Wydanie elektroniczne dostępne na www.ulubionykiosk.pl

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

EP.com.pl

● Międzynarodowy magazyn elektroników konstruktorów ● styczeń–luty 1–2/2026 ●

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

- Przystawka laboratoryjna JJMDAQ • Zasilacz buforowy do przedwzmacniaczy gramofonowych
- Warsztatowy generator OCXO 10 MHz
- Wzmacniacz dystrybucyjny do warsztatowego generatora OCXO

podzespoły, sprzęt, aplikacje

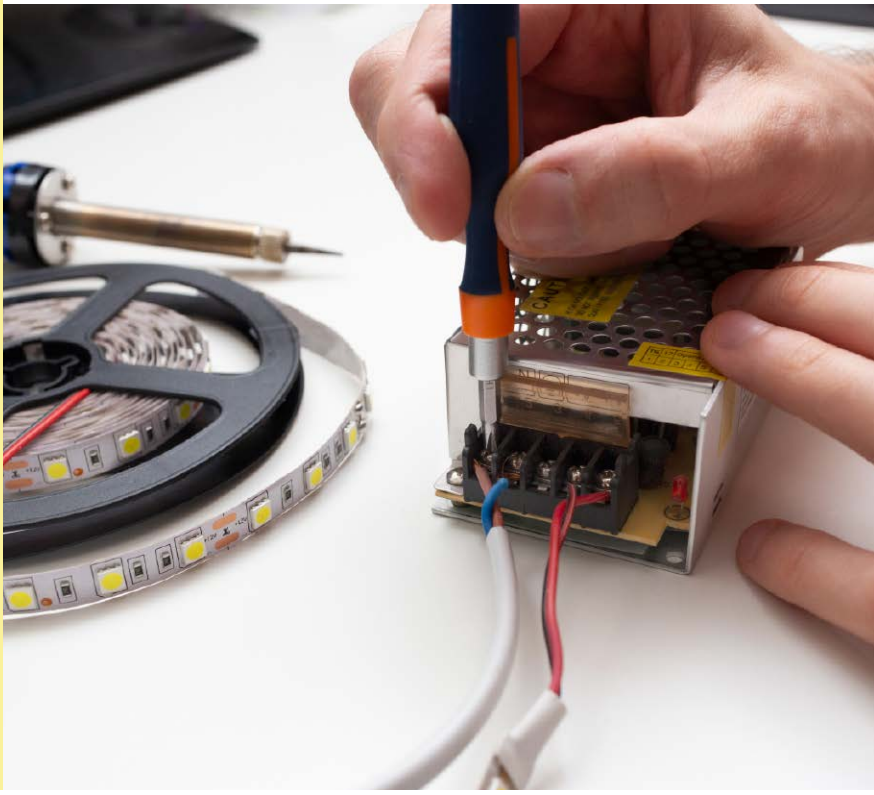
- Oscyloskop – Twój nowy analizator widma
- Od źródła prądowego do ekranów 4K. Przegląd scalonych sterowników LED • Kontrolery MIDI

tutoriale

- Cyfrowa regulacja głośności • Syntezatory dźwięku. Wzmacniacze sterowane napięciem
- Monostabilne układy czasowe • Technologie, których należy unikać, gdy nie jesteś megakorporacją

kursy

- Pomiary charakterystyk częstotliwościowych. Komercyjne układy m.cz. – c.d. • Programowanie w środowisku MicroPython. Captive Portal i serwer DNS.



ISSN 1230-3526 Indeks 357677
9 771230 352269 01
20 zł (w tym 8% VAT) • PRICE: 8 EUR

ZASILACZE I STEROWNIKI LED

eprasa.pl 8c835b9be4

–15%
NA START
170 zł

–30%
po pierwszym roku prenumeraty
140 zł

–40%
po drugim roku prenumeraty
120 zł

–50%
po trzecim roku nieprzerwanej prenumeraty
100 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 15%** 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 112 zł.

Dodatkowa oferta dla prenumeratorów wersji drukowanej: jeśli już subskrybujesz wersję papierową, możesz dokupić równoległe e-wydania w cenie 32 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

eprasa.pl 8c835b9be4

Oczy współczesnego świata

Otoczenie, w którym dziś funkcjonujemy, coraz trudniej opisać bez odwołania się do pomiarów. I nie chodzi tu o pomiar rozumiany klasycznie – jednorazowy, wykonywany w kontrolowanych warunkach laboratoryjnych, zamknięty w raporcie lub arkuszu kalkulacyjnym – lecz o pomiar powtarzalny, dyskretny, często niezauważalny dla użytkownika, a jednak stale obecny „w tle". Czujniki są bowiem podstawowym kanałem komunikacji pomiędzy światem fizycznym a systemami elektronicznymi, które ten świat obserwują, interpretują i coraz częściej także przewidują jego zachowanie, a w efekcie – w jakimś stopniu również same go kształtują. To właśnie one nadają suchym, liczbowym danym kontekst i sens, bez którego nawet najbardziej zaawansowane algorytmy pozostają jedynie abstrakcyjną matematyką.

Szczególnie wyraźnie widać to w obszarze medycyny, gdzie znaczenie sensorów w ostatnich latach uległo fundamentalnej zmianie. Jeszcze stosunkowo niedawno elektronika medyczna kojarzyła się głównie z dużymi, stacjonarnymi aparatami diagnostycznymi, obsługiwanymi przez wyspecjalizowany personel. Dziś coraz większy nacisk kładzie się na monitorowanie pacjenta poza murami szpitala – w domu, w trakcie codziennej aktywności, a nawet podczas snu. To właśnie czujniki umożliwiają przejście od medycyny reaktywnej, opartej na epizodycznych badaniach, do medycyny ciągłej i predykcyjnej, w której kluczowe stają się trendy, zmiany i odchylenia od indywidualnej normy pacjenta. A ta ostatnia jest przecież inna u każdego z nas.

Miniaturowe sensory bioelektryczne, optyczne, mikromechaniczne czy chemiczne pozwalają dziś mierzyć parametry życiowe z dokładnością, która jeszcze dekadę temu była zarezerwowana wyłącznie dla sprzętu klinicznego. Co więcej, pomiar ten odbywa się często w warunkach dalekich od idealnych – w czasie ruchu, przy zmiennej temperaturze, zakłóceniach elektromagnetycznych czy ograniczonym budżecie energetycznym. To sprawia, że rola czujnika nie kończy się na samym przetworzeniu wielkości fizycznej na sygnał elektryczny. Równie istotne stają się: stabilność długoterminowa, odporność na dryft, powtarzalność oraz możliwość wykonania wiarygodnej autodiagnostyki. Wszak w medycynie błędny pomiar bywa gorszy niż jego brak.

Podobna filozofia coraz mocniej przenika do świata przemysłu, zwłaszcza w kontekście konserwacji predykcyjnej. Klasyczne podejście do utrzymania ruchu, oparte na okresowych przeglądach lub reakcjach na występujące awarie, ustępuje miejsca strategiom, w których kluczowe znaczenie ma wczesne wykrywanie symptomów nadchodzących problemów. Czujniki drgań, temperatury, prądu, ciśnienia czy naprężeń pozwalają obserwować maszynę w sposób ciągły, wychwytując subtelne zmiany, które dla operatora pozostają niewidoczne, nawet przy użyciu wysokiej klasy sprzętu pomiarowego. Bo często nie liczy się wynik pomiaru wykonanego tu i teraz. Najcenniejsze informacje tkwią w subtelnych trendach i powtarzalnych patternach. Zanim dojdzie do zatrzymania linii produkcyjnej, system potrafi wskazać element wymagający interwencji – często z wyprzedzeniem liczonym w dniach lub tygodniach.

Konserwacja predykcyjna to jednak nie tylko kwestia oszczędności czy zwiększenia dostępności maszyn. To również zmiana sposobu myślenia o danych pomiarowych. Pojedynczy czujnik rzadko daje pełny obraz sytuacji – dopiero korelacja informacji z wielu źródeł pozwala zbudować wiarygodny model stanu technicznego urządzenia. W tym sensie sensory stają się wewnętrznymi zmysłami systemu, a algorytmy analityczne jego układem nerwowym – podobnie jak receptory wewnątrz ludzkiego ciała, które sygnalizują rozmaite zjawiska z naszego „życia wewnętrznego". Co ciekawe, nierzadko znaczna część tej analizy odbywa się lokalnie, bezpośrednio na poziomie węzła pomiarowego, co skraca czas reakcji i zmniejsza obciążenie infrastruktury komunikacyjnej.

Warto zauważyć, że granice pomiędzy medycyną, przemysłem i IoT zaczynają się w tym miejscu zacierać. Te same koncepcje – ciągły pomiar, analiza trendów, wykrywanie anomalii i predykcja – znajdują zastosowanie zarówno w monitorowaniu stanu pacjenta, jak i kondycji silnika czy pompy przemysłowej. Różni się kontekst, inna jest też stawka, o którą toczy się gra – ale fundament pozostaje ten sam: zaufanie do danych, które dostarcza sensor. Bez tego zaufania cały łańcuch decyzyjny traci sens.

Na tym tle szczególnie interesująco prezentują się technologie wywodzące się z sektora kosmicznego, gdzie czujnik bardzo często jest jedynym „świadkiem" zachodzących zjawisk. W ekstremalnych warunkach próżni, promieniowania i skrajnych temperatur niezawodność pomiaru staje się kwestią krytyczną. Doskonale wiedzieli o tym inżynierowie NASA, którzy właśnie na podstawie danych telemetrycznych naprędce opracowywali awaryjne plany ratunkowe dla załogi feralnego lotu Apollo 13. Co ciekawe, to właśnie rozwiązania opracowywane z myślą o kosmosie coraz częściej trafiają do zastosowań naziemnych – także w medycynie i przemyśle – wymuszając wysoki poziom jakości, odporności i powtarzalności.

Patrząc na te wszystkie obszary, trudno oprzeć się wrażeniu, że czujniki przestały być drugoplanowym elementem systemów elektronicznych. Stały się ich fundamentem i punktem wyjścia do dalszej cyfryzacji świata. Możemy budować coraz szybsze procesory i coraz bardziej wyrafinowane algorytmy, ale bez rzetelnego, stabilnego i dobrze zrozumianego pomiaru pozostaną one jedynie ślepymi i głuchymi narzędziami bez kontaktu z rzeczywistością. To właśnie sensory decydują dziś o tym, jak dobrze elektronika „rozumie" świat – a od tego zrozumienia zależy przyszłość zarówno nowoczesnej medycyny, jak i inteligentnego przemysłu.

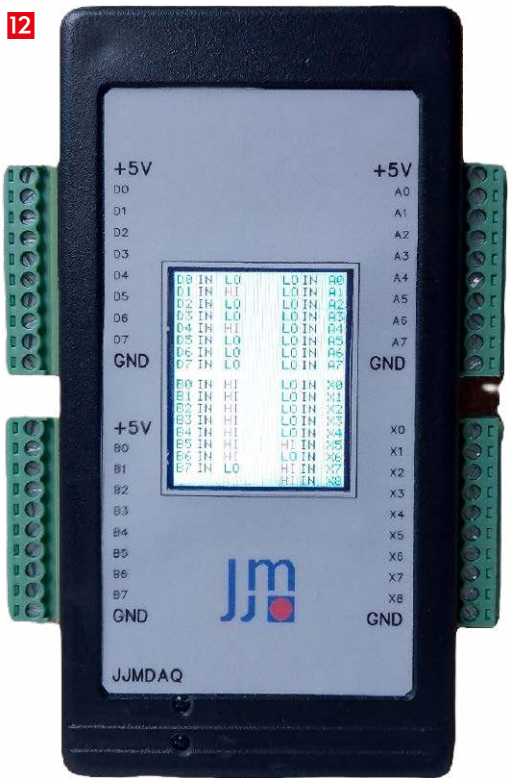
Przemysław Musz

eprasa.pl 8c835b9be4

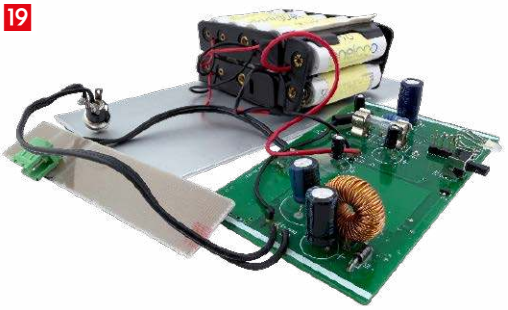
ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

nr 1–2 (396) • styczeń–luty 2026

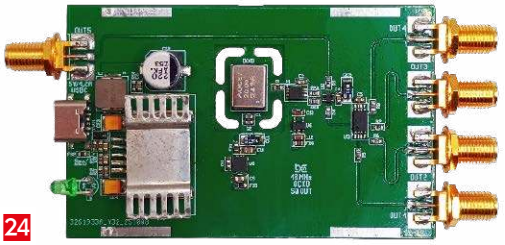
12



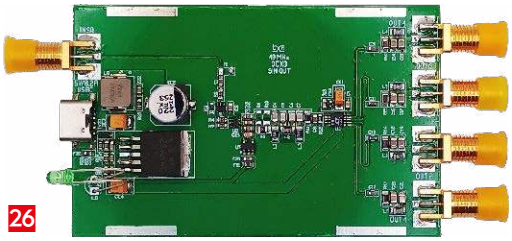
19



24



26



Nie przeocz

Nowe podzespoły 6

Koktajl niusów 76

Projekty

Przystawka laboratoryjna JJMDAQ 12

Zasilacz buforowy do przedwzmacniaczy gramofonowych 19

Miniprojekty

Warsztatowy generator OCXO 10 MHz 24

Wzmacniacz dystrybucyjny do warsztatowego generatora OCXO 26

Sprzęt

Oscyloskop – Twój nowy analizator widma 29

Temat numeru

Kontrolery MIDI 32

Audio bez tajemnic

Cyfrowa regulacja głośności 42

Syntezatory dźwięku (5). Wzmacniacze sterowane napięciem 44

Notatnik konstruktora

Monostabilne układy czasowe 46

Elektronika w praktyce

Od źródła prądowego do ekranów 4K.
Przegląd scalonych sterowników LED 48

Felieton

Technologie, których należy unikać, gdy nie jesteś megakorporacją 56

Kursy

Pomiary charakterystyk częstotliwościowych (7).
Komercyjne układy m.cz. – c.d. 59

Programowanie w środowisku MicroPython (9).
Captive Portal i serwer DNS 72

Prenumerata 2

Od wydawcy 3

Hity następnego numeru 79

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

eprasa.pl 8c835b9be4

TAWOIA Glass (szkło kwarcowe)

https://sklep.avt.pl/pl/menu/tawoia-glass-4505.html

BESTSELLERY sklepu AVT – sklep.avt.pl

3 unikalne serie gniazdek i włączników

Rabat dla Czytelników EP
przy zakupie podaj kod **EP2505GW**

-5%

Rabat dla Prenumeratorów EP
przy zakupie podaj numer prenumeraty

-10%

Ceramic Loft (ceramika)

https://sklep.avt.pl/pl/menu/seria-ceramic-loft-4190.html

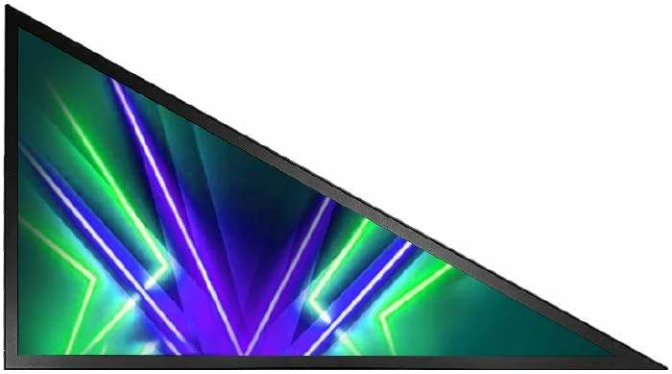
Retro PRL (bakelit)

https://sklep.avt.pl/pl/series/retro-prl-3237.html

eprasa.pl 8c835b9be4

nowe podzespoły

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



Trójkątny wyświetlacz LCD-TFT o rozdzielczości 1920×1080 px i jasności 1000 cd/m²

W ostatnich latach na rynku pojawiają się alternatywy dla klasycznych, prostokątnych wyświetlaczy LCD-TFT. Coraz częściej można się natknąć na produkty o nietypowych proporcjach i kształtach. Wśród nich dostępne są wyświetlacze trójkątne, które jeszcze niedawno wydawały się czysto koncepcyjną ciekawostką, a dziś wchodzą do regularnej oferty firmy Litemax. Jednym z nich jest 32-calowy model SSD3205A, który – dzięki bardzo dobrym parametrom optycznym oraz wysokiej niezawodności – może być wykorzystywany w aplikacjach przemysłowych. Pracuje on z rozdzielczością 1920×1080 pikseli. Zawiera elektronikę obsługującą standardowy sygnał wideo (dla obrazu prostokątnego), natomiast widoczny obszar ma formę trójkąta. Dlatego przygotowanie treści powinno uwzględniać ten kształt, aby w pełni wykorzystać możliwości ekranu.

Duża jasność (1000 cd/m²) i współczynnik kontrastu (4900:1) oraz szerokie kąty widzenia 89°/89°/89°/89° sprawiają, że model SSD3205-A gwarantuje optymalną czytelność obrazu w różnych warunkach oświetleniowych i pod różnymi kątami. Dzięki długiej żywotności podświetlenia LED przekraczającej 100 tys. godzin, ekran nadaje się do pracy w trybie ciągłym. Interfejsy HDMI i DP umożliwiają jego integrację z różnymi systemami i zapewniają stabilną transmisję danych.

Parametry modelu SSD3205-A	
Przekątna	32”
Rozdzielczość	1920×1080 pikseli
Proporcje	16:9
Obszar aktywny	698,4×392,9 mm
Jasność	1000 cd/m²
Kontrast	4900:1
Kąty widzenia	89° /89° /89° /89°
Wymiary zewnętrzne	753,72×437,86×48,2 mm
Wymiary ramki	15,82/18,14/18,14 mm
Interfejsy	HDMI, DP
Zasilanie	12 V
Pobór mocy	37 W
Zakres temperatur pracy	0...50°C
Żywotność podświetlenia	>100 tys. godzin

Model SSD3205-A może znaleźć zastosowanie w systemach digital signage, transporcie publicznym, na stoiskach targowych oraz wszędzie tam, gdzie klasyczny ekran się nie zmieści, a trójkątny kształt pozwala efektywnie zagospodarować dostępne miejsce.

www.unisystem.com

Dwubiegunowe przełączniki dwupozycyjne do hamulców postojowych

W sierpniu 2025 firma Alps Alpine rozpoczęła masową produkcję nowej serii dwubiegunowych przełączników dwupozycyjnych SPVQF do samochodowych hamulców postojowych. Powstały one na bazie wcześniejszej serii SPVQC, której sprzedaż w ciągu ostatnich 10 lat osiągnęła 350 milionów sztuk. Nowa wersja SPVQF odznacza się mniejszymi gabarytami i cichszą pracą, co odpowiada aktualnym wymaganiom rynku motoryzacyjnego. Szerokość komponentu została zmniejszona o około 50%, a poziom hałasu obniżono o 5 dB.

Zmiana konstrukcji hamulców postojowych w pojazdach, polegająca na przejściu z dźwigni i pedałów na elektryczne układy obsługiwane przyciskiem, wiąże się z koniecznością innego rozmieszczenia elementów sterujących wewnątrz kabiny. Dodatkowo, zastosowanie dużych ekranów w konsoli centralnej zwiększa zapotrzebowanie na przyciski o mniejszych gabarytach, a rozwój rynku pojazdów elektrycznych wymusza ograniczenie hałasu działania elementów mechanicznych. Przełączniki SPVQF zostały zaprojektowane tak, aby spełnić oba te wymogi.

Dwubiegunowa, dwupozycyjna architektura przełączników SPVQF umożliwia pracę nawet w przypadku awarii jednego z obwodów. Zmniejszone gabaryty (8,5×7,0×6,3 mm) ułatwiają projektowanie układów sterowania wewnątrz pojazdu. Maksymalna siła aktywowania wynosi 1,8 N, dopuszczalne obciążenie elektryczne to 50 mA/18 VDC, a początkowa rezystancja styków nie przekracza 75 mΩ. Trwałość mechaniczną producent określa na 300 tys. cykli. Obudowa przełączników SPVQF charakteryzuje się stopniem ochrony IP6K7, świadczącym o wysokiej odporności na pył i wodę.

www.alpsalpine.com

Najmniejsze na rynku diody TVS 3 kA w obudowach SMD o wymiarach 10,6×8,1×3,0 mm

Firma Littelfuse wprowadza do oferty nową serię diod zabezpieczających TVS DFNAK3, zapewniających ochronę przed prądami udarowymi o natężeniu do 3 kA (8/20 µs).

eprasa.pl 8c835b9be4

	Napięcie robocze (VR)	Prąd upływu @ VR	VBR	VC @ IPP= 3000 A	Maksymalna pojemność
DFNAK3-058C-D1	58 V	10 µA	64...70 V	100 V	3,1 nF
DFNAK3-066C-D1	66 V		72...80 V	110 V	2,7 nF
DFNAK3-072C-D1	72 V		80...90 V	120 V	2,4 nF
DFNAK3-076C-D1	76 V		85...95 V	125 V	2,2 nF
DFNAK3-080C-D1	80 V		89...100 V	130 V	2,1 nF

Są to diody o rekordowym stosunku prądu znamionowego do objętości, zaprojektowane do systemów zasilanych napięciem stałym oraz aplikacji Power over Ethernet (PoE), pracujących w wymagających warunkach. W przeciwieństwie do tradycyjnych diod TVS o dużej odporności na przepięcia, dostępnych głównie w obudowach do montażu przewlekanego, diody DFNAK3 są zamykane w niskoprofilowych obudowach DFN o wymiarach 10,6×8,1×3,0 mm, zajmujących powierzchnię montażową mniejszą nawet o 70% od poprzedników. Dodatkowo charakteryzują się mniejszym napięciem ograniczenia (clamping voltage), zapewniającym skuteczniejszą ochronę komponentów elektronicznych. Są zgodne z wymogami normy IEC 61000-4-5 Level 4 w zakresie ochrony przepięciowej. Ich oferta obejmuje 5 wariantów o napięciu roboczym od 58 do 80 V.

www.littelfuse.com

Wytrzymałe, miniaturowe złącza LEMO z serii Optima D do systemów mission-critical

Firma LEMO wprowadza na rynek nową serię złączy Optima D przeznaczonych do pracy w najbardziej wymagających warunkach środowiskowych i łączących małe gabaryty z niezawodnością klasy militarnej. Są to złącza zaprojektowane specjalnie do aplikacji wojskowych, lotniczych i mission-critical, charakteryzujące się stopniem ochrony IP68 (20 m/2 h), nawet w stanie rozłączonym. Zapewniają zgodność z wymogami normy MIL-STD-810H w zakresie odporności na udary, wibracje i ekstremalne warunki środowiskowe. Zastosowane w nich zatrzaski Push-Pull / Break-Away umożliwiają bezpieczne łączenie przy braku widoczności (blind mating), a modułowa konstrukcja z 5-kierunkowym systemem kodowania zapewnia ich szybkie wdrażanie i bezbłędne łączenie.

Złącza Optima D oferują wiele opcji konfiguracyjnych (m.in. USB, Ethernet, wielobiegunowe i koncentryczne). Dzięki miniaturowej, formowanej wtryskowo obudowie o długości mniejszej o 25% od standardowych złączy LEMO, omawiane komponenty mogą być integrowane w niewielkich przestrzeniach, bez pogorszenia integralności sygnału i wytrzymałości. Producent oferuje ponadto usługi formowania wtryskowego, projektowania wiązek kablowych, etykietowania oraz produkcji zgodnej z wymogami certyfikatów IPC-620, ISO 9001, AS9100 i MIL-STD-810.

www.lemo.com

Miniaturowe konwertery DC/DC step-down 1 A z wbudowaną cewką i trybem sterowania HiSAT-COT

Firma Torex opracowała dwa miniaturowe, 1-amperowe konwertery DC/DC z wbudowaną cewką indukcyjną, zamykane w obudowach SMD o wymiarach 2,5×2,0×1,0 mm. XCL239

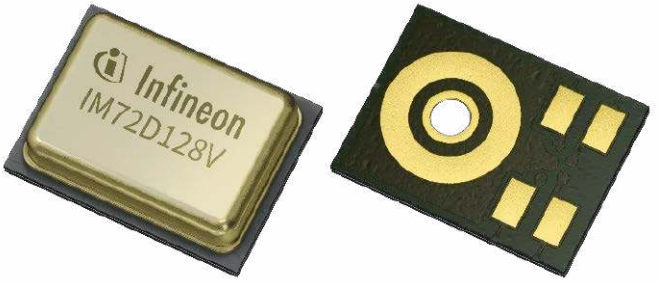
REKLAMA

eprasa.pl 8c835b9be4

i XCL240 pracują w trybie sterowania HiSAT-COT, zapewniającym krótki czas odpowiedzi i bardzo dobrą stabilność napięcia wyjściowego. Wymagają współpracy jedynie z dwoma miniaturowymi kondensatorami ceramicznymi w obwodach wejściowym i wyjściowym, pozwalając ograniczyć koszty i zrealizować obwód zasilania w bardzo małej odległości od obciążenia. Do ich zalet należy też niski poziom emisji elektromagnetycznej (znacznie poniżej wartości progowej CISPR 32), pozwalający na zastosowania w aplikacjach wrażliwych na RFI.

Nowe konwertery pracują w zakresie napięcia wejściowego od 2,5 do 5,5 V i umożliwiają programowanie napięcia wyjściowego w zakresie od 0,8 do 3,6 V, w krokach co 0,05 V. Zapewniają sprawność sięgającą 90% i dokładność stabilizacji napięcia wyjściowego równą ±2%. Różnią się trybem pracy (PWM w przypadku XCL239 i PWM/PFM w przypadku XCL240). Mogą pracować w temperaturze otoczenia od –40 do +105°C. Zawierają zabezpieczenia termiczne, zwarciowe i podnapięciowe, układ miękkiego startu, a także ogranicznik prądowy.

www.torex-europe.com



Nowe mikrofony MEMS XENSIV o wysokiej jakości dźwięku i niewielkim poborze mocy

Infineon rozszerza ofertę mikrofonów MEMS XENSIV o dwa nowe modele IM72D128V i IM69D129F, charakteryzujące się doskonałą jakością dźwięku i małym poborem mocy. Są to mikrofony cyfrowe PDM zrealizowane w opatentowanej przez firmę technologii podwójnej, uszczelnionej membrany (SDM – Sealed Dual Membrane), charakteryzujące się stopniem ochrony IP67, świadczącym o dużej odporności na wodę i pył.

IM72D128V wyróżnia się wysokim stosunkiem sygnału do szumu, wynoszącym 71,5 dB. Pracuje przy bardzo małym poborze prądu, wynoszącym 430 µA w normalnym trybie pracy i 160 µA w trybie energooszczędnym. Nadaje się doskonale do zastosowań w urządzeniach o zasilaniu bateryjnym, np. w wysokiej klasy słuchawkach z aktywną redukcją szumu. Jest zamykany w obudowie o wymiarach 4×3×1,2 mm.

IM69D129F został zaprojektowany z myślą o aplikacjach, w których priorytetem jest miniaturyzacja podzespołów. Jego wymiary zredukowano do zaledwie 3,5×2,65×0,98 mm. Układ charakteryzuje się stosunkiem sygnału do szumu równym 69 dB. Jego pobór prądu wynosi 450 µA w normalnym trybie pracy i 170 µA w trybie energooszczędnym.

Omawiane mikrofony mogą znaleźć zastosowania w aplikacjach takich, jak Voice User Interface (VUI) w inteligentnych głośnikach, samochodowe systemy informacyjno-rozrywkowe, urządzenia IoT czy też automatyka domowa i przemysłowa. Ponadto są zalecane do aplikacji monitoringu przemysłowego i domowego, wymagających identyfikowania wzorców audio. Zostały wyposażone w niskoszumny przedwzmacniacz, przetwornik A/C sigma-delta i interfejs cyfrowy PDM, umożliwiający łatwą integrację z nowoczesnymi systemami audio. Charakteryzują się płaską charakterystyką częstotliwościową, zapewniającą precyzyjną reprodukcję dźwięku, a także tolerancją czułości ±1 dB, czyniącą je idealnym wyborem do systemów wielomikrofonowych.

www.infineon.com

Pierwsze na rynku bezpieczniki z kwalifikacją AEC-Q200 o napięciu znamionowym do 1000 VDC

Rurkowe bezpieczniki topikowe z serii 828 i 827 są pierwszymi tego typu elementami z kwalifikacją AEC-Q200, dostępnymi w wersjach na napięcia znamionowe do 1000 VDC. Zostały zaprojektowane do zastosowań w ładowarkach pokładowych i modułach dystrybucji mocy. Pozwalają wyeliminować potrzebę stosowania dodatkowych akcesoriów montażowych lub złożonych procesów formowania wyprowadzeń, upraszczając do minimum integrację z obwodami wysokonapięciowymi i zapewniając efektywne wykorzystanie miejsca na płytce drukowanej. Ich solidna konstrukcja zapewnia niezawodność w trudnych warunkach pracy, co jest kluczowe w przypadku zastosowań w pojazdach elektrycznych.

Bezpieczniki z serii 828 i 827 różnią się napięciem znamionowym, wynoszącym odpowiednio 1000 VDC i 800 VDC. Charakteryzują się małymi wymiarami, zdolnością wyłączeniową do 10 kA i szerokim zakresem dopuszczalnej temperatury pracy od –55 do +125°C. Występują w dwóch konfiguracjach: do montażu przewlekanego (THT) i przykręcenia (bolt-down).

www.littelfuse.com

Miniaturowe, aluminiowe kondensatory elektrolityczne z kwalifikacją AEC-Q200

Miniaturowe, aluminiowe kondensatory elektrolityczne z serii B41699 i B41799 firmy TDK wyróżniają się szerokim zakresem temperatury roboczej od –55 do +140°C oraz dużą odpornością na wibracje. Ich żywotność wynosi 4000 godzin w temperaturze +125°C, przy znamionowych wartościach napięcia i prądu tętnienia, a czas składowania może wynosić nawet 15 lat w temperaturze otoczenia +35°C. Wymiary wynoszą – w zależności od wariantu – od ∅ 16×25 mm do ∅ 21×49 mm.

Kondensatory z serii B41699 i B41799 uzyskały kwalifikację AEC-Q200, pozwalającą na zastosowania w elektronice samochodowej. Są produkowane w obudowach z wyprowadzeniami osiowymi (B41699) i z tzw. gwiazdą lutowniczą (B41799). Oferta obejmuje modele o pojemności od 1800 µF do 13000 µF i napięciu znamionowym 25 V lub 35 V. Ich niska rezystancja ESR umożliwia pracę z dużymi prądami tętnienia, sięgającymi 34,6 A (10 kHz, +125°C). Dodatkowo dostępne są warianty o zwiększonej odporności mechanicznej, wytrzymujące wibracje do 60 g.

www.tdk-electronics.tdk.com

Nowe termistory NTC do ograniczania prądu rozruchowego

Termistory NTC SL2220007 firmy Vishay Ametherm są przeznaczone do ograniczania prądu rozruchowego w układach zasilania i napędach elektrycznych. Wykazują dużą rezystancję początkową, która redukuje natężenie prądu udarowego podczas włączania urządzenia. W ciągu kilku milisekund rezystancja maleje do pomijalnie niskiej wartości, co umożliwia przepływ prądu znamionowego przy minimalnych stratach mocy.

Termistory SL2220007 mogą pracować przy prądzie ustalonym do 7 A i przy napięciu roboczym

eprasa.pl 8c835b9be4

do 265 rms. Są w stanie pochłonąć impulsy o energii do 125 J, co zapewnia skuteczną ochronę przed prądami rozruchowymi, generowanymi np. przez kondensatory filtrujące w zasilaczach impulsowych. Ich konstrukcja zapewnia dużą odporność mechaniczną i stabilność parametrów w długim okresie eksploatacji.

W ostatnim czasie elementy te uzyskały certyfikację UL (File E209153, Volume 1), potwierdzającą spełnienie wymogów norm branżowych w zakresie bezpieczeństwa i niezawodności. Znajdują zastosowanie w zasilaczach impulsowych i UPS, falownikach przemysłowych, napędach VFD oraz w układach zasilania silników AC.

Ważniejsze parametry:

- napięcie robocze: 265 Vrms,
- maks. prąd w stanie stabilnym: 7 A @ +65°C,
- maks. energia impulsu: 125 J,
- rezystancja początkowa: 20 Ω ±25% @ +25°C,
- rezystancja przy 50% prądu znamionowego: 0,35 Ω,
- maks. pojemność: 8693 μF @ 120 VAC,
- temperatura obudowy przy prądzie znamionowym: +187°C,
- współczynnik rozpraszania: 45,4 mW/°C.

www.vishay.com

Zasilacze serwerowe o mocy do 3200 W z certyfikatem 80 PLUS Titanium

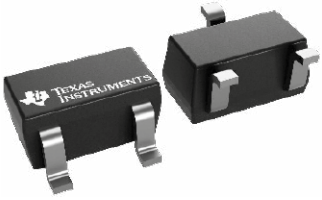
Zasilacze TEC2700 i TEC3200 firmy Bel Fuse zostały zaprojektowane do systemów serwerowych, pamięci masowych oraz infrastruktury centrów danych. Oferują dużą gęstość mocy i sprawność sięgającą 96% (certyfikacja 80 PLUS Titanium), co ogranicza straty energii i emisję ciepła. Model TEC2700 jest w stanie dostarczyć do wyjścia maksymalną moc 2,7 kW przy napięciu 12 VDC, natomiast TEC3200 osiąga 3,2 kW i umożliwia regulowanie napięcia wyjściowego w zakresie od 12 do 54 VDC.

Oba zasilacze są produkowane w obudowach o wymiarach 185×73,5×40 mm. Wspierają architekturę N+1 oraz tryb zimnej redundancji, w którym jednostki nadmiarowe pozostają w stanie uśpienia lub przy minimalnym obciążeniu. Wbudowany mechanizm ORing zapewnia niezawodną pracę w środowiskach wymagających ciągłej dostępności zasilania. Zastosowanie kontroli cyfrowej umożliwia zdalne monitorowanie, konfigurowanie i aktualizowanie oprogramowania. Funkcje diagnostyczne wspiera rejestrator zdarzeń (Black Box Recorder) i bootloader.

Zasilacze TEC2700 i TEC3200 są chłodzone przez wentylatory z możliwością wyboru kierunku przepływu powietrza, co ułatwia dopasowanie do układu szaf serwerowych. Oferują szeroki zakres napięcia wejściowego 90...264 VAC/180...300 VDC. Zawierają układ aktywnej korekcji PFC oraz zabezpieczenia przepięciowe, nadprądowe, termiczne, przeciążeniowe i zwarciowe. Są przystosowane do pracy w temperaturze otoczenia od 0 do +65°C.

www.belfuse.com

Przełącznik Halla do wykrywania pola magnetycznego równoległego do PCB

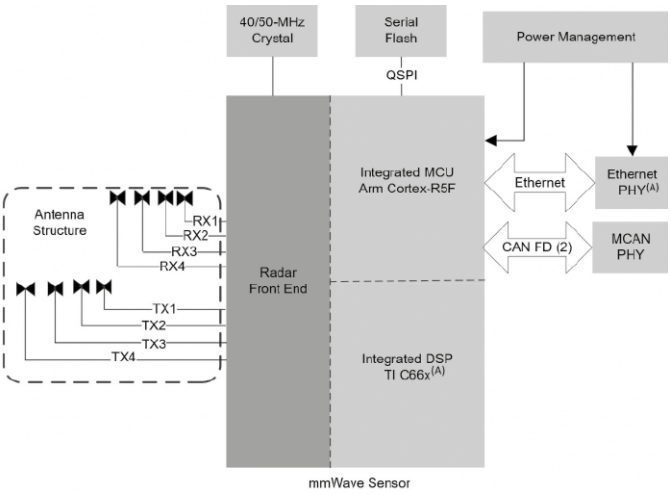


TMAG5134 to cyfrowy przełącznik Halla, przeznaczony do wykrywania pola magnetycznego skierowanego równolegle do powierzchni płytki drukowanej. W odróżnieniu od typowych czujników hallotronowych, reagujących na składową prostopadłą pola, umożliwia on inny sposób integracji z układem mechanicznym. Wbudowany koncentrator magnetyczny pozwala na zwiększenie czułości i rejestrowanie pola o indukcji już od 1 mT, co rozszerza zakres zastosowań na aplikacje korzystające z niewielkich magnesów przy mniej rygorystycznym pozycjonowaniu względem czujnika.

TMAG5134 jest przeznaczony do pracy w zakresie napięć zasilania od 1,65 V do 5,5 V oraz w temperaturze otoczenia od –40 do +125°C. Dzięki pracy w trybie cyklicznym zapewnia bardzo mały średni pobór prądu – już od 0,5 μA przy częstotliwości próbkowania 1,25 Hz, maksymalnie do 1,4 μA przy 20 Hz. Udostępnia różne progi zadziałania (BOP) od 1 mT do 2 mT, co pozwala na dostosowanie parametrów do wymagań konkretnych aplikacji. Wyjście układu może pracować w konfiguracji push-pull lub open-drain, a do wyboru dostępne są wersje omnipolarne oraz z dwoma niezależnymi wyjściami unipolarnymi.

Czujnik jest zamykany w dwóch typach miniaturowych obudów: DBV (3-pinowa SOT-23) o powierzchni 2,92×2,8 mm i ZFC (X1LGA, 4 piny) o powierzchni 1,3×0,9 mm, pozwalających na użycie w aplikacjach o dużej gęstości upakowania podzespołów. Przykładowe zastosowania obejmują urządzenia wymagające wykrywania pola w osi równoległej, w tym liczniki wody i gazu, zamki elektroniczne, sprzęt AGD, tablety czy aplikacje IoT.

www.ti.com



Jednoukładowy radar samochodowy FMCW na pasmo 76...81 GHz

AWR2944P to jednoukładowy radar FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) na zakres długości fali 76...81 GHz, zintegrowany z sekcją w.cz., procesorem baseband, zestawem przetworników A/C

REKLAMA

eprasa.pl 8c835b9be4

i logiką sterującą. Został wyprodukowany w procesie RFCMOS 45 nm, zapewniającym niewielki pobór mocy przy dużym stopniu integracji.

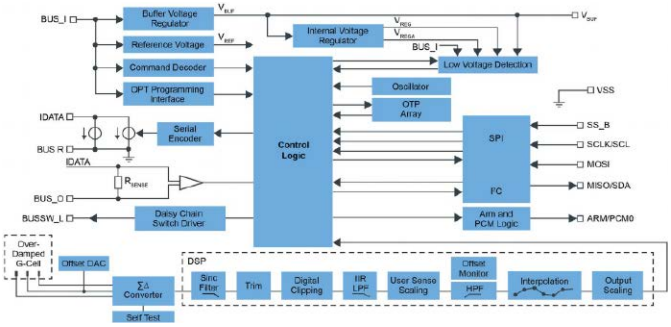
AWR2944P wspiera konfiguracje z 4 nadajnikami i 4 odbiornikami, co pozwala na realizowanie rozbudowanych funkcji radarowych, np. pomiarów w przestrzeni 3D i klasyfikacji obiektów. Duży stopień integracji ogranicza liczbę elementów współpracujących i stopień złożoności sekcji w.cz.

Układ jest polecany zwłaszcza do zastosowań motoryzacyjnych, np. radarów przednich i narożnych. Spełnia wymogi niezawodnościowe branży motoryzacyjnej, czego potwierdzeniem jest uzyskanie kwalifikacji AEC-Q100.

Ważniejsze cechy:

- mikroprocesor: ARM Cortex-R5F @ 400 MHz,
- procesor DSP: C66x @ 450 MHz,
- wewnętrzna pamięć RAM: 4,5 MB (dzielona między DSP, MCU i L3),
- moc nadajnika: 14 dBm,
- współczynnik szumów: 10,5 dB,
- szum fazowy: –95 dBc/Hz (76...81 GHz),
- interfejsy host: 2×CAN-FD, 10/100/1000 Mbps Ethernet,
- interfejsy użytkownika: 2×SPI, 4×UART, I²C, GPIO, 3×EPWM, LVDS,
- interfejs do zewnętrznej pamięci Flash,
- akceleratory kryptograficzne: ECC, AES (do 256 bitów, SHA (do 512 bitów), TRNG/DRBG, SM2/SM3/SM4.

www.ti.com



Akcelerometr o zakresie pomiarowym od ±15,5 do ±500 g do samochodowych systemów bezpieczeństwa

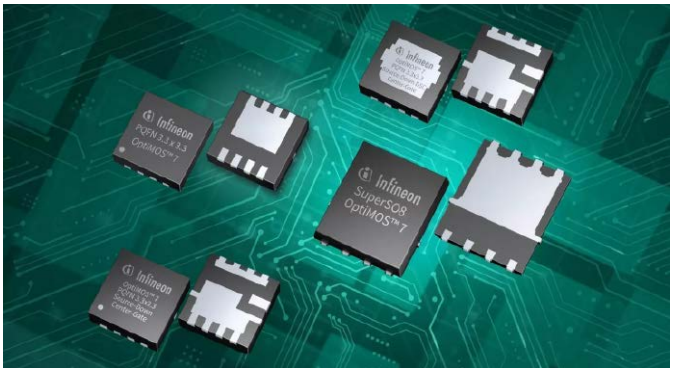
FXLS90 to nowy akcelerometr z oferty firmy NXP, przeznaczony do zastosowań w systemach bezpieczeństwa pojazdów, m.in. do wykrywania kolizji. Występuje w wersjach o zakresie pomiarowym od ±15,5 g do ±500 g. Komunikuje się z mikroprocesorem za pośrednictwem interfejsów DSI3 i SPI. Oferuje tryb autodiagnostyki, działający równolegle z trybem pomiaru periodycznego. Programowanie slotów czasowych odbywa się z rozdzielczością 1 µs. Użytkownik może również wybrać szybkość transmisji danych (125 lub 189 kBd), rozdzielczość (10 lub 16 bitów) i mechanizm detekcji błędów (CRC lub kontrolę parzystości).

FXLS90 zawiera sensor MEMS i blok ASIC do kondycjonowania sygnału. Całość jest zamknięta w obudowie QFN (4,0×4,0×1,45 mm) z wyprowadzeniami wettable flank, ułatwiającymi prowadzenie inspekcji optycznej. Może pracować w temperaturze otoczenia od –40 do +125°C. Uzyskał kwalifikację AEC-Q100 i spełnia wymogi normy branżowej AK LV 27.

www.nxp.com

Tranzystory MOSFET OptiMOS 7 do zastosowań w elektronice przemysłowej i użytkowej

Infineon rozszerza ofertę tranzystorów MOSFET OptiMOS 7, produkowanych dotąd na potrzeby motoryzacji, o nowe wersje przeznaczone do zastosowań w elektronice przemysłowej i użytkowej.



25-woltowe tranzystory MOSFET OptiMOS 7 zostały zoptymalizowane do układów przełączających, w tym konwerterów IBC o różnych topologiach oraz zasilaczy impulsowych. Oferta obejmuje dwie grupy tranzystorów: do przełączania twardego i miękkiego. Te pierwsze charakteryzują się niskim współczynnikiem Millera, niewielką rezystancją RDS(ON) i niskim współczynnikiem FOM. Tranzystory do przełączania miękkiego wykazują z kolei małą rezystancję RDS(ON) i niski współczynnik FOM. W porównaniu z 25-woltowymi tranzystorami OptiMOS 5. generacji, wartości te są mniejsze odpowiednio o 20% i 25%. 25-woltowe tranzystory OptiMOS 7 są zamykane w obudowach PQFN (3,3×3,3 mm) i dostępne w wersjach bottom cooling i dual-side cooling.

40-woltowe tranzystory MOSFET OptiMOS 7 zostały zaprojektowane do zastosowań w układach napędowych, np. w elektronarzędziach. Wykazują małą rezystancję RDS(ON), zwiększoną odporność na przepięcia i 3-krotnie szerszy obszar bezpiecznej pracy (SOA) w porównaniu z tranzystorami poprzedniej generacji. Są produkowane w dwóch typach obudów: SuperSO8 (6×5 mm) i PQFN (3,3×3,3 mm).

www.infineon.com

6-osiowy moduł inercyjny IMU zgodny z wymogami normy IEC 61508 SIL1

W roku 2025 firma Seiko Epson rozpoczęła seryjną produkcję 6-osiowej, inercyjnej jednostki pomiarowej IMU o symbolu M-G355QDG0, wyposażonej w 3 akcelerometry i 3 żyroskopy. Zapewnia ona zgodność z międzynarodową normą bezpieczeństwa funkcjonalnego IEC 61508 na poziomie SIL1. Jest zamykana w obudowie o wymiarach 24×24×10 mm i zapewnia kompatybilność z wcześniejszym modelem M-G366PDG0, co pozwala na skrócenie czasu projektowania i obniżenie kosztów. Zgodność z normą IEC 61508 SIL1 poszerza zakres zastosowań modułu na aplikacje przemysłowe, wymagające dużej stabilności i niezawodności. Przykładem mogą być drony, pojazdy lądowe i sondy morskie, a także precyzyjne systemy pomiaru wibracji, kąta i trajektorii.

www.epson-electronics.de

Produkt		M-G355QDG0	M-G366PDG0
Zakres pomiarowy	Żyroskop	±450°/s	
	Akcelerometr	±16 g/±8 g	±16 g/±8 g
Stabilność		1,2°/h; 0,08°/√h	
Dokładność początkowa	Żyroskop	360 °/h (–40...+85°C)	
	Akcelerometr	3 mg	
Pasmo	Żyroskop	189 Hz	472 Hz
	Akcelerometr	148 Hz	333 Hz
Interfejsy		SPI/UART	
Rozdzielczość		16/32 bity	
Częstotliwość pracy		400 Hz	2000 Hz
Zakres temperatury roboczej		–40...+85°C	
Pobór prądu		16 mA (3,3 V)	
Wymiary		24×24×10 mm	
Poziom nienaruszalności bezpieczeństwa		IEC 61508 SIL1	–

eprasa.pl 8c835b9be4

TRZECIARĘKA ZD-11P
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt z latarką, ZD11P

TRZECIARĘKA ZD-11P-1
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt z latarką i lupą, ZD11P-1

TRZECIARĘKA SN-394
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk z lupą 50 mm, przykręcany do blatu Proskit SN-394

BESTSELLERY sklepu AVT – sklep.avt.pl

Trzecia ręka

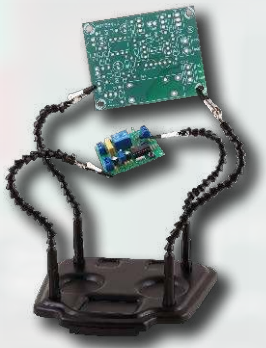
Rabat dla Czytelników EP
przy zakupie podaj kod **EP2505TR** **–3%**

Rabat dla Prenumeratorów EP
przy zakupie podaj numer prenumeraty **–6%**

TRZECIARĘKA ZD-11M-1
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – z uchwytem na szpulkę cyny, ZD11M-1

TRZECIARĘKA ZD-11M-2
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt z lupą i podświetleniem LED ZD11M-2

TRZECIARĘKA ZD-11M-3
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt z lupą i podświetleniem LED ZD-11M-3



TRZECIARĘKA ZD-11M
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt ZD11M

TRZECIARĘKA SN-392
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka” z lupą 90 mm, Proskit SN-392

TRZECIARĘKA
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka” z lupą 60 mm

eprasa.pl 8c835b9be4

AVT sklep

W ofercie AVT*

AVT6094

Najważniejsze parametry:
- 2 porty 8-bitowe (cyfrowe linie I/O),
- jeden 8-bitowy port wielofuncyjny (ADC/DAC/cyfrowe linie I/O),
- jeden port specjalnego przeznaczenia (cyfrowe linie I/O, PWM, generator przebiegu prostokątnego, licznik impulsów, miernik częstotliwości, SPI/I²C/1-Wire, komparator analogowy),
- tryb pracy portów jako 8-bitowy port równoległy I/O (tylko porty A, B i D),
- częstotliwość PWM: 1,22 kHz, 9,5 kHz, 78,125 kHz lub 156,25 kHz,
- częstotliwość przestrajanego sygnału prostokątnego: 1,2 kHz...2,5 MHz,
- zakres pomiarowy funkcji częstościomierza: do 10 MHz,
- rozdzielczość ADC i DAC: 12 bitów/0...5 V,
- częstotliwość taktowania I²C: 100 kHz, 400 kHz, 1 MHz,
- częstotliwość taktowania SPI: 1,25 MHz lub 5 MHz,
- zasilanie i komunikacja: port USB typu B z funkcjonalną izolacją galwaniczną,
- sterowanie: komendy SCPI (9600, 8, NP, 1),
- wbudowany wyświetlacz LCD 1,8".

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl
(aktywne linki do artykułów):
- Interfejs SPI do programatora PUNCH
- Przystawka do analizatora stanów logicznych AVT389
- Lidia 80 Digital. Przystawka do odbiornika homodynowego na pasmo 80 m.cz.
- Przystawka do miernika lamp elektronowych AVT5229
- Interfejs GPIO dla komputera PC
- Programator układu HCS200
- Niedrogi programator JTAG do układów FPGA
- Programator AVR-ISP MKII

* **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.

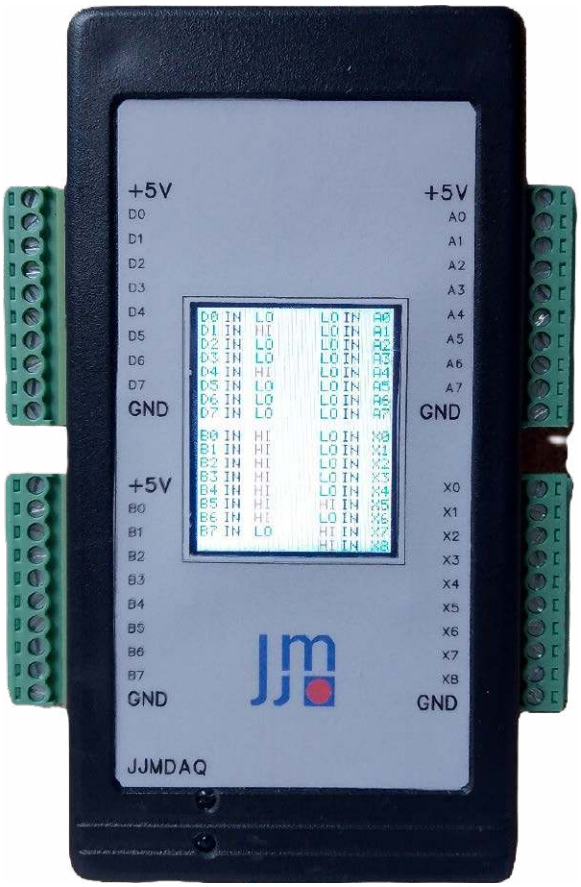
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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**

Przystawka laboratoryjna JJMDAQ

Od zawsze interesowało mnie podłączanie do komputera urządzeń zewnętrznych. W pierwszych latach rewolucji komputerowej podłączenie czegokolwiek do PC wymagało zdobycia lub własnoręcznego wykonania karty ze złączem ISA, którą montowało się wewnątrz obudowy komputera. Szyna ISA8/16 po pewnym czasie została zastąpiona nowszymi standardami (np. VESA, PCI), które wymagały już stosowania dedykowanych, trudnodostępnych układów scalonych. Przez pewien czas komputery PC/AT/ATX posiadały złącze Centronics (LPT), które – szczególnie w trybie Bitronics – świetnie nadawało się do sterowania kilkoma sygnałami TTL. Port równoległy również szybko zniknął, w szczególności z laptopów, a powszechnym interfejsem komunikacyjnym stało się USB. W nowoczesnych systemach operacyjnych (Windows, Linux czy Android) bezpośredni dostęp do urządzeń wejścia/wyjścia komputera wymaga stosowania odpowiednich sterowników systemu operacyjnego, co dodatkowo komplikuje całe zagadnienie.



Świat idzie jednak do przodu i obecnie użytkownik może w każdej chwili zakupić praktycznie dowolne urządzenie, które, nie tylko przez USB, może sterować czym tylko dusza zapragnie. Pojawienie się mikrokontrolerów i ekosystemów typu Arduino czy Raspberry Pi zdaje się rozwiązywać problem. Wystarczy do portu USB wpiąć proste Arduino i po napisaniu niewielkiego programu można już za jego pomocą sterować peryferiami.

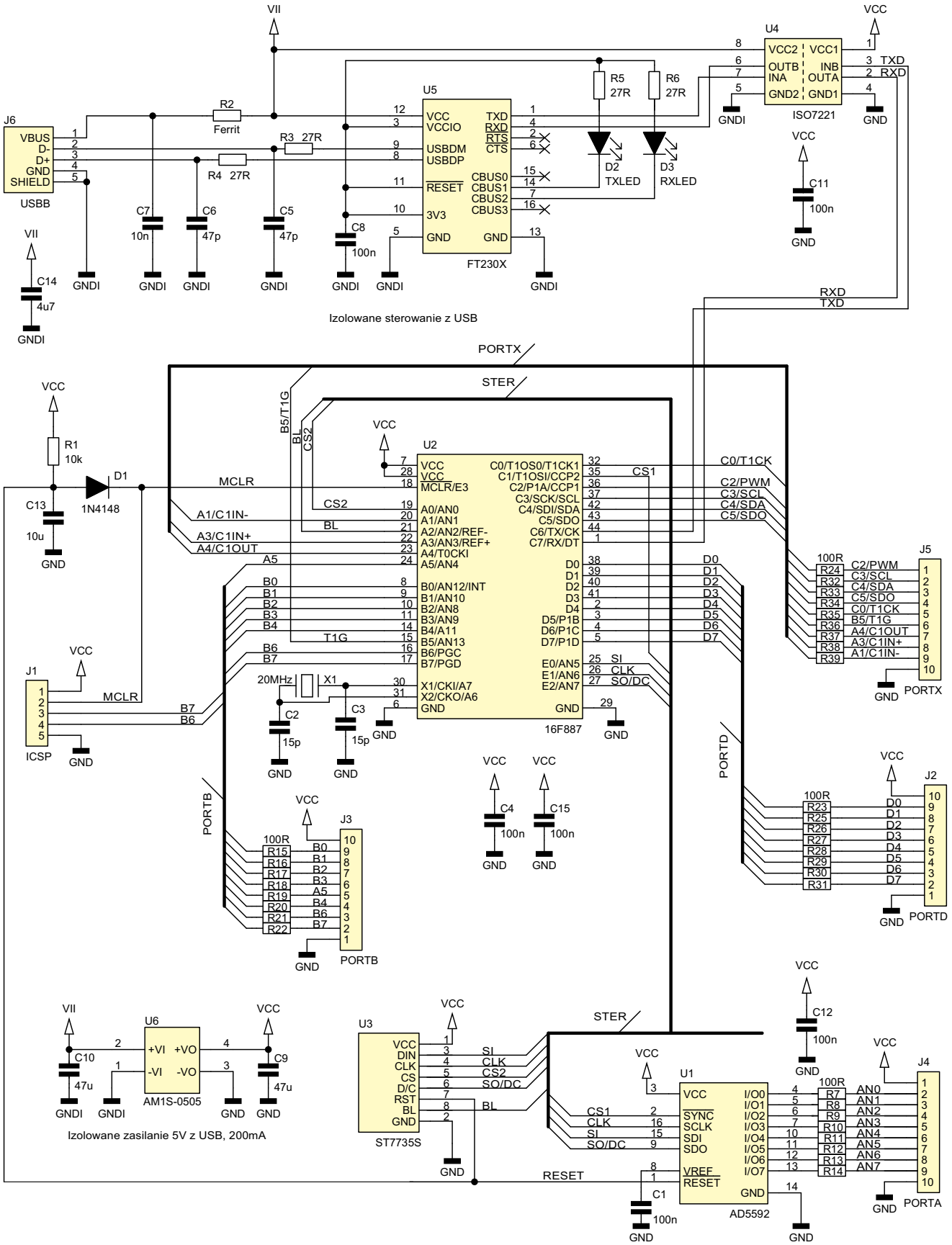
Szczególnie interesującą kategorią są urządzenia DAQ (Data AcQuisition), które umożliwiają między innymi zbieranie i przetwarzanie danych z czujników pomiarowych. W klasycznym urządzeniu DAQ użytkownik ma do dyspozycji szereg cyfrowych i/lub analogowych linii wejścia/wyjścia, których stanem można zarządzać za pomocą odpowiedniego oprogramowania. Niestety cena urządzeń DAQ w wielu przypadkach może być dość wysoka, a dodatkowo są to zwykle rozwiązania zamknięte, sprzedawane pod klucz jak przysłowiowe „czarne skrzynki".

Po latach stosowania rozwiązań ad-hoc umożliwiających podłączanie się do komputera, postanowiłem skonstruować urządzenie, które w końcu spełni moje wymagania. Tak powstała pokazana na **fotografii tytułowej** przystawka laboratoryjna JJMDAQ.

Zgodnie z założeniami urządzenie oferuje 33 wejścia/wyjścia cyfrowe, w tym 8 analogowych. Dodatkowo w przystawce postanowiłem zaimplementować obsługę podstawowych interfejsów szeregowych (I²C, SPI, 1-Wire), generator PWM i przebiegu prostokątnego oraz prosty licznik impulsów i miernik częstotliwości.

Przystawka bazuje na 44-nóżkowym mikrokontrolerze PIC16F887, który wyposażony jest w całkiem pokaźny zestaw linii GPIO oraz peryferiów mogących realizować powyżej wymienione funkcje. Procesor taktowany jest zegarem 20 MHz. Schemat ideowy przystawki pokazano na **rysunku 1**.

eprasa.pl 8c835b9be4

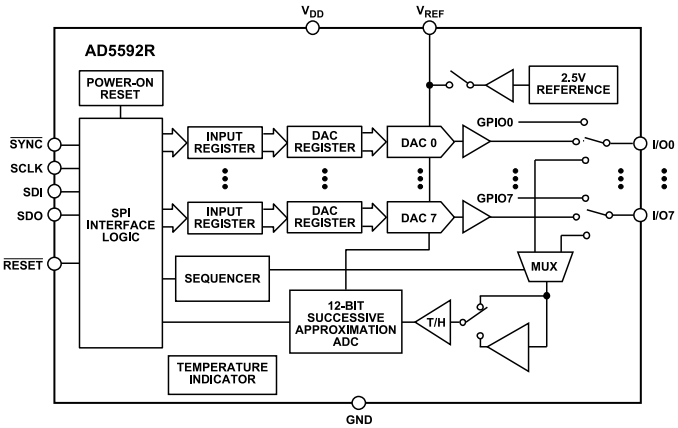


Rysunek 1. Schemat ideowy przystawki JJMDAQ

Część analogowa przystawki bazuje na układzie AD5592R [2] firmy Analog Devices. AD5592 to 8-kanałowy, w pełni konfigurowalny front-end ADC/DAC/GPIO. Każdy kanał może być niezależnie skonfigurowany jako 12-bitowy przetwornik ADC bądź DAC pracujący w zakresie napięć 0...5 V albo jako GPIO, czyli cyfrowe wejście bądź wyjście. Programowanie układu realizowane jest przez zestaw 16-bitowych rejestrów oraz 4-sygnałowy interfejs SPI. Schemat blokowy układu przedstawiono na **rysunku 2**.

Sygnały wejścia/wyjścia przystawki dostępne są w postaci 4 portów: `A`, `B`, `D` oraz `X`. `PORTA` obsługiwany jest przez układ AD5592, a jego linie mogą pełnić funkcje wejść ADC, wyjść DAC albo GPIO. `PORTB` oraz `PORTD` stanowią proste wejście/wyjście cyfrowe. 9-bitowy

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 2. Schemat blokowy układu AD5592

PORTX, oprócz funkcji GPIO, może być skonfigurowany do obsługi funkcji alternatywnych:

- generator sygnału PWM,
- generator przebiegu prostokątnego o zmiennej częstotliwości,
- licznik impulsów,
- prosty miernik częstotliwości sygnału TTL,
- interfejs SPI,
- interfejs I²C,
- interfejs 1-Wire,
- komparator analogowy.

Każdy sygnał dostępny w interfejsie może być sterowany niezależnie. Porty A, B i D mogą być również skonfigurowane jako 8-bitowe, równoległe wejście/wyjście.

Generator PWM i generator przebiegu prostokątnego zrealizowane zostały za pomocą bloku CCP (Capture/Compare/PWM) mikrokontrolera. Wybrana częstotliwość sygnału PWM może wynosić 1,22 kHz lub 9,5 kHz z rozdzielczością 10 bitów albo 78,125 kHz lub 156,25 kHz z rozdzielczością 8 bitów.

Częstotliwość przebiegu prostokątnego o wypełnieniu 50% można zmieniać w zakresie od 1,2 kHz do 2,5 MHz. Oprogramowanie przystawki dopasuje wprowadzoną przez użytkownika częstotliwość do możliwości elektroniki bloku PWM.

16-bitowy, bramkowany licznik impulsów obsługiwany jest przez licznik TIMER1 mikrokontrolera. Prosty miernik częstotliwości wykorzystuje również TIMER1 oraz TIMER0 (z preskalerem równym 256) do sterowania podstawą czasu, która dobierana jest automatycznie w zależności od częstotliwości badanego przebiegu. Miernik umożliwia pomiar częstotliwości do 10 MHz.

Interfejsy komunikacyjne I²C oraz SPI zrealizowano za pomocą bloku MSSP (Master Synchronous Serial Port) mikrokontrolera. Interfejs I²C może pracować z częstotliwościami 100 kHz, 400 kHz albo 1 MHz. Interfejs SPI może pracować w trybach M0, M1, M2 lub M3 z częstotliwościami 1,25 MHz albo 5 MHz. Interfejs 1-Wire zrealizowano w sposób programowy.

W mikrokontrolerze PIC16F887 znajduje się również moduł komparatora analogowego, którego wejścia (C1IN+, C1IN–) oraz wyjście (C1OUT) również zostały wykorzystane.

Opisane powyżej funkcje alternatywne dostępne są na wybranych liniach 9-bitowego portu PORTX, który domyślnie działa jako cyfrowe wejście/wyjście. Włączenie i wyłączenie funkcji alternatywnych realizowane jest odpowiednimi rozkazami sterującymi.

Wszystkie sygnały (wraz z zasilaniem 5 V i GND) wyprowadzone są na cztery 10-stykowe, rozłączalne listwy zaciskowe typu 15EDGK3.81, a wejścia mogą być opcjonalnie zabezpieczone dodatkowymi, niewielkimi (np. 100 Ω) rezystorami szeregowymi. Po włączeniu zasilania wszystkie linie interfejsu skonfigurowane są jako cyfrowe wejścia.

Całość zmontowano w standardowej, plastikowej obudowie Z34A firmy Kradex.

Urządzenie zostało także wyposażone w 1,8-calowy, kolorowy wyświetlacz LCD Waveshare ST7735 [3], na którym w czasie rzeczywistym wyświetlane są informacje o aktywnych funkcjach oraz stany cyfrowe i analogowe poszczególnych linii interfejsu. Wyświetlacz nie jest niezbędny do pracy przystawki, ułatwia jednak jej użytkowanie. W szczególności jeżeli jedynym zadaniem jest monitorowanie sygnałów, to po podłączeniu ich do portów wejściowych wystarczy włączyć zasilanie przystawki, a stany sygnałów wyświetlone zostaną na wyświetlaczu.

Zarówno wyświetlacz, jak i układ AD5592 obsługiwane są przez interfejs SPI zrealizowany w sposób całkowicie programowy (bit-bang).

Przystawka jest zasilana i sterowana przez USB, zaś do obsługi tego ostatniego zastosowano kontroler FT230SX. W projekcie umieszczono klasyczne gniazdo USB typu B. Dodatkowo galwaniczną izolację interfejsu USB realizuje izolator ISO7221 oraz przetwornica DC/DC AM1S-0505.

