Wydanie elektroniczne dostępne na www.ulubionykiosk.pl

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

EP.com.pl

Międzynarodowy magazyn elektroników konstruktorów • marzec 3/2026

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



CZUJNIKI WIELKOŚCI NIEELEKTRYCZNYCH

TEMAT NUMERU

inspirujące, użyteczne projekty

• Zasilacz warsztatowy • Izolowane moduły pomiarowe prądu i napięcia z interfejsem Grove • Prądnica survivalowa RIL – Radio Ignis Lux

podzespoły, sprzęt, aplikacje

• Moduły bezprzewodowe z certyfikacją RED • Chiński generator wzorcowy OCXO z synchronizacją GPS. Wysoka dokładność za niewysoką cenę? • Moduły z certyfikacją – kompendium inżyniera • Źródła napięcia odniesienia w praktyce konstruktora

tutoriale

• Syntezatory dźwięku. Generatory obwiedni • Generatory kwarcowe • Kłopotliwe zasilanie symetryczne • Zaawansowane sensory optoelektroniczne. APD, SiPM i PMT w praktyce konstruktora • Survival dla elektroników (i nie tylko), czyli czego nie rozumieją preppersi?

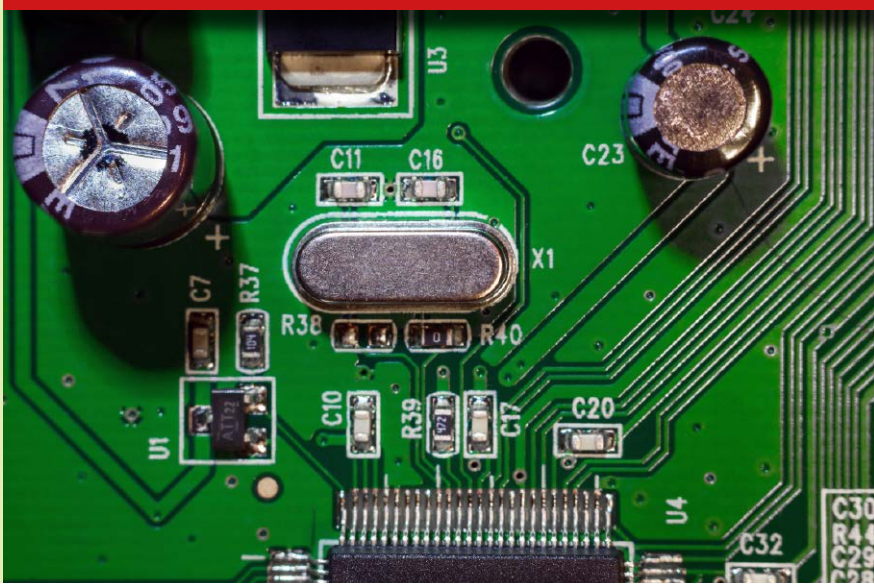
kursy

• Programowanie w środowisku MicroPython. Chmura i MQTT

TEMAT SPECJALNY

Moduły z certyfikacją

– kompendium inżyniera



ISSN 1230-3526 Indeks 357677 03 9 771230 352269 20 zł (wrym8% VAT) • PRICE: 8 EUR

ŹRÓDŁA SYGNAŁÓW REFERENCYJNYCH

eprasa.pl 35a611158d

–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 35a611158d

Elektronika w czasach niepokoju



Rozwój elektroniki nabrał tempa, które jeszcze niedawno byłoby trudne do wyobrażenia. Nowe mikrokontrolery, coraz doskonalsze układy analogowe, ultraszybkie interfejsy komunikacyjne czy zaawansowane oprogramowanie do przetwarzania danych, w których DSP miesza się z AI i klasyczną algorytmiką – w wielu zastosowaniach oznacza to po prostu większą wygodę użytkownika, lepszą automatyzację czy wyższą efektywność systemów przemysłowych bądź motoryzacyjnych. Jednak w ostatnim czasie coraz wyraźniej widać, że rozwój elektroniki ma również inne oblicze – takie, które ujawnia się szczególnie w okresach napięć geopolitycznych i konfliktów zbrojnych.

