kontakcie z modułem EM20-85 może stanowić niemałe zaskoczenie. Podczas testów okazało się bowiem, że czytnik zupełnie „nie widzi" niektórych kodów QR, pomimo że ich jakość (kontrast, ostrość, rozmiar) nie pozostawiały absolutnie żadnych wątpliwości, mało tego – poprzednio opisane skanery OEM radziły sobie z nimi bez najmniejszego problemu. Szybki rzut oka do dokumentacji ujawnił potencjalną przyczynę problemu: w oprogramowaniu istnieje bowiem możliwość wyłączenia obsługi kodów QR zawierających adres URL – a takie właśnie były owe feralne, „niewidzialne" dla EM20-85

REKLAMA

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Fotografia 10. Taśma FFC z blokadą podłączona do gniazda systemowego modułu EM20-85

kody. Zezwolenie na odczyt takich oznaczeń może być łatwo zaprogramowane przez odczyt odpowiedniego kodu (wraz z poprzedzającym go zeskanowaniem uniwersalnej komendy Enter Setup oraz następującym po właściwym poleceniu skanem Exit Setup). Et voilà – jak za dotknięciem magicznej różdżki wszystko wróciło do normy i czytnik zaczął bezbłędnie odczytywać „internetowe" kody QR – nawet te małe, z dość sporej odległości bądź pozostające w ruchu. Warto o tym wspomnieć, bo tabela ustawień fabrycznych, znajdująca się w dokumentacji [3], wyraźnie podaje, że funkcja URL QR jest... domyślnie aktywna.

Podsumowanie

Zaprezentowany w niniejszym odcinku naszego kursu, hybrydowy moduł skanujący 1D/2D/NFC typu EM20-85 marki Newland to nowoczesny, doskonale wyposażony czytnik OEM, który świetnie „odnajdzie się" wszędzie tam, gdzie zachodzi potrzeba identyfikacji radiowej i optycznej osób i/lub przedmiotów, bez konieczności inwestowania w dwa osobne systemy. Czytnik świetnie radzi sobie z analizą kodów pozostających w ruchu względem kamery, z łatwością odczytuje też oznaczenia uszkodzone lub niezbyt wyraźne (np. na starych etykietach termicznych). Planując implementację czytnika w docelowej aplikacji należy jednak bacznie przyjrzeć się dokumentacji – pomimo łudzących podobieństw do innych modułów marki Newland (zwłaszcza ze względu na zastosowanie takiego samego, 12-pinowego przewodu FFC (**fotografia 10**) do połączenia z płytą urządzenia nadrzędnego), pomiędzy poszczególnymi modelami istnieją dość znaczące różnice i to zarówno pod względem rekomendowanej wartości napięcia zasilania, jak i w zakresie ułożenia oraz kierunku numeracji poszczególnych linii danych i sygnałów dodatkowych. Warto także pamiętać o ustawieniu wszystkich pożądanych parametrów na początku pracy czytnika – będziemy wtedy mieli pewność, że skaner poprawnie poradzi sobie z realizacją stawianych przed nim zadań, gdyż nie wszystkie ustawienia domyślne będą odpowiednie do każdej aplikacji. Zalecenie uważanego przestudiowania dokumentacji (w programistycznym żargonie określane żartobliwym skrótem RTFM) dotyczy jednak wszystkich złożonych komponentów (np. układów scalonych), modułów czy też urządzeń, z którymi przychodzi nam pracować w naszej praktyce – zawsze warto więc poświęcić trochę czasu na przewertowanie not katalogowych i aplikacyjnych. W ten sposób nie tylko unikniemy potencjalnych pułapek, ale nierzadko odkryjemy także szereg ciekawych funkcjonalności godnych zaimplementowania w finalnym produkcie.

inż. Przemysław Musz, EP

[1] Strona internetowa produktu: https://t.ly/MJTFg

[2] *EM20-85 OEM scan engine integration guide*, dostępne online: https://t.ly/D2lxt

[3] *EM20-85 OEM scan engine user guide*, dostępne online: https://t.ly/cIzUr

REKLAMA

Pomiary charakterystyk częstotliwościowych (3)

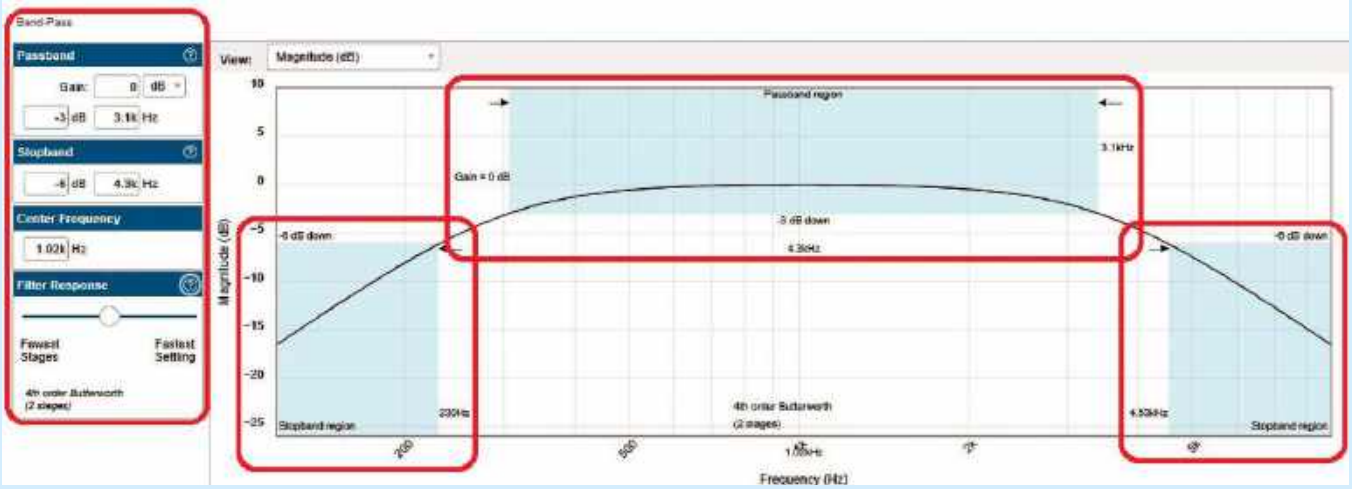
Amplifiltry wąskopasmowe

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

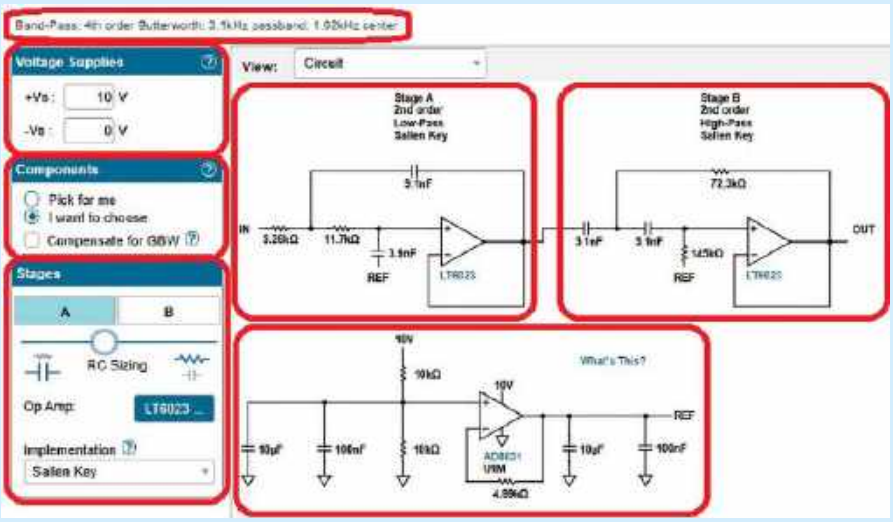
W trzeciej odsłonie tej publikacji zaprezentowano projekt i pomiary filtru pasmowoprzepustowego (BPF) oraz dwa projekty filtrów wąskopasmowych (NBF): pasmowoprzepustowego oraz pasmowo-zaporowego – o bardzo dużej dobroci. W przypadku tych ostatnich dwóch filtrów pochylono się nad zagadnieniem ich znacznej wrażliwości na tolerancję wartości użytych elementów i – w konsekwencji – ograniczonej przydatności praktycznej. Ostatecznie jasna stała się motywacja do stosowania wysoce deterministycznych rozwiązań w technologii cyfrowego przetwarzania sygnałów (DSP).

Pasmowoprzepustowy amplifiltr m.cz. (BPF)

Pierwowzorem projektu omawianego dalej filtru pasmowoprzepustowego był filtr kształtujący (ograniczający) pasmo sygnału dźwiękowego przenoszonego w torze klasycznej telefonii analogowej (tzw. usługa POTS), przy czym należy w tym miejscu uczciwie podkreślić fakt, że w praktyce użyteczny filtr powinien mieć znacznie bardziej strome zbocza. Jakkolwiek zrezygnowano z takiego podejścia z uwagi na implikacje w postaci znacznego wzrostu złożoności urządzenia docelowego i związanych z tym potencjalnych komplikacji implementacyjnych (artykuł ma charakter przede wszystkim edukacyjny). Do projektu przyjęto pasmo przenoszenia filtru w zakresie 300...3400 Hz przy tłumieniu –3 dB na jego krańcach. W głównym oknie aplikacji projektowej (rysunek 3) wybieramy odpowiedni prototyp filtru, a w kolejnym widoku wprowadzamy kluczowe założenia do projektu (**rysunek 20**). Arbitralnie przyjęto realizację filtru czwartego rzędu o charakterystyce maksymalnie płaskiej (wg aproksymacji Butterwortha), a parametry w okienkach „Stopband" oraz „Center Frequency" dobrano tak, by uzyskać wymagane pasmo przenoszenia. Następne okno aplikacji (**rysunek 21**, widok „Circuit") przybliża wstępny schemat projektowanego amplifiltru. Pozwala ono ustalić: zakres napięć zasilania wzmacniaczy operacyjnych, stopień swobody doboru elementów RC w obu stopniach filtru oraz aktywność funkcji autokompensacji przez aplikację parametru GBW wzmacniacza operacyjnego. W tym przypadku także zaingerowano w proporcje między elementami RC w pierwszym stopniu filtru „A" celem osiągnięcia odpowiednio wysokiej impedancji wejściowej układu w interesującym pasmie częstotliwości. Do implementacji ponownie wybrano topologię Sallen-Key. **Rysunek 22** pokazuje okno, w którym można wprowadzić dozwolone tolerancje



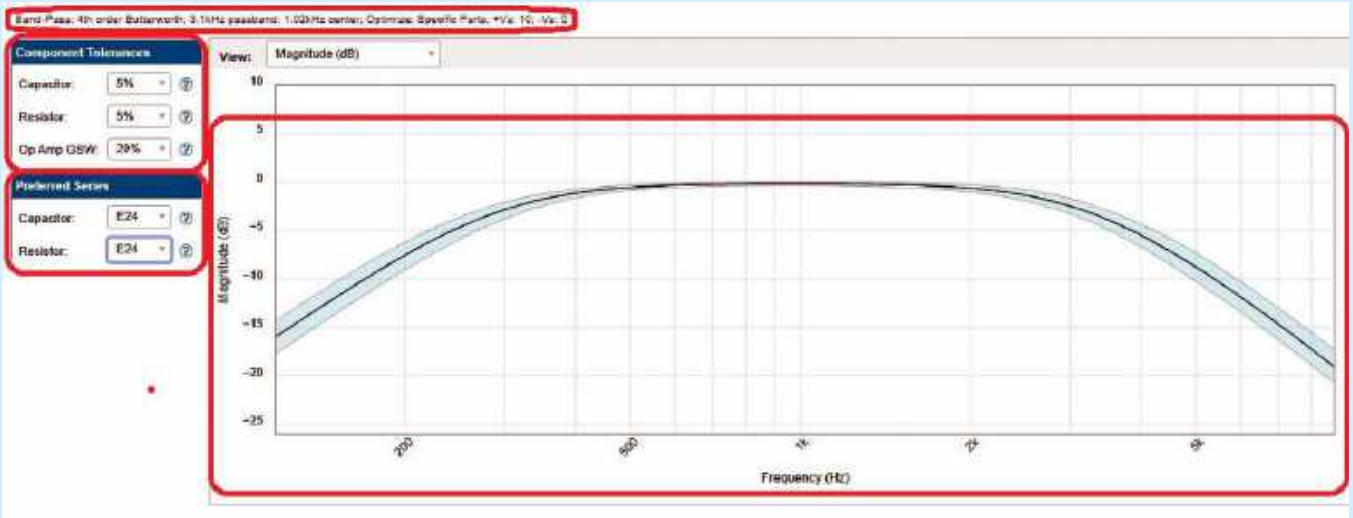
Rysunek 20. Założenia do projektu amplifiltru BPF typu Sallen-Key



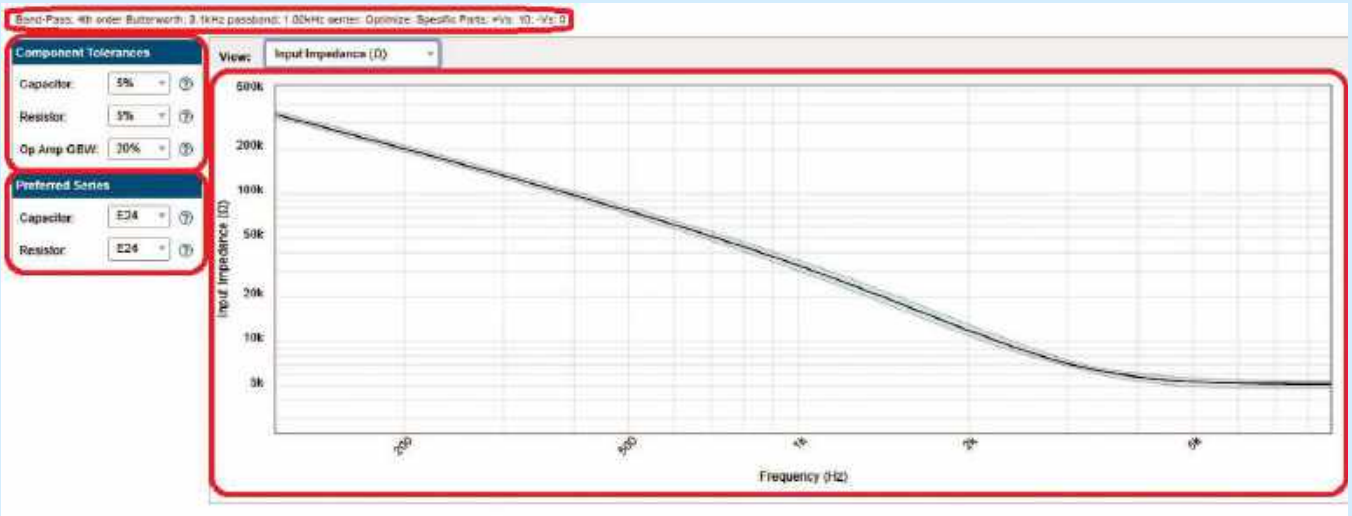
Rysunek 21. Bazowy schemat amplifiltru BPF typu Sallen-Key

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Rysunek 22. Charakterystyka częstotliwościowa amplifiltru BPF typu Sallen-Key

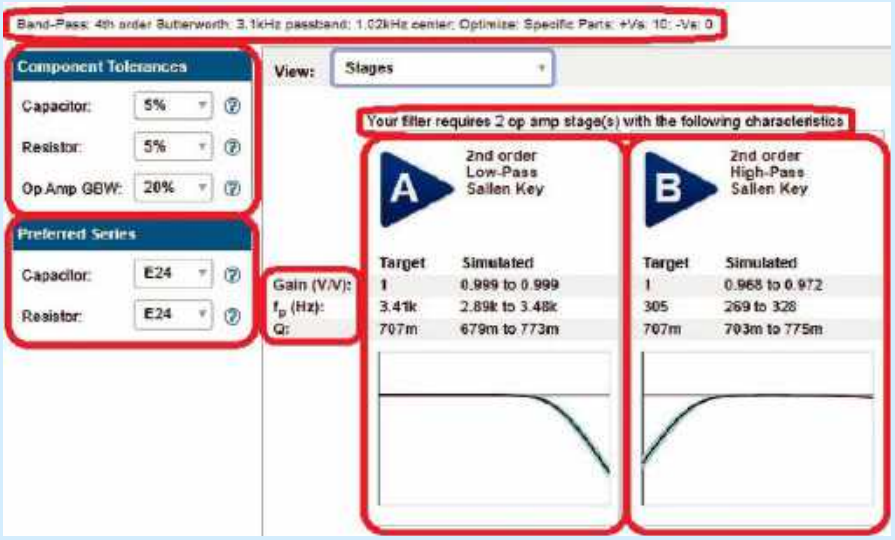


Rysunek 23. Impedancja wejściowa amplifiltru BPF typu Sallen-Key

parametrów kluczowych elementów filtru oraz preferowane typoszeregi elementów RC wraz z charakterystyką częstotliwościową projektowanego filtru (widok: „Magnitude (dB)") z błękitnymi polami potencjalnych odstępstw od właściwości dokładnego prototypu filtru.

Rysunek 23 obrazuje przebieg impedancji wejściowej projektowanego filtru aktywnego (widok „Input Impedance (Ω)"), który spełnia wstępne założenia co do jej minimalnej wartości. Z kolei **rysunek 24** (widok „Stages") przybliża najważniejsze własności obu stopni amplifiltru – na użytek ewentualnej dalszej ich optymalizacji. **Rysunek 25** (widok „Circuit") pokazuje finalny schemat układu (z wykorzystaniem elementów RC o dopuszczalnych wartościach), a **rysunek 26** – pełne rozwiązanie projektowe.