Oprogramowanie sterujące

Mikrokontroler PIC16F887 dysponuje pamięcią programu o wielkości 8192 słów (instrukcji), która zorganizowana jest w postaci czterech bloków po 2048 słów oraz pamięć RAM o wielkości 368 bajtów. Aby zmieścić całe oprogramowanie w dostępnej pamięci, zrezygnowano z użycia gotowych bibliotek (np. obsługujących wyświetlacz LCD). Każda funkcja optymalizowana była pod kątem minimalizacji objętości tworzonego kodu maszynowego.

Komunikacja z przystawką realizowana jest przez port USB, który w systemie operacyjnym sterującego komputera widoczny jest jako port szeregowy RS-232C z konfiguracją 9600, 8, NP, 1. Transmisja realizowana jest bez przeplotu (tryb „none”). Ponieważ w większości systemów operacyjnych standardowo dostępne są sterowniki FTDI [4], obsługujące m.in. układ FT230SX, nie ma potrzeby ich wstępnej instalacji.

Zaimplementowany protokół komunikacji z użytkownikiem jest zgodny z koncepcją SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments). Wszystkie rozkazy sterujące zrealizowane i przesyłane są za pomocą odpowiednio strukturyzowanych ciągów znaków ASCII. Wysyłany rozkaz ma ograniczenie długości do 90 znaków i musi kończyć się sekwencją znaków specjalnych <cr><lf> lub tylko <cr>. W prezentowanej implementacji nie ma znaczenia wielkość liter. Odsyłana odpowiedź również kończy się sekwencją <cr><lf>.

Do obsługi przystawki nie jest więc wymagany żaden dedykowany program sterujący. Wystarczy dowolny program do komunikacji z portem szeregowym. W Windows może to być *Hypertrm*, *PuTTY* czy *TeraTerm*, w Linuksie np. *minicom*, a w systemie Android – *Serial USB Terminal*. Można również użyć mechanizmów wbudowanych w wiersz poleceń systemu. W przypadku użycia gotowych programów terminalowych, przydatnym może być skonfigurowanie w nich echa lokalnego, lokalnej obsługi znaków edycyjnych oraz odpowiedniego zakończenia linii. Bardzo wygodnym sposobem komunikacji może być też użycie monitora portu szeregowego z Arduino

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1: 10 kΩ
R3...R6: 27 Ω
R7...R39: 100 Ω

Kondensatory:
C1, C4, C8, C11, C12, C15: 100 nF
C2, C3: 15 pF
C5...C7: 47 pF
C9, C10: 47 µF
C13: 10 µF
C14: 4,7 µF

Półprzewodniki:
D1: 1N4148
D2, D3: dioda LED THT
U1: AD5592
U2: PIC16F887
U4: ISO7221
U5: FT230X
U6: przetwornica DC/DC, typ AM1S-0505

Pozostałe:
J1: złącze SIP 5 pin.
J2...J5: listwa zaciskowa rozłączalna, typ 15EDGK3.81
J6: gniazdo USB typu B (THT)
R2: koralik ferrytowy (THT, osiowy)
X1: kwarc 20 MHz THT (HC49)
Wyświetlacz LCD 1,8” ST7735 (Waveshare)
Obudowa Z34A (Kradex)

eprasa.pl 8c835b9be4

IDE. W celu uproszczenia oprogramowania parser rozkazów SCPI został pozbawiony obsługi sekwencji escape terminala VT100, odpowiedzialnych za działanie znaków sterujących takich jak DEL, Backspace, ruch kursora, itp.

Rozkazy SCPI tworzą strukturę hierarchiczną. Poszczególne składniki drzewa (tokeny) rozkazów oddzielane są znakami dwukropka (:). Znak spacji oddziela rozkaz od parametrów. Komenda zapytania (query), zwracająca wartość, kończy się znakiem zapytania (?). Pełny opis koncepcji i ramowej składni SCPI dostępny jest na stronie IVI Foundation [5].

W opracowanej wersji oprogramowania każdy poprawnie sformułowany i wykonany rozkaz jest zwrotnie potwierdzany jego echem do użytkownika, np.:

`IDN?`	poprawny rozkaz zwrócenia wersji oprogramowania
JJMDAQ	odpowiedź z DAQ

W przypadku błędu składni zwracany jest odpowiedni komunikat błędu.

`ABC`	wysłanie błędnego rozkazu
ERROR 1:syntax	odpowiedź z DAQ

Sterowanie poszczególnymi sygnałami cyfrowymi interfejsu wymaga wcześniejszej konfiguracji wybranej linii w tryb wejścia (`IN`) lub wyjścia (`OUT`). Do konfiguracji służy rozkaz `CONF`. Po włączeniu zasilania wszystkie piny przystawki skonfigurowane są jako wejścia cyfrowe.

`CONF:xy IN` lub `CONF:xy OUT`	ustawienie trybu wejścia lub wyjścia pinu `xy`

Gdzie „`xy`" jest identyfikatorem danego pinu. Nazwa pinu składa się z identyfikatora portu (x) i numeru pinu (y): `A0`,..,`A7`, `B0`,..,`B7`, `D0`,..,`D7`, `X0`,..,`X8`.

Konfigurację wybranego pinu można w każdej chwili sprawdzić rozkazem:

`CONF:xy?`

Jeżeli wybrany pin (np. `A0`) został ustawiony jako wyjście (`OUT`), to ustawienie na nim stanu niskiego wymaga wykonania rozkazu:

`A0 0` bądź `A0 L` lub `A0 LO`

Podobnie ustawienie stanu wysokiego:

`A0 1` bądź `A0 H` lub `A0 HI`

Jeżeli pin B1 został skonfigurowany jako wejście (IN), to jego stan zwraca rozkaz:

`B1?`	odczytanie stanu B1
0 lub *1*	odpowiedź z DAQ

Próba ustawienia stanu pinu, który jest skonfigurowany jako wejście, spowoduje zwrócenie komunikatu błędu:

`CONF:B1 IN`	konfiguracja pinu B1 jako wejście
CONF:B1 IN	potwierdzenie wykonania rozkazu
`B1 HI`	próba ustawienia stanu HI
ERROR 7:not OUT	komunikat o błędzie

Podobnie komunikatem błędu skończy się próba odczytania stanu pinu, który jest skonfigurowany jako wyjście.

Sygnały w `PORTA`, `PORTB` i `PORTD` mogą być również obsługiwane jako 8-bitowe, równoległe wejście/wyjście, np.:

`CONF:PORTD OUT`	konfiguracja `PORTD` jako wyjście
CONF:PORTD OUT	potwierdzenie wykonania rozkazu
`PORTD 0xAA` lub `PORTD 170`	wpisanie do `PORTD` wartości 170
PORTD 0xAA	potwierdzenie wykonania rozkazu
`CONF:PORTD IN`	konfiguracja `PORTD` jako wejście
CONF:PORTD IN	potwierdzenie wykonania rozkazu
`PORTD?`	Odczytanie bajtu z `PORTD`
0…255	odpowiedź z DAQ

Poszczególne linie `PORTA`, oprócz funkcji cyfrowego wejścia/wyjścia, mogą spełniać rolę analogowych wyjść lub wejść. Podobnie sygnały w `PORTX` mogą obsługiwać funkcje alternatywne. Aby włączyć funkcję alternatywną, należy jawnie przeprogramować dany pin. Dla przykładu: włączenie funkcji przetwornika `DAC` na linii `A1` i ustawienie na niej napięcia 2500 mV wymaga sekwencji:

`DAC1 ON`	włączenie funkcji DAC na linii A1
DAC1 ON	potwierdzenie wykonania rozkazu
`DAC1 2048`	wpisanie wartości w postaci liczby całkowitej (0...4095)
DAC1 2048	potwierdzenie wykonania rozkazu
`DAC1 2500 mV`	wpisanie wartości w mV (0...5000)
DAC1 2500 MV	potwierdzenie wykonania rozkazu
…	
`DAC1 OFF`	wyłączenie funkcji DAC na linii A1
DAC1 OFF	potwierdzenie wykonania rozkazu

Podobnie włączenie generatora przebiegu prostokątnego i ustawienie np. częstotliwości 10 kHz wymaga sekwencji:

`GEN ON`	włączenie generatora (pin `X0`)
GEN ON	potwierdzenie wykonania rozkazu
`GEN 10k`	ustawienie częstotliwości 10 kHz
GEN 10080Hz	potwierdzenie ustawienia rzeczywistej częstotliwości
…	
`GEN OFF`	wyłączenie generatora
GEN OFF	potwierdzenie wykonania rozkazu

W ten sam sposób włącza się, obsługuje i wyłącza pozostałe funkcje.

Komunikacja przez interfejs I²C na przykładzie obsługi pamięci AT24C04

Pojedyncza transakcja w interfejsie I²C rozpoczyna się sekwencją „Start", a kończy sekwencją „Stop". Stany te generowane są automatycznie w trakcie wykonywania rozkazu SCPI. Każde urządzenie w I²C ma fabrycznie przypisany adres, który jednoznacznie je identyfikuje. Bit LSB adresu o wartości 0 oznacza adres zapisu, a bit o wartości 1 – adres odczytu. Po przesłaniu adresu kolejne bajty są już specyficzne dla danego układu.

W przypadku pamięci AT24C04 [6] cztery najstarsze bity adresu mają wartości 1010. Trzy kolejne bity adresu układu: A2, A1 i A0 muszą odpowiadać stanom ustawionym na pinach A2, A1 i A0 układu scalonego. Sygnały SCL i SDA pamięci należy podłączyć odpowiednio do pinów `X1` i `X2` przystawki. Linie SCL i SDA muszą być również podciągnięte do VCC rezystorami o wartości około 4,7 kΩ. W prezentowanym przykładzie linie A2, A1 i A0 podłączone do masy wybierają stronę 0 pamięci. Dla pamięci podłączonej jak podano powyżej, adres zapisu to 0xA0, a odczytu – 0xA1. W zaimplementowanym rozkazie SCPI adres układu jest zawsze oddzielony od pozostałych parametrów znakiem przecinka (,).

Zgodnie z protokołem komunikacji z AT24C04, zapis do pamięci (page write) wymaga podania początkowego adresu na stronie (w poniższym przykładzie na stronie 0) i wartości bajtów do wpisania (w przykładzie: 10, 11, 12).

Odczyt z pamięci (sequential read) wymaga wstępnego wpisania adresu, od którego będą odczytywane dane. Po wygenerowaniu stanu „Repeated Start" należy podać ilość odczytywanych bajtów (w omawianym przykładzie: od adresu 1 następuje odczyt 2 bajtów). W rozkazie SCPI stan powtórzonego startu sygnalizowany jest znakiem średnika (;). Omawiana sekwencja rozkazów zapisu i odczytu, wraz z odpowiedziami od przystawki, przedstawiona została poniżej:

`CONF:I2C M`	ustawienie szybkości I²C na 400 kHz
CONF:I2C M	potwierdzenie z DAQ

eprasa.pl 8c835b9be4

`I2C ON`	włączenie I²C (piny X1, X2)
I2C ON	potwierdzenie z DAQ
`I2C 0xA0, 0 10 11 12`	od adresu 0 wpisanie wartości 10, 11, 12
I2C 0x0A, 0 10 11 12	potwierdzenie z DAQ
`I2C 0xA0,1 ; 0xA1, 2`	ustawienie adresu 1 i odczytanie 2 bajtów
11 12	odpowiedź z DAQ
…	
`I2C OFF`	wyłączenie I²C
I2C OFF	odpowiedź z DAQ

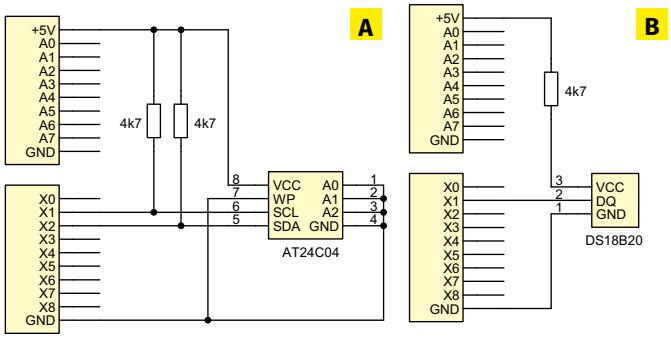
Uwaga! Błędnie sformułowany rozkaz SCPI do obsługi pamięci AT24C04 może czasem spowodować zablokowanie działania pamięci. W takim przypadku najlepiej jest chwilowo odłączyć zasilanie od pamięci. Może być także konieczne zresetowanie przystawki.

Komunikacja przez interfejs 1-Wire na przykładzie obsługi czujnika temperatury DS18B20

Każda transakcja w interfejsie 1-Wire rozpoczyna się stanem „Reset", po którym przesyłane są rozkazy zapisu do i odczytu z układu. Dodatkowo linia danych interfejsu musi być podciągnięta do VCC rezystorem o wartości około 4,7 kΩ (**rysunek 3**).

Przykładowa sekwencja rozkazów umożliwiająca odczyt temperatury z czujnika DS18B20 [7] przedstawiona została poniżej:

`WIRE ON`	włącznie 1-Wire (pin X1)
WIRE ON	potwierdzenie z DAQ
`WIRE:RST`	Reset, początek sekwencji
WIRE:RST	potwierdzenie z DAQ
`WIRE:WR 0xCC 0x44`	inicjalizacja pomiaru temperatury
WIRE:WR 0xCC 0x44	potwierdzenie z DAQ
`WIRE:RST`	Reset, początek sekwencji
WIRE:RST	potwierdzenie z DAQ
`WIRE:WR 0xCC 0xBE`	odczyt pamięci scratchpad
WIRE:WR 0xCC 0x44	potwierdzenie z DAQ
`WIRE:READ 2`	odczyt dwóch bajtów przetwornika
40 0	potwierdzenie z DAQ
…	
`WIRE OFF`	wyłączenie 1-Wire
WIRE OFF	odpowiedź z DAQ



Rysunek 3. Sposób podłączenia pamięci (A) AT24C04 i czujnika temperatury (B) DS1820

Komunikacja z przystawką za pomocą dedykowanego programu

Jak wcześniej wspomniano, komunikacja z przystawką nie wymaga użycia dedykowanego programu do obsługi. Wystarczy odpowiednio skonfigurowany program terminala szeregowego.

Nic jednak nie stoi na przeszkodzie, aby taki program napisać. Poniżej przedstawiono przykład w języku Python (wersja dla systemu Linux) wysyłający rozkaz IDN? i odbierający odpowiedź:

```
import serial

daq=serial.Serial('/dev/ttyUSB0', 9600, timeout=1)
daq.write(b'IDN?\r\n')
print(daq.readline())
daq.close()
```

Komunikacja z przystawką za pomocą konsoli systemu operacyjnego

Do komunikacji z przystawką można również wykorzystać mechanizmy samego systemu operacyjnego i konsolę (wiersz poleceń, w Linuksie np. *sh*).

Jak wiadomo, z punktu widzenia systemu operacyjnego każde urządzenie to plik. W przypadku systemu Linux przystawka będzie zwykle widoczna jako plik specjalny o nazwie `/dev/ttyUSB0`. Na pliku specjalnym można wykonywać dowolne operacje, w szczególności można do niego pisać i czytać. Nieco bardziej zaawansowani użytkownicy, na co dzień korzystający z konsoli, z pewnością znają takie mechanizmy jak np. przekierowania czy tworzenie i uruchamianie własnych skryptów.

Przed rozpoczęciem komunikacji port szeregowy musi zostać skonfigurowany. W systemie Linux do konfiguracji można użyć polecenia *stty*:

```
stty -F /dev/ttyUSB0 speed 9600 cs8 -sctopb -parenb
-echo raw
```

W najprostszej wersji, na pierwszej konsoli, wywołujemy w celu czytania:

```
cat < /dev/ttyUSB0
```

a z drugiej konsoli poleceniem echo wysyłamy do przystawki rozkazy, np:

```
echo -e "IDN?\r\n" > /dev/ttyUSB0
```

Aby zakończyć działanie cat na pierwszej konsoli, należy wprowadzić sekwencję CTRL+C.

Oczywiście powyższy przykład może być dowolnie rozbudowany (np. poprzez uruchomienie *cat* w tle lub przez użycie bardziej zaawansowanych konstrukcji *sh*). Podobne mechanizmy dostępne są również w konsoli systemu Windows.

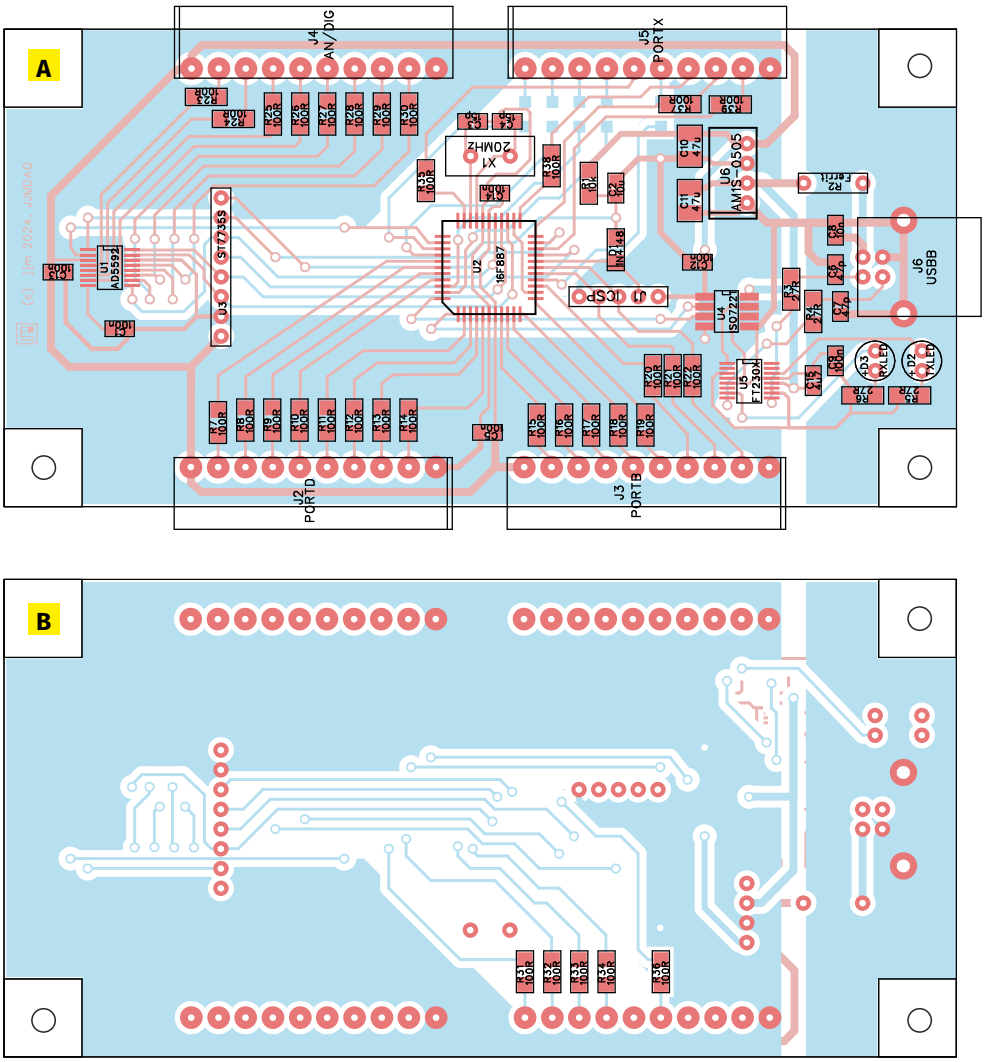
Lista wszystkich rozkazów sterujących przystawką zebrana została w tabelach poniżej.

Rozkazy podstawowe SCPI	
IDN?	zwrócenie informacji o wersji oprogramowania
RST	restart elektroniki
CLS	kasowanie błędu
ERR?	wypisanie ostatniego błędu

DIG. Wejście/wyjście cyfrowe na pojedynczych pinach	
CONF:xy IN|OUT	ustawienie trybu wejścia/wyjścia pin xy: identyfikator pinu: A0..A7, B0..B7, D0..D7, X0..X8
CONF:xy?	zwrócenie trybu pinu xy
xy 0|1|L|H|LO|HI	ustawienie wartości LOW, HIGH na pinie
xy?	zwrócenie wartości z pinu xy

PORT. 8-bitowy port cyfrowy. Zamiennie z DIG. PORTA, PORTB, PORTD.	
CONF:PORTx IN|OUT	ustawienie trybu portu x: identyfikator portu: A,B,D

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 4. Schemat montażowy płytki drukowanej (a – strona TOP, b – strona BOTTOM)

CONF:PORTx?	zwrócenie trybu portu
PORTx val	wpisanie bajtu do portu val: 8-bitowa wartość do wpisania (dec lub hex)
PORTx?	odczytanie bajtu z portu
ADC. Wejście analogowe, 12-bitowy ADC, zakres 0...5 V. Zamiennie z DIG. PORTA.	
ADCx ON|OFF	włączenie/wyłączenie ADC x: identyfikator kanału 0...7
ADCx?	zwrócenie wartości raw
ADCx:MV?	zwrócenie wartości w mV
DAC. Wyjście analogowe, 12-bitowy DAC, zakres napięć 0...5 V. Zamiennie z DIG. PORTA.	
DACx ON|OFF	włączenie/wyłączenie DAC x: identyfikator kanału 0...7
DACx?	zwrócenie ON albo OFF
DAC raw	wpisanie do DAC wartości raw raw: 0...4095
DAC volt MV	wpisanie do DAC wartości volt mV volt: 0...5000
CMP. Komparator analogowy. Zakres napięć 0...5 V. Zamiennie z DIG. Piny X6, X7, X8.	
CMP ON|OFF	włączenie/wyłączenie komparatora
CMP?	zwraca wynik porównania (IN+>IN– lub IN+<IN–)

PWM. Generator PWM. Zamiennie z DIG i GEN. Pin X0.	
CONF:PWM freq	ustawia częstotliwość PWM freq: L|M|H|V L: 1,22 kHz (10-bit), M: 19,5 kHz (10-bit), H: 78,125 kHz (8-bit), V: 156,25 kHz (7...8-bit)
CONF:PWM?	zwraca wartość częstotliwości PWM
PWM ON|OFF	włączenie/wyłączenie sygnału PWM
PWM duty	ustawia wypełnienie duty: 0...1023 dla L, M. 0...255 dla H, V
PWM?	zwraca współczynnik wypełnienia
GEN. Generator przebiegu prostokątnego o wypełnieniu 50%. Zamiennie z DIG i PWM. Pin X0.	
GEN ON|OFF	włączenie/wyłączenie sygnału GEN
GEN?	zwraca częstotliwość w Hz
GEN freq	ustawia częstotliwość w Hz, która zostaje przeliczona na rzeczywistą wartość freq: 1200...2500000
GEN freq k	ustawia częstotliwość w kHz, która zostaje przeliczona na rzeczywistą wartość freq: 1,2...2500
CNT. Licznik impulsów. Zamiennie z DIG FRQ. Piny X4, X5.	
CONF:CNT bramka	ustala stan aktywny (t.j. gdy licznik liczy) bramki bramka: L|H|X L|H:licznik liczy, X:licznik liczy a bramka jest wyłączona
CONF:CNT?	zwraca stan bramki
CNT ON|OFF	włączenie/wyłączenie licznika

eprasa.pl 8c835b9be4

CNT count	wpisuje wartość początkową licznika count: 0...65535
CNT?	zwraca stan licznika

FRQ. Miernik częstotliwości. Zamiennie z DIG i CNT. Pin X4.	
FRQ ON|OFF	włączenie/wyłączenie miernika częstotliwości
FRQ?	zwraca częstotliwość w Hz

I²C. Interfejs komunikacyjny I²C. Zamiennie z DIG, SPI i WIRE. Piny X1, X2.	
CONF:I2C clock	ustawienie szybkości transmisji clock: L|M|H L: 100 kHz, M: 400 kHz, H: 1 MHz
CONF:I2C?	zwraca szybkość transmisji
I2C ON|OFF	włączenie/wyłączenie I²C
I2C?	zwraca ON|OFF
I2C:adres,hex [{hex }]	write: wysłanie danych przez I²C adres: 8-bitowy adres urządzenia I²C. Bit 0 ma wartość 0 hex: ciąg bajtów do wpisania (dec lub hex)
I2C:adres,bajtów	read: odbiór danych z I²C adres: 8-bitowy adres urządzenia I²C. Bit 0 ma wartość 1 bajtów: ilość bajtów do odczytania
I2C write ; read	wysłanie do i odbiór danych z I²C Znak ';' oznacza generację powtórzonego startu I²C

SPI. Interfejs komunikacyjny SPI. Zamiennie z DIG, I²C i WIRE. Piny X1, X2, X3.	
CONF:SPI mode,clock	ustawienie konfiguracji mode: M0|M1|M2|M3 clock: L|H L: 1,25 MHz, H: 5 MHz
CONF:SPI?	zwraca konfigurację
SPI ON|OFF	włączenie/wyłączenie SPI
SPI?	zwraca ON|OFF
SPI hex [{hex }]	wysłanie i odbiór ciągu bajtów hex: bajty do wpisania (dec lub hex)

WIRE. Interfejs komunikacyjny 1-Wire. Zamiennie z DIG, I²C i SPI. Pin X1.	
WIRE ON|OFF	włączenie/wyłączenie 1-Wire
WIRE?	zwraca ON|OFF
WIRE:RST	reset interfejsu
WIRE:WR hex [{hex }]	wysłanie ciągu bajtów przez 1-Wire hex; bajty do wpisania (dec lub hex)
WIRE:R bajtów	odbiór danych z 1-Wire bajtów: ilość bajtów do odczytania

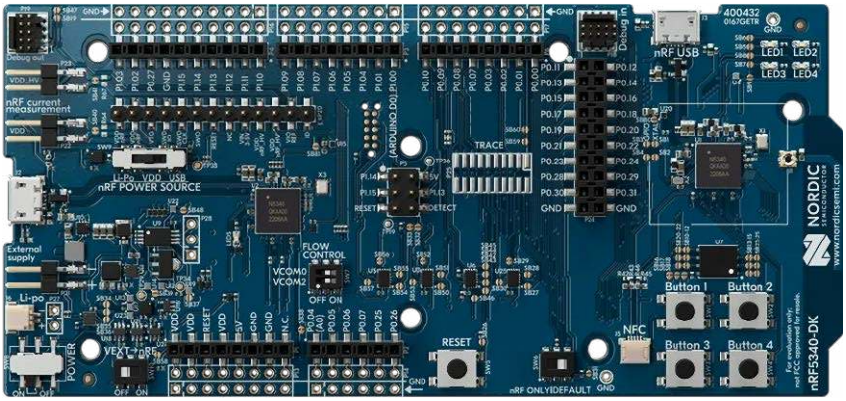
Komunikaty o błędach	
Error 0:none	brak błędów
Error 1:syntax	błąd składni rozkazu SCPI
Error 2:value	przekroczenie zakresu wartości liczbowej
Error 3:busy	na pinie włączona jest funkcja alternatywna
Error 4:NACK	w komunikacji I²C odebrano NACK
Error 5:not DIG	pin nie jest cyfrowym wejściem/wyjściem
Error 6:not IN	pin nie jest w trybie cyfrowego wejścia
Error 7:not OUT	pin nie jest w trybie cyfrowego wyjścia
Error 8:not DAC	pin nie jest w trybie DAC
Error 9:not ADC	pin nie jest w trybie ADC
Error 10:not CMP	pin nie jest w trybie CMP
Error 11:not CNT	pin nie jest w trybie CNT
Error 12:not PORT	port nie jest w trybie 8-bitowym
Error 13:not WIRE	pin nie jest w trybie WIRE
Error 14:not FRQ	pin nie jest w trybie FRQ
Error 15:not I2C	pin nie jest w trybie I²C
Error 16:not SPI	pin nie jest w trybie SPI
Error 17:not PWM	pin nie jest w trybie PWM
Error 18:not GEN	pin nie jest w trybie GEN

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

Literatura:
1. www.digilent.com
2. www.analog.com/en/media/technical-documentation/data-sheets/ad5592r.pdf
3. www.waveshare.com/1.8inch-lcd-module.htm
4. ftdchip.com/drivers
5. www.ivifoundation.org/downloads/SCPI/scpi-99.pdf
6. www1.microchip/downloads/en/DeviceDoc/doc0180.pdf
7. www.analog.com/en/media/technical-documentation/data-sheets/ds18b20.pdf

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 8c835b9be4

AVT sklep

Najważniejsze parametry:
- napięcie wyjściowe: 10,8...13,8 V DC,
- maksymalny prąd wyjściowy: 2 A,
- pojemność ogniw: 2000 mAh,
- wymiary: 103×170×45 mm,
- waga: 0,68 kg.

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl
(aktywne linki do artykułów):
- Zasilacz buforowy dla Raspberry Pi
- Zasilacz buforowy lub ładowarka akumulatorów żelowych
- Zasilacz buforowy z superkondensatorami do Raspberry Pi
- Mini zasilacz buforowy 5 V

* **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**

Zasilacz buforowy do przedwzmacniaczy gramofonowych

Prezentowany zasilacz buforowy jest urządzeniem przeznaczonym do zasilania przedwzmacniaczy gramofonowych i innych przedwzmacniaczy audio, również lampowych. Warunkiem poprawnej pracy systemu jest to, by nominalne napięcie zasilania przedwzmacniacza wynosiło 12 V DC. Opisany układ to alternatywne rozwiązanie wobec tradycyjnych zasilaczy, charakteryzujące się całkowitym brakiem przydźwięku sieciowego lub zakłóceń o wyższych częstotliwościach, co ma niebagatelne znaczenie dla odbiorców o wysokich wymaganiach.

Zasilacz składa się z baterii ogniw NiMH oraz inteligentnego układu ładowania. Podczas korzystania z zasilanego przedwzmacniacza (odsłuchu audio), urządzenie to jest zasilane z baterii akumulatorów, a gdy użytkownik nie słucha muzyki, akumulatory są doładowywane. Dzięki takiemu rozwiązaniu nasz przedwzmacniacz – urządzenie najbardziej wrażliwe na zakłócenia sieciowe w całym torze audio – nie jest w żaden sposób podłączony do sieci energetycznej. Takie rozwiązania stosowane są w sprzęcie audio o najwyższych parametrach.

Mikroprocesor nadzoruje proces ładowania ogniw po każdym powrocie do stanu spoczynku, aby w każdej chwili możliwe było ponowne zasilanie toru audio z baterii akumulatorów. Mikrokontroler nie dopuszcza do przeładowania ogniw oraz do ich zbyt głębokiego rozładowania. Jeśli użytkownik korzysta na tyle długo z ogniw, że doprowadzi do ich rozładowania, urządzenie automatycznie zacznie ładować ogniwa i przełączy zasilanie przedwzmacniacza na zasilacz sieciowy, aby nadmiernie nie rozładować ogniw.

Wszystkie stany pracy urządzenia sygnalizowane są dwukolorową diodą LED.

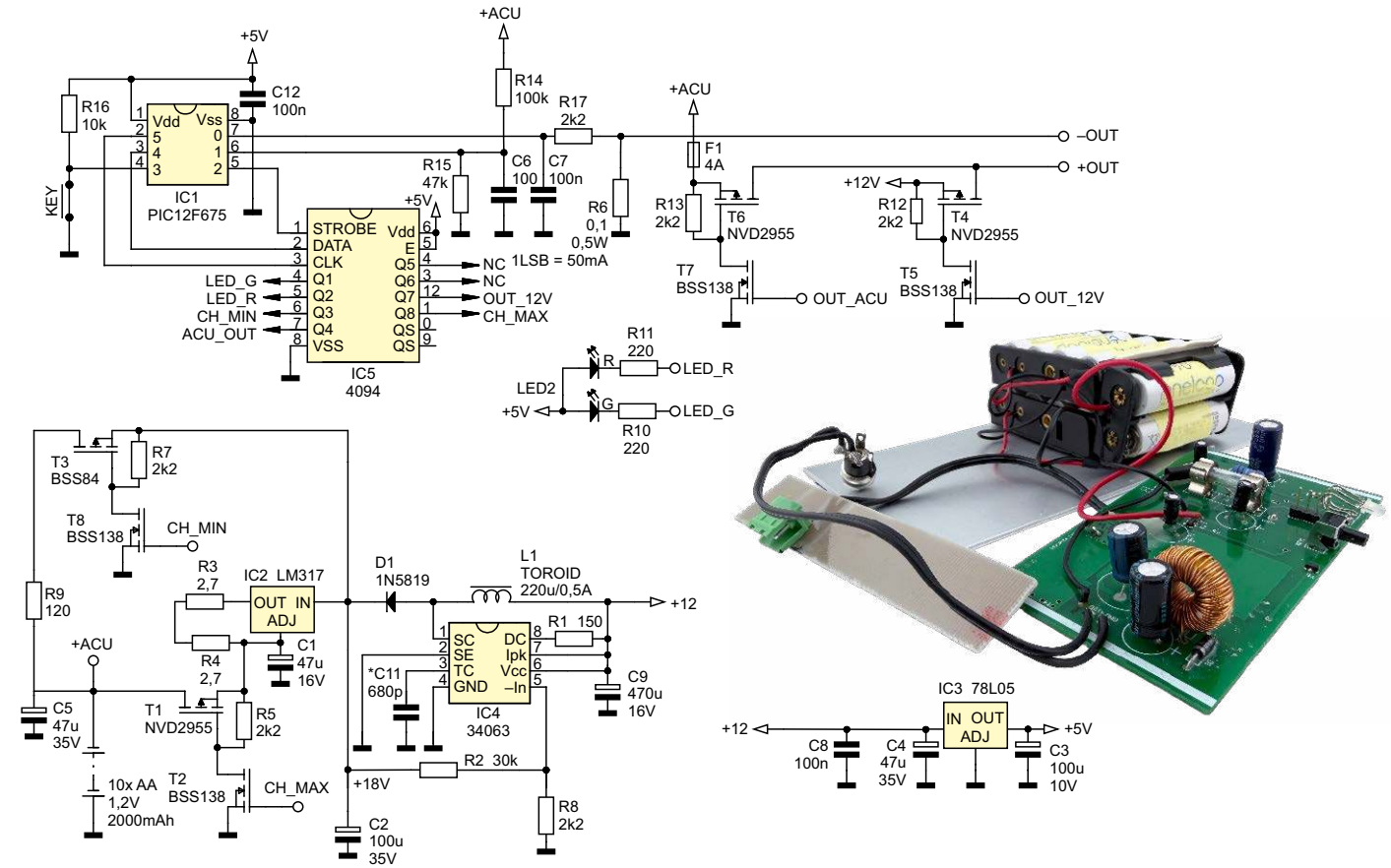
Czas, przez który można korzystać z zasilania z ogniw, wynika z pojemności akumulatorków (2000 mAh) oraz z wartości prądu pobieranego przez przedwzmacniacz. Jeśli przedwzmacniacz jest wykonany w tradycyjnej technologii półprzewodnikowej (z elementów dyskretnych lub układów scalonych), to pobierany przez niego prąd jest mniejszy niż 100 mA – a to oznacza, że w pełni naładowane ogniwa wystarczą na 20 godzin pracy. Jeśli natomiast korzystamy z przedwzmacniacza lampowego, którego pobór prądu wynosi np. 700 mA, pojemność ogniw wystarczy na ponad 2,5 godziny pracy.

Schemat ideowy urządzenia znajduje się na **rysunku 1**.

Cały układ zasilany jest napięciem 12 V DC. Nominalne napięcie dziesięciu ogniw to 12 V, ale w trakcie ładowania mogą one osiągnąć napięcie nawet 14,3 V – do tego należy wziąć pod uwagę spadek napięcia na źródle prądowym, które ładuje owe ogniwa. To wszystko powoduje, że konieczne było zastosowanie konwertera, który podniesie napięcie zasilania. Układ ten zbudowano w oparciu o scalony kontroler MC34063 (IC4), współpracujący z dławikiem L1 i kondensatorem C2, który ładowany jest do napięcia 18 V. Wartość ta ustalana jest przez dzielnik rezystancyjny R2 i R8.

Bateria ogniw ładowana jest z dwóch źródeł. Pierwsze to rezystor R9 załączany przez mikrokontroler za pośrednictwem tranzystorów T3 i T8. Przy naładowanych akumulatorach zapewnia on doładowywanie prądem spoczynkowym (gwarantującym pełne ich naładowanie bez możliwości nadmiernego przeładowania) o wartości około 115 mA (0,06 C). Drugim źródłem jest układ IC2 wraz z rezystorami R3 i R4, załączany przez mikrokontroler tranzystorami T1 i T2. To główne źródło prądu ładujące akumulatory prądem I=Vref(IC1)/(R3+R4), czyli około 220 mA (około 0,1 C).

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 1. Schemat ideowy zasilacza buforowego

Procesem automatycznego ładowania, nadzorowaniem napięcia baterii oraz sterowaniem napięciem wyjściowym zajmuje się mikrokontroler IC1 – ośmionóżkowy PIC12F675. Port GPIO1 (IC1) jest ustawiony jako wejście przetwornika ADC. Przez dzielnik rezystancyjny R14 i R15 mikrokontroler dokonuje pomiaru napięcia baterii. Wykrywa w ten sposób stany: rozładowania, normalnej pracy i ładowania. Generalnie za rozładowane ogniwo uważa się takie, którego napięcie jest niższe niż 1,05 V. Nie należy takiego ogniwa dłużej rozładowywać, gdyż może to skutkować skróceniem jego żywotności. Ogniwo w pełni naładowane może osiągnąć napięcie 1,43 V bez „uszczerbku na zdrowiu", a napięcie nominalne to 1,2 V.

Ponieważ niepozorny mikrokontroler ma jedynie osiem wyprowadzeń, z czego dwa tracimy na zasilanie, a jedno na obsługę przycisku włącznika (port GPIO3 może być tylko wejściem cyfrowym lub wejściem RESET), do dyspozycji pozostaje pięć wolnych wyprowadzeń – za mało na zapewnienie pełnej funkcjonalności opisywanego układu. Dlatego dodano rejestr szeregowo–równoległy IC5 typu 4094. Do jego wyjść podłączone są: dwukolorowa dioda LED2 ze wspólną anodą, klucz tranzystorowy T6+T7, który włącza na wyjście układu baterię akumulatorów, a także klucz tranzystorowy T4+T5 podający na wyjście układu napięcie z zasilacza zewnętrznego. Ponadto wyjścia Q3 i Q8 układu IC5 sterują ładowaniem akumulatorów.

Linia GPIO0 mikrokontrolera (pin nr 7) pracuje w trybie wejścia przetwornika ADC i mierzy napięcie odkładające się na rezystorze R6, proporcjonalne do prądu pobieranego przez zasilany przedwzmacniacz. Masa zasilania przedwzmacniacza podłączona jest właśnie przez rezystor R6. Jeśli zasilany przedwzmacniacz pobierałby prąd 100 mA, na porcie GPIO0 mikrokontrolera pojawiłoby się napięcie 10 mV – to niewiele, ale przy 10-bitowym przetworniku ADC to 2 bity, więc może to być zauważone przez mikrokontroler. Z reguły przedwzmacniacze oparte na wzmacniaczach operacyjnych lub elementach dyskretnych nie mają zresztą włącznika zasilania i w tym przypadku pomiar poboru prądu przez przedwzmacniacz nie ma sensu. Inaczej przedstawia się sytuacja w przypadku przedwzmacniaczy lampowych, których typowy pobór prądu to kilkaset miliamperów. Pomiar tak znacznego natężenia pozwala jednoznacznie ustalić, kiedy przedwzmacniacz został włączony (a zatem – kiedy użytkownik chce słuchać muzyki) i należy przełączyć zasilanie na baterię ogniw.

Mikrokontroler zasilany jest za pomocą tradycyjnego stabilizatora szeregowego IC3 typu LM78L05.

Montaż

Układ zmontowany jest na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 100×58 mm (**rysunek 2**). Montaż należy rozpocząć od mikrokontrolera w obudowie SO-8. Można przylutować zaprogramowany układ lub wgrać program po zamontowaniu mikrokontrolera na PCB. Programowanie przed montażem wymaga kosztownej podstawki, zatem dużo łatwiej jest – już po przylutowaniu mikrokontrolera na PCB – podłączyć 4 przewody z programatora do punktów GND, MCLR, GPIO0, GPIO1 i wgrać program.

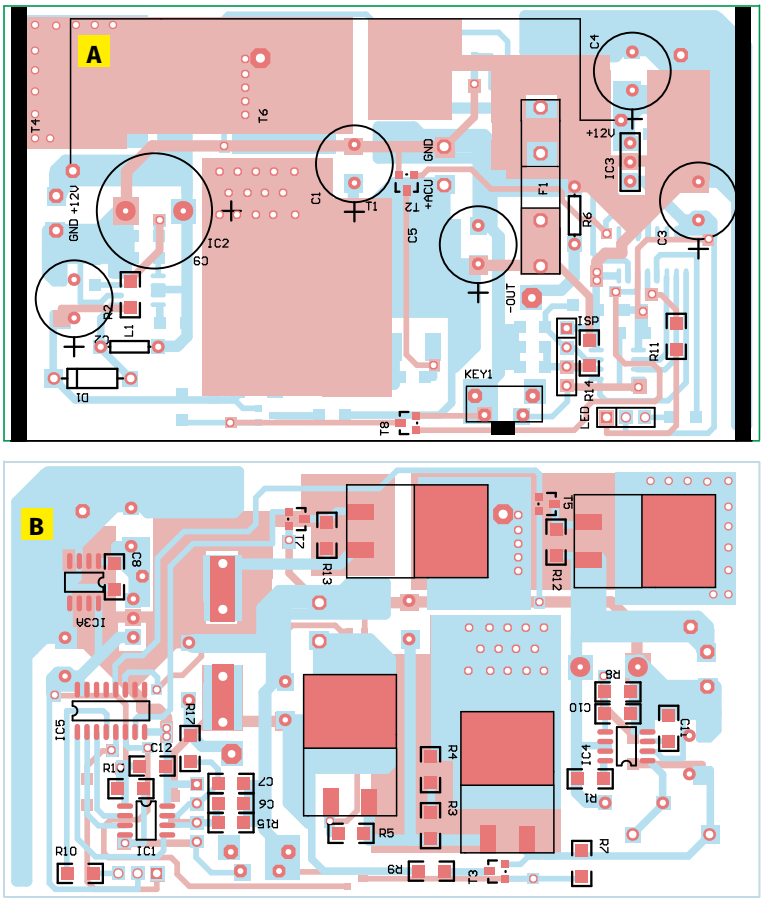
Po zamontowaniu mikrokontrolera należy przylutować pozostałe elementy SMD (oprócz rezystora R9). Na końcu należy zamontować komponenty przewlekane. Po zakończeniu montażu warto w pierwszej kolejności sprawdzić, czy po włączeniu układu na kondensatorze C2 mamy napięcie 18 V (co potwierdza poprawne działanie konwertera). Następnie, jeszcze przed podłączeniem baterii akumulatorów, warto w miejsce ogniw włączyć amperomierz. Powinien on wskazać około 220 mA – oznacza to poprawne działanie źródła prądowego IC2 w układzie ładowania akumulatora. Następnie można wlutować R9 i podłączyć baterię akumulatorów.

Do złożenia „pakietu" można użyć dostępnych w sprzedaży koszyków, podłączając np. dwa koszyki na 4 akumulatorki i jeden koszyk podwójny. Trzeba jednak mieć świadomość, że jakość wykonania typowych koszyków pozostawia wiele do życzenia. Rezystancja łączeń jest na tyle wysoka, że przy procesie ładowania może powodować wzrost napięcia odczytywanego przez mikrokontroler i wyłączać ładowanie zanim akumulatory osiągną 100% swej pojemności.

eprasa.pl 8c835b9be4

Warto zastanowić się nad przylutowaniem odpowiedniego pakietu akumulatorów lub obniżeniem rezystancji połączeń zastosowanych koszyków.

UWAGA! Przed podłączeniem przedwzmacniacza należy upewnić się co do prawidłowej polaryzacji. Jeśli jest taka potrzeba, można odwrócić bieguny poprzez zamianę przewodów w zaciskach śrubowych gniazda zasilacza buforowego. Należy zwrócić uwagę, jakie wymagania (polaryzację) ma posiadany przedwzmacniacz. Większość urządzeń będzie miała zacisk dodatni na środkowym styku gniazda.



Rysunek 2. Schemat montażowy płytki drukowanej zasilacza (a – strona TOP, b – strona BOTTOM)

Podłączenie

Urządzenie jest przystosowane do współpracy z zasilaczem sieciowym, który należy podłączyć do gniazda znajdującego się na tylnej części zasilacza buforowego (zgodnie z rysunkiem). Z zasilacza buforowego wyprowadzony jest natomiast przewód zakończony wtykiem koncentrycznym 2,5 mm/1,5 mm (**rysunek 3**).

Po podłączeniu zestawu wskaźnik LED zasilacza buforowego zaświeci się na kolor czerwony, a po dwóch sekundach zmieni kolor na żółty. Po kolejnych dwóch sekundach uzyska kolor zielony, a po upływie następnych dwóch – zgaśnie. Wówczas urządzenie jest gotowe do pracy. Na przedwzmacniacz podawane jest napięcie z zasilacza sieciowego, a zasilacz buforowy oczekuje na naciśnięcie przycisku obsługi.

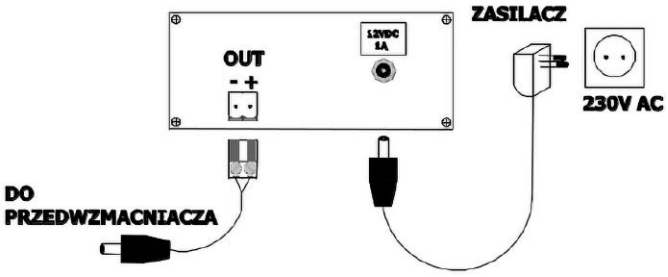
Program

Program został napisany w asemblerze i zajmuje jedynie 1 kB pamięci Flash. Na początku deklarowane są porty mikrokontrolera, przy czym GPIO3 jest ustawiony jako wejście (podłączone do przycisku obsługi) co oznacza, że reset systemu zapewnia wewnętrzny moduł POR (Power-On Reset) mikrokontrolera.

Wejścia GPIO0 oraz GPIO1 skonfigurowane są jako wejścia analogowe przetwornika ADC i umożliwiają kontrolę stanu akumulatora oraz pomiar prądu pobieranego przez obciążenie zasilacza. Porty GPIO2, 4, 5 są wyjściami cyfrowymi, przy czym port GPIO5 jest wyjściem zegarowym taktującym rejestr, GPIO4 to wyjście danych zapisywanych do rejestru, a GPIO2 to wyjście STROBE zatrzaskujące (przepisujące) dane na wyjście rejestru.

Po ustawieniu portów mikrokontrolera sprawdzany jest stan linii podłączonej do przycisku – pozwala to przejść do trybu programowania ustawień użytkownika (jeśli istnieje taka potrzeba) lub do normalnej pracy zasilacza.

Następnie mikrokontroler odczytuje pamięć EEPROM, w której przechowywane są informacje dotyczące trybu pracy zasilacza buforowego oraz wartości progowej prądu, przy której ma zostać uruchomiona praca z baterii (tryb nr 2).



Rysunek 3. Schemat podłączenia zasilacza buforowego do przedwzmacniacza i zasilacza sieciowego 12 V

Gdy nie korzystamy z przedwzmacniacza, akumulator jest doładowywany prądem spoczynkowym lub prądem maksymalnym, jeśli wcześniej był głębiej rozładowany. Cyklicznie sprawdzana jest wartość napięcia baterii, co pozwala w odpowiednim momencie przerwać proces ładowania. Sprawdzany jest też przycisk (pozwalający użytkownikowi na wymuszenie przejścia na zasilanie bateryjne) oraz – jeśli zasilacz pracuje w trybie nr 2 – pobór prądu na wyjściu zasilacza (wzrost natężenia prądu obciążenia powyżej progu włączenia przedwzmacniacza także musi skutkować przejściem w tryb pracy bateryjnej).

Podczas pracy z zasilaniem akumulatorowym mikrokontroler cyklicznie odczytuje stan baterii, aby nie doprowadzić do zbyt głębokiego rozładowania. Odczytuje także stan przycisku, co pozwala użytkownikowi na żądanie powrotu do pracy z zasilacza sieciowego. Podczas pracy w trybie nr 2 mikrokontroler sprawdza też, czy prąd pobierany z zasilacza nie spadł poniżej wartości progowej po to, aby móc automatycznie powrócić do pracy z zasilacza sieciowego w chwili, gdy użytkownik wyłączy przedwzmacniacz (tryb pracy nr 2).

Wszystkie te stany sygnalizowane są dwukolorową diodą LED.

Obsługa

Tryb 1 – obsługa przyciskiem. Po włączeniu urządzenia do sieci ładowane są ogniwa, a przedwzmacniacz zasilany jest napięciem z zewnętrznego zasilacza sieciowego. Przyciśnięcie przycisku powoduje przełączenie obciążenia na zestaw ogniw. Stan ten jest sygnalizowany miganiem wskaźnika LED, przy czym jego kolor zależy od stopnia naładowania ogniw. Zielony wskaźnik oznacza 100% naładowania ogniw i stan ten podczas zasilania przedwzmacniacza ogniwami jest stosunkowo krótki. Gdy napięcie ogniw spadnie, wskaźnik LED miga na kolor żółty. Jest to naturalny stan pracy na zasilaniu bateryjnym. Kiedy wskaźnik LED zmieni kolor na czerwony oznacza to,

eprasa.pl 8c835b9be4

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1: 150 Ω (SMD 1206)
R2: 30 kΩ (SMD 1206)
R3, R4: 2,7 Ω (SMD 1206)
R5, R7, R8, R12, R13 R17: 2,2 kΩ (SMD 1206)
R6: 0,1 Ω/0,5 W (THT)
R9: 22 Ω (SMD 1206)
R10, R11: 220 Ω (SMD 1206)
R14: 100 kΩ (SMD 1206)
R15: 47 kΩ (SMD 1206)
R16: 10 kΩ (SMD 1206)

Kondensatory:
C1: 47 μF/16 V (THT)
C2: 100 μF/35 V (THT)
C3: 100 μF/10 V (THT)
C4, C5: 47 μF/35 V (THT)
C6...C8, C10, C12, C13: 100 nF (SMD 1206)
C9: 470 μF/16 V (THT)
C11: 1,5 nF (SMD 1206)

Półprzewodniki:
D1: 1N5819 (THT)
LED: dioda LED dwukolorowa (czerwony/zielony), wspólna anoda (THT)
IC1: PIC12F675 (SO-8)
IC2: LM317 (TO-220)
IC3: LM78L05 (TO-92)
IC4: MC34063 (SO-08)
IC5: 4094 (SO-16)
T1, T4, T6: NVD2955 (DPAK)
T2, T5, T7, T8: BSS138 (SOT-23)
T3: BSS84 (SOT-23)

Pozostałe:
F1: bezpiecznik 4 A
KEY1: przycisk tact-switch 6x6 mm, THT, kątowy
L1: dławik toroidalny 150 μH/0,5 A (THT)
10x ogniwo NiMH 1,2 V/2000 mAh

że dłuższe rozładowywanie ogniw mogłoby skrócić ich żywotność, dlatego układ automatycznie przełączył przedwzmacniacz na pracę z zasilacza sieciowego, zaś ogniwa będą ładowane. Przez cały czas ładowania ogniw wskaźnik LED świeci na kolor czerwony i nie jest możliwe ponowne zasilanie przedwzmacniacza z ogniw, aż do czasu ich naładowania.

Po naładowaniu ogniw wskaźnik LED zmieni kolor na zielony i po chwili zgaśnie, a zasilacz buforowy będzie oczekiwał ponownego naciśnięcia przycisku.

Podczas gdy przedwzmacniacz zasilany jest z ogniw (wskaźnik LED świeci pulsacyjnie), możliwy jest powrót do pracy z zasilacza sieciowego przez przyciśnięcie przycisku obsługi. Wówczas wskaźnik LED przestaje pulsować, a ogniwa są ładowane do uzyskania stanu całkowitego naładowania. W każdej chwili można, poprzez ponowne naciśnięcie przycisku, powrócić do pracy z zasilania bateryjnego (tylko jeśli ogniwa nie były całkowicie rozładowane).

Tryb ten zalecany jest dla posiadaczy przedwzmacniaczy zbudowanych na elementach dyskretnych lub układach scalonych (bez lamp), ale pozbawionych włącznika (przewidzianych do pracy ze stale włączonym zasilaczem).

Tryb 2 – obsługa automatyczna. Zasilacz nadzoruje pobór prądu przedwzmacniacza. Jeśli przedwzmacniacz nie pobiera prądu w ogóle lub pobiera stosunkowo niewielki prąd (np. niezbędny do wstępnego wygrzewania lamp), to przedwzmacniacz zasilany jest z zasilacza sieciowego. Jeśli pobór prądu w układzie wzrośnie w wyniku włączenia przedwzmacniacza, zasilacz automatycznie przełączy się na zasilanie z ogniw. Tryb ten zalecany jest dla posiadaczy przedwzmacniaczy lampowych oraz przedwzmacniaczy wyposażonych w włącznik zasilania. Podczas pracy z ogniw powrót do zasilania sieciowego oraz ładowania ogniw jest możliwy po przyciśnięciu przycisku lub po wyłączeniu przedwzmacniacza (użycie wyłącznika zasilania przedwzmacniacza powoduje spadek poboru prądu w układzie) lub po rozładowaniu ogniw.

Działanie diody LED jest analogiczne, jak w trybie 1. Po naładowaniu ogniw wskaźnik LED zaświeci się na kolor zielony i po chwili zgaśnie, a zasilacz buforowy będzie oczekiwał ponownego wzrostu poboru prądu w obwodzie (włączenie przedwzmacniacza).

Podczas gdy przedwzmacniacz zasilany jest z ogniw (wskaźnik LED świeci pulsacyjnie), możliwy jest powrót do pracy sieciowej przez wyłączenie przedwzmacniacza (spadek poboru prądu w obwodzie). Wówczas wskaźnik LED przestaje pulsować, ogniwa są ładowane do uzyskania stanu całkowitego naładowania. W każdej chwili można powrócić do pracy z zasilaniem bateryjnym (tylko, jeśli ogniwa nie były całkowicie rozładowane).

Zasilacz oferuje ponadto tryb programowania, który umożliwia użytkownikowi ustawienie progów prądów w swoim domowym zestawie tak, aby zasilacz rozpoznawał stan włączenia i wyłączenia przedwzmacniacza. Programowanie dotyczy tylko użytkowników, którzy chcą korzystać z trybu 2 (automatycznego).

Początkowo urządzenie zaprogramowane jest na tryb 1 obsługi. Użytkownicy, którzy chcą korzystać z tego trybu (manualnie – przyciskiem) nie mają potrzeby korzystać z trybu programowania.

Ci spośród Czytelników, którzy chcą korzystać z trybu 2 (automatycznego), powinni podłączyć cały zestaw i wypróbować jego działanie, a dopiero po uzyskaniu pewności, że układ działa prawidłowo, należy przejść do trybu programowania.

Programowanie

Funkcja programowania pozwala użytkownikowi zdecydować, który z trybów obsługi jest preferowany.

Tryb 1 – obsługa przyciskiem. Po włączeniu zasilacza sieciowego podłączonego do zasilacza buforowego wskaźnik LED zasilacza zaświeci się na czerwono, a po dwóch sekundach zmieni kolor na żółty. Po kolejnych dwóch sekundach uzyska kolor zielony i wówczas należy przycisnąć przycisk obsługi oraz przytrzymać go przez sekundę. Po zwolnieniu przycisku wskaźnik LED mignie trzykrotnie i zasilacz potwierdzi tym samym gotowość do pracy w trybie 1.

Tryb 2 – tryb automatyczny. Po włączeniu zasilacza sieciowego, podłączonego do zasilacza buforowego, wskaźnik LED zaświeci się na czerwono – wówczas należy przycisnąć przycisk i przytrzymać go przez sekundę. Po zwolnieniu przycisku wskaźnik LED mignie trzykrotnie i pozostanie zaświecony na czerwono, potwierdzając tym samym wejście w funkcję programowania trybu drugiego obsługi. Jeśli w zestawie mamy przedwzmacniacz wyposażony w funkcję wstępnego żarzenia lamp, należy odczekać kilka sekund do momentu, aż lampy lekko się rozgrzeją, a następnie włączyć przedwzmacniacz. Jeśli przedwzmacniacz nie posiada takiej funkcjonalności, można go włączyć od razu.

Po włączeniu przedwzmacniacza należy odczekać około 20 sekund, aż parametry się ustabilizują (czas pełnego rozgrzewania lamp), a następnie jednokrotnie przycisnąć przycisk obsługi w zasilaczu. Wskaźnik LED błyśnie na kolor żółty, potwierdzając zapisanie do pamięci parametrów pracy. Prąd pobierany przez przedwzmacniacz zostanie zapisany w pamięci jako próg, powyżej którego układ będzie przechodził do pracy z zasilaniem akumulatorowym. Po wyłączeniu przedwzmacniacza wskaźnik LED przestanie migać i będzie świecił światłem ciągłym. Oznacza to, że układ przeszedł do pracy z zasilacza sieciowego, a ogniwa są ładowane. Gdy ogniwa będą naładowane w pełni, wskaźnik LED zmieni kolor na zielony i po kilku sekundach zgaśnie.

Przez cały czas możliwy jest powrót do zasilania z ogniw przez włączenie przedwzmacniacza, a tym samym zwiększenie poboru prądu w obwodzie obciążenia.

Grzegorz Mazur

Jeśli pracując w trybie 2 obsługi (automatycznym) system samoczynnie przełącza się z zasilania sieciowego na ogniwa i z ogniw na zasilacz sieciowy bez wyraźnej potrzeby, oznacza to, że występują w obwodzie znaczne zmiany poboru prądu, których układ nie potrafi prawidłowo zinterpretować. Należy wówczas korzystać z 1 trybu obsługi (manualnego).

eprasa.pl 8c835b9be4

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

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

BESTSELLERY sklepu AVT – sklep.avt.pl

Mikroskopy cyfrowe dla elektroników

Rabat dla Czytelników EP
przy zakupie podaj kod **EP2505MC** **-3%**

Rabat dla Prenumeratorów EP
przy zakupie podaj numer prenumeraty **-6%**

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

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

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

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

AVT sklep

W ofercie AVT*

AVT6095

Najważniejsze parametry:
- częstotliwość wyjściowa: 10,000 MHz,
- stabilność częstotliwości: ±1 ppm,
- amplituda sygnału wyjściowego: 10 dBm,
- współczynnik wypełnienia: 50%,
- pobór mocy: 2,1 W (maks.),
- zasilanie: 5 V DC (złącze USB-C),
- impedancja wyjść: 50 Ω.

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl
(aktywne linki do artykułów):
- Generator DDS na zakres 1 Hz...40 MHz z wobulatorem
- Generator cyfrowy
- Cyfrowy generator sygnału prostokątnego
- Cyfrowy generator sygnału prostokątnego 1 Hz...499 kHz
- Prosty generator sygnału PWM
- Ekonomiczny generator funkcyjny DDS

* **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.

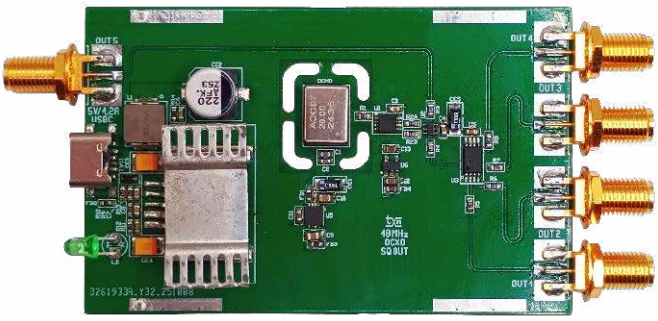
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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

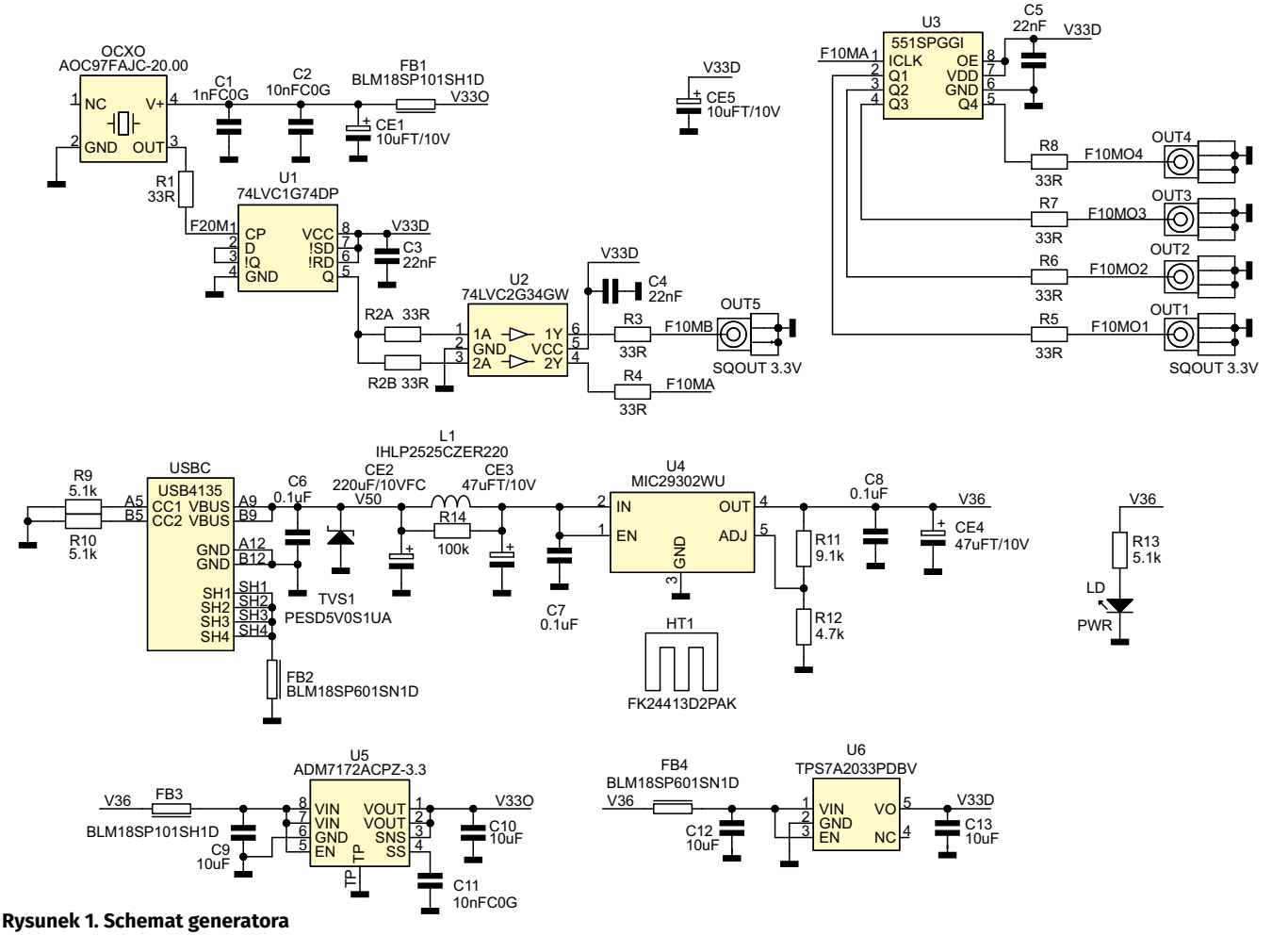
W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: **kity@avt.pl**

Warsztatowy generator OCXO 10 MHz

Prezentowany układ to niewielki moduł umożliwiający generowanie stabilnego przebiegu prostokątnego o częstotliwości 10 MHz, przydatny jako rezerwowe źródło częstotliwości odniesienia w przypadku coraz częstszych problemów z odbiorem zakłóconego sygnału GPS przy użytkowaniu GPSDO lub do eksperymentów z techniką RF.