A tych ostatnio nie brakuje. Wojna w Ukrainie trwa nieprzerwanie od ponad 4 lat, czyli już niemal tyle, co I wojna światowa. Końca jak na razie nie widać, a na Bliskim Wschodzie właśnie rozgorzał kolejny konflikt. Współczesne pole walki w coraz mniejszym stopniu przypomina obraz znany z podręczników historii wojskowości. O przewadze decydują nie tylko liczby żołnierzy czy dostęp do ciężkiego sprzętu, lecz także zdolność do szybkiego przetwarzania informacji, wczesnego wykrywania zagrożeń czy skutecznego zakłócania systemów bezprzewodowych przeciwnika. W tym kontekście elektronika staje się jednym z najważniejszych elementów infrastruktury obronnej. Tak jak dawniej o sile armii decydowały górnictwo, hutnictwo i przemysł zbrojeniowy, tak dziś przewagę zyskuje ten, kto lepiej potrafi wykorzystać dostępne technologie. Albo wykreować nowe.

Szczególną rolę odgrywają tu technologie, które jeszcze kilkanaście lat temu kojarzyły się głównie z elektroniką konsumencką. Miniaturowe moduły radiowe, niedrogie systemy pozycjonowania satelitarnego, kamery wysokiej rozdzielczości sprawiają, że budowa zaawansowanych systemów obserwacyjnych, komunikacyjnych czy autonomicznych jest dziś bardziej dostępna niż kiedykolwiek wcześniej. W rezultacie granica pomiędzy elektroniką cywilną a rozwiązaniami o znaczeniu strategicznym staje się coraz mniej wyraźna, co napędza też aplikacje podwójnego zastosowania (dual use).

Równolegle do fizycznych systemów elektronicznych rozwija się jeszcze jedna przestrzeń konfliktu – cyberprzestrzeń. Ataki na infrastrukturę teleinformatyczną, próby przejmowania kontroli nad systemami przemysłowymi i infrastrukturą krytyczną (np. energetyczną), czy nawet szeroko zakrojona dezinformacja stają się elementem działań, które towarzyszą tradycyjnym operacjom militarnym i często w znacznie większym stopniu paraliżują rzeczywistość, w jakiej operuje przeciwnik. Bo tutaj atak jest cichy – bez huku wystrzałów, bez słupów ognia i bez wyjących pocisków rakietowych. Uderza bezpośrednio w cel, pozostawiając atakującego nie tylko w pełni bezpiecznego, ale także często (niestety) bezkarnego. W wielu przypadkach celem nie jest nawet bezpośrednie zniszczenie sprzętu, lecz destabilizacja systemów, od których zależy funkcjonowanie państw: sieci energetycznych, systemów transportowych czy infrastruktury komunikacyjnej.

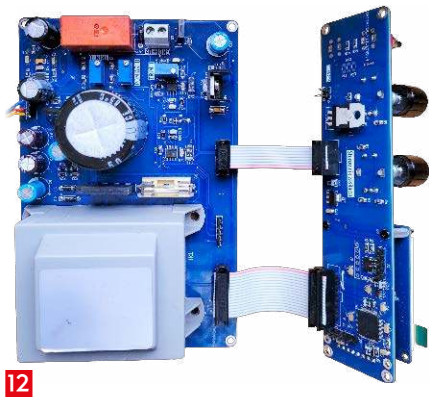
Dla konstruktorów elektroniki i deweloperów oznacza to zupełnie nowe wyzwania projektowe. Znaczenia nabierają zagadnienia odporności systemów na zakłócenia elektromagnetyczne, niezawodności komunikacji radiowej i bezpieczeństwa implementacji protokołów komunikacyjnych. Równie istotna staje się umiejętność projektowania urządzeń, które mogą pracować w warunkach ograniczonej infrastruktury – z niestabilnym zasilaniem, w środowisku o podwyższonym poziomie zakłóceń, lub w sytuacji, gdy tradycyjne kanały komunikacyjne przestają być dostępne. A nade wszystko – konieczna jest daleko idąca dbałość o aspekty cyberbezpieczeństwa. Bo system, nad którym można łatwo przejąć kontrolę, jest często znacznie bardziej niebezpieczny niż ten, który po prostu nie działa.

Jednocześnie warto pamiętać, że te same technologie, które w warunkach konfliktu mogą zostać wykorzystane w celach militarnych, w codziennym życiu służą przede wszystkim rozwojowi cywilizacji. Granica pomiędzy zastosowaniami cywilnymi a wojskowymi jest dziś często bardzo cienka – i właśnie dlatego nasza odpowiedzialność jako projektantów systemów elektronicznych jest teraz szczególna.