Fotografia 3 prezentuje roboczy model zaprojektowanego amplifiltru na płytce stykowej. Na ilustracji wyodrębniono układy zasilania i polaryzacji, jak również właściwą implementację amplifiltru. Dobór częstotliwości pomiarowych uwzględnia kształt charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej prototypu układu. Liczbowe rezultaty pomiarów ujęto w **tabeli 4** oraz zobrazowano na **rysunku 27**. Wygładzona czerwona linia trendu dobrze pokrywa się z niebieską linią odpowiadającą rzeczywistym pomiarom. Obie krzywe również bardzo zadowalająco zgadzają się z charakterystyką prototypowego filtru, co wskazuje na poprawność opracowanego projektu oraz wykonanych pomiarów.



Rysunek 24. Własności poszczególnych stopni amplifiltru BPF typu Sallen-Key z uwzględnieniem tolerancji użytych elementów

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

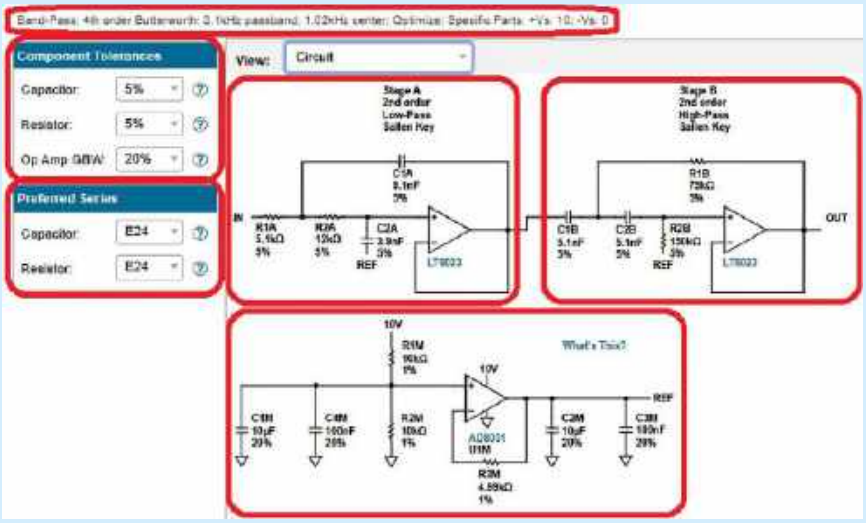
eprasa.pl 9ec3b90ffd

Wąskopasmowy amplifiltr (NBF) typu „*peak*”

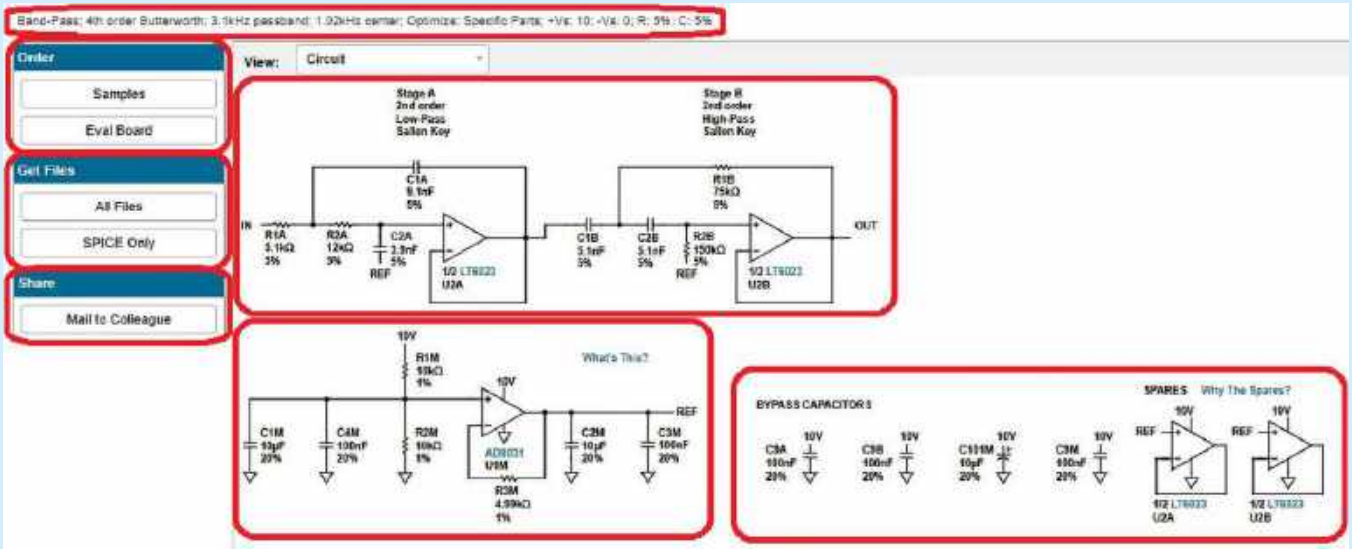
Filtry wąskopasmowe (ang. *narrow-band filters*) charakteryzują się bardzo dużą dobrocią Q, liczoną ze wzoru:

$$Q=f_0/B_{3dB}, \quad (1)$$

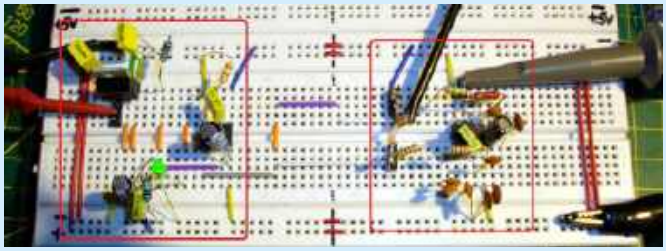
gdzie f_0 jest częstotliwością środkową, a B_{3dB} szerokością pasma przenoszenia przy spadku (w przypadku filtrów typu *peak*) lub wzroście (w przypadku filtrów typu *notch*) wzmocnienia napięciowego K_u filtru o 3 dB na krańcach tegoż pasma. Zaprezentowany dalej filtr powstał w oparciu o ogólne wytyczne projektowe zaczerpnięte z literatury [1], a bazujące na topologii wzmacniacza operacyjnego z selektywnym czwórnikiem typu „2T” w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Przyjęto założenie, że filtr ma za zadanie wspierać wykrywanie obecności sygnału pilota MPX o częstotliwości f_{MPX}=19 kHz [2] na wyjściu stereofonicznego odbiornika radiowego FM. W projekcie fizycznego układu posiłkowano się symulatorem LTspice, uzyskując ostatecznie układ o schemacie pokazanym na **rysunku 28**. Jak należało się spodziewać, realizacja fizyczna amplifiltru RC o sporej dobroci Q i wysokiej (jak na pasmo m.cz.) częstotliwości środkowej f_0 była obarczona dużymi



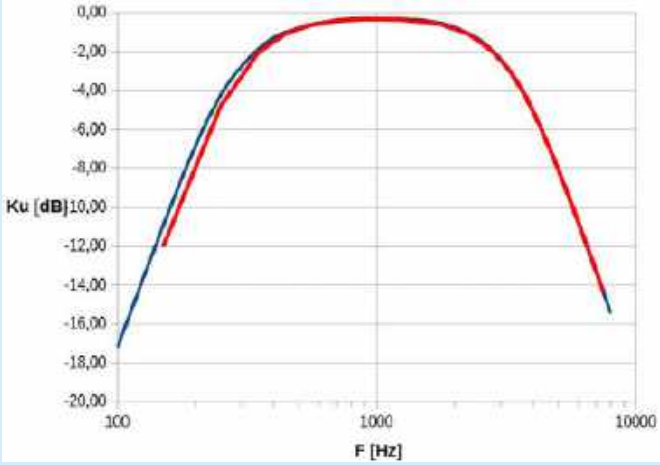
Rysunek 25. Ostateczny schemat amplifiltru BPF typu Sallen-Key



Rysunek 26. Sugestie odnośnie do realizacji ostatecznej postaci amplifiltru BPF typu Sallen-Key



Fotografia 3. Roboczy model amplifiltru BPF typu Sallen-Key



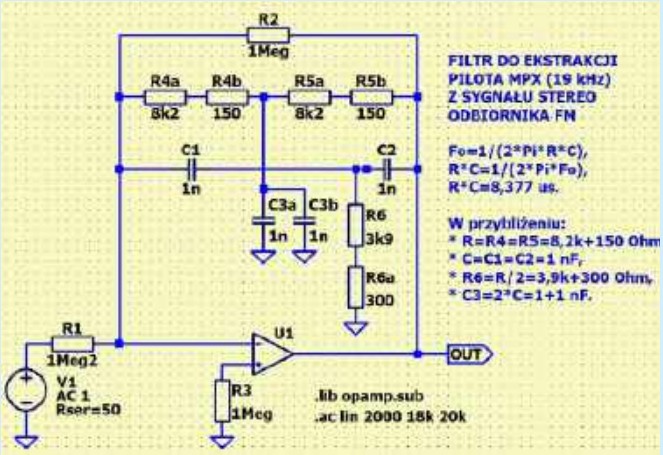
Rysunek 27. Charakterystyka częstotliwościowa amplifiltru BPF typu Sallen-Key (pomiar)

Tabela 4. Dane pomiarowe uzyskane dla amplifiltru BPF typu Sallen-Key

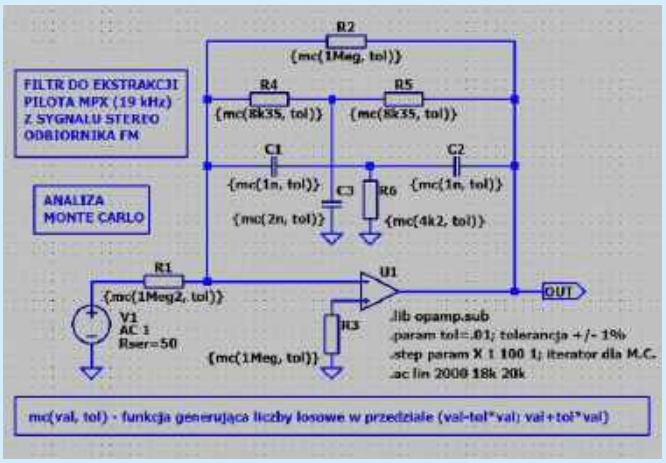
F [Hz]	Ku [dB]	F [Hz]	Ku [dB]
100	−17,21	2500	−1,41
200	−6,85	3000	−2,37
300	−2,78	3500	−3,56
400	−1,29	4000	−4,99
500	−0,79	4500	−6,56
600	−0,52	5000	−8,00
800	−0,33	6000	−10,83
1000	−0,33	7000	−13,25
1500	−0,40	8000	−15,45
2000	−0,76		

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

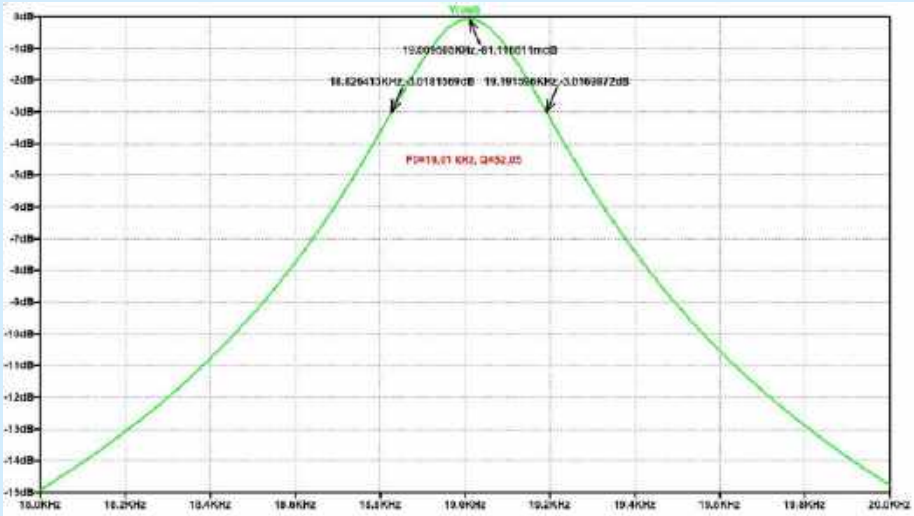


Rysunek 28. Schemat wąskopasmowego amplifiltru typu *peak*

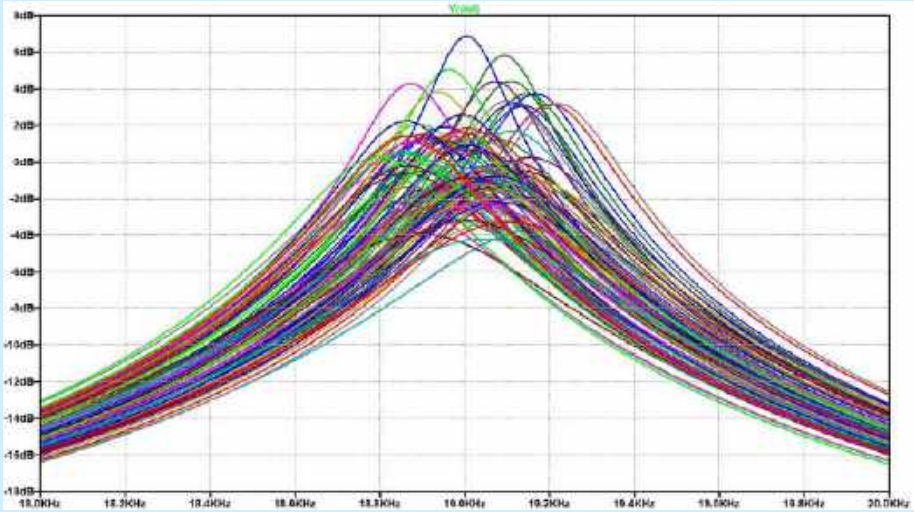


Rysunek 29. Model filtru *peak* do symulacji Monte Carlo

ryzykiem konstruktorskim, z którego najistotniejsze jest niedokładność kluczowych parametrów zastosowanych elementów RC i wzmacniacza operacyjnego, a także mało zwarta i niezbyt stabilna mechanicznie konstrukcja na płytce stykowej. Z tego powodu, o ile teoretycznie (na drodze symulacji) udało się uzyskać układ o pożądanych charakterystykach (**rysunek 30**), to zbudowany układ rzeczywisty nie spełniał minimalnych wymogów związanych z dokładnością odtworzenia oraz stabilnością czasową i temperaturową kluczowych parametrów (f_0, K_u, Q). Aby pogłębić świadomość Czytelników w tym zakresie, na **rysunku 29** zaprezentowano schemat opracowany na potrzeby symulacji Monte Carlo, której celem było pokazanie wpływu statystycznego rozrzutu wartości elementów RC, w zakresie tolerancji równej ±1%, na charakterystyki zaprojektowanego uprzednio filtru (**rysunek 31**). Wnioski narzucają się same (ogromny rozrzut uzyskanych charakterystyk) i skłaniają do wyboru innego rozwiązania technicznego. Chcąc uniknąć zastosowania dużych i/lub drogich (a na pewno nieco kłopotliwych w strojeniu) komponentów LC, autor publikacji podjął decyzję o ponownej realizacji (i pomiarach charakterystyk) filtru, ale już w technologii cyfrowego przetwarzania sygnałów DSP (ang. *Digital Signal Processing*).



Rysunek 30. Charakterystyka częstotliwościowa filtru *peak*



Rysunek 31. Charakterystyki częstotliwościowe filtru *peak* – wynik analizy Monte Carlo

Wąskopasmowy amplifiltr (NBF) typu *notch*

Topologia tytułowego filtru z zastosowaniem czwórnika typu „2T" została zaczerpnięta z materiałów technicznych firmy Texas Instruments [3], a jego praktyczną implementację, mającą na celu eliminację sygnału pilota MPX (f_{MPX}=19 kHz) ze stereofonicznego sygnału na wyjściu odbiornika FM [2], pokazano na schemacie na **rysunku 32** (układ do symulacji w programie LTspice). Stosowne charakterystyki częstotliwościowe w wyniku analizy Monte Carlo zobrazowano na **rysunku 33**. Autorzy publikacji [3] podkreślają znaczną wrażliwość parametrów tego amplifiltru na rozrzut wartości parametrów zastosowanych elementów i dlatego, podobnie jak w przypadku omówionego wcześniej filtru *peak* z czwórnikiem „2T", zrezygnowano z budowy prototypu analogowego.

Filtracja sygnałów analogowych za pomocą technik DSP

Cyfrowe przetwarzanie sygnałów (DSP) jest ogromną dziedziną technologii elektronicznych oraz informatycznych i programistycznych. Dlatego autor tej skromnej publikacji postanowił skupić

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

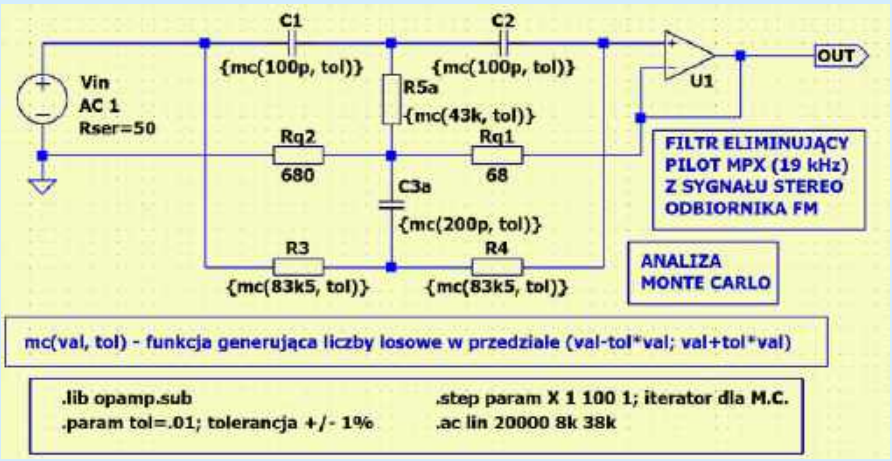
Fotografia 4. Moduł NUCLEO-STM32L432KC przygotowany do pracy

się wyłącznie na wybiórczej prezentacji zagadnień, których zrozumienie jest absolutnie niezbędne do poprawnej implementacji i pomiarów podstawowych filtrów cyfrowych. W następnym odcinku zmierzymy się z DSP w wykonaniu skromnej płytki STM32 NUCLEO (**fotografia 4**).