Dzięki zastosowaniu nowoczesnego, ale jeszcze względnie taniego generatora stabilizowanego termicznie (OCXO od ang. Oven Controlled Crystal Oscillator) możliwe jest zachowanie tolerancji generowanej częstotliwości na poziomie ±1 ppm (po starzeniu), przy wysokiej stabilności długookresowej. Moduł w praktyce zastąpił problematyczny i tani, chiński generator oparty na OCXO typu OSC5A2B02. Wbudowany szybki bufor o czterech wyjściach pozwala na współpracę z wejściami 50 Ω, a dedykowane wyjście



Rysunek 1. Schemat generatora

eprasa.pl 8c835b9be4

LVC33V – ze wzmacniaczami dystrybucyjnymi z wbudowanym filtrem dolnoprzepustowym lub z dodatkowymi dzielnikami częstotliwości 10 MHz. Układ zasilany jest za pomocą typowej ładowarki USB-C lub powerbanka, co umożliwia zastosowania mobilne.

Schemat warsztatowego generatora OCXO 10 MHz pokazano na **rysunku 1**.

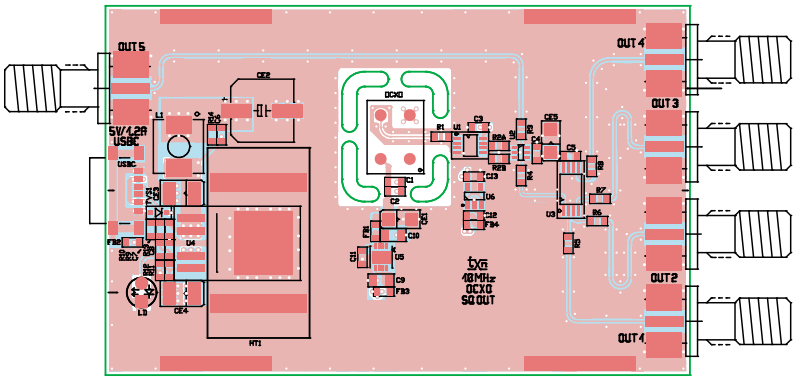
Jako źródło częstotliwości wzorcowej zastosowano generator OCXO typu AOC97 firmy Abracon. Jest to aktualnie jeden z tańszych nowych generatorów OCXO, cechujący się wysoką stabilnością, typowym zasilaniem 3,3 V, a także niewielkim poborem mocy, który nie przekracza 2,1 W, co ułatwia zastosowania mobilne. Generator AOC dostępny jest w kilku typowych wariantach częstotliwościowych z zakresu od 10 MHz do 48 MHz. W modelu zastosowano generator AOC o częstotliwości 20 MHz, która podlega podziałowi przez dwa w układzie przerzutnika U1 typu LVC1G74. Podział podyktowany jest koniecznością uzyskania wypełnienia przebiegu wyjściowego równego 50%, gdyż – podobnie jak większość generatorów – pomimo zachowania stałej częstotliwości, wypełnienie przebiegu może, zgodnie z kartą katalogową, zawierać się w przedziale 45...55%, co nie zawsze jest korzystne. Po podziale sygnał 10 MHz buforowany jest przez U2 typu LVC2G34. Jedno z wyjść bufora (1Y) wyprowadzono na gniazdo OUT5 typu SMA, skąd może zostać podłączone do wzmacniacza dystrybucyjnego (także opisanego w tym numerze EP) lub dzielnika częstotliwości. Należy zwrócić uwagę na możliwie krótkie połączenia wyjścia OUT5, maksymalnie 5...10 cm, oczywiście ekranowanym przewodem kompatybilnym ze złączami SMA, np.: RG316, RG402 czy RG405. Drugie z wyjść U2 (2Y) podłączono do specjalizowanego układu U3 – bufora sygnału zegarowego typu 551S. Układ dysponuje czterema wyjściami wyprowadzonymi na gniazda OUT1...4. Bufor cechuje się niskim jitterem, dobrym wyrównaniem czasowym wyjść oraz dużą szybkością narastania zboczy.

Generator zasilany jest poprzez gniazdo USB-C za pomocą typowej ładowarki lub powerbanka. Obwody zasilające są dosyć rozbudowane. Napięcie wejściowe V50 (+5,0 V), po zabezpieczeniu przeciwprzepięciowym diodą TVS1 i filtracji za pomocą elementów L1, CE2 i CE3, doprowadzane jest do stabilizatora wstępnego LDO U4 typu MIC29302. Układ stabilizuje napięcie V36 (+3,6 V), którego wartość ustalona jest dzielnikiem R11,12. Szyna V36 zasila z kolei stabilizatory napięć 3,3 V o numerach U5 i U6. Dioda LD sygnalizuje obecność napięcia na linii V36.

Układ niskoszumnego stabilizatora LDO typu ADM7172-3.3V (U5) stabilizuje napięcie V33O (+3,3 V) zasilające tylko generator OCXO. Wydzielony regulator ma zapewnić stabilne napięcie 3,3 V dla minimalizacji zmian częstotliwości OCXO, związanych z ewentualnymi wahaniami napięcia zasilania. Generator AOC nie ma odrębnego wyprowadzenia do zasilania wbudowanej grzałki, więc istotne jest, by stabilizator zapewniał stabilne napięcie zasilania w całym zakresie pobieranego prądu, niezależnie od tego, czy grzałka aktualnie pracuje, czy też pozostaje wyłączona.

Stabilizator LDO U6 typu TPS7A2033 zasila dzielnik i bufory cyfrowej części układu generatora. Odpowiednie filtry FBx/Cx odsprzęgają poszczególne stabilizatory i OCXO. Zastosowanie stabilizatora wstępnego U4 podyktowane jest koniecznością zmniejszenia mocy strat w układach U5 i U6, dla zapewnienia optymalnych warunków pracy. Stabilizator U4 wyposażony jest w niewielki radiator SMD.

Układ generatora wykonany jest na czterowarstwowej płytce drukowanej. Rozmieszczenie elementów przedstawiono na **rysunku 2**. Montaż układu nie wymaga opisu, należy jednak zwrócić uwagę na prawidłowe lutowanie OCXO, aby nie pogorszyć jego właściwości. Dla zmniejszenia poboru mocy na straty cieplne, możliwe jest oklejenie OCXO małymi fragmentami pianki izolacyjnej. Frezowanie PCB w okolicach generatora zmniejsza natomiast rozpraszanie ciepła przez laminat.



Rysunek 2. Rozmieszczenie elementów

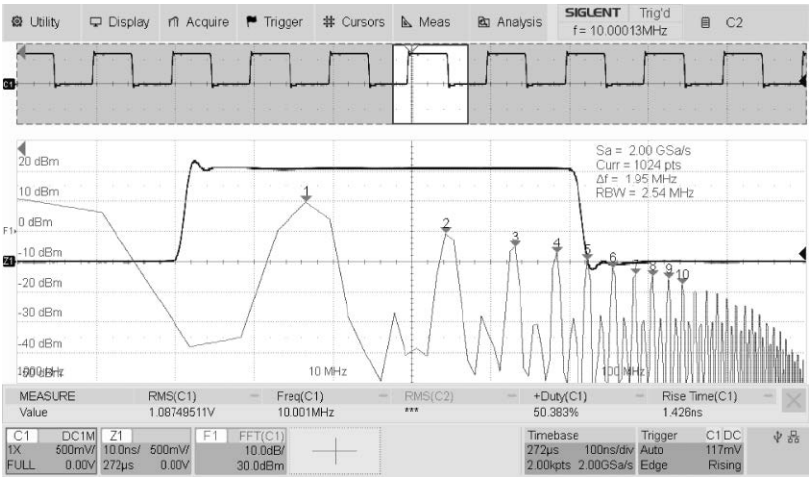
Wykaz elementów:

Rezystory: (SMD 0603, 1%)
R1, R3...R8, R2A, R2B: 33 Ω
R9, R10, R13: 5,1 kΩ
R11: 9,1 kΩ
R12: 4,7 kΩ
R14: 100 kΩ

Kondensatory:
C1: 1 nF (SMD 0603, C0G, 25 V)
C2, C11: 10 nF (SMD 0603, C0G, 25 V)
C3...C5: 22 nF (SMD 0603, X7R, 10 V)
C6...C8: 100 nF (SMD 0603, X7R, 10 V)
C9, C10: 10 µF (SMD 0805, X7R, 10 V)
C12, C13: 10 µF (SMD 0603, X7R, 10 V)
CE1, CE5: tantalowy 10 µF (SMD 3216, 10 V)
CE2: elektrolityczny 220 µF (low ESR, SMD fi=8 mm, 10 V)
CE3, CE4: tantalowy 47 µF (SMD 3528, 10 V)

Półprzewodniki:
TVS1: PESD5V0S1UA (SOD323F)
LD: dioda LED 3 mm, zielona
U1: 74LVC1G74DP125 (SOT505-2)
U2: 74LVC2G34GW.125 (SC88)
U3: 551SPGGI (TSSOP8_PGG8)
U4: MIC29302WU (TO-263-5)
U5: ADM7172ACPZ-3.3 (LFCSP8_3x3)
U6: TPS7A2033PDBV (SOT-23-5)

Pozostałe:
FB1, FB3: dławik ferrytowy, typ BLM18SP101SH1D (SMD 0603)
FB2, FB4: dławik ferrytowy, typ BLM18SP601SN1D (SMD 0603)
HT1: radiator SMD, typ FK24413D2PAK
L1: dławik mocy, typ IHLP2525CZER220
OCXO: generator OCXO Abracon AOC97FAJC-20.00
OUT1...OUT5: gniazdo SMA, typ RF2145AT1750GHDW
USBC: złącze USB-C SMD Power, typ USB4135



Rysunek 3. Przebieg wyjściowy generatora

eprasa.pl 8c835b9be4

Zmontowany moduł przedstawiono na **fotografii tytułowej**. Płytka przystosowana jest do montażu w obudowie z panelem 1455C801 marki Hammond, poddanej drobnym modyfikacjom tworzywowych boków.

Po poprawnym montażu i podłączeniu zasilania 5 V do gniazda USB-C, na każdym z wyjść powinien być dostępny sygnał 10 MHz o wypełnieniu 50% i amplitudzie 10 dBm.

Układ generuje sygnał od razu po włączeniu zasilania, jednak stabilizacja termiczna OCXO zajmuje ok. 3 minut. Przykładowy przebieg wyjściowy z wyjść OUT1...4 na obciążeniu 50 Ω przedstawiono na **rysunku 3**. Rzeczywisty czas narastania i opadania zboczy jest nieco krótszy, gdyż ogranicza go terminator przepustowy 50 Ω, konieczny przy pomiarach oscyloskopem bez wbudowanej opcji Zwe=50 Ω.

Uwaga na wysoki poziom sygnału wyjściowego w przypadku testowania analizatorami widma. Przed podłączeniem generatora należy – podczas pierwszych pomiarów – zastosować szeregowy tłumik 20/30 dB, szczególnie w przypadku użycia analizatorów z serii TinySA o niższym dopuszczalnym poziomie wejściowym.

Adam Tatuś, EP

AVT sklep

W ofercie AVT*

AVT6096

Najważniejsze parametry:
- częstotliwość nominalna: 10,000 MHz,
- amplituda sygnału wyjściowego: 0 dBm ±2 dBm,
- liczba wyjść: 4,
- kształt sygnału wyjściowego: sinusoida,
- zniekształcenia harmoniczne: –60 dBm,
- współczynnik wypełnienia: 50%,
- zasilanie: 5 V DC (złącze USB-C),
- impedancja wyjść: 50 Ω.

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl
(aktywne linki do artykułów):
- Harvester do generatora termoelektrycznego
- Minimoduł precyzyjnego generatora częstotliwości zegarkowych
- Wzmacniacz do generatora impulsów
- Generator do sterownika silnika krokowego
- SPDIF_Gen – generator/tester sygnału cyfrowego S/PDIF

* **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.

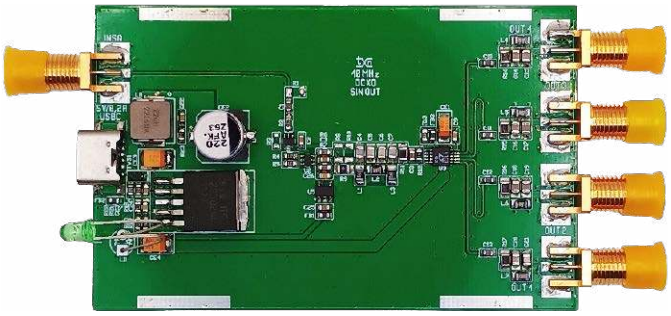
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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**

Wzmacniacz dystrybucyjny do warsztatowego generatora OCXO

Prezentowany moduł współpracuje bezpośrednio z prezentowanym w tym numerze EP warsztatowym generatorem OCXO 10 MHz i jest odpowiedzialny za formowanie i buforowanie sygnału sinusoidalnego z wejściowego sygnału prostokątnego. Układ, podobnie jak sam generator, zasilany jest za pomocą typowej ładowarki USB-C lub powerbanku, co umożliwia zastosowania mobilne.



Schemat wzmacniacza dystrybucyjnego przedstawiono na **rysunku 1**.

Sygnał w standardzie LVC 3,3 V z OCXO (OUT5 na płytce modułu generatora) doprowadzony jest do wejścia SQIN. Należy

Wykaz elementów:

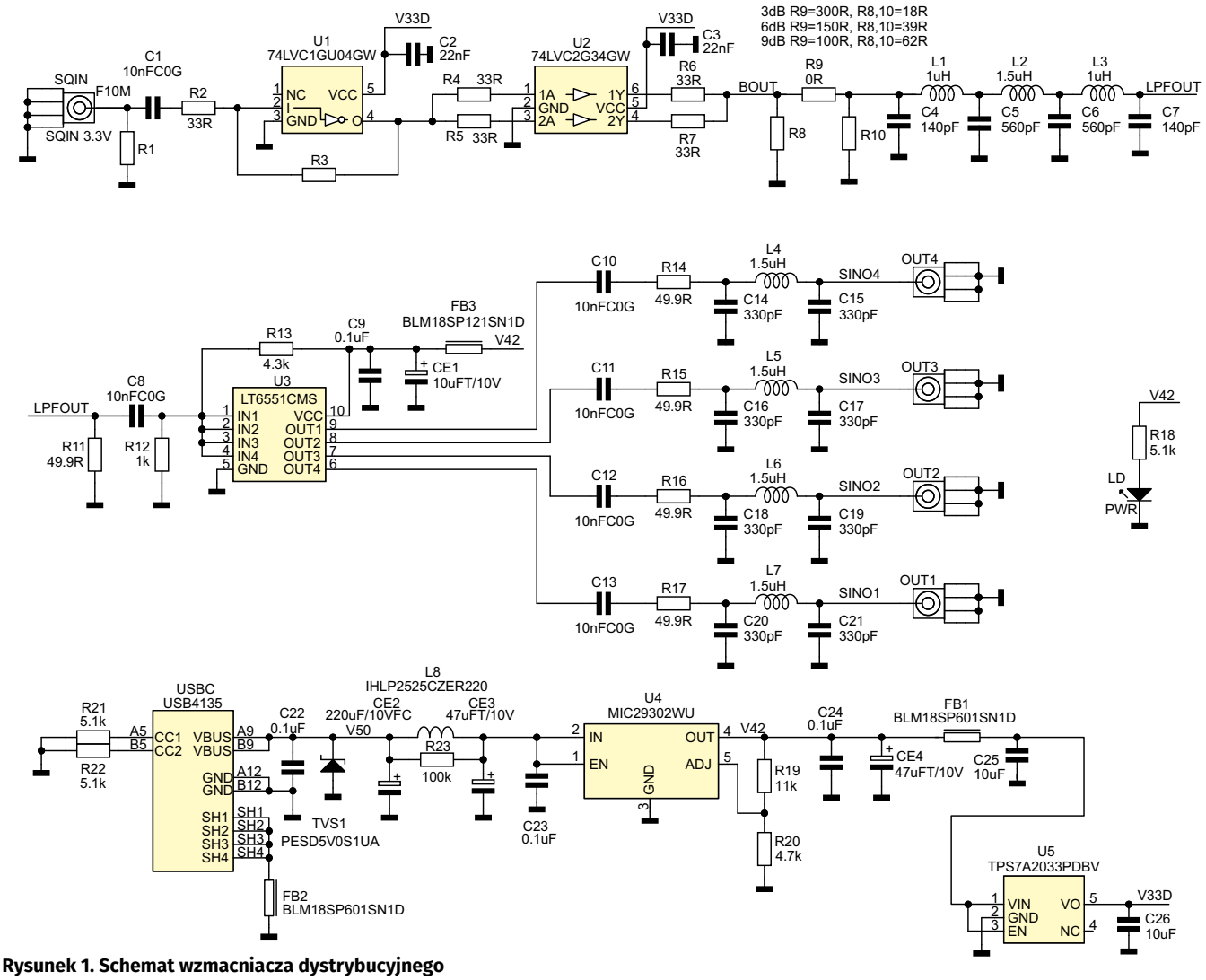
Rezystory:
R9: 0 Ω (SMD 0805, 1%)
R11: 49,9 Ω (SMD 0805, 1%)
R12: 1 kΩ (SMD 0603, 1%)
R13: 4,3 kΩ (SMD 0603, 1%)
R18, R21, R22: 5,1 kΩ (SMD 0603, 1%)
R19: 11 kΩ (SMD 0603, 1%)
R20: 4,7 kΩ (SMD 0603, 1%)
R23: 100 kΩ (SMD 0603, 1%)
R1, R14...R17: 49,9 Ω (SMD 0805, typ ERA-6AED49R9V, R1 – patrz opis)
R2, R4...R7: 33 Ω (SMD 0603, 1%)
R3: (SMD 0603, 1% – patrz opis)
R8, R10: (SMD 0805, 1% – patrz opis)

Kondensatory:
C1, C8, C10...C13: 10 nF (SMD 0603, C0G, 25 V)
C2, C3: 22 nF (SMD 0603, C0G, 25 V)
C4, C7: 140 pF (SMD 0805, C0G, 25 V)
C5, C6: 560 pF (SMD 0805, C0G, 25 V)
C9, C22...C24: 100 nF (SMD 0603, X7R, 10 V)
C14...C21: 330 pF (SMD 0805, C0G, 25 V)
C25, C26: 10 μF (SMD 0603, X7R, 10 V)
CE1: tantalowy 10 μF (SMD 3216, 10 V)
CE2: elektrolityczny 220 μF (low ESR, SMD fi=8 mm, 10 V)
CE3, CE4: tantalowy 47 μF (SMD 3528, 10 V)

Półprzewodniki:
LD: dioda LED 3 mm, zielona
TVS1: PESD5V0S1UA (SOD323F)
U1: 74LVC1GU04GW,12 (TSSOP5)
U2: 74LVC2G34GW.125 (SC88)
U3: LT6551CMS (MSOP10_050)
U4: MIC29302WU (TO-263-5)
U5: TPS7A2033PDBV (SOT-23-5)

Pozostałe:
FB1, FB2: dławik ferrytowy, typ BLM18SP601SN1D (SMD 0603)
FB3: dławik ferrytowy, typ BLM18SP121SN1D (SMD 0603)
L1, L3: dławik 1 μH, typ 7447603100A (SMD 0805)
L2, L4...L7: dławik 1,5 μH, typ 7447603150A (SMD 0805)
L8: dławik mocy 22 μH/2,9 A, typ IHLP2525CZER220
OUT1...OUT4, SQIN: gniazdo SMA SMD, typ RF2145AT1750GHDW
USBC: złącze USB-C SMD Power, typ USB4135

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 1. Schemat wzmacniacza dystrybucyjnego

zwrócić uwagę na możliwie krótkie połączenia wyjścia OUT5, maksymalnie 5...10 cm, oczywiście z użyciem ekranowanego kabla kompatybilnego z wtykami SMA, np.: RG316, RG402 czy RG405. Bramka U1 jest wzmacniaczem sygnału wejściowego. Opcjonalne elementy R1, R3 umożliwiają konfigurację jej jako wzmacniacza wejściowego, gdy planujemy zastosowanie modułu ze źródłem o niższym poziomie wyjściowym. Bramka U2 buforuje sygnał wejściowy przed wprowadzeniem go na filtr dolnoprzepustowy 10 MHz. Opcjonalny tłumik R8...R10 umożliwia obniżenie poziomu wyjściowego. Znajdujący się za tłumikiem filtr eliminuje składowe o wyższych częstotliwościach, formując w ten sposób sygnał sinusoidalny z wejściowego sygnału prostokątnego. Równoległe połączenie buforów U2 zapewnia wymaganą wydajność prądową do wysterowania filtru. Po filtracji sygnał doprowadzony jest do czterokanałowego wzmacniacza wideo U3 typu LT6551. Każdy ze wzmacniaczy w strukturze układu ma ustalone wzmocnienie 2 V/V i pozwala na wysterowanie linii 50...75 Ω. Dodatkowo w każdym z kanałów wyjściowych zastosowano wtórny filtr dolnoprzepustowy. Wyjściowe sygnały sinusoidalne doprowadzone są do gniazd OUT1...OUT4. Wzmacniacz zasilany jest z gniazda USB-C napięciem 5 V. Stabilizator LDO U4 stabilizuje napięcie 4,2 V do zasilania wzmacniacza wyjściowego LT6551, LDO U5 generuje natomiast napięcie 3,3 V dla części cyfrowej. Dioda LED LD sygnalizuje obecność zasilania. Dla elementów podanych na schemacie poziom sygnału wyjściowego wynosi 0 dBm ±2 dBm na obciążeniu 50 Ω.

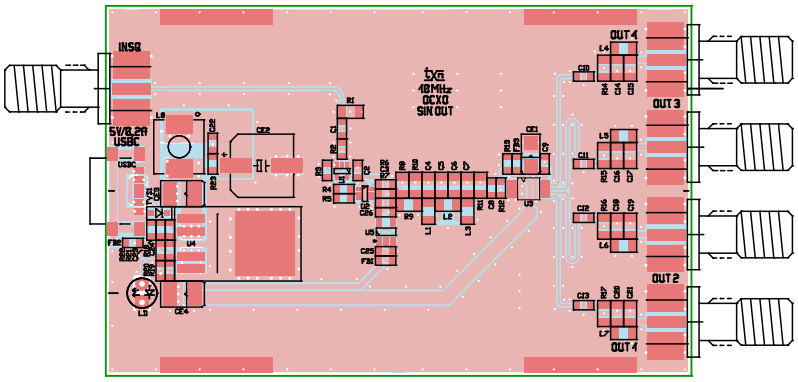
Układ wzmacniacza wykonany jest na dwuwarstwowej płytce drukowanej. Rozmieszczenie elementów pokazano na **rysunku 2**. Montaż układu nie wymaga dokładniejszego opisu.

Zmontowany moduł można zobaczyć na **fotografii tytułowej**. Płytka przystosowana jest do montażu w obudowie z panelem

REKLAMA

eprasa.pl 8c835b9be4

Uwaga na wysoki poziom sygnału wyjściowego, w przypadku testowania analizatorami widma. Przed podłączeniem generatora należy podczas pierwszych pomiarów zastosować szeregowy tłumik 20/30 dB, szczególnie w przypadku użycia analizatorów serii TinySA o niższym dopuszczalnym poziomie wejściowym.



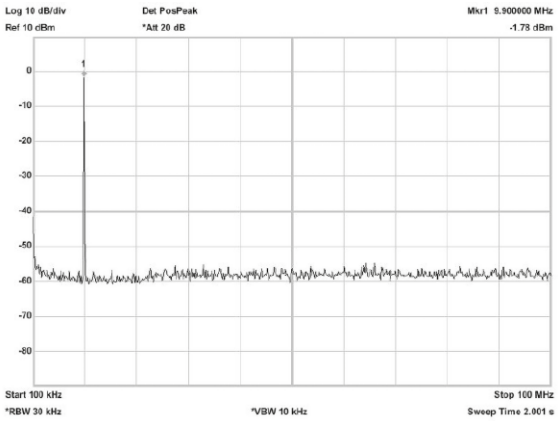
Rysunek 2. Rozmieszczenie elementów na PCB

Hammond 1455C801, po drobnych modyfikacjach tworzywowych boczków.

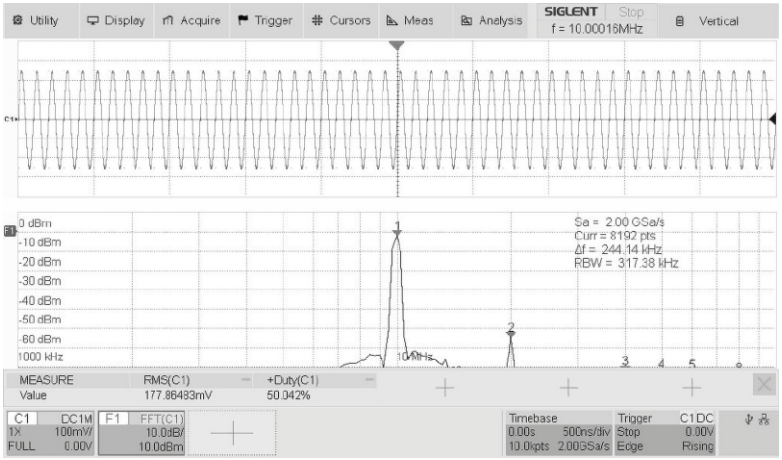
Po poprawnym montażu, podłączeniu zasilania 5 V do gniazda USB-C i generatora do wejścia SQIN, na każdym z wyjść OUT1...OUT4 powinien być dostępny sygnał sinusoidalny 10 MHz o wypełnieniu 50% i amplitudzie 0 dBm ±2 dBm.

Widok przebiegu wyjściowego z wyjść OUT1...4 na obciążeniu 50 Ω pokazano na **rysunku 3**. Zastosowanie filtracji umożliwiło uzyskanie przebiegu sinusoidalnego o niskiej zawartości harmonicznych na poziomie ok. –60 dBm, co widać na **rysunku 4**.

Adam Tatuś, EP



Rysunek 3. Przebieg wyjściowy



Rysunek 4. Harmoniczne przebiegu wyjściowego generatora

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

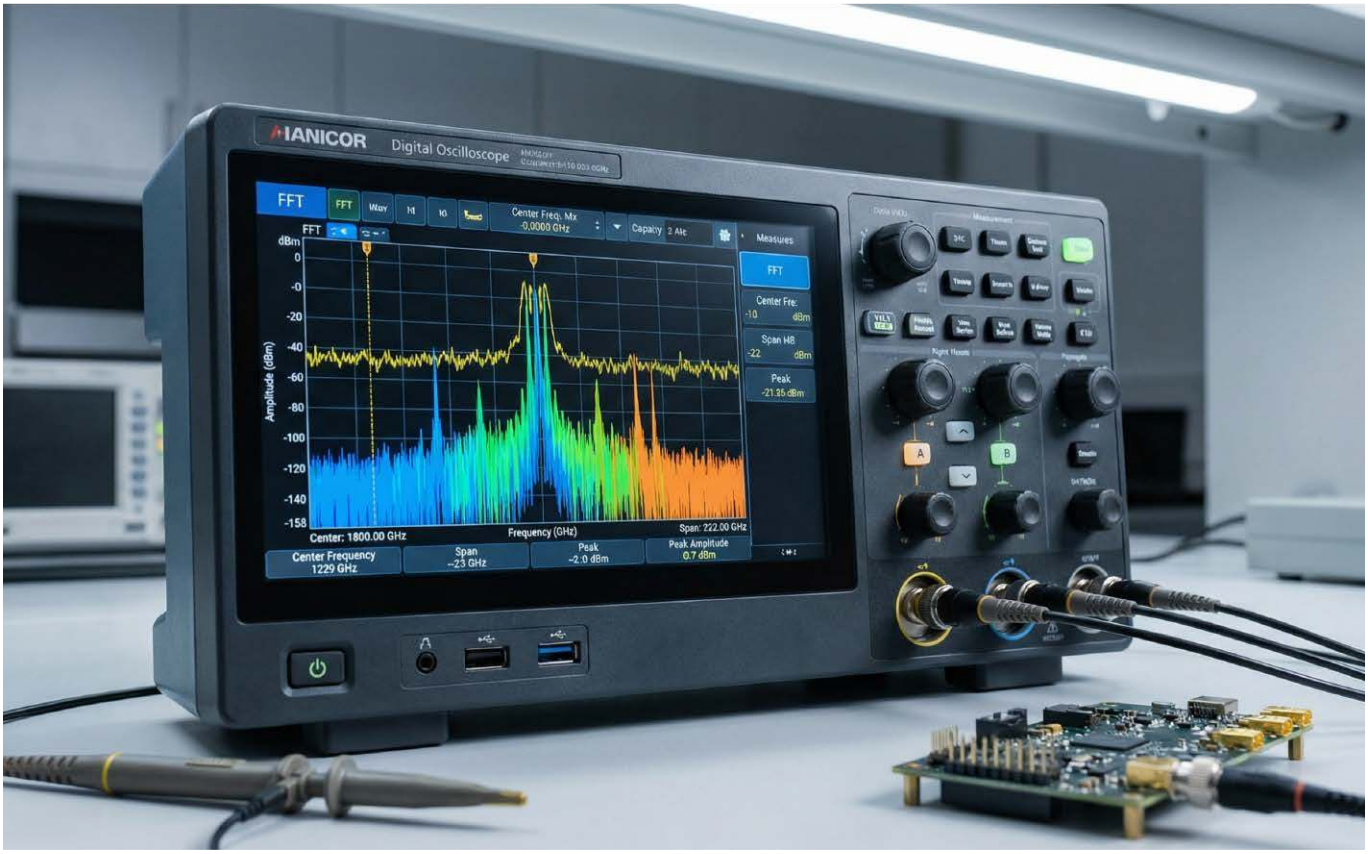
Ponadto każdy prenumerator ww. czasopism korzysta z rabatów od 30% do 50% na zakup czasopism z oferty www.UlubionyKiosk.pl

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 8c835b9be4



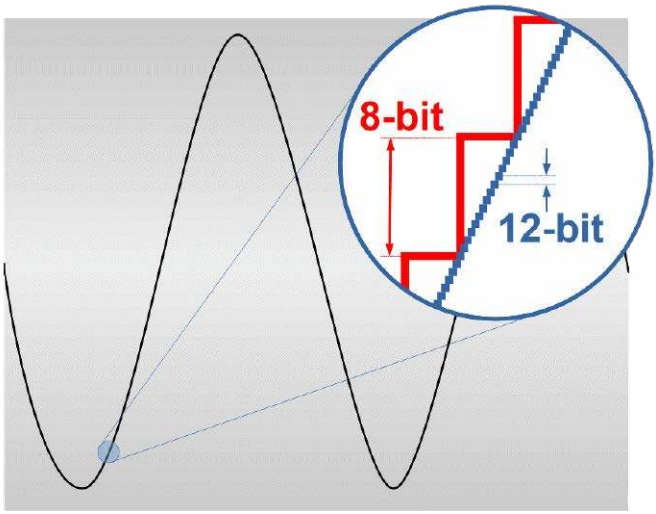
Oscyloskop – Twój nowy analizator widma

Obecna generacja oscyloskopów cyfrowych (DSO) oferuje bardzo zaawansowane funkcje, przydatne do interpretacji złożonych sygnałów zmieniających się zarówno w domenie czasu, jak i częstotliwości. I tak naprawdę, kupując niedawno wyprodukowany model, w naszych rękach znajdzie się oscyloskop, który może pracować również jako analizator widma, często naprawdę dobrej jakości. W artykule postaram się udowodnić to stwierdzenie, udzielając również porad dotyczących wyboru narzędzia najlepiej dostosowanego do konkretnych potrzeb.

Nie będzie błędem stwierdzenie, że najważniejszym przyrządem pomiarowym w każdym laboratorium elektronicznym, zaraz po zwykłym multimetrze, jest bez wątpienia oscyloskop. Ta klasa narzędzi pozwala na szczegółową obserwację charakterystyk sygnałów i przebiegów, oferując nieskończoną ilość praktycznych zastosowań. Od kilku lat malejąca cena DSO (przy tych samych osiągach) znacząco zwiększyła ich rozpowszechnienie. Dlatego wśród użytkowników znajdzie się wielu, którzy zaznajomili się – przynajmniej w zasadniczym stopniu – z wieloma rodzajami analiz, które można przeprowadzić za pomocą oscyloskopu. W rzeczywistości narzędzia te nie ograniczają się już wyłącznie do pokazywania na ekranie przebiegu napięcia w funkcji czasu, lecz oferują cały szereg funkcji pomocniczych i sposobów przetwarzania danych. Główną z tych funkcji jest FFT (Fast Fourier Transform) – operacja matematyczna, która – rozpoczynając od akwizycji sygnału w dziedzinie czasu – prezentuje jego składowe w dziedzinie częstotliwości. Jest to równoznaczne z przekształceniem oscyloskopu w analizator widma, choć z pewnymi ograniczeniami. Opcja FFT jest często obecna nawet w najbardziej ekonomicznych modelach DSO, jednak w ich przypadku jest to opcja o naprawdę skromnych możliwościach: niskiej rozdzielczości częstotliwości, niewielkim zakresie dynamiki, zwykle bez możliwości zmiany ustawień w celu dostosowania analizy do charakterystyki mierzonego sygnału. Wszystko to uległo zmianie wraz z najnowszą generacją instrumentów, która znacznie zwiększyła wydajność przy jednoczesnym utrzymaniu niskich cen detalicznych.

Ważnym aspektem w kontekście, z którym mamy do czynienia, jest zastosowanie 12-bitowych przetworników analogowo-cyfrowych (ADC) zamiast 8-bitowych, jak to miało miejsce w starszych instrumentach. Dzięki temu rozwiązaniu zakres objęty skalą pionową jest podzielony na 4096 przedziałów – patrz **rysunek 1**. Postęp, jaki nastąpił w porównaniu do DSO obecnych od kilku lat na rynku, jest naprawdę niezwykły, jednak aby mieć pewność, jak bardzo wyścig technologiczny zmienił sytuację, potrzebne są badania eksperymentalne. Odpowiadamy na to zapotrzebowanie, prezentując poniżej wyniki uzyskane z praktycznego wykorzystania oscyloskopu o paśmie 200 MHz – SDS824X-HD marki Siglent, będącego własnością autora i przedstawionego tutaj jako przykład reprezentujący obszerną kategorię instrumentów różnych producentów, które potrafią łączyć cechy wysokiej rozdzielczości (FFT>2 Mpts) z wolnością wyboru rodzaju przetwarzania (parametry okna).

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 1. W oscyloskopie minimalna, zauważalna zmiana napięcia wejściowego jest funkcją rozdzielczości ADC

Szeroki zakres dynamiki

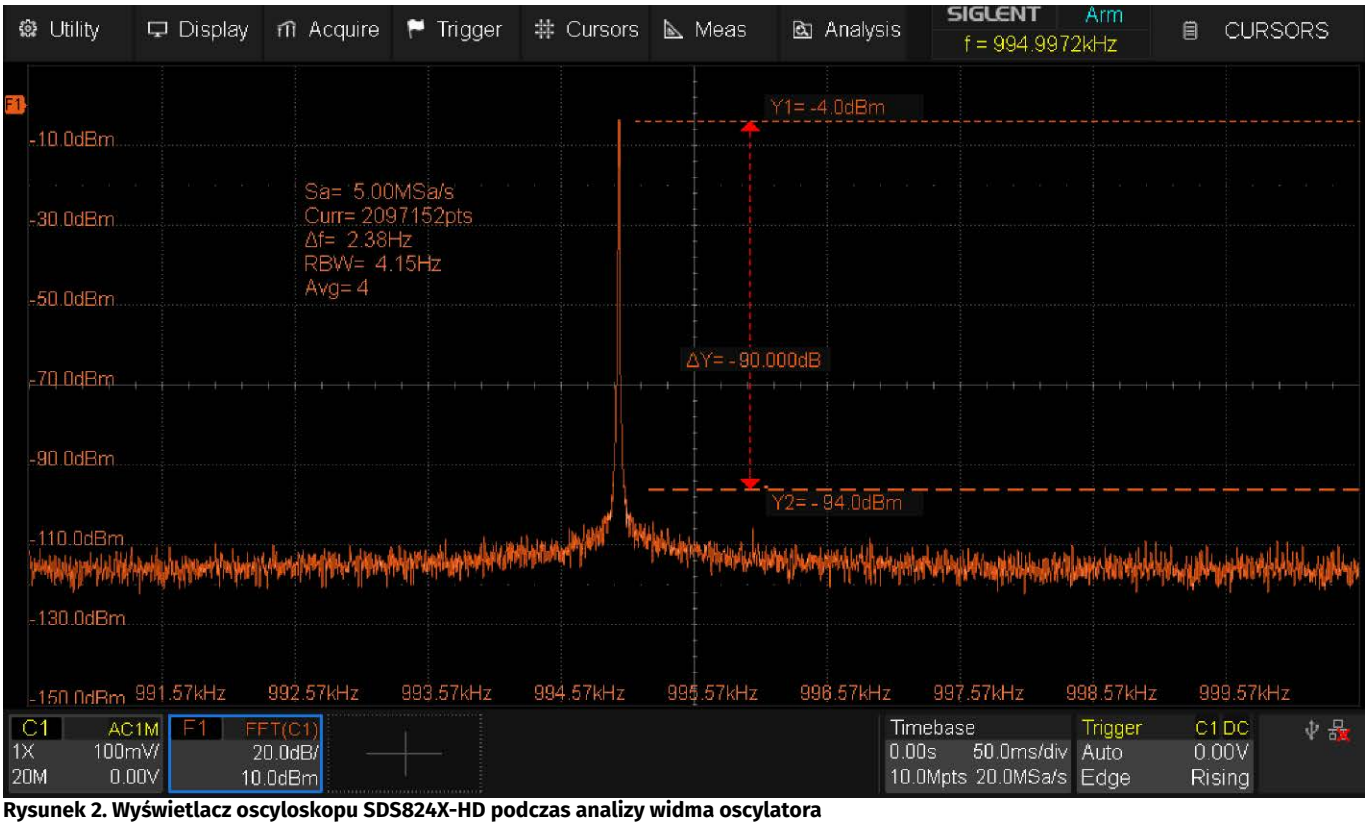
W tradycyjnych pomiarach oscyloskopami jednym z parametrów, który najbardziej wzbudza zainteresowanie użytkowników, jest czułość pionowa. To zrozumiałe, że trend sygnału w domenie czasu można w pełni docenić dopiero wtedy, gdy ma się możliwość zaobserwowania go w najdrobniejszych szczegółach. W pomiarach FFT parametrem odpowiadającym czułości pionowej jest dostępny zakres dynamiczny. Definiuje on niejako stosunek maksymalnej do minimalnej amplitudy składowych sygnału, którą można zaobserwować na ekranie bez żadnych artefaktów mogących wprowadzać w błąd. Aby uzyskać bezpośredni dowód osiągniętego poziomu wydajności, do wejścia DSO podłączono źródło czystego sygnału sinusoidalnego, pochodzącego z oscylatora kwarcowego – **rysunek 2**.

W tym teście sygnał próbki ma częstotliwość około 0,995 MHz i amplitudę –4 dBm (400 mVpp @ 50 Ω). Przyrząd zbiera sygnał z czułością pionową 100 mV/działkę, podczas gdy na zaprezentowanym tutaj obrazie, przedstawiającym ekran oscyloskopu w trybie analizy widma, skala pionowa wynosi 20 dB/działkę, w odniesieniu do jednostki dBm (tj. dB w porównaniu do 1 mW). Aby uzyskać najlepsze rezultaty, konieczne jest zastosowanie prawidłowych ustawień. Częstotliwość próbkowania przetwornika analogowo-cyfrowego, rodzaj przetwarzania, rozdzielczość częstotliwości – wszystkie te aspekty należy dobrać bardzo starannie. W ten sposób można uzyskać naprawdę doskonały wynik. W tej demonstracji skala pozioma obejmuje zakres ±5 kHz, przy efektywnej rozdzielczości częstotliwości (RBW) wynoszącej zaledwie 4,15 Hz. Widoczny wykres daje nam możliwość potwierdzenia czystości sygnału do około –105 dBm, czyli poziomu zdominowanego przez szum tła. Dwa znaczniki (markery) podkreślają, że użyteczna dynamika przekracza 90 dB. Oznacza to, że jeśli badany oscylator generuje „fałszywe" sygnały, nawet bardzo słabe, nadal będziemy w stanie je rozpoznać i określić ilościowo. To znaczący krok naprzód w porównaniu do DSO poprzedniej generacji, które ledwo osiągały zakres dynamiki około 65...70 dB.

Złożone sygnały

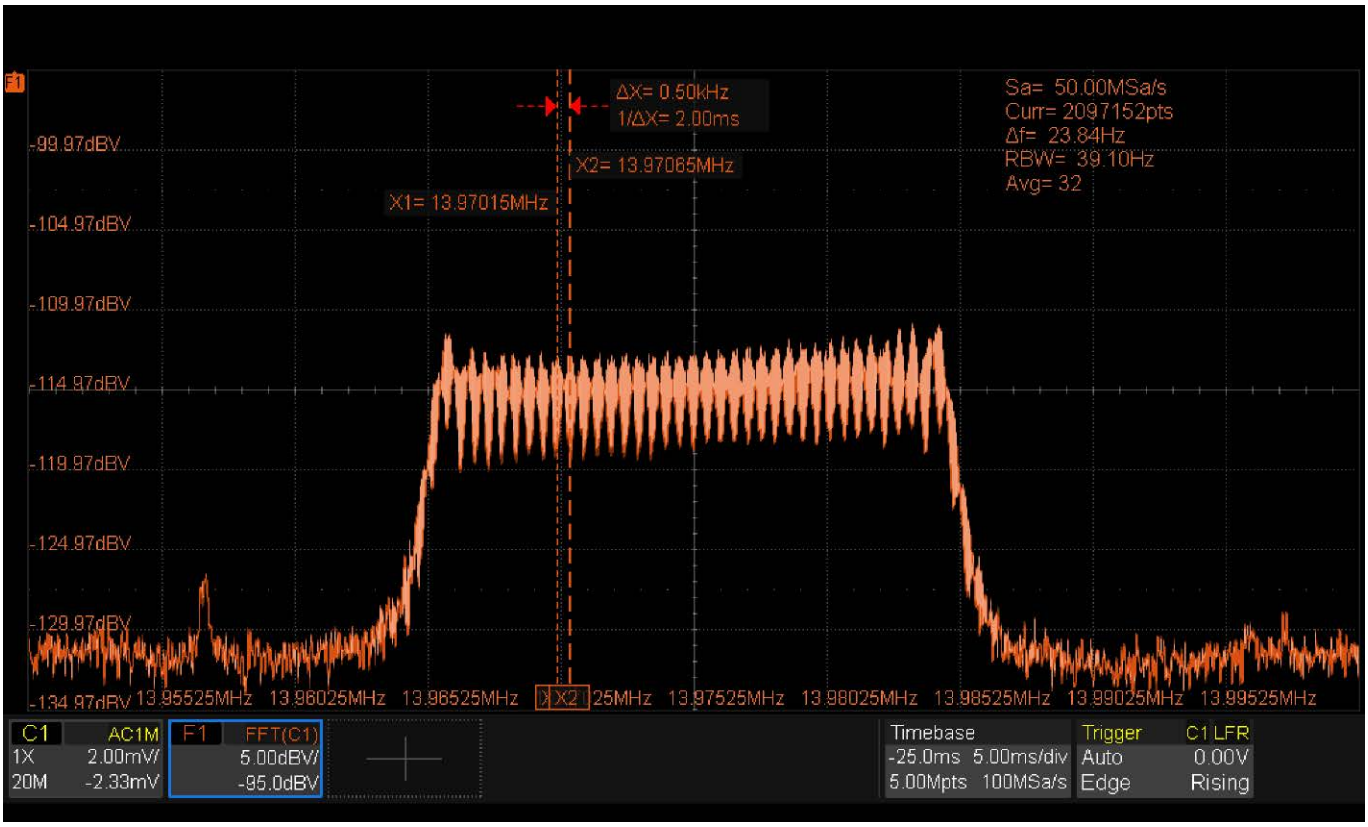
Rozważaliśmy właśnie prosty sygnał, ale codzienne życie często wygląda zupełnie inaczej i stawia o wiele trudniejsze wyzwania techniczne. Aby sprawdzić, jak oscyloskop zachowuje się w ekstremalnych sytuacjach, do jego wejścia podłączono antenę przeznaczoną na pasmo radiowe HF (3...30 MHz), co w praktyce przekształciło przyrząd w odbiornik panoramiczny. Pole radiowe jest bezkonkurencyjne pod względem złożoności. W rzeczywistości częstotliwości HF zawierają dużą ilość sygnałów, które znacznie różnią się od siebie pod względem intensywności, modulacji, struktury i szerokości pasma. Od lokalnych stacji nadawczych po audycje wojskowe, od radia amatorskiego po łączność lotniczą. Z pewnością trudna sytuacja do opanowania (**rysunek 3**).

W tym teście „dostrojony" sygnał działa na częstotliwości 13975 kHz, jest to transmisja cyfrowa przeznaczona do pokrywania średnio-długich odległości. Przyrząd rejestruje sygnał z czułością pionową 2 mV/działkę, podczas gdy na zaproponowanym tutaj obrazie, który ponownie pokazuje wyświetlacz w trybie



Rysunek 2. Wyświetlacz oscyloskopu SDS824X-HD podczas analizy widma oscylatora

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 3. Ekran tego samego oscyloskopu podczas analizy widma emisji radiowej

FFT, skala pionowa jest równa 5 dB/działkę w jednostkach dBV (dB w porównaniu do 1 wolta). W tej demonstracji skala pozioma obejmuje zakres ±25 kHz przy efektywnej rozdzielczości częstotliwości (RBW) wynoszącej 39,1 Hz. To ustawienie, wraz z dwoma znacznikami, pozwala nam rozpoznać naturę badanego przekazu. Emisja radiowa składa się z ponad trzydziestu fal nośnych, oddalonych od siebie o około 500 Hz, o łącznej szerokości około 20 kHz. Analiza widmowa pozwala nam uzyskać naprawdę bogaty obraz informacji o tym sygnale, czego w rzeczywistości nie da się uzyskać przy użyciu oscyloskopów o tej samej cenie, które pojawiły się na rynku przed upowszechnieniem modeli 12-bitowych.

Wskazówki dotyczące zakupów

Musimy wyjaśnić jedną kwestię – prawdziwy analizator widma (SA) to instrument wykorzystujący konfigurację obwodów wewnętrznych, która jest znacznie lepiej zoptymalizowana (pod względem pomiarów w dziedzinie częstotliwości – przyp. red.) niż oscyloskop. W DSO nie można oczekiwać tego samego poziomu wydajności, jednak sytuacja i tak znacznie poprawiła się w najnowszych modelach, czego dowodzi niniejszy artykuł. Funkcja FFT nie jest już tylko „estetycznym" dodatkiem do możliwości pomiarowych – wręcz przeciwnie: odgrywa ona znaczącą rolę wśród opcji dostępnych dla użytkownika. Obecnie ci, którzy muszą przeprowadzać analizy widma średniej jakości na częstotliwościach niższych niż ~500 MHz, mogą ocenić zakup oscyloskopu jako alternatywę dla SA, zachowując jednocześnie korzystny aspekt ekonomiczny.

Mówiąc ogólnie, w kontekście przyszłych zakupów i biorąc pod uwagę, że wielu producentów oferuje w swoich katalogach oscyloskopy DSO wyposażone w funkcję FFT, przydatne jest posiadanie podstawowych kryteriów oceny zalet instrumentu. Pierwszym i najważniejszym aspektem, który należy wziąć pod uwagę, jest dokumentacja dołączona do oscyloskopu. Instrukcja obsługi, którą można wyświetlić, pobierając odpowiedni plik PDF z Internetu, musi zawierać wszelkie szczegóły dotyczące typu FFT zaimplementowanego w instrumencie. Jeżeli instrukcja jest ograniczona do jednej strony, zawiera mało szczegółów i ubogi opis parametrów pracy, to mamy do czynienia z oscyloskopem cyfrowym, który prawdopodobnie lepiej zignorować. Model wyższej klasy, niezależnie od ceny sprzedaży, zawsze będzie miał zdefiniowany zestaw informacji obejmujący:

- maksymalną liczbę punktów, która określa rozdzielczość częstotliwości. Wartości >1 Mpts są dobre dla DSO o szerokości pasma do ~50 MHz, dla większych szerokości pasma preferowane jest przynajmniej 2 Mpts lub więcej.
- rodzaje przetwarzania do wyboru – parametr w języku angielskim to *Window*, zaimplementowane muszą być przynajmniej cztery z poniższych:
  - *Rectangle*, zwany także *Uniform*,
  - *Tukey*,
  - *Hanning*,
  - *Hamming*,
  - *Blackman*,
  - *Flattop*.
- wybór trybów reprezentacji amplitudy, poprzez średnie z wielu pomiarów lub wartości szczytowe, w języku angielskim *Max-Hold*.

Oprócz tych aspektów istnieje zasada, która robi znaczną różnicę w praktycznym zastosowaniu. Chodzi o liczbę bitów, która różnicuje poszczególne układy konwersji A/C. W przypadku instrumentów 8-bitowych wydajność jest z konieczności skromna, dlatego nie można oczekiwać wyników porównywalnych z testami proponowanymi w tym miejscu. Modele 12-bitowe gwarantują obecnie najlepszy stosunek ceny do wydajności, są idealne dla małych/średnich firm i entuzjastów elektroniki. Oscyloskopy 14/16-bitowe wymagają większych inwestycji ekonomicznych, są to więc narzędzia przeznaczone do zastosowań profesjonalnych, które stanowią niewątpliwie trafny wybór dla obecnych i przyszłych potrzeb firm zajmujących się badaniami i rozwojem.

Danieli Daniele

eprasa.pl 8c835b9be4

Kontrolery MIDI

Współczesna produkcja muzyczna, szczególnie takich gatunków, jak EDM, techno, czy popularnego ostatnio synthwave, nie byłaby możliwa bez jednego standardu, który spina ze sobą moduły brzmieniowe, sekwencery, syntezatory, komputery z ich oprogramowaniem DAW oraz wszelkiego rodzaju fizyczne kontrolery i instrumenty. Jest nim liczący już niemal 43 lata standard MIDI.

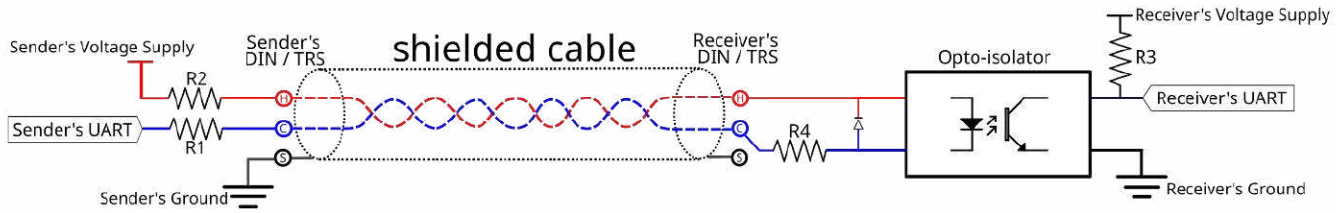
MIDI (ang. Musical Instrument Digital Interface – cyfrowy interfejs instrumentów muzycznych) był pomysłem prezesa firmy Roland, Ikutaro Kakehashiego, który doszedł do wniosku, że istniejące wcześniej standardy łączności między instrumentami elektronicznymi były ograniczone przez brak kompatybilności. Tylko standard CV, używany w syntezatorach analogowych, był w miarę popularny, ale miał liczne ograniczenia, zwłaszcza gdy rosła popularność instrumentów cyfrowych i komputerów. Kakehashi uznał, iż jeden, tani i prosty standard, wspólny dla wszystkich, będzie dobry dla rozwoju branży instrumentów elektronicznych. Z początku nad projektem pracowały firmy japońskie: Roland, Kawai, Yamaha i Korg, a także amerykańska firma Sequential Circuits. Standard został zaprezentowany pierwszego lutego 1983 roku. Pierwsza specyfikacja została opublikowana w sierpniu tego samego roku. W bazowej formie obejmował on jedynie protokół komunikacyjny: warstwę fizyczną i format komunikatów. W późniejszych latach dodano format plików MIDI (.mid) przechowujący sekwencje komunikatów tworzące utwór muzyczny. W 1991 roku protokół został uzupełniony o standard General MIDI (GM, GM-1), który dokładnie określał, co oznaczają poszczególne komunikaty protokołu MIDI, narzucał minimalne wymagania względem kompatybilnych instrumentów (na przykład 24-głosową polifonię), a także określał listę 128 brzmień i efektów, które każdy instrument i moduł brzmieniowy muszą posiadać. Przedtem bowiem różne urządzenia odtwarzały zupełnie inne brzmienia po otrzymaniu tego samego komunikatu, z taką samą wartością parametru Program Number. Choć do każdej wartości Program Number przypisany jest konkretny instrument, to w praktyce implementacja jego brzmienia była już w gestii poszczególnych producentów. Nawet teraz, w dobie powszechnego stosowania gotowych próbek PCM, różne urządzenia mogą oferować nieco odmienne od siebie brzmienia.

Standard MIDI doczekał się też implementacji USB, FireWire, a nawet Bluetooth. Obecnie wdrażany jest bardziej rozbudowany standard MIDI 2.0, zaprezentowany w 2020 roku, a pierwsze kompatybilne z nim produkty pojawiły się pod koniec 2023 roku. Mimo to wiele istniejących produktów wciąż implementuje standard MIDI 1.0, choć nowy protokół jest w pełni kompatybilny wstecznie. W tym artykule skupimy się na jednej klasie urządzeń MIDI, mianowicie na kontrolerach, które to pozwalają na fizyczne sterowanie sprzętowymi i programowymi instrumentami, syntezatorami, sekwencerami, a także programami DAW. Wiele z nich wygląda i działa standardowo, choć istnieją też bardziej unikalne kontrolery.

Specyfikacja techniczna standardu MIDI

Standard MIDI opiera się na przesyłaniu relatywnie krótkich komunikatów za pomocą transmisji szeregowej. Warstwa fizyczna protokołu bazuje na pętli prądowej z izolacją optyczną po stronie odbiorcy. Taka forma łączności pozwala na zachowanie wysokiej odporności na zakłócenia i pełnej, galwanicznej izolacji, jako że tylko strona nadawcza ma przyłączony ekran. Do połączeń wykorzystuje się 5-pinowe gniazda DIN, z czego tylko trzy są użyte po stronie nadawczej, a dwa po stronie odbiorczej. Niekiedy spotykało się też wariant oparty na złączach TRS (jack 6,3 mm), a w mniejszych urządzeniach – miniDIN. Fizyczną implementację przedstawia **rysunek 1**. Domyślnym stanem jest stan wysoki, każdy bajt transmitowany jest z bitem startu (stan niski) i zawiera osiem bitów danych, zwieńczonych bitem stopu (stan wysoki). Protokół nie przewiduje bitów parzystości. Prędkość transmisji to 31250 bps, typowy komunikat MIDI zawiera trzy bajty, a jego przesłanie zajmuje niespełna milisekundę. Implementacje USB czy Bluetooth są bardziej złożone; Czytelnik może się z nimi zapoznać sięgając do stosownych specyfikacji, choć od strony protokołu komunikaty są te same.

Pierwszy bajt wiadomości MIDI definiuje jej znaczenie. Najbardziej znaczący bit określa, czy wiadomość informuje o statusie, czy jest poleceniem, czy też bajtem danych. W przypadku



Rysunek 1. Ogólny schemat sprzętowej realizacji interfejsu MIDI

Tabela 1. Podstawowe komunikaty MIDI

Funkcja	Starsza część bajtu 1 (hex)	Młodsza część bajtu 1	Bajt 2	Bajt 3
Note off	0x8	Kanał	Numer nuty (0–127)	Wartość „velocity" (0–127)
Note on	0x9	Kanał	Numer tonu (0–127)	Wartość „velocity" (0–127)
Polyphonic pressure	0xA	Kanał	Numer tonu (0–127)	Siła nacisku (0–127)
Control Change	0xB	Kanał	Numer kontrolera (0–127)	Wartość (0–127)
Program Change	0xC	Kanał	Numer programu (0–127)	–
Channel Pressure	0xD	Kanał	Siła nacisku (0–127)	–
Pitch Bend	0xE	Kanał	Wartość LSB 7 bitów	Wartość MSB 7 bitów
System	0xF	Dalsza funkcja	Dowolna liczba wartości zależnie od funkcji	

eprasa.pl 8c835b9be4

komunikatów o statusie kolejne trzy bity określają typ polecenia, a pozostałe cztery – kanał. Standard MIDI przewiduje 16 kanałów. **Tabela 1** zestawia wszystkie podstawowe polecenia protokołu MIDI.

Każdy komunikat statusu, z wyjątkiem komunikatu System, zawiera numer kanału MIDI. Spośród 16 wspomnianych kanałów, ten o numerze 10 jest przypisany zestawom perkusyjnym. Dla zaoszczędzenia czasu protokół MIDI dopuszcza wysłanie jednego bajtu statusu (np. Note on), po którym następują kolejne pary bajtów danych. Wartość bajtu velocity dla Note on równa 0 jest równoznaczna z wysłaniem komunikatu Note off. Komunikat Program Change zmienia przypisane do kanału brzmienie. Komunikaty Polyphonic Pressure i Channel Pressure realizują funkcję aftertouch w wersji polifonicznej i monofonicznej. Warto nadmienić, że producenci dodali pewną modyfikację do sposobu wykorzystywania komunikatów Pressure, Velocity i Pitch Bend – zakładając, iż użytkownik może zazwyczaj zagrać maksymalnie dziesięć tonów, każde zdarzenie Note on zostaje przypisane do własnego kanału (0...15, za wyjątkiem kanału 10), dzięki czemu każdy ton może dostać własną wartość Pitch Bend, Channel Pressure i Polyphonic Pressure. Rozwiązanie to nazywane jest MIDI Polyphonic Expression i oznaczane jest skrótem MPE.

Komunikaty Control Change są z kolei używane do przesyłania parametrów kontrolnych. Ponieważ każdy komunikat CC zawiera numer kanału oraz numer kontrolera, to jeden kontroler MIDI w teorii może sterować do 2048 parametrami. W praktyce niektóre komunikaty CC mają przypisane stałe znaczenia. Przykłady zestawia **tabela 2**.

Komunikaty System (0xF) realizują szereg funkcji kontrolnych. Jeśli pierwszy bit w drugiej połówce bajtu Status jest ustawiony na 1, komunikat jest typu System Real Time, co oznacza, że jest to komunikat priorytetowy. **Tabela 3** zestawia znaczenie poszczególnych komunikatów.

Poza tymi komunikatami istnieje jeszcze grupa komunikatów specjalnych, System Common Message. Dwa komunikaty, 0xF0 i 0xF7 mają szczególne znaczenie: pierwszy z nich zaczyna transmisję System Exclusive, a drugi ją kończy. Ten typ komunikacji oznacza się jako SysEx, a jego format i zawartość zależą od producenta. Za pomocą SysEx można stworzyć lub załadować kopię zapasową ustawień i parametrów urządzenia MIDI, przesłać nowe próbki lub uzyskać dostęp do głębszych parametrów, niedostępnych przez standardowe komunikaty MIDI. Tą drogą realizowano też aktualizację oprogramowania urządzenia. Warto nadmienić, że bajty danych nadal mają formę 0b0xxxxxx co oznacza, że nie da się łatwo przesłać wartości ośmiobitowych. Stosuje się wtedy dwie metody: albo w kolejnych komunikatach przesyła się pierwszą, a potem drugą połowę bajtu, albo w drugiej wysyła się siedem bajtów bez bitów MSB, te zaś wysyła się „zbiorczo" ósmym bajtem.

Tabela 2. Wybrane komunikaty CC

Wartość bitu CC (hex)	Funkcja	Uwagi
0x00	Bank Select	Wybór banku programów (brzmień)
0x01	Mod Wheel	Pozycja koła modulacji
0x02	Breath Controller	Wartość siły (prędkości) strumienia powietrza w instrumencie EWI
0x07	Channel Volume	Dawniej Master Volume
0x08	Balance	Balans kanału
0x0A	Pan	Położenie kanału w przestrzeni stereo
0x0B	Expression Control	Wartość ekspresji, używana do wzbogacania brzmienia, zwłaszcza w kontrolerach EWI
0x20-0x3F	LSB values for 0x00-0x1F	Rozszerzenie wartości dla pierwszych 32 funkcji CC
0x40	Sustain	Przyjmuje wartości 0 lub 0x7F
0x40	Portamento On/Off	Przyjmuje wartości 0 lub 0x7F
0x46	Sound Controller 1	Domyślnie Sound Variation
0x47	Sound Controller 2	Domyślnie Timbre/Harmonic Intensit
0x54	Portamento Control	

Tabela 3. Komunikaty System Real Time

Funkcja	Wartość (hex)	Opis
Timing Clock	0xF8	Komunikat synchronizujący urządzenia MIDI, wysyłany 24 razy na każdą ćwierćnutę (24 PPQN). Dla tempa 120BPM komunikat zostanie wysłany 48 razy na sekundę, gdyż każdy beat to inaczej ćwierćnuta.
–	0xF9	Niezdefiniowany
Start	0xFA	Start odtwarzania utworu od początku
Continue	0xFB	Kontynuuj odtwarzanie od punktu zatrzymania
Stop	0xFC	Zatrzymaj odtwarzanie
–	0xFD	Niezdefiniowany
Active Sense	0xFE	Komunikat wysyłany co 300 ms by potwierdzić, że urządzenie MIDI jest podłączone do innego urządzenia. Czasami nie jest implementowany
System Reset	0xFF	Odbiorca jest resetowany do stanu po włączeniu zasilania

Komunikat 0xF1 pozwala przesłać dokładną wartość czasu MTC – MIDI Time Code. Po tym bajcie następuje oktet danych w formacie 0b0nnnnddd. Część nnn wskazuje, którą cyfrę 8-cyfrowego kodu przesyłamy, zaś dddd to wartość tej cyfry. Komunikat ten jest używany do synchronizacji urządzeń MIDI, na przykład z oświetleniem, odtwarzaczami kasetowymi lub video. Pokrewnym komunikatem jest 0xF2, Song Position Pointer (SPP), czyli wskaźnik miejsca w utworze. Po tym komunikacie następują dwa bajty danych, z czego pierwszy zawiera wartość LSB, a drugi MSB 14-bitowego słowa wskazującego, jak daleko od początku utworu powinien być wskaźnik w wielokrotnościach nuty szesnastkowej. Dla przykładu: komunikat 0xF2 0x10 0x00 przesuwa wskaźnik o 16 szesnastek od początku utworu. Przekłada się to na dokładnie 4 ćwierćnuty, co przy tempie 120 BPM oznacza umieszczenie wskaźnika dokładnie w 2. sekundzie nagrania. Komenda 0xF3 to komunikat Song Select, po którym następuje jeden bajt danych pozwalający wybrać jeden z 128 utworów. W połączeniu z komunikatami System Real Time Start, Stop i Continue oraz z komunikatem SPP pozwala to kontrolować występ na żywo.

Standard MIDI 2.0 wprowadza względem wersji 1.0 szereg kluczowych zmian. Przede wszystkim komunikacja między hostem, a kontrolerem jest dwukierunkowa, komunikaty nie są więc wysyłane „w ciemno". Co więcej, przy podłączeniu urządzenia host może się „dowiedzieć", co dane urządzenie potrafi. Dla przykładu: program DAW może automatycznie zmapować kontrolowane parametry i funkcje na fizycznym kontrolerze, ponieważ ten przekazał informacje o swoich możliwościach i konfiguracji. Drugą istotną zmianą jest stosowanie 32-bitowych wartości zamiast 7- i 14-bitowych, jak w MIDI 1.0. Zwiększa to wydatnie precyzję kontroli, szczególnie przy emulacji wirtualnych instrumentów analogowych. Trzecia zmiana dotyczy sposobu realizacji zdarzeń Note on: w standardzie 2.0 każda nuta ma przypisany szereg parametrów ekspresji co oznacza, iż nie potrzeba implementować MPE. Ostatnią, wyróżniającą cechą jest timestamping każdego komunikatu MIDI. Dzięki

eprasa.pl 8c835b9be4

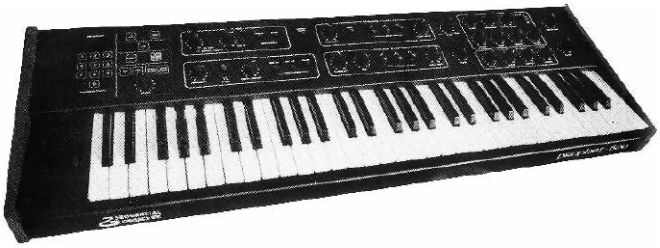
temu synchronizacja instrumentów i urządzeń jest dużo precyzyjniejsza i nie trzeba już generować globalnego zegara systemowego. Standard pozostaje jednak kompatybilny wstecznie z urządzeniami MIDI 1.0, szczególnie przy używaniu połączeń DIN.