Przemysław Musz

eprasa.pl 35a611158d

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA
nr 3 (397) • marzec 2026

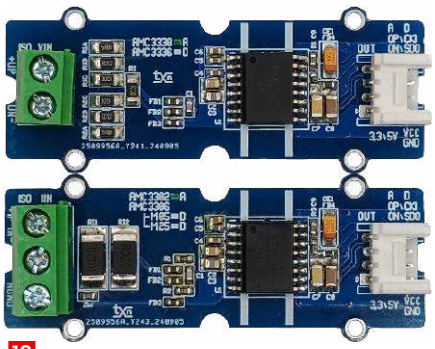

12

Nie przeocz
Nowe podzespoły 6
Koktajl niusów 72

Projekty
Zasilacz warsztatowy (1) 12

Miniprojekty
Izolowane moduły pomiarowe prądu i napięcia z interfejsem Grove 18

Projekty Czytelników
Prądnica survivalowa RIL – Radio Ignis Lux 21

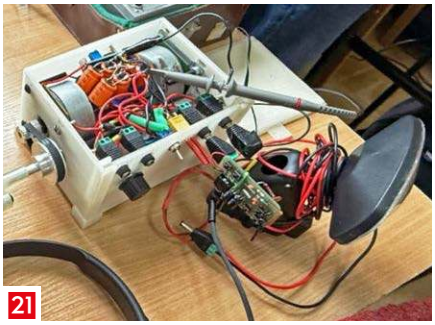

18

Prezentacje
Moduły bezprzewodowe z certyfikacją RED 24

Notatnik konstruktora
Generatory kwarcowe 27

Audio bez tajemnic
Kłopotliwe zasilanie symetryczne 30
Syntezatory dźwięku (6). Generatory obwiedni 32

Temat numeru
Zaawansowane sensory optoelektroniczne (1).
APD, SiPM i PMT w praktyce konstruktora 36


21

Sprzęt
Chiński generator wzorcowy OCXO z synchronizacją GPS.
Wysoka dokładność za niewysoką cenę? 44

Temat specjalny
Moduły z certyfikacją – kompendium inżyniera 48

Elektronika w praktyce
Źródła napięcia odniesienia w praktyce konstruktora 52

Felieton
Survival dla elektroników (i nie tylko),
czyli czego nie rozumieją preppersi? 64

Kursy
Programowanie w środowisku MicroPython (10). Chmura i MQTT 68

Prenumerata 2
Od wydawcy 3
Hity następnego numeru 75



44

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

eprasa.pl 35a611158d



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%



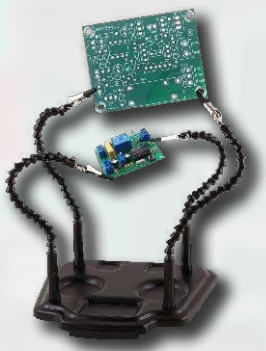
TRZECIARĘKA ZD-11M-1
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – z uchwytem na szpulkę cyny, ZD11M-1



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 35a611158d

nowe podzespoły

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



Magnetyczny, absolutny przetwornik położenia kątowego o 21-bitowej rozdzielczości

iC-MUE to magnetyczny, absolutny przetwornik położenia kątowego, opracowany z myślą o zastosowaniach w enkoderach z otworem oraz w systemach sprzężenia zwrotnego silników. Wykorzystuje metodę noniuszową z dwiema ścieżkami magnetycznymi, umożliwiającą uzyskanie wysokiej rozdzielczości pomiaru przy jednoczesnym zachowaniu dużej odporności na zaburzenia elektromagnetyczne. Dzięki zastosowaniu czujników Halla o zoptymalizowanej geometrii dla szerokości bieguna 2,00 mm, możliwe jest precyzyjne odwzorowanie sygnału magnetycznego w szerokim zakresie średnic roboczych od 20 mm do 85 mm.