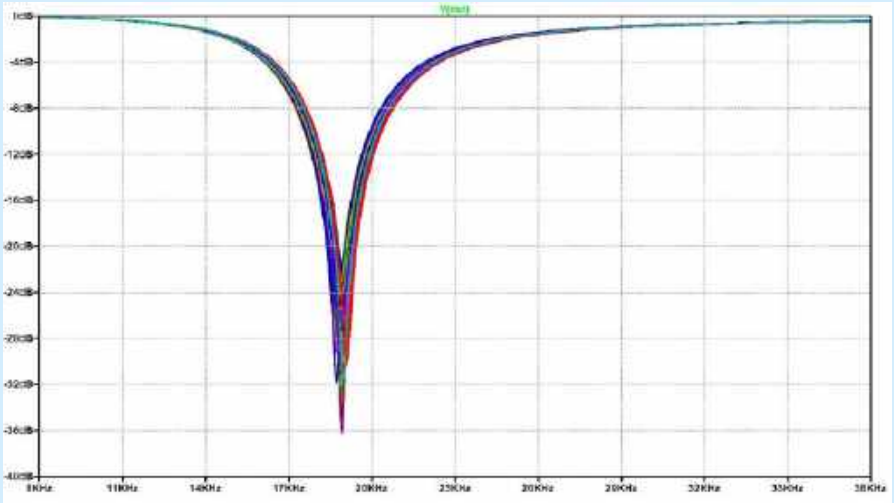
Podsumowanie i wnioski

W zaprezentowanym materiale skupiono się przede wszystkim na zagadnieniach realizacji i pomiarów filtrów wąskopasmowych m.cz. o znacznej dobroci Q. W toku przeprowadzonych eksperymentów praktycznych oraz symulacji komputerowych jednoznacznie stwierdzono, że realizacja takich filtrów w klasycznej (czysto analogowej) technologii nastręcza licznych trudności implementacyjnych, których konsekwencje mogą bardzo negatywnie wpływać na jakość uzyskanych tą drogą filtrów. Jako pożądane rozwiązanie nakreślonych problemów projektowych zaproponowano zastosowanie filtrów cyfrowych, realizowanych technikami DSP, czyli tzw. cyfrowego przetwarzania sygnałów analogowych (ciągłych i nieziarnistych).

Adam Sobczyk, EP



Rysunek 32. Schemat wąskopasmowego amplifiltru typu *notch*



Rysunek 33. Charakterystyki częstotliwościowe filtru *notch* – wynik analizy Monte Carlo

Literatura:

[1] *Podstawy elektroniki*, A. Chwaleba, B. Moeschke, G. Płoszajski, P. Majdak, P. Świstak, Wydawnictwo Naukowe PWN SA, Warszawa 2021, Wydanie 1,

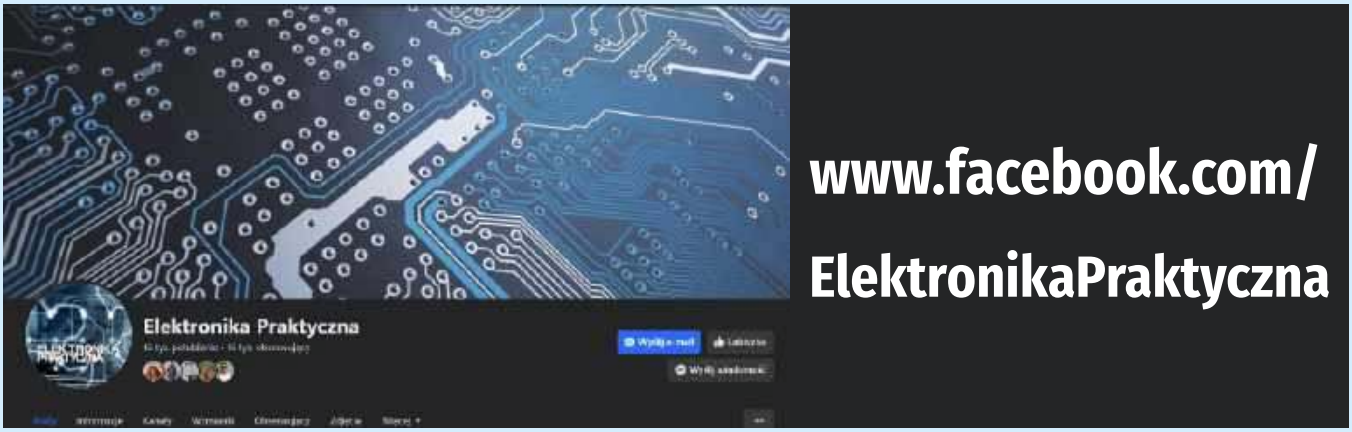
[2] MPX filter, https://en.wikipedia.org/wiki/MPX_filter,

[3] High-speed notch filters, https://www.ti.com/lit/pdf/slyt235, Texas Instruments, Technical document – Analog Applications Journal, 1Q2006,

[4] *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów w telekomunikacji. Podstawy. Multimedia. Transmisja*, Praca zbiorowa pod redakcją naukową: Tomasz P. Zieliński oraz Przemysław Korohoda i Roman Rumian, Wydawnictwo Naukowe PWN SA, Warszawa 2014, Wydanie 1,

[5] *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*, Richard G. Lyons, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności sp. z o.o., Warszawa 1999, Wydanie 1.

REKLAMA



eprasa.pl 9ec3b90ffd

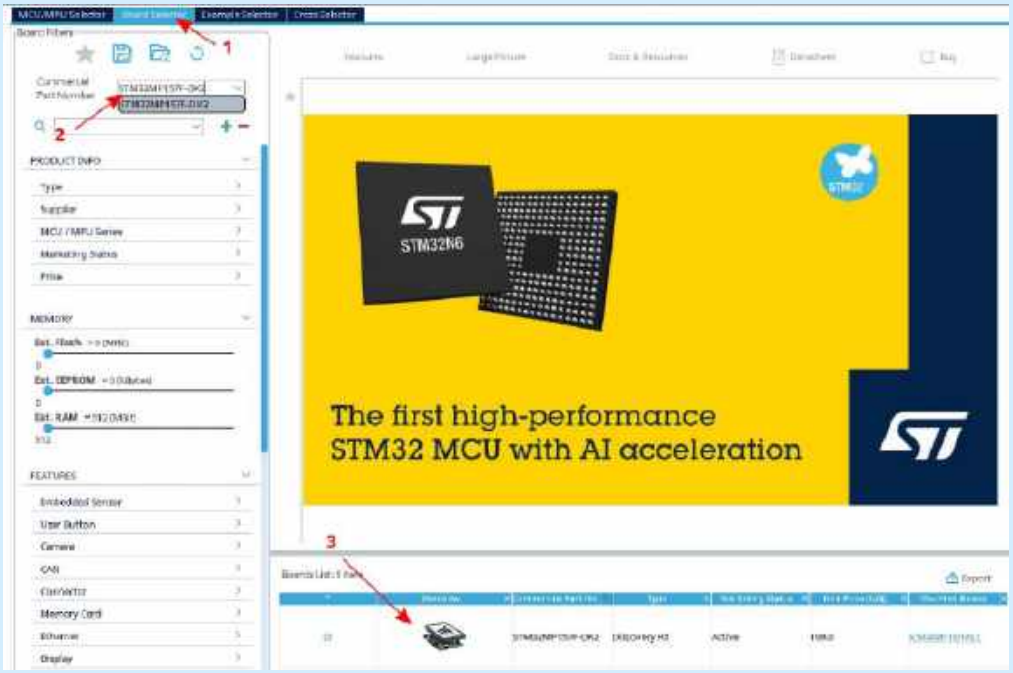
Implementacja systemu Linux na platformie STM32MP (3)

Obsługa rdzenia Cortex-M4 w STM32MP1

Gdy tworzymy aplikacje z użyciem procesora aplikacyjnego z serii STM32MP, zazwyczaj zależy nam na zachowaniu maksymalnej wydajności układu. W tym celu do sterowania portami GPIO, jak również do wykonywania części zadań obliczeniowych, lepiej byłoby zastosować dodatkowy, mniejszy rdzeń. Układy z serii STM32MP1 oferują w tym celu zintegrowany rdzeń Cortex-M4, a procesory z rodziny STM32MP2 mają wbudowaną jednostkę Cortex-M33.

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

W trzecim odcinku naszego kursu skupimy się na przygotowaniu i uruchomieniu prostej aplikacji, której celem będzie miganie diodą LED na płytce ewaluacyjnej. Jest to program mający za zadanie tylko i wyłącznie pokazanie procedury uruchomienia kodu na dodatkowym rdzeniu, która odbywa się w zupełnie inny sposób niż w przypadku popularnych układów z serii STM32, gdzie wystarczy wgrać kod z poziomu IDE do wbudowanej pamięci Flash mikrokontrolera.



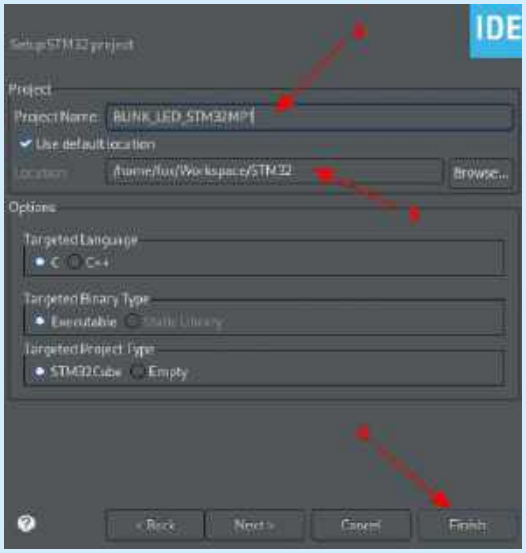
Rysunek 1. Kolejność wybierania opcji projektu w środowisku STM32CubeIDE

Przygotowanie

W przypadku pisania kodu na mikroprocesory z serii STM32MP nie mamy zbyt dużego pola manewru w zakresie wyboru IDE, w jakim możemy ów kod napisać (o ile rozważamy tylko i wyłącznie darmowe środowiska programistyczne). Najlepiej sprawdza się w tym przypadku pakiet STM32CubeIDE, uruchomiony pod kontrolą systemu operacyjnego Ubuntu (choć osobiście używam Arch Linuksa, który także doskonale radzi sobie z tym zadaniem).

Na początek utworzymy nowy projekt, podążając zgodnie ze wskazówkami pokazanymi na **rysunkach 1** i **2**. Ważne jest, aby wybrać odpowiednią płytkę, z której korzystamy – w przeciwnym razie nasz kod nie będzie miał szansy poprawnie zadziałać. Równie istotne jest wskazanie ścieżki do folderu, w którym znajdzie się nasz kod – później zapisywany będzie tam skompilowany kod naszego programu. Na kolejnym etapie konfiguracji (**rysunek 3**) zaznaczamy opcję generowania osobnych plików dla poszczególnych peryferiów. Jest to wygodne rozwiązanie ze względu na przejrzystość głównej części kodu, znajdującej się w pliku *main.c*.

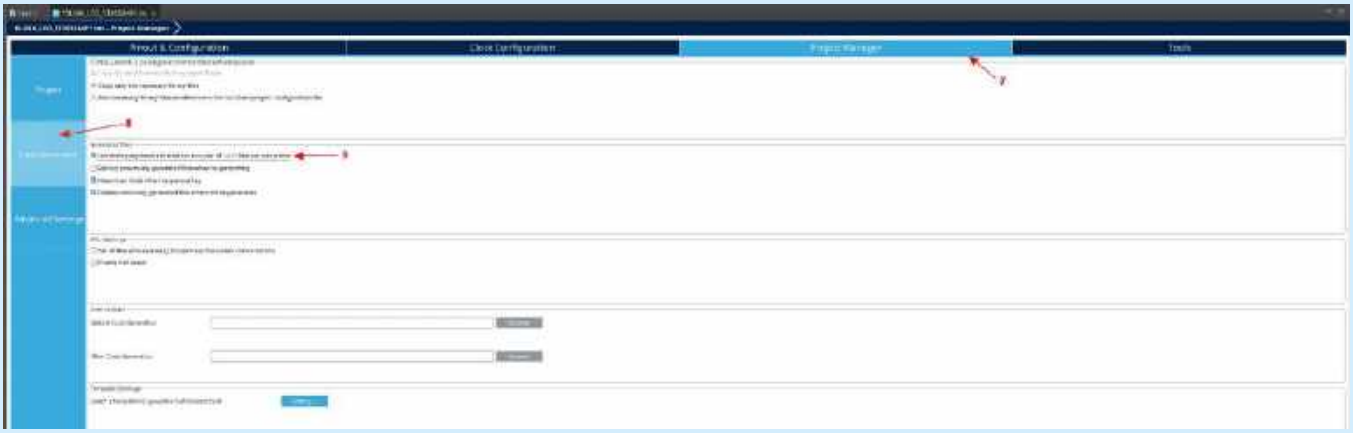
W trakcie wybierania odpowiednich pinów mikrokontrolera (**rysunek 4**) ważne jest nie tylko samo wskazanie wyprowadzenia i opcjonalne ustawienie jego nazwy (dla ułatwionego użycia w kodzie – **rysunek 5**) – kluczowe okazuje się bowiem zaznaczenie, który rdzeń będzie mógł korzystać z portu (**rysunek 6**). Pozostawiając to ustawienie bez zmian, nie przypiszemy bowiem linii GPIO do żadnego z rdzeni, a co za tym idzie – nie będziemy mogli z tego wyprowadzenia korzystać.



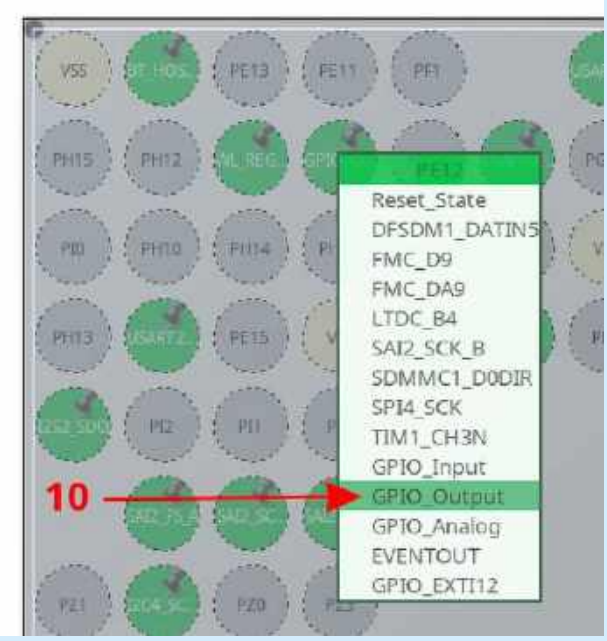
Rysunek 2. Podstawowe dane w oknie tworzenia projektu

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

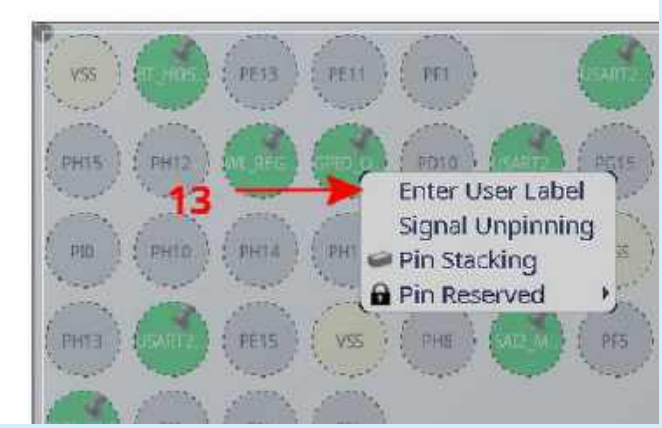
eprasa.pl 9ec3b90ffd



Rysunek 3. Konfiguracja menedżera projektu



Rysunek 4. Wybór funkcji wyprowadzenia GPIO



Rysunek 5. Przypisanie opcjonalnej nazwy pinu GPIO

Pisanie kodu

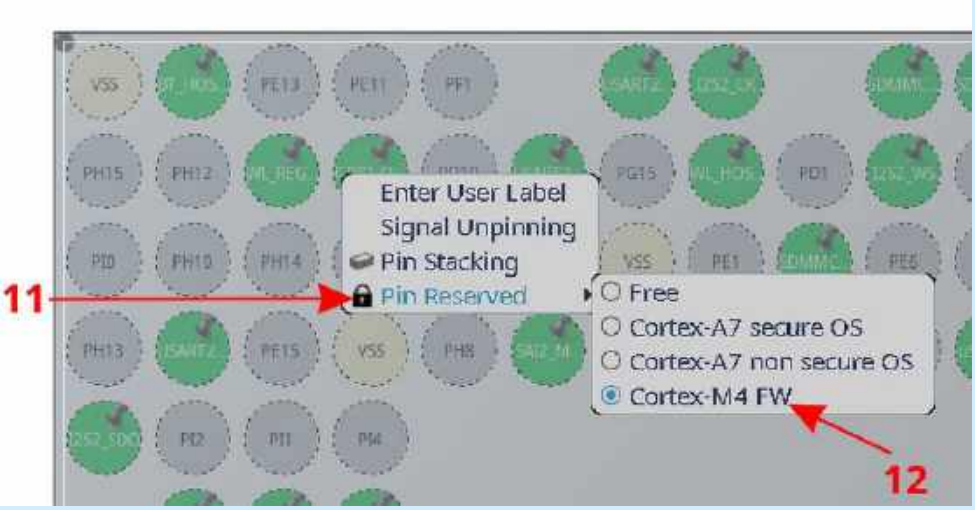
Napisanie kodu źródłowego odpowiedzialnego za miganie naszą diodą LED jest czynnością, którą możemy porównać do pisania aplikacji „Hello World" podczas nauki nowego języka programowania. Niemniej jednak teraz chodzi nam przede wszystkim o umiejętność uruchomienia naszego kodu. W pierwszej kolejności musimy bowiem znać podstawy, pozwalające nam na skompilowanie i wykonanie programu, a w późniejszym czasie możemy nasz kod rozbudowywać. Znając podstawowe procedury pracy z płytką, zyskamy niemal nieograniczone pole manewru podczas realizacji bardziej rozbudowanych zadań.