Keyboardy i klawiatury sterujące

Pierwszymi seryjnie produkowanymi instrumentami z interfejsem MIDI były syntezatory Roland Jupiter 6 (**fotografia 1**), JX-3P oraz Sequential Circuits Prophet 600 (**fotografia 2**), które pojawiły się na rynku w 1983 roku. Początkowo zakładano, że nowy standard posłuży przede wszystkim do zdalnej kontroli innych instrumentów – do tego właśnie przeznaczone były wcześniejsze rozwiązania. W 1984 roku na rynek weszła klawiatura sterująca Roland MKB-1000 (**fotografia 3**), która jest uznawana za pierwszy, dedykowany kontroler MIDI. Klawiatura ta miała 88 ważonych, drewnianych klawiszy, które całkiem dobrze naśladowały odczucia podczas gry na klasycznym fortepianie. Klawiatura ta miała kontrolować inne instrumenty, dlatego też producent dodał pamięć 128 nastaw (patches – nazwa wywodzi się od nazwy kabli używanych w modularnych syntezatorach analogowych do łączenia modułów). Równolegle Roland wypuścił model MKB-300 – krótszy o oktawę, w którym klawiatura była w stylu „syntezatorowym". Oba modele rejestrowały też prędkość naciśnięcia (ang. velocity – parametr wpływający na głośność, a czasem i tembr instrumentu). W 1985 roku Yamaha wprowadziła swój model KX88, który jako pierwszy pozwalał kontrolować dowolny parametr dostępny w standardzie MIDI. Oczywiście żadna z tych klawiatur sama z siebie nie wydawała dźwięków, czym odróżniały się od syntezatorów i keyboardów. W 1984 roku Roland wypuścił też kartę MIDI dla komputerów PC, model MPU-401, a zastosowany w niej układ scalony był potem udostępniony innym producentom sprzętu. Karta ta pozwalała komputerowi kontrolować kompatybilne instrumenty, a także zapisywać zagrane sekwencje w pamięci, by potem odtwarzać je ponownie. Komputer PC stał się dzięki temu narzędziem do komponowania muzyki, choć dopiero trzy lata później pojawiły się na rynku karty dźwiękowe AdLib czy Sound Blaster.

W 1986 roku na rynku pojawił się komputer Commodore Amiga wyposażony w porty MIDI oraz układ dźwiękowy, zdolny do odtwarzania do czterech próbek PCM naraz. Cenowo rozwiązanie Commodore było znacznie tańsze od zakupu komputera PC, a przy tym łatwiejsze w użyciu. Amiga dość szybko doczekała się szeregu aplikacji do tworzenia muzyki, a jedną z najważniejszych był stworzony w 1987 roku przez niemieckiego programistę Karstena Obarskiego Ultimate Soundtracker. Program ten oferował cztery kanały próbek, które były odtwarzane równolegle według zapisanej w kolumnach sekwencji. Obarski stworzył też format plików MOD, który zawierał w sobie zarówno zapis sekwencji

Fotografia 1. Syntezator Roland Jupiter 6



Fotografia 2. Syntezator Prophet 600 firmy Sequential Circuits

Fotografia 3. Klawiatura sterująca Roland MKB-1000

do odtworzenia, jak i same próbki, dzięki czemu plik brzmiał zawsze tak samo. Ten program nie odniósł sukcesu i wkrótce powstały dwa inne: NoiseTracker, który naprawiał błędy oryginału oraz ProTracker, który stał się de facto standardem. Początkowo trackery w ogóle nie korzystały z portów MIDI, dopiero OctaMED w 1989 roku zaczął je wspierać, ProTracker zaś doczekał się takiej implementacji dopiero w latach 90. Inaczej sprawa ma się z sekwencerami MIDI – jednym z nich był Dr. T's Keyboard Controlled Sequencer (KCS) z 1987 roku. Program pozwalał na zaawansowaną pracę z MIDI, ale miał skomplikowany, tekstowy interfejs. Również w 1987 roku pojawił się program Master Tracks Pro, który nie był może aż tak zaawansowany, ale oferował przejrzysty interfejs. Ciekawym i bardzo popularnym wśród hobbystów programem był Deluxe Music Construction Set (DMCS) z 1986 roku, wydany przez Electronic Arts. Pozwalał na komponowanie muzyki korzystając z interfejsu MIDI i wewnętrznych dźwięków Amigi, oferując przy tym bardzo ładny interfejs. W 1988 roku Amiga doczekała się programu Music-X, który łączył w sobie sekwencer MIDI, kolekcję gotowych brzmień i edytor próbek.

Dzięki bogatej ofercie oprogramowania, Amiga była popularnym narzędziem tworzenia muzyki wśród hobbystów. Profesjonaliści używali jednak innego komputera: Atari ST. Sprzęt ten był tańszy od Amigi, ale miał dużo gorszy dźwięk, oparty na prostym układzie Yamaha YM2149. Za to interfejs MIDI połączony był bezpośrednio z szyną systemową, co całkowicie eliminowało problemy latencji czy gubienia komunikatów. To zdecydowało o dominacji Atari ST w studiach nagraniowych. Używali go m.in. Jean-Michel Jarre, Mike Oldfield, Fatboy Slim czy Depeche Mode. Na tej platformie narodziły się programy takie jak Steinbeg Pro-24 (który ewoluował później do Cubase) czy C-LAB Creato, przekształcony później w Logic Pro.

Druga połowa lat osiemdziesiątych, a szczególnie ich końcówka oraz wczesne lata dziewięćdziesiąte, przyniosły wyraźne zmiany na rynku keyboardów, syntezatorów i samych komputerów. Wczesne keyboardy używały syntezy analogowej lub prostej syntezy cyfrowej, jednak to znacząco ograniczało możliwości. Z czasem zaczęto wprowadzać próbki PCM zakodowane w pamięci ROM instrumentu, ale ogromne znaczenie miała sama jakość próbek. Ten format dominuje również obecnie, a jakość brzmień różni się znacznie w zależności od półki cenowej samego instrumentu. W 1988 roku pojawił się format plików SMF (Standard MIDI File) z rozszerzeniem *.mid. Lepsze karty dźwiękowe PC oraz zewnętrzne moduły brzmieniowe pozwalały odtwarzać te pliki korzystając z zakodowanych próbek. Problem był jednak w tym, iż każdy producent sam decydował, pod jakim programem będzie dostępne konkretne brzmienie, więc użytkownik nigdy nie był pewien, jak dany plik zabrzmi na jego konfiguracji sprzętowej. Twórcy gier, chcący dodać muzykę w tym formacie do swoich produkcji, musieli dodawać obsługę dla najróżniejszych kart dźwiękowych czy modułów brzmieniowych po to, by zagwarantować najlepsze możliwe brzmienie i kompatybilność. W 1991 roku pojawił się standard General MIDI, który przypisywał na stałe pierwsze 128 instrumentów (Program Number), określał minimalną polifonię 24 dźwięków naraz oraz przypisywał kanał 10. standardu MIDI jako kanał perkusji. Wczesne urządzenia i karty GM używały od około 512 kB do 1 MB pamięci próbek, choć droższe modele mogły mieć nawet 4 MB pamięci. Pod koniec lat 90. pojawiły się SoundFonty, czyli format zapisu

eprasa.pl 8c835b9be4

Fotografia 4. Keyboard Casio SA-51

Fotografia 5. Keyboard Yamaha PSS-A50

brzmień oparty na nagraniach prawdziwych instrumentów (format pliku *.SF2) – w tym wypadku rozmiar banku mógł wynosić od 32 MB do 128 MB. Microsoft GS WaveTable Synth, odpowiadający za brzmienie plików MIDI, wciąż używa tego samego banku próbek stworzonego przez firmę Roland w latach 90. na zlecenie Microsoftu. Bank ten zajmuje 1,2...3 MB pamięci. Standard GM miał też znaczenie dla keyboardów, gdyż narzucił tę samą listę brzmień dla instrumentów różnych producentów. Przed jego powstaniem dwa pokrewne modele tego samego producenta mogły się radykalnie różnić pod względem posiadanych brzmień i ich kolejności.

Przy okazji należy też poruszyć kwestię podłączenia zewnętrznego urządzenia MIDI do komputera. Przed premierą standardu USB (i jeszcze przez kilka następujących po niej lat) karty dźwiękowe lub płyty główne były wyposażone w gniazdo DA-15 opisane jako GamePort. Gniazdo to pozwalało na podłączenie gamepada, joysticka albo kierownicy do komputera, jednak jego dodatkową funkcją było wejście i wyjście MIDI. Używając specjalnej przejściówki (często w formie przelotki) użytkownik mógł podłączyć dowolne urządzenie MIDI do komputera. Standard USB wyparł jednak to gniazdo z użycia, zarówno w roli portu kontrolerów gier oraz MIDI. Obecnie znakomita większość keyboardów oraz wszystkie klawiatury sterujące używają USB jako głównej metody łączności z komputerem. Wiele keyboardów i klawiatur sterujących wciąż oferuje jednak porty MIDI w standardzie DIN lub miniDIN, by zachować kompatybilność ze starszymi urządzeniami. Dostępne są też interfejsy MIDI-USB, ale tańsze modele wykazują potworną latencję, sięgającą niekiedy 500 ms, co jest absolutnie nieakceptowalne.

Cechą wspólną wszystkich keyboardów i klawiatur MIDI jest sam mechanizm klawiszowy (ang. keybed). Keyboardy dla dzieci zainteresowanych muzyką (stojące klasę wyżej niż najtańsze zabawki do generowania hałasu), jak na przykład Casio SA-51 (**fotografia 4**) oferujący 32 klawisze (2,5 oktawy) w rozmiarze mini, 100 brzmień, 50 rytmów oraz 10 przykładowych piosenek. Nie dysponuje on jednak wsparciem dla MIDI, ale jest adekwatnym instrumentem na początek drogi z muzyką. Ciekawie wygląda podobny rozmiarowo instrument firmy Yamaha, PSS-A50 (**fotografia 5**). Wspiera on MIDI przez USB i ma więcej wspólnego z typową klawiaturą sterującą, niż z keyboardem, choć i tak może pochwalić się 49 wbudowanymi brzmieniami oraz 37 klawiszami w rozmiarze mini, wspierającymi obsługę funkcji velocity. Posiada przy tym bardzo rozbudowany arpeggiator, czyli funkcję zmiany kombinacji klawiszy wciśniętych

Fotografia 6. Casio CT-S100

razem na sekwencję kolejnych dźwięków – jest to typowa funkcja dedykowanych klawiatur sterujących. Model PSS-A50 ma aż 138 wzorów arpeggiów do wyboru – ponad trzy razy więcej niż brzmień.

Przyjęło się, iż dla keyboardów do poważniejszej nauki minimalna wielkość klawiatury to 49 klawiszy w rozmiarze standardowym. Daje to cztery oktawy, po dwie na rękę, choć 61 klawiszy (5 oktaw) to najpopularniejszy format wśród tanich instrumentów. Przykładem może być keyboard Casio CT-S100 (**fotografia 6**), który oferuje 61 klawiszy, 122 brzmienia i, co dla nas istotne, wspiera MIDI przez USB. Z kolei w ofercie marki Yamaha dobrym przykładem są keyboardy PSR-E373 i PSR-E383. Co ważne, w tej klasie cenowej już otrzymujemy funkcję velocity, choć sam mechanizm klawiszowy jest typu syntezatorowego. Dopiero droższe keyboardy oferują klawisze półważone i ważone, które są w stanie w przybliżeniu naśladować grę na prawdziwym fortepianie. Spotyka się te rozwiązania w keyboardach o 88 klawiszach i, oczywiście, w pianinach cyfrowych. Niektórzy producenci implementują klawisze z mechanizmem równie złożonym, co w prawdziwym fortepianie, z wieloma ruchomymi elementami. Jest to najbardziej realistyczne, dostępne na rynku odwzorowanie uczucia gry na fortepianie, ale doceni to tylko osoba, która zwykle gra na prawdziwym instrumencie. Dla wszystkich innych, w opinii Autora, wystarczy w zupełności klawiatura ważona lub półważona.

Sprawa ma się zgoła odmiennie w przypadku klawiatur sterujących MIDI. Modele takie jak Arturia MiniLab 3 (**fotografia 7**) czy Akai MPK Mini 4 (**fotografia 8**) mają tylko 25 klawiszy, ale jest to liczba wystarczająca do pracy w programach DAW. Klawisze są dynamiczne, choć w stylu syntezatorowym. W obu urządzeniach dostajemy dodatkowe pokrętła (Akai) czy pola dotykowe (Arturia), pozwalające na kontrolę modulacji i pitch bend (odstrajanie). Dwie oktawy mogą się wydawać niewystarczającą liczbą, ale obie klawiatury dysponują skrótami do szybkiej transpozycji

REKLAMA

eprasa.pl 8c835b9be4

Fotografia 7. Klawiatura sterująca Arturia MiniLab 3 w kolorze czarnym (występuje też wariant biały). Pady włączone są w trybie kontroli DAW

o oktawę. Tym, co odróżnia klawiatury sterujące od keyboardów, są dodatkowe elementy kontrolne. Gumowe, podświetlane pady czułe na siłę nacisku pozwalają na wybijanie rytmów na wirtualnym automacie perkusyjnym, z kolei enkodery i potencjometry suwakowe pozwalają na kontrolowanie parametrów w programach DAW. Obaj przywołani producenci oferują swoje dedykowane programy ze zbiorami wirtualnych instrumentów, których parametry można kontrolować z poziomu klawiatury. Aplikacje te mogą działać samodzielnie lub być importowane jako wtyczki do programów DAW. Pod względem takiej integracji liderem jest inna jednak firma – Native Instruments. Dobrym przykładem jest klawiatura Native Instruments Komplete Kontrol A25 (**fotografia 9**). Oferuje te same funkcje, co wymienione wcześniej modele Akai i Arturia, ale ma tylko 8 enkoderów i jest pozbawiona padów czy potencjometrów. Siła tej klawiatury tkwi w oprogramowaniu Komplete Kontrol i ogromnej bibliotece instrumentów wirtualnych i presetów, które posiada firma Native Instruments. Część tego pakietu dostępna jest za darmo dla każdego.

Klawiatury sterujące dostępne są też w większych rozmiarach: 32, 37, 49, 61, 73 i 88 klawiszy. Często z różną liczbą dodatków, jak pady, suwaki czy pokrętła i dodatkowe przyciski

Fotografia 8. Akai MPK Mini 4 występuje w wariantach: szarym i czarnym. Wcześniejsze wersje tego kontrolera zamiast kół Modulation i Pitch Bend miały joystick

Fotografia 9. Native Instruments Komplete Kontrol A25, kontroler zaprojektowany do współpracy z oprogramowaniem Native Instruments

Fotografia 10. Novation LaunchKey 49 Mk. 4

Fotografia 11. Klawiatura sterująca Akai LPK25 Mk 2 – przykład kontrolera MIDI pozbawionego dodatkowych elementów kontrolnych

do kontroli oprogramowania DAW. Bardziej zaawansowane modele oferują szereg dodatkowych funkcji, jak możliwość podłączenia pedału sustain (podtrzymanie wybrzmiewania klawiszy, stosowane w grze fortepianowej) czy pedału ekspresji (dodatkowy efekt lub modulacja brzmienia). Większe klawiatury mają raczej pełnowymiarowe klawisze, często półważone lub ważone. Jedną z ciekawszych funkcji w droższych klawiaturach jest efekt aftertouch, czyli pomiar siły nacisku po wciśnięciu klawisza. Część klawiatur ma aftertouch monofoniczny, czyli wspólny dla wszystkich klawiszy, lepsze modele oferują wariant polifoniczny, gdzie siła nacisku jest mierzona oddzielnie dla każdego klawisza. Sam komunikat aftertouch może zmieniać brzmienie wirtualnego instrumentu, na przykład dodając efekt vibrato lub nakładając dodatkową warstwę dźwięku z różną głośnością. Funkcja aftertouch nie jest ograniczona tylko dla klawiszy. Dla przykładu Novation LaunchKey 49 Mk. 4 (**fotografia 10**) oferuje tę funkcję w wersji polifonicznej dla swoich szesnastu padów perkusyjnych. Same klawisze natomiast tej opcji nie mają, choć są dynamiczne, półważone i w stylu fortepianowym. Warto dodać, że pady w tej klawiaturze pełnią specyficzną funkcję w programie Ableton Live – kontrolują przełączanie i odtwarzanie klipów, scen oraz efektów. Firma Novation specjalizuje się właśnie w głębokiej integracji swoich produktów z tym konkretnym programem.

Na koniec warto też dodać, że są na rynku klawiatury sterujące, które nie mają niczego poza samymi klawiszami oraz opcjonalnymi gniazdami dla pedałów sustain i ekspresji. Klawiatury takie zajmują mniej miejsca, a muzyk może wykorzystać inne, dedykowane kontrolery MIDI jako uzupełnienie takiej klawiatury. Przykładem takiej prostej klawiatury sterującej może być Akai LPK25 Mk 2 pokazana na **fotografii 11**.

Dedykowane kontrolery DAW

Gdy posiadanie klawiatury muzycznej nie jest konieczne, ale wciąż zachodzi potrzeba fizycznej kontroli programu DAW, przydaje się dedykowany kontroler MIDI. Istnieje szeroka gama produktów spełniających to kryterium. Dla przykładu firma Behringer oferuje szereg produktów z serii X-Touch, a najtańszym z nich jest kontroler X-Touch Mini oferujący osiem enkoderów, osiem przycisków, przyciski transportu oraz suwak. X-Touch ONE z kolei oferuje bardziej rozbudowane funkcje transportu, jak dodatkowe pokrętło JOG i więcej przycisków, kosztem redukcji liczby enkoderów do jednego. Dodatkowo posiada wyświetlacz LED dla parametrów czy wyboru programu. Model Compact oferuje osiem enkoderów oraz dziewięć zmotoryzowanych suwaków i konstrukcyjnie jest dedykowany do kontroli wirtualnych mikserów w programach DAW – suwaki zmieniają pozycję zależnie od tego, jak zmienia się ona w programie

eprasa.pl 8c835b9be4

a)

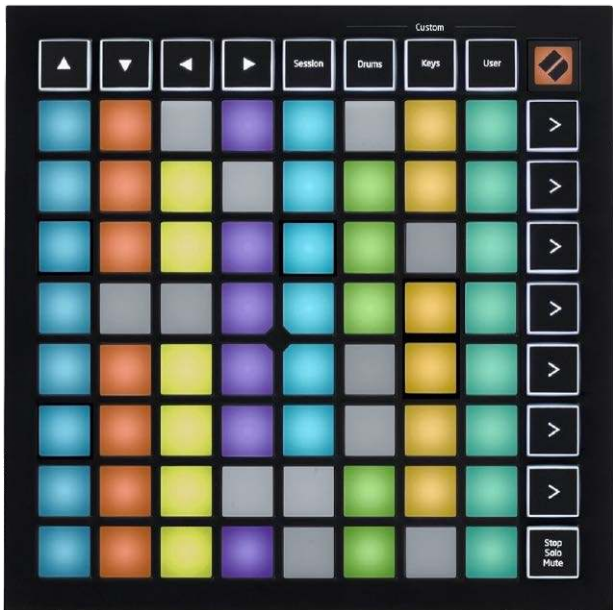
b)

Fotografia 12. Behringer X-Touch Mini, najniższy model tej serii (a) oraz X-Touch, model najwyższy (b)

DAW, a także przy zmianie grupy parametrów, które kontrolują. Topowy model o oznaczeniu X-Touch (bez żadnych dopisków) łączy cechy wszystkich pozostałych modeli w jeden, rozbudowany kontroler oferujący 9 zmotoryzowanych suwaków czułych na dotyk, 8 enkoderów, 92 podświetlane przyciski, wskaźniki poziomu LED i wyświetlacze LED dla parametrów, a także pokrętło JOG. Dodatkowo kontroler ma własny, aktywny hub USB pozwalający na podłączenie dodatkowych urządzeń bądź kontrolerów. **Fotografia 12** przedstawia najmniejszy, jak i największy kontroler z tej serii. Urządzeniem podobnym do X-Touch ONE jest Akai MIDIMix (**fotografia 13**) oferujący 9 suwaków i 24 enkodery oraz dodatkowe przyciski do operowania wirtualnymi mikserami audio.

Novation Launchpad Mini Mk 3 (**fotografia 14**) to ciekawy kontroler przeznaczony do pracy z programem Ableton Live. Zawiera 64 podświetlane pady w układzie 8×8 oraz dodatkowe przyciski kontrolne przeznaczone właśnie do współpracy z tym programem. Producent twierdzi, iż kontroler może pracować z innymi programami DAW, ale zdaniem Autora nie będzie to wygodne. Same pady mogą też pełnić funkcję padów perkusyjnych i klawiatury muzycznej. Firma Ableton ma własne kontrolery, jak na przykład Push 2 (**fotografia 15**) sprzedawany wraz z pełną wersją oprogramowania

Fotografia 13. Kontroler Akai MIDIMix



Fotografia 14. Kontroler Novation Launchpad Mini Mk 3 dedykowany do programu Ableton Live

Fotografia 15. Kontroler Ableton Push 2

Ableton Live. Kontroler ten, poza głęboką integracją z programem, posiada też wyświetlacz, który zapewnia dodatkowe informacje kontekstowe lub wizualizację odtwarzanej próbki, sekwencji lub utworu. Poza dodatkowymi przyciskami do programu kontroler posiada też osiem enkoderów, które ponadto wykrywają dotknięcie gałki (metodą pojemnościową), co ułatwia przypisywanie ich do parametrów – w kontrolerach bez tej funkcjonalności gałką trzeba lekko pokręcić, by program ją rozpoznał. Warto dodać, iż sama licencja programu Ableton Live Suite kosztuje prawie tyle samo, co ten kontroler, więc jego zakup to dobry wybór. Akai oferuje własne, dedykowane kontrolery dla Ableton Live, jak na przykład APC Mini Mk 2, który ma siatkę 8×8 podświetlanych padów, 9 suwaków dla miksera i gwarantuje pełną integrację z oprogramowaniem. Uwagę zwraca kształt padów – są prostokątne, co widać na **fotografii 16**. Z kolei **fotografia 17** prezentuje bardziej zaawansowany kontroler Akai APC40 Mk 2, wyposażony w 40 padów, 42 przyciski, 17 enkoderów i 10 potencjometrów suwakowych.

Kontrolery dla DJów stanowią dość ciekawy odłam kontrolerów MIDI. W ich wypadku wymagania są dość specyficzne: potrzebna jest zarówno kontrola nad mikserem, jak i kontrola wirtualnych gramofonów, z opcją szybkiego przełączania między plikami, a także dodatkowe funkcje związane z odtwarzaniem, efektami czy filtrami. Tu też ważna jest minimalna latencja, zwłaszcza dla manipulacji „płytami". Dobrym przykładem jest kontroler Native

eprasa.pl 8c835b9be4

Fotografia 16. Kontroler Akai APC Mini Mk 2 o charakterystycznych, prostokątnych padach

Fotografia 17. Kontroler Akai APC40 Mk 2

Fotografia 19. Kontroler Roland DJ 202

Fotografia 20. Kontroler AlphaTheta Omnis-Duo, który może pracować zarówno samodzielnie, jak i sterować oprogramowaniem DJ-skim na komputerze

Instruments Traktor Kontrol S3 (**fotografia 18**). Ma on dwa podświetlane koła JOG, którymi można kontrolować wirtualne gramofony oraz kontroler miksera czterokanałowego. Jest to fizyczna reprezentacja programu Traktor, dołączonego do tego kontrolera. Innym przykładem może być Roland DJ 202 (**fotografia 19**) dedykowany dla programu Serato DJ Intro. Z kolei produkt firmy AlphaTheta, Omnis-Duo (**fotografia 20**), jest urządzeniem typu all-in-one, to znaczy ma wbudowane własne oprogramowanie DJ-skie, może korzystać ze zbiorów zapisanych na kartach SD, napędach USB czy pobierać je przez Wi-Fi. Jednocześnie jest też kontrolerem MIDI współpracującym między innymi z programem Serato DJ Lite. Bezpośrednim konkurentem Omnis-Duo jest Numark Mixstream Pro+ (**fotografia 21**), który oferuje podobne możliwości pracy niezależnej, z dość rozbudowanym system Engine DJ, jednakże umożliwia też współpracę z komputerem, a nawet obsługę oświetlenia przez protokoły Philips Hue i DMX. Jakby tego było mało, sprzęt oferuje dodatkowe wsparcie dla protokołu Ableton Link. Mixstream Pro+ posiada też wbudowane głośniki, choć raczej niewielkiej mocy.

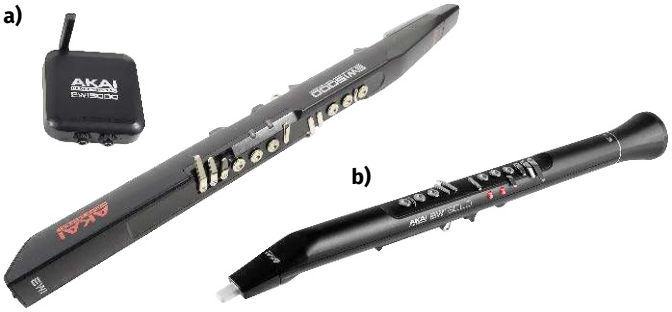
Jednym z droższych kontrolerów w tym segmencie jest Rane DJ Performer (**fotografia 22**), którego najbardziej unikalną cechą są zmotoryzowane koła JOG emulujące pracę talerzy gramofonów. Jako kontroler MIDI, Performer może pracować z dwoma komputerami naraz, dzięki czemu dwaj DJ-e mogą zmieniać się przy konsoli. Urządzenie posiada zintegrowany interfejs Audio klasy profesjonalnej z szeregiem wejść i wyjść. Wspiera standard DVS (Digital Vinyl System), pozwalający na podłączenie specjalizowanych odtwarzaczy audio, ma też wejścia liniowe i phono, wejścia mikrofonowe XLR, wyjście XLR oraz wyjście słuchawkowe. Funkcje miksowania są realizowane w warstwie sprzętowej urządzenia. Cena tego kontrolera jest jednak kilka razy wyższa od innych wymienionych modeli.

Fotografia 18. Kontroler DJ-ski Native Instruments Traktor Kontrol S3

Fotografia 21. Kontroler Numark Mixstream Pro+, konkurent Omnis-Duo

eprasa.pl 8c835b9be4

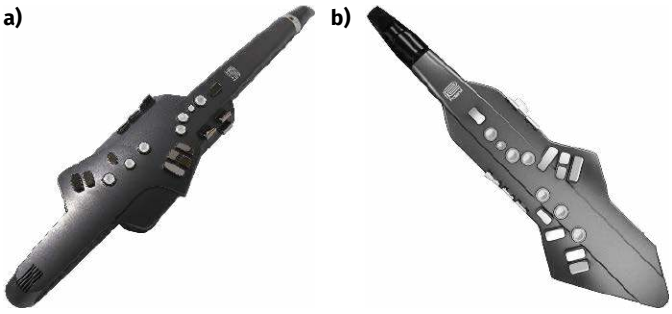
Fotografia 22. Rane DJ Performer – profesjonalny, wielofunkcyjny kontroler DJ-ski z wbudowanym interfejsem audio. W napędzane silnikami talerze są wmontowane dodatkowe wyświetlacze



Fotografia 23. Elektroniczne instrumenty dęte Akai EWI5000 (a) i EWI Solo (b)

Nietypowe kontrolery MIDI

Poza mniej lub bardziej standardowymi kontrolerami i keyboardami, na rynku nie brakuje produktów niszowych o nietypowej budowie czy cechach. Dobrym przykładem mogą być instrumenty oznaczane skrótem EWI (ang. Electronic Wind Instrument – elektroniczny instrument dęty). Urządzenia te przypominają konstrukcją flet prosty lub klarnet, z (często uproszczonym) układem klawiszy lub pól dotykowych przypominającym saksofon. Instrumenty te mają właśnie oddawać wrażenia gry na saksofonie, wykorzystując sensor mierzący prędkość przepływu powietrza. Dobrymi przykładami są instrumenty Akai EWI5000 i EWI Solo (**fotografia 23**). EWI5000, poza wyjściem USB, oferuje także wyjście MIDI DIN, dzięki któremu może współpracować z zewnętrznymi syntezatorami i modułami brzmieniowymi. EWI Solo ogranicza się do MIDI obsługiwanego przez USB. Z kolei Roland oferuje serię Aerophone, której dobrymi przedstawicielami są modele Aerophone AE10G i Aerophone Go (AE05) – **fotografia 24**. Yamaha opracowała serię YPD, której popularnym przedstawicielem jest model YDS-120 (**fotografia 25**). Ten ostatni instrument oferuje wysoką jakość wykonania, saksofonowy układ fizycznych klawiszy z mechaniczną akcją, a przy tym jest tańszy od modeli konkurencji. Yamaha ma tę przewagę, że – poza cyfrowymi instrumentami – produkuje też instrumenty tradycyjne, wliczając w to saksofony i inne instrumenty dęte. Wszystkie wymienione instrumenty posiadają dość wysokiej klasy brzmienia, nie tylko saksofonowe. Oczywiście dostępny jest też interfejs USB MIDI.



Fotografia 24. Instrumenty Roland Aerophone AE10G (a) i Aerophone Go (b)

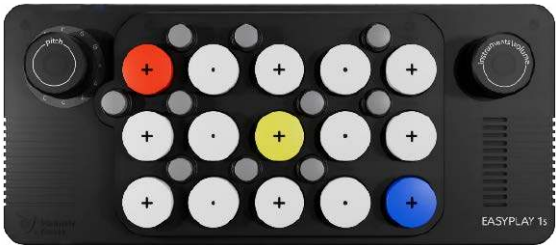
Fotografia 25. Elektroniczny saksofon Yamaha YDS-120, widok ogólny (a) i zbliżenie na klawisze (b). Nie dość, iż jest tańszy od konkurencji, to jeszcze odtwarza układ klawiszy prawdziwego saksofonu

Jeśli ktoś chciałby spróbować swoich sił w grze na cyfrowym instrumencie dętym, ale nie chce wydawać dwóch do trzech tysięcy złotych, to ze strony Chin nadpływają instrumenty 6...10 razy tańsze. Dobrym przykładem jest IRIN S58 (**fotografia 26**). Ten kontroler jest mocno uproszczony, a jego brzmienia raczej nienajlepsze, ale nadal oferuje wyjście MIDI przez USB oraz Bluetooth. Cena około trzystu złotych jest bardzo kusząca. Oczywiście instrumenty tego typu nie oddają prawdziwej gry na saksofonie czy innym instrumencie dętym, gdyż nie pozwalają na pełnię ekspresji związanej z naciskiem na ustnik, ale z drugiej strony nie wymagają aż tak dużego wysiłku, by na nich grać. Brzmienia, nawet wysokiej klasy, nie są stuprocentowo realistyczne. Z drugiej strony taki instrument pozwala na grę na słuchawkach, a modele z realistycznym układem klawiszy umożliwiają ciche ćwiczenia. Prawdziwy saksofon, w przeciwieństwie np. do puzonu, nie da się wytłumić prostą wkładką do czaszy i wymaga wręcz całego „namiotu" (**fotografia 27**). Przy grze w trybie MIDI ograniczenia ekspresji można ominąć dodając na przykład zestaw pedałów MIDI, które są dostępne na rynku. Wymaga to oczywiście dodatkowej konfiguracji.

Fotografia 26. Chiński, bardzo tani instrument dęty IRIN S58 oferuje 99 (przeciętnych) brzmień do wyboru i wsparcie dla MIDI

Fotografia 27. „Tłumik" do saksofonu, który trzeba nosić na całym instrumencie. Specjalne otwory pozwalają włożyć dłonie do środka, ale użytkownik musi grać „na wyczucie"

eprasa.pl 8c835b9be4



Fotografia 28. EasyPlay 1s, instrument z funkcją MIDI, który ma atrakcyjnie prezentować się na internetowych filmikach

Fotografia 29. Joué Play z zestawem nakładek. Nakładki są silikonowe, a przez to nie dają dobrego odczucia gry

W ostatnich latach na rynku pojawiły się kontrolery MIDI, których projekty nie były podyktowane przez praktyczne potrzeby muzyków, lecz bardziej przez to, jak dobrze będą wyglądać w mediach społecznościowych. Przykładem może być instrument EasyPlay 1s (**fotografia 28**), którego wyróżniającą cechą jest fakt, iż nie wygląda jak typowa klawiatura MIDI. Dwie oktawy klawiszy ułożone są w rzędy, przy czym „czarne" klawisze tkwią między pozostałymi. W teorii ułatwia to grę, bo każdy może zagrać cokolwiek w skali durowej naciskając tylko białe i kolorowe klawisze, i powtarzając na nich różne wzory. Instrument ma wbudowane brzmienia oraz głośnik, a przy swojej wielkości i zasilaniu z wewnętrznego akumulatora jest bardzo przenośny. Obsługuje też MIDI przez USB i Bluetooth. W praktyce jednak należy rozpatrywać taki kontroler raczej jako zabawkę, niż poważny instrument. Innym przykładem jest Joué Play (**fotografia 29**), kontroler składający się z dwóch części: uniwersalnej powierzchni kontrolnej i nakładek z silikonu. Nakładki te zmieniają funkcje kontrolera: nakładka klawiszowa sprawia, że zachowuje się on jak typowa klawiatura MIDI, a dołączone oprogramowanie wybiera automatycznie właściwy bank brzmień. Nakładka gitarowa pozwala „trącać struny" na silikonowej powierzchni, co też jest rejestrowane. Dostępne są i inne nakładki, jak choćby pady perkusyjne. Jest to ciekawa koncepcja w teorii, bo w praktyce gra na silikonowych klawiszach jest nieprzyjemna na dłuższą metę. Dlatego też dostępne na rynku „zwijane keyboardy" się nie przyjęły, podobnie zresztą jak odporne na wszystko, silikonowe klawiatury komputerowe. Sam kontroler jak najbardziej działa i generuje właściwe sygnały MIDI, a przy tym dobrze wygląda na filmach, ale gra na nim jest zwyczajnie nieprzyjemna.

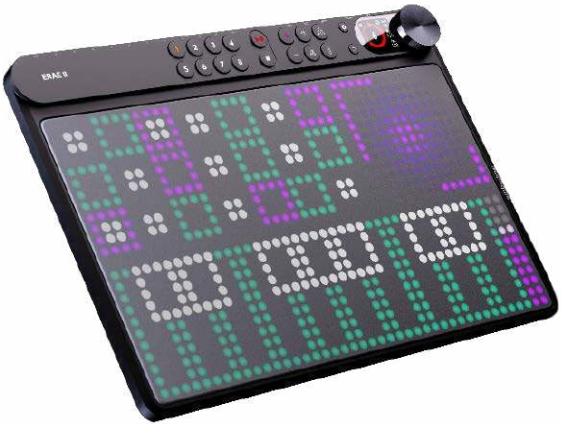
Jedną z ciekawszych klawiatur sterujących z podgatunku „dobrze wygląda na filmikach" jest Roli Lumi (**fotografia 30**), podświetlana klawiatura obsługująca parametry velocity i aftertouch oraz jeden szczególny trik: klawisze, które można przesuwać na boki, dodając w ten sposób efekt vibrato/pitch bend. Klawiatura ma tylko 24 klawisze, ale można ją zestawić z kolejnymi klawiaturami Roli Lumi, by zyskać większy obszar gry. Cena tego kontrolera jest jednak wysoka (niecały tysiąc złotych w chwili pisania za jeden kontroler, ponad 1600 złotych za zestaw dwóch). Drugim, znacznie droższym kontrolerem, jest Erae 2 firmy Embodme (**fotografia 31**) – kontroler, który nie ma jednej, przypisanej funkcji. Zamiast tego użytkownik wybiera, co mu jest potrzebne do pracy, a panel wyświetla właściwe

a)

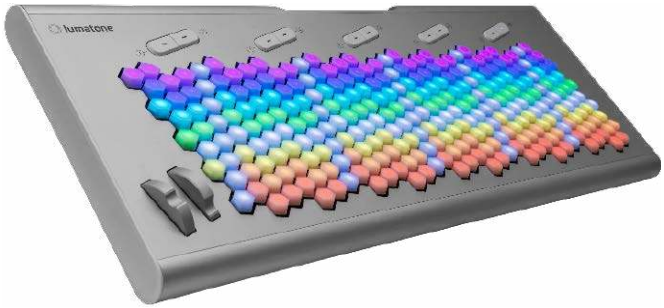
b)

Fotografia 30. Klawiatura sterująca Roli Lumi (a), mając dwa egzemplarze tego modelu można uzyskać większą klawiaturę (b)

powierzchnie kontrolne. Powierzchnia może być zdefiniowana dowolnie, a każde zdefiniowane pole kontrolne może wysyłać różne komendy MIDI w standardzie 2.0. Firma Embodme oferuje nie tylko sam kontroler, ale też różne „skóry" do nałożenia na powierzchnię kontrolną, zmieniające jej teksturę zgodnie z preferencjami użytkownika. Jest to niewątpliwie najbardziej unikalny kontroler MIDI dostępny na rynku. Równie ciekawym, choć znów kilka razy droższym wyborem, jest kontroler Lumatone pokazany na **fotografii 32**. To urządzenie zostało wyposażone w 280 heksagonalnych, podświetlanych klawiszy z velocity i aftertouch, których sposób mapowania do skali instrumentu wirtualnego może być redefiniowany. Jest to klawiatura izomorficzna, co oznacza, że akordy, skale i interwały pozostają stałe niezależnie od tego, w którym miejscu naciśnie się układ klawiszy. Kolorowe podświetlenie ułatwia odnalezienie wzorców i definiuje przy tym układ przycisków. Co więcej, oprogramowanie pozwala

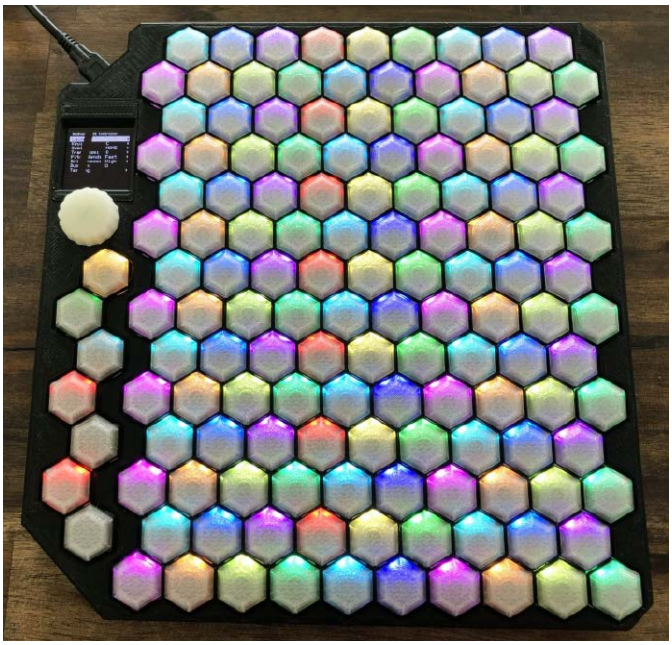


Fotografia 31. Embodme Erae 2 – kontroler, którego wygląd zależy od wymaganych funkcji



Fotografia 32. Izomorficzna klawiatura sterująca Lumatone o imponującej liczbie 280 klawiszy dynamicznych. Kontroler pozwala wybrać jedno z kilku mapowań, a gra opiera się na wykorzystaniu wzorców, które tworzą akordy, skale i interwały

eprasa.pl 8c835b9be4



Fotografia 33. Kontroler HexBoard dostępny w formie zestawu do samodzielnego montażu, jak i złożony, jest znacznie tańszy od Lumatone, ale kosztem braku dynamiki

Fotografia 34. Yamaha-Suzuki Omnichord OM-27 (a) i późniejszy model Qchord QC-1 (b) – kontrolery, w których akordy wybiera się za pomocą prostej klawiatury, a gra przesuwając palcem po płytce dotykowej

zdefiniować nie tylko układ klawiatury, ale też przypisać dowolne parametry do klawiszy. Ze względu na swoją konstrukcję i unikalność Lumatone nie jest tanim urządzeniem.

Znacznie tańszym wyborem może być projekt HexBoard (**fotografia 33**), dostępny zarówno jako zestaw do samodzielnego montażu, jak i kompletne urządzenie. To też jest klawiatura izomorficzna oparta o heksagonalne, podświetlane klawisze, których układ można wybrać. Klawisze nie pozwalają na różnicowanie dynamiki, stąd radykalnie niższa cena. Obudowa jest drukowana i w wersji najtańszej użytkownik musi ją sam wyprodukować, jak i zakupić wszystkie przełączniki. Wersja najdroższa jest kompletna, złożona i działa od razu po uruchomieniu. Sercem klawiatury jest układ RP2040, a firmware jest otwartym oprogramowaniem, które każdy może modyfikować wedle własnych potrzeb. Klawiatura oferuje kilka domyślnych układów gry, a także możliwość wyboru jednej z kilku skal, co ułatwia grę. Każdy półton ma przypisany własny kolor, z czerwonym oznaczającym ton bazowy (który można wybrać). Zdaniem Autora jest to świetna alternatywa dla standardowych klawiatur MIDI, a przy tym dostępna w bardzo przystępnej cenie, przynajmniej w porównaniu do Lumatone.

Jeśli mowa o otwartych projektach, to nie można zapomnieć o kontrolerach MIDIBox. Dokładny opis tego projektu znajduje się w EP 12/23 i 1/24, ale w skrócie jest to projekt modularnego, konfigurowalnego urządzenia MIDI, które może być zarówno kontrolerem, jak i syntezatorem czy sekwencerem. Ta elastyczność pozwoliła różnym ludziom zaprojektować prawdziwą mnogość unikalnych kontrolerów czy instrumentów. Choć obecnie nieco zapomniany, MIDIBox był pierwszym projektem uniwersalnego urządzenia MIDI i, choć już nie jest aktywnie wspierany, to przez ponad dekadę definiował scenę hobbystycznych konstrukcji opartych na MIDI. W pierwszej wersji MIDIBox bazował na mikrokontrolerach PIC18F452, PIC18F4620 i PIC18F4685, co w zupełności wystarczało. Późniejsze, zaawansowane wersje używały już płytek rozwojowych LPCXpresso z układem LPC1769, a później STM32F407VG-DISC1. Wersja ośmiobitowa obecnie nie jest rekomendowana, choć zdaniem Autora może być dobrym startem dla hobbystów.

Warto na koniec wspomnieć o jeszcze dwóch instrumentach wyprodukowanych wspólnie przez firmy Yamaha i Suzuki: Omnichord i Qchord (**fotografia 34**). Instrumenty te zastępują tradycyjną klawiaturę układem trzech rzędów klawiszy, grających akordy (stąd nazwa). Pierwszy rząd gra akordy durowe, drugi minorowe, trzeci septymowe. Kombinacje dwóch lub trzech klawiszy pozwalały grać bardziej złożone akordy. Po lewej stronie jest płytka dotykowa, przesunięcie po niej palcem odtwarza kolejne dźwięki w akordzie. Instrumenty te zapewniały też kilka różnych podkładów muzycznych, które dopasowywały się do granych akordów, a w późniejszych modelach istniała opcja rozszerzenia dostępnej listy za pomocą specjalnych kartridżów (Qcard). Późniejsze modele Omnichord oraz modele Qchord wspierały MIDI i mogły kontrolować zewnętrzne moduły brzmieniowe, co podnosiło jakość dźwięku, choć dźwięki wbudowanych akompaniamentów są uznawane za legendarne i często preferowane. W ostatnich latach wypuszczono na rynek reedycję modelu Omnichord OM-84 – nowa wersja nosi oznaczenie OM-108. Model ten kosztuje w Polsce około 3200...3500 złotych.

Zakończenie

Niniejszy artykuł nie wyczerpuje całego zagadnienia kontrolerów MIDI. Nie omówiono też detalicznie innych urządzeń MIDI, takich jak moduły brzmieniowe czy sekwencery. Nie wspomnieliśmy też o szczególnej klasie instrumentów MIDI, czyli o stacjach roboczych, jak na przykład Yamaha Genos2 (**fotografia 35**). Nie wspomniano też nic o kompatybilnych z MIDI syntezatorach, poza kilkoma wczesnymi modelami. Niestety, gdyby chcieć opowiedzieć o wszystkim, co było lub jest dostępne na światowych rynkach, artykuł ten byłby kilka razy obszerniejszy. Autor ma nadzieję, iż ten wstęp do świata kontrolerów MIDI zachęci Czytelnika do samodzielnych wojaży w jego głąb lub własnej pracy twórczej w kierunku stworzenia czegoś nowego.

Paweł Kowalczyk, EP

Fotografia 35. Stacja robocza Yamaha Genos2 realizuje funkcję kontrolera MIDI, klawiatury sterującej, sekwencera i całego oprogramowania DAW

eprasa.pl 8c835b9be4

Cyfrowa regulacja głośności

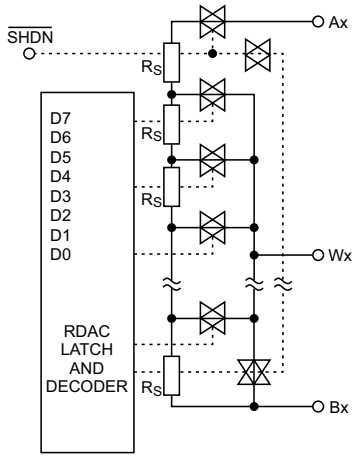
Dawne sprzęty audio miały płynną regulację głośności realizowaną z użyciem potencjometrów. Taka metoda jest prosta w konstrukcji i wygodna w użyciu, ale trudno zapewnić powtarzalność ustawień, a tym bardziej zdalne sterowanie. Jakie zatem mamy alternatywy?

W swojej codziennej praktyce często spotykam się z dwoma przypadkami dotyczącymi regulacji poziomu głośności (ang. attenuation). Pierwszy z nich to konieczność pokazania użytkownikowi domowego systemu audio, jakie aktualnie jest tłumienie w przedwzmacniaczu – chce widzieć, że wynosi ono np. –34,5 dB. To samo dotyczy również aplikacji profesjonalnych – tam, gdzie zachodzi konieczność współbieżnej regulacji, z wysoką dokładnością, wielu kanałów analogowych i to w taki sposób, by ustawienia były łatwe do odtworzenia po zmianie jakichś innych parametrów. Zatem wyświetlacz wskazujący –34,5 dB oraz pilot i enkoder przełączające o 0,5 dB są tu wygodniejsze niż gałka, którą trzeba ustawić w określonej pozycji. Kolejny przypadek to sytuacja, w której urządzenie ma mieć kilka przełączanych wejść, a na każdym z nich ma być dostępna możliwość ustawienia innego poziomu głośności, np.:

- odtwarzacz CD: –40,0 dB,
- DAC: –45,5 dB,
- gramofon: –32,0 dB

i tak dalej. Manualnie jest to (niemal) niewykonalne, a już na pewno w dzisiejszych czasach – nieopłacalne.

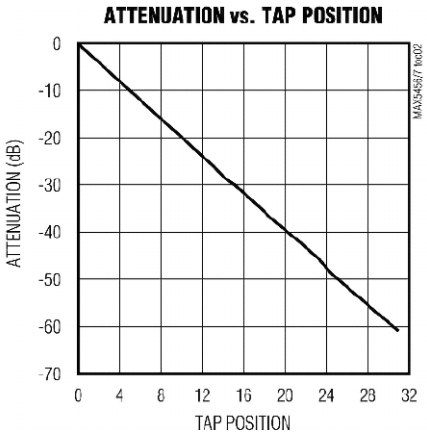
Nie pozostaje nic innego, jak tylko polegać na rozwiązaniach elektronicznych, ponieważ elektromechaniczny potencjometr będzie w tym miejscu niewystarczający. Pierwsze, co przychodzi do głowy, to oczywiście elektroniczny potencjometr. Uproszczony schemat sieci rezystorowej jednego z nich znajduje się na **rysunku 1** – jest to dobrze znany AD5207. Na pierwszy rzut oka wszystko wygląda doskonale: 256 pozycji, małe rozmiary, proste sterowanie, znormalizowana rezystancja, przystępna nota katalogowa – czego chcieć więcej?



Rysunek 1. Uproszczony schemat sieci rezystorowej układu AD5207 [1]

Jest jednak kilka mankamentów układu scalonego. Pierwszy i najważniejszy jest taki, że realizuje on regulację liniową. Można odpowiednio przeskalować wystawiane na interfejs tego układu wartości tak, by uzyskać skalę logarytmiczną (lub chociaż do niej zbliżoną), lecz wiąże się to ze zmniejszeniem dostępnej liczby kroków regulacji, gdyż część będzie musiała zostać pominięta. Są oczywiście scalone potencjometry cyfrowe realizujące regulację logarytmiczną, ale ich parametry nie są oszałamiające, przynajmniej w moich zastosowaniach. Głównym ograniczeniem jest amplituda przetwarzanego przez nie sygnału i konieczność zapewnienia odpowiedniej składowej stałej do ich poprawnej pracy.

Oferta tego typu układów jest ponadto dosyć wąska. Przykładowo, bardzo już wiekowy MAX5407 ma 32 pozycje i umożliwia regulację co 1 dB. Szczegółowe informacje są widoczne w tabeli na **rysunku 2**. Jego całkowita rezystancja może ulegać rozrzutom w szerokim zakresie (co jeszcze nie jest aż tak dotkliwe), ale ponadto układ nie ma możliwości całkowitego wyciszenia. Nie jest również możliwe szybkie ustawienie żądanego tłumienia, gdyż komunikacja odbywa się poprzez interfejs góra/dół. W podobny sposób działa MAX5646, oferujący większy zakres tłumienia – **rysunek 3**. Niestety cała ta regulacja odbywa się w 32 krokach, po 2 dB każdy. Wyciszanie jest możliwe poprzez tłumienie o 90 dB, co wprawdzie wydaje się zadowalającą wartością, ale w czułych zestawach daje się usłyszeć „przeciekanie" sygnału w kolumnach o wysokiej skuteczności. Zostawmy jednak produkty marki Maxim Integrated – warto m.in. spojrzeć na rozwiązania oferowane przez Renesas. Układ X9314 (**rysunek 4**) ma inny zakres regulacji, choć nadal są to tylko 32 kroki, brakuje też możliwości wyciszania.



Rysunek 3. Tłumienie układu MAX5646 [3]

Jest jednak pewna metoda modyfikacji potencjometru liniowego. Na początek, dla ustalenia uwagi, spójrzmy na porównanie charakterystyk potencjometru liniowego i logarytmicznego, które można zobaczyć na **rysunku 5**. Warto zwrócić uwagę, że przy tłumieniu o 40 dB charakterystyka

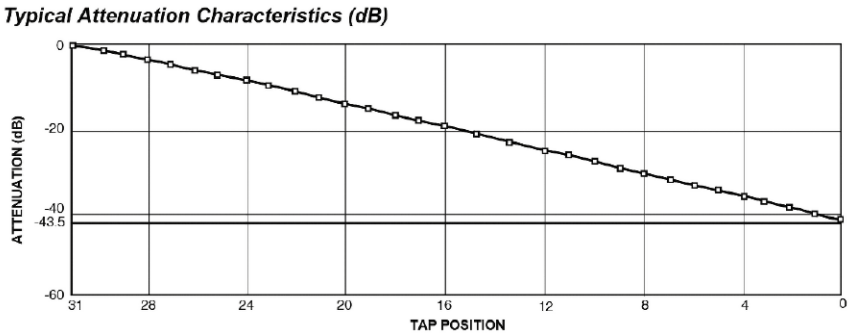
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{DD} = +2.7V to +5.5V, V_H = V_{DD}, V_L = 0, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at V_{DD} = +5V and T_A = +25°C.) (Note 1)

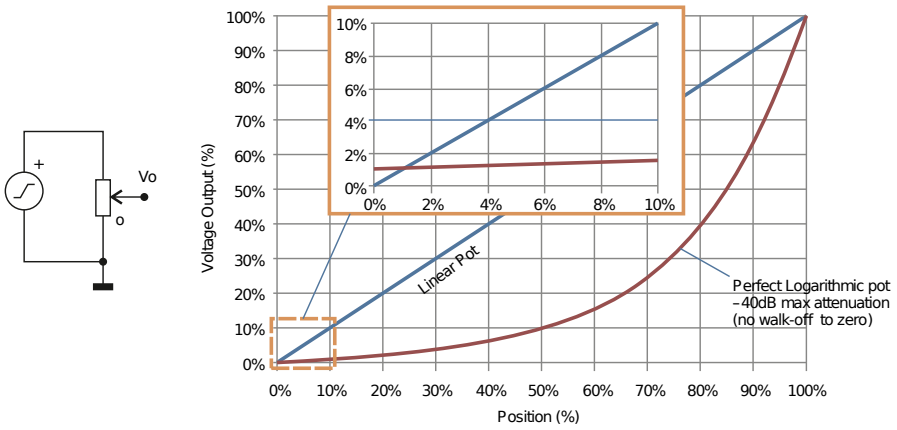
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Number of Resistor Taps			32			Taps
End-to-End Resistance			15	20	25	kΩ
Bandwidth (Note 2)		(Notes 3, 4)		500		kHz
Absolute Tolerance (Note 5)		(Note 3)		±0.25	±1	dB
Tap-to-Tap Tolerance (Note 6)		(Note 3)		±0.05	±0.1	dB
Total Harmonic Distortion + Noise	THD + N	V_{IN} = 1V_{RMS}, f = 1kHz, Tap = -6dB (Notes 3, 4)		0.002		%
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR			-80		dB
End-to-End Resistance Temperature Coefficient	TC_R			35		ppm/°C
Ratiometric Resistance Temperature Coefficient				5		ppm/°C
Wiper Resistance	R_W	V_{DD} = 2.7V		400	1700	Ω

Rysunek 2. Parametry układu MAX5407 [2]

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 4. Tłumienie układu X9314 [4]



Rysunek 5. Przebiegi charakterystyk potencjometrów: liniowego i logarytmicznego [5]

potencjometru logarytmicznego nie schodzi do zera, lecz jego tłumienie wynosi 1%. Rzeczywiste potencjometry do regulacji głośności schodziły jednak do „prawdziwego" zera, co w skali logarytmicznej byłoby nieosiągalne (tłumienie dąży wtedy do minus nieskończoności), dlatego rzeczywiste potencjometry muszą mieć w tym miejscu zakrzywioną charakterystykę. Obie te charakterystyki nijak do siebie nie przystają i nie wymaga to obszerniejszego komentarza.

Liniowe potencjometry cyfrowe oferują znacznie większe możliwości pod względem liczby kroków – typowo mają 256 pozycji, co w porównaniu z 32 krokami potencjometrów logarytmicznych wypada zdecydowanie na korzyść tych pierwszych. Można próbować odwzorować charakterystykę logarytmiczną poprzez ominięcie niektórych kroków, lecz to sprowadzałoby problem do znanego już rozwiązania, czyli potencjometrów z niewielką liczbą kroków. Można też połączyć dwa potencjometry kaskadowo (wyjście jednego, czyli ślizgacz, podłącza się do wejścia drugiego, czyli do „górnego" zacisku – ilustruje to schemat z **rysunku 6**) i odpowiednio obliczać pozycje obu układów w celu dobrania odpowiedniego tłumienia na każdej z nich. To z kolei okazałoby się bardzo pracochłonne – podejmowałem już takie próby.

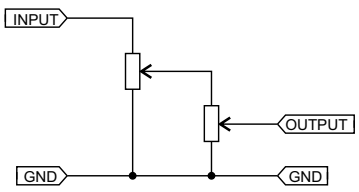
Jest jednak jeszcze inna propozycja, będąca kompromisem między wiernością odwzorowania charakterystyki a prostotą układu. Wystarczy między ślizgacz a masę włączyć rezystor stały o odpowiedniej wartości, jak na **rysunku 7**. Na tle charakterystyki idealnego potencjometru (czerwona) zostały narysowane dwie inne, dla różnych wartości dodatkowego rezystora R1. Odwzorowanie charakterystyki różni się od ideału, lecz w niedrogim sprzęcie powszechnego użytku, w którym nie zależy nam na dokładnym odtworzeniu skali decybelowej, taki zabieg w zupełności wystarcza. Ze swojej strony dodam, że moje testy wykazały, iż rezystancja dodatkowego elementu powinna wynosić 25% całkowitej rezystancji ścieżki potencjometru liniowego, czyli R1/Rp=0,25.

Takie połączenie ma jeszcze jedną zaletę: jeżeli stosowany układ potencjometru cyfrowego oferuje możliwość odłączenia sygnału od „górnego" zacisku lub ślizgacza, to można w ten sposób zrealizować bardzo dobrze działającą funkcję „mute". Sygnał zostanie całkowicie odłączony od wyjścia (rezystancja rzędu wielu megaomów), zaś samo wyjście będzie cały czas spolaryzowane przez rezystor R1 do masy. To z kolei blokuje powstawanie uciążliwego przydźwięku po wyciszeniu sygnału, który mógłby mieć miejsce, gdyby wyjście nie zostało spolaryzowane do masy jakąkolwiek stałą rezystancją.

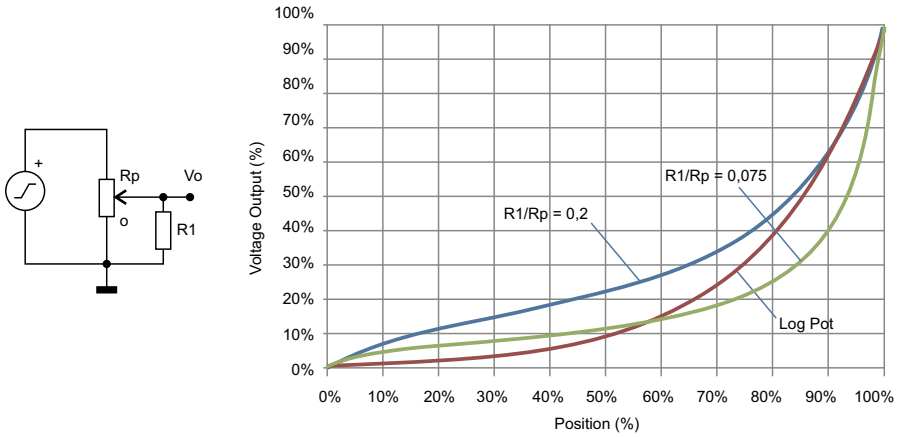
Zaprezentowane wyżej układy i „patenty" stosuję tam, gdzie nie zależy mi ani na zbyt szerokiej regulacji głośności, ani na zbyt dobrych parametrach brzmieniowych, ani też na idealnym odwzorowaniu charakterystyki logarytmicznej.

Michał Kurzela, EP

Źródła:
[1] https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad5207.pdf
[2] https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/MAX5407.pdf
[3] https://www.mouser.pl/datasheet/3/1014/1/MAX5456-MAX5457.pdf
[4] https://www.mouser.pl/datasheet/3/1166/1/REN_x9314_DST_20040119.pdf
[5] https://e2e.ti.com/blogs_/archives/b/thesignal/posts/logarithmic-potentiometers



Rysunek 6. Kaskadowe połączenie potencjometrów liniowych



Rysunek 7. Propozycja ukształtowania charakterystyki potencjometru liniowego [5]

eprasa.pl 8c835b9be4

Syntezatory dźwięku (5)

Wzmacniacze sterowane napięciem

Wzmacniacze sterowane napięciem (VCA) stanowią istotny element każdego syntezatora analogowego. Pozwalają na modulację amplitudy sygnału z oscylatorów przebiegami wytwarzanymi przez inne generatory (np. niskiej częstotliwości czy obwiedni). W tej części cyklu przyjrzymy się dwóm typowym rozwiązaniom.

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

Wzmacniacze sterowane napięciem to często relatywnie proste układy realizujące ważną dla syntezy analogowej funkcję. W poprzednim artykule wzmacniacz tego typu był elementem jednego z przykładowych oscylatorów i odpowiadał za modulację sygnałem LFO. Oparty był na dość popularnym układzie LM13700, który także występował w roli oscylatora. Zaczniemy więc od tego prostego układu.

LM13700 jako VCA/modulator

Na **rysunku 1** przedstawiono schemat VCA z noty katalogowej LM13700 (rysunek 20 w nocie katalogowej). LM13700 to wzmacniacz transkonduktancyjny, czyli zamieniający sygnał napięciowy na prądowy. Sygnał ten jest konwertowany ponownie na napięcie i buforowany przez dwutranzystorowy układ Darlingtona, który stanowi integralną część struktury układu scalonego. Wzór na wzmocnienie układu wygląda następująco:

$$\frac{V_O}{V_i} = A_b \cdot \frac{R_l}{R_i} \cdot \frac{I_{abc}}{I_d}$$

gdzie:

A_b to wzmocnienie bufora wyjściowego, typowo 0,84,

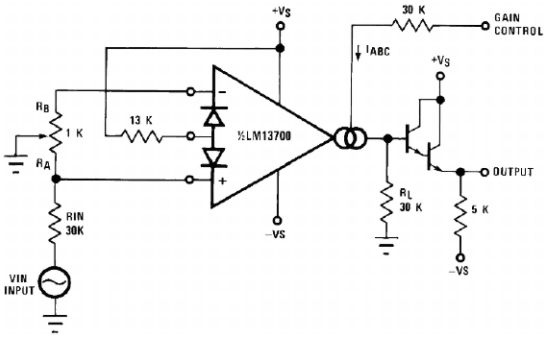
R_i to wartość rezystancji wejściowej,

R_l to wartość rezystancji obciążenia,

I_d to prąd diod linearyzujących,

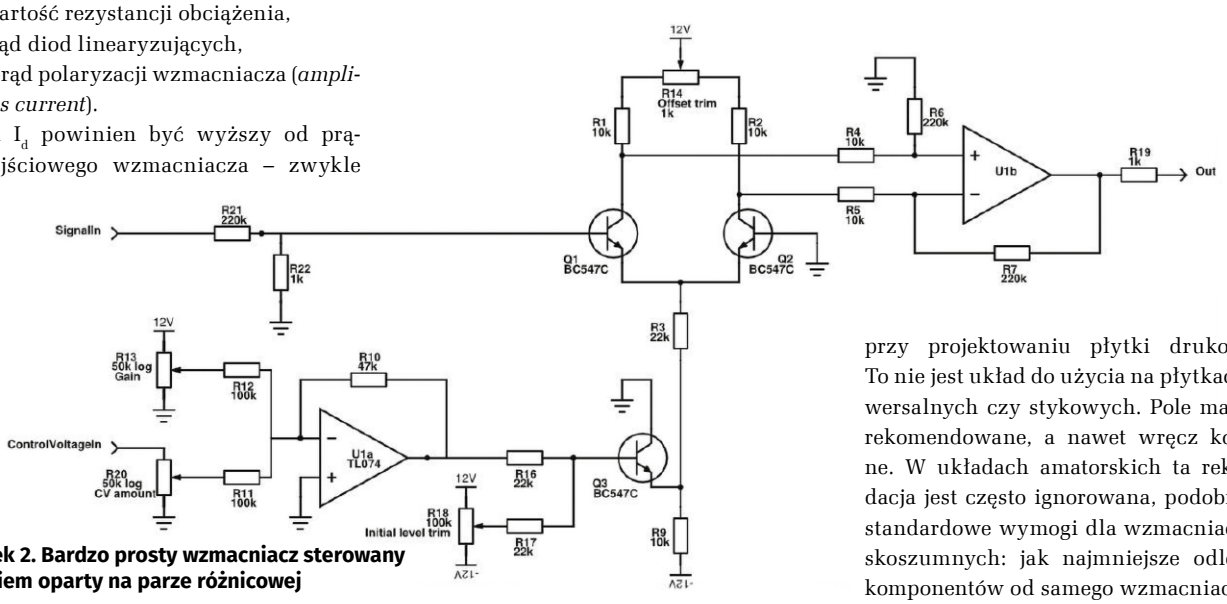
I_{abc} to prąd polaryzacji wzmacniacza (*amplifier bias current*).