Wbudowany interpolator pozwala na uzyskanie 21-bitowej rozdzielczości dla typowej skali magnetycznej o średnicy 44 mm i 32 parach biegunów. Układ wyposażono w automatyczną regulację punktu pracy czujników (auto-adjustment), którą można uruchomić programowo lub sprzętowo. Dodatkowo dostępna jest cyfrowa kompensacja mimośrodu oraz korekcja nieliniowości z wykorzystaniem tablic LUT, co pozwala ograniczyć błędy systematyczne do poziomu umożliwiającego uzyskanie dokładności kątowej rzędu 0,04°. Pomiar odbywa się w trybie różnicowym, co skutecznie eliminuje wpływ zewnętrznych pól magnetycznych. Wbudowany czujnik temperatury umożliwia kompensację termiczną, a zintegrowane funkcje diagnostyczne i system alarmów pozwalają na bieżące monitorowanie stanu układu.

iC-MUE może pracować w zakresie napięcia zasilania od 3,0 V do 5,5 V, zapewniając kompatybilność interfejsu z układami zasilanymi napięciem 2,5 V, 3,3 V i 5,0 V. Jego zakres temperatury roboczej rozciąga się od –40 do +125°C. Dane pomiarowe mogą być równocześnie udostępniane przez kilka interfejsów komunikacyjnych. Układ obsługuje magistrale BiSS, SSI i SPI, a także interfejs I²C, pełniący funkcję kanału konfiguracyjnego i diagnostycznego. Wyjścia inkrementalne ABZ mogą być konfigurowane programowo z wykorzystaniem funkcji FlexCount, co pozwala dostosować liczbę impulsów na obrót do wymagań konkretnego układu napędowego. Dodatkowo generowane są sygnały komutacyjne UVW do silników zawierających od 1 do 32 par biegunów. Układ udostępnia również różnicowe wyjścia analogowe sin/cos spełniające wymóg „safety-ready", co pozwala na zastosowania w aplikacjach wymagających zgodności z normami bezpieczeństwa funkcjonalnego.

iC-MUE może znaleźć zastosowanie w enkoderach obrotowych, czujnikach liniowych, systemach sprzężenia zwrotnego silników itp. Jego konstrukcja umożliwia elastyczną adaptację do różnych geometrii skal magnetycznych oraz łatwą kalibrację końcową w procesie montażu, zapewniając dużą dokładność pomiaru oraz odporność na zanieczyszczenia i odchyłki mechaniczne.

www.ichaus.de

Miniaturowy, cyfrowy czujnik temperatury o całkowitym błędzie pomiaru poniżej ±0,09°C



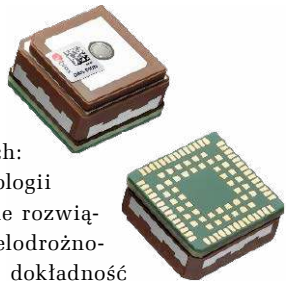
Firma ams OSRAM opracowała miniaturowy, precyzyjny czujnik temperatury o symbolu AS6223, zamykany w obudowie SMD o wymiarach 0,82×0,82×0,355 mm. Zawiera on krzemowy sensor typu bandgap, przetwornik A/C i procesor DSP, realizujący przetwarzanie i linearyzację sygnału pomiarowego. Komunikacja z systemem nadrzędnym odbywa się przez magistralę I²C, umożliwiającą wybór jednego z 4 dostępnych adresów, co pozwala na współpracę do czterech czujników w ramach tej samej szyny komunikacyjnej.

AS6223 jest fabrycznie skalibrowany i nie wymaga dodatkowej kalibracji przez użytkownika. Pobiera zaledwie 8 µA prądu w stanie aktywnym, co czyni go idealnym do zastosowań w urządzeniach zasilanych bateryjnie. Pracuje w zakresie pomiarowym od –40 do +125°C, oferując dokładność już od ±0,09°C (w podzakresie +20...+42°C). Dzięki kompensacji nieliniowości i cyfrowemu przetwarzaniu sygnału, układ zapewnia stabilny i powtarzalny odczyt również przy fluktuacjach napięcia zasilania.

Zakres zastosowań czujnika obejmuje m.in. opaski monitorujące parametry biologiczne, smartwatche, pierścienie elektroniczne i medyczne plastry pomiarowe. Jego mały pobór mocy i minimalna emisja ciepła ograniczają wpływ samonagrzewania na wynik pomiaru, co jest istotne przy bezpośrednim kontakcie czujnika ze skórą.

www.ams-osram.com

Miniaturowy moduł nawigacyjny na pasma L1 i L5



Moduł nawigacyjny DAN-F10N firmy u-blox jest zintegrowanym odbiornikiem GNSS z wbudowaną anteną RHCP typu patch, pracującym jednocześnie w dwóch pasmach: L1 i L5. Został on oparty na technologii u-blox F10, wykorzystującej autorskie rozwiązania do ograniczania błędów wielodrożności (multipath), co pozwala uzyskać dokładność

eprasa.pl 35a611158d

pozycjonowania na poziomie jednego metra, nawet w środowisku miejskim.