Rysunek 7 pokazuje dokładnie miejsce, w którym znajduje się kod źródłowy naszego projektu. Zmiany w kodzie wprowadzamy w pliku *main.c*, w pętli while(1). Ważne jest, aby wybrać folder z kodem dla rdzenia M4 i to w nim wprowadzać stosowne zmiany. Kod odpowiedzialny za miganie diodą LED składa się z 2 linijek – **rysunek 8.** Po prawidłowym zbudowaniu kodu (CTRL + B w przypadku środowiska STM32CubeIDE) otrzymamy komunikat zbliżony do tego, który uwidoczniono na **rysunku 9**.

Wgranie i uruchomienie kodu

Skoro mamy już poprawnie zbudowany kod, a kompilator nie zwrócił nam żadnych błędów krytycznych, uniemożliwiających wygenerowanie kodu, to możemy przystąpić do jego wgrania i uruchomienia na płytce STM32MP. Jeśli natomiast kompilator zwróci błąd, należy przeanalizować kod pod kątem ewentualnych błędów składniowych oraz upewnić się, czy poprawnie przypisaliśmy port do naszego rdzenia, a także czy nazwa zgadza się z tą używaną w kodzie.

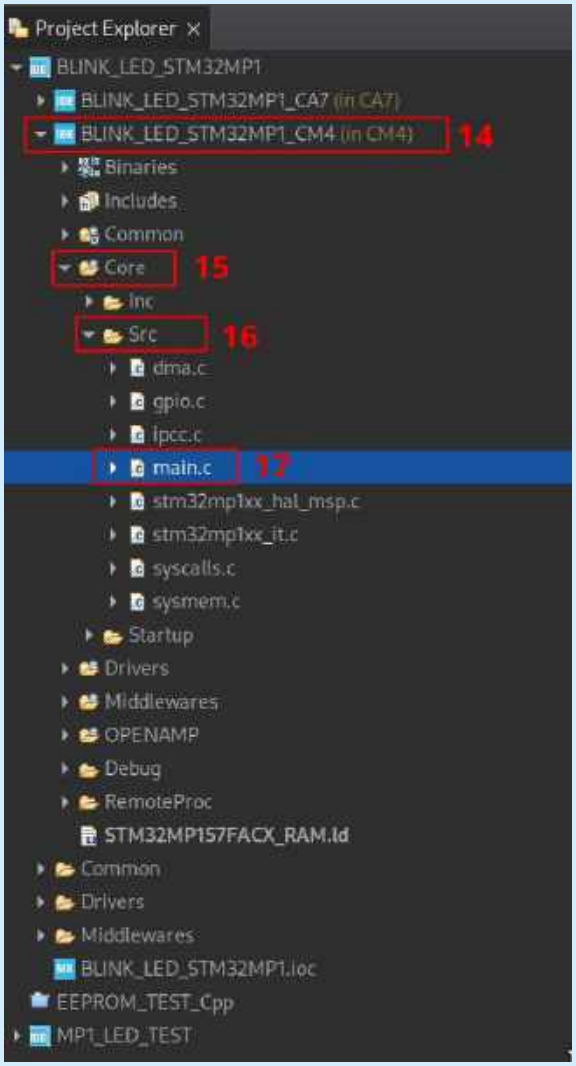
Wgranie pliku na płytkę odbywa się w taki sam sposób, jak miało to miejsce we wcześniejszym odcinku tego kursu. Różnice



Rysunek 6. Przypisanie rdzenia do wyprowadzenia GPIO

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd



Rysunek 7. Widok drzewa projektu w środowisku IDE

polegają na zmianie miejsca docelowego kodu i sposobu późniejszego jego uruchomienia.

Do nawiązania komunikacji z płytką używamy terminalu, w którym wywołujemy komendę:

```
ssh root@<ip_płytki>
```

W drugim oknie terminalu otwieramy ścieżkę do naszego folderu docelowego, w którym znajduje się kod źródłowy naszej aplikacji. Odszukujemy folder „Debug" – ważne jest, aby poszukiwań dokonać w folderze CM4, w którym znajduje się tylko kod przygotowany dla rdzenia Cortex-M4.

Rysunek 10 pokazuje zarówno ścieżkę, jak i lokalizację pliku. Wgrywamy nasz kod maszynowy za pomocą komendy:

```
scp 'nazwa_pliku' root@<ip_płytki>:/lib/firmware
```

Należy pamiętać, że mówimy w tym przypadku o pliku z rozszerzeniem .elf.

```
112   /* USER CODE END 2 */
113
114   /* Infinite loop */
115   /* USER CODE BEGIN WHILE */
116   while (1)
117   {
118       HAL_GPIO_TogglePin(LED_G_GPIO_Port, LED_G_Pin);
119       HAL_Delay(500);
120
121     /* USER CODE END WHILE */
122
123     /* USER CODE BEGIN 3 */
124   }
125   /* USER CODE END 3 */
126 }
```

Rysunek 8. Kod odpowiedzialny za miganie diodą LED

Fotografia 1. Widok płytki ewaluacyjnej z włączoną diodą LED LD9

Po wgraniu pliku na płytkę należy zweryfikować, czy został on poprawnie przesłany. W tym celu należy wywołać komendy:

```
cd /lib/firmware
```

a następnie:

```
ls
```

(**rysunek 11**). Następnie wprowadzamy polecenia:

```
cd /sys/class/remoteproc/remoteproc0
echo 'nazwa_pliku.elf' > firmware
```

Uruchomienie kodu wymaga wywołanie dodatkowej komendy:

```
echo start > state
```

Działanie kodu sygnalizowane jest przez cykliczne świecenie diody LED **LD9**, znajdującej się po drugiej stronie płytki – **fotografia 1**.

inż. Wiktor Hubaj

```
CDT Build Console [MP1_LED_TEST_CM4]
16:06:54 **** Build of configuration Debug for project MP1_LED_TEST_CM4 ****
make -j16 all
arm-none-eabi-size  MP1_LED_TEST_CM4.elf
   text    data     bss     dec     hex filename
  34508     288    2172   36968    9068 MP1_LED_TEST_CM4.elf
Finished building: default.size.stdout


16:06:54 Build Finished. 0 errors, 0 warnings. (took 118ms)
```

Rysunek 9. Komunikat potwierdzający skompilowanie projektu

```
~/Workspace/STM32/BLINK_LED_STM32MP1/CM4/Debug
> scp BLINK_LED_STM32MP1_CM4.elf root@192.168.100.171:/lib/firmware
```

Rysunek 10. Ścieżka pliku z kodem programu na rdzeń Cortex-M4

```
root@stm32mp1:/lib/firmware# ls
AI_Character_Recognition.elf  BLINK_LED_STM32MP1_CM4.elf  LICENCE.cypress_bcm4343  MP1_LED_TEST_CM4.elf  brcm
root@stm32mp1:/lib/firmware# echo "BLINK_LED_STM32MP1_CM4.elf" > firmware
root@stm32mp1:/lib/firmware# echo start > state
root@stm32mp1:/lib/firmware#
```

Rysunek 11. Wywołanie komendy ls w celu weryfikacji poprawnego wgrania pliku

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Kurs FPGA Lattice (28)

Sterownik VGA kompatybilny z OLED

W tym odcinku przygotujemy kontroler obrazu, którego sterowanie przebiega w taki sam sposób, jak w przypadku sterowników popularnych wyświetlaczy OLED, ale obraz wyświetlany będzie na monitorze z interfejsem VGA.

Jak działa sterownik wyświetlacza OLED?

W pierwszej części tego artykułu zapoznamy się z obsługą sterowników wyświetlaczy OLED, takich jak SH1106, SSD1306, SSD1309, itp. Wszystkie z nich działają bardzo podobnie. Jeżeli masz już doświadczenie z kontrolerami tego typu, to możesz pominąć ten fragment i przejść od razu do kolejnego rozdziału.

Weźmy na warsztat wyświetlacz o rozdzielczości 128×64 pikseli. Jest to bardzo typowa rozdzielczość w przypadku wyświetlaczy OLED, choć oczywiście zdarzają się także modele większe, jak i mniejsze. Spójrz na **rysunek 1**. Punkt zerowy układu współrzędnych znajduje się w lewym górnym rogu. Oś X jest skierowana w prawo, a oś Y w dół.

Wyświetlacz jest podzielony na osiem poziomych pasów, zwanych stronami (ang. *page*), a każda strona ma wysokość 8 pikseli. Jest to spowodowane faktem, że interfejsy (SPI, I²C, 8080), przez które sterownik otrzymuje dane do wyświetlenia, są 8-bitowe, a wyświetlacz jest monochromatyczny. Przesyłając jeden bajt danych do wyświetlacza jesteśmy zatem w stanie ustawić kolumnę ośmiu pikseli jednocześnie. Zobacz niebieską kolumnę widoczną na rysunku 1, która symbolicznie przedstawia jeden bajt danych do wyświetlenia, odpowiedzialnych za osiem pikseli. Stan wysoki bitu oznacza zaświecenie piksela, a stan niski powoduje, że piksel staje się niewidoczny.

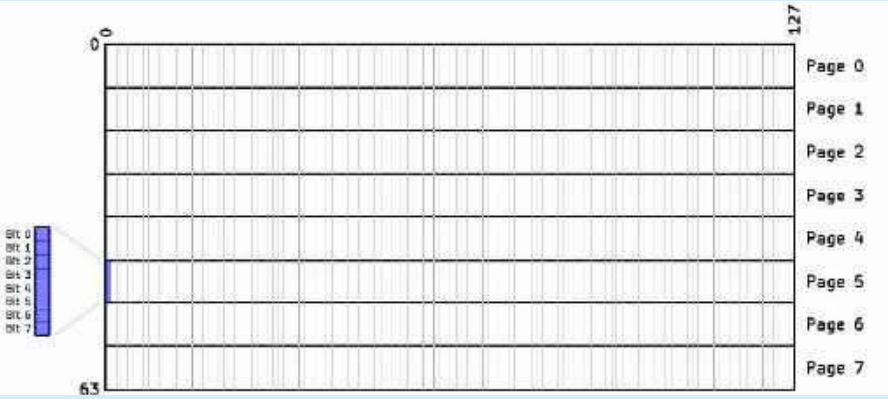
Sterowniki wyświetlaczy, oprócz przesyłania danych, obsługują sporo różnych komend, które konfigurują rozmaite parametry, takie jak obsługiwana rozdzielczość, rotacja, kontrast, napięcie przetwornicy, częstotliwość odświeżania, tryby uśpienia itp.

Przed pierwszym transferem danych graficznych wymagane jest przesłanie konfiguracji do sterownika, aby mógł on poprawnie obsługiwać matrycę OLED. Konfiguracja jest zapisywana w pamięci RAM, zatem po każdym włączeniu zasilania wymagane jest ponowne przesłanie konfiguracji.

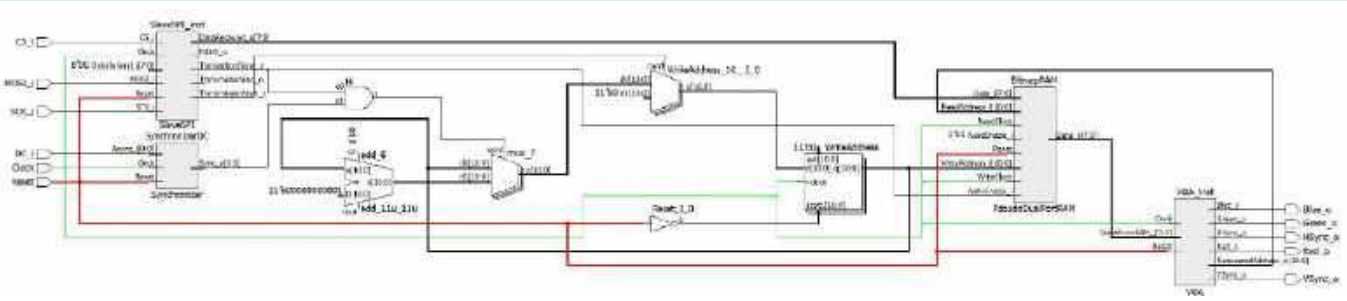
Dwoma najczęściej używanymi poleceniami jest ustawienie pozycji kursora w pionie i poziomie, przy czym ustawienie w pionie polega na wybraniu numeru aktywnej strony. Po ustawieniu kursora na wybraną pozycję, zwykle następuje przesyłanie danych grafiki do wyświetlenia. Po przesłaniu bajtu obrazu jest on natychmiast pokazywany na wyświetlaczu, a kursor przesuwa się o jedną pozycję w prawo, po czym można od razu przesyłać kolejne bajty do wyświetlenia. W ten sposób możemy zdecydować, czy chcemy przesłać całą klatkę obrazu w jednej transmisji, czy też wolimy zaktualizować tylko wybrany fragment obrazu.

Oprócz pinów typowych dla interfejsu I²C czy SPI, sterowniki te mają także linię DC (*data/command*). Jej zadaniem jest informowanie sterownika o tym, czy bajty przesyłane z procesora są poleceniem do wykonania, czy fragmentem obrazu do pokazania na matrycy. Stan wysoki tego pinu oznacza, że przesyłane są dane, a stan niski odpowiada za transfer polecenia.

Wyświetlacz o rozdzielczości 128×64 px ma 8192 piksele. Skoro w jednym bajcie kodujemy osiem pikseli, to jedna klatka obrazu zajmuje 1024 bajty.



Rysunek 1. Układ współrzędnych wyświetlacza OLED



Rysunek 2. Schemat modułu top

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

Zobacz więcej:
- Repozytorium modułów wykorzystywanych w kursie https://github.com/leonow32/verilog-fpga
- Projekt w programie Diamond https://ep.com.pl/files/flq/13717-Kurs28.zip
- Opis biblioteki FrameBuffer https://docs.micropython.org/en/latest/library/framebuf.html

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Założenia projektu

W tym odcinku kursu użyjemy FPGA MachXO2 oraz mikrokontrolera ESP32, które dostępne są na płytce User Interface Board, zaprezentowanej w EP 09/2023. Program na mikrokontrolerze, napisany w MicroPythonie, będzie generować obraz do bufora, znajdującego się w pamięci RAM mikrokontrolera ESP32. Następnie obraz ma zostać przesłany z RAM (w ESP32) przez interfejs SPI do FPGA, gdzie zapisany zostanie do dwuportowej pamięci RAM, stanowiącej drugi bufor obrazu. W FPGA potrzebny będzie także sterownik VGA, odczytujący odpowiednie piksele z dwuportowej pamięci RAM i generujący na ich podstawie sygnały na wyjściu VGA.

W ten sposób opracujemy prosty silnik graficzny z podwójnym buforowaniem obrazu i jednocześnie przećwiczymy w praktyce obsługę modułów, jakie stworzyliśmy w poprzednich odcinkach kursu – w szczególności SPI i VGA.

Sterowniki wyświetlaczy OLED najczęściej są monochromatyczne. Moglibyśmy na monitorze VGA wyświetlać białe piksele na czarnym tle, ale żeby było trochę ciekawiej, będziemy pokazywać piksele w kolorze żółtym na tle niebieskim.

Moduł VGA, jaki opracowaliśmy w poprzednim odcinku kursu, obsługiwał wyświetlanie obrazu o rozdzielczości 640×480 pikseli. Gdybyśmy chcieli wyświetlać obraz monochromatyczny o takiej rozdzielczości, to potrzebowalibyśmy 38400 bajtów pamięci RAM (640×480/8=38400), co dalece przekracza zasoby nawet największego FPGA z rodziny MachXO2. Musielibyśmy sięgnąć po zewnętrzną pamięć RAM lub zastosować jakąś cwaną sztuczkę.

Spróbujmy przeskalować obraz. Gdybyśmy 640 podzielili przez 5 to dostaniemy 128. Bingo! Dokładnie tyle, ile wynosi rozdzielczość pozioma typowego wyświetlacza OLED. Natomiast jeżeli rozdzielczość pionową monitora VGA, tzn 480, podzielimy przez 5 to otrzymamy 96. Jest to trochę więcej, niż spotyka się w wyświetlaczach OLED, ale lepiej mieć za dużo niż za mało. Rozdzielczość pionowa 96 pikseli oznacza, że będziemy mieć do dyspozycji 12 stron o wysokości 8 pikseli. Zatem z punktu widzenia sterownika będziemy mieć obraz o rozdzielczości 128×96 px, ale przez monitor VGA będzie on widziany jako 640×480 i składać będzie się zawsze z bloków o rozmiarach 5×5 pikseli. Zastanówmy się też, ile pamięci potrzebujemy: pomnóżmy 128 przez 96 i podzielmy przez 8. Daje to 1536 bajtów. Bez problemu pomieścimy tyle wewnątrz FPGA.

Zastanówmy się jeszcze nad pinem DC. Moglibyśmy pobawić się w implementację różnych poleceń, jak np. ustawianie kursora, lecz stwierdziłem, że na potrzeby kursu nie ma to większego sensu. W związku z tym uprościmy komunikację tylko do przesyłania danych obrazu, a wszystkie polecenia będą ignorowane. Nasz sterownik nie będzie miał żadnych możliwości zmiany konfiguracji i po włączeniu zasilania będzie od razu gotowy do pracy.