Prąd I_d powinien być wyższy od prądu wejściowego wzmacniacza – zwykle przyjmuje się wartość 1mA. Układ zprezentowanego schematu oferuje zmienne wzmocnienie od –30 dB do ~0 dB dla zakresu napięć sterujących od około –13 V do +15 V. By osiągnąć współczynnik zniekształceń harmonicznych (THD) poniżej 0,1%, amplituda sygnału wejściowego powinna być niższa niż 50 mV_{pp}, stąd podane wartości na schemacie dla rezystora R_{in} i potencjometru R_b – układ może zatem pracować amplitudą wejściową do 1 V_{pp}. Dodatkowo potencjometr ten pozwala zredukować napięcie niezrównoważenia. Warto pamiętać, iż prądy maksymalne I_d i I_{abc} nie mogą przekroczyć 2 mA. Wartość R_{abc} (tutaj 30 kΩ) należy dobrać stosownie do poziomów sygnału kontrolnego.



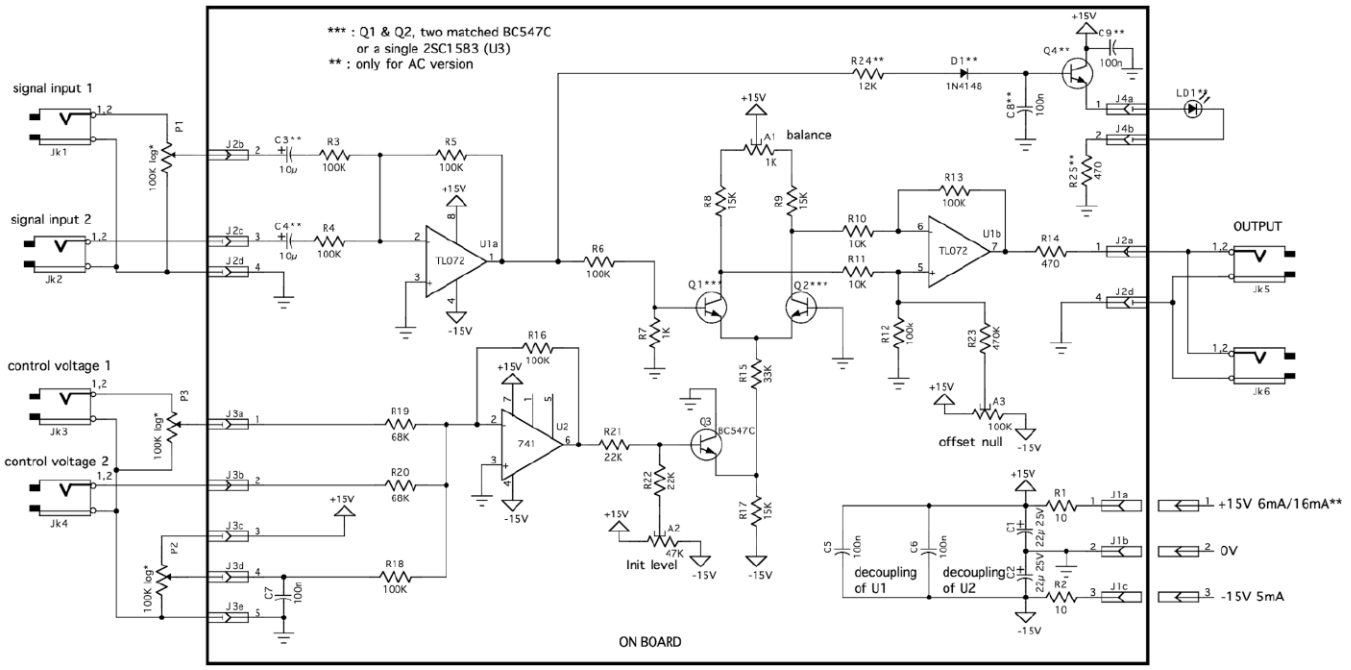
Rysunek 1. Wzmacniacz sterowany napięciem z noty katalogowej LM13700

Wśród hobbystów korzystających z układu LM13700 do budowy syntezatorów i innych układów audio panuje powszechne, błędne przekonanie, iż jest to problematyczny, zły i wysoce zaszumiony układ. W opinii Autora ta opinia wynika z dwóch czynników: niezrozumienia specyfiki układów transkonduktancyjnych oraz dużej ilości podróbek tego układu obecnych na rynku, szczególnie jeżeli chodzi o układy w obudowach DIP. Texas Instruments nie produkuje wariantu DIP od dłuższego czasu, więc „w naturze" ten wariant zazwyczaj jest podróbką z Chin, a nie oryginalną końcówką magazynową. Układy w obudowach SOIC są powszechnie dostępne w dużych hurtowniach, a przy tym są tanie. Na znanym portalu aukcyjnym ceny tych układów są trzykrotnie zawyżone. Ze względu na naturę sygnałów, z jakimi LM13700 pracuje, należy zachować szczególną uwagę przy projektowaniu płytki drukowanej. To nie jest układ do użycia na płytkach uniwersalnych czy stykowych. Pole masy jest rekomendowane, a nawet wręcz konieczne. W układach amatorskich ta rekomendacja jest często ignorowana, podobnie jak standardowe wymogi dla wzmacniaczy niskoszumnych: jak najmniejsze odległości komponentów od samego wzmacniacza czy



Rysunek 2. Bardzo prosty wzmacniacz sterowany napięciem oparty na parze różnicowej

eprasa.pl 8c835b9be4



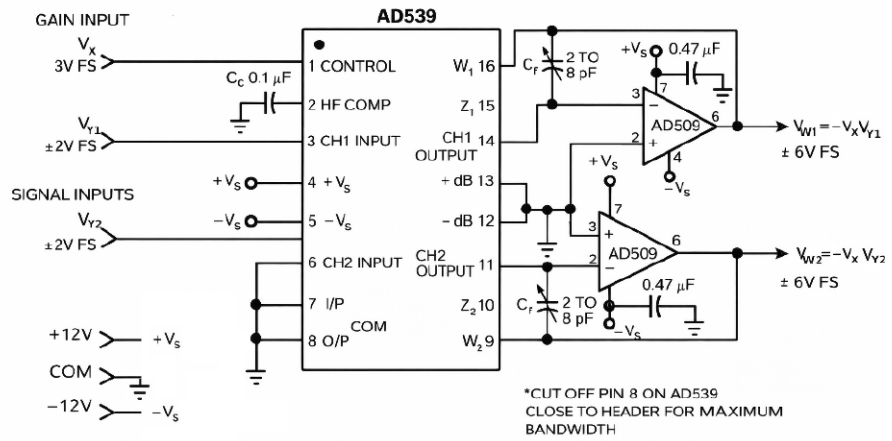
Rysunek 3. Schemat modułu Simple VCA ze strony YuSynth

stosowanie kondensatorów odsprzęgających o różnych wartościach pojemności, przy czym te najmniejsze powinny być najbliżej pinów zasilania. Oryginalny układ scalony na poprawnie zaprojektowanej płytce powinien działać bez zastrzeżeń.

Układ VCA oparty na parze różnicowej

Na **rysunku 2** pokazano ogólny schemat wzmacniacza sterowanego napięciem opartego na parze tranzystorów w układzie różnicowym. Tak jak w układach konwersji napięcia liniowego na logarytmiczne, para ta musi być dobrze dobrana i sprzężona termicznie dla zachowania najlepszych parametrów układu. Ciekawostką jest tu obecność potencjometru R14, który częściowo redukuje niezrównoważenie tranzystorów oraz wejścia wzmacniacza operacyjnego U1b, pracującego jako wzmacniacz różnicowy. R3 i R9 tworzą obciążenie prądowe dla układu różnicowego, ale Q3 kontroluje ten prąd, zmieniając spadek napięcia na R9, co z kolei przekłada się na napięcie odkładające się na rezystorach R1 i R2. Im napięcie na R9 jest bliższe zera, tym mniejsza amplituda sygnału różnicowego, który jest wzmacniany przez U1b. Dodatnie sygnały sterujące są sumowane i odwracane przez U1a, zaś sygnał z wyjścia tego wzmacniacza jest sumowany z napięciem z potencjometru R16, co pozwala wyregulować poziom amplitudy początkowej. Przy braku sygnału na wejściach kontrolnych, na wyjściu układu nie powinno być żadnego sygnału.

Spójrzmy na oryginalny schemat innego układu VCA, sprzedawanego jako moduł do syntezatorów analogowych [1] (**rysunek 3**). Układ działa dokładnie tak samo, jak przedstawiony wyżej, prosty układ VCA, ale posiada kilka dodatkowych elementów. Stopień wejściowy jest zrealizowany na wzmacniaczu operacyjnym w konfiguracji odwracającej, który sumuje dwa sygnały: jeden z opcją regulacji poziomu, drugi bez. W podobny sposób zrealizowano mieszanie dwóch sygnałów sterujących, przy czym układ jest rozbudowany o dodatkowy potencjometr pozwalający na regulację wzmocnienia, a co za tym idzie – głębokości „modulacji". Na płytce znajduje się też prosty wskaźnik poziomu sygnału wejściowego oparty na tranzystorze Q4, diodzie LED i rezystorze ograniczającym jej prąd (R25). R24, D1 i C8 tworzą prostownik i filtr RC dla tranzystora. Elementy te można pominąć celem redukcji poboru prądu przez moduł, ale zdaniem Autora nie warto z nich rezygnować.



Rysunek 4. Dwukanałowy wzmacniacz sterowany napięciem oparty na układzie AD539

Zakończenie

W syntezatorach nie spotyka się zwykle innych rozwiązań niż przedstawione w artykule układy. Realizacje te są proste, oferują dobre parametry i mają wystarczające pasmo przenoszenia dla zastosowań audio. W teorii można by rozważyć rozwiązanie oparte na układzie liniowego multiplikatora/dzielnika AD359 (**rysunek 4**), byłby to jednak zdecydowany przerost formy nad treścią. W następnej części tego cyklu przyjrzymy się układom generującym obwiednię dla sygnałów z oscylatorów.

Paweł Kowalczyk, EP

Źródła:
[1] https://yusynth.net/Modular/EN/VCA/index.html

eprasa.pl 8c835b9be4

Monostabilne układy czasowe

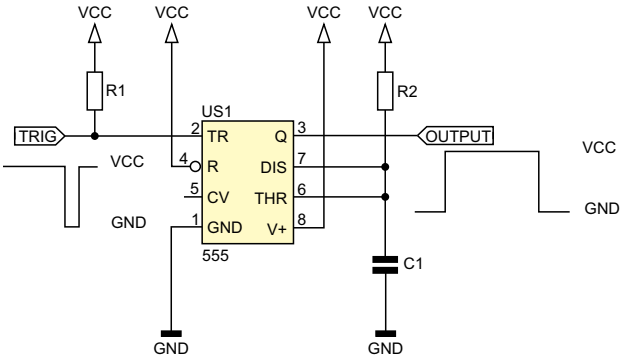
Układ, który działa raz, po czym wraca do stanu spoczynkowego, nazywamy monostabilnym. Z reguły tym działaniem jest wytworzenie impulsu o zadanej długości na wyjściu, po podaniu impulsu na wejście wyzwalające. Można to zrobić mikrokontrolerem bądź innym układem programowalnym, ale w wielu przypadkach w zupełności wystarczy dokładność prostych układów RC. Jakieś przykłady? Proszę bardzo!

Najbardziej znanym timerem jest sławny układ 555, który powstał już ponad 50 lat temu (!) i nadal jest produkowany przez wiele firm, co w elektronice zdarza się niezwykle rzadko. Dlatego umieszczenie go na innym miejscu niż pierwsze byłoby czymś co najmniej nienaturalnym. Schemat ideowy klasycznej aplikacji 555, widniejący na **rysunku 1**, nie uwzględnia takich elementów jak kondensatory odsprzęgające zasilanie czy kondensator filtrujący wewnętrznego dzielnika napięcia (który włącza się między nóżkę 5 a masę, choć nie jest on konieczny do działania). Nie będę tutaj także opisywał szczegółów dotyczących jego działania, ponieważ te zostały opublikowane w wielu miejscach, choćby w nocie katalogowej [1].

Skupię się natomiast na pewnym mankamencie tego układu: impuls wyzwalający musi być krótszy od tego, który jest wytwarzany przez układ, a którego długość ustala się poprzez dobranie stałej czasowej obwodu R2C1. Nie zawsze jest możliwe zagwarantowanie spełnienia tego wymogu w rzeczywistych warunkach – na przykład, jeżeli przełącznik chwilowy na klatce schodowej (uruchamiający oświetlenie na kilka minut) zostanie przez kogoś zablokowany w pozycji zwartej. Wtedy warto zróżniczkować impuls wejściowy i wydobyć z niego jedynie zbocze opadające, choćby takim obwodem jak na **rysunku 2**. Rezystory R1 i R2 utrzymują kondensator C1 w stanie rozładowania, z kolei stała czasowa R2C1 decyduje o długości impulsu wyzwalającego, którego długość może wynosić choćby zaledwie kilka milisekund. Ponieważ jednak przy przeładowywaniu C1 na wejściu TRIG układu 555 mogą pojawić się impulsy szpilkowe o wartości chwilowej wyższej niż napięcie zasilające lub niższej niż 0 V, zostały dodane diody D1 i D2 „obcinające" te impulsy. Z kolei rezystor R3 ogranicza prąd tych diod.

Jeżeli interesuje nas wyzwalanie zboczem narastającym, a nie opadającym, wówczas może być przydatny układ z **rysunku 3**. Tranzystor T1 służy do odwracania polaryzacji impulsu wyzwalającego: z dodatniego, który wchodzi na wejście układu, generuje ujemny, ponieważ obniża na chwilę potencjał wejścia TRIG. Dioda D1 zabezpiecza przed przebiciem wstecznym złącza baza-emiter tranzystora T1. Wejściowy układ różniczkujący, tak jak poprzednio, formuje impuls wyzwalający o ustalonej długości.

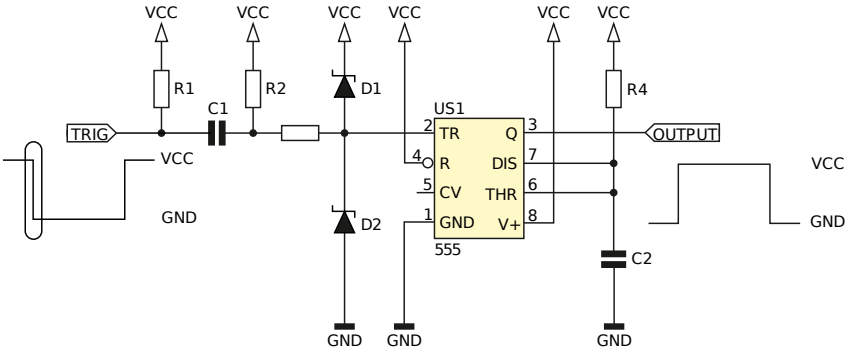
Wszystkie powyższe przykłady mają jedną wadę: zawsze generują impuls po załączeniu zasilania, ponieważ kondensator pracujący w obwodzie ustalającym czas musi się wstępnie naładować do stanu ustalonego. To jest wada wielu analogowych generatorów. Jeżeli docelowa aplikacja wymaga usunięcia tej niedogodności, proponuję układ z **rysunku 4**, który może wygląda



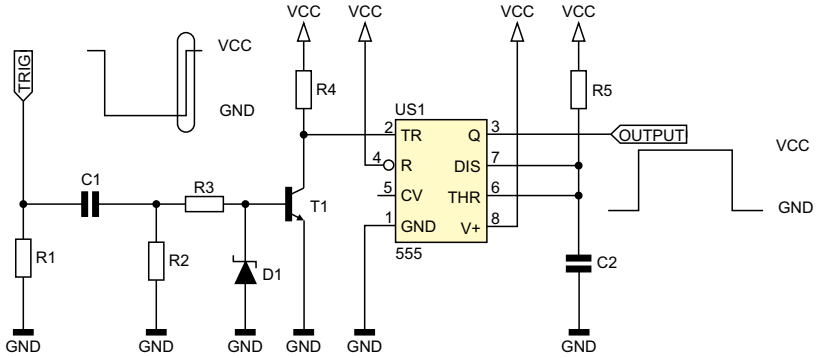
Rysunek 1. Podstawowy przerzutnik monostabilny z układem 555 [1]

na nieco skomplikowany, lecz w rzeczywistości jest bardzo prosty. Długość impulsu wyjściowego ustala stała czasowa C2R7. Kondensator nie musi się wstępnie ładować po załączeniu zasilania – w stanie ustalonym rozładowuje go bowiem właśnie R7, więc po włączeniu zasilania nie dzieje się nic. Rozpoczęcie wytwarzania impulsu odbywa się po naładowaniu C2 prądem pochodzącym z drenu tranzystora T1. Impuls ładujący C2 może mieć wysokie natężenie prądu, zwłaszcza w początkowej fazie, więc użyłem tranzystora o znacznym dopuszczalnym prądzie drenu. Rezystor R6 ogranicza ten prąd, przez co nie dochodzi do znacznego obniżenia napięcia zasilającego.

W takim układzie warto zapewnić stały czas trwania impulsów ładujących kondensator C2. W tym celu został dodany obwód różniczkujący R3C1, który pełni taką samą rolę, jak w poprzednich przykładach. Aby jednak uniezależnić się od czasu narastania impulsu wejściowego, obwód R3C1 jest sterowany przez bramkę z wejściem Schmitta, co zapewnia powtarzalność impulsów przeładowujących C1, więc również czas ładowania

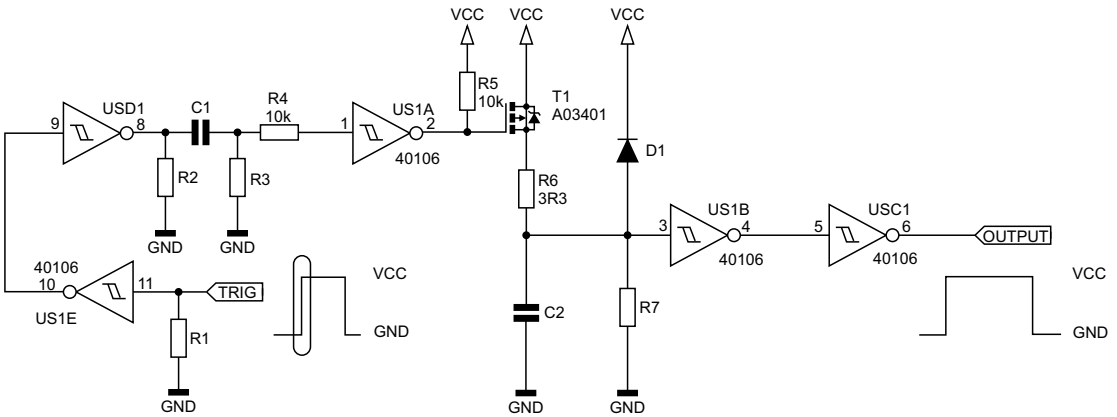


Rysunek 2. Modyfikacja układu z rysunku 1 dla długich impulsów wyzwalających



Rysunek 3. Modyfikacja układu z rysunku 2 w celu wyzwalania zboczem narastającym

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 4. Układ monostabilny pozostający w spoczynku po załączeniu zasilania

C2 będzie niezmienny. Na schemacie zaproponowałem wartości niektórych elementów (tranzystor T1, bramki US1, rezystor R6), lecz nie są one krytyczne i można je w szerokim zakresie modyfikować.

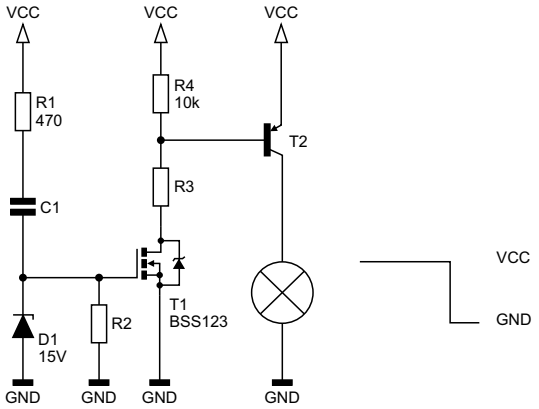
Za odrębną grupę uważam układy monostabilne, które mają uformować impuls bezpośrednio po załączeniu napięcia zasilającego. Może to być wyciszenie wyjść układu audio przez czas potrzebny do rozgrzania lamp lub wygaszenie podświetlenia ekranu na czas jego inicjalizacji. Schemat przykładowego rozwiązania widać na **rysunku 5**. Po załączeniu zasilania rozładowany kondensator C1 utrzymuje bramkę tranzystora T1 w stanie wysokim, co z kolei powoduje nasycenie tranzystora T2. Proces ten rozpoczyna się wraz z narastaniem napięcia zasilającego, więc układ ten jest pozbawiony jakichkolwiek „szpilek" na wyjściu w momencie przejściowym, czyli zanim trwale załączy swoje wyjście. Rezystor R2 powoduje powolne ładowanie kondensatora C1. Dioda Zenera D1 pełni dwojaką funkcję: ogranicza napięcie bramka-źródło tranzystora T1, chroniąc go przed uszkodzeniem spowodowanym przebiciem izolatora podbramkowego oraz przyspiesza rozładowanie C1 po wyłączeniu zasilania. Żeby jednak nie doszło do uszkodzenia diody D1 prądem o zbyt wysokim natężeniu, którego źródłem może być zasilacz (poprzez rozładowany C1), został dodany rezystor R1 o rezystancji kilkuset omów. Ten układ to przykładowe rozwiązanie wyposażone zabezpieczenia na różne ewentualności.

Teoretycznie obciążenie można byłoby wpiąć w dren tranzystora T1, pomijając w ogóle T2, lecz w takim wypadku prąd tego obciążenia będzie zanikał stopniowo, powoli, w miarę ładowania się C1. Dodanie T2 zwiększa wzmocnienie układu, a co za tym idzie – również szybkość zanikania prądu wyjściowego. Polecam stosowanie w roli T1 tranzystora unipolarnego, ponieważ pozwala to na odmierzanie długich odcinków czasu – co nie byłoby możliwe przy bipolarnym T1, wymagającym dostarczenia odpowiedniego prądu bazy.

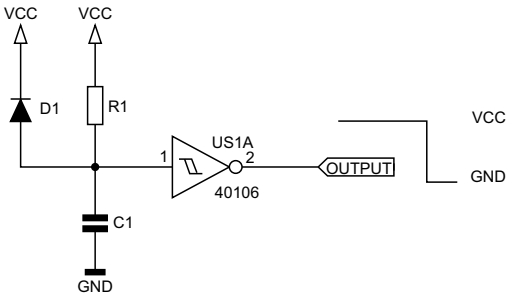
Jeżeli komuś zależy na maksymalnej prostocie, to polecam spojrzeć na schemat z **rysunku 6**. Rozładowany C1 wymusza stan wysoki, a R1 powoli go ładuje, w pewnym momencie bramka NOT z wejściem Schmitta przełącza swoje wyjście... i już, gotowe! Gdyby nie dioda D1, przyspieszająca rozładowanie C1 po wyłączeniu zasilania, na tym schemacie naprawdę niewiele by się działo. Wymaga on jednak użycia bramki lub innego przerzutnika z wejściem Schmitta, na co niekiedy nie ma miejsca na płytce. Dodatkowo, jeżeli całe urządzenie pracuje w bardzo trudnych warunkach (pod względem zakłóceń elektromagnetycznych), warto zwykle ograniczyć stosowanie układów scalonych do absolutnego minimum.

Michał Kurzela, EP

Źródła:
[1] https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf



Rysunek 5. Obwód z elementów dyskretnych generujący impuls po załączeniu zasilania



Rysunek 6. Prostsza odmiana układu z rysunku 5 wykorzystująca bramkę z wejściem Schmitta

REKLAMA

facebook.com/ElektronikaPraktyczna

eprasa.pl 8c835b9be4

Od źródła prądowego do ekranów 4K

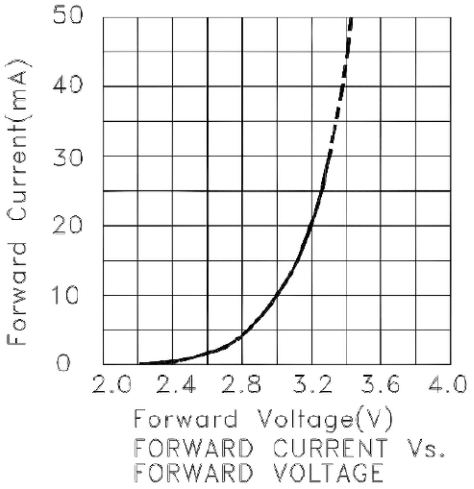
Przegląd scalonych sterowników LED

Przemysł LED zdominował branżę nowoczesnego oświetlenia, sygnalizacji, a nawet wielu wyspecjalizowanych, optycznych aplikacji pomiarowych. Postępująca integracja sterowników LED stała się kluczowym elementem tej transformacji, gdyż w ślad za rozwojem samych emiterów (tak mikroskopijnych diod LED SMD, jak i modułów LED COB dużej mocy) podążają rozwiązania układowe pozwalające na niezawodne i precyzyjne zasilanie oraz sterowanie natężeniem światła. Choć sama dioda elektroluminescencyjna jest dość prostym komponentem półprzewodnikowym, to i tak stawia projektantom pewne konkretne wymagania: stabilnego prądu i odpowiednich zabezpieczeń, aby mogła efektywnie pełnić swoje zadanie przez długi czas eksploatacji. Konstruktorzy muszą ponadto radzić sobie z ograniczeniami wykorzystywanych źródeł zasilania – poczynając od pojedynczych ogniw litowych, poprzez magistrale 12 V, 24 V czy 48 V, aż po sieć elektroenergetyczną 230 V. W tej różnorodności zastosowań swoje miejsce znalazło wiele klas scalonych sterowników LED – proste, jednokanałowe regulatory stałoprądowe egzystują na rynku obok zaawansowanych układów sterowania przetwornicami DC/DC czy wielokanałowych driverów przeznaczonych m.in. do budowy wielkoformatowych matryc ekranowych.

Techniczne aspekty zasilania diod LED

Na początek powróćmy do podstaw. Dioda LED jest elementem półprzewodnikowym charakteryzującym się wąskim zakresem napięcia przewodzenia (VF, typowo 1,6...4 V w zależności od barwy świecenia oraz prądu przewodzenia IF) i silnie nieliniową charakterystyką prądowo-napięciową. W praktyce oznacza to, że w obszarze roboczym LED pracuje niemalże jak (rzecz jasna – nieidealne) źródło napięciowe o bardzo stromej charakterystyce – napięcie nieznacznie zmienia się w funkcji natężenia prądu przepływającego przez strukturę diody. Warto jednak spojrzeć na to zagadnienie niejako od drugiej strony: niewielka zmiana napięcia na złączu potrafi wywołać duży przyrost prądu przewodzenia. Zmiana napięcia o zaledwie 100 mV może przełożyć się na różnicę prądu rzędu dziesiątek miliamperów. Dla przykładu warto spojrzeć na charakterystykę zielonej struktury jednej z diod RGB małej mocy marki Kingbright (**rysunek 1**). Przy napięciu 3,2 V typowa wartość prądu przewodzenia wynosi do 20 mA – czyli dokładnie tyle, ile stanowi najczęściej spotykana wartość maksymalnego natężenia prądu zalecana dla małych LED-ów. A co stanie się, jeżeli napięcie podniesiemy do 3,3 V? Okazuje się, że prąd rośnie drastycznie, bo aż do 30 mA, czyli o... 50% poprzedniej wartości! Wzrost VF o kolejne 100 mV winduje prąd do 45 mA – a zatem zaledwie 0,2 V różnicy w napięciu przewodzenia powoduje przeszło dwukrotny wzrost natężenia prądu. Nietrudno wyobrazić sobie katastrofalne skutki podobnej sytuacji w odniesieniu do diod LED dużej mocy...

Problem dodatkowo komplikuje rozrzut parametrów produkcyjnych. Dwie diody z tej samej partii produkcyjnej (a nawet zapakowane na tej samej rolce) mogą mieć różne VF przy tym samym prądzie, więc układ zasilany stałonapięciowo zdecydowanie nie jest w stanie zagwarantować ani powtarzalnej jasności, ani równomiernego obciążenia termicznego. Choć nieuniknione rozrzuty produkcyjne są szczególnie zauważalne w przypadku łańcuchów szeregowych (opraw oświetleniowych czy modułów COB) i macierzy wielokanałowych (np. ekranów LED), to znacznie poważniejszym problemem jest ryzyko rychłego uszkodzenia przy niewłaściwym zasilaniu.



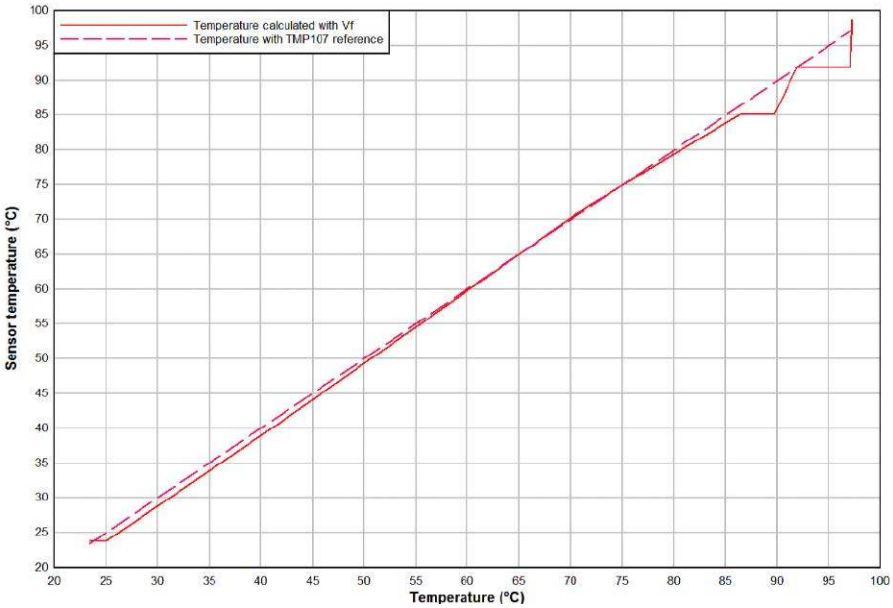
Rysunek 1. Charakterystyka prądowo-napięciowa zielonej struktury diody KAAF-5050RGBS-13 marki Kingbright (https://t.ly/4dLXx)

Stąd właśnie klasyczne zalecenie mówiące, że diody LED (zwłaszcza dużej mocy) należy sterować i zasilać prądem, a nie napięciem – inaczej łatwo przekroczyć absolutne maksimum IF, co przekłada się na zwiększenie strat mocy w postaci ciepła. Kluczowa jest tutaj zależność napięcia przewodzenia od temperatury złącza. Wraz ze wzrostem temperatury półprzewodnikowej struktury diody LED (TJ) napięcie VF maleje – ujemny współczynnik temperaturowy wynosi zwykle od –1 do –4 mV/°C. Jeśli źródło zasilania wymusi stałe napięcie, to spadek VF przy nagrzaniu struktury automatycznie zwiększy prąd, co jeszcze bardziej podniesie temperaturę diody. Taka samonapędzająca się spirala zniszczenia w prosty sposób doprowadzi do przegrzania, a nawet przepalenia komponentu, o ile zasilanie nie zostanie zawczasu obniżone lub wręcz całkowicie odcięte.

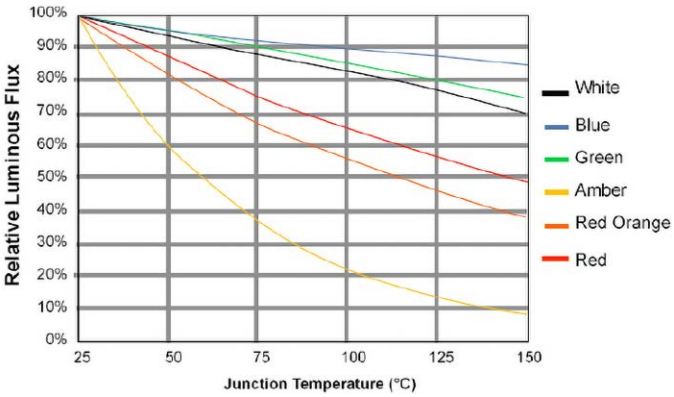
Sterownik prądowy niejako przerywa tę pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego: utrzymuje zadany prąd mimo (niewielkich) zmian VF, a jednocześnie pozwala projektantowi świadomie zaimplementować kontrolę mocy wydzielanej przez diodę, chociażby przez ograniczanie prądu przy wysokiej temperaturze otoczenia. Firma Texas Instruments opublikowała bardzo interesującą notę aplikacyjną, w której dyskutuje metodę pośredniego pomiaru temperatury diod LED poprzez monitorowanie i odpowiednie przeliczenie napięcia przewodzenia. Wyniki okazały się zaskakująco dobre – porównanie odpowiednio skalibrowanego pomiaru napięcia VF z rzeczywistymi wartościami temperatury odczytanymi za pomocą precyzyjnego termometru TMP107 można zobaczyć na **rysunku 2**.

Oczywiście w przypadku diod małej mocy sterowanie stałoprądowe bardzo często nie ma większego sensu – wszak w przypadku prostego wskaźnika diodowego nie ma potrzeby stosowania źródła prądowego, skoro wystarczy stosownie dobrany rezystor.

eprasa.pl 8c835b9be4

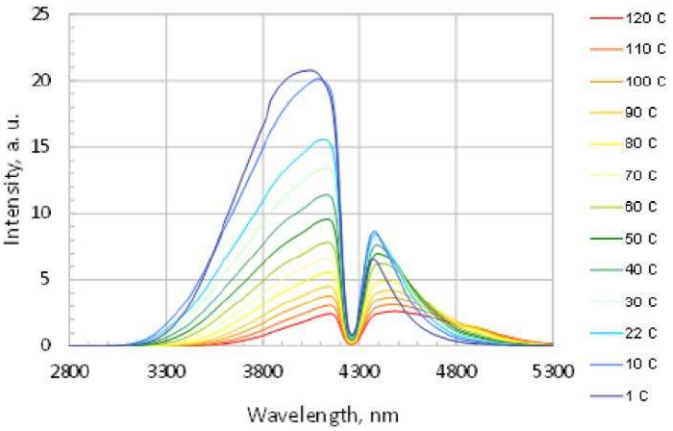


Rysunek 2. Porównanie wyników pomiaru temperatury diod LED bezpośrednio (czujnikiem TMP107) oraz pośrednio, poprzez monitorowanie napięcia przewodzenia (https://t.ly/RK7XR)



Rysunek 3. Zależność względnego strumienia świetlnego diod LED od temperatury (https://t.ly/3qsRL)

Przy niewielkich zmianach VF i zasilaniu całości napięciem stałym o wartości **odpowiednio wyższej** od napięcia przewodzenia, prąd ustabilizuje się samoistnie. Ale uwaga! Wyrażeniem-kluczem w powyższym zdaniu jest uwaga dot. napięcia „odpowiednio wyższego" od VF. A to z prostej przyczyny – jeżeli napięcie zasilania diody LED jest nieznacznie wyższe od jej rzeczywistego napięcia przewodzenia, to na spadek napięcia na owym rezystorze szeregowym pozostaje już naprawdę niewiele – przykładowo, w przypadku diody o VF=3,0 V, zasilanej z szyny 3,3 V, na ów spadek pozostaje zaledwie 300 mV. Jakakolwiek zmiana sytuacji w układzie (czy to przez nagrzanie struktury diody, czy też z powodu wahań napięcia na szynie zasilania) będzie miała dalece większy wpływ na wartość IF, niż w sytuacji zasilania tej samej diody napięciem np. 5,0 V, oczywiście przy zastosowaniu odpowiednio większego rezystora. Biorąc pod uwagę wspomniane rozrzuty produkcyjne (często naprawdę spore) pod względem VF, sytuacja opisana w pierwszym z ww. przypadków jest gotowym przepisem na (nie)małą katastrofę.



Rysunek 4. Zależność rozkładu widma optycznego diody średniej podczerwieni typu Lms43LED od temperatury (https://t.ly/xRHpn)

W nowoczesnych aplikacjach oświetleniowych precyzja prądu przewodzenia jest jednak równie ważna, jak sama ochrona diody i współpracujących z nią elementów (np. tranzystora sterującego). Strumień świetlny zależy nie tylko od wartości prądu, ale także od temperatury (**rysunek 3**) – i to zwykle w sposób nieliniowy. Parametry optyczne – chromatyczność, współczynnik odwzorowania barw, etc. – także są wrażliwe na temperaturę złącza, co doskonale widać na **rysunku 4**, prezentującym charakterystyki diody średniej podczerwieni w temperaturach od 1 do 120°C. Uważne oko dostrzeże nie tylko obniżanie strumienia świetlnego wraz ze wzrostem temperatury, ale także stopniową zmianę rozkładu widmowego. Nieco mniej efektowne, ale zauważalne dla odbiorców są także analogiczne efekty w białych diodach LED. Dlatego w oprawach architektonicznych, studyjnych, w oświetleniu automotive czy w systemach wymagających miksowania barw (RGB/RGBW) stabilny prąd zasilania oraz skuteczne chłodzenie przekładają się bezpośrednio na powtarzalność koloru, brak efektu „pływania" jasności i przewidywalny bilans cieplny. W praktyce na wysokiej jakości sterowanie diodami składa się nie tylko zasilanie stałoprądowe, ale też odpowiednia charakterystyka ściemniania, dostatecznie wysoka częstotliwość kluczowania (w przypadku PWM), kontrola prądu szczytowego w impulsach, a w skrajnych przypadkach nawet korekcja temperaturowa.

Takie złożone podejście wykracza daleko poza potrzeby prostego, klasycznego oświetlenia, ale każde zastosowane rozwiązanie układowe przekłada się – czy to bezpośrednio, czy w bardziej zawoalowany sposób – na konkretne cechy użytkowe urządzenia lub systemu. Przykład? Skoro poruszyliśmy już wątek sterowania PWM, to warto wspomnieć o kwestiach częstotliwościowych. Otóż w dokumentacjach scalonych sterowników wielokanałowych czy też programowalnych diod LED producenci podają – jako jeden z najważniejszych parametrów – maksymalną częstotliwość odświeżania, jaką można zastosować do danego komponentu. Wynika to z faktu, że przy sterowaniu większych matryc lub długich taśm LED (zwłaszcza, choć nie tylko, w trybie multipleksowym) zapas częstotliwości bardzo szybko się kończy – dotyczy to oczywiście tych systemów, które mają dynamicznie, płynnie zmieniać jasność i/lub barwę. Jak wiadomo, aby oszukać ludzkie oko (przynajmniej w stanie statycznym, tj. przy wpatrywaniu się w jeden punkt) wystarczy częstotliwość odświeżania na poziomie zaledwie kilkudziesięciu herców. Problem pojawia się jednak w przypadku nowoczesnych kamer wideo (także tych w smartfonach) – jeżeli obraz ekranu lub innej instalacji LED jest nagrywany z częstotliwością rzędu 60 fps, to sam ekran musi być odświeżany wielokrotnie szybciej, by uniknąć niepożądanych artefaktów wizualnych. Bodaj najprostszy przykład artefaktu wynikającego z niekorzystnego stosunku czasu ekspozycji aparatu do okresu odświeżania wyświetlacza multipleksowanego widać na **fotografii 1**, pokazującej

eprasa.pl 8c835b9be4

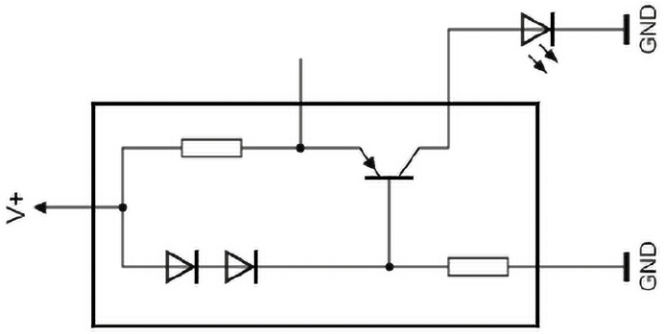
Fotografia 1. Zegarek z siedmiosegmentowym wyświetlaczem LED, sfotografowany za pomocą smartfona z czasem naświetlania aparatu ustawionym na 1/800 s. Doskonały przykład artefaktu wynikającego z relatywnie niskiej częstotliwości odświeżania multipleksu

zegarek z siedmiosegmentowym wyświetlaczem LED, sfotografowany za pomocą smartfona z ustawionym krótkim czasem naświetlania (1/800 s).

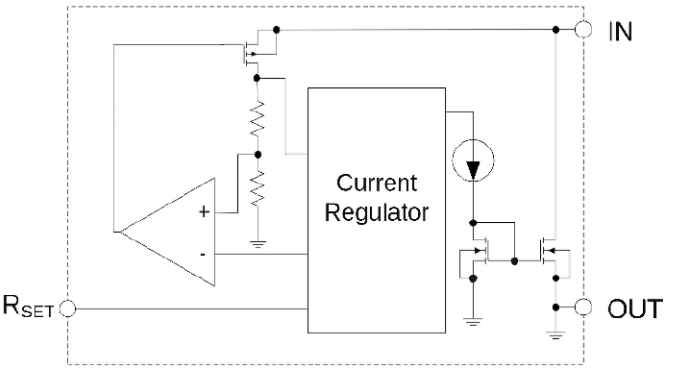
Zasilanie liniowe vs. impulsowe – fundamentalny podział i jego konsekwencje praktyczne

Najprostsze sterowniki LED to liniowe stabilizatory prądu. Ich działanie polega na utrzymywaniu stałego natężenia IF poprzez regulację spadku napięcia na tranzystorze wyjściowym – mamy tu zatem do czynienia z klasycznym źródłem prądowym (**rysunek 5**). Niezaprzeczalną zaletą takiego sposobu zasilania diod LED jest oczywiście brak jakichkolwiek zakłóceń impulsowych wprowadzanych do układu przez sam sterownik (gdyż ewentualne zakłócenia pochodzące np. z zasilacza SMPS całego urządzenia to już osobna sprawa). Taki „kulturalny" sposób pracy ma rzecz jasna niebagatelne znaczenie chociażby w precyzyjnych aplikacjach pomiarowych. Wpływa pozytywnie także na poziom zakłóceń RFI emitowanych przez urządzenie, a w dodatku brak cewek i kondensatorów kluczowanych z wysoką częstotliwością sprawia także, że układy te są całkowicie bezgłośne, czego nie można powiedzieć o niektórych przetwornicach impulsowych (a wręcz o większości z nich). Oczywistą wadą sterowania liniowego, która w wielu przypadkach całkowicie dyskwalifikuje je z arsenału możliwych do użycia technik projektowych, jest fatalna sprawność – cały nadmiar energii trzeba bowiem wytracić w postaci ciepła, rzecz jasna głównie w elemencie sterującym (tranzystorze), a po części także w rezystorze bocznikowym. Sprawność jest tym gorsza, im większa jest różnica między napięciem zasilania układu a napięciem diody lub szeregowego łańcucha diod LED – dokładnie tak samo, jak w przypadku scalonych stabilizatorów napięcia.

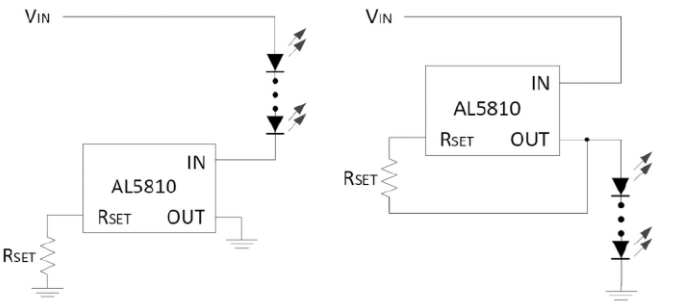
Przykładem interesującego, scalonego sterownika liniowego jest układ AL5810 firmy Diodes Inc. (**rysunek 6**), który potrafi dostarczyć do 200 mA prądu wyjściowego przy napięciu wejściowym nawet do 60 V. Bardzo prosta aplikacja wynika z konstrukcji układu, który włączany jest w szereg z diodą (lub diodami) – masę wewnętrznego układu sterującego na stałe dołączono do wyprowadzenia



Rysunek 5. Proste źródło prądowe stabilizowane napięciem przewodzenia diod włączonych w obwodzie bazy tranzystora (https://t.ly/WOM1a)

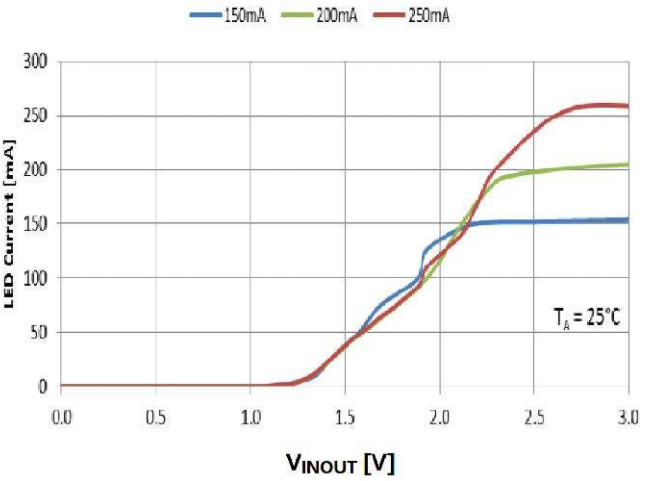


Rysunek 6. Schemat blokowy układu AL5810 (https://t.ly/Fl10w)

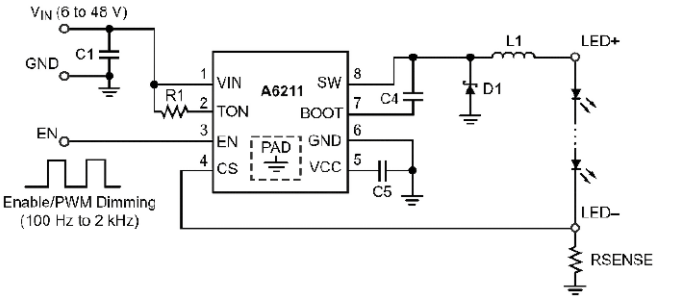


Rysunek 7. Scalone źródło prądowe AL5810 może z powodzeniem pracować zarówno w topologii high-side, jak i low-side (https://t.ly/Fl10w)

o nazwie OUT, zaś napięcie zasilania pobierane jest z pinu IN. W ten prosty sposób układ niejako „podkrada" zasilanie z obwodu dren-źródło wyjściowego tranzystora MOSFET. Do ustalenia wartości prądu wystarczy jeden rezystor włączony pomiędzy wyprowadzenie RSET, a linię OUT. Dzięki temu układ AL5810 może z powodzeniem

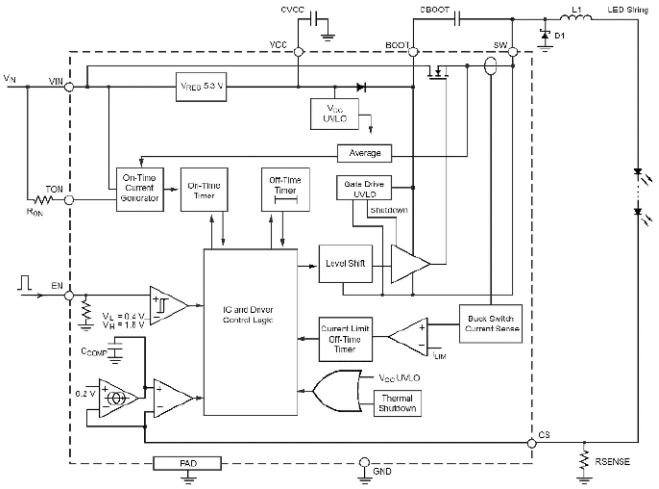


Rysunek 8. Minimalne napięcie rozruchowe układu AL5810 w zależności od prądu wyjściowego (https://t.ly/Fl10w)



Rysunek 9. Schemat aplikacyjny przetwornicy A6211 (https://t.ly/RXKo9)

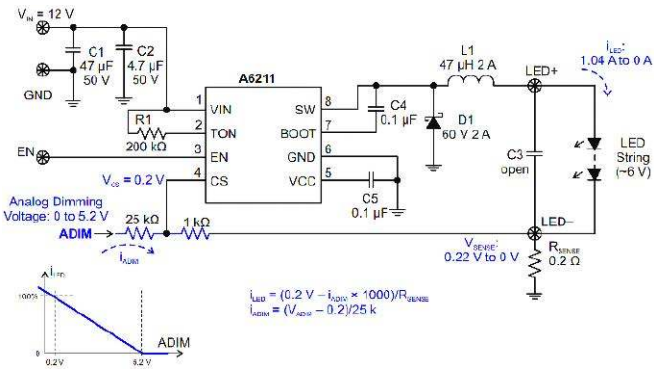
eprasa.pl 8c835b9be4



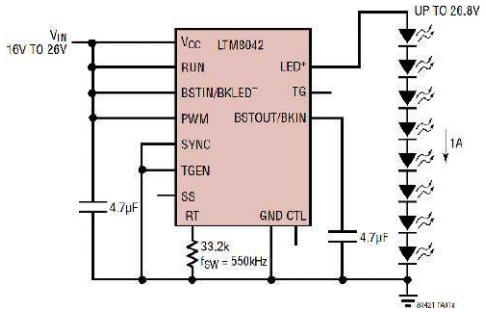
Rysunek 10. Schemat blokowy przetwornicy A6211 (https://t.ly/RXKo9)

pracować zarówno w topologii high-side, jak i low-side (**rysunek 7**). Maksymalna moc strat wynosi 2 W w przypadku wersji w obudowie DFN lub 3,85 W w przypadku układu w obudowie typu DPAK. Co ważne, w przypadku mniejszych prądów (poniżej 100 mA) układ radzi sobie nawet z niewielkimi spadkami napięcia (pomiędzy pinami IN oraz OUT) rzędu 1,3...2,0 V (**rysunek 8**).

Przetwornice impulsowe (SMPS), dzięki niewielkim stratom przełączania, mogą osiągać sprawność >90% i pracować zarówno z napięciami wyższymi, niższymi, jak i porównywalnymi z napięciem potrzebnym dla diody lub szeregu emiterów LED. Przykładem specjalizowanej przetwornicy do zasilania oświetlenia LED może być układ A6211 od Allegro MicroSystems (**rysunki 9** i **10**). To 3-amperowy kontroler PWM ze zintegrowanym kluczem tranzystorowym, produkowany w 8-pinowych obudowach SOIC z padem termicznym. Zakres napięć zasilania rozciąga się od 6 do 48 V, a cechą szczególną, która odróżnia układ A6211 od klasycznych przetwornic DC/DC ze sprzężeniem napięciowym, jest obecność wejścia CS (Current Sense), przystosowanego stricte do pracy z rezystorem



Rysunek 11. Sposób analogowej modulacji jasności oświetlenia przy użyciu przetwornicy A6211 (https://t.ly/RXKo9)



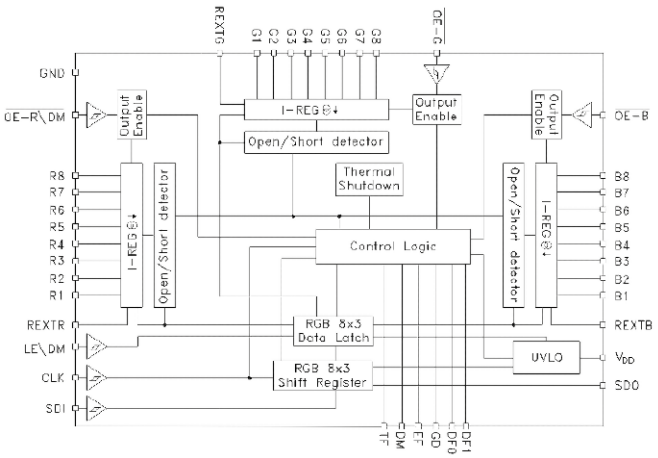
Rysunek 12. Schemat aplikacyjny modułu LTM8042 (https://t.ly/SAqwN)

bocznikowym – napięcie odniesienia wynosi bowiem 200 mV, a zatem o wiele mniej, niż w typowych obwodach sprzężenia zwrotnego przetwornic. Co więcej, sterownik umożliwia łatwą realizację funkcji ściemniania i to zarówno na drodze modulacji PWM, jak i sterowania analogowym sygnałem napięciowym (**rysunek 11**). Warto zauważyć, że producent zaleca w pierwszej z wymienionych aplikacji zastosowanie... kluczowania głównej linii zasilania układu (!). Choć na pierwszy rzut oka takie rozwiązanie może wydawać się dość dziwne, to w praktyce jest ono proste w realizacji: cały układ przetwornicy A6211, wraz z zasilanymi przez nią diodami LED, może być bowiem potraktowany jako „proste" obciążenie sterowane za pośrednictwem klucza typu high-side. Z układowego punktu widzenia niczym nie różni się to od ściemniania zwykłej żarówki lub sterowania innym obciążeniem DC. Zalecana przez producenta częstotliwość PWM wynosi 200 Hz, a obsługiwany przez przetwornicę zakres współczynnika wypełnienia napięcia zasilającego w tym scenariuszu zaczyna się już od 1%.

Z kolei LTM8042 z oferty Analog Devices (**rysunek 12**) to zintegrowany zasilacz na bazie DC/DC, należący do rodziny µModule. Umożliwia on pracę z napięciem wejściowym od 3 do 30 V oraz częstotliwością kluczowania od 250 kHz do 2 MHz. Elastyczna architektura przetwornicy zapewnia właściwą pracę w trybie źródła prądowego lub napięciowego i to zarówno w topologii boost, jak i buck oraz buck-boost. Całość ma wymiary 15×9×2,82 mm i jest produkowana w obudowie LGA o układzie pinów 11×7. Bardzo prosta aplikacja wymaga jedynie podłączenia dwóch kondensatorów zewnętrznych oraz jednego rezystora. Sprawność w zakresie napięcia wejściowego od 16 do 26 V jest nie gorsza niż 90%, a w najlepszym przypadku dochodzi prawie do 96%. Maksymalny prąd wyjściowy wynosi – w zależności od modelu – 1 A lub 350 mA, co w zupełności wystarcza do zasilania jednej lub kilku szeregowych diod 3-watowych lub 1-watowych.

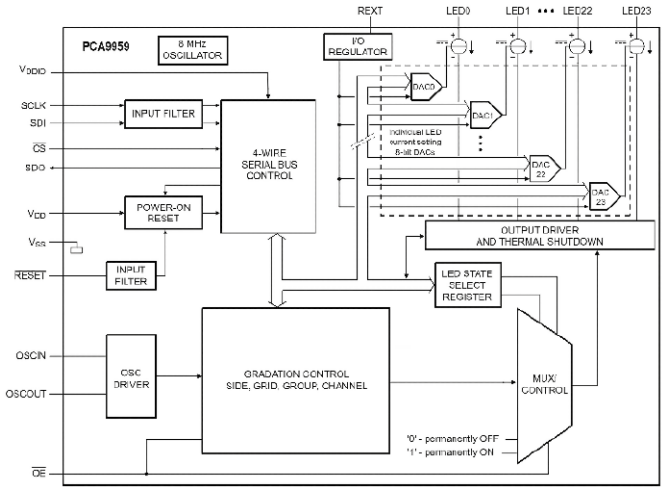
Wielokanałowe sterowniki z wyjściami prądowymi

W wyświetlaczach LED i bardziej rozbudowanych instalacjach dekoracyjnych zwykle pojawia się potrzeba sterowania wieloma diodami z wysoką precyzją jasności i koloru. Tutaj na scenę wkraczają wielokanałowe sterowniki prądowe, określane często mianem sink drivers. Dzięki wbudowanym rejestrom i interfejsom I²C lub SPI, nadrzędny mikroprocesor może włączać i wyłączać, a nawet niezależnie ustawiać jasność każdej diody osobno, uzyskując płynne przejścia barw i animacje. Sterownik STP24DP05 marki ST Microelectronics (**rysunek 13**) umożliwia sterowanie 24 diodami LED w trzech grupach, dla których wartość prądu wyjściowego jest ustalana za pomocą 3 osobnych rezystorów. W ten sposób można łatwo sterować 8 diodami LED RGB, przy czym każda barwa



Rysunek 13. Schemat blokowy układu STP24DP05 (https://t.ly/h-Erc)

eprasa.pl 8c835b9be4

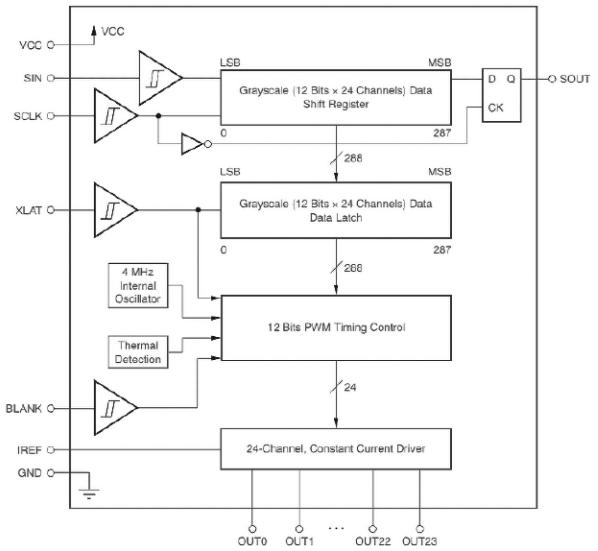


Rysunek 14. Schemat blokowy układu PCA9959 (https://t.ly/_PLLh)

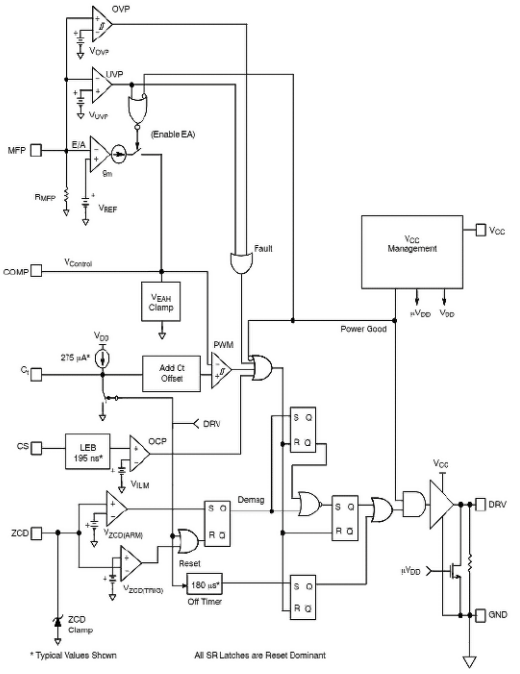
może mieć indywidualnie dostosowaną wartość prądu (co pozwala na wyrównanie jasności wszystkich trzech segmentów). Bardziej rozbudowany układ PCA9959 produkcji NXP (**rysunek 14**) także obsługuje 24 kanały, ale w tym przypadku mamy już do czynienia z dwudziestoma czterema niezależnie sterowanymi, 6-bitowymi przetwornikami DAC, dzięki którym kontroler może ustawić jasność każdej diody (lub struktury LED, w przypadku diod wielokolorowych) na jednym z 64 predefiniowanych poziomów. Limit prądu jest natomiast ustalony za pomocą wspólnego rezystora dołączonego do wyprowadzenia REXT. Układ PCA9959 może pracować z maksymalnym prądem 63 mA na kanał.

Jeszcze bardziej zaawansowane sterowniki pozwalają na uzyskanie nieporównanie wyższej rozdzielczości, choć często przy mniejszej wydajności prądowej. Jako przykład można wskazać sterownik TLC5947 marki Texas Instruments (**rysunek 15**), oferujący rozdzielczość PWM na poziomie 12 bitów i prąd do 30 mA na kanał. Pozwala to na oddanie subtelnych różnic jasności, co jest szczególnie istotne w oświetleniu scenografii lub wysokiej klasy instalacjach audiowizualnych. Co ciekawe, producent zastosował funkcję 4-kanałowego opóźnienia grupowego, która umożliwia zapobieganie wysokim impulsom prądu rozruchowego w czasie włączania dużej liczby diod w ramach tego samego cyklu odświeżania. Diody są załączane i wyłączane w sekwencji:

- OUT0, 4, 8, 12, 16, 20,
- OUT1, 5, 9, 13, 17, 21,
- OUT2, 6, 10, 14, 18, 22,
- OUT3, 7, 11, 15, 19, 23.



Rysunek 15. Schemat blokowy układu TLC5947 (https://t.ly/Jr049)



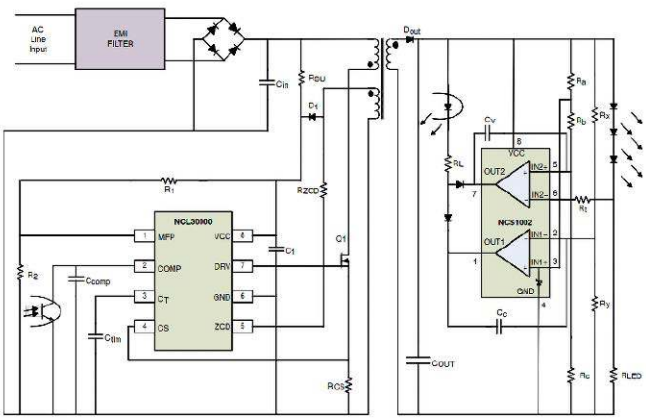
Rysunek 16. Schemat blokowy kontrolera NCL30000 (https://t.ly/v1-dZ)

Takie rozwiązanie znacznie ogranicza emisję zakłóceń elektromagnetycznych, co zyskuje szczególne znaczenie w przypadku wielkoformatowych instalacji.

Kontrolery do przetwornic AC/DC

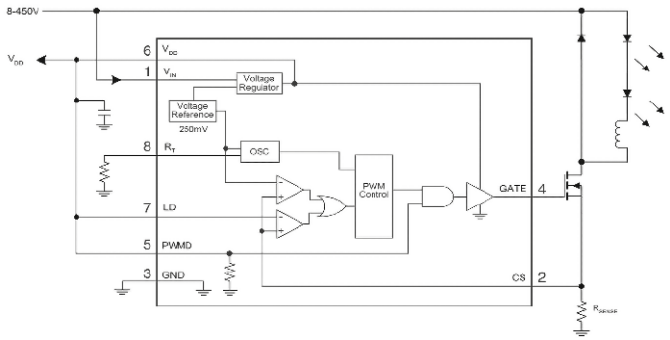
W przypadku zasilania sieciowego (230 V AC) stosuje się kontrolery off-line AC/DC, które muszą sprostać dodatkowym wymaganiom: wysokiemu współczynnikowi mocy, podwyższonej wytrzymałości napięciowej izolacji oraz zgodności z normami IEC. Jako przykład warto tutaj przywołać 8-nóżkowy układ NCL30000, umożliwiający budowę niedrogich i stosunkowo prostych zasilaczy LED z korekcją PFC. Schemat blokowy samego kontrolera można zobaczyć na **rysunku 16**, zaś przykładową aplikację w postaci zasilacza typu Flyback pracującego w trybie sprzężenia prądowego po stronie wtórnej – na **rysunku 17**.