DAN-F10N jest zamykany w obudowie o wymiarach 20×20×8 mm. Wyróżnia go szeroka charakterystyka promieniowania, ułatwiająca montaż w różnych orientacjach wewnątrz urządzeń. Umożliwia również podłączenie zewnętrznej anteny GNSS. Tor radiowy oparto na architekturze SAW-LNA-SAW, uzupełnionej o filtr zaporowy dla pasma LTE B13 w torze L1. Zwiększa to odporność na zaburzenia elektromagnetyczne, pochodzące od pobliskich źródeł radiowych, zwłaszcza w urządzeniach z wbudowanymi modemami komórkowymi.

DAN-F10N zawiera pamięć Flash, co umożliwia aktualizację oprogramowania firmware. Jest przeznaczony do montażu SMT z wykorzystaniem automatów pick&place. Jego zakres zastosowań obejmuje systemy śledzenia obiektów, automatykę przemysłową, drony oraz telematykę.

www.u-blox.com



Termistory NTC w rozmiarze 0603M do zastosowań w motoryzacji

Murata rozszerza ofertę termistorów NTC w rozmiarze 0603M o dwa nowe modele o wysokiej niezawodności, oznaczone symbolami NCU03WF104F6SRL i NCU03WF104F60RL, przeznaczone do zastosowań odpowiednio w motoryzacji i elektronice użytkowej.

		Zastosowanie	Wymiary	Rezystancja @ 25°C	Współczynnik β (25/50°C)
Nowy model	NCU03WF104F6SRL	motoryzacja	0,6×0,3×0,3 mm	100 kΩ ±1,0%	4250 K ±1,0%
	NCU03WF104F60RL	elektronika użytkowa			
Wcześniejszy odpowiednik	NCU03XH103F6SRL	motoryzacja		10 kΩ ±1,0%	3380 K ±1,0%
	NCU03XH103F60RL	elektronika użytkowa			

Stanowią one rozszerzenie rodziny termistorów z elektrodami miedzianymi NCU03, przeznaczonych do montażu na płytkach drukowanych o dużej gęstości upakowania podzespołów. Pomimo małych gabarytów, zachowują tę samą wartość rezystancji i stałej beta, co wcześniejsze odpowiedniki rozmiaru 1005M (1,0×0,5×0,5 mm), umożliwiając natychmiastową wymianę, bez konieczności przeprojektowywania urządzeń.

NCU03WF104F6SRL i NCU03WF104F60RL charakteryzują się rezystancją 100 kΩ (±1,0%), współczynnikiem beta 4250 K (±1,0%) i stałą rozpraszania typ. 1,5 mW/°C w temperaturze +25°C. Mogą pracować w szerokim zakresie temperatury otoczenia od –55 do +125°C przy maksymalnym prądzie 31 µA. Model NCU03WF104F6SRL uzyskał kwalifikację motoryzacyjną AEC-Q200, świadczącą o dużej niezawodności w trudnych warunkach pracy.

www.murata.com

Moduł komunikacyjny mikroBUS na pasmo 868 MHz zgodny ze specyfikacją LoRaWAN 1.0.4

LR 16 Click to kolejna płytka peryferyjna w standardzie mikroBUS, przeznaczona do realizacji połączeń radiowych przy niskim poborze mocy i dużym zasięgu. Została zrealizowana z wykorzystaniem modułu WIRL-LORA Daphnis-I z „bezprzewodowym" mikrokontrolerem STM32WLE5CCU6 produkcji STMicroelectronics. Jest zgodna ze specyfikacją LoRaWAN 1.0.4

REKLAMA



eprasa.pl 35a611158d



w klasach A, B i C oraz obsługuje protokoły niestandardowe do realizacji sieci o topologiach peer-to-peer, star i mesh z adresowaniem unicast, multicast i broadcast.