Ponadto zrobimy jeszcze jedno uproszczenie. Rozpoczęcie transmisji na magistrali SPI, tzn. zbocze opadające na linii CS, będzie powodować postawienie kursora w lewym górnym rogu wyświetlacza, czyli w punkcie zerowym układu współrzędnych. Następnie trzeba będzie przesłać cały bufor obrazu w jednej transmisji, tzn. paczkę o rozmiarze 1536 bajtów danych.

```
// Plik top.v

`default_nettype none
module top(
    input wire Clock,       // Pin 20, musi być 25 MHz lub 25.175 MHz
    input wire Reset,       // Pin 17

    input wire CS_i,        // Pin 27
    input wire SCK_i,       // Pin 31
    input wire MOSI_i,      // Pin 49
    input wire DC_i,        // Pin 48

    output wire Red_o,      // Pin 78
    output wire Green_o,    // Pin 10
    output wire Blue_o,     // Pin 9
    output wire HSync_o,    // Pin 1
    output wire VSync_o     // Pin 8
);

    // Odbiornik SPI
    wire TransmissionStart;                                     // 1
    wire TransactionDone;                                       // 2
    wire [7:0] DataFromSpiToRam;                                // 3
    wire [7:0] DataFromRamToVga;                                // 4

    SlaveSPI SlaveSPI_inst(                                     // 5
        .Clock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .CS_i(CS_i),
        .SCK_i(SCK_i),
        .MOSI_i(MOSI_i),
        .MISO_o(),                                              // 6
        .DataToSend_i(8'd0),                                    // 7
        .DataReceived_o(DataFromSpiToRam),                      // 8
        .TransactionDone_o(TransactionDone),                    // 9
        .TransmissionStart_o(TransmissionStart),                // 10
        .TransmissionEnd_o()
    );

    // Synchronizator wejścia DC
    wire DC;                                                    // 11

    Synchronizer SynchronizerDC(                                // 12
        .Clock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .Async_i(DC_i),                                         // 13
        .Sync_o(DC)                                             // 14
    );

    // Pamięć obrazu
    reg  [10:0] WriteAddress;                                   // 15
    wire [10:0] ReadAddress;                                    // 16

    PseudoDualPortRAM #(                                        // 17
        .ADDRESS_WIDTH(11),
        .DATA_WIDTH(8),
        .MEMORY_DEPTH(1536)                                     // 18
    ) BitmapRAM(
        .ReadClock(Clock),
        .WriteClock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .ReadEnable_i(1'b1),
        .WriteEnable_i(TransactionDone && DC),                  // 19
        .ReadAddress_i(ReadAddress),                            // 20
        .WriteAddress_i(WriteAddress),                          // 21
        .Data_i(DataFromSpiToRam),                              // 22
        .Data_o(DataFromRamToVga)                               // 23
    );

    // Maszyna stanów do przenoszenia danych
    // z interfejsu SPI do pamięci Dual Port RAM
    always @(posedge Clock, negedge Reset) begin                // 24
        if(!Reset)
            WriteAddress <= 0;
        else if(TransmissionStart)                              // 25
            WriteAddress <= 0;
        else if(TransactionDone && DC)                          // 26
            WriteAddress <= WriteAddress + 1'b1;
    end

    // Instancja sterownika VGA
    VGA VGA_inst(                                               // 27
        .Clock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .RequestedAddress_o(ReadAddress),                       // 28
        .DataFromRAM_i(DataFromRamToVga),                       // 29
        .Red_o(Red_o),
        .Green_o(Green_o),
        .Blue_o(Blue_o),
        .HSync_o(HSync_o),
        .VSync_o(VSync_o)
    );

endmodule
```

Listing 1. Kod pliku top.v

Moduł top

Zacznijmy od przeanalizowania modułu **top** metodą od ogółu do szczegółu. Na **rysunku 2** pokazano schemat tego modułu, automatycznie wygenerowany przez narzędzie Netlist Analyzer w Lattice Diamond.

Po lewej stronie schematu widzimy instancję modułu **SlaveSPI**, który służy tylko do odbierania danych z mikrokontrolera (jego wyjście **MISO_o** pozostaje niepołączone do niczego). Moduł ten zawiera synchronizator sygnałów **CS_i**, **SCK_i** oraz **MOSI_i**.

Pod nim znajduje się instancja synchronizatora, który służy do obsługi sygnału **DC_i**. Jeżeli nie wiesz, dlaczego sygnały wejściowe należy zsynchronizować z domeną zegarową FPGA,

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

to koniecznie przeczytaj odcinek 11 na temat statycznej analizy czasowej, który opublikowałem w EP 09/2023.

W środkowej części schematu mamy coś, co potocznie nazywa się *glue logic*, czyli warstwę pośredniczącą pomiędzy dwoma modułami, ale na tyle nieszablonową, że nie ma sensu robić z niej osobnego modułu. Te elementy logiczne sklejają ze sobą interfejs SPI i synchronizator sygnału DC z instancją dwuportowej pamięci RAM, w której zapisywane są bajty danych odebrane z SPI.

Zwróć uwagę na 11-bitowy rejestr **WriteAddress**, który wyznacza adres pamięci, pod który w kolejnym takcie zegara ma być zapisany bajt danych, doprowadzony na wejście **Data_i** dwuportowej pamięci RAM.

A co z odczytywaniem z pamięci? To, jaki adres ma być odczytany i podany na wyjście **Data_o** pamięci, wyznacza moduł VGA. Ma on wyjście **RequestedAddress_o**, które doprowadzone zostało do wejścia **ReadAddress_i**.

Takie rozwiązanie bardzo upraszcza całą konstrukcję. Sposób działania interfejsu VGA wymusza bardzo precyzyjny timing, zatem odczytywanie bajtów do wyświetlenia musi odbywać się w bardzo rygorystycznym reżimie czasowym. Nie można się spóźnić nawet o jeden takt zegara, bo spowodowałoby to błędne wyświetlenie piksela lub przesunięcie obrazu. Zastosowanie pamięci dwuportowej sprawia, że nie musimy zajmować się kontrolą dostępu do pamięci. Moduł VGA odczytuje bajty „wtedy, kiedy chce", a moduł SPI zapisuje bajty wtedy, gdy zostaną one odebrane z procesora.

Mając ogólne pojęcie, jak to wszystko ma działać, przeanalizujmy kod zaprezentowany na **listingu 1**.

W linii 5 tworzymy instancję modułu **SlaveSPI**, który opracowaliśmy w 26 odcinku kursu, opublikowanym w EP 12/2024. Na potrzeby tego modułu, parę linii wcześniej musimy zadeklarować kilka zmiennych typu wire.

W linii 1 tworzymy sygnał **TransmissionStart**, który będzie ustawiany w stan wysoki na jeden takt zegarowy po tym, jak zostanie wykryte rozpoczęcie transmisji, czyli zbocze opadające na wejściu

```
// Plik vga.v

`default_nettype none
module VGA(
    input  wire Clock,      // Musi być 25 MHz lub 25.175 MHz
    input  wire Reset,

    output wire [10:0] RequestedAddress_o,                                          // 1
    input  wire [ 7:0] DataFromRAM_i,                                               // 2

    output reg  Red_o,
    output reg  Green_o,
    output reg  Blue_o,
    output reg  HSync_o,
    output reg  VSync_o
);

    // Liczniki pikseli dla rozdzielczości 640*480 pikseli
    reg [9:0] HCounter;     // Max 799                                              // 3
    reg [9:0] VCounter;     // Max 524                                              // 4

    // Licznik poziomy i pionowy
    always @(posedge Clock, negedge Reset) begin                                    // 5
        if(!Reset) begin
            HCounter <= 0;
            VCounter <= 0;
        end

        else if(HCounter != 799) begin
            HCounter <= HCounter + 1'b1;
        end

        else begin
            HCounter <= 0;
            if(VCounter != 524)
                VCounter <= VCounter + 1'b1;
            else
                VCounter <= 0;
        end
    end

    // Liczniki pikseli dla rozdzielczości 128x96
    reg [2:0] HDivider;     // Max 4                                                // 6
    reg [2:0] VDivider;     // Max 4                                                // 7
    reg [6:0] HPixel;       // Max 127                                              // 8
    reg [6:0] VPixel;       // Max 95                                               // 9

    always @(posedge Clock, negedge Reset) begin                                    // 10
        if(!Reset) begin
            HDivider <= 0;
            VDivider <= 0;
            HPixel   <= 0;
            VPixel   <= 0;
        end else begin
            // Prostsze, ale działa 3x wolniej
            // HPixel <= HCounter / 5;                                              // 11
            // VPixel <= VCounter / 5;                                              // 12

            if(HDivider == 4) begin
                HDivider <= 0;
                if(HCounter == 799) begin
                    HPixel <= 0;
                    if(VCounter == 524) begin
                        VPixel   <= 0;
                        VDivider <= 0;
                    end else if(VDivider == 4) begin
                        VDivider <= 0;
                        VPixel   <= VPixel + 1'b1;
                    end else begin
                        VDivider <= VDivider + 1'b1;
                    end
                end else begin
                    HPixel <= HPixel + 1'b1;
                end
            end else begin
                HDivider <= HDivider + 1'b1;
            end
        end
    end

    // Wyższy poziom abstrakcji
    wire [3:0] PageNumber = VPixel[6:3];                                            // 13
    wire [2:0] LineInPage = VPixel[2:0];                                            // 14
    assign RequestedAddress_o[10:0] = PageNumber * 128 + HPixel;                    // 15

    // Sterowanie sygnałami RGB i HSYNC
    always @(posedge Clock, negedge Reset) begin                                    // 16
        if(!Reset)
            {HSync_o, Red_o, Green_o, Blue_o} <= 4'b1000;                           // 17

        // Horizontal active area
        else if(HCounter >= 2 && HCounter <= 641 && VCounter >= 0 && VCounter <= 479) begin // 18
            if(HDivider == 2) begin                                                 // 19
                if(DataFromRAM_i[LineInPage])                                       // 20
                    {HSync_o, Red_o, Green_o, Blue_o} <= 4'b1110;                   // 21
                else
                    {HSync_o, Red_o, Green_o, Blue_o} <= 4'b1001;                   // 22
            end
        end

        // Horizontal front porch
        else if(HCounter >= 642 && HCounter <= 657)                                 // 23
            {HSync_o, Red_o, Green_o, Blue_o} <= 4'b1000;

        // Horizontal sync pulse
        else if(HCounter >= 658 && HCounter <= 753)                                 // 24
            {HSync_o, Red_o, Green_o, Blue_o} <= 4'b0000;

        // Horizontal back porch
```

Listing 2. Kod pliku vga.v

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

```
        else                                                                    // 25
            {HSync_o, Red_o, Green_o, Blue_o} <= 4'b1000;
    end

    // Sterowanie sygnałem VSYNC
    always @(posedge Clock, negedge Reset) begin                                // 26
        if(!Reset)
            VSync_o <= 1;                                                       // 27
        else if(HCounter == 2) begin                                            // 28
            if(VCounter == 490 || VCounter == 491)  // Vertical sync pulse
                VSync_o <= 0;
            else                                    // Active area, front and back porch
                VSync_o <= 1;
        end
    end

endmodule
`default_nettype wire
```

Listing 2. Kod pliku vga.v – cd.

CS_i. Sygnał ten sterowany będzie z wyjścia **TransmissionStart_o** (linia 10) i w dalszej części kodu będzie wykorzystywany do ustawiania kursora na punkt zerowy układu współrzędnych.

W linii 2 mamy sygnał **TransactionDone**. Jest on ustawiany w stan wysoki na jeden cykl zegara po odebraniu jednego bajtu przez interfejs SPI. Sygnał ten jest podłączony do wyjścia o takiej samej nazwie w linii 9 i jest używany dalej w celu zapisywania odebranego bajtu w pamięci i inkrementacji licznika adresu.

W liniach 3 i 4 tworzymy dwie 8-bitowe zmienne **DataFromSpiToRam** oraz **DataFromRamToVga** typu wire. Zadaniem tej pierwszej jest łączenie wyjścia modułu SPI (linia 8) z wejściem pamięci RAM, a drugiej – dostarczanie danych z RAM do VGA.

Wystarczy nam jednokierunkowa transmisja SPI z mikrokontrolera do FPGA. Zatem wyjście **MISO_o** (linia 6) pozostaje niepodłączone do niczego. Wejście **DataToSend_i** informuje moduł o tym, jaki bajt ma zostać wysłany, lecz w przypadku transmisji jednokierunkowej jest to nieistotne i możemy wpisać cokolwiek (linia 7). Cała logika modułu **SlaveSPI** odpowiedzialna za wysyłanie danych zostanie automatycznie usunięta podczas syntezy, ponieważ jest nieużywana.

Następny moduł, jakiego instancję utworzymy, to synchronizator sygnału **DC** (linia 12). Do jego wejścia asynchronicznego **Async_i** (linia 13) doprowadzamy sygnał **DC_i** prosto z wejścia modułu **top**. Wyjście (linia 14) jest wyprowadzone przy pomocy zmiennej **DC** typu wire, która została utworzona w linii 11.

W dalszej części zajmiemy się pamięcią obrazu. Mamy dwa adresy – jeden do odczytu **ReadAddress** (linia 16), a drugi do zapisu **WriteAddress** (linia 15). Zwróć uwagę, że adres do zapisu jest typu reg, a do odczytu – typu wire. Dlaczego tak? Adres danych do odczytu jest ustalany przez moduł VGA i w module top wystarczy go jedynie przetransportować z VGA do pamięci, zatem potrzebujemy zmiennej typu wire (czyli de facto „kabelków", którymi łączymy wyjście jednego układu z wejściem drugiego). Natomiast adres do zapisu musi być przechowywany w module **top** na podstawie tego, co odbierze moduł **SlaveSPI** i z tego powodu musimy użyć typu reg, aby zsyntezować przerzutniki D.

Przejdźmy do linii 17, w której tworzymy instancję dwuportowej pamięci RAM. Moduł ten opracowaliśmy w 15 odcinku kursu, opublikowanym w EP 01/2024. Moduł pamięci musimy skonfigurować przy pomocy trzech parametrów. Parametr **MEMORY_DEPTH** informuje, jaka ma być pojemność tworzonej pamięci, czyli 1536 bajtów. Aby zaadresować tyle bajtów, potrzebujemy 11-bitowej magistrali adresowej, co ustalamy parametrem **ADDRESS_WIDTH**. Chcemy przechowywać dane 8-bitowe i konfigurujemy to parametrem **DATA_WIDTH**. W liniach 19...23 łączymy wejścia i wyjścia pamięci ze zmiennymi utworzonymi wcześniej.

W linii 24 rozpoczyna się sekwencyjny blok always, który ustala pod jakim adresem mają być zapisane bajty, odebrane przez interfejs SPI. W gruncie rzeczy sprowadza się od do sprawdzania dwóch warunków (oprócz oczywiście sygnału **Reset**). Jeżeli rozpoczyna się nowa transmisja przez SPI, czyli kiedy **TransmissionStart** jest w stanie wysokim przez jeden takt zegara, to wtedy zerujemy rejestr adresu (linia 25).

Moduł VGA

Kod modułu, odpowiedzialnego za generowanie sygnałów sterujących monitorem VGA zaprezentowano na **listingu 2**. Jest on podobny do kodu, który napisaliśmy w 27 odcinku kursu, lecz został rozbudowany o możliwość odczytu danych z pamięci RAM. Omówimy tylko najważniejsze różnice między tymi modułami.

Na liście portów pojawiły się dwa nowe elementy. Pierwszy z nich (linia 1) to wyjście **RequestedAddress_o,** informujące moduł pamięci RAM, które dane ma odczytać z pamięci. Zostaną one wyświetlone w najbliższej przyszłości. Odpowiedź z modułu pamięci RAM trafia do modułu VGA poprzez port **DataFromRAM_i** (linia 2) i na podstawie tego moduł VGA określa dalej, jak wygenerować sygnały na wyjściach **Red_o**, **Green_o** i **Blue_o**.

W liniach 3 i 4 deklarujemy liczniki **HCounter** i **VCounter**, których zadaniem jest wskazywanie współrzędnych aktualnie wyświetlanego piksela w pionie i poziomie. Przypomnijmy, że w naszych eksperymentach rozdzielczość wyświetlanego obrazu to 640×480 pikseli, ale ze względu na konieczność wygenerowania sygnałów synchronizacji pionowej i poziomej musimy dodać do tego „zapasowe", niewidoczne piksele, które znajdą się niejako „poza ekranem". Stąd licznik poziomy ma liczyć w zakresie od 0 do 799, a licznik pionowy od 0 do 524. Przypomnijmy też, że punkt zerowy układu współrzędnych znajduje się w lewym górnym rogu monitora. W każdym cyklu zegara wyświetlamy tylko jeden piksel. Kursor przesuwa się poziomo liniami od lewej do prawej, po czym przechodzi niżej do kolejnej linii. Obsługa liczników **HCounter** i **VCounter** zrealizowana jest w bloku always, zaczynającym się w linii 5. Jest on na tyle prosty, że nie wymaga komentarza.

Jak wcześniej napisałem, ze względu na niewielką pojemność pamięci RAM wyświetlany obraz będzie przeskalowany przez 5, czyli rzeczywista rozdzielczość grafiki będzie wynosić 128×96 px. Musimy zatem liczniki **HCounter** i **VCounter** podzielić przez 5 i wtedy otrzymamy współrzędne piksela w przeskalowanym obrazie. Istnieje szereg rozwiązań, aby to uczynić.