Proste aplikacje oświetleniowe (np. żarówki LED) mogą być z powodzeniem realizowane za pomocą znacznie mniej rozbudowanych, scalonych kontrolerów off-line, które do poprawnej pracy wymagają minimum elementów zewnętrznych. Typowy schemat aplikacyjny układu MXHV9910, oferowanego obecnie przez firmę Littelfuse, można zobaczyć na **rysunku 18**. Układ może pracować z napięciem wejściowym od 8 do nawet 450 V DC, zatem bez problemu można go podłączyć wprost na wyjście mostka prostowniczego,

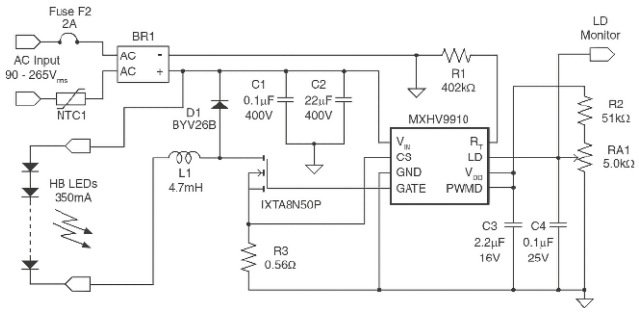


Rysunek 17. Schemat aplikacyjny układu NCL30000 przy zastosowaniu sprzężenia prądowego po stronie wtórnej (https://t.ly/v1-dZ)

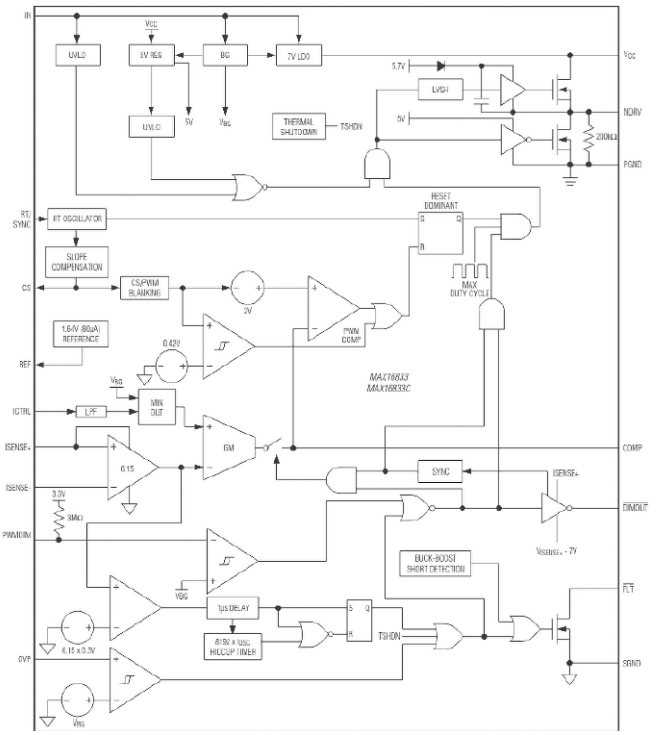
eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 18. Schemat aplikacyjny układu MXHV9910 (https://t.ly/gl2fF)



Rysunek 19. Schemat układu ściemniacza LED z zasilaniem sieciowym i sterowaniem za pomocą potencjometru (https://t.ly/gl2fF)



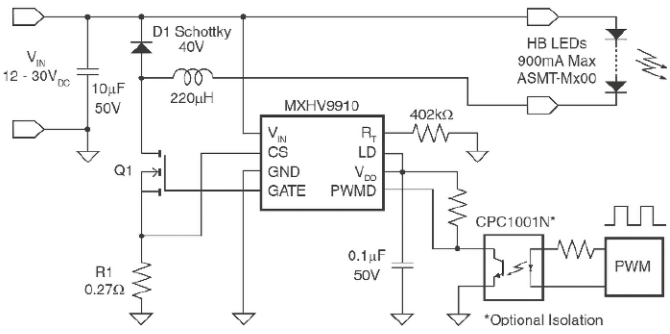
Rysunek 21. Schemat blokowy układu z serii MAX16833 (https://t.ly/xeY4E)

pracującego bezpośrednio na potencjale sieci energetycznej. Układ wspiera funkcję ściemniania sygnałem analogowym, do czego służy wyprowadzenie o oznaczeniu LD. Schemat ideowy układu zasilania łańcucha 350-miliamperowych diod LED mocy można zobaczyć na **rysunku 19**. W tym przypadku regulacja jasności jest realizowana za pomocą potencjometru, którego skrajne wyprowadzenie o wyższym potencjale jest zasilane przez rezystor R2 z linii VDD – ma to na celu spełnienie warunku, by na wyprowadzeniu LD panowało napięcie nie większe niż napięciowy sygnał sprzężenia zwrotnego (CS). Istnieje także możliwość sterowania ściemnianiem za pomocą sygnału PWM, który należy podać na wejście PWMD – co ułatwia dodanie do układu bariery galwanicznej za pomocą transoptora (spełniającego wymagania w zakresie wytrzymałości dielektrycznej oraz rezystancji izolacji) i kilku elementów dodatkowych – schemat takiego rozwiązania można znaleźć na **rysunku 20**.

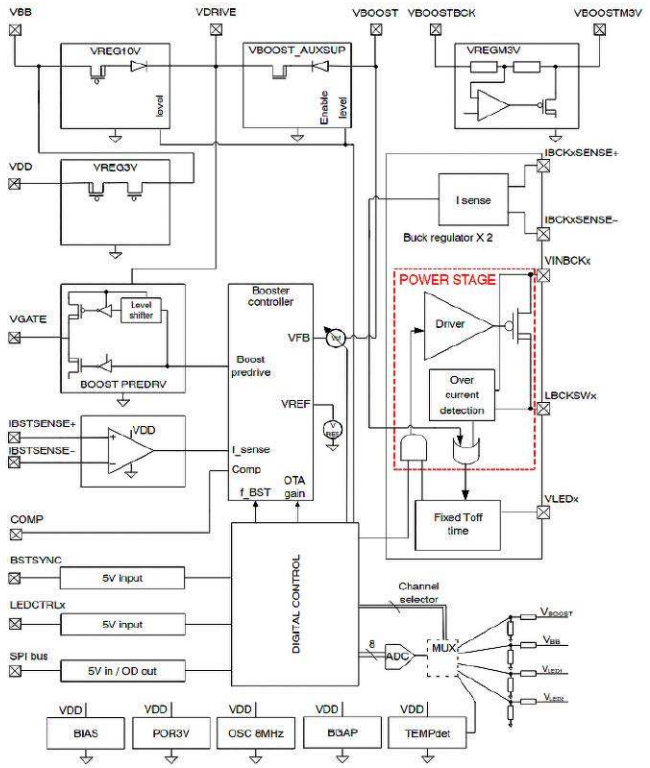
Motoryzacja – wyzwania i rozwiązania

Segment motoryzacyjny jest jednym z najszybciej rozwijających się obszarów aplikacyjnych oświetlenia LED. Zastosowania technologii diodowych w pojazdach obejmują już nie tylko podświetlenie elementów deski rozdzielczej, przycisków sterowania szybami, czy też oświetlenia kabiny, ale także rozbudowane reflektory matrycowe, światła dzienne (DRL) oraz kierunkowskazy. Układy muszą zapewniać szeroki zakres temperatur pracy (–40°C do +125°C), jak również wytrzymywać przepięcia i nagłe spadki napięcia na linii zasilającej. Fundamentalne znaczenie ma tutaj także precyzyjny pomiar prądu, wbudowane funkcje autodiagnostyczne czy wreszcie wysoka sprawność przy szerokim zakresie napięć zasilających.

Seria układów MAX16833 firmy Analog Devices (**rysunek 21**) oferuje szeroki zakres napięć wejściowych (od 5 do 65 V), programowalną częstotliwość 100 kHz...1 MHz oraz wbudowane wzmacniacze różnicowe do pomiaru prądów w obu kanałach od strony wysokiego potencjału (high-side). Dzięki temu projektant może optymalizować sprawność i minimalizować rozmiar cewki, zaś możliwość pracy

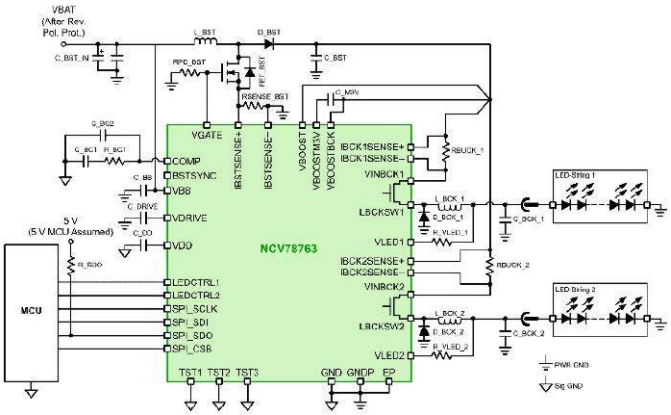


Rysunek 20. Schemat układu ściemniacza LED sterowanego za pomocą sygnału PWM (https://t.ly/gl2fF)

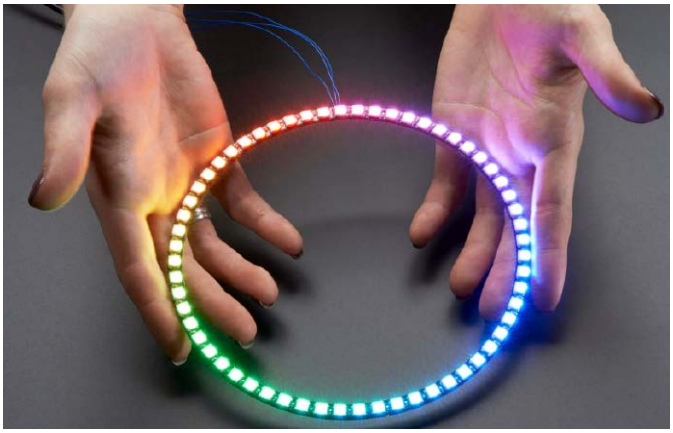


Rysunek 22. Schemat blokowy układu NCV78763 (https://t.ly/Bq8f8)

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 23. Schemat aplikacyjny układu NCV78763 (https://t.ly/Bq8f8)



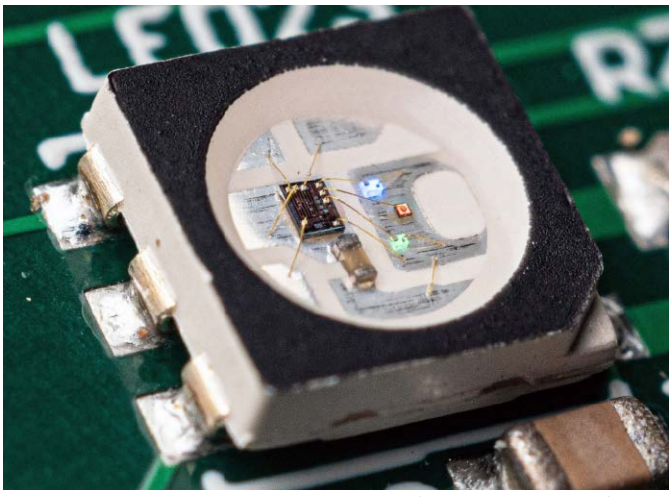
Fotografia 3. Pierścień LED RGB z serii NeoPixel marki Adafruit (https://t.ly/A8AfZ)

w trybie szerokiego spektrum redukuje piki zakłóceń RFI. Podobnie jak wcześniej opisane układy, także seria MAX16833 wymaga podłączenia zewnętrznego tranzystora kluczującego.

Jednym z układów o najwyższym stopniu integracji (z układowego punktu widzenia) jest sterownik NCV78763 marki onsemi (**rysunek 22**), który łączy w sobie konwerter podwyższający napięcie (boost), zapewniający wstępną, aktywną filtrację prądu wejściowego, a także dwa kanały buck ze zintegrowanymi tranzystorami MOSFET o prądzie drenu do 1,6 A każdy. Dzięki temu za pomocą pojedynczego układu scalonego można sterować dwoma lampami LED (np. światłami mijania i drogowymi), monitorować parametry zasilania, komunikować się przez interfejs SPI i dynamicznie zmieniać jasność. Tego typu układy umożliwiają budowę reflektorów adaptacyjnych, które w czasie rzeczywistym regulują rozkład strumienia świetlnego. Co ważne ze względów bezpieczeństwa, układ dysponuje także funkcjami autodiagnostycznymi. Schemat aplikacyjny przetwornicy NCV78763 można zobaczyć na **rysunku 23**.

Adresowalne diody LED – prosty sposób na sterowanie dużą liczbą punktów świetlnych

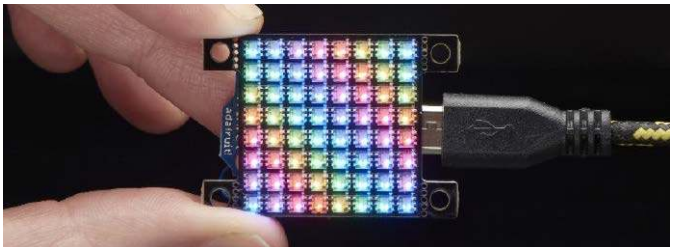
Budowa większego systemu w oparciu o wielokanałowe kontrolery diod LED wiąże się znacznym stopniem komplikacji urządzenia, gdyż nawet niewielki fragment matrycy lub innego systemu oświetleniowego musi być obsługiwany przez szereg współpracujących ze sobą układów scalonych. Układy wielokanałowe niezbyt dobrze nadają się do budowy systemów wymagających tworzenia podłużnych instalacji, w tym przede wszystkim taśm LED RGB – a jednym z głównych (obok ceny) problemów jest tutaj trudność sensownego poprowadzenia dużej liczby równoległych ścieżek na wąskim pasku 2-warstwowego podłoża FPC.



Fotografia 2. Wnętrze diody typu WS2812B (https://t.ly/kZnM2)

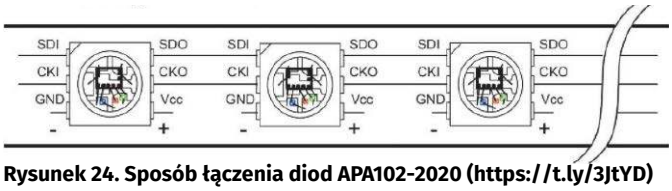
Za prawdziwą rewolucją na rynku wielobarwnych systemów oświetlenia LED stoją zatem nie rozbudowane i relatywnie drogie kontrolery, ale niewielkie i tanie diody adresowalne. Układy takie jak WS2812B, w których dioda RGB i sterownik są zintegrowane w jednym pakiecie za pomocą bezpośredniego bondingu struktur świecących z krzemowym czipem (**fotografia 2**), całkowicie odmieniły sposób myślenia o budowie instalacji świetlnych. Dane są przesyłane cyfrowo (szeregowo) tylko do pierwszej diody połączonej z kontrolerem; od niej biegną ścieżki do kolejnych, a całość tworzy łańcuch diodowy działający nieco podobnie, jak klasyczne rejestry przesuwne. Dzięki kaskadowemu łączeniu setek takich modułów można tworzyć imponujące taśmy świetlne, wskaźniki i dekoracje bez skomplikowanego okablowania – pomiędzy każdą parą sąsiadujących diod znajdują się bowiem tylko trzy ścieżki (zasilanie oraz linia danych DIN/DOUT). Użytkownik wysyła dane do pierwszej diody, a jej sterownik „odcina" dla siebie tylko pierwsze 24 bity sygnału, po czym odsyła pozostałą część strumienia danych do następnego. Zaletą takiego rozwiązania jest fakt, że przy okazji każdego takiego transferu dane są poddawane procesowi określanemu jako reshaping, co doskonale poprawia integralność sygnałową nawet w długich łańcucach. Tego typu LED-y są podstawą systemów **NeoPixel** (**fotografia 3**) i **DotStar** (**fotografia 4**) firmy Adafruit, choć w tym drugim przypadku są stosowane także diody SK9822 lub APA102-2020 (**rysunek 24**, **fotografia 5**), w których do komunikacji jest wykorzystywana dodatkowa para wyprowadzeń zegarowych. Dzięki temu diody mogą być sterowane z wykorzystaniem sprzętowego bloku SPI dowolnego mikrokontrolera.

Istotną wadą wszystkich diod programowalnych jest znaczny pobór prądu w stanie spoczynku – nawet, jeżeli żadna ze struktur nie jest w danym momencie włączona (zaświecona), to i tak cyfrowy sterownik musi pozostawać aktywny. Wiąże się to z zaskakująco wysokim poborem tzw. prądu statycznego – w zależności od modelu diody wynosi on przeważnie od 600 µA do 1 mA. Niby niewiele, ale trzeba uwzględnić dwa scenariusze aplikacyjne, w których takie parametry stanowią istotny problem. Po pierwsze – aplikacje ultra-low power. Nie sposób zastosować diody WS2812B czy innego podobnego komponentu w przypadku np. urządzenia ubieralnego, które w stanie uśpienia powinno pobierać nie więcej niż kilka...kilkanaście mikroamperów prądu



Fotografia 4. Matryca z serii DotStar marki Adafruit (https://t.ly/9hLXx)

eprasa.pl 8c835b9be4

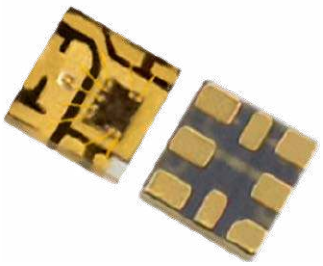


Rysunek 24. Sposób łączenia diod APA102-2020 (https://t.ly/3JtYD)

(a najlepiej jeszcze mniej). Oczywiście można zastosować dodatkowy tranzystor odłączający zasilanie, ale wiąże się to z koniecznością umieszczenia kolejnego komponentu na PCB, co w niektórych przypadkach jest niemożliwe ze względu na ograniczenia mechaniczne (rozmiary PCB). Drugi problematyczny scenariusz to systemy zawierające setki diod w ramach pojedynczego łańcucha lub matrycy – jeżeli każda z nich dołoży „swój" miliamper, to łączny pobór prądu wyniesie już kilkaset mA – to dość dużo, bo przy napięciu zasilania rzędu 5 V otrzymujemy spoczynkowy pobór mocy na poziomie kilku watów. Nie jest to zatem rozwiązanie szczególnie ekologiczne, jeżeli w grę wchodzi podłączenie systemu na stałe do źródła zasilania.

Podsumowanie

Wraz z rosnącymi wymaganiami pod względem oszczędności energii, ergonomii i bezpieczeństwa, oświetlenie LED stale ewoluuje. Na rynku da się zauważyć kilka głównych trendów. Pierwszy z nich to oczywiście daleko idąca integracja i miniaturyzacja – projektanci oczekują coraz mniejszej liczby elementów dyskretnych, nie tylko ze względu na prostotę aplikacyjną, ale przede wszystkim z uwagi na konieczność redukcji kosztów BOM oraz rozmiarów układu na powierzchni PCB. Wyższe zakresy napięcia zasilania i prądu pozwalają natomiast na rozszerzanie zakresu zastosowań scalonych sterowników LED na kolejne segmenty rynku – widać to chociażby w obszarze pojazdów elektrycznych, w których coraz częściej można spotkać się z napięciami rzędu 48 V – i nie chodzi tylko o najnowsze modele samochodów elektrycznych, ale także mniejsze „jednostki", w tym chociażby hulajnogi. Za podwyższaniem napięcia przemawia dokładnie ten sam czynnik, który dawno temu doprowadził w energetyce do ekspansji linii przesyłowych wysokiego napięcia – chodzi rzecz jasna o zmniejszenie strat przesyłowych, a przez to zwiększenie wypadkowej efektywności całego systemu.



Fotografia 5. Diody LED RGB z serii APA102-2020 (https://t.ly/GMHQa)

Wszechobecne zastosowania matrycowych systemów LED i efektów dynamicznych (animacji) popychają natomiast do przodu rozwój zaawansowanych sterowników w stronę implementacji wysokiej rozdzielczości sterowania PWM, szybkiego transferu danych, a nawet wbudowywania generatorów efektów w samym krzemie. Istnieją już nawet scalone sterowniki LED pozwalające w bardzo prosty sposób budować urządzenia reagujące (i to w zaskakująco efektowny sposób) na zmiany sygnału wejściowego, np. audio.

To wszystko, a także szereg innych czynników sprawia, że rynek scalonych sterowników LED jest niebywale zróżnicowany i oferuje rozwiązania dopasowane do niemal każdej aplikacji. Przy wyborze układu do projektowanego urządzenia, jak zawsze zresztą, trzeba wziąć pod uwagę nie tylko parametry techniczne, ale także jego dostępność, status rynkowy oraz cenę – dopiero uwzględnienie wszystkich czynników pozwala wybrać taki rodzaj sterownika, który nie tylko spełni wymogi funkcjonalne, ale jednocześnie nie zaważy w nadmiernym stopniu na opłacalności całego projektu.

inż. Przemysław Musz, EP

Słownik cyberbezpieczeństwa (4). Szyfrowanie w locie

W ostatnich latach obserwujemy dynamiczny rozwój urządzeń wchodzących w skład Internetu Rzeczy. Coraz więcej sprzętów domowych, firmowych czy przemysłowych działa w sposób zautomatyzowany i wymienia dane z innymi systemami. Przynosi to użytkownikom wiele korzyści i znaczną wygodę, ale równocześnie wymaga od producentów odpowiedzialnego podejścia do kwestii bezpieczeństwa. Jednym z najważniejszych fundamentów ochrony informacji jest szyfrowanie danych użytkownika w locie, określane w języku angielskim jako in transit encryption.

Szyfrowanie w locie
Szyfrowanie w locie polega na ochronie danych podczas ich przesyłania między urządzeniami lub systemami. Można to porównać do stworzenia prywatnego tunelu komunikacyjnego, przez który przechodzą tylko zaszyfrowane informacje, a ich odszyfrowanie następuje dopiero w momencie dotarcia do odbiorcy. Dzięki temu nawet jeśli ktoś przechwyci pakiety, nie będzie w stanie odczytać ich treści. Przykładowo, w zastosowaniach webowych najczęściej wykorzystywanym standardem jest protokół TLS, czyli Transport Layer Security, który odpowiada za szyfrowanie, uwierzytelnienie oraz integralność danych przepływających przez sieć.

Praktyczny przykład:
Załóżmy, że Pan Jan zainstalował w domu inteligentną kamerę. Aby się do niej zalogować, otwiera panel administracyjny w przeglądarce. Wpisując login i hasło, może nie zdawać sobie sprawy, że jeśli kamera lub sieć nie korzystają z szyfrowania, dane te są przesyłane w postaci czystego tekstu. Oznacza to, że każdy, kto potrafi podsłuchiwać ruch sieciowy, może odczytać jego dane logowania w dokładnie takiej formie, w jakiej zostały wpisane [1].

Przykład niezaszyfrowanego loginu i hasła mógłby w uproszczeniu wyglądać następująco:

```
Admin: HasłoPanaJana
```

Taka sytuacja stawia użytkownika w bardzo niekorzystnej pozycji, bo jego dane mogą zostać przechwycone praktycznie bez żadnych specjalistycznych narzędzi. Z tego powodu przed zakupem kamery lub innego urządzenia warto upewnić się, że pochodzi ono od zaufanego producenta, który stosuje wymagane normy oraz dobre praktyki bezpieczeństwa.

Dobre praktyki
Aby podnieść poziom bezpieczeństwa, warto zwracać szczególną uwagę na to, czy urządzenie lub usługa wspiera szyfrowanie w locie, najlepiej w oparciu o TLS lub inne uznane metody ochrony. W praktyce oznacza to np. korzystanie z protokołu HTTPS zamiast HTTP, co w dużej mierze eliminuje ryzyko przechwycenia poufnych danych w postaci czystego tekstu.

Dane przesyłane przez zaszyfrowany tunel są nieczytelne dla osób postronnych i mogą wyglądać na przykład tak:

```
87a1c019d58f1f07df1d3b71e4c9a8f4
```

Takie podejście daje użytkownikowi pewność, że jego dane są chronione od momentu wysłania aż do momentu ich odebrania. W świecie, w którym liczba urządzeń połączonych z siecią stale rośnie, dbałość o szyfrowanie w locie staje się nie tylko dobrą praktyką, ale wręcz absolutnym standardem odpowiedzialnego korzystania z technologii.

Filip Krzyżański

[1] https://t.ly/fgx34

eprasa.pl 8c835b9be4

Technologie, których należy unikać, gdy nie jesteś megakorporacją

W obecnych czasach co kilka tygodni pojawia się nowy, rewolucyjny produkt czy nowe, szczytowe osiągnięcie technologiczne. Postęp jest na tyle szybki, że trudno za nim nadążyć. Inne technologie, znane od lat, kuszą możliwością wykonania czegoś szytego na miarę. Niejeden projektant czy inżynier myśli o tym, jak to fajnie byłoby skorzystać z którejś z dostępnych technologii, po czym wpada w wielomiesięczną, kosztowną, ślepą uliczkę, bo albo jest za małym graczem na rynku, albo jego potencjalne zamówienie nie będzie wystarczająco duże, aby zbić cenę jednostkową do rozsądnego poziomu – o ile w ogóle ktoś podejmie się realizacji takiego zamówienia. Drogi Czytelniku, abyś nie wpadł w taką pułapkę, przygotowałem listę technologii, których należy unikać, jeśli po Twojej stronie nie stoi wielka korporacja.

Najnowsze, najszybsze, najpotężniejsze mikroprocesory i układy SoC

Firmy takie jak Qualcomm i Broadcom (ale nie tylko) oferują najpotężniejsze układy mikroprocesorowe do smartfonów, tabletów i innych gadżetów. Każdy chciałby okiełznać tę moc dla swoich celów i zaoferować klientom najpotężniejszy produkt w swojej klasie. Układy te często też mają potężne peryferia, każdy możliwy interfejs, akcelerator grafiki czy enkoder/dekoder różnych formatów, a nawet wsparcie dla sieci neuronowych i AI. Dlatego trafiają one do najnowszych smartfonów od czołowych producentów na rynku. Jeśli jednak nie pracujesz dla jednej z tych firm, tylko dla mniejszego biznesu, którego nazwa zaczyna się od imienia lub nazwiska właściciela, a kończy się na „-ex" lub „-eks", to Qualcomm, Broadcom czy inni nawet nie dadzą Ci dostępu do dokumentacji technicznej poza skróconą broszurą informacyjną, zachwalającą ich produkt. Każda nota katalogowa wymaga podpisania umowy NDA (Non-Disclosure Agreement – umowa o zachowaniu poufności), co samo w sobie może zająć miesiące, bo mała firma z Polski jest na końcu listy potencjalnych klientów, gdzieś między klientami z Kambodży i RPA. Potem trzeba zapoznać się z wyjątkowo skomplikowanym układem, pobawić się sterownikami, które mogą być niepełnosprawne (w końcu to coś nowego) przy braku wsparcia technicznego (ponownie, w kolejce między firmami z Peru i Łotwy). Na koniec nadejdzie czas zamówienia układów i padnie pytanie ze strony producenta:

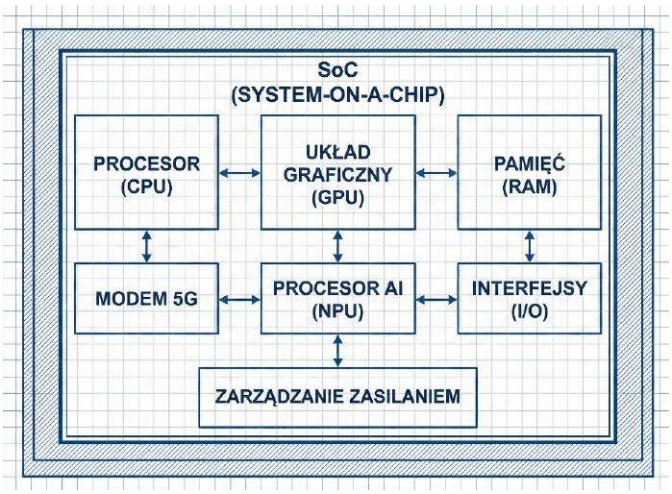
– Sto tysięcy układów wam wystarczy na początek?

– Myśleliśmy o dwóch tysiącach – odpowiecie.

– Dla dwóch tysięcy to nam się nie opłaca umowy drukować. Minimum 25 tysięcy, albo spadajcie.

No i tak umierają sny o technologicznej supremacji małej firmy z Polski. Megakorporacje mają o wiele łatwiej, bo zwykle składają zamówienia idące w dziesiątki milionów na kolejne, coraz potężniejsze modele układów i inne komponenty, od modułów radiowych po kontrolery USB. Dlaczego? Proste: kupując u jednego producenta oszczędza się na wysyłce. Nawet kilka centów na sztuce robi różnicę, gdy potrzeba miliona komponentów.

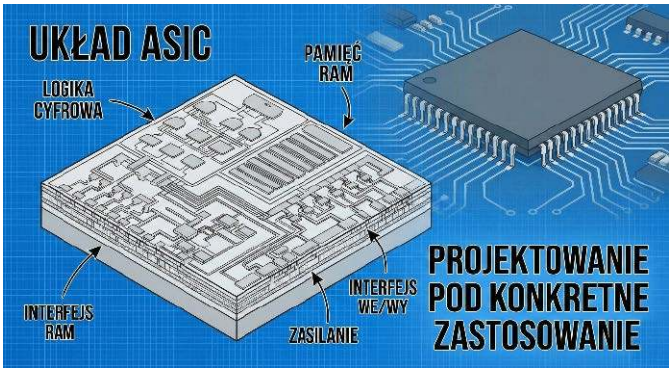
Co zatem powinien robić mądry projektant w małej firmie o nazwie kończącej się na „-ex"? Zamówić najmniejszy, najtańszy i najprostszy mikroprocesor, mikrokontroler czy SoC, który wykona potrzebne zadania. Microchip czy ST Microelectronics nie robią problemów, gdy chce się zamówić nawet kilka sztuk układów, mają bogatą ofertę mikrokontrolerów na każdą kieszeń i na każdą potrzebę, a i większość not jest dostępna do pobrania ze strony WWW. Razem z IDE. Tanio, prosto i bez NDA. Zastanówmy się poważnie, czy najnowszy element automatyki domowej albo miś-szumiś potrzebuje ośmiordzeniowego Snapdragona, czy może wystarczy jakaś prymitywna ATMega albo czy mizerny PIC16F? No w ostateczności STM32 albo moduł z ESP8266.



Układy ASIC

Możliwość zaprojektowania układu „szytego na miarę" to kusząca perspektywa. Układy takie potrafią robić rzeczy normalnie wymagające dziesiątek scalaków i setek elementów dyskretnych, a do tego oferują to wszystko w małym, tanim opakowaniu. W końcu bijącym serduszkiem każdego współczesnego oscyloskopu cyfrowego jest zazwyczaj układ ASIC, szczególnie w tych lepszych modelach. Sinclair w latach 80. zoptymalizował koszty produkcji swoich tanich, ośmiobitowych komputerów przez użycie układu ULA (Uncommitted Logic Array – nieprzypisana tablica logiczna), w którym producent najpierw wykonuje dużą liczbę identycznych bramek logicznych, jedna koło drugiej, a potem nanosi metalowe połączenia według zlecenia klienta. W ten sposób można wyprodukować jeden układ scalony w dziesiątkach milionów, a potem dostosować go do potrzeb wielu różnych klientów. Układy ULA były formą układów ASIC do zadań cyfrowych. Ich produkcja była skomplikowana, dlatego w klonach komputerów Sinclair zastępowano je wieloma układami logicznymi. Obecnie te same funkcje realizują układy FPGA i CPLD, zaś nowoczesne układy ASIC mogą zawierać nie tylko elementy logiczne, ale też bloki analogowe, super-szybkie układy ADC i DAC, własne, dedykowane i zaprogramowane na poziomie fizycznym kontrolery i wiele innych. Układ ASIC może realizować szybką konwersję sygnałów analogowych na postać cyfrową, dalsze ich przetwarzanie, akumulację i analizę, a także przesyłanie obrobionych danych jakimś szybkim interfejsem. Dodajmy do tego możliwość integracji modułu RF dowolnego typu albo dodatkowego mikroprocesora czy mikrokontrolera i mamy przepotężne narzędzie do realizacji dowolnych zadań.

eprasa.pl 8c835b9be4



Skoro zatem układy ASIC są tak potężne i stosowane od szeregu lat, to dlaczego odradzam ich stosowanie? Pierwszym problemem jest konieczność zaprojektowania takiego układu i jego przetestowania. Często oznacza to kilka iteracji, jeszcze zanim powstanie gotowy układ. Kto za to zapłaci? Oczywiście klient. Koszty idą w dziesiątki milionów dolarów, jak nie więcej. Część użytkowników tych układów tnie koszty projektując je we własnym zakresie, opierając się o symulacje i własne doświadczenie, zanim zlecą wykonanie próbnej partii. Nawet jeśli układ nie do końca spełnia oczekiwania, to i tak może być wdrożony, bo wykonywanie masek do fotolitografii układów scalonych jest najdroższą częścią procesu produkcji półprzewodników. Potem pojawia się problem wolumenu, omówiony w poprzednim punkcie. Minimalne zamówienie układów ASIC liczy się w dziesiątkach tysięcy, a im mniejsza partia, tym droższa pojedyncza sztuka. Małej firmy nie będzie na to stać.

Co pozostaje zamiast ASIC-ów? Droga klonów ZX Spectrum: wszystko robić „na piechotę". Logikę zastąpi pojedynczy układ FPGA lub CPLD, bloki analogowe i przetworniki już trzeba robić na pojedynczych układach scalonych czy nawet tranzystorach. Można też wybrać jakiś mikrokontroler, który ma potrzebne elementy składowe pośród peryferiów i iść tą drogą. Wszystko zależy od rodzaju problemu do rozwiązania. Na rynku dostępnych jest wiele układów przeznaczonych do specyficznych zadań, więc nasz niezintegrowany ASIC można z nich składać, jak z klocków LEGO, korzystając z projektów referencyjnych i not aplikacyjnych. Całość będzie duża i droga, ale i tak tańsza i mniej bolesna w realizacji, niż zamawianie jednego układu do wszystkiego.

AI i uczenie maszynowe

Bądźmy szczerzy, AI od kilku lat jest tematem numer jeden wszędzie tam, gdzie mówi się o zaawansowanych technologiach, a istniejące algorytmy – jak Gemini czy ChatGPT – odmieniają świat od momentu pojawienia się ich pierwszych wersji. Tysiące ludzi straciło też pracę przez różne algorytmy, które miały ich zastąpić, a największym beneficjentem zaawansowanych modeli stali się oszuści i przestępcy. A także twórcy zbyt leniwi, by robić własne treści – więc je w stu procentach generują i wrzucają na platformy społecznościowe. W tej chwili „próg wejścia" jest relatywnie niski i każdy może pobawić się modelem LLM albo nauczyć sieć neuronową, aby grała w różne gry komputerowe – i nie potrzebuje do tego superkomputera, wystarczy kilkuletni pecet. Ba, do zabawy w uczenie maszynowe wystarczy nawet Raspberry Pi, a projekty w rodzaju OpenCV pozwalają tworzyć automatyczne wieżyczki strzelające wodą do obcych kotów próbujących zbezcześcić czyjś ogródek (tak, jakiś hobbysta wykonał taki projekt). Nic dziwnego, że każdego kusi dodanie odrobiny sztucznej inteligencji do swojego projektu. Ale czy jest sens inwestować w to czas i pieniądze? Jeśli nie budujesz nowego, lepszego robota sprzątającego albo wojskowego drona do obrony polskich granic czy autonomicznego samochodu, to nie potrzebujesz AI. Sieć neuronowa nie usprawni termostatu ani nie polepszy ściemniacza światła. Nie sprawi, że smartwatch będzie bardziej „smart". Nawet w przypadku robotów sprzątających ich „inteligencja" opiera się na szeregu czujników i maszynie stanów skończonych, a „mapowanie przestrzeni" to inna nazwa na algorytm mierzący przejechaną drogę i miejsca, gdzie czujniki dały znać, że nie da się wjechać. System nawigacji, gdzie zna się punkt początkowy i zapamiętuje pokonaną trasę, jest znany od drugiej wojny światowej, jeśli nie dłużej. I był stosowany przez różne wojska zanim powstał GPS czy jego przodek, system nawigacji satelitarnej amerykańskiej marynarki wojennej (dokładny opis jest dostępny tutaj: https://www.youtube.com/watch?v=VDUiI_MmvL4). Wracając do problemu odkurzacza autonomicznego: wszystkie jego funkcje da się zrealizować używając odrobiny naturalnej inteligencji w planowaniu rodzaju i rozmieszczenia czujników oraz innych elementów. Dodanie sieci neuronowej (wymagającej sporej mocy obliczeniowej lub dedykowanego akceleratora) nie da tu żadnej przewagi nad prostym wykrywaniem przeszkód i zapamiętaniem pokonanej trasy albo rozpoznawaniem stacji bazowej po podczerwonych światłach nawigacyjnych, nadających specyficzny kod. Poziom naładowania baterii oraz zapełnienia pojemnika na kurz i inne śmieci też nie wymaga niczego bardziej rozbudowanego, niż proste komparatory (zapchany pojemnik zmienia pobór prądu silnika turbiny ssącej). Zatem Czytelniku, zanim wpadniesz na pomysł dodania do projektu sztucznej inteligencji, zastanów się, czy można to samo zrobić na układach analogowych lub na prostym mikrokontrolerze.

Chmura

Kilka lat temu tysiące Amerykanów niemal zamarzło na śmierć (przynajmniej tak o tym donosiły media), gdy termostaty Google Nest straciły kontakt z chmurą. Inny start-up oferował własny system domowej automatyki z dożywotnim dostępem do swojej chmury, opłaconym częścią marży za urządzenia. Klientom nikt nie powiedział, że chodziło o żywot samej firmy, więc jak ta splajtowała, ich kosztowe urządzenia stały się tonami elektrośmieci. Jeszcze inna firma w podobnej sytuacji była uprzejma udostępnić użytkownikom aktualizację firmware i narzędzia pozwalające automatyce działać bez chmury. Jeśli coś wymaga chmury do działania, unikam tego – i to samo radzę innym. Z punktu widzenia użytkownika końcowego „chmura" trzyma jego dane i jego urządzenia jako zakładników, a jej właściciel może w każdej chwili odciąć dostęp albo wprowadzić opłaty abonamentowe za coś, co kiedyś było darmowe lub za co płaciło się tylko raz. Od strony właściciela chmura oznacza koszt utrzymania infrastruktury, wyższy niż w przypadku produktów wymagających jednorazowej aktywacji online. Chmura częściej dotyka oprogramowania niż sprzętu, ale i sprzęt też bywa ofiarą „zachmurzenia". Szczególnie automatyka domowa i elektronika dla sportowców padają ofiarami tego rozwiązania. Dla przykładu: moja opaska sportowa zapisuje moje wyniki do pamięci smartfona gdy jestem offline, ale jeśli chcę przenieść te dane do nowego urządzenia, to już potrzebuję przejść do trybu online, by

eprasa.pl 8c835b9be4

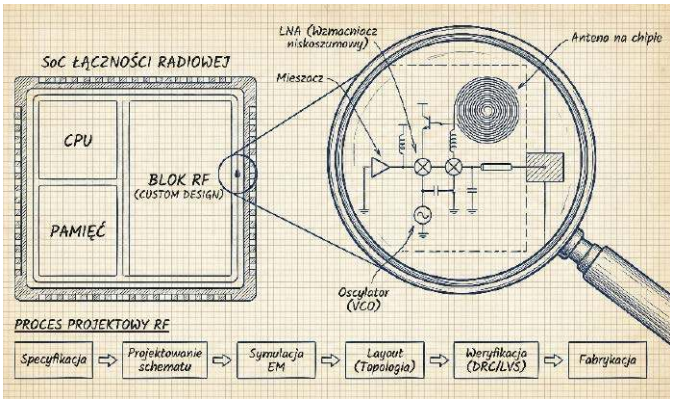
zsynchronizować moje konto w chmurze producenta. Na szczęście właściciel owej chmury raczej prędko nie zbankrutuje.

Poza problemami finansowymi korporacji i ofiar… ekhm, użytkowników ich usług, mamy jeszcze trzy potencjalne problemy z chmurą. Pierwszy to problem z infrastrukturą po stronie producenta. Za mała liczba lub moc serwerów albo błędy konfiguracji mogą doprowadzić do przeciążenia ilością zapytań. Drugi problem to błąd w oprogramowaniu serwerowym, który przy wgraniu na serwer produkcyjny może spowodować awarię. Takie rzeczy zdarzały się wielkim korporacjom z najróżniejszym oprogramowaniem serwerowym. Trzecim problemem może być błąd w projekcie urządzenia. Dla przykładu opaska lokalizacyjna, którą kupiłem córce, nie była w stanie złapać sygnału sieci przez nawet jedną ścianę. Oprogramowanie klienckie na smartfonie też ledwo działało, bo było byle jak napisane. Dlatego nie polecam chmur w ogóle, a dla domowej elektroniki szczególnie. Jeśli jednak dział marketingu nie odpuszcza, to proszę: dodawajcie możliwość sterowania urządzeniem offline. Nie narażajmy biednych Amerykanów na zamarzanie, bo termostat przestał działać z powodu braku dostępu do sieci.

Interfejsy dotykowe

Nie lubię interfejsów dotykowych w urządzeniach domowych. Nie dlatego, że same w sobie są jakoś szczególnie złe, lecz dlatego, że często bywają źle zrealizowane. Projektanci decydują się na to rozwiązanie, bo wykonywanie panelu kontrolnego jest nieco prostsze: zamiast przycisków, pól stykowych i gumek czy membran wystarczy dać płytkę z gołymi polami i prostym układem interfejsowym. I to doprawdy nie jest problem. Sam projektowałem tego typu interfejsy oparte o metodę CVD (Capacitive Voltage Divider – pojemnościowy dzielnik napięcia). Problemem jest fizyczna implementacja takiego panelu. Czytelniku, zastanów się teraz, jak wiele urządzeń w Twoim życiu kontrolujesz bez patrzenia na fizyczne manipulatory: przełączniki, przyciski, pokrętła czy dźwignie. Już? Dobrze, to teraz pomyśl sobie, że musisz bez patrzenia dotknąć konkretnego pola lub ikony na płaskiej powierzchni. Jest to na tyle trudne, że niewidomi i niedowidzący, korzystając ze smartfonów, mają do dyspozycji specjalną funkcję, która mówi na głos, co właśnie zostało dotknięte na ekranie, a żeby daną ikonę czy funkcję „kliknąć", trzeba stuknąć palcem dwa razy. Smartfon z ekranem dotykowym jest zatem użyteczny nawet bez zmysłu wzroku. Ale czy można dodać taką funkcjonalność do, na przykład, maszynki do produkcji lodów w domu? Albo do popularnego ostatnio air fryera? Teoretycznie nie, bo istnieje przynajmniej jedna, otwarta biblioteka dla Arduino, która implementuje prosty sposób syntezy mowy oparty o architekturę Linear Predictive Coding, opracowaną dekady temu przez Texas Instruments. Biblioteka ta nazywa się Talkie i jest do odnalezienia na Githubie. Projektant może pomyśleć: „O, sam podsunąłeś rozwiązanie tego problemu", ale o ile rozwiązanie istnieje, to nie jest ono do końca praktyczne. Jak wielu użytkowników niepotrzebujących takiej funkcjonalności zirytowałoby się, gdyby ich maszyna do lodów czy smażenia na gorącym powietrzu cały czas do nich gadała i wymagała dwukliku, by zarejestrować dotknięcie pola dotykowego? Ponadto może być potrzebny nieco większy mikrokontroler, a i trzeba dostosować algorytm interfejsu do współpracy z syntezą mowy i dodać jakiś sensowny głośniczek, bo membrana piezo może, delikatnie rzecz ujmując, nie dać rady.

Jest prostsze, tańsze rozwiązanie niewymagające zmiany w elektronice urządzenia: dajcie wypukłe krawędzie wokół pól dotykowych! Wtedy nawet bez patrzenia można wyczuć, gdzie jest krawędź pola, a przesuwając palcem wzdłuż niej dojść do pożądanego pola i je dotknąć. Ta jedna, prosta zmiana ułatwiłaby życie nie tylko niewidomym i niedowidzącym, ale też i innym ludziom. Sam planuję zaprojektować i wydrukować na drukarce 3D nakładkę z otworami na pola dotykowe osuszacza powietrza, bo mam z nim dwa problemy: gdy chcę go włączyć lub wyłączyć, to macam cały panel z jednej strony, aż trafię na pierwsze pole dotykowe. Drugim problemem jest fakt, że kotka, przebiegając po osuszaczu, sama go włącza bądź wyłącza albo zmienia inną funkcję swoją łapą. Zresztą niektórzy już praktykują tego typu rozwiązania od lat, a przykładem są dotykowe przyciski na przejściach dla pieszych, gdzie właściwe pole jest celowo zagłębione, by przypadkiem go nie aktywować, a jednocześnie by dało się je odnaleźć. Podobne rozwiązanie, tylko z polem na wypukłym krążku odcinającym się od podłoża, spotyka się niekiedy w komunikacji miejskiej i w pociągach. Często z wypukłą ikoną albo napisem brajlem. To są proste rozwiązania, które kosztują tyle co dodatkowa porcja tworzywa w formie. Dlaczego projektanci tego nie robią?

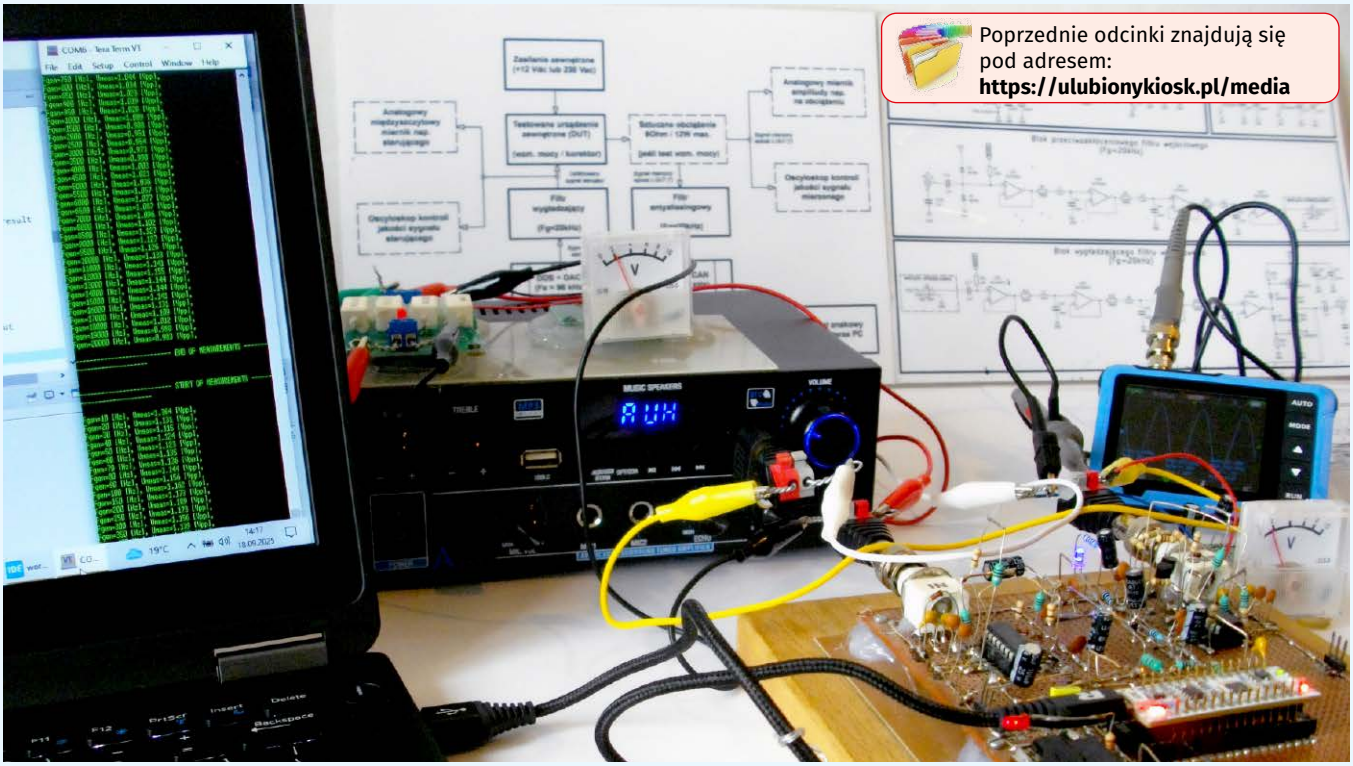


I tak dalej…

Technologii, których bym nie polecał zwłaszcza małym graczom. Przykładem mogą być akumulatory zamawiane „na wymiar", szczególnie w urządzeniach przenośnych. Kosztują znacznie więcej, niż standardowe rozmiary, a nie oferują nic więcej niż kilka(-dziesiąt) dodatkowych mAh. Podobnie projektowanie własnych obwodów RF do układów scalonych oferujących jakąkolwiek łączność radiową – te z kolei wymagają certyfikacji, a im wyższa częstotliwość, tym bardziej złożony jest problem projektowania obwodów radiowych, nawet jeżeli to tylko antena mikropaskowa i obwód dopasowujący impedancję. Lepiej i taniej kupić gotowy moduł ze wszystkimi certyfikatami, z opcjonalną zewnętrzną anteną. Generalnie z wieloma technologiami mały gracz ma dwa problemy: wysokie koszty początkowe i koszty stałe oraz brak doświadczenia w implementacji. Na tym drugim problemie duzi gracze też się potykają, vide niedziałające termostaty czy osuszacz sterowany kotem. Dlatego pamiętaj, Czytelniku, by nie mnożyć bytów bez potrzeby, a ponadto, że lepsze jest wrogiem dobrego.

Paweł Kowalczyk, EP

eprasa.pl 8c835b9be4



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

Pomiary charakterystyk częstotliwościowych (7)

Komercyjne układy m.cz. – c.d.

Kontynuujemy spotkanie z tematyką pomiarów charakterystyk częstotliwościowych fabrycznych urządzeń analogowych małej częstotliwości: wzmacniaczy mocy i korektorów audio. W pierwszej części publikacji o urządzeniach m.cz. skupiono się na zastosowanym, częściowo zautomatyzowanym, autorskim środowisku pomiarowym. Nadszedł czas na opis tego, co konkretnie, jakimi metodami i z jakimi rezultatami zostało pomierzone. Zaprezentowany dalej materiał może okazać się cenną inspiracją dla Czytelników o aspiracjach audiofilskich.

Zastosowane oprogramowanie

Sprzętowe środowisko pomiarowe, opisane szczegółowo w pierwszej części publikacji i zastosowane do przeprowadzenia opisanych dalej testów, do cyfrowego przetwarzania sygnałów (DSP) wykorzystywało moduł NUCLEO z mikrokontrolerem STM32L432KC. Z uwagi na główny nurt tej publikacji, skupiony wokół zagadnień czysto analogowych, pominięty zostanie w tym miejscu szczegółowy opis zastosowanych rozwiązań programistycznych. Jakkolwiek dla dobrego zrozumienia zastosowanej metodyki pomiarów, konieczne jest choćby zwięzłe przedstawienie kluczowych założeń oprogramowania zaimplementowanego w MCU. Poniżej przedstawiono zarys algorytmu.

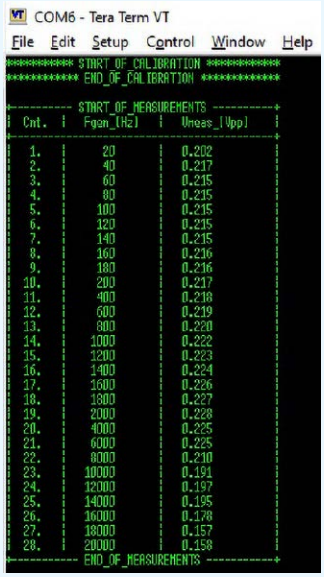
1. **Setup oprogramowania sterującego MCU:**
   - włączenie niezbędnych modułów (zasobów) programowych,
   - definicje zmiennych i stałych,
   - konfiguracja oraz inicjalizacja kluczowych peryferiów (GPIOs, TIMx, ADCx, DACx, USARTx).
2. **Wygenerowanie kalibrującego sygnału sinusoidalnego** o częstotliwości Fgen=1 kHz przez okres Tcal=10 s.
3. **Wyzerowanie wyjścia generatora** na okres Tnull=1 s celem uzyskania stanu ustalonego w badanym urządzeniu DUT.
4. **Cykliczna pętla pomiarowa.** Dla wszystkich ustalonych częstotliwości pomiarowych z predefiniowanej listy Fgen[i] w zakresie od 20 Hz do 20 kHz – wykonywanie synchronicznie (z tą samą częstotliwością próbkowania Fs) następujących zadań:
   - generowanie testowych sygnałów sinusoidalnych o częstotliwościach Fgen[i] oraz czasach trwania Ttest=10 s (DDS→DAC),
   - próbkowanie i skanowanie na bieżąco zakresu wartości (ADC→SCAN) napięć na wyjściu DUT, celem wyznaczenia międzyszczytowego napięcia różnicowego Uout[i] [Vpp],
   - wyprowadzanie przez USART na ekran terminala znakowego w PC kolejnych par wartości (Fgen[i], Uout[i]).
5. **Powrót do punktu 2 powyżej** celem powtórzenia pomiarów (pętla nieskończona).

Do generowania sygnałów sinusoidalnych zastosowano powszechnie znaną technikę DDS (ang. Digital Direct Synthesis). Syntezer DDS pracował z częstotliwością Fs=96 kHz, co oznacza pewien oversampling (zgodnie z kryterium Nyquista Fsmin >2*Fgen_max, czyli Fsmin > 40 kHz). Jakkolwiek biorąc pod uwagę pomiarowy charakter prezentowanego systemu, a także nieidealne charakterystyki zastosowanych filtrów: wygładzającego oraz antyaliasingowego,

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

eprasa.pl 8c835b9be4

oversampling na poziomie 96 kHz/40 kHz=2,4 nie wydaje się być w tym zastosowaniu szczególnie wygórowany. Tutaj warto wspomnieć o tym, że w procedurze skanowania (SCAN) poziomu mierzonego sygnału Uout (oczywiście próbkowanego synchronicznie z tą samą częstotliwością Fs=96 kHz, z którą pracował generator DDS) zastosowano swego rodzaju prosty, przeciwzakłóceniowy, dolnoprzepustowy filtr FIR. Filtr ten po prostu uśredniał ze sobą odpowiednio: nowo znalezioną maksymalną wartość sygnału z ostatnio wyznaczoną wartością maksymalną (i analogicznie dla wartości minimalnych). Zabieg ten miał na celu minimalizację ryzyka wpływu zakłóceń impulsowych (szpilek), które w wyniku stanów nieustalonych (przejściowych) mogłyby potencjalnie wystąpić na wyjściu mierzonego DUT w momentach znamiennych: załączenia oraz wyłączenia sygnału sinusoidalnego o danej Fgen[i]. Do odczytu rezultatów pomiarów w formie par (Fgen[i], Uout[i]) po stronie terminala PC wykorzystano popularny, dostępny nieodpłatnie i łatwo konfigurowalny program „Tera Term" w wersji 5.4.0, pracujący jako tzw. wirtualny terminal tekstowy (VT). Zrzut ekranu z przykładowego rezultatu pojedynczej serii pomiarów zaprezentowano na **fotografii 9**.



Fotografia 9. Przykładowe rezultaty pomiarów (z terminala tekstowego)

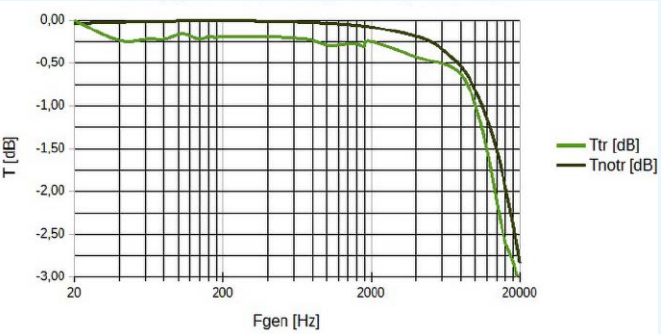
Metodyka i zakres pomiarów

W zastosowanej metodyce pomiarów charakterystyk częstotliwościowych urządzeń m.cz. przyjęto następujące założenia techniczne:

- do testów włączono elektroakustyczne wzmacniacze mocy (różnych klas), korektory audio (czynne i bierne), a także urządzenia łączące obie te funkcje,
- poddawane testom urządzenia (DUT) były mierzone w zamkniętej, półautomatycznej pętli pomiarowej, zorganizowanej wg schematu blokowego z rysunku 69, z wykorzystaniem analogowych peryferiów przedstawionych na rysunkach 76, 77 i 78 i wg algorytmu zarysowanego w rozdziale powyżej,
- lista częstotliwości pomiarowych Fgen[i] została dobrana eksperymentalnie jako kompromis pomiędzy ich łączną liczbą i czasem trwania pojedynczej serii pomiarowej a możliwością zaobserwowania właściwości badanego układu, przede wszystkim na krańcach maksymalnego interesującego pasma przenoszenia, czyli pomiędzy 20 Hz a 20 kHz; w szczególności, jako punkty pomiarowe przyjęto zatem następujący ciąg częstotliwości Fgen[i]: 20, 40, 60, 80, 100, 120, 140, 160, 180, 200, 400, 600, 800, 1000, 1200, 1400, 1600, 1800, 2000, 4000, 6000, 8000, 10000, 12000, 14000, 16000, 18000 oraz 20000 Hz,
- wszystkie badane urządzenia były stereofoniczne i dlatego osobno badano każdy kanał stereo, a w przypadku wzmacniacza z kanałem subwoofera przebadano także ten kanał,
- w przypadku urządzeń wyposażonych w funkcje (opcje) korekcji charakterystyk częstotliwościowych, oprócz ustawień neutralnych sprawdzano także wpływ różnych nastaw dostępnych korektorów – przynajmniej w pozycjach skrajnych,
- w przypadku wzmacniaczy elektroakustycznych poziomy wejściowych sygnałów sterujących były dobierane tak, aby w miarę możliwości uzyskiwać maksymalną moc wyjściową zbliżoną do wartości Pout=5 W (w szczególności, z uwzględnieniem ewentualnego efektu korekcji charakterystyki częstotliwościowej „in plus") i oczywiście bez przesterowania wejścia urządzenia,
- aby charakterystyki częstotliwościowe, zdjęte przy różnych nastawach korektorów pasma, były porównywalne, jako wspólny poziom odniesienia przyjmowano średni poziom wyjściowy napięcia Uout. Był on liczony po wszystkich zmierzonych wartościach Uout dla neutralnych ustawień korektora lub – gdyby nie było to możliwe – dla częstotliwości Fgen=1 kHz,
- poziomy odniesienia były wyznaczane osobno (niezależnie) dla wszystkich mierzonych kanałów,
- rezultaty pomiarów charakterystyk były przeliczane do skali logarytmicznej (decybelowej) i w tejże skali były prezentowane zarówno w tabelach, jak i na wykresach. Dodatkowo, dla lepszej percepcji i dogodniejszej ich interpretacji graficznej, na wykresach także osie częstotliwości były logarytmiczne,
- w przypadku pomiarów wzmacniaczy mocy, na wyjściu wzmacniacza stosowano szerokopasmowy transformator separujący o przekładni napięciowej 1:1; był to zabieg absolutnie niezbędny szczególnie w przypadku wzmacniaczy pracujących w klasie D, dla których żaden z biegunów wyjścia bezwzględnie nie był trwale (galwanicznie) dołączony do masy sygnałowej systemu pomiarowego; wykonanie takiego połączenia na stałe byłoby bowiem co najmniej bardzo poważnym błędem technicznym a być może nawet destrukcyjnym dla systemu pomiarowego; aspekt ten został szerzej omówiony i wyjaśniony w dedykowanym rozdziale z technicznymi dygresjami.

Aby wyeliminować (albo przynajmniej zminimalizować) negatywny wpływ nieidealnych charakterystyk zastosowanych torów pomiarowych na dokładność pomiarów rzeczywistych charakterystyk częstotliwościowych badanych urządzeń (DUT), podjęto decyzję o wprowadzeniu do wyników pomiarów stosownych korekt. W tym celu wykonano wstępne pomiary charakterystyk częstotliwościowych samego systemu pomiarowego w zamkniętej pętli, ale bez DUT w środku – w dwóch wersjach, tzn.: bez transformatora separującego oraz z transformatorem separującym. **Tabela 13** zawiera dane pomiarowe względnych transmitancji samych torów pomiarowych (zilustrowane na **rysunku 83**). Jak nietrudno zauważyć, warto było wykonać te wstępne pomiary i uwzględnić ich rezultaty w formie korekt w pomiarach docelowych, ponieważ różnice względem toru idealnego są dość znaczne – zwłaszcza w górnej części pasma przenoszenia. Dodatkowo sam transformator separujący wprowadza całkiem wyraźne tłumienie dodatkowe w całym uwzględnianym paśmie przenoszenia i – co gorsza – jest ono nieco niejednorodne (krzywa transmitancji dla tego przypadku nie jest gładka).

Tabela 14 zawiera zestawienie wszystkich mierzonych urządzeń, wymienionych w porządku zgodnym z kolejnością wykonywanych pomiarów. Lista urządzeń została uszeregowana zgodnie



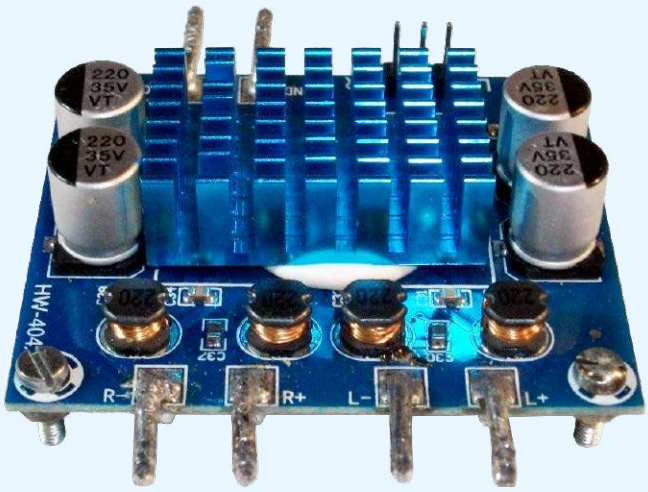
Rysunek 83. Względne transmitancje torów pomiarowych

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

eprasa.pl 8c835b9be4

Tabela 13. Dane pomiarowe względnych transmitancji torów pomiarowych

L.p.	Fgen [Hz]	Ttr [dB]	Tnotr [dB]
1	20	0,00	−0,04
2	40	−0,24	−0,02
3	60	−0,22	−0,01
4	80	−0,22	−0,01
5	100	−0,17	−0,01
6	120	−0,18	0,00
7	140	−0,22	0,00
8	160	−0,20	0,00
9	180	−0,21	0,00
10	200	−0,20	0,00
11	400	−0,20	−0,01
12	600	−0,21	−0,02
13	800	−0,24	−0,03
14	1000	−0,29	−0,03
15	1200	−0,29	−0,04
16	1400	−0,28	−0,05
17	1600	−0,28	−0,06
18	1800	−0,30	−0,07
19	2000	−0,25	−0,08
20	4000	−0,43	−0,19
21	6000	−0,51	−0,34
22	8000	−0,63	−0,54
23	10000	−0,98	−0,81
24	12000	−1,50	−1,14
25	14000	−2,13	−1,52
26	16000	−2,59	−1,95
27	18000	−2,82	−2,37
28	20000	−3,13	−2,84



Fotografia 10. Wzmacniacz stereofoniczny XH-A232

z rosnącym (w ocenie autora) stopniem: złożoności, trudności i pracochłonności realizowanych pomiarów. W tabeli ujęto m.in. skrócone opisy badanych urządzeń, a także zakresy i warunki realizowanych pomiarów. Informacje te zostały odpowiednio rozwinięte i uszczegółowione w kolejnym rozdziale, poświęconym omówieniu rezultatów poszczególnych pomiarów, jakkolwiek sama tabela posłużyła autorowi za swego rodzaju „rozkład jazdy" – zarówno w trakcie realizacji pomiarów, jak i podczas prezentacji ich wyników.