LR 16 Click pracuje w „europejskim" paśmie 868 MHz. Maksymalna moc wyjściowa nadajnika wynosi 13,4 dBm, co pozwala na realizację transmisji dalekiego zasięgu z zachowaniem zgodności z obowiązującymi wymaganiami regionalnymi. Komunikacja z zewnętrznym mikrokontrolerem odbywa się przez interfejs UART z wykorzystaniem komend AT. Płytka udostępnia funkcje aktualizacji oprogramowania oraz kontroli procesu bootowania. Do celów diagnostycznych przewidziano interfejs SWD, umożliwiający debugowanie oprogramowania wbudowanego, natomiast diody LED sygnalizują aktywność transmisji oraz stan pracy sieci. Funkcja ClickID umożliwia automatyczną identyfikację płytki przez system host, co upraszcza proces integracji.

Dzięki zgodności z gniazdem mikroBUS, płytka LR 16 Click nadaje się do współpracy z dowolną platformą wspierającą ten standard. Konstrukcja mechaniczna typu Click Snap pozwala na zmniejszenie rozmiaru PCB w końcowych etapach prototypowania.

Producent oferuje dla opisywanego modułu biblioteki mikroSDK, pozwalające na bezpośrednie wykorzystanie gotowych funkcji programistycznych. Ułatwia to integrację z systemami embedded, bez potrzeby tworzenia podstawowego stosu komunikacyjnego od zera. Integracja układu radiowego, mikrokontrolera oraz stosu protokołów na jednej płytce pozwala na szybkie wykonanie prototypu urządzenia IoT/IIoT, wymagającego długiego zasięgu transmisji przy małym poborze mocy.

www.mikroe.com

6-osiowy moduł IMU do śledzenia małych drgań i ruchów o dużej dynamice



ISM6HG256X to 6-osiowy moduł inercyjny, zaprojektowany do zastosowań wymagających jednoczesnego śledzenia małych drgań, ruchów o dużej dynamice oraz krótkotrwałych przeciążeń udarowych. Zawiera 3-osiowy żyroskop cyfrowy oraz 2 niezależne akcelerometry 3-osiowe, pracujące w różnych zakresach pomiarowych. Pierwszy z nich oferuje zakres pełnej skali od ±2 do ±16 g i jest przeznaczony do analizy orientacji, drgań oraz powolnych ruchów. Drugi kanał oferuje zakres pomiaru do ±256 g. Wewnętrzny żyroskop pracuje w zakresie pomiarowym od ±250 dps do ±4000 dps, umożliwiając rejestrację szybkich zmian kątowych, m.in. w robotyce.

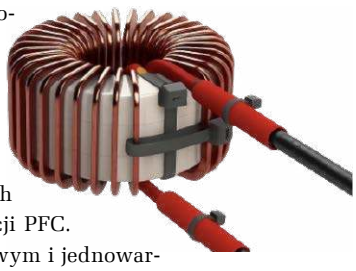
Tor przetwarzania obejmuje 4 odrębne kanały konfigurowalne, którym można przypisać oddzielne filtry i częstotliwości wyjściowe. Pozwala to implementować równoległe ścieżki danych dla różnych algorytmów, np. stabilizacji obrazu, obsługi interfejsu użytkownika i wykrywania udarów. W stanie aktywnym z obsługą 6 osi pomiarowych układ pobiera około 0,67 mA prądu, natomiast praca z aktywnym, podwójnym torem akcelerometru zwiększa prąd zasilania do 0,80 mA. Parametry te umożliwiają stosowanie czujnika w bateryjnych urządzeniach IoT.

ISM6HG256X realizuje przetwarzanie danych na poziomie sensorów. Służą do tego dwa bloki: maszyna stanów (finite state machine – FSM), pracująca z częstotliwością 960 Hz oraz rdzeń obliczeniowy MLC (machine learning core), zdolny do wykonywania prostych algorytmów klasyfikacyjnych. FSM może obsługiwać reguły deterministyczne, w tym warunki wybudzania, wykrywanie upadku i lokalne filtrowanie danych. MLC rozszerza możliwości układu o analizę wzorców ruchu oraz implementowanie funkcji kontekstowych, między innymi automatycznej rekonfiguracji parametrów pracy sensora na podstawie bieżącej klasyfikacji ruchu.