Najprostszym (ale tylko z punktu widzenia programisty!) byłoby po prostu podzielić te liczniki przez 5 przy pomocy operatora dzielenia (linie 11 i 12). Jest to wygodne, ale powoduje utworzenie dwóch bardzo skomplikowanych bloków kombinacyjnych, które pochłoną mnóstwo zasobów. Dzielenie liczb w FPGA bywa dość kłopotliwe, jeżeli dzielimy przez liczbę inną niż potęga dwójki.

Zastosujemy inną metodę – trochę bardziej skomplikowaną do zrozumienia, ale za to zdecydowanie efektywniejszą pod kątem zapotrzebowania na zasoby. Zastosujemy kilka prostych liczników połączonych ze sobą różnymi warunkami. Są to:

- **HDivider** – liczy od 0 do 4. Inkrementuje się przy każdym zboczu rosnącym zegara Clock.
- **HPixel** – liczy od 0 do 127 i wyznacza współrzędną poziomą aktualnie wyświetlanego piksela po przeskalowaniu obrazu; jest inkrementowany przy zboczu rosnącym zegara **Clock**, o ile **HDivider** = 4.
- **VDivider** – liczy od 0 do 4. Inkrementuje się przy zboczu rosnącym zegara **Clock,** jeżeli **HCounter** = 799, czyli kiedy kończy się cykl linii poziomej.

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

- **VPixel** – liczy od 0 do 95 i wyznacza współrzędną pionową aktualnie wyświetlanego piksela po przeskalowaniu obrazu. Jest inkrementowany przy zboczu rosnącym zegara Clock, jeżeli **HCounter** = 799 i jednocześnie **VDivider** = 4.

Logika opisana powyżej została zaimplementowana w bloku always, który rozpoczyna się w linii 10. Mając już współrzędne kursora pionowego i poziomego dla obrazów: rzeczywistego i przeskalowanego, możemy przejść na nieco wyższy poziom abstrakcji i wprowadzić kilka nowych zmiennych, wynikających z utworzonych wcześniej liczników.

W linii 13 tworzymy 4-bitową zmienną **PageNumber** typu wire, w której jest zapisany numer aktualnie wyświetlanej strony obrazu. Przypomnijmy, że strony to poziome pasy obrazu o wysokości 8 pikseli. Mając rozdzielczość pionową 96 pikseli, mamy do dyspozycji 12 stron, zatem w tej zmiennej będą dostępne liczby z zakresu od 0 do 11. Numer strony zależny jest od kursora pionowego po przeskalowaniu, czyli **VPixel** i musimy ten licznik podzielić przez 8. Możemy to zrobić operatorem „/", ale możemy także posłużyć się operatorem wyboru bitów [x:y]. W tym przypadku wybierzemy tę drugą opcję, zatem do zmiennej **PageNumber** przypisujemy bity [6:3] licznika **VPixel** (linia 13).

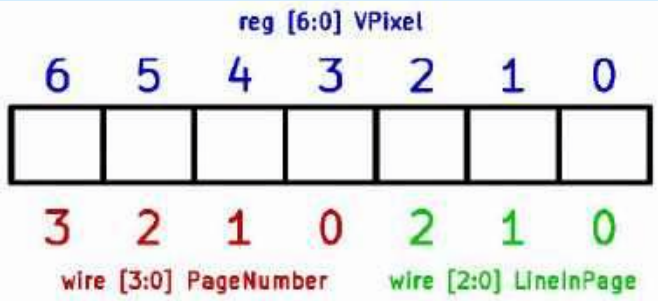
Podobnie postępujemy ze zmienną **LineInPage**, informującą o tym, która z ośmiu linii w obrębie strony jest właśnie wyświetlana. Informację tę pozyskamy również z licznika **VPixel**. Możemy tutaj posłużyć się operatorem modulo albo również wybrać odpowiednie bity tej zmiennej. Skorzystamy również z tej drugiej możliwości, zatem w linii 14 wybieramy bity [2:0] licznika **VPixel** i przypisujemy je do 3-bitowej zmiennej **LineInPage** typu wire.

W ten sposób podzieliliśmy licznik **VPixel** na dwie części. Aby łatwiej było to zrozumieć, spójrz na **rysunek 3**.

Aby określić adres bajtu w pamięci, który należy odczytać przed wygenerowaniem sygnałów RGB dla kolejnego piksela, musimy wykonać proste działanie matematyczne, które zapisano w linii 15. Numer strony (z zakresu od 0 do 11) mnożymy przez 128, ponieważ tyle znajduje się pikseli na osi poziomej i do tego dodajemy numer żądanego piksela na osi poziomej. Mnożenie przez liczby będące potęgą dwójki (2^7=128) jest bardzo łatwe do wykonania w sprzęcie – wystarczy tylko poprzesuwać bity, a wewnątrz FPGA to tylko kwestia poprzestawiania kilku sygnałów. W ten sposób obliczamy adres bajtu, który chcemy odczytać z pamięci RAM, zatem przypisujemy go do wyjścia **RequestedAddress_o** (linia 15).

Przeskoczymy teraz do linii 26, gdzie rozpoczyna się blok always, odpowiedzialny za sygnał synchronizacji pionowej **VSYNC** – informujący monitor o zakończeniu transmisji klatki obrazu i rychłym rozpoczęciu transmisji kolejnej klatki, zaczynając od lewego górnego narożnika. Pamiętaj, że wyjście **VSync_o** domyślnie ma stan wysoki, dlatego podczas resetu musimy go w taki stan ustawić (linia 27).

W linii 28 znajduje się coś, czego zapewne się nie spodziewałeś. Cała dalsza logika wykonuje się tylko wtedy, gdy licznik pikseli rzeczywistych jest równy 2. W innym przypadku sygnał synchronizacji pionowej pozostaje niezmienny, niezależnie od wszystkiego.



Rysunek 3. Podział zmiennej VPixel na dwie zmienne wire

Dlaczego tak dziwnie? Zastanówmy się i zasymulujmy działanie tego kodu w naszej wyobraźni:

0. Mamy rosnące zbocze sygnału zegarowego. Licznik **HCounter** inkrementuje swoją wartość, po czym rozpoczynają pracę wszystkie elementy kombinacyjne, przetwarzające wartość tego licznika. Między innymi są to elementy logiczne, powstałe w bloku always, zaczynającym się w linii 10, które ustalają nowy stan rejestrów **VPixel** i **HPixel**. Nowy stan tych rejestrów jest obliczany, ale pojawi się w tych nich dopiero przy kolejnym zboczu zegara.
1. W kolejnym takcie zegara wynik działania wspomnianego wcześniej bloku always jest wpisywany do rejestrów **VPixel** i **HPixel**, a to z kolei powoduje zmianę stanu elementów odbierających dane z tych rejestrów (a dokładniej rzecz ujmując – wyjścia **RequestedAddress_o)**. Ten sygnał wychodzi z modułu VGA do modułu top i tam jest dostarczany do wejścia **ReadAddress_i** modułu dwuportowej pamięci RAM. Pamięć przetwarza to żądanie i przygotowuje wynik, który pojawi się na wyjściu pamięci w kolejnym takcie zegara.
2. Po następnym zboczu sygnału zegarowego pamięć RAM podaje wynik na wyjście Data_o, które przy pomocy sygnału wire **DataFromRAM** transportowane jest (poprzez moduł top) do modułu VGA, gdzie wchodzi do wejścia **DataFromRAM_i**. Na jego podstawie przygotowywane są sygnały koloru czerwonego, zielonego i niebieskiego w taki sposób, aby dopasować kolor wyświetlany na monitorze do stanu piksela w pamięci. Po przygotowaniu dane czekają na kolejny takt zegara.
3. W kolejnym takcie zegara dane opisane wcześniej przepisywane są do rejestrów **Red_o**, **Green_o** oraz **Blue_o**, po czym zostają przesłane kablem do monitora.

Jak widzisz, cała ta operacja z inkrementowaniem różnych liczników, odczytywaniem pamięci i przetwarzaniem pikseli zajmuje kilka taktów zegarowych. Można powiedzieć, że licznik **HCounter** wyprzedza to, co obecnie jest wyświetlane o cztery takty zegarowe. Musimy mieć na uwadze to, że sygnały synchronizacji poziomej i pionowej również muszą uwzględniać te zależności czasowe.

Z tego powodu w linii 28 sprawdzamy, czy obecny stan licznika **HCounter** wynosi 2. Jeżeli tak, to w następnym cyklu (jednocześnie kiedy **HCounter** będzie miał wartość 3) zmieni się stan sygnału **VSync_o**.

Proces opisany w powyższych akapitach to świetny przykład pipeliningu, czyli przetwarzania potokowego. Teoretycznie można byłoby to wszystko robić w jednym takcie zegara. Taki kod byłby zapewne prostszy do zrozumienia. Jednak realizacja tylu operacji w jednym takcie powodowałaby konieczność utworzenia gigantycznego bloku kombinacyjnego, którego czas propagacji byłby ogromny. Pipelining wydaje się zagmatwany i trudny do zrozumienia, jednak takie rozbijanie skomplikowanych operacji na kilka taktów zegara bywa niekiedy konieczne. Ponadto zwróć uwagę, że w każdym takcie zegara wykonują się wszystkie z tych punktów opisanych wyżej.

To była najtrudniejsza część tego odcinka. Jeżeli udało Ci się przez nią przebrnąć, to teraz będzie już z górki. W linii 16 mamy kolejny blok always, którego celem jest generowanie sygnałów koloru i jednocześnie sygnału synchronizacji poziomej. Aby skrócić kod, będziemy stosować operator konkatenacji {}, który pozwala przypisać jakąś wartość kilku zmiennym jednocześnie. Przykład takiej operacji jest widoczny w linii 17, w której podczas resetu ustawiamy **HSync_o** w stan wysoki, a wszystkie sygnały kolorów – w stan niski.

Podobnie jak w poprzednim odcinku kursu, niniejszy blok always podzielony jest na cztery części, w zależności od stanu licznika **HCounter** (linie 18, 23, 24, 25). Są to: obszar aktywny

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

(w którym wyświetlany jest obraz), potem horizontal front porch, następnie sygnał synchronizacji poziomej i wreszcie horizontal back porch, po czym licznik się resetuje i cykl zostaje powtórzony.

Przejdźmy do linii 19. Znajdujemy się w części aktywnej, gdzie musimy odpowiednio ustawić sygnały kolorów. Zmieniamy je dopiero wtedy, gdy licznik **HDivider** jest równy 2, z powodu opisanego powyżej. W linii 20 z 8-bitowego wejścia **DataFromRAM_i** wybieramy bit wskazywany przez zmienną **LineInPage** (która zmienia się w zakresie od 0 do 7). Jeżeli ten bit ma wartość 1 to znaczy, że na monitorze powinniśmy wyświetlić żółty piksel (linia 21), a w przeciwnym wypadku piksel będzie koloru niebieskiego (linia 22).

Testbench modułu top

Przeanalizujemy teraz kod modułu testowego, który zamieszczony został na **listingu 3**.

W linii 1, tak jak zawsze, umieszczamy częstotliwość sygnału zegarowego, lecz tym razem jest ona „nietypowa" i dostosowana dokładnie do timingu VGA pracującego z rozdzielczością 640×480 pikseli i odświeżaniem 60 Hz, czyli dokładnie jest to 25,175 MHz. W linii 2 mamy opóźnienie, liczone w cyklach zegarowych, jakie ma wystąpić pomiędzy zboczami sygnału SCK interfejsu SPI. Linie 3 i 4 to rozdzielczość ekranu, mierzona w blokach pikseli po przeskalowaniu obrazu.

Kod testbencha prezentuje się typowo. Instancję testowanego modułu tworzymy w linii 5. Pamiętać musimy, że nasz sterownik odbiera tylko dane i ignoruje wszelkie polecenia, dlatego w linii 6 wejście **DC_i** łączymy na stałe ze stanem wysokim.

Testbench ma symulować jakiś procesor, działający jako master SPI. W tym celu posłużymy się taskiem **TransmitSPI** (linia 7), który omówiony został w 26 odcinku kursu (EP 12/2024).

Celem testbencha jest przesłanie jakiegoś testowego obrazu przez SPI do modułu **top**. W linii 8 ustawiamy **CS** w stan niski, co sygnalizuje rozpoczęcie transmisji. Następnie w pętli wysyłamy tyle bajtów ile trzeba, by zapełnić całą pamięć. Transmisję kończymy w linii 9, ustawiając sygnał **CS** w stan wysoki. Następnie zawieszamy działanie testbencha oczekując, aż moduł VGA wygeneruje całą klatkę obrazu. Po tym czekamy jeszcze chwilkę i kończymy symulację.

W linii 10 i kolejnych mamy kilka sygnałów wire, służących do podglądania zawartości pamięci RAM. Wygląda to dziwnie i rzeczywiście jest dziwne. W Verilogu nie można podglądać zawartości pamięci tak samo, jak wszystkich innych zmiennych i trzeba dodatkowo robić takie nietypowe „obejścia".

Kod skryptu top.bat, potrzebnego do uruchomienia symulatora, zaprezentowano na **listingu 4**.

W poprzednich odcinkach zamieszczałem zrzuty ekranu z symulatora GTKWave. Tym razem jednak tego nie zrobię, bo… są one strasznie nudne. Weryfikacja wyników symulacji polegała na ręcznym mierzeniu czasu pomiędzy poszczególnymi sygnałami synchronizacji, itp. Nie było to przyjemne zajęcie, więc przejdźmy od razu do testowania na żywo.

```
// Plik top_tb.v

`timescale 1ns/1ps
`default_nettype none
module top_tb();

    parameter CLOCK_HZ  = 25_175_000;                                   // 1
    parameter SPI_DELAY = 40;                                           // 2
    parameter WIDTH     = 128;                                          // 3
    parameter HEIGHT    = 96;                                           // 4

    // Generator sygnału zegarowego
    reg Clock = 1'b1;
    always begin
        #(1_000_000_000.0 / (2.0 * CLOCK_HZ));
        Clock = !Clock;
    end

    // Zmienne
    reg Reset = 0;
    reg CS    = 1;
    reg SCK   = 0;
    reg MOSI  = 0;

    // Instancja testowanego modułu
    top DUT(                                                            // 5
        .Clock(Clock),
        .Reset(Reset),
        .CS_i(CS),
        .SCK_i(SCK),
        .MOSI_i(MOSI),
        .DC_i(1'b1),                                                    // 6
        .HSync_o(),
        .VSync_o(),
        .Red_o(),
        .Green_o(),
        .Blue_o()
    );

    // Task do przesyłania bajtu danych przez SPI
    task TransmitSPI(input [7:0] Data);                                 // 7
        integer i;
        begin
            // $display(„%t Transmitting: %H %b", $realtime, Data, Data);
            for(i=7; i>=0; i=i-1) begin
                SCK = 0;
                MOSI = Data[i];
                #SPI_DELAY;
                SCK = 1;
                #SPI_DELAY;
            end
        end
    endtask

    // Eksport wyników symulacji do pliku
    initial begin
        $dumpfile(„top.vcd");
        $dumpvars(0, top_tb);
    end

    // Sekwencja testowa
    initial begin
        $timeformat(-6, 3, "us", 12);
        $display("===== START =====");

        @(posedge Clock);
        Reset <= 1;

        repeat(10) @(posedge Clock);

        // Przesyłanie obrazu do pamięci
        CS = 0;                                                         // 8
        repeat(WIDTH * HEIGHT / 16) begin
            TransmitSPI(8'b01010101);
            TransmitSPI(8'b10101010);
        end
        CS = 1;                                                         // 9

        // Oczekiwanie na wygenerowanie całej klatki obrazu
        repeat(10) @(posedge Clock);
        wait(DUT.VGA_inst.VCounter == 524 && DUT.VGA_inst.HCounter == 799);
        wait(DUT.VGA_inst.VCounter == 10);

        $display("====== END ======");
        $finish;
    end

    // Kilka zmiennych wire aby zaglądać do środka pamięci RAM
    wire [7:0] RAM_0000 = DUT.BitmapRAM.Memory[0];                      // 10
    wire [7:0] RAM_0001 = DUT.BitmapRAM.Memory[1];
    wire [7:0] RAM_0002 = DUT.BitmapRAM.Memory[2];
    wire [7:0] RAM_0003 = DUT.BitmapRAM.Memory[3];
    wire [7:0] RAM_1534 = DUT.BitmapRAM.Memory[1534];
    wire [7:0] RAM_1535 = DUT.BitmapRAM.Memory[1535];

endmodule
`default_nettype wire
```

Listing 3. Kod pliku top_tb.v

Testy na żywo

Podobnie jak w poprzednim odcinku kursu, skorzystamy z płytki User Interface Board, która oprócz modułu FPGA zawiera również płytkę z mikrokontrolerem ESP32. Napiszemy prosty skrypt w MicroPythonie, który wygeneruje odpowiedni bitstream i prześle go do FPGA przez interfejs SPI.

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

```
@echo off
iverilog -o top.o ^
    top.v ^
    vga.v ^
    top_tb.v ^
    edge_detector.v ^
    ram_pdp.v ^
    slave_spi.v ^
    synchronizer.v
vvp top.o
del top.o
```

Listing 4. Kod pliku top.bat

W standardowym MicroPythonie mamy do dyspozycji bibliotekę FrameBuffer, która dostarcza różnych funkcji do rysowania elementów graficznych oraz napisów. Operuje ona na buforze w pamięci RAM. Jeżeli dobrze skonfigurujemy tę bibliotekę, to wygeneruje ona w buforze gotowy bitstream, który wystarczy już tylko przesłać do FPGA bez żadnych modyfikacji. Bibliotekę FrameBuffer można zastosować do wyświetlaczy OLED, LCD, TFT czy e-Paper – zarówno monochromatycznych, jak i kolorowych. Biblioteka jest bardzo prosta i dysponuje tylko jedną czcionką (strasznie brzydką), ale do testów w zupełności nam wystarczy. Pełna dokumentacja tej biblioteki znajduje się pod adresem [3].