Rezultaty pomiarów

Jako pierwsze testowane urządzenie wybrano pokazany na **fotografii 10** wzmacniacz o oznaczeniu **XH-A232**. Jest to wzmacniacz stereofoniczny (2.0), pracujący w klasie D z wykorzystaniem układu scalonego TPA3110D2. Urządzenie

Tabela 14. Zestawienie mierzonych urządzeń

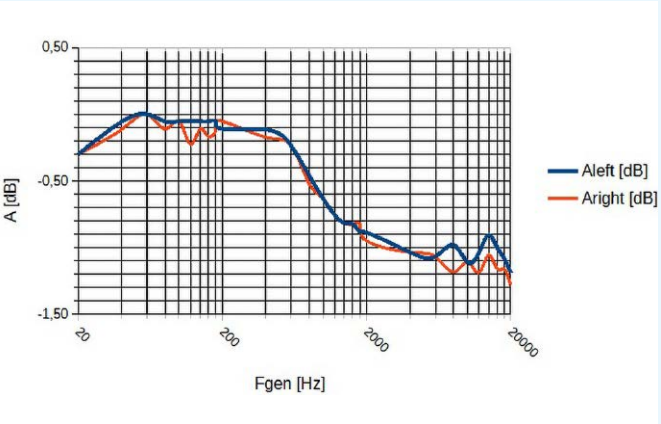
L.p.	Oznaczenie fabryczne	Opis urządzenia (w oparciu o dostępne dane)	Kraj produkcji	Producent lub dostawca	Rok produkcji	Zakres i warunki pomiarów
1	XH-A232	Wzmacniacz stereofoniczny (2.0) klasy D. Moduł w postaci PCB z elementami. Bez przedwzmacniacza regulacyjnego i korektora barwy dźwięku. Maksymalna moc wyjściowa: 2×30 W, napięcie zasilania: 8...26 V DC, impedancja obciążenia: 4...8 Ω, SNR: 100 dB (dane z portali sprzedażowych).	Chiny	Estardyn	2025	Charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w pasmie 20 Hz...20 kHz. Zasilanie 12 V DC, sztuczne obciążenie rezystancyjne Rload=8 Ω, moc wyjściowa RMS Pout=5 W na kanał.
2	XH-M577	Wzmacniacz stereofoniczny (2.0) klasy D. Moduł w postaci PCB z elementami. Zawiera przedwzmacniacz i prosty, dwupunktowy korektor barwy dźwięku (tony niskie i wysokie). Maksymalna moc wyjściowa: 2×80 W, napięcie zasilania: 12...24 VDC, impedancja obciążenia: 4...8 Ω, impedancja wejściowa: 1 kΩ (dane z portali sprzedażowych).	Chiny	EGBO	2025	Charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w pasmie 20 Hz...20 kHz przy różnych (neutralne i dwa skrajne) nastawach wbudowanego korektora barwy dźwięku. Zasilanie 12 V DC, sztuczne obciążenie rezystancyjne Rload=8 Ω, moc wyjściowa RMS Pout=5 W na kanał.
3	ZK-502MT	Wzmacniacz stereofoniczny (2.0) w formie samodzielnego, minimalistycznie zabudowanego urządzenia. Z przedwzmacniaczem i prostym, dwupunktowym korektorem barwy dźwięku (tony niskie i wysokie). Opcja podłączenia sygnału zewnętrznego także przez radiowe złącze BT. Maksymalna moc wyjściowa: 2×50 W, napięcie zasilania: 12...24 V DC, impedancja obciążenia: 4...8 Ω, SNR>90 dB, impedancja wejściowa: 1 kΩ (dane z portali sprzedażowych).	Chiny	ICANING	2025	Charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w pasmie 20 Hz...20 kHz przy różnych (neutralne i dwa skrajne) nastawach wbudowanego korektora barwy dźwięku. Zasilanie 12 V DC, sztuczne obciążenie rezystancyjne Rload=8 Ω, moc wyjściowa RMS Pout=5 W na kanał.
4	ZK-MT21	Wzmacniacz stereofoniczny z dodatkowym wyjściem na subwoofer (2.1) w formie samodzielnego, minimalistycznie zabudowanego urządzenia. Z przedwzmacniaczem i prostym, dwupunktowym korektorem barwy dźwięku (tony niskie i wysokie) dla kanałów stereo oraz osobną regulacją barwy dźwięku i wzmocnienia dla kanału subwoofera. Opcja podłączenia sygnału zewnętrznego także przez radiowe złącze BT. Maksymalna moc wyjściowa: 2×50 W+100 W, napięcie zasilania: 12...24 V DC, impedancja obciążenia: 4...8 Ω, (dane z portali sprzedażowych).	Chiny	VODOOL	2025	Charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w pasmie 20 Hz...20 kHz przy różnych (neutralne i dwa skrajne) nastawach wbudowanego korektora barwy dźwięku. Dodatkowo, charakterystyki częstotliwościowe kanału subwoofera w pasmie 20 Hz...2 kHz. Zasilanie 12 V DC, sztuczne obciążenie rezystancyjne Rload=8 Ω, moc wyjściowa RMS Pout=5W na kanał.

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

eprasa.pl 8c835b9be4

w postaci jednej płytki PCBA stanowi w zasadzie moduł do wykorzystania w bardziej rozbudowanych konstrukcjach. Układ nie ma ani przedwzmacniacza regulacyjnego, ani korektora barwy dźwięku. Deklarowana w ofercie handlowej maksymalna moc wyjściowa to 2×30 W, dopuszczalne napięcie zasilania leży w zakresie 8...26 VDC, akceptowalna impedancja obciążenia (na jeden kanał), to 4...8 Ω. Deklarowany SNR wynosi aż 100 dB. Podane informacje pochodzą z portali sprzedażowych. Badany wzmacniacz został zakupiony w 2025 r. w Chinach na jednym ze znanych portali aukcyjnych (za kwotę znacznie poniżej 10 zł), a do jego wyprodukowania (albo chociaż masowej dystrybucji) „przyznaje się" nieznana bliżej autorowi firma Estardyn.

W ramach przeprowadzonych testów pomierzono charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w paśmie 20 Hz...20 kHz, przy napięciu zasilania wzmacniacza równym 12 VDC i z wykorzystaniem sztucznego obciążenia rezystancyjnego o oporności



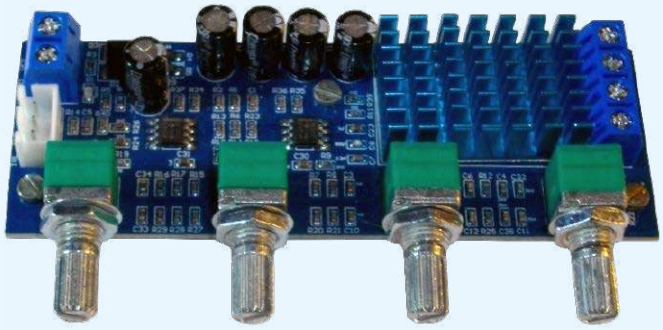
Rysunek 84. Charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo wzmacniacza XH-A232

Tabela 14. Zestawienie mierzonych urządzeń – cd.

L.p.	Oznaczenie fabryczne	Opis urządzenia (w oparciu o dostępne dane)	Kraj produkcji	Producent lub dostawca	Rok produkcji	Zakres i warunki pomiarów
5	XH-M802	Stereofoniczny (2.0) bierny korektor barwy dźwięku. Dwie częstotliwości regulacji barwy dźwięku (tony niskie i tony wysokie). Nie wymaga zasilania.	Chiny	SAMIORE ROBOT	2025	Charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w pasmie 20 Hz...20 kHz przy różnych (neutralne i dwa skrajne) nastawach korektora. Bez zasilania (zbędne) i bez obciążenia na wyjściu układu.
6	XH-A901	Stereofoniczny (2.0) aktywny korektor barwy dźwięku z układami scalonymi NE5532. Dwie częstotliwości regulacji barwy dźwięku (tony niskie i tony wysokie). Zasilanie 12...24 VDC.	Chiny	Million Sunshine	2025	Charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w pasmie 20 Hz...20 kHz przy różnych (neutralne i dwa skrajne) nastawach korektora. Zasilanie 12 V DC, bez obciążenia na wyjściu układu.
7	AK-55	Zintegrowany amplituner (FM) stereofoniczny (2.0) Hi-Fi w formie wolnostojącego urządzenia z analogowymi (mini-jack, RCA) i cyfrowymi (USB, BT) wejściami audio. Posiada przedwzmacniacz i dwupunktowy analogowy korektor barwy dźwięku (tony niskie i wysokie: ±10 dB @ 100 Hz/10 kHz) a także cyfrowe tryby korekcji DSP (tylko dla cyfrowych źródeł sygnału) oraz funkcje karaoke. Maksymalna moc wyjściowa: 2×50 W, napięcie zasilania: 90...240 V AC lub 12 V DC, impedancja obciążenia: 4...16 Ω, pasmo przenoszenia 20 Hz...20 kHz, SNR 95 dB, THD 0,5%, impedancja wejściowa 47 kΩ (dane z dokumentacji produktu).	Chiny	WHOOPKER	2024	Charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w pasmie 20 Hz...20 kHz przy różnych (neutralne i dwa skrajne) nastawach wbudowanego korektora barwy dźwięku. Zasilanie 230 V AC, sztuczne obciążenie rezystancyjne Rload=8 Ω, moc wyjściowa RMS Pout=5 W na kanał.
8	XR-MS3	Zintegrowany mikrosystem stereo (2.0) z odbiornikiem FM, odtwarzaczem CD i magnetofonem kasetowym w formie wolnostojącego urządzenia z analogowym (RCA) wejściem audio (AUX). Posiada przedwzmacniacz regulacyjny i dwupunktowy cyfrowy (DSP) korektor barwy dźwięku (tony niskie „T-BASS" i wysokie „BBE") w dwóch niewykluczających się trybach: kilkustopniowej regulacji i/lub programu tematycznego (ROCK, POP, JAZZ). Czułość wejścia AUX: 500 mV, moc wyjściowa: 2×12 W (przy Rload=6 Ω, Fpom=1 kHz i THD=1% - wg normy DIN 45500), napięcie zasilania: 230 V AC, impedancja obciążenia: ≥6 Ω (dane z dokumentacji produktu).	Japonia	AIWA Co. Ltd.	2003	Charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w pasmie 20 Hz...20 kHz przy różnych poziomach intensywności działania funkcji cyfrowego korektora (DSP): T-BASS i BBE oraz (niezależnie) tematycznych programów korekcji barwy tonu (ROCK, POP, JAZZ). Zasilanie 230 V AC, sztuczne obciążenie rezystancyjne Rload=8 Ω, moc wyjściowa RMS Pout=5 W na kanał.
9	PW-9013	W pełni analogowy, zintegrowany wzmacniacz stereofoniczny (2.0) pracujący w klasie 2×AB. Wolnostojące urządzenie w niskiej obudowie (tzw. „slim") o typowej szerokości tzw. „dużej wieży" (44 cm). Umożliwia dołączenie: gramofonu, tunera, dwóch magnetofonów, posiada także wejście uniwersalne (AUX). Pozwala na dołączenie dwóch zestawów kolumn głośnikowych. Posiada przedwzmacniacz regulacyjny, dwupunktowy korektor barwy dźwięku (tony niskie i wysokie). Pasmo przenoszenia: 30 Hz...30 kHz, SNR≥70 dB, czułość wejścia AUX: 300±30 mV, moc wyjściowa RMS: 2×35 W przy Rload=2×8 Ω, THD≤0,15%, zasilanie sieciowe 220 V AC (230 V AC), zakres regulacji barwy dźwięku dla 100 Hz i 10 kHz → ±13 dB. Filtr dolnoprzepustowy: tłumienie sygnału w pasmie 6...10 kHz → −3 dB, tłumienie sygnału w oktawie 10...20 kHz → −6 dB. Filtr górnoprzepustowy: tłumienie sygnału w pasmie 55...85 Hz → −3 dB, tłumienie sygnału w oktawie 20...40 Hz → −6 dB. Filtr „loudness": f=100 Hz i 10 kHz -> +8 dB. Dane pochodzą z dokumentacji produktu.	Polska	UNITRA FONICA	1987	Charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w pasmie 20 Hz...20 kHz przy różnych: • nastawach wbudowanego korektora barwy dźwięku (neutralne i dwa skrajne ustawienia jednocześnie), • nastawach dedykowanych filtrów dwustanowych (oba filtry wyłączone, włączony tylko filtr dolnoprzepustowy, włączony tylko filtr górnoprzepustowy), • mocach wyjściowych (Pout=1, 2 i 4 W dla częstotliwości referencyjnej 1 kHz) i włączonym filtrze „loudness" (zwanym też „kontur"). Pomiary przy zasilaniu 230 V AC, sztucznym obciążeniu rezystancyjnym Rload=8 Ω i mocy wyjściowej RMS Pout=5 W na kanał (tylko dwa pierwsze przypadki).

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

eprasa.pl 8c835b9be4



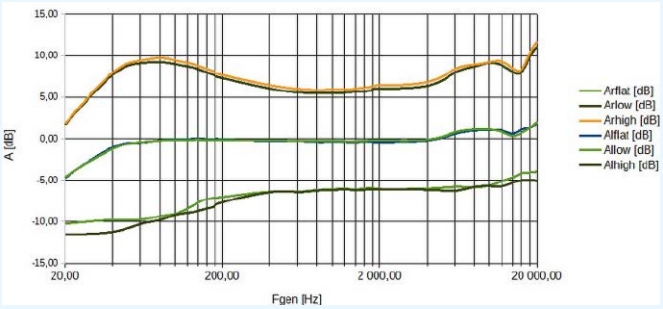
Fotografia 11. Wzmacniacz stereofoniczny z korektorem XH-M577

Rload=8 Ω. Każdorazowo moc wyjściową RMS ustalano na Pout=5 W na kanał przy częstotliwości referencyjnej Fgen=1 kHz.

Dane pomiarowe do charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza XH-A232 zostały zaprezentowane na **rysunku 84**. Wykresy, optycznie dość mocno nieregularne i poszarpane, w rzeczywistości odzwierciedlają całkiem wyrównane, niemalże płaskie charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w całym badanym paśmie częstotliwości 20 Hz...20 kHz. Interpretując przebiegi z rysunku 84 należy bowiem zdecydowanie wziąć pod uwagę to, że cała oś pionowa omawianego wykresu mieści się w skromnym zakresie od –1,50 dB do 0,5 dB, a faktyczna rozpiętość charakterystyk częstotliwościowych obu kanałów stereo omawianego wzmacniacza w całym badanym paśmie jest rzędu jedynie 1 dB! Reasumując, przynajmniej od strony charakterystyk częstotliwościowych, moduł wzmacniacza XH-A232 wydaje się być interesującą propozycją na potrzeby nieco większych konstrukcji amatorskich – zwłaszcza tych eksperymentalnych i/lub niskobudżetowych.

Kolejnym testowanym urządzeniem był zaprezentowany na **fotografii 11** wzmacniacz o oznaczeniu **XH-M577**. W tym przypadku także jest to uniwersalny moduł wzmacniacza stereofonicznego (2.0), pracujący w klasie D z wykorzystaniem układu scalonego TPA3110D2. Jednakże, w odróżnieniu od wcześniej omawianego wzmacniacza, układ ten posiada prosty przedwzmacniacz regulacyjny oraz dwupunktowy korektor barwy dźwięku (tony niskie i wysokie). Podana w ofercie handlowej maksymalna moc wyjściowa urządzenia (chyba jednak nieco wygórowana), to aż 2×80 W, dopuszczalne napięcie zasilania leży w zakresie 12...24 VDC, akceptowalna impedancja obciążenia (na jeden kanał), to 4...8 Ω, a impedancja wejściowa wynosi 1 kΩ. Podane informacje ponownie pochodzą z portali sprzedażowych. Prezentowany tutaj wzmacniacz z korektorem również został zakupiony w 2025 r. w Chinach na jednym z popularnych portali aukcyjnych (za kwotę zbliżoną do 20 zł). Za jego wyprodukowanie (lub przynajmniej dystrybucję) odpowiedzialny jest podmiot pod nazwą EGBO.

Przeprowadzone testy pomiarowe obejmowały charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w paśmie 20 Hz...20 kHz przy trzech różnych (neutralne i dwa skrajne) nastawach wbudowanego korektora barwy dźwięku. Napięcie zasilania



Rysunek 85. Charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo wzmacniacza XH-M577

wzmacniacza ustalono na poziomie 12 VDC. Ponownie wykorzystano sztuczne obciążenie oporowe o rezystancji Rload=8 Ω. Moc wyjściowa RMS za każdym razem była ustawiona na wartość Pout=5 W na pojedynczy kanał dla referencyjnej częstotliwości Fgen=1 kHz.

Dane pomiarowe do charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza z korektorem XH-M577 zilustrowano na **rysunku 85**. Legenda po prawej stronie wykresu wyjaśnia znaczenie każdej z sześciu krzywych. Za wspólnym symbolem A, oznaczającym po prostu tłumienie (ang. attenuation), występuje litera oznaczająca mierzony kanał: prawy – r (ang. right) lub lewy – l (ang. left). Za wyróżnikiem kanału następuje oznaczenie wskazujące nastawy korektora barwy tonu w trakcie poszczególnych pomiarów: „flat" – płaski (neutralny, oba korektory ustawione w pozycjach środkowych), „low" – niski (oba korektory ustawione w skrajnych pozycjach minimalnych) oraz „high" – wysoki (oba korektory ustawione w skrajnych pozycjach maksymalnych). Oczywiście potencjalna ilość możliwych do rozważenia nastaw korektora (zwłaszcza z uwzględnieniem dodatkowych nastaw pośrednich oraz ich rozlicznych kombinacji) mogłaby być zdecydowanie większa. Niestety, w przypadku aż dziewięciu badanych urządzeń takie podejście horrendalnie wydłużyłoby czas realizacji pomiarów, a także dramatycznie zwiększyłoby ilość danych pomiarowych do przetworzenia i prezentacji, jednakże nie wnosząc cennych informacji, przydatnych do sformułowania istotnych wniosków jakościowych. Wracając do interpretacji wykresów z rysunku 85, można pokusić się o sformułowanie następujących wniosków:

- zgodność charakterystyk dla obu kanałów jest bardzo dobra dla nastaw korektora „flat" i „high"; natomiast w przypadku nastawy „low" wartości korekty tłumienia różnią się na krańcach pasma w zakresie nie przekraczającym 2 dB,
- w przypadku nastawy „flat" (bez korekcji) można ocenić 3-decybelowe pasmo przenoszenia samego wzmacniacza (spadek wzmocnienia o –3 dB); od góry pasma zapewne wykracza ono poza próg 20 kHz, natomiast od dołu pasma próg mieści się pomiędzy 20 Hz a 30 Hz, co należy uznać za satysfakcjonujące osiągi,
- w przypadku nastawy „high" maksymalne podbicie charakterystyki w dolnej części pasma jest zbliżone do +10 dB przy częstotliwości około 80 Hz; natomiast podbicie charakterystyki w górnej części pasma oscyluje wokół wartości +10 dB i nie ma monotonicznego charakteru (zafalowania rzędu ±2 dB), co zasadniczo nie powinno mieć miejsca; dodatkowo, ustawienie obu korektorów barwy dźwięku (niskie/wysokie) na maximum przełożyło się także na podbicie charakterystyk częstotliwościowych obu kanałów w środku pasma przenoszenia na poziomie ponad +5 dB, co należy niewątpliwie uznać za negatywny skutek niedoskonałości zastosowanego korektora barwy dźwięku,
- dla nastawy „low" uzyskane tłumienie dla tonów niskich jest na poziomie około –10 dB, ale dla tonów wysokich już tylko –5 dB; dodatkowo (i paradoksalnie) wystąpiło zaskakująco silne tłumienie pasożytnicze w środku pasma przenoszenia – na poziomie aż –6 dB, czyli silniejsze niż dla tonów wysokich.

Reasumując, od strony charakterystyk częstotliwościowych samego wzmacniacza mocy (bez korektora) moduł XH-M577 nie budzi większych zastrzeżeń, jednak zachowanie korektora barwy dźwięku momentami co najmniej zaskakuje. Tak więc ten niedrogi układ wydaje się być interesującą propozycją na potrzeby stosunkowo szybkiej budowy niskobudżetowych konstrukcji wzmacniaczy amatorskich, jednak o dość przeciętnych możliwościach kształtowania brzmienia.

Następnym testowanym urządzeniem był pokazany na **fotografii 12** wzmacniacz o oznaczeniu **ZK-502MT**. Ponownie jest

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

eprasa.pl 8c835b9be4

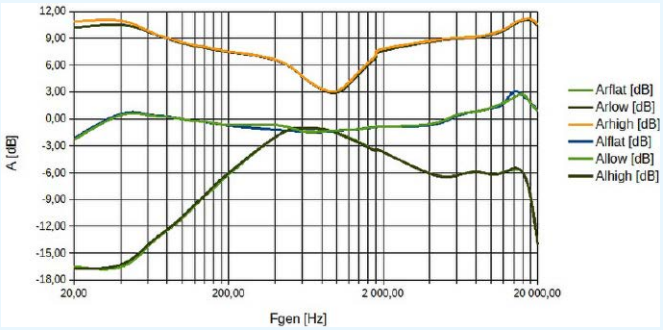
Fotografia 12. Wzmacniacz stereofoniczny z korektorem ZK-502MT

to wzmacniacz stereofoniczny (2.0) pracujący w klasie D z wykorzystaniem układu scalonego TPA3110D2. Urządzenie posiada formę samodzielnego, minimalistycznie zabudowanego urządzenia z przedwzmacniaczem regulacyjnym oraz prostym, dwupunktowym korektorem barwy dźwięku (tony niskie i wysokie). Wzmacniacz ten ma opcję podłączenia sygnału zewnętrznego także przez Bluetooth, które jednak nie było wykorzystywane w trakcie przedmiotowych pomiarów. Podana w ofercie handlowej maksymalna moc wyjściowa urządzenia, to 2×50 W, dopuszczalne napięcie zasilania leży w zakresie 12...24 VDC, akceptowalna impedancja obciążenia (na jeden kanał), to 4...8 Ω, deklarowany SNR>90 dB, a impedancja wejściowa wynosi 1 kΩ (dane z portali sprzedażowych). Produkt zakupiono w 2025 r. w Chinach na jednym ze znanych portali aukcyjnych za około 30 zł. Za jego produkcję (lub chociaż dystrybucję) odpowiedzialny jest podmiot pod nazwą ICANING.

Wykonane pomiary obejmowały charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w paśmie 20 Hz...20 kHz przy trzech różnych (neutralne i dwa skrajne) nastawach wbudowanego korektora barwy dźwięku. Napięcie zasilania wzmacniacza przyjęto na poziomie 12 VDC i ponownie wykorzystano sztuczne obciążenie oporowe o rezystancji Rload=8 Ω. Moc wyjściowa RMS każdorazowo była ustawiona na wartość Pout=5 W na pojedynczy kanał dla częstotliwości referencyjnej Fgen=1 kHz.

Rezultaty pomiarów charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza z korektorem ZK-502MT zobrazowano na **rysunku 86**. Interpretując te wykresy można sformułować poniższe wnioski:

- zgodność wszystkich charakterystyk pomiędzy oboma kanałami jest całkiem dobra, a drobne różnice wartości tłumienia nie przekraczają 1 dB,
- w przypadku nastawy „flat" (bez korekcji) widać wyraźnie lekkie podbicie charakterystyki częstotliwościowej na krańcach pasma przenoszenia, które nawet wykracza poza zakres częstotliwości 20 Hz...20 kHz,
- w przypadku nastawy „high" maksymalne podbicie charakterystyki na krańcach pasma przenoszenia przekracza nieco +10 dB; dodatkowo nastawienie obu korektorów barwy dźwięku na maximum spowodowało także podbicie charakterystyk częstotliwościowych obu kanałów w środku pasma o ≥3 dB, co zasadniczo należy uznać za niepożądany efekt,
- dla nastawy „low" nie widać co prawda wpływu korekt tonów niskich i wysokich na środek pasma, ale za to wystąpił znaczny „rozstrzał" pomiędzy siłą korekty dla tonów niskich i tonów wysokich; w szczególności, skrajne tłumienie dla tonów niskich sięga poniżej –16 dB, ale dla tonów wysokich jest już tylko rzędu –6 dB aż do częstotliwości około 16 kHz; dodatkowo powyżej tej częstotliwości występuje nieoczekiwany, lawinowy skok tłumienia aż do wartości około –14 dB na krańcu badanego pasma przenoszenia.



Rysunek 86. Charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo wzmacniacza ZK-502MT

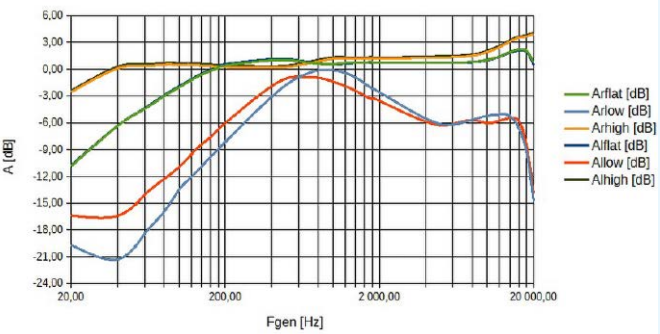
Podsumowując, od strony charakterystyk częstotliwościowych samego wzmacniacza mocy (bez wpływu korektora barwy dźwięku) moduł ZK-502MT zachowuje się w miarę akceptowalnie, jednak wpływ korektora przy nastawach z grupy „low" wydaje się być nieco niespójny – wręcz dziwny. Zatem przetestowane tanie urządzenie, choć kompaktowe i zapewne wygodne w wielu niezbyt wymagających jakościowo zastosowaniach, to niewątpliwie jest odległe od oczekiwań bardziej wymagających użytkowników.

Kolejnym badanym urządzeniem był pokazany na **fotografii 13** wzmacniacz o oznaczeniu **ZK-MT21**. Jest to wzmacniacz stereofoniczny z dodatkowym kanałem subwoofera (2.1), wykonany w formie samodzielnego, minimalistycznie zabudowanego urządzenia, pracujący w klasie D z zastosowaniem układu scalonego TPA3110D2. W urządzenie wbudowano przedwzmacniacz regulacyjny, prosty dwupunktowy korektor barwy dźwięku (tony niskie i wysokie) dla kanałów stereo oraz osobną regulację barwy dźwięku i wzmocnienia dla kanału subwoofera. Podana w ofercie handlowej maksymalna moc wyjściowa urządzenia, to 2×50 W+100 W, dopuszczalne napięcie zasilania leży w zakresie 12...24 VDC, a akceptowalna impedancja obciążenia (na jeden kanał), to 4...8 Ω (dane z portali sprzedażowych). Produkt zakupiono w 2025 r. w Chinach na jednym z popularnych portali aukcyjnych za kwotę zbliżoną do 50 zł. Za jego produkcję (lub przynajmniej dystrybucję) odpowiedzialny jest podmiot pod nazwą VODOOL.

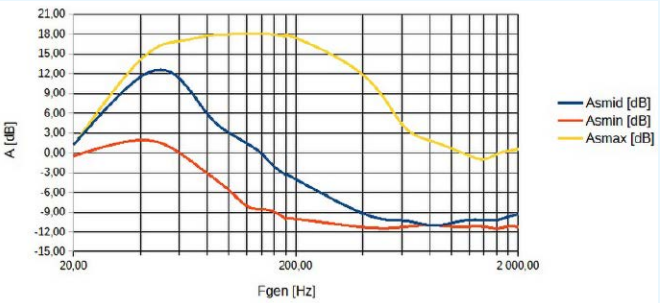
Fotografia 13. Wzmacniacz stereofoniczny z kanałem subwoofera i korektorem ZK-MT21

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

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 87. Charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo wzmacniacza ZK-MT21



Rysunek 88. Charakterystyki częstotliwościowe kanału subwoofera wzmacniacza ZK-MT21

Wykonane pomiary obejmowały charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w paśmie 20 Hz...20 kHz przy trzech różnych (neutralne i dwa skrajne) nastawach wbudowanego korektora barwy dźwięku. Oczywiście, osobno zbadano też charakterystyki częstotliwościowe kanału subwoofera – tym razem jednak w węższym paśmie 20 Hz...2 kHz. Badania te przeprowadzono również dla trzech różnych nastaw (środkowe i dwa skrajne) wbudowanego regulatora pasma kanału subwoofera. Napięcie zasilania wzmacniacza przyjęto na poziomie 12 VDC i ponownie wykorzystano sztuczne obciążenie oporowe o rezystancji Rload=8 Ω. Moc wyjściowa RMS każdorazowo była ustawiona na wartość Pout=5 W na pojedynczy kanał stereo dla częstotliwości referencyjnej Fgen=1 kHz, a także kanał subwoofera dla częstotliwości referencyjnej Fgen=140 Hz.

Rezultaty pomiarów charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza z korektorem ZK-MT21 dla kanałów stereo zobrazowano na **rysunku 87**, a dla kanału subwoofera – na **rysunku 88**. W przypadku kanałów stereo (rysunek 87) oznaczenia i legenda zostały zdefiniowane identycznie, jak w przypadku wcześniej omawianych wzmacniaczy z korektorami. Natomiast w przypadku kanału subwoofera (rysunek 88) oznaczenia prezentowanych wielkości (Asmin, Asmid i Asmax) reprezentowały jego charakterystyki dla nastaw regulatora pasma kanału subwoofera odpowiednio: minimalnej, środkowej i maksymalnej. Podczas interpretacji wykresów z rysunków 87 i 88 nasuwają się poniższe wnioski:

- zgodność charakterystyk częstotliwościowych pomiędzy kanałami stereo jest całkiem dobra dla nastawy środkowej (umownie nazwanej tu także „flat") i maksymalnej („high"), jednak dla nastaw „low" różnice wartości tłumień są dość znaczne – w środku, a zwłaszcza w dolnej części pasma przenoszenia, gdzie sięgają nawet 5 dB,
- obserwując przebiegi krzywych na wykresie z rysunku 87 trudno oprzeć się silnemu wrażeniu, że dopiero przy maksymalnych nastawach pokręteł korektora barwy dźwięku (krzywe „high") charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo badanego urządzenia stają się w miarę płaskie, a o żadnym istotnym podbiciu w żadnej części pasma nie może być mowy,

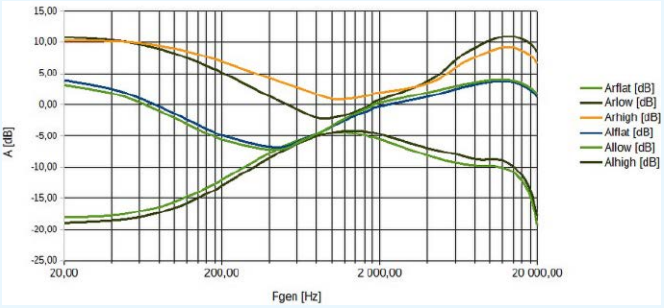
Fotografia 14. Korektor bierny XH-M802

- nastawa „flat" z definicji powoduje stłumienie niższych częstotliwości, co jednak w przypadku tego typu wzmacniacza (2.1) można próbować wytłumaczyć intencjonalnym przesunięciem odwzorowania niskich częstotliwości do kanału subwoofera, jakkolwiek trudno jest racjonalnie wyjaśnić całkowity brak możliwości uwypuklenia wyższych częstotliwości (nastawa „high"),
- nie do końca zrozumiały jest sposób kształtowania szerokości pasma subwoofera (dla niższych częstotliwości); przesunięcie nastawy odpowiedniego korektora w kierunku maksimum powoduje bowiem nie tylko rozszerzenie pasma w kierunku wyższych częstotliwości, ale także znaczny, bo maksymalnie aż o +18 dB przyrost wartości transmitancji tego kanału właśnie w zakresie wyższych tonów.

W tym miejscu warto dodać, że autor artykułu przez pewien czas eksploatował opisywany wzmacniacz 2.1 w trybie zwykłego wzmacniacza stereofonicznego 2.0 i odniesione wrażenia odsłuchowe były wysoce niesatysfakcjonujące. Jakkolwiek stwierdzone pomiarowo i wykazane w powyższym wnioskowaniu własności wzmacniacza 2.1 typu ZK-MT21 nie przekreślają zastosowania tego urządzenia jako niskobudżetowego wzmacniacza prostego kina domowego.

W następnej kolejności przetestowano przedstawiony na **fotografii 14** bardzo prosty, stereofoniczny (2.0), pasywny korektor barwy dźwięku o oznaczeniu **XH-M802**. Urządzenie umożliwia wstępną regulację poziomu sygnału i dwupunktową korekcję brzmienia (tony niskie i tony wysokie). Jako urządzenie bierne nie wymaga zasilania i ma postać obsadzonej płytki drukowanej bez jakiejkolwiek obudowy. Produkt zakupiono w 2025 r. w Chinach na jednym z popularnych portali aukcyjnych za kwotę zbliżoną do 15 zł, a za jego produkcję (lub chociaż dystrybucję) odpowiedzialny jest podmiot o nazwie SAMIORE ROBOT.

Przeprowadzone pomiary obejmowały charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w paśmie 20 Hz...20 kHz przy trzech różnych (neutralne i dwa skrajne)



Rysunek 89. Charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo korektora XH-M802

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

eprasa.pl 8c835b9be4

nastawach wbudowanego korektora barwy dźwięku. Oczywiście, obciążenie rezystancyjne mocy na wyjściu układu nie miało w tym przypadku zastosowania.

Wyniki pomiarów charakterystyk częstotliwościowych kanałów stereo korektora XH-M802 zobrazowano na **rysunku 89**. Oznaczenia i legenda zostały zdefiniowane analogicznie, jak w przypadku kanałów stereo omawianych wcześniej wzmacniaczy z korektorami barwy dźwięku. Analiza i interpretacja wykresów zebranych charakterystyk częstotliwościowych prowadzi do następujących konkluzji:

- zgodność charakterystyk częstotliwościowych pomiędzy kanałami stereo jest dość przeciętna i budzi szczególne zastrzeżenia dla nastaw maksymalnych („high"), dla których rozbieżności są rzędu 2 dB w górnej części pasma i aż około 4 dB w środkowej części pasma,
- dla nastawy „flat" (teoretycznie neutralnej) występuje bardzo wyraźne podbicie charakterystyk częstotliwościowych obu kanałów dla tonów niskich i wysokich, a różnica poziomów względem okolic środka pasma przenoszenia (tutaj: około 500 Hz) jest rzędu aż około 13 dB,
- nastawy „high", szczególnie w odniesieniu do nastaw „flat", nie tyle powodują jakieś szczególne podbicie tonów niskich i wysokich, co raczej przesunięcie całych charakterystyk „w górę" o średnio około 6 dB oraz minimum w środku pasma od około 500 Hz do około 1 kHz,
- wybór nastawy „low", w odniesieniu do częstotliwości środkowych, skutkuje tłumieniem niskich częstotliwości aż o około –15 dB i tylko o około –5 dB dla większości górnej części pasma przenoszenia, przy czym im bliżej skrajnej częstotliwości 20 kHz, tym bardziej stromo (wręcz lawinowo) opadają charakterystyki przenoszenia obu kanałów.

Omówiony powyżej, bardzo prosty korektor bierny nie był nigdy testowany odsłuchowo przez autora (z całym szacunkiem dla konstruktorów i producenta płytki) ale, eufemistycznie rzecz biorąc, bez większego żalu. Trudno w tym miejscu pisać o jakimkolwiek użytkowym zastosowaniu tego układu. Może jedynie na potrzeby sprawdzenia „na szybko" i bez zasilania tego, czy podłączony do wyjścia korektora dalszy układ (np. wzmacniacz m.cz.) reaguje w jakikolwiek sposób na zmianę charakterystyki widmowej podawanego sygnału sterującego.

Jako szósty z kolei testowany był pokazany na **fotografii 15**, prosty, stereofoniczny (2.0) korektor aktywny barwy dźwięku z układami scalonymi NE5532 o oznaczeniu **XH-A901**. Urządzenie umożliwia wstępną regulację poziomu sygnału i trzypunktową korekcję brzmienia (tony niskie, średnie i wysokie). Wymaga zasilania 12...24 VDC i jest oferowany jako PCB z elementami bez żadnej obudowy. Produkt został kupiony w 2025 r. w Chinach za około 20 zł, a za jego produkcję (albo przynajmniej dystrybucję) odpowiedzialny jest podmiot o dość nostalgicznej nazwie Million Sunshine.

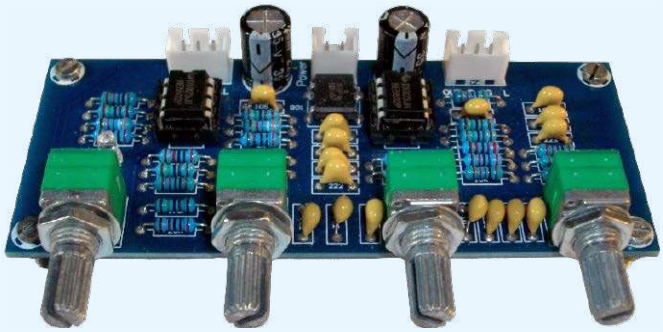
Wykonane pomiary obejmowały charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo w paśmie 20 Hz...20 kHz przy trzech różnych nastawach korektora (neutralne oraz dwie przeciwstawne). Ponownie obciążenie rezystancyjne mocy na wyjściu układu nie miało w tym przypadku zastosowania. Aby uzyskać jak najwięcej informacji o właściwościach korekcyjnych przyrządu przy minimalnej ilości przeprowadzonych pomiarów, przyjęto jako skrajne nastawy następujące warianty:

- „lhl" („low-high-low") – niskie tony na minimum, średnie tony na maksimum, wysokie tony na minimum,
- „hlh" („high-low-high") – niskie tony na maksimum, średnie tony na minimum, wysokie tony na maksimum.

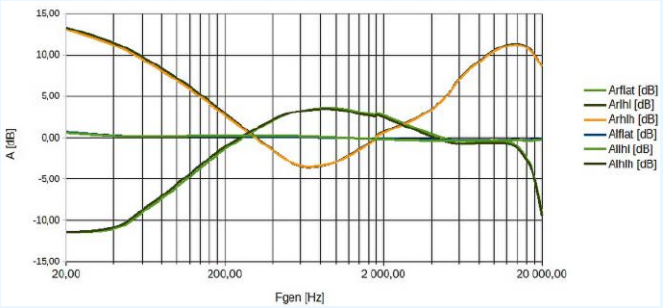
Wyniki pomiarów charakterystyk częstotliwościowych kanałów stereo korektora XH-A901 pokazano na **rysunku 90**. Oznaczenia i legenda zostały zdefiniowane z wykorzystaniem podanych powyżej symboli nastaw i z rozróżnieniem kanałów stereo. Po przeanalizowaniu wykresów zebranych charakterystyk częstotliwościowych wysnuto następujące wnioski:

- zgodność charakterystyk częstotliwościowych pomiędzy kanałami stereo nie budzi najmniejszych zastrzeżeń; zapewne jest to zasługa zastosowanych elementów biernych o bardzo niskiej tolerancji; w przypadku rezystorów widać to dobrze na fotografii 15,
- płaskość charakterystyk częstotliwościowych obu kanałów stereo dla nastawy „flat" (teoretycznie neutralnej) także nie budzi zastrzeżeń (minimalne podbicie, nie przekraczające +1 dB na dolnym krańcu badanego pasma przenoszenia, praktycznie nie jest nawet możliwe do wychwycenia odsłuchowo),
- nastawa „hlh" powoduje podbicie charakterystyki częstotliwościowej nawet o +13 dB na dolnym krańcu badanego pasma i o ponad +11 dB na jego górnym krańcu; natomiast oczekiwany spadek charakterystyki przenoszenia w środku badanego pasma (częstotliwość około 700 Hz) wynosi jedynie niecałe –4 dB, czyli znacznie słabiej, niż oczekiwano; jest to zapewne konsekwencja nakładania się wpływów sąsiednich, maksymalnych podbić w zakresie niskich oraz wysokich tonów,
- nastawa „lhl" powoduje spadki wzmocnienia na poziomach zbliżonych do –10 dB, ale dopiero na samych krańcach badanego pasma przenoszenia 20 Hz...20 kHz, natomiast spodziewane podbicie charakterystyk częstotliwościowych obu kanałów stereo w środku pasma przenoszenia (w tym przypadku około 900 Hz) jest na skromnym poziomie nieco poniżej +4 dB; w tym przypadku, analogicznie jak przy nastawie „hlh", można dopatrywać się wpływu nakładania się sąsiednich maksymalnych stłumień w zakresie niskich oraz wysokich tonów. Dość mało satysfakcjonujący jest praktycznie płaski (na poziomie około 0 dB) przebieg tej charakterystyki w przedziale 6 kHz...12 kHz, oznaczający praktycznie brak oczekiwanego stłumienia tonów wysokich, choćby w najmniejszym stopniu.

Jak widać, przeanalizowany powyżej, stosunkowo prosty korektor aktywny, chociaż wykazuje także pewne stosunkowo drobne niedociągnięcia, to jednak wydaje się oferować najbardziej



Fotografia 15. Korektor aktywny XH-A901

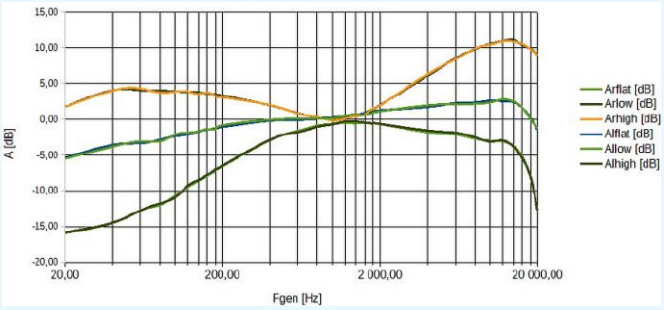


Rysunek 90. Charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo korektora XH-A901

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

eprasa.pl 8c835b9be4

Fotografia 16. Amplituner stereofoniczny AK-55



Rysunek 91. Charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo amplitunera AK-55

rzetelne własności korekcyjne spośród wszystkich badanych i dyskutowanych do tego miejsca urządzeń, będących w stanie wpływać na kształt widma przetwarzanych sygnałów akustycznych. Tak więc, przynajmniej w subiektywnej ocenie autora tej publikacji, wydaje się on być ciekawą propozycją modułu korektora, przeznaczonego do zastosowania w urządzeniach elektroakustycznych nawet „ze średniej półki".

Siódmym przetestowanym urządzeniem był pokazany na **fotografii 16** zintegrowany, stereofoniczny (2.0) amplituner klasy HiFi z odbiornikiem FM, skonstruowany w formie wolnostojącego urządzenia desktopowego, którego sercem jest układ scalony TPA3116D2 (wzmacniacz stereofoniczny klasy D). Urządzenie zostało wyposażone m.in. w wejścia audio: analogowe (mini-jack, RCA) oraz cyfrowe (USB, Bluetooth, optyczne, koncentryczne). Omawiany amplituner posiada przedwzmacniacz i dwupunktowy, analogowy korektor barwy dźwięku (tony niskie i wysokie: ±10 dB przy 100 Hz oraz 10 kHz), a także cyfrowe, predefiniowane tryby korekcji DSP (niestety dostępne tylko dla cyfrowych źródeł sygnału). Ma też całkiem zaawansowane funkcje karaoke, które jednak znalazły się poza obszarem zainteresowania w ramach przedmiotowych testów. Maksymalna moc wyjściowa urządzenia: 2×50 W, możliwe napięcia zasilania: 90...240 VAC lub 12 VDC, dopuszczalne impedancje obciążenia: 4...16 Ω, pasmo przenoszenia: 20 Hz...20 kHz, SNR na poziomie 95 dB, THD poniżej 0,5%, impedancja wejściowa 47 kΩ. Podane parametry pochodzą z dokumentacji technicznej amplitunera. Produkt ponownie zakupiono w 2024 r. Chinach (i również na jednym z popularnych portali aukcyjnych) za kwotę zbliżoną do 150 zł, a jego producentem jest – cokolwiek znana już na świecie – firma WOOPKER.

Wykonane pomiary obejmowały charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo (osobno) w paśmie 20 Hz...20 kHz, przy różnych (neutralne „flat" i dwa skrajne: „low" oraz „high") nastawach wbudowanego korektora barwy dźwięku. Wykorzystano tryb zasilania napięciem sieciowym 230 VAC i sztuczne obciążenie rezystancyjne Rload=8 Ω, a moc wyjściowa RMS była każdorazowo ustalana na około Pout=5 W na kanał.

Wyniki pomiarów charakterystyk kanałów stereo amplitunera AK-55 można zobaczyć na **rysunku 91**. Oznaczenia i legenda zostały zdefiniowane z wykorzystaniem podanych powyżej symboli nastaw i z rozróżnieniem kanałów stereo. Analiza wykresów zebranych charakterystyk częstotliwościowych zaprowadziła do poniższych wniosków:

- zgodność charakterystyk częstotliwościowych pomiędzy kanałami stereo nie budzi zastrzeżeń (ledwo zauważalne różnice), co świadczy o tym, że omawiana konstrukcja została dobrze przemyślana i starannie zaimplementowana,
- charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo dla nastawy „flat" (teoretycznie neutralnej) w rzeczywistości zbyt płaskie nie są (istotne podbicie dla wyższych częstotliwości z ekstremum w okolicach 12 kHz); dodatkowo widać dość wyraźny, monotoniczny spadek poziomu przenoszenia w kierunku niższych częstotliwości, a dolna częstotliwość graniczna –3 dB (względem poziomu 0 dB dla częstotliwości referencyjnej 1 kHz) wynosi aż około 60 Hz – czyli znacznie przekracza deklaracje producenta (20 Hz),
- nastawa „high" daje podbicie około +11 dB dla częstotliwości bliskich 14 kHz (producent deklarował +10 dB dla 10 kHz) oraz podbicie nieco ponad +4 dB dla częstotliwości bliskich 50 Hz (producent deklarował +10 dB dla 100 Hz); szczególnie w drugim z tych przypadków rzeczywistość istotnie rozminęła się z deklaracjami producenta, co w przypadku sprzętu definiowanego jako „klasa HiFi" raczej jednak nie powinno mieć miejsca,
- w przypadku nastawy „low" spadek charakterystyki przenoszenia dla częstotliwości 100 Hz jest faktycznie bliski deklarowanym –10 dB, jednak dalej mocno spada w kierunku dolnej granicy rozpatrywanego pasma częstotliwości i wynosi około –16 dB dla częstotliwości 20 Hz (chyba jednak trochę zbyt ostro); z kolei dla wyższych częstotliwości wprowadzane tłumienie jest nieco zbyt łagodne (tylko około –3 dB dla częstotliwości 10 kHz), a dość zaskakująco stromy spadek następuje dopiero powyżej częstotliwości 14 kHz i sięga poniżej –12 dB dla częstotliwości 20 kHz.

Wielomiesięczna eksploatacja omawianego amplitunera potwierdza powyższe analizy pomiarów charakterystyk częstotliwościowych. Niższe częstotliwości są faktycznie wyraźnie słabiej (czytaj: jednak nieco za słabo) odwzorowywane i trudno niestety jest zakwalifikować to urządzenie do klasy Hi-Fi. Być może tajemnica tego zjawiska jest ukryta w zbyt budżetowo (lub po prostu nieoptymalnie) zaprojektowanych filtrująco-sprzęgających obwodach LC na wyjściach wbudowanego, scalonego wzmacniacza mocy klasy D. Jakkolwiek na osłodę użytkownik otrzymuje produkt całkiem estetycznie i starannie wykonany, o rozlicznych przydatnych funkcjonalnościach, mimo wszystko jednak dość przyjemnym brzmieniu i w dodatku dostępny za niezwykle przystępną cenę.

Kolejnym badanym urządzeniem był pokazany na **fotografii 17**, zintegrowany mikrosystem stereo (2.0) o oznaczeniu **XR-MS3**. Jest to amplituner z wbudowanym odbiornikiem FM, odtwarzaczem CD i magnetofonem kasetowym w formie wolnostojącego urządzenia. Urządzenie posiada wykorzystywane w trakcie testów pomiarowych, analogowe wejście audio (AUX) na złączu RCA. Mikrowieża oferuje funkcje: przedwzmacniacza regulacyjnego, dwupunktowego, cyfrowego (DSP) korektora barwy dźwięku (tony niskie T-BASS i wysokie BBE) w dwóch niewykluczających się trybach: kilkustopniowej regulacji i/lub programu tematycznego (ROCK, POP, JAZZ). Czułość użytego w pomiarach wejścia AUX to 500 mV. Deklarowana moc wyjściowa wzmacniacza m.cz. (przy zachowaniu przyzwoitych parametrów jakościowych) to 2×12 W przy Rload=6 Ω, Fpom=1 kHz i THD=1% – wg normy DIN 45500.

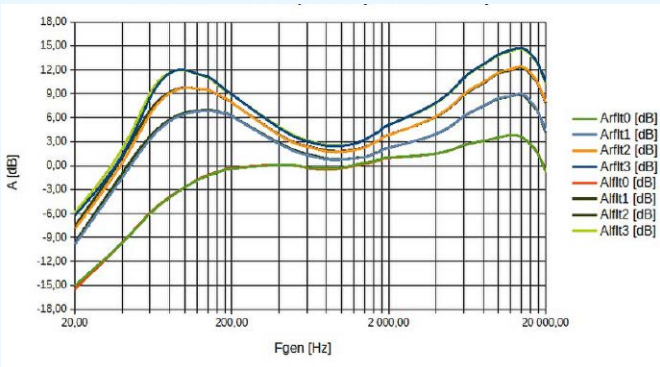
Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie
https://ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl 8c835b9be4

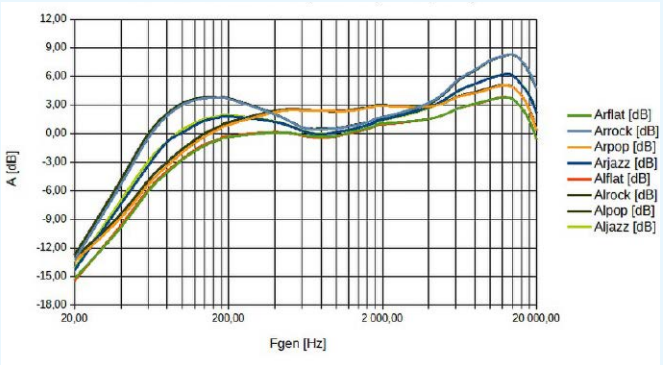
Fotografia 17. Mikrosystem stereo XR-MS3

Urządzenie wymaga zasilania 230 VAC, a impedancja obciążenia nie powinna być niższa niż 6 Ω. Dane techniczne pochodzą z dokumentacji produktu, który został zakupiony w Polsce w 2003 r., w jednym z najpopularniejszych dziś elektromarketów. Jego producentem jest dobrze znana od lat na rynku zaawansowanych urządzeń RTV, japońska firma AIWA Co. Ltd.

Wykonane pomiary obejmowały charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo wbudowanego wzmacniacza audio w paśmie 20 Hz...20 kHz przy różnych poziomach intensywności działania funkcji cyfrowego korektora (DSP) z funkcjami T-BASS i BBE oraz (niezależnie) tematycznych programów korekcji barwy tonu: ROCK, POP, JAZZ. W trakcie przeprowadzonych testów urządzenie zasilano z sieci 230 VAC (brak innej opcji). Do obciążenia wyjść wzmacniacza ponownie użyto sztucznego obciążenia rezystancyjnego o Rload=8 Ω, przy nastawianych mocach wyjściowych RMS w okolicach Pout=5 W na kanał.



Rysunek 92. Charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo amplitunera XR-MS3 (korektory T-BASS i BBE)



Rysunek 93. Charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo amplitunera XR-MS3 (korektory tematyczne)

Rezultaty pomiarów charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza w mikrosystemie XR-MS3 (oba kanały stereo) dla aplikacji korekcji T-BASS i BBE zobrazowano na rysunku 92 a dla aplikacji korekcji tematycznych – na rysunku 93. W przypadku korekcji T-BASS i BBE (**rysunek 92**) przyjęto następujące oznaczenia „składane": A – tłumienie względne, l/r – wyróżnik mierzonego kanału, flt0...flt3 – wyróżnik nastawy konkretnych korekcji. Wyróżnik flt0 oznaczał brak jakichkolwiek korekcji, natomiast wyróżniki flt1...flt3 symbolizowały, że podczas pomiarów załączone były (jednocześnie i łącznie) kolejne stopnie korekcji T-BASS i BBE. Z kolei w przypadku korekcji tematycznych (**rysunek 93**) użyto „składanych" oznaczeń: A – tłumienie względne, l/r – wyróżnik mierzonego kanału, flat/rock/pop/jazz – wyróżnik nastawy konkretnej korekcji tematycznej. Wyróżnik flat oznaczał brak jakichkolwiek korekcji, natomiast wyróżniki rock/pop/jazz symbolizowały nastawy korekcji tematycznych o tych samych nazwach. Interpretując wykresy z rysunków 92 i 93 można było pokusić się o wnioski jak poniżej:

- zgodność charakterystyk częstotliwościowych pomiędzy kanałami stereo w przypadku obu serii testów jest znakomita, a trudne do oceny organoleptycznej, bardzo drobne różnice zapewne wynikają wyłącznie z niedoskonałości samych pomiarów (minimalne szumy); taka bardzo dobra zgodność par krzywych, reprezentujących oba kanały stereo, wynika zapewne z cyfrowej implementacji (DSP) zastosowanych przez producenta urządzenia metod korekcji widma przetwarzanych sygnałów audio,
- nastawy korekt nazwane flt0 albo flat (z definicji „zerowe" czy neutralne) w przypadku obu serii testów dawały oczywiście identyczne rezultaty; na ich podstawie można stwierdzić, że badany mikrosystem jest nieco „upośledzony" w zakresie niższych częstotliwości, bowiem dolna granica 3-decybelowego pasma przenoszenia (–3 dB względem poziomu referencyjnego, np. dla częstotliwości 1 kHz) wynosi aż Fd=100 Hz (względnie dużo); na usprawiedliwienie konstruktorów mikrosystemu może działać to, że załączone w zestawie niewielkie kolumny głośnikowe zapewne i tak nie byłyby w stanie skutecznie i wiernie odtworzyć jeszcze niższych częstotliwości; natomiast w zakresie tonów wysokich można zaobserwować nawet pewne ponadnormatywne i wręcz zaskakujące podbicie charakterystyki częstotliwościowej: niecałe +4 dB w maksimum dla częstotliwości 12 kHz,
- załączanie kolejnych nastaw flt1...flt3 powodowało coraz silniejsze, równoległe i niezależne działanie systemów T-BASS oraz BBE; maksimum efektu wzmocnienia systemu T-BASS leżało pomiędzy 80 Hz a 160 Hz, a osiągane przyrosty transmitancji względnej wynosiły kolejno około: +9 dB, +12 dB i +15 dB; natomiast maksimum efektu wzmocnienia systemu BBE leżało pomiędzy 12 kHz a 14 kHz, przy osiąganych przyrostach transmitancji względnej równych kolejno około: +6 dB, +9 dB i +12 dB; można zatem uznać, że niedoskonałości badanego wzmacniacza w zakresie niższych tonów daje się z łatwością skorygować właściwymi nastawami korektora; dodatkowo, godne podkreślenia jest to, że nawet nastawienie maksymalnych pozycji korektora dla niskich i wysokich tonów (odpowiednio: +15 dB i +12 dB) powoduje tylko nieznaczne podbicie analizowanych charakterystyk częstotliwościowych w środkowej części pasma (okolice 800 Hz...1 kHz), bo maksymalnie o zaledwie +3 dB, co należy uznać za całkiem satysfakcjonujący efekt,
- ciekawą, tzw. szybką alternatywą dla stosowania kombinacji niezależnych nastaw przedyskutowanych powyżej funkcji T-BASS oraz BBE mogą być tzw. korektory tematyczne (ROCK, POP oraz JAZZ); nie oferują one co prawda aż tak bardzo agresywnych korekcji widma, jakie są możliwe w przypadku

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

eprasa.pl 8c835b9be4

Fotografia 18. Zintegrowany wzmacniacz PW-9013

aktywowania funkcji T-BASS i BBE, jednak nic nie stoi na przeszkodzie, by równolegle z wybranym korektorem tematycznym zastosować dodatkowo którąś z w/w funkcji korekcji pasmowych (chociażby w „delikatnym" wydaniu), co daje już naprawdę spore możliwości kształtowania brzmienia odsłuchiwanych treści dźwiękowych,

- może niepokoić fakt, że producent urządzenia całkowicie zapomniał o możliwościach wprowadzenia dodatkowego tłumienia w zakresach niskich i wysokich częstotliwości; jakkolwiek sprzęt tej popularnej klasy zwykle wykorzystywany jest do odtwarzania muzyki rozrywkowej, dla której w ogromnej większości przypadków pożądane jest raczej wzmocnienie tonów niskich i/lub wysokich, niż ich redukcja (w taki też sposób omawiany sprzęt był eksploatowany wiele lat przez autora tego artykułu).

Reasumując, badany wzmacniacz w dość już leciwym mikrosystemie stereo AIWA XR-MS3, z definicji przeznaczony do wykorzystywania w segmencie użytkowników sprzętu popularnego, nacechowany jest całkiem przyzwoitą koncepcją konstrukcji, a także wysoką starannością jej realizacji. Dodatkowo, dla mniej wymagających melomanów, przedmiotowy mikrosystem wydaje się oferować całkiem atrakcyjne metody kształtowania widma (a zatem i brzmienia) odsłuchiwanych materiałów dźwiękowych.

Ostatnim testowanym urządzeniem był pokazany na **fotografii 18** w pełni analogowy, zintegrowany wzmacniacz stereofoniczny (2.0) typu PW-9013, wyprodukowany w 1987 r. w Polsce przez nieistniejące już od wielu lat łódzkie zakłady produkcji elektronicznej FONICA, należące do zrzeszenia UNITRA – niegdyś potentata na naszym (i nie tylko naszym) rynku elektroniki z domeny RTV. Przedmiotowy wzmacniacz pracuje w symetrycznej klasie 2×AB i ma postać wolnostojącego urządzenia w niskiej obudowie (tzw. „slim"), o typowej szerokości tzw. „dużej wieży" (44 cm). Urządzenie umożliwia dołączenie: gramofonu z wkładką magnetyczną, tunera oraz dwóch magnetofonów. Posiada także wejście uniwersalne (AUX), do którego można podłączyć np. gramofon z wkładką piezoelektryczną, odtwarzacz CD czy wyjście audio z komputera albo telefonu komórkowego. Do wyjścia wzmacniacza można dołączyć dwa zestawy kolumn głośnikowych (do pracy jednoczesnej lub naprzemiennej). Urządzenie zawiera przedwzmacniacz regulacyjny, dwupunktowy korektor barwy dźwięku (tony niskie i wysokie) i trzy dedykowane filtry stałe (dwa przeciwzakłóceniowe i jeden poprawiający komfort odsłuchów). Kluczowe parametry badanego urządzenia (wg dokumentacji technicznej produktu) są następujące: pasmo przenoszenia to 30 Hz...30 kHz, SNR≥70 dB, THD≤0,15%, czułość wejścia AUX to 300±30 mV, moc wyjściowa RMS wynosi 2×35 W (przy Rload=2×8 Ω), zakres regulacji barwy dźwięku (dla 100 Hz i 10 kHz) to ±13 dB, a zasilanie to klasyczne napięcie sieciowe 220 VAC (230 VAC). Dedykowane filtry stałe teoretycznie mają następujące parametry:

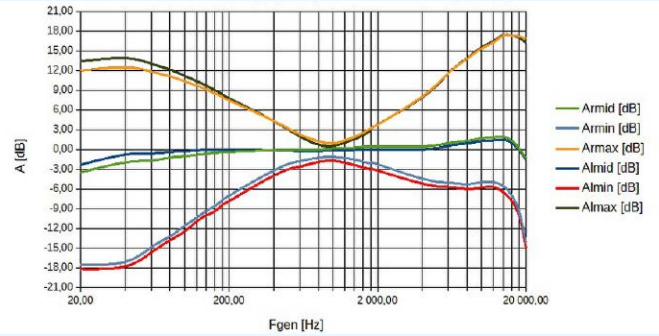
- filtr dolnoprzepustowy „high" (stosuje się dla ograniczenia szumu powstałego przy odtwarzaniu zużytych płyt gramofonowych, szumu taśmy magnetofonowej lub szumu audycji radiowej); tłumienie sygnału w paśmie 6...10 kHz to –3 dB, a tłumienie sygnału w oktawie 10...20 kHz to –6 dB,
- filtr górnoprzepustowy „low" (stosuje się dla ograniczenia zakłóceń spowodowanych wibracją mechanizmu napędowego, np. gramofonu lub innych występujących w zakresie niskich tonów); tłumienie sygnału w paśmie 55...85 Hz to –3 dB, a w oktawie 20...40 Hz: –6 dB,
- filtr „loudness" (inaczej „kontur"; stosuje się przy małym poziomie wzmocnienia w celu uwypuklenia tonów niskich i wysokich, zgodnie z charakterystyką ucha ludzkiego; w miarę wzrostu wzmocnienia zmiany wprowadzane przez filtr słyszalne z głośników są mniejsze); podbicie sygnału dla f=100 Hz i 10 kHz wynosi +8 dB.

W ramach przeprowadzonych pomiarów badano charakterystyki częstotliwościowe obu kanałów stereo wzmacniacza w paśmie 20 Hz...20 kHz przy różnych:

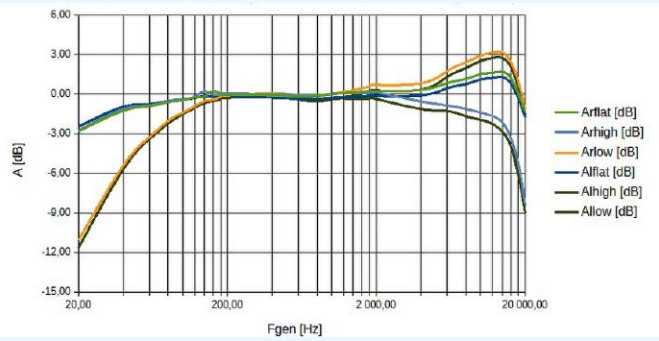
- nastawach wbudowanego korektora barwy dźwięku (neutralne i dwa skrajne ustawienia jednocześnie),
- nastawach dedykowanych filtrów przeciwzakłóceniowych (oba filtry wyłączone, włączony tylko filtr dolnoprzepustowy, włączony tylko filtr górnoprzepustowy),
- mocach wyjściowych (Pout=1, 2 i 4 W dla częstotliwości referencyjnej f=1 kHz) i włączonym filtrze „loudness" („kontur").

Pomiary wykonano przy zasilaniu sieciowym 230 VAC, sztucznym obciążeniu rezystancyjnym Rload=8 Ω i mocy wyjściowej RMS Pout=5 W na kanał (tylko dwa pierwsze z w/w przypadków).