Kod programu do tego celu pokazano na **listingu 5**. Ponieważ jest to kurs języka Verilog, a nie Python, kod omówimy bardzo skrótowo. W linii 1 i kolejnej importujemy biblioteki, używane w programie. W liniach 2 i 3 tworzymy instancje obiektów sterujących pinami CS oraz DS. Następnie w linii 4 tworzymy interfejs SPI i jednocześnie konfigurujemy go podając odpowiednie argumenty. Linia 5 nie jest niezbędna, ale przydatna: polecenie to spowoduje wypisanie na konsoli wszystkich parametrów utworzonego interfejsu SPI. Po co? Warto to sprawdzić np. dlatego, że częstotliwości zegara SCK nie można ustawić dowolnie, a w razie żądania jakiejś niepoprawnej częstotliwości, program sam zaokrągli wartość bez żadnego ostrzeżenia. Poeksperymentuj i sprawdź sam.

Linia 6 odpowiada za utworzenie tablicy **array** w pamięci. Rozmiar tablicy określa iloczyn szerokości i wysokości wyświetlacza (po przeskalowaniu) podzielony przez 8, ponieważ w jednym bajcie zapisane jest osiem pikseli. W języku Python operator "//" oznacza dzielenie, którego wynik jest zawsze liczbą całkowitą, a operator „/" daje wynik zmiennoprzecinkowy, nawet jeżeli wynik jest w istocie także zmienną całkowitą.

W linii 7 tworzymy obiekt klasy FrameBuffer. Podajemy mu utworzoną wcześniej tablicę, rozmiary wyświetlacza, a MONO_VLSB

```
from framebuf import *                                          # 1
from machine import Pin, SPI

cs  = Pin(5, Pin.OUT)                                           # 2
dc  = Pin(21, Pin.OUT, value=1)                                 # 3
spi = SPI(2, baudrate=10_000_000, polarity=0, phase=0,          # 4
          sck=Pin(18), mosi=Pin(23), miso=Pin(19))
print(spi)                                                      # 5

WIDTH  = 128
HEIGHT = 96

array  = bytearray(WIDTH * HEIGHT // 8)                         # 6
buffer = FrameBuffer(array, WIDTH, HEIGHT, MONO_VLSB)           # 7

def simulate():                                                 # 8
    for y in range(HEIGHT):
        print(f"{y}\t", end="")
        for x in range(WIDTH):
            bit  = 1 << (y % 8)
            byte = array[(y // 8) * WIDTH + x]
            pixel = "#" if byte & bit else "."
            print(pixel, end="")
        print("")

def transmit():                                                 # 9
    cs(0)
    spi.write(array)
    cs(1)

def demo():                                                     # 10
    buffer.text('Elektronika', 0, 1, 1)
    buffer.text('Praktyczna', 48, 9, 1)

    buffer.rect(28, 22, 76, 11, 1)
    buffer.text('Kurs FPGA', 30, 24, 1)

    buffer.rect(0, 42, 128, 54, 1)
    buffer.text('abcdefghijklm', 1, 44, 1)
    buffer.text('nopqrstuvwxyz', 1, 53, 1)
    buffer.text('ABCDEFGHIJKLM', 1, 62, 1)
    buffer.text('NOPQRSTUVWXYZ', 1, 70, 1)
    buffer.text('0123456789+-*/', 1, 78, 1)
    buffer.text('!@#$%^&*(),.<>?', 1, 86, 1)

demo()                                                          # 11
simulate()
transmit()
```

Listing 5. Kod pliku vga_demo.py

to stała oznaczająca monochromatyczny tryb pracy i sposób kodowania pikseli.

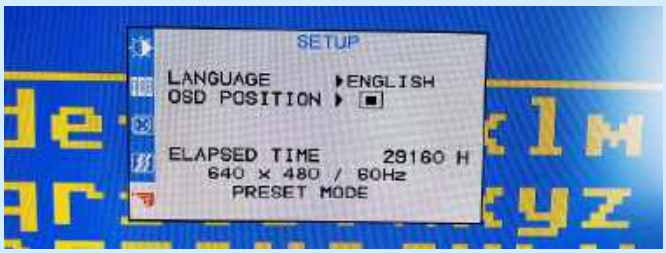
Następnie mamy trzy proste funkcje. W linii 8 rozpoczynamy funkcję **simulate()**, której zadaniem jest wyświetlenie zawartośćci bufora **array** na terminalu. Piksel, który ma być widoczny na wyświetlaczu, będzie pokazany w konsoli jako znak „#", a piksele niewidoczne zostaną wyświetlone jako spacje. Dalej, w linii 9, mamy funkcję **transmit()**. Jej zadaniem jest przesłanie zawartości tablicy **array** do FPGA przez interfejs SPI. I wreszcie w linii 10 umieszczamy funkcję, która ma utworzyć w buforze różne elementy graficzne, takie jak prostokąty i napisy, umieszczone w różnych miejscach. Po dokładniejszy opis odsyłam pod adres [3].

Teraz podłączamy kabel VGA do płytki User Interface Board, zapisujemy plik ze skryptem w MicroPythonie i wciskając klawisz F5 uruchamiamy go. Natychmiast powinien pojawić się obraz na monitorze – identyczny, jak na **fotografii 1**. Obraz powinien być ostry, nieruchomy i bez żadnych zakłóceń.

W następnym odcinku będziemy dalej drążyć temat VGA. Podniesiemy poprzeczkę i zobaczymy, w jaki sposób można zrobić terminal, który odbiera znaki ASCII przez UART, a następnie generuje grafikę VGA – a w dodatku kolorową.

Dominik Bieczyński
leonow32@gmail.com

Fotografia 1. Efekt działania kodów z niniejszego odcinka kursu



Fotografia 2. Parametry obrazu wyświetlanego na monitorze

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

eprasa.pl 9ec3b90ffd

koktajl niusów

Nowoczesna oprawa oświetleniowa SL 025

Nowa oprawa oświetleniowa SL 025 wyróżnia się przede wszystkim kompaktową budową oraz wszechstronnymi opcjami montażu. Dzięki wbudowanemu czujnikowi ruchu urządzenie eliminuje konieczność stosowania dodatkowych przełączników drzwiowych, a zintegrowane gniazdo serwisowe pozwala na podłączenie komputera czy też sprzętu diagnostycznego. Oferowana przez firmę STEGO lampa SL 025 zapewnia białą barwę światła (w zakresie temperatury barwowej: od 6000 do 7000 K), przy maksymalnym poborze mocy 4 W i strumieniu świetlnym dochodzącym do 560 lm. Dzięki elastycznym opcjom montażu opisywana lampa może być łatwo integrowana z istniejącymi rozwiązaniami, o ile temperatura w środowisku ich pracy mieści się w przedziale od –40 do 60°C. Za sprawą żywotności powyżej 60 000 godzin lampa SL 025 praktycznie nie wymaga konserwacji. Jej obudowa ma klasę ochrony IP20 i spełnia na dodatek wymogi niepalności UL94 V-0. Potwierdzeniem bezpieczeństwa i niezawodności opisywanej oprawy są zatwierdzenia VDE i UL, do których wkrótce dołączą także certyfikaty EAC oraz CCC.

https://www.stego-group.com/pl/stego-news/led-it-shine

Kompaktowe ładowarki Ribera GaN firmy NATEC

Mniejsze, lżejsze i bardziej funkcjonalne – takie są ładowarki Ribera GaN firmy NATEC, dostępne w kilku wariantach różniących się m.in. mocą (30 W, 45 W, 65 W lub 100 W). Prócz podwyższonej wydajności energetycznej oraz obsługi szybkiego ładowania (w oparciu na technologii Power Delivery 3.0), prezentowane ładowarki oferują nie tylko kompaktowość, ale również funkcje niespotykane w innych ładowarkach. Konstrukcja zasilaczy bazuje na podzespołach z azotku galu (GaN), który uchodzi za związek nieoceniony we współczesnej elektronice, pozwalający na osiągnięcie wyższej wydajności i niezawodności, niższego poboru mocy oraz redukcji ryzyka awarii, zwłaszcza w najbardziej wymagających środowiskach pracy. Najważniejszym atutem ładowarek Ribera GaN firmy NATEC jest wieloportowość, która umożliwia ładowanie dwóch (lub więcej) urządzeń jednocześnie. Do dyspozycji użytkownika są gniazda USB-A i USB-C. Nad bezpieczeństwem użytkownika i zasilanego sprzętu czuwają obwody chroniące przed nadmiernym napięciem i prądem (OVP i OCP), zwarciem (SCP) i przegrzaniem (OTP). Na szczególną uwagę zasługują ładowarki Ribera GaN o mocy 100 W – dają one możliwość naładowania nawet 4 urządzeń naraz. A to jeszcze nie wszystko: rozmiary tych ładowarek wynoszą 9,4×8,6×3,5 cm, przy wadzenie przekraczającej 191 g.

https://tiny.pl/2xfyfg91

Najnowszy model robota sprzątającego Tapo RV30 Max Plus od firmy TP-Link

Wyposażony w nowoczesne czujniki LiDAR robot sprzątający Tapo RV30 Max Plus jest doskonałym wyborem w przypadku domów i mieszkań osób, które oczekują od automatycznego odkurzacza perfekcyjnej czystości podłóg. Prezentowany robot kładzie szczególny nacisk na jakość życia domowników, tworząc trójwymiarowe mapy przestrzeni w celu optymalizacji procesu sprzątania. Dzięki technologii DeepVac oraz maksymalnemu podciśnieniu na poziomie 5300 Pa najnowszy robot sprzątający Tapo RV30 Max Plus sprawdza się w przypadku najbardziej wymagających środowisk – zwłaszcza tam, gdzie sierść, kurz czy inne zanieczyszczenia są na porządku dziennym. Opisywane urządzenie oferuje funkcję mopowania z użyciem zbiornika na wodę o pojemności 300 ml. Technologia Mesh Grid minimalizuje problem pomijania niektórych obszarów pomieszczenia, a przemyślana konstrukcja napędu pozwala na pokonywanie wzniesień do 2,2 cm i sprawne unikanie przeszkód znajdujących się na drodze robota. Automatyczne opróżnianie zbiornika na kurz zapewnia baza z jednorazowym workiem o pojemności 3 l – to kolejny krok w kierunku zapewnienia maksymalnego komfortu użytkowania Tapo RV30 Max Plus. Wspomniany worek wystarcza nawet na 2 miesiące sprzątania, podczas gdy harmonogramy sprzątania, indywidualne ustawienia dla poszczególnych pomieszczeń i cicha praca sprawiają, że opracowany przez TP-Link robot bez problemów wpisuje się w rytm życia użytkowników. Jest to niemal bezobsługowe rozwiązanie,

eprasa.pl 9ec3b90ffd

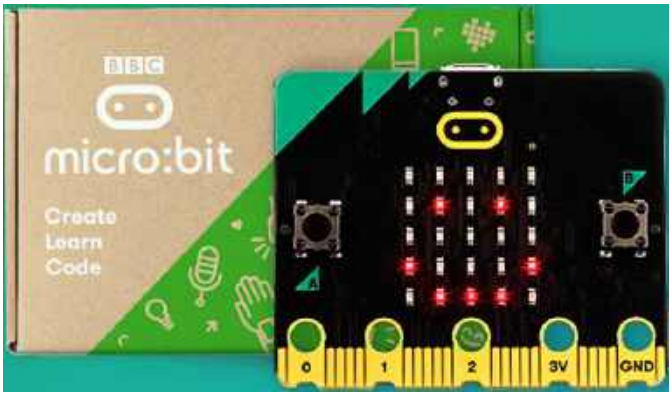
zdolne do obsługi nawet 4 pięter przy zastosowaniu aplikacji mobilnej Tapo, co stanowi ukłon w stronę właścicieli dużych domów, których z każdym rokiem jest coraz więcej.

https://www.tp-link.com/pl/press/news/21530/

Procesory aplikacyjne STM32MP25 firmy STMicroelectronics w ofercie Digi-Key Electronics

Portfolio produktów STM32 firmy STMicroelectronics cieszy się wielką popularnością wśród klientów firmy Digi-Key Electronics, a procesory STM32MP25 tylko zdają się potwierdzać ten stan rzeczy. Wspomniane mikroprocesory powstały specjalnie z myślą o złożonych obliczeniowo aplikacjach przetwarzania brzegowego w inteligentnych fabrykach, nowoczesnej opiece zdrowotnej czy inteligentnych budynkach. Pojedynczy lub podwójny 64-bitowy rdzeń ARM Cortex-A35 klasy przemysłowej stanowi wydajną platformę mikroprocesorową, odpowiednią m.in. do zastosowań w Przemyśle 4.0 oraz zaawansowanych aplikacjach przetwarzania danych. Procesory aplikacyjne STM32MP25 mają wbudowany koprocesor AI o mocy obliczeniowej 1,35 TOPS, przydatny m.in. w implementacji wyrafinowanych zabezpieczeń czy też zaawansowanego widzenia maszynowego.

https://tiny.pl/knvvgz7q



Kluczowy kamień milowy w dziejach firmy Farnell: przekroczenie progu sprzedaży 10 milionów minikomputerów micro:bit

Od niemal 10 lat firma Farnell wspiera działalność Micro:bit Educational Foundation, dystrybuując produkty tego podmiotu na całym świecie, dzięki czemu większe grono młodych ludzi ma możliwość zapoznania się z innowacyjnymi zdobyczami elektroniki. Do tego grona zalicza się m.in. Josh Lowe, który zaczął kodować za pomocą komputera BBC micro:bit, gdy miał 12 lat, tuż po premierze platformy BBC micro::bit. Nie ulega wątpliwości, że ekosystem BBC micro:bit zachęca wielu młodych ludzi do nauki współczesnej elektroniki. Ankieta przeprowadzona w 2017 roku wśród uczniów, którzy otrzymali komputery BBC micro:bit, wykazała, że 90% z nich zrozumiało, że każdy może nauczyć się programowania, a 80% z nich stwierdziło, że nie jest to zadanie szczególnie trudne. W przypadku nauczycieli 85% stwierdziło, że komputer BBC micro:bit uprzyjemnia wszystkie lekcje informatyki, a niemal połowa, która korzystała z tej platformy, powiedziała, że czuje się pewniej w swojej roli. Za sprawą realizowanej przez firmę Farnell dystrybucji komputerów BBC micro:bit udało się już dotrzeć do ok. 56 milionów uczniów na całym świecie – w tym do wspomnianego już Josha Lowe, który opracował własną platformę programistyczną o nazwie Edublocks, pozwalającą na kodowanie z zastosowaniem bloków.

https://news.panasonic.com/global/press/en240228-2

Inteligentny, intuicyjny w obsłudze system kółek WeAssist

Stworzony z myślą o łóżkach szpitalnych system kółek WeAssist umożliwia niezwykle łatwe i wygodne manewrowanie łóżkiem szpitalnym. Rozwiązanie to natychmiast wykrywa nacisk wywierany na łóżko, korzystając w tym celu z oprogramowania do przetwarzania odbieranych sygnałów i precyzyjnego, odpowiednio do sytuacji, wspomagania ruchu. Czy to w czasie jazdy na wprost, czy też podczas manewrowania, podjazdu, zjazdu czy zatrzymania, opisywany system oferuje możliwość łatwego przemieszczania łóżka, kontroli jego ciężaru oraz zmniejszenia prędkości, w zależności od potrzeb. Dzięki temu czynności pchania, ciągnięcia czy zatrzymywania łóżka wymagają włożenia mniejszego wysiłku, zwłaszcza gdy pokonywane są zakręty lub powierzchnia pochyła. Wynikające ze stosowania WeAssist korzyści zdrowotne dla personelu medycznego są nieocenione – tylko jedna osoba wystarczy do wygodnego prowadzenia łóżka pod górę lub w dół, przez co wszystkie szpitale korzystające z opisywanego systemu mogą dużo efektywniej i sprawniej korzystać ze swych zasobów, zachowując jednocześnie wysoki standard opieki dla pacjentów.

https://www.linak.pl/nowości/2024/11/11/weassist-breaking-the-laws-of-motion/

Atramentowy system na papier ciągły Pro VC40000 firmy Ricoh

Najnowsza wersja atramentowego systemu na papier ciągły Pro VC40000 pozwala na dotrzymywanie terminów realizacji w drukarniach dzięki większej przepustowości podczas druku monochromatycznego. Działając z wydajnością nie większą od 180 m/min, przy zapewnionej rozdzielczości druku 600×600 dpi, prezentowany system umożliwia istotną redukcję kosztów, w szczególności

eprasa.pl 9ec3b90ffd

za sprawą funkcji dupleksu, simpleksu bądź podwójnego simpleksu. W ramach atramentowego systemu na papier ciągły Pro VC40000 używane są 2 następujące typy atramentów: barwnikowy – w przeważającej części stosowany przy druku transakcyjnym – oraz monochromatyczny, pigmentowy – do druku książek. Dzięki automatyzacji opartej na oprogramowaniu RICOH ProcessDirector wszystkie złożone zadania można łatwo zoptymalizować dla potrzeb wymagających środowisk drukarskich, nie wspominając o integracji procesów, redukcji czynności manualnych oraz zwiększeniu wydajności.

https://tiny.pl/g-567p92

RACV22-24SW firmy RECOM Power – sterownik LED do kolejowego oświetlenia przytorowego

Dostępny w wytrzymałej obudowie sterownik RACV22-24SW powstał, by sprostać wymaganiom w zakresie niezawodności obsługi oświetlenia przytorowego. Za sprawą kilku przydatnych funkcji i gwarantowanego stopnia ochrony IP65 opisywany sterownik stanowi rozwiązanie wyróżniające się trwałością, a przede wszystkim długą żywotnością. Występujące w sterowniku RACV22-24SW wejście zasilania sieciowego przeznaczone jest w praktyce dla napięcia przemiennego o wartości 176...264 V, uwzględniwszy przy tym korekcję współczynnika mocy (PFC). Na wyjście prezentowanego sterownika wyprowadzane jest stałe napięcie 24 V. Współczynnik sprawności przekracza 87% i nie zmienia się nawet w warunkach małego obciążenia. Temperatura pracy RACV22-24SW mieści się w zakresie od –30 do 50°C, a wymiary sterownika to: 29,4×7,6×4 cm. Prosty w obsłudze i w montażu – taki jest nowy sterownik RACV22-24SW. Urządzenie spełnia wymogi kluczowych standardów obowiązujących w branży kolejowej i jest sprzedawane z pięcioletnią gwarancja producenta. Charakteryzuje je także wzmocniona izolacja, przekładająca się wprost na podwyższoną trwałość rozwiązania.

https://tiny.pl/cm-dbwyz

Przenośny kompresor AIR8 MINI firmy NAVITEL – najmniejsza na rynku pompka rowerowa

W ofercie firmy NAVITEL pojawił się kompaktowy kompresor AIR8 MINI dla tych, którzy potrzebują przenośnego rozwiązania do pompowania m.in. opon rowerów czy piłek. Jest to produkt o wadze niespełna 110 g – z powodzeniem mieści się w kieszeni, niezależnie od tego, czy chodzi tutaj o kurtkę, czy o torbę podsiodłową. Kompaktowy kompresor AIR8 MINI firmy NAVITEL stanowi odpowiedni kompromis pomiędzy niedużym rozmiarem a możliwie jak najdłuższym czasie pracy na baterii – pojedyncze ładowanie wystarczają, by w dosyć krótkim czasie, co najmniej kilka razy napompować opony. Oferowana przez prezentowany kompresor wydajność pompowania wynosi 8 l powietrza w ciągu około 60 s – przy zapewnionej obsłudze ciśnień z przedziału 0...100 psi. Pełne naładowanie akumulatora następuje w czasie nie dłuższym niż 25 minut, a do zasilania kompresora przewidziano gniazdo USB-C zgodne z dostępnymi na rynku powerbankami, laptopami itp. W zestawie do dyspozycji użytkownika znajdują się: zestaw adapterów (do zaworów opon), igła do piłek, a także silikonowe etui chroniące kompaktowy kompresor AIR8 MINI przed wodą lub kurzem. Opisany gadżet może spełniać również funkcję światełka awaryjnego na rowerze po przyczepieniu go rzepem do ramy roweru.

https://navitel.cz/pl/about/news/2024/11/navitel_air8_mini

Wtyk zasilający 4799 firmy SCHURTER Electronics

W przypadku urządzeń elektrycznych, które są przenoszone lub przemieszczają się na skutek wibracji, istnieje ryzyko nieplanowanego wypięcia się kabli zasilających, co jest z pewnością kłopotliwe, a nawet może doprowadzić do poważnych konsekwencji. Żeby temu problemowi skutecznie zapobiec, oferowane na rynku wtyki zasilające, w tym model 4799 od SCHURTER Electronics, wyposażane są w system blokady V-Lock do silnego przytrzymywania dołączanych kabli. Model 4799 stanowi standaryzowany, spotykany w różnych zastosowaniach wtyk zasilający C19, sprawdzający się choćby w profesjonalnych aplikacjach audio/video, sprzęcie komputerowym czy urządzeniach medycznych – wszędzie tam, gdzie musi być zapewnione nieprzerwane, stabilne zasilanie. Certyfikowany zgodnie z normą IEC/UL/CCC 60320 wtyk zasilający 4799 nadaje się do stosowania z małoseryjnymi kablami zasilającymi. Ten dopuszczony na rynki europejski, chiński oraz północnoamerykański produkt zapewnia wysoką swobodę wyboru właściwego rodzaju kabla, niezawodnie funkcjonując w temperaturze od –25 do 70°C, przy obciążeniu do 16...20 A i wytrzymałości na przebicie na poziomie 3 kV. Spełnione są też wszystkie wymogi niepalności UL 94V-0, podczas gdy do produkcji modelu 4799 nie są stosowane ani związki halogenowe, ani szkodliwe dla środowiska tworzywa sztuczne. Wtyki 4799 pracują w I klasie ochrony (wg standardów IEC) i są dostępne w 3 kolorach: białym, czarnym lub szarym.

https://tiny.pl/bq081bvn

Jakub Tyburski
jakub.tyburski@elportal.pl

eprasa.pl 9ec3b90ffd

Hity następnego numeru • „Elektronika Praktyczna” 3/2025

Klasyk – wzmacniacz lampowy EL84 SE

EL84SE jest prostym wzmacniaczem dla osób rozpoczynających przygodę z elektroniką lampową. Układ to klasyczna aplikacja najpopularniejszych lamp przeznaczonych do wzmacniaczy audio: pentody EL84 i triody ECC83. Stereofoniczna konstrukcja zbudowana jest na bazie dwustronnej płytki drukowanej, a odpowiednie wyeksponowanie lamp na jednej stronie płytki (z resztą większych komponentów umieszczoną po stronie przeciwnej) ułatwia integrację z obudową i nadaje vintage'owego szyku, tak charakterystycznego dla konstrukcji lampowych.

Konwerter 4...20 mA na 0...10 V

Analogowe standardy transmisji przemysłowej wciąż są szeroko stosowane, o czym świadczy szeroka gama dostępnych na rynku czujników z wyjściem prądowym bądź napięciowym. Również istniejące już systemy, które nadal są w użyciu, wymagają niekiedy serwisu lub rozszerzenia o nowe sensory. Opisany w artykule konwerter pozwala na „przetłumaczenie” standardu pętli prądowej na wyjście napięciowe. Układ przetwarza sygnały pętli prądowej 4...20 mA na napięcie stałe w zakresie 0...10 V. Prosta kalibracja, możliwość przystosowania do standardu 0...5 V oraz zasilanie napięciem stałym w szerokim zakresie od 15 do 32 V to największe atuty proponowanego rozwiązania.

Temat numeru: Drukarki i mechanizmy termiczne

Drukarki termiczne znalazły niezliczone zastosowania w urządzeniach, z którymi na każdym kroku mamy styczność w codziennym życiu. Systemy POS, drukarki paragonów i etykiet, elektrokardiografy stacjonarne, samoobsługowe wagi sklepowe, a nawet aparatura pomiarowa czy niektóre stanowiska badawcze – to zaledwie kilka spośród setek zastosowań niewielkich, szybkich i cichych mechanizmów termicznych. W marcowej „Elektronice Praktycznej” zaglądamy do wnętrza tych ciekawych urządzeń – prezentujemy najważniejsze zagadnienia techniczne i implementacyjne, mało znane nawet tym konstruktorom, którzy pracują nad systemami bazującymi na gotowych drukarkach kioskowych czy mniejszych modułach OEM.

Elektronika w praktyce: Sprzęt lutowniczy i narzędzia dla elektroników

W świecie nowoczesnej elektroniki precyzyjny sprzęt lutowniczy i odpowiednio dobrane narzędzia ręczne – wraz z dodatkowym osprzętem – stanowią fundament wyposażenia pracowni. W marcowej odsłonie „Elektroniki w praktyce” przyjrzymy się szerokiemu wachlarzowi sprzętu lutowniczego, zwracając uwagę nie tylko na oferowany przezeń zakres funkcjonalności, ale także niezawodność, wygodę czy dostępność wyposażenia dodatkowego. Omówimy różnorodne rodzaje lutownic – od najprostszych kolb lutowniczych po zaawansowane, wielofunkcyjne stacje naprawcze. Zastanowimy się również, jakie cechy powinny mieć najlepsze narzędzia, by sprostać wymaganiom współczesnych montażystów i serwisantów.

Wykaz firm ogłaszających się w tym numerze „Elektroniki Praktycznej”

AKSOTRONIK 27
BORNICO 19
COMPUTER CONTROLS 7, 48
EGMONT INSTRUMENTS 60
GAMMA 41
HAMMOND 5
MARTHEL 42, 43
MICROS 29, 96
NEWLAND 75
SEMICON 9

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, Jakub Nowicki, 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, 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

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 9ec3b90ffd

MIKROKONTROLERY HITY SPRZEDAŻY

Megawin Technology oferuje wiele mikrokontrolerów 8-bitowych z szybkim rdzeniem 8051 i bogatym zestawem układów peryferyjnych oraz 32-bitowe układy z rdzeniem Cortex-M0 i Cortex-M3 kompatybilne z rozwiązaniami innych producentów. W przypadku mikrokontrolerów opartych na rdzeniu Cortex M0 producent oferuje trzy wersje tych urządzeń: Base Line - wersja podstawowa układów z tej rodziny, USB Line - wzbogacona o interfejs USB 2.0 działający z szybkością 12Mb oraz Value Line - układy dostępne w małych obudowach TSSOP20/QFN32. Wśród oferty Megawin dostępne są układy kompatybilne pod względem obudowy i schematu wyprowadzeń (pin to pin) z popularnymi układami z serii STM32F. Producent w swoim asortymencie posiada również narzędzia deweloperskie takie jak płytki ewaluacyjne czy debuggery, oraz zapewnia wsparcie programowe. **W sklepie Micros czeka na Ciebie bogaty wybór mikrokontrolerów Megawin.**

Symbol	MG82F6B001AS8	MG32F02A064AD64	MG32F103CBT6	MG32F103RBT6	MG32F104RCT6
Wbudowana pamięć	8kB-FLASH, 1kB-RAM, 512B-EEPROM	64kB-FLASH, 8kB-SRAM,	128kB-FLASH, 28kB-SRAM,	128kB-FLASH, 28kB-SRAM,	256kB-FLASH, 36kB-SRAM,
Częstotliwość	16MHz	48MHz	72MHz	72MHz	96MHz
I/O	6	59	37	51	51
Interfejsy	UART, SPI, TWI	UART, SPI, TWI,	UART, SPI, TWI, USB	UART, SPI, TWI, USB	UART, SPI, TWI, USB
Obudowa	SOP08	LQFP64	LQFP48	LQFP64	LQFP64

ST

Rodzina mikrokontrolerów STM32, produkowanych przez firmę STMicroelectronics obejmuje szeroki zakres kontrolerów, które różnią się między sobą pod względem wydajności, funkcji, pamięci, a także innych parametrów. Jednakże, wszystkie one korzystają z zaawansowanej architektury rdzeni ARM Cortex-M, co zapewnia wysoką wydajność, efektywność energetyczną i szerokie wsparcie dla narzędzi programistycznych. Dzięki temu są one popularnym wyborem wśród programistów i inżynierów, którzy projektują systemy wbudowane dla różnych zastosowań, od prostych urządzeń peryferyjnych po zaawansowane systemy kontrolne. W ofercie Microsa znajdziemy produkty z serii: STM32F0, STM32F1, STM32F2, STM32F3, STM32F4, STM32F7, STM32L1, STM32L2, STM32L4(+). Dostępne są też inne rodziny układów, takie jak: ST6, ST7, ST10 i STM8. **W sklepie Micros czeka na Ciebie bogata oferta mikrokontrolerów ST.**

Symbol	STM32F030F4P6	STM32F103C8T6	STM32F103CBT6	STM32F407VGT6	STM32F103RET6
Wbudowana pamięć	16kB-FLASH, 4kB RAM	64kB-FLASH, 20kB-SRAM	128kB-FLASH, 20kB-SRAM	1MB-FLASH, 192kB-SRAM	512kB-FLASH, 64kB RAM
Częstotliwość	48MHz	72MHz	72MHz	168MHz	72MHz
I/O	15	37	37	82	51
Interfejsy	UART, SPI, TWI	USART, SPI, TWI, CAN, USB	USART, SPI, TWI, CAN, USB	UART/USART,SPI,TWI,CAN,ETHERNET,USB	UART/USART, SPI, TWI, CAN, USB
Obudowa	TSSOP20	LQFP48	LQFP48	LQFP100	LQFP64

ATMEL

ATMEL (aktualnie MICROCHIP) produkuje trzy główne grupy mikrokontrolerów: MCS-51, AVR i ARM. Mikrokontrolery z rodziny AVR to nowoczesne procesory z optymalnie zaprojektowaną strukturą wejść/wyjść, architekturą RISC, wykonujące wszystkie instrukcje w jednym cyklu zegara. Przemyślana konstrukcja pozwala na istotne ograniczenie elementów zewnętrznych. Wbudowane funkcje wewnętrzne (w zależności od modelu): zegar, timery, UART, SPI, TWI, CAN, rezystory pull-up, PWM, przetworniki A/D, watchdog i wiele innych. **W sklepie Micros znajdziesz szeroki wybór mikrokontrolerów Atmel.**

Symbol	ATMEGA128A-AU	ATMEGA2561-16AU	ATMEGA8A-PU	ATMEGA16A-AU	ATMEGA168PA-AU
Wbudowana pamięć	128kB-FLASH, 4kB RAM, 4kB-EEPROM	256kB-FLASH, 8kB RAM, 4kB-EEPROM	8kB-FLASH, 1kB RAM, 512B-EEPROM	16kB-FLASH, 1kB RAM, 512B-EEPROM	16kB-FLASH, 1kB RAM, 512B-EEPROM
Częstotliwość	16MHz	16MHz	16MHz	16MHz	20MHz
I/O	53	54	23	32	23
Interfejsy	USART, SPI, TWI	USART, SPI, TWI	USART, SPI, TWI	USART, SPI, TWI	USART, SPI, TWI
Obudowa	TQFP64	TQFP64	PDIP28W	TQFP44	TQFP32

MICROCHIP

Firma MICROCHIP znana jest z bardzo interesujących mikrokontrolerów PIC, których dużą zaletą jest wzajemna kompatybilność oraz długotrwała dostępność. Pośród dostępnych modeli znaleźć można zarówno wersje 8-bitowe, 16-bitowe, jak i 32-bitowe. W ofercie Microsa znaleźć można produkty z rodzin: PIC10F, PIC12F, PIC16F, PIC18F, PIC24F, PIC32M, dsPIC30F i dsPIC33F, z czego te dwie ostatnie obejmują układy wyspecjalizowane w cyfrowym przetwarzaniu sygnałów. **W sklepie Micros znajdziesz obfitą gamę mikrokontrolerów Microchip.**

Symbol	PIC18F67K22-I/PT	PIC16F628A-I/P	PIC12F675-I/SN	PIC12F1822-I/SN	PIC16F1823-I/SL
Wbudowana pamięć	128kB-FLASH, 4kB RAM, 1kB-EEPROM	3,5kB-FLASH, 128B-EEPROM, 224B-SRAM	1,75kB-FLASH, 64B RAM, 128B-EEPROM	3,5kB-FLASH, 256B-EEPROM, 128B-SRAM	3,5kB-FLASH, 128B RAM, 256B-EEPROM
Częstotliwość	64MHz	20MHz	20MHz	32MHz	32MHz
I/O	53	16	6	5	11
Interfejsy	USART, SPI, TWI	USART	-	UART, SPI, TWI	USART, SPI, TWI
Obudowa	TQFP64	PDIP18	SOP08	SOP08	SOP14

NXP

Dużą popularnością wśród rodzin ARM-ów, cieszy się seria LPC firmy NXP. W ramach tych produktów oferta firmy Micros koncentruje się na podgrupach: LPC1100, LPC1200, LPC1300, LPC1500, LPC1800, LPC2000, LPC3000, LPC4000, LPC4300. **W sklepie Micros znajdziesz obszerny wybór mikrokontrolerów NXP.**

Symbol	LPC2132FBD64/01	LPC2148FBD64	LPC1765FBD100	LPC1115FBD48/303	LPC1768FBD100
Wbudowana pamięć	64kB-FLASH, 16kB RAM	512kB-FLASH, 40kB RAM	256kB-FLASH, 64kB RAM	64kB-FLASH, 8kB RAM	512kB-FLASH, 64kB RAM
Częstotliwość	60MHz	60MHz	100MHz	50MHz	100MHz
I/O	47	45	70	42	70
Interfejsy	UART, SPI, TWI	UART, SPI, TWI, USB	UART, SPI, TWI, CAN, USB	UART, SPI, TWI	UART, SPI, TWI, CAN, USB, ETHERNET
Obudowa	LQFP64	LQFP64	LQFP100	LQFP48	LQFP100

GEEHY

Geehy Semiconductor produkuje alternatywne wersje procesorów STM32F, bazując na własnym „know-how" i procesie technologicznym. Ich układy APM to odpowiedniki na zasadzie FFF (fit-form-function), czyli alternatywny projekt o takiej samej funkcjonalności i rozkładzie pinów w obudowach. Geehy jest oficjalnym partnerem (licencjonobiorcą) firmy ARM, co oznacza, że zgodność binarna wytwarzanych układów jest duża i nie ma z nimi problemów kompatybilności oprogramowania. **W sklepie Micros znajdziesz szeroki wybór mikrokontrolerów Geehy.**

Symbol	APM32F103RET6	APM32E103VET6	APM32F003F6P6	APM32F407VGT6	APM32F103RBT6
Wbudowana pamięć	512kB-FLASH, 128kB RAM	512kB-FLASH, 128kB RAM	32kB-FLASH, 4kB RAM	1MB-FLASH, 192kB RAM	128kB-FLASH, 20kB-RAM
Częstotliwość	96MHz	120MHz	48MHz	168MHz	128MHz
I/O	51	80	16	82	51
Interfejsy	UART/USART, SPI, TWI, CAN, USB	UART/USART, SPI, TWI, CAN, USB	USART, SPI, TWI	UART/USART,SPI,TWI,CAN,USB,ETHERNET	USART, SPI, TWI, CAN, USB
Obudowa	LQFP64	LQFP100	TSSOP20	LQFP100	LQFP64

MICROS

MICROS sp.j. W.Kędra i J.Lic
ul. E.Godlewskiego 38, 30-198 Kraków
tel.: +48 12 636 95 66, e-mail: bok@micros.com.pl

www.micros.com.pl
Odwiedź nasz sklep internetowy!

eprasa.pl 9ec3b90ffd