Wyniki pomiarów charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza PW-9013 w zakresie testów korektora barwy dźwięku zilustrowano na **rysunku 94**. Rezultaty testów filtrów przeciwzakłóceniowych pokazano na **rysunku 95**, natomiast efekty działania filtru konturowego zaprezentowano graficznie na **rysunku 96**. W przypadku testów korektora barwy dźwięku (rysunek 94) przyjęto następujące oznaczenia „składane": A – tłumienie względne, l/r – wyróżnik mierzonego kanału, mid/min/max – wyróżnik nastawy konkretnych korekcji (pozycje potencjometrów środkowe i dwie



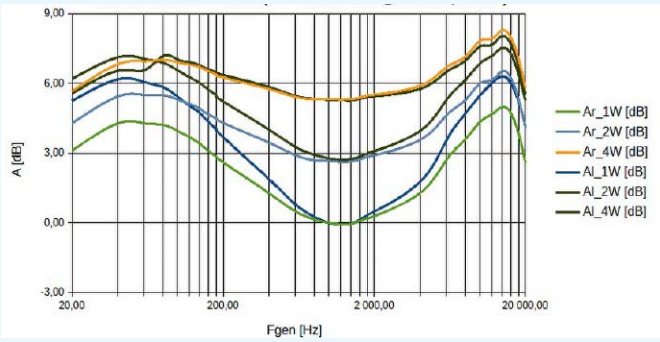
Rysunek 94. Charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo wzmacniacza PW-9013 (regulacja tonów niskich i wysokich)



Rysunek 95. Charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo wzmacniacza PW-9013 (tłumiki tonów niskich oraz wysokich)

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

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 96. Charakterystyki częstotliwościowe kanałów stereo wzmacniacza PW-9013 (filtr „loudness")

skrajne). Z kolei w przypadku filtrów przeciwzakłóceniowych (rysunek 95) w oznaczeniach wyróżniono wprost to, czy dany filtr był włączony czy nie, przy czym wyróżnik „flat" oznaczał to, że oba filtry były wyłączone. W testach filtru „loudness" był on włączony cały czas, natomiast poszczególne wykresy na rysunku 96 wyróżnia oczywiście kanał, którego dotyczą oraz nastawione wzmocnienie badanego urządzenia, które przekładało się wprost na moc wyjściową Pout – odpowiednio 1 W, 2 W i 4 W. Interpretując wykresy z rysunków 94, 95 i 96 wysnuto poniższe wnioski:

- zgodność charakterystyk częstotliwościowych pomiędzy kanałami stereo w przypadku wszystkich serii testów jest w miarę akceptowalna (rozbieżności poniżej 2 dB); rozbieżności te mogą wynikać albo ze znacznego rozrzutu wartości zastosowanych elementów (urządzenie nie miało żadnego ze znanych kiedyś znaków jakości „1" albo „Q"), albo po prostu są efektem ich starzenia (badany wzmacniacz w chwili wykonywania pomiarów miał już za sobą 38 lat stażu pracy…),
- charakterystyki regulatorów barwy dźwięku trochę jednak odbiegają od deklarowanych w dokumentacji wzmacniacza wartości (±13 dB dla 100 Hz i 10 kHz); jakkolwiek w porównaniu z tanią chińską konkurencją, niezmiennie cieszy bardzo szeroki zakres regulacji „w obie strony" (±) oraz absolutnie znikomy wpływ nastaw regulacji tonów niskich i wysokich na przebieg charakterystyk częstotliwościowych urządzenia w środku pasma przenoszenia (okolice 800 Hz...1 kHz),
- charakterystyki filtrów przeciwzakłóceniowych „low" i „high" z grubsza (tzn. niezbyt precyzyjnie) wypełniają deklaracje producenta z dokumentacji urządzenia; nieco zaskakuje „nadprogramowe", lekkie podbicie tonów wysokich (niecałe +2 dB) z maksimum w okolicach 12...14 kHz, które powoduje załączenie tłumika tonów niskich „low"; jakkolwiek w odczuciu autora tego opracowania oba omawiane filtry przeciwzakłóceniowe mają w dzisiejszych czasach całkowicie marginalne zastosowanie (znikoma użyteczność),
- filtr „loudness" (inaczej: „kontur"), chociaż działający niezbyt precyzyjnie, to jednak zasadniczo zachowuje się zgodnie z oczekiwaniami, tzn. stopień podbicia tonów niskich i wysokich wyraźnie spada wraz ze wzrostem wzmocnienia badanego wzmacniacza; najprawdopodobniej, gdyby rozszerzyć dalej zakres wykonywanych testów o wzmocnienia dające moce wyjściowe Pout na poziomach 0,5 W i 8 W, dałoby się zaobserwować maksymalne podbicie charakterystyk dla tonów niskich i wysokich na deklarowanym poziomie maksymalnym +8 dB, chociaż niekoniecznie dokładnie przy deklarowanych przez producenta częstotliwościach referencyjnych 100 Hz i 10 kHz; jakkolwiek przez wiele lat intensywnej eksploatacji u autora publikacji filtr „loudness" był praktycznie cały czas załączony i zdecydowanie poprawiał percepcję prowadzonych odsłuchów.

Podsumowując, przebadany w ramach opisanych testów, 40-letni, w pełni analogowy wzmacniacz PW-9013 bez specjalnego znaku jakości, zarówno w zakresie stopnia realizacji deklaracji producenta, jak i jakości odwzorowania charakterystyk częstotliwościowych (także odsłuchowo), niezmiennie jest w stanie po prostu zawstydzić współczesną, „budżetową" konkurencję chińską. Ta bowiem prawdopodobnie jednak za mocno stawia na rozwiązania techniczne uproszczone i tanie. Jedyne, czym w pełni analogowy PW-9013 niewątpliwie ustępuje przebadanym wzmacniaczom z Chin, to sprawność energetyczna, która dla wzmacniaczy pracujących w klasie 2×AB będzie na poziomie η<50%, a dla wzmacniaczy w klasie D należy oczekiwać η>90%. Niestety, w czasach wysokich i wciąż rosnących cen energii elektrycznej, przy systematycznej eksploatacji z większymi oddawanymi mocami akustycznymi, aspekt ten jest trudny do pominięcia w praktyce.

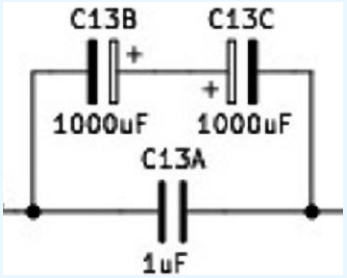
Dygresje techniczne

W tym miejscu autor chciałby zwrócić uwagę Czytelników na dwa bardzo istotne aspekty pomiarowe, które dla dobra jasności przekazu nie zostały rozwinięte wcześniej. Ich ogromne znaczenie praktyczne ujawniło się dopiero w trakcie samych pomiarów i wymusiło na autorze drobne, lecz bardzo istotne korekty w samym układzie pomiarowym.

Pierwsza sprawa to wartości pojemności sprzęgających i typy zastosowanych w nich kondensatorów. Z uwagi na eksperymentalno-prototypowy charakter opracowanego mini-systemu pomiarowego, cały układ został zrealizowany w sędziwej nieco technologii THT. Aby zminimalizować wpływ niedostatecznych wartości pojemności sprzęgających tam, gdzie było to niezbędne, zdecydowano się na zastosowanie rozwiązania jak na **rysunku 97** (przykład wybrany ze schematu na rysunku 76). Pojemność C13A (1 μF) to kondensator ceramiczny zapewniający małą impedancję dla średnich, a zwłaszcza wyższych częstotliwości akustycznych. Tymczasem para znacznych pojemności C13B/C13C (2×1000 μF połączone szeregowo, czyli wypadkowo 500 μF) zapewnia niską impedancję połączenia obwodów: mierzonego i pomiarowego dla najniższych częstotliwości pasma akustycznego. Jakkolwiek z uwagi na własności zastosowanych kondensatorów elektrolitycznych (zasadniczo nie pracują poprawnie przy przeciwnej polaryzacji), zdecydowano się na użycie starej sztuczki, polegającej na przeciwsobnym połączeniu szeregowym pary kondensatorów.

Drugim niezwykle istotnym aspektem, także wymagającym komentarza, jest sposób połączenia mas sygnałowych układu pomiarowego i mierzonego urządzenia. Zasadniczo, krótkie połączenia galwaniczne są bardzo korzystne, ponieważ redukują ryzyko indukowania się pasożytniczych zakłóceń od zewnętrznych pól elektromagnetycznych i powstawania szkodliwych sprzężeń między połączeniami sygnałowymi i silnoprądowymi (jak np. obwody wyjściowe badanego wzmacniacza czy obwody zasilania AC). Autor tej publikacji zdecydowanie hołduje jednak zasadzie łączenia tylko mas sygnałowych obwodów (pomiarowego oraz mierzonego) i tylko w jednym punkcie. Powody „w telegraficznym skrócie" zebrano poniżej:

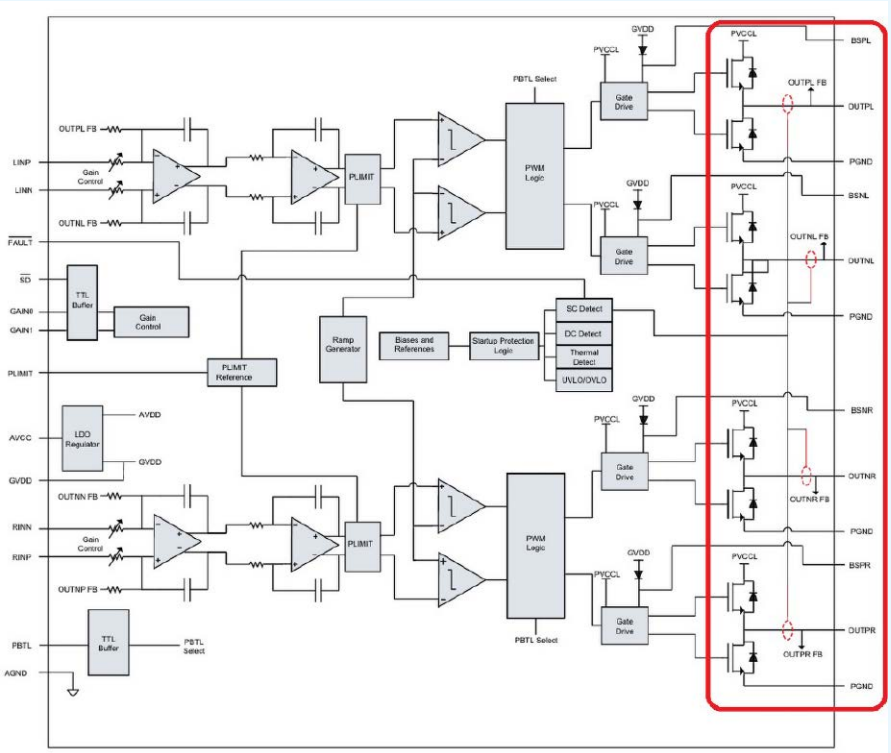
- pojedyncze połączenie redukuje ryzyko powstawania tzw. elektromagnetycznych pętli masy, które mogą działać jak odbiorcza antena pętlowa, zbierająca zakłócenia EMI,



Rysunek 97. Szerokopasmowe sprzężenie pojemnościowe

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

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 98. Funkcjonalny schemat blokowy układu scalonego TPA3110D2

- podłączenie się do masy obwodu mierzonego w miejscu, w którym z zasady mogą przepływać znaczne zmienne prądy robocze, powodujące zmiany potencjału masy w takim punkcie względem masy sygnałowej, zapewne wprowadzi pasożytnicze zakłócenia do ustroju pomiarowego i dodatkowo spowoduje ryzyko powstania bardzo szkodliwych sprzężeń i wzbudzeń,
- nie wszystkie wzmacniacze, nawet te analogowe, mają jeden biegun wyjścia mocy na potencjale masy całego urządzenia (jakkolwiek zasilany symetrycznie i nie używający transformatorów wyjściowych PW-9013 tak właśnie ma); w szczególności, wszystkie pomierzone na potrzeby tego artykułu chińskie wzmacniacze pracujące w klasie D, nie miały żadnego bieguna wyjść mocy m.cz. podłączonego jednoznacznie i na stałe z masą urządzenia.

Aby nieco dokładniej wyjaśnić ten aspekt, na **rysunku 98** pokazano funkcjonalny schemat blokowy układu scalonego stereofonicznego wzmacniacza klasy D typu TP3110D2 produkcji Texas Instruments (schemat pochodzi z 13 str. noty katalogowej producenta – w materiałach dodatkowych do artykułu), którego użyto w większości przebadanych w ramach tej publikacji, chińskich urządzeń wzmacniających. Na rysunku czerwoną ramką wyróżniono końcowe, przełączające stopnie mocy z tranzystorami MOSFET. Jak nietrudno domyśleć się na podstawie schematu i zasady działania wzmacniaczy klasy D, wyprowadzenia jego wyjść są naprzemiennie, impulsowo podłączane do masy mocy PGND i bieguna zasilania mocy PVCCL urządzenia. To rozwiązanie bezwzględnie wyklucza możliwość podłączenia na stałe (zarówno galwanicznie, jak i poprzez sprzężenie pojemnościowe) któregokolwiek wyprowadzenia wyjściowego takiego wzmacniacza z masą sygnałową układu pomiarowego. Dlatego właśnie w trakcie pomiarów pomiędzy wyjściami mierzonych wzmacniaczy, a układem pomiarowym, każdorazowo zastosowano szerokopasmowy transformator separujący 1:1. Oczywiście, charakterystyki częstotliwościowe zarówno samego transformatora separującego, jak i całego toru pomiarowego, zostały zdjęte pomiarowo w pętli bez obecności DUT i wykorzystane do kompensacji wyników pomiarów DUT.

Podsumowanie

W tej odsłonie cyklu publikacyjnego o pomiarach charakterystyk częstotliwościowych pochylono się nad układami m.cz. (wzmacniacze i korektory) dostępnymi „z półki" (teraz lub wiele lat temu). Wnioski z pomiarów są niejednokrotnie dość zaskakujące i chyba nieźle wyjaśniają to, dlaczego za wysoką jakość odsłuchiwanych sygnałów trzeba jednak zapłacić trochę więcej, niż za niskobudżetowy produkt przeciętnej jakości. Co ciekawe (i bardzo satysfakcjonujące dla autora), wyniki pomiarów i ich analiz zdecydowanie potwierdzają pozyskane wcześniej (lepsze lub gorsze) doświadczenia odsłuchowe z danymi urządzeniami. Tym samym autor gorąco zachęca szanownych Czytelników – zwłaszcza tych, którzy przejawiają inklinacje audiofilskie – do przeprowadzania analogicznych eksperymentów we własnym zakresie. W kolejnej, ostatniej już części cyklu o pomiarach charakterystyk częstotliwościowych, całość uwagi zostanie skupiona na urządzeniach, podzespołach i przyrządach w.cz.

Adam Sobczyk, EP

REKLAMA

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

eprasa.pl 8c835b9be4

Programowanie w środowisku MicroPython (9)

Captive Portal i serwer DNS

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

W poprzednim odcinku nauczyliśmy się, w jaki sposób można kontrolować ESP32 poprzez Wi-Fi i stronę w przeglądarce internetowej. W tym odcinku rozwiniemy tę funkcjonalność. ESP32 może pracować jako access point, do którego mogą podłączać się inne urządzenia. Aby nie trzeba było wpisywać żadnych adresów IP w pasku przeglądarki, zastosujemy captive portal, który automatycznie otworzy stronę po tym, gdy urządzenie podłączy się do naszego access pointa.

Sposób sterowania diodą, przedstawiony w poprzednim odcinku, miał kilka istotnych wad.

Po pierwsze, mikrokontroler ESP32 musiał połączyć się z jakąś siecią Wi-Fi. Aby to zrobić, musiał najpierw wiedzieć, jak nazywa się ta sieć i jakie jest do niej hasło. My zapisaliśmy te dane w pliku wifi_config.py, podając je w edytorze Thonny. W przypadku komercyjnego produktu musielibyśmy te dane dostarczyć w sposób bardziej przyjazny użytkownikowi, np. poprzez aplikację na telefonie, która prześle je przez Bluetooth, albo poprzez access point, podobnie jak to robią routery Wi-Fi.

Po drugie, aby otworzyć stronę internetową, generowaną przez ESP32, musieliśmy znać jego adres IP. Skąd go wziąć, jeżeli nie mamy dostępu do konsoli? Można je uzyskać m.in. ze strony konfiguracyjnej routera Wi-Fi, do którego ESP32 jest podłączone, ale to również może przerosnąć mniej zaawansowanego użytkownika.

Celem rozwiązań z tego odcinka kursu jest maksymalne uproszczenie procesu otwierania strony (generowanej przez ESP32) w przeglądarce internetowej na komputerze, telefonie czy tablecie. Zrobimy to tak, że jedyne, co użytkownik będzie musiał zrobić, to wyszukanie dostępnej sieci Wi-Fi i połączenie się z tą, która jest generowana przez ESP32. Następnie komputer lub telefon automatycznie otworzy stronę lub wyświetli pytanie, czy ma taką stronę otworzyć – ten szczegół jest już zależny od używanego systemu operacyjnego. Niezależnie od tego, w opisanym scenariuszu użytkownik nie będzie musiał w żaden sposób konfigurować ESP32 i nie będzie potrzebował wiedzieć nic na temat adresów IP.

Strona WWW otwierająca się automatycznie po połączeniu z siecią Wi-Fi to tzw. captive portal. Najczęściej spotykamy to rozwiązanie, łącząc się do różnych hotspotów w miejscach publicznych. Po podłączeniu do takiej sieci często pojawia się nam strona, na której trzeba zaznaczyć checkbox potwierdzający akceptację regulaminu. Następnie strona się zamyka i mamy wtedy dostęp do Internetu.

Main

Program z tego odcinka kursu będzie dosyć rozbudowany. Dlatego podzielimy go na trzy moduły plus jeden główny o nazwie main, którego kod zaprezentowano na **listingu 1**. Jest to plik, który wykonuje się jako pierwszy. Jego zadaniem jest zaimportowanie modułów, które omówimy w dalszej części kursu oraz uruchomienie ich. Są to:

1. **dns** – serwer DNS, który wykorzystuje socket do obsługi zapytań na porcie 53, poprzez protokół UDP.
2. **http** – serwer HTTP, który korzysta z socketa do obsługi zapytań na porcie 80, poprzez protokół TCP.
3. **wifi_ap** – moduł, którego celem jest uruchomienie ESP32 w roli access pointa Wi-Fi; tworzy sieć o żądanej nazwie. Aby uprościć implementację, sieć jest całkowicie otwarta, nie ma hasła ani żadnych zabezpieczeń.

Access Point

Utworzenie własnej sieci w ESP32 jest bardzo proste. Wystarczy tylko kilka linii kodu. Na **listingu 2** pokazano kod pliku **wifi_ap.py**, który tworzy access point.

Całość opieramy na module **network**, który importujemy w linii 1. Jego dokładna specyfikacja dostępna jest pod adresem [2].

W linii 2 tworzymy zmienną **local_ip**, w której przechowywać będziemy adres IP modułu ESP32. Pamiętaj, że każde urządzenie w sieci, łącznie z routerem, ma swój unikalny adres IP. W MicroPythonie adres ten zapisywany jest jako string, w którym poszczególne składniki oddzielane są kropkami. W linii 3 mamy funkcję, która zwraca uprzednio zapisany adres IP. Ma to zastosowanie do serwera DNS, który opracujemy w dalszej części tego odcinka kursu.

W linii 4 rozpoczynamy funkcję **init**, której celem jest utworzenie sieci o nazwie podanej poprzez argument **ssid**. Najpierw musimy utworzyć instancję klasy, obsługującej sieć Wi-Fi, co robimy w linii 5. Jest to dość podobne do tego, co robiliśmy w poprzednim odcinku, jednak tam jako argument podaliśmy **STA_IF**, aby połączyć się z istniejącym access pointem jako klient. W tym przypadku stosujemy **IF_AP**, aby utworzyć własny, samodzielny access point.

W kolejnej linii aktywujemy naszą klasę, a w linii 7 konfigurujemy niezbędne parametry access pointa. Są to: nazwa sieci, którą podajemy poprzez argument nazwany **essid** oraz rodzaj zabezpieczeń zdefiniowany poprzez argument **authmode**. Mamy do wyboru różne współcześnie stosowane metody zabezpieczeń, takie jak WEP, WPA, WPA2, WPA3, itp. Aby użytkownik nie musiał podawać żadnych haseł, celowo zastosujemy metodę AUTH_OPEN, czyli nasza sieć jest publicznie dostępna dla każdego bez żadnych zabezpieczeń.

```
# Plik main.py

import dns
import http
import wifi_ap

wifi_ap.init(„ESP32_HotSpot”)
dns.init()
http.init()
```

Listing 1. Kod pliku main.py

```
# Plik wifi_ap.py

import network                                                  # 1

local_ip = „0.0.0.0”                                            # 2

def get_ip():                                                   # 3
    return local_ip

def init(ssid):                                                 # 4
    ap = network.WLAN(network.WLAN.IF_AP)                       # 5
    ap.active(True)                                             # 6
    ap.config(essid=ssid, authmode=network.AUTH_OPEN)           # 7

    global local_ip                                             # 8
    local_ip = ap.ifconfig()[0]                                 # 9
    print(f”Access Point: {ssid} {local_ip}”)                    # 10

if __name__ == „__main__”:                                      # 11
    init(„ESP32-S3_HotSpot”)
```

Listing 2. Kod pliku wifi_ap.py

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

eprasa.pl 8c835b9be4

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

  MPY: soft reboot
  Access Point: ESP32-S3_HotSpot 192.168.4.1

>>>
```

Rysunek 1. Komunikaty na konsoli po uruchomieniu pliku wifi_ap.py

Rysunek 2. Efekt skanowania sieci Wi-Fi

```
# Plik dns.py

import _thread
import socket
import gc
import sys
import time
import wifi_ap

def decode_request(request):                                          # 1
    domain = „”
    head   = 12
    length = request[head]

    while length != 0:
        label = head + 1
        # add the label to the requested domain
        # and insert a dot after
        domain += request[label:label+length].decode(„utf-8”) + „.”
        # check if there is another label after this one
        head += length + 1
        length = request[head]

    response = request[:2]
    # set response flags (assume RD=1 from request)
    response += b”\x81\x80”
    # copy over QDCOUNT and set ANCOUNT equal
    response += request[4:6] + request[4:6]
    # set NSCOUNT and ARCOUNT to 0
    response += b”\x00\x00\x00\x00”

    # ** create the answer body **
    # respond with original domain name question
    response += request[12:]
    # pointer back to domain name (at byte 12)
    response += b”\xC0\x0C”
    # set TYPE and CLASS (A record and IN class)
    response += b”\x00\x01\x00\x01”
    # set TTL to 60sec
    response += b”\x00\x00\x00\x3C”
    # set response length to 4 bytes (to hold one IPv4 address)
    response += b”\x00\x04”
    # now actually send the IP address as 4 bytes (without the „.”s)
    local_ip = wifi_ap.get_ip()                                       # 2
    response += bytes(map(int, local_ip.split(„.”)))

    return response, domain                                           # 3

def task():                                                           # 4
    sock = socket.socket(socket.AF_INET, socket.SOCK_DGRAM)           # 5
    sock.bind((„”, 53))                                               # 6

    while True:                                                       # 7
        try:
            gc.collect()                                              # 8
            request, addr = sock.recvfrom(1024)                       # 9
            response, domain = decode_request(request)                # 10
            sock.sendto(response, addr)                               # 11
            print(f”DNS  - from {addr[0]} request {domain},
                  response is {wifi_ap.get_ip()}”)
        except Exception as e:
            sys.print_exception(e)

def init():                                                           # 12
    _thread.start_new_thread(task, ())
```

Listing 3. Kod pliku dns.py

W linii 8 odwołujemy się do zmiennej globalnej **local_ip**. Brak tej linii spowodowałby, że w linijce 9 utworzyliśmy zmienną lokalną **local_ip**, która zostałaby usunięta po wyjściu z funkcji. Aby uzyskać adres IP, posługujemy się funkcją **ifconfig** z klasy **ap**. Zwraca ona listę różnych informacji, ale nam potrzebny jest tylko element zerowy. Dlatego po nawiasach okrągłych od razu stosujemy nawiasy kwadratowe z indeksem 0, aby do zmiennej local_ip zapisać tylko ten element, a resztę zignorować.

Na koniec wyświetlamy komunikat na konsoli w celu informacyjnym, aby dowiedzieć się, jaki adres IP ma ESP32 po utworzeniu access pointa. Domyślny adres to 192.168.4.1. Jeżeli jest potrzeba to można go zmienić na inny.

Linia 11 ma za zadanie szybko przetestować nasz access point i wykonuje się tylko wtedy, jeżeli plik wifi_ap.py jest uruchamiany przez Thonny, a nie importowany przez inny plik. Spróbuj. Wciśnij F5 i zobacz co się stanie. Powinieneś zobaczyć komunikat, jaki przedstawiono na **rysunku 1**.

```
C:\>ping 192.168.4.1

Pinging 192.168.4.1 with 32 bytes of data:
Reply from 192.168.4.1: bytes=32 time=5ms TTL=64
Reply from 192.168.4.1: bytes=32 time=6ms TTL=64
Reply from 192.168.4.1: bytes=32 time=9ms TTL=64
Reply from 192.168.4.1: bytes=32 time=2ms TTL=64

Ping statistics for 192.168.4.1:
    Packets: Sent = 4, Received = 4, Lost = 0 (0% loss),
Approximate round trip times in milli-seconds:
    Minimum = 2ms, Maximum = 9ms, Average = 5ms

C:\>ping 192.168.4.2

Pinging 192.168.4.2 with 32 bytes of data:
Reply from 192.168.4.2: bytes=32 time<1ms TTL=128
Reply from 192.168.4.2: bytes=32 time<1ms TTL=128
Reply from 192.168.4.2: bytes=32 time<1ms TTL=128
Reply from 192.168.4.2: bytes=32 time<1ms TTL=128

Ping statistics for 192.168.4.2:
    Packets: Sent = 4, Received = 4, Lost = 0 (0% loss),
Approximate round trip times in milli-seconds:
    Minimum = 0ms, Maximum = 0ms, Average = 0ms
```

Rysunek 3. Testowanie połączenia z Wi-Fi przy pomocy konsoli systemowej

Uruchom skanowanie sieci Wi-Fi. Powinieneś zobaczyć, że dostępna jest sieć o nazwie ESP32_HotSpot (**rysunek 2**). Połącz się z nią.

Otwórz teraz konsolę systemu (menu Start, wpisz cmd i wciśnij Enter). Następnie w konsoli wpisz polecenie ping 192.168.4.1. Program wyśle cztery testowe pakiety, by sprawdzić, czy połączenie działa. A jaki adres IP ma komputer, który podłączył się do ESP32? Jest on o jeden większy, czyli 192.168.4.2. Jego również można sprawdzić poleceniem ping. Na konsoli powinieneś zobaczyć komunikaty takie, jak na **rysunku 3**.

Serwer DNS

Serwer DNS pełni bardzo ważną rolę w świecie Internetu. Zajmuje się tłumaczeniem adresów przyjaznych człowiekowi, takich jak ep.com.pl na adresy IP, jak w tym przypadku 51.255.157.207.

Chcąc uzyskać funkcjonalność captive portal, musimy zbudować najpierw prosty serwer DNS. Po co? Współczesne komputery, smartfony i tablety, po połączeniu się z siecią Wi-Fi testują ją, próbując pobrać różne dane. Na przykład system Windows odpytuje serwer DNS o stronę pod adresem www.msftconnecttest.com. Uzyskuje jej adres IP, a następnie wysyła zapytanie GET, aby pobrać plik connecttest.txt, w którym powinna znajdować się zawartość „Microsoft Connect Test”. Takich testów jest wykonywanych całkiem sporo i niestety różnią się w zależności od systemu i jego wersji.

Celem naszego serwera DNS jest oszukanie tych wszystkich testów. Niezależnie od tego, jakie przyjdzie zapytanie do DNS,

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

eprasa.pl 8c835b9be4

Zobacz więcej:
- Repozytorium kursu na GitHubie
  https://github.com/leonow32/micropython
- Dokumentacja modułu network
  https://docs.micropython.org/en/latest/library/network.html
- Captive Portal w ESP8266
  https://github.com/anson-vandoren/esp8266-captive-portal/tree/master

odpowiedzią zawsze będzie adres IP access pointa w ESP32. W ten sposób urządzenia testujące sieć wyślą kolejne zapytanie do serwera HTTP, który omawialiśmy w poprzednim odcinku kursu. Wystarczy tylko odrobinę zmodyfikować serwer HTTP, aby inne testowe zapytania otrzymywały w odpowiedzi stronę index.html.

Pisząc ten odcinek kursu, posłużyłem się tutorialem autorstwa Ansona van Dorena, który opracował Captive Portal na ESP8266 [3]. Uprościłem jego kod, aby zredukować go do jednej prostej funkcji, którą można będzie zastosować w tasku. Gotowe rozwiązanie zawarte jest w pliku dns.py, który przedstawiono na **listingu 3**.

Przejdźmy do linii 12, gdzie znajduje się funkcja **init**. Jej jedynym zadaniem jest wywołanie funkcji **start_new_thread** z modułu **_thread**, aby dodać nowy task. Jest on przekazywany jako pierwszy argument tej funkcji. Nasz task nie potrzebuje żadnych dodatkowych parametrów, zatem drugim argumentem tej funkcji jest pusta krotka ().

Task tworzymy w linii 4. Podobnie jak wszystkie inne taski, składa się z części wykonywanej tylko jeden raz, zaraz po uruchomieniu oraz pętli nieskończonej, która wykonuje się przez cały czas trwania programu.

W linii 5 tworzymy instancję socketa obsługującego zapytania serwera DNS. Zwróć uwagę, że drugi argument to **SOCK_DGRAM** i jest on inny niż w przypadku serwera HTTP, gdzie korzystaliśmy z postaci **SOCK_STREAM**. Jest to spowodowane tym, że serwer HTTP wykorzystuje protokół TCP, a DNS potrzebuje UDP. W linii 6 przypisujemy socket do konkretnego portu i tu również mamy pewną różnicę pomiędzy HTTP i DNS – ten pierwszy działa na porcie 80, a drugi na 53.

Następnie mamy prostą pętlę nieskończoną **while True** (linia 7). Pierwszym krokiem, nieobowiązkowym (lecz zalecanym) jest uruchomienie odśmiecacza pamięci **collect** z modułu gc (linia 8). W linii 9 jest metoda **recvfrom** z socketa, która zatrzymuje się i oczekuje aż zostaną odebrane jakieś dane. Po odebraniu zapytania, funkcja zwraca dwie zmienne: zapytanie trafia do zmiennej **request**, a w zmiennej **addr** znajduje się adres IP urządzenia, które to zapytanie przesłało.

W linii 10 wywołujemy funkcję **decode_request**. Jest to uproszczona funkcja opracowana przez wspomnianego wcześniej autora i zaczyna się w linii 1. Potraktujemy ją jako czarną skrzynkę, która robi jakąś „magię", dekodując zapytanie i tworząc na nie odpowiedź. Na końcu funkcja pobiera adres IP access pointa z modułu **wifi_ap**, który stworzyliśmy wcześniej (linia 2), po czym zwraca gotową odpowiedź oraz nazwę szukanej domeny (linia 3).

Wracamy do pętli nieskończonej tasku. W linii 11 wysyłamy odpowiedź zwróconą przez funkcję **decode_request** pod adres zwrócony przez socket, a na koniec wyświetlamy komunikat na konsoli, abyśmy wiedzieli, jakie zapytania przetwarza nasz task.

Serwer HTTP (po raz kolejny)

Będziemy wykorzystywać dokładnie tę samą stronę index.html, jak w poprzednim odcinku, a plik z serwerem HTTP odrobinę zmienimy. Nie będziemy omawiać całego kodu – został on omówiony w 8. odcinku kursu MicroPythona, opublikowanym w EP 12/2025, a tutaj omówimy tylko, co należy zmienić, aby uzyskać funkcjonalność captive portal. Kod zaktualizowanego serwera HTTP przedstawiono na **listingu 4**.

Pierwszą istotną zmianą jest to że nie mamy możliwości podawania mocy sygnału RSSI (linia 1). Jest to funkcjonalność dostępna tylko wtedy, gdy ESP32 pracuje jako klient, a nie access point. Zatem ta linia została zakomentowana.

Kolejną modyfikacją jest obsługa „connectivitycheck" w zapytaniu (linia 2). Jeżeli takie zapytanie otrzymamy, to musimy na nie odpowiedzieć kodem *204 No Content*.

W linii 3 zmienił się sposób reakcji na wszystkie nieobsługiwane zapytania. W takim przypadku odsyłamy komunikat o przekierowaniu *307 Temporary Redirect* na stronę główną index.html, ale do jej adresu musimy dokleić adres IP access pointa z modułu **wifi_ap** (linia 4).

Testujemy!

Przegraj do pamięci ESP32 pliki index.html, dns.py, http.py, wifi_ap.py, a następnie uruchom plik main.py. Powinieneś zobaczyć

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

  MPY: soft reboot
  Access Point: ESP32_HotSpot 192.168.4.1

>>> DNS  - from 192.168.4.2 request signaler-pa.googleapis.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request geo.prod.do.dsp.mp.microsoft.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request fcmconnection.googleapis.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request www.msftconnecttest.com., response is 192.168.4.1
  HTTP - from 192.168.4.2 request b'GET /connecttest.txt HTTP/1.1'
  HTTP - response: Unknown request
  DNS  - from 192.168.4.2 request www.msftconnecttest.com., response is 192.168.4.1
  HTTP - from 192.168.4.2 request b'GET /connecttest.txt HTTP/1.1'
  HTTP - response: Unknown request
  DNS  - from 192.168.4.2 request optimizationguide-pa.googleapis.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request optimizationguide-pa.googleapis.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request mtalk.google.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request acrobat.adobe.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request acrobat.adobe.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request www.msftconnecttest.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request www.msftconnecttest.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request kv801.prod.do.dsp.mp.microsoft.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request www.google.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request www.google.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request www.msftconnecttest.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request www.msftconnecttest.com., response is 192.168.4.1
  DNS  - from 192.168.4.2 request www.msftconnecttest.com., response is 192.168.4.1
```

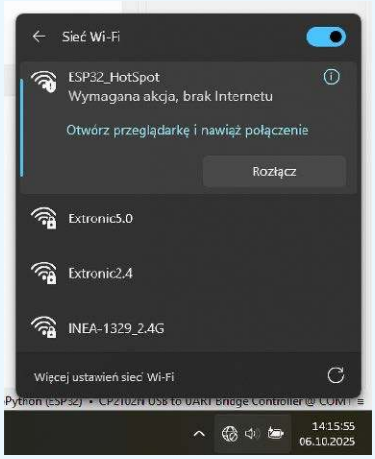
Rysunek 4. Komunikaty na konsoli zaraz po podłączeniu się komputera do access pointa

```
# Plik http.py

import _thread
import esp32
import gc
import neopixel
import socket
import sys
import time
import wifi_ap
from machine import Pin

def index_html():
    gc.collect()
    content = „"
    with open(„index.html", encoding="utf-8") as file:
        content += file.read()

    if led[0] == (0x10, 0x00, 0x00):
        color = „Czerwony"
    elif led[0] == (0x10, 0x10, 0x00):
        color = „Żółty"
    elif led[0] == (0x00, 0x10, 0x00):
        color = „Zielony"
    elif led[0] == (0x00, 0x10, 0x10):
        color = „Błękitny"
    elif led[0] == (0x00, 0x00, 0x10):
        color = „Niebieski"
    elif led[0] == (0x10, 0x00, 0x10):
        color = „Fioletowy"
    elif led[0] == (0x10, 0x10, 0x10):
```

Listing 4. Kod pliku http.py

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

eprasa.pl 8c835b9be4



Rysunek 5. Captive Portal prosi o otwarcie swojej strony

komunikaty takie, jak na rysunku 1, a następnie nasza sieć Wi-Fi powinna być widoczna tak, jak pokazuje to rysunek 2. Połącz się z tą siecią. Może to zająć kilkanaście sekund. W tym czasie na konsoli pojawi się lawina różnych komunikatów, co przedstawia **rysunek 4** – widać, jak system testuje sieć Wi-Fi, a razem z nim uaktywniają się różne programy korzystające z Internetu.

Po chwili w okienku wyboru sieci powinien pojawić się komunikat, że jest „wymagana akcja", aby uzyskać połączenie (**rysunek 5**). Klikamy go i powinna otworzyć się przeglądarka, a w pasku adresu powinien automatycznie wyświetlić się adres http://192.168.4.1/index.html.

Otwiera się nasza strona, taka sama jak w poprzednim odcinku. Jedyną różnicą względem poprzedniego odcinka jest to, że nie podaje wartości RSSI (**rysunek 6**). Możemy klikać przyciski i w ten sposób zmieniać kolor diody WS2812 zamontowanej na płytce ESP32-DevKit-C.

Tak przygotowany captive portal działa na systemach Windows, a także na większości telefonów z systemem Android. Tylko na jednym telefonie z Androidem nie udało mi się wywołać tej funkcjonalności. Nie miałem także możliwości, by to przetestować na iPhone'ach, Linuksie ani macOS.

Na zakończenie warto wspomnieć, że ESP32 ma wbudowane dwie karty sieciowe – jedna działa jako klient, a druga jako access point. Obie mają inne adresy MAC (różnią się o 1) i obie mogą działać jednocześnie. Zatem można zadać pytanie – czy ESP32 może połączyć się jako klient do access pointu, który sam tworzy? Sprawdź sam!

W następnym odcinku będziemy kontynuować temat komunikacji przez Wi-Fi i dowiemy się, jak poprzez MQTT możemy wysyłać i odbierać dane z chmury.

Dominik Bieczyński
leonow32@gmail.com

Rysunek 6. Widok uruchomionej strony w przeglądarce

```
        color = „Biały"
    else:
        color = „Czarny"

    content = content.replace(„AA", str(esp32.mcu_temperature()))
    #content = content.replace(„BBB", str(ap.status(„rssi")))          # 1
    content = content.replace(„CCCCCCCCC", color)

    return content

def task():
    sock = socket.socket(socket.AF_INET, socket.SOCK_STREAM)
    sock.bind((„", 80))
    sock.listen()

    while True:
        try:
            gc.collect()

            conn, addr = sock.accept()
            request = conn.recv(1024)

            if request == b"":
                print(f"HTTP - from {addr[0]} EMPTY request")
                conn.send(„HTTP/1.1 400 Bad Request\r\n")
                conn.send(„Connection: close\r\n")
                conn.sendall(„\r\n")
                conn.close()
                continue

            request = request.splitlines()[0]
            print(f"HTTP - from {addr[0]} request {request}")

            print(„HTTP - response: „, end="")

            if b"GET / HTTP" in request:
                conn.send(„HTTP/1.1 307 Temporary Redirect\r\n")
                conn.send(f"Location:
                            http://{wifi_ap.get_ip()}/index.html\r\n")
                conn.send(„Connection: close\r\n")
                conn.sendall(„\r\n")

            elif b"index.html „ in request:
                print(„index.html")
                conn.send(„HTTP/1.1 200 OK\r\n")
                conn.send(„Content-Type: text/html\r\n")
                conn.send(„Connection: close\r\n")
                conn.send(„\r\n")
                conn.sendall(index_html())

            elif b"favicon.ico" in request:
                print(„favicon.ico - ignoring")
                conn.send(„HTTP/1.1 404 Not Found\r\n")
                conn.sendall(„\r\n")

            elif b"color" in request:
                print(„color")
                if b"red" in request:
                    led[0] = (0x10, 0x00, 0x00)
                elif b"yellow" in request:
                    led[0] = (0x10, 0x10, 0x00)
                elif b"green" in request:
                    led[0] = (0x00, 0x10, 0x00)
                elif b"cyan" in request:
                    led[0] = (0x00, 0x10, 0x10)
                elif b"blue" in request:
                    led[0] = (0x00, 0x00, 0x10)
                elif b"magenta" in request:
                    led[0] = (0x10, 0x00, 0x10)
                elif b"white" in request:
                    led[0] = (0x10, 0x10, 0x10)
                else:
                    led[0] = (0x00, 0x00, 0x00)

                conn.send(„HTTP/1.1 200 OK\r\n")
                conn.send(„Content-Type: text/html\r\n")
                conn.send(„Connection: close\r\n")
                conn.send(„\r\n")
                response = index_html()
                conn.sendall(response)

                led.write()

            elif b"connectivitycheck" in request:                     # 2
                print(„Connectivity check")
                conn.send(„HTTP/1.1 204 No Content\r\n")
                conn.sendall(„\r\n")

            else:                                                     # 3
                print(„Unknown request")
                conn.send(„HTTP/1.1 307 Temporary Redirect\r\n")
                conn.send(f"Location:
                           http://{wifi_ap.get_ip()}/index.html\r\n")   # 4
                conn.send(„Connection: close\r\n")
                conn.sendall(„\r\n")

            conn.close()

        except Exception as e:
            sys.print_exception(e)

def init():
    global led
    led = neopixel.NeoPixel(Pin(38, Pin.OUT), 1)
    led[0] = (0, 0, 0)
    led.write()

    _thread.start_new_thread(task, ())
```

Listing 4. Kod pliku http.py – cd.

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

eprasa.pl 8c835b9be4

koktajl niusów

Amazon testuje inteligentne okulary dla kurierów

Amazon rozwija inteligentne okulary przeznaczone dla dostawców, które wykorzystują czujniki oparte na AI, widzenie maszynowe oraz miniaturowe kamery. Urządzenie ma wyświetlać informacje potrzebne w trakcie realizacji doręczeń: od szczegółów nawigacji po ostrzeżenia dotyczące potencjalnych zagrożeń na trasie.

Zgodnie z założeniami okulary pozwalają skanować przesyłki, korzystać z nawigacji oraz rejestrować dowód dostawy bez konieczności używania telefonu lub innych urządzeń. System ma aktywować się automatycznie, gdy kierowca bezpiecznie zaparkuje w miejscu dostawy, a następnie wyświetlać kluczowe informacje związane z doręczeniem.

W praktyce rozwiązanie ma wskazywać, gdzie dokładnie należy dostarczyć towar. W sytuacjach, w których pojawiają się zagrożenia lub konieczne jest poruszanie się w bardziej złożonych lokalizacjach, takich jak budynki mieszkalne, okulary mają prowadzić dostawcę krok po kroku do celu, prezentując odpowiednie wskazówki nawigacyjne.

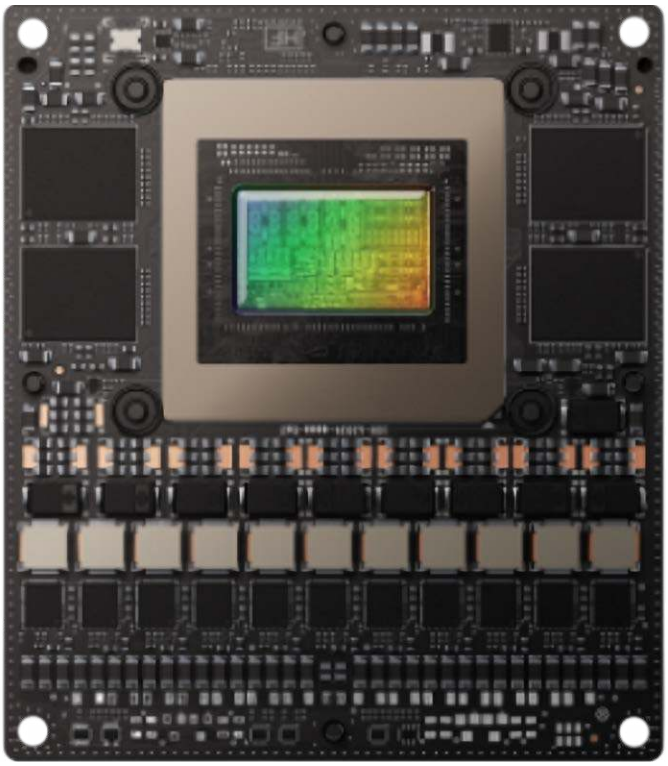
Wczesne wersje urządzenia testowały setki użytkowników, przekazując na bieżąco uwagi dotyczące działania. Zebrane opinie miały wpływać na kolejne elementy projektu, w tym na komfort noszenia oraz czytelność wyświetlanych informacji.

Okulary współpracują z niedużym kontrolerem umieszczanym w kamizelce dostawczej. Moduł ma zawierać elementy sterujące, wymienną baterię zapewniającą działanie przez cały dzień oraz dedykowany przycisk awaryjny, umożliwiający kontakt ze służbami ratunkowymi w razie potrzeby. Przewidziana jest także obsługa szkieł korekcyjnych, a w ramach konfiguracji mogą być dostępne soczewki fotochromowe, automatycznie dopasowujące się do zmieniających się warunków oświetleniowych.

https://www.aboutamazon.pl/wiadomosci/miejsca-pracy-i-inwestycje/inteligentne-okulary-dostawcze-amazon-przyszlosc-bezpiecznych-i-wygodnych-doreczen

Komputery jednopłytkowe z serii Condor Thor 3U VPX

EIZO prezentuje serię komputerów jednopłytkowych (SBC) Condor Thor 3U VPX, opartą na platformie NVIDIA Jetson Thor.



Rozwiązania te zaprojektowano z myślą o przetwarzaniu wideo, multisensorowym przetwarzaniu danych oraz aplikacjach czasu rzeczywistego, które mają działać w trudnych warunkach środowiskowych, m.in. w przemyśle.

Seria Condor Thor 3U VPX bazuje na architekturze NVIDIA Blackwell. Specyfikacja obejmuje 14-rdzeniowy procesor ARM Neoverse-V3AE, 128 GB pamięci LPDDR5X oraz wydajność do 2070 FP4 TFLOPS, osiąganą dzięki 2560 rdzeniom CUDA.

Komputery z tej linii obsługują m.in. interfejsy 12G-SDI, USB 3.2, DisplayPort oraz Ethernet 10 GigE. Uwzględniono również NVIDIA Magnum IO GPUDirect RDMA. W urządzeniach przewidziano dedykowane akceleratory NVDEC i NVENC, przeznaczone do efektywnego przetwarzania strumieni wideo w wysokiej rozdzielczości.

Producent informuje, że wszystkie modele z serii spełniają wymagania standardów VITA 46/65 oraz SOSA Open Architecture. W rozwiązaniach zastosowano także technologie Blackwell MIG i PVA, których celem jest przyspieszenie fuzji danych z czujników na potrzeby różnych aplikacji.

https://eizo.pl/informacje-prasowe/eizo-rugged-solutions-przedstawia-serie-condor-thor-3u-vpx-rewolucyjne-rozwiazanie-dla-obliczen-brzegowych-opartych-na-ai

Projektory Sharp Electronics w zastosowaniach profesjonalnych

W zastosowaniach biznesowych i edukacyjnych niezawodność sprzętu audiowizualnego bywa łączona nie tylko z komfortem pracy, ale również z ochroną wizerunku instytucji oraz skuteczności przekazu. W praktyce problemem mogą być sytuacje takie jak spotkanie z klientem, podczas którego obraz jest nieostry, lub wykład,

eprasa.pl 8c835b9be4

w którym studenci tracą uwagę, gdy szczegóły prezentacji stają się mniej czytelne z powodu słabszego kontrastu. W warunkach, w których odbiorcy są przyzwyczajeni do wysokiej jakości treści cyfrowych, rośnie znaczenie sprzętu pozwalającego prezentować obraz na odpowiednim poziomie.

Sharp Electronics oferuje projektory przeznaczone do zastosowań w profesjonalnych prezentacjach multimedialnych. Urządzenia tej marki kierowane są do organizacji, które stawiają na wysoką jakość komunikacji wizualnej, w tym do firm, instytucji oraz szkół poszukujących rozwiązań do sal konferencyjnych, auli i klas lekcyjnych. Zgodnie z opisem oferty projektory mają odpowiadać na potrzeby związane z realizacją wystąpień, szkoleń i prezentacji.

W portfolio znajdują się różne modele: od kompaktowych urządzeń po projektory laserowe przeznaczone do wyświetlania na dużych powierzchniach, co ma ułatwiać dopasowanie sprzętu do indywidualnych wymagań. Wśród wymienianych cech pojawiają się wysoka jasność, długa żywotność oraz energooszczędność. Producent akcentuje także połączenie jakości obrazu z ekonomią użytkowania w różnych scenariuszach.

https://sharp24.pl/index.php?route=information/blogger&blogger_id=91

System operacyjny u-OS firmy Weidmüller dla automatyki i przemysłowego IoT

Weidmüller rozwija system operacyjny u-OS, opisywany przez firmę jako rozwiązanie łączące automatykę z możliwościami przemysłowego IoT w jednym urządzeniu. Produkt jest kierowany do zastosowań z obszaru edge computing, czyli przetwarzania danych realizowanego blisko źródła ich powstawania.

U-OS przedstawiany jest jako nowe, otwarte rozwiązanie, które ma umożliwiać wydajne wstępne przetwarzanie danych oraz precyzyjne sterowanie różnego typu urządzeniami. System można rozbudowywać, a jego obsługa odbywa się za pośrednictwem przeglądarki internetowej. Zgodnie z informacjami producenta daje to dostęp do całego środowiska oprogramowania Weidmüller, a także do powiązanych z nim sieci partnerskich.

Weidmüller wskazuje również, że u-OS pozwala na obsługę i kontrolę zakładów w sposób ułatwiający zachowanie zgodności z wymaganiami zarówno z obszaru automatyki, jak i przemysłowego IoT. System bazuje na zestawie technologii i rozwiązań otwartoźródłowych (open-source), co ma przekładać się na większą swobodę doboru oprogramowania przez użytkownika.

Instalacja aplikacji odbywa się poprzez sklep App Manager. Producent przewiduje także środowisko uruchomieniowe kontenerów, które umożliwia wykonywanie programów kontenerowych. Poza narzędziami i oprogramowaniem do wizualizacji AutoML u-OS może być integrowany zarówno z rozwiązaniami chmurowymi, jak i lokalnymi.

Rozwiązanie przygotowane i rozwijane przez Weidmüller jest pozycjonowane jako platforma do realizacji kompleksowych projektów z zakresu automatyki oraz przemysłowego IoT. Firma wskazuje przy tym na opcje szybkiego rozpoczęcia pracy w obu obszarach, m.in. z wykorzystaniem konfigurowalnego pakietu Weidmüller Industrial IoT Software Suite lub poprzez oprogramowanie społecznościowe Node-RED.

https://www.weidmuller.pl/pl/produkty/automatyka_i_oprogramowanie/sterowniki_plc/u_os/index.jsp

Kamera CR-N350: nowy model w segmencie PTZ do transmisji i produkcji IP

CR-N350 to najnowsza kamera rozwijana w oparciu o doświadczenia związane z modelem CR-N300. Producent pozycjonuje ją jako propozycję dla użytkowników, którzy oczekują wyższej jakości wideo w transmisjach strumieniowych oraz w produkcjach realizowanych z użyciem zdalnie sterowanych systemów PTZ.

Kamera została oparta na procesorze DIGIC DV7. W specyfikacji uwzględniono rejestrację obrazu w jakości 4K UHD, zoom optyczno-cyfrowy 40× oraz funkcję automatycznego śledzenia obiektów. Zgodnie z przeznaczeniem model ma sprawdzać się m.in. podczas rejestracji wykładów oraz wydarzeń hybrydowych.

W zakresie pracy sieciowej urządzenie ma oferować elastyczność transmisji IP, a jednocześnie umożliwiać łatwą integrację z nowoczesnymi systemami produkcji. Przewidziano również funkcję jednoczesnego streamingu w orientacji poziomej i pionowej, co ma ułatwiać obsługę wydarzeń, w tym sprzedaży na żywo (live commerce). W efekcie możliwe jest tworzenie zróżnicowanych treści z tego samego źródła transmisji.

CR-N350 jest opisywana jako kompaktowy, zdalnie sterowany system PTZ kierowany do twórców, studiów oraz realizatorów wydarzeń z naciskiem na jakość obrazu, rozwiązania w zakresie łączności i możliwości sterowania.

https://www.canon.pl/press-centre/press-releases/2025/11/two-cameras-one-unrivalled-vision

Transformator audio TAPCB-10VA-2x7 do montażu na PCB

TAPCB-10VA-2x7 to transformator przeznaczony do stosowania bezpośrednio na PCB. Jest to toroidalny transformator klasy audio, wykonany w II klasie izolacji i zgodny z wymaganiami normy EN 61558. Może być stosowany m.in. w urządzeniachelektroakustycznychklasyHi-Fi.

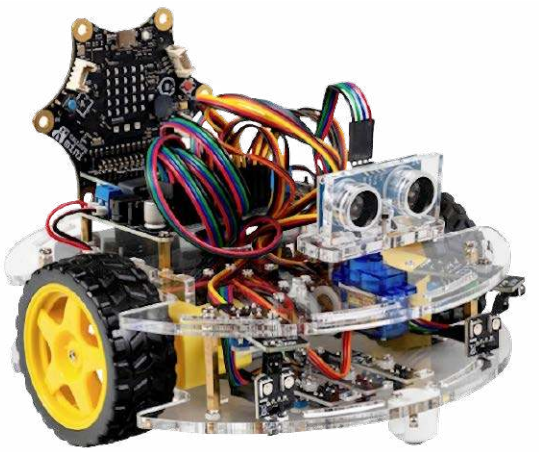
eprasa.pl 8c835b9be4

Model TAPCB-10VA-2x7 jest niskostratny i przeznaczony do montażu przewlekanego. Jego zastosowania obejmują przede wszystkim niskonapięciowe układy zasilania urządzeń audio. Zastosowany rdzeń toroidalny ma zapewniać wysoką sprawność przy bardzo małym polu rozproszenia.

Transformator wyróżnia się niewielkimi gabarytami. Konstrukcja jest zalana masą poliuretanową, co ma ograniczać hałas pracy oraz zmniejszać poziom wibracji. Opcjonalnie dostępne jest ekranowanie magnetyczne wraz z ekranem pomiędzy uzwojeniami, wykonanym na bazie powlekanej taśmy miedzianej SYNSHIELD. Producent pozycjonuje ten podzespół jako rozwiązanie przeznaczone do bezpiecznych zastosowań w układach zasilania wysokiej klasy elektroniki.

Główne parametry techniczne transformatora obejmują: moc znamionową 10 VA, napięcie uzwojenia pierwotnego 115 V AC/230 V AC oraz napięcie po stronie wtórnej równe 2×7 V AC. Prąd znamionowy obciążenia wynosi 2×714 mA, a deklarowana sprawność to 86%. Napięcie bez obciążenia określono na 2×8 V AC. Wymiary urządzenia wynoszą 55×55×26 mm.

https://sklep.toroidy.pl/pl/p/TAPCB-10VA-2x7-Transformator-AUDIO-PCB-2x115V2x7V/1037



Robot Joy-Car Calliope od Joy-IT w ofercie edukacyjnej Conrad Electronic

Conrad Electronic rozszerza swoją ofertę edukacyjną o robota Joy-Car Calliope firmy Joy-IT, opartego na platformie Calliope. Konstrukcja została wyposażona m.in. w klakson, kierunkowskazy, reflektory, światła cofania oraz światła hamowania. Na pokładzie znajduje się także zestaw czujników przeznaczonych do śledzenia linii, pomiaru odległości metodą ultradźwiękową, wykrywania przeszkód z użyciem podczerwieni oraz monitorowania prędkości obrotowej kół.

Producent przewiduje możliwość programowania poszczególnych elementów robota w różnych językach, w zależności od poziomu umiejętności i potrzeb użytkowników. Rozwiązanie ma służyć do prezentowania zasad działania pojazdów autonomicznych i wprowadzania w obszary robotyki, elektroniki oraz programowania. Z opisu produktu wynika, że jest on kierowany m.in. do dzieci od dziewiątego roku życia.

Dla uczniów i nauczycieli przygotowano samouczki uzupełnione o przykładowe kody programów. W zestawie wykorzystywany jest również moduł Calliope Mini, który w przypadku robota Joy-Car Calliope może pełnić rolę zewnętrznej jednostki sterującej.

Robot współpracuje m.in. z platformą Open Roberta Lab przygotowaną przez niemiecki Instytut Fraunhofera. Platforma korzysta z wizualnego języka programowania NEPO, zaprojektowanego do nauczania przedmiotów ścisłych, takich jak matematyka, informatyka, nauki przyrodnicze i technika. Joy-Car Calliope wspiera zarówno środowiska graficzne, jak i tekstowe, co pozwala wykorzystywać go na różnych etapach nauki. Dla bardziej doświadczonych użytkowników, np. w szkołach technicznych lub na uczelniach, przewidziano możliwość użycia języka MicroPython, który rozszerza zakres sterowania robotem.

Dodatkowo, przy wykorzystaniu drugiego modułu Calliope Mini, można niezależnie obsługiwać kierunkowskazy, oświetlenie, światła cofania i klakson, uruchamiając je m.in. przez interfejs Bluetooth. Zastosowano także konfigurowalne diody LED, które umożliwiają tworzenie i realizację indywidualnych efektów świetlnych.

https://www.conrad.pl/pl/p/zestaw-do-robotyki-joy-it-micro-bit-joycar-2249432.html

Zasilacze GW Instek z serii ASR-6000 w ofercie Computer Controls

W ofercie Computer Controls dostępne są zasilacze GW Instek z serii ASR-6000, opracowane z myślą o aplikacjach dużej mocy. Urządzenia bazują na elementach półprzewodnikowych wykonanych z węglika krzemu (SiC) i są zabudowane w obudowie o wysokości 4U. W tej konstrukcji producent deklaruje moc nawet do 6,6 kVA, co ma znaczenie w zastosowaniach, w których istotne są zarówno ograniczenia przestrzeni instalacyjnej, jak i wysokie zapotrzebowanie na moc.

Zastosowanie węglika krzemu ma umożliwiać uzyskanie wyższej efektywności energetycznej oraz większej stabilności pracy w warunkach zmiennego obciążenia, w porównaniu do klasycznych rozwiązań. W opisie serii podkreślono, że może to być szczególnie istotne w środowiskach o wysokich wymaganiach, takich jak centra danych wykorzystujące algorytmy sztucznej inteligencji (AI). Producent zwraca uwagę, że dobór materiałów półprzewodnikowych ma bezpośrednie przełożenie na konstrukcję urządzeń: SiC ma pozwalać na zmniejszenie rozmiarów układów przy zachowaniu wysokiej sprawności.

Rosnące wymagania związane z AI, centrami danych oraz infrastrukturą serwerową stawiają przed inżynierami coraz większe wyzwania w obszarze zasilania. Seria ASR-6000 jest przedstawiana jako odpowiedź na te potrzeby poprzez połączenie wysokiej gęstości mocy z nowoczesną technologią półprzewodnikową. Wskazywane cechy obejmują nie tylko kompaktową obudowę i wspomnianą, wysoką moc 6,6 kVA, ale także możliwość prostej integracji z istniejącą infrastrukturą, co ma zapewniać elastyczność wykorzystywaną przez operatorów danych, projektantów systemów AI i administratorów centrów danych.

W materiałach opisowych zwrócono uwagę, że takie parametry bywają szczególnie istotne tam, gdzie kluczowy jest czas pracy, a koszty eksploatacyjne wpływają na całkowity bilans inwestycji. Wskazywana jest również kwestia optymalizacji miejsca w serwerowni lub centrum danych: kompaktowa konstrukcja ma ułatwiać zarządzanie przestrzenią i planowanie przyszłej rozbudowy infrastruktury, a oszczędność miejsca może przekładać się na ograniczenie kosztów operacyjnych.

https://ccontrols.pl/nowa-seria-zasilaczy-gw-instek-asr-6000

Jakub Tyburski
jakub.tyburski@elportal.pl

eprasa.pl 8c835b9be4

Hity następnego numeru • „Elektronika Praktyczna” 3/2026

Temat Numeru: Czujniki wielkości nieelektrycznych

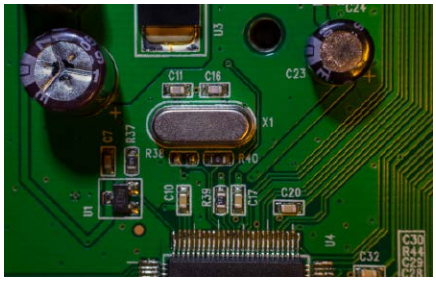
Czujniki wielkości nieelektrycznych od lat stanowią jeden z fundamentów nowoczesnej elektroniki – tak w automatyce przemysłowej, jak i w systemach pomiarowych, urządzeniach medycznych czy elektronice użytkowej. Choć same wielkości mierzone, takie jak temperatura, ciśnienie, przyspieszenie, natężenie światła czy stężenie gazów, nie mają natury elektrycznej, to właśnie od poprawnej konwersji tych parametrów na sygnał elektryczny zależy jakość całego toru pomiarowego.

W artykule omawiamy podstawowe klasy czujników wielkości nieelektrycznych, zasady ich działania oraz najczęściej spotykane mechanizmy przetwarzania – rezystancyjne, pojemnościowe, piezoelektryczne, termoelektryczne, chemiczne i optyczne. Zwracamy uwagę na praktyczne aspekty doboru czujnika do aplikacji, takie jak zakres pomiarowy, dokładność, dryft temperaturowy, czas odpowiedzi czy odporność na warunki środowiskowe; nie zabrakło także odniesień do współczesnych rozwiązań scalonych, integrujących sensor, tor kondycjonowania sygnału i interfejs cyfrowy. Całość stanowi przystępne wprowadzenie dla projektantów systemów elektronicznych, którzy chcą świadomie dobierać czujniki i unikać typowych błędów na etapie projektowania układów pomiarowych.

Elektronika w Praktyce: Źródła sygnałów referencyjnych

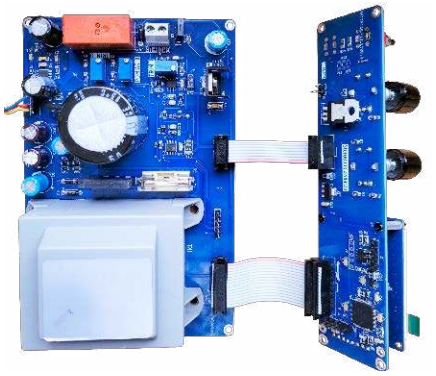
Od stabilności i dokładności źródeł napięcia i prądu odniesienia zależy poprawna praca przetworników A/C i C/A, komparatorów, układów pomiarowych czy nawet całych systemów sterowania, w których nawet niewielki dryft wartości referencyjnej może prowadzić do istotnych błędów funkcjonalnych. Równie ważne, choć także często niedoceniane przez konstruktorów, są źródła częstotliwości wzorcowej – te zaś determinują krytycznie ważne parametry torów radiowych, zaawansowanych systemów cyfrowych czy wreszcie układów przeznaczonych do odmierzania czasu.

W marcowej „Elektronice w Praktyce” prezentujemy podstawowe typy źródeł referencyjnych, w tym źródła napięcia oparte na diodach Zenera, strukturach bandgap oraz nowoczesnych układach precyzyjnych o niskim poziomie szumów i małym współczynniku temperaturowym. Omówiono także źródła wzorcowych sygnałów częstotliwościowych, takie jak rezonatory i oscylatory kwarcowe, generatory MEMS oraz oscylatory TCXO i OCXO, wskazując różnice pomiędzy nimi z punktu widzenia stabilności długoterminowej i krótkookresowej, odporności na warunki otoczenia, poboru mocy czy rozmiarów obudowy. Szczególny nacisk położono na praktyczne aspekty aplikacyjne: filtrację, implementację komponentów na PCB oraz wpływ zasilania i warunków środowiskowych.



Zasilacz warsztatowy

Jakiś czas temu na jednym z forów poświęconych praktycznym konstrukcjom elektronicznym pewien użytkownik zadał pytanie o możliwość samodzielnego zbudowania zasilacza do swojej pracowni. Z kontekstu wynikało, że jest raczej początkującym i szuka prostych, sprawdzonych konstrukcji łatwych do powielenia. Początkowo dyskusja koncentrowała się wokół tego co ewentualnie można wykonać nie mając doświadczenia. Jednak dość szybko powrócił stary dylemat: albo tanio, albo dobrze. Za kupnem może przemawiać niska cena i szeroki zakres napięć i prądów wyjściowych. A jakie są argumenty za samodzielnym zaprojektowaniem i wykonaniem takiego urządzenia? Dla wielu elektroników będzie to satysfakcja z wykonanego i uruchomionego przyrządu, choć równie istotny jest walor edukacyjny. Kupienie gotowego urządzenia niczego nas nie nauczy o zasadzie jego działania, problemach konstrukcyjnych i sposobach ich rozwiązywania. To bardzo ważne, jeżeli nie chcemy się stopniowo sprowadzić do biernych odbiorców urządzeń – czy to gotowych, czy to składanych z dostępnych w sprzedaży modułów. Prezentowany w artykule zasilacz jest również próbą oparcia się tym tendencjom.



Wykaz firm ogłaszających się w tym numerze „Elektroniki Praktycznej”

AKSOTRONIK 27
AVT-SPV 5, 11, 23, 80
BORNICO 35
COMPUTER CONTROLS 7
FERYSTER 9

Miesięcznik **„Elektronika Praktyczna”** (10 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

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

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 AVT Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11

Projekty publikowane w „Elektronice Praktycznej”. mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki Praktycznej”. Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice Praktycznej”. jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu zgody redakcji. Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice Praktycznej”.

eprasa.pl 8c835b9be4

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

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

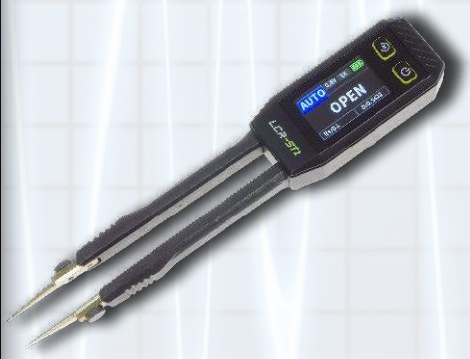
FN-2C53T
Dwukanałowy oscyloskop z multimetrem i generatorem 50 MHz FNIRSI 2C53T

BESTSELLERY sklepu AVT – sklep.avt.pl

Mierniki Testery FNIRSI

Rabat dla Czytelników EP
przy zakupie podaj kod **EP2505FN** **-3%**

Rabat dla Prenumeratorów EP
przy zakupie podaj numer prenumeraty **-6%**



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

FN-LCR-P1
Tester elementów FNIRSI LCR-P1

FN-HRM10
Tester rezystancji wewnętrznej akumulatorów FNIRSI HRM-10

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

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

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