ISM6HG256X zawiera interfejsy SPI, I²C i MIPI I³C v1.1 oraz 4,5-kilobajtowy bufor FIFO, ograniczający częstotliwość koniecznych wybudzeń mikroprocesora nadrzędnego. Sensor jest zamykany w obudowie SMD o wymiarach 3,0×2,5×0,83 mm. Jego zakres zastosowań obejmuje systemy monitorowania stanu maszyn, układy automatyki wymagające szybkiej analizy zmian kątowych oraz osobiste systemy bezpieczeństwa, w których niezbędne jest wykrywanie upadków lub gwałtownych przeciążeń.

www.st.com

Cewki dużej mocy o wysokim natężeniu dopuszczalnego prądu impulsowego



Do oferty firmy Bourns wchodzi nowa seria cewek indukcyjnych dużej mocy o wysokim dopuszczalnym prądzie impulsowym, przeznaczonych do zastosowań w przetwornicach DC/DC, układach napędowych i układach korekcji PFC. Są to cewki z rdzeniem ferrytowym i jednowarstwowym uzwojeniem spiralnym, charakteryzujące się małą pojemnością pasożytniczą.

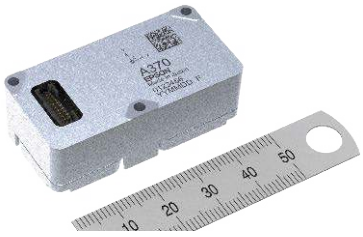
Model	Indukcyjność (10 kHz, ±20%)	Prąd znamionowy	Maks. rezystancja DC	Prąd szczytowy
153220	75 µH	80 A	4 mΩ	92 A
153221	32 µH	125 A	2 mΩ	140 A
153222	165 µH	65 A	6 mΩ	75 A
153223	19 µH	133 A	1 mΩ	186 A
153224	250 µH	50 A	13 mΩ	60 A

Obecnie oferta obejmuje 5 modeli o indukcyjności znamionowej od 32 do 250 µH, dopuszczalnym prądzie szczytowym do 186 A i rezystancji uzwojenia od 1 mΩ.

Cewki z serii 15322x charakteryzują się wymiarami Ø105×66 mm i są dostarczane z wyprowadzeniami o długości 320 mm. Szeroki zakres temperatury roboczej od –40 do +125°C pozwala na zastosowanie ich w aplikacjach przemysłowych.

www.bourns.com

3-osiowy akcelerometr kwarcowy do długotrwałego monitorowania drgań o małej amplitudzie



M-A370AD10 to 3-osiowy akcelerometr kwarcowy, przeznaczony do precyzyjnych pomiarów sejsmicznych, długotrwałego monitorowania drgań o bardzo małej amplitudzie oraz obserwacji zmian położenia konstrukcji.

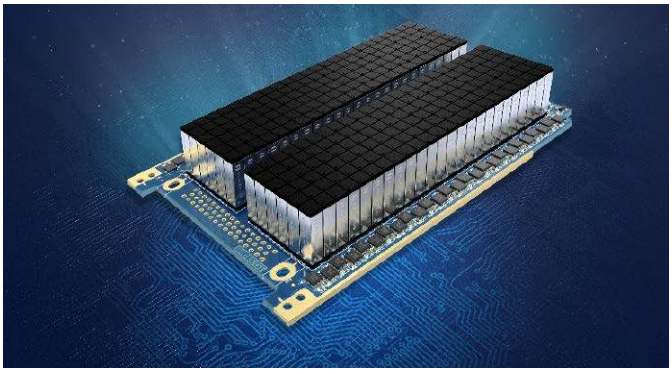
eprasa.pl 35a611158d

	M-A370AD10	M-A352AD10
Zakres dynamiczny	przyspieszenie: ±10 g nachylenie: ±60°	przyspieszenie: ±15 g nachylenie: ±60°
Gęstość szumu	0,02 µg/√Hz (1...10 Hz)	0,2 µg/√Hz (0,5...6 Hz)
Błąd temperaturowy	±0,5 mg (–30...+85°C)	±2 mg (–30...+85°C)
Powtarzalność	typ. ±0,1 mg (pierwszy rok pracy, 25°C, 3,3 V)	typ. 3 mg (pierwszy rok pracy, 25°C, 3,3 V)
Pasmo	DC...210 Hz	DC...460 Hz
Napięcie zasilania	3,15...3,45 V	
Pobór prądu	36,3 mA @ 3,3 V	13,2 mA @ 3,3 V
Zakres temperatury pracy	od –30°C do +85°C	

Jest zamykany w odlewanej, aluminiowej obudowie o wymiarach 48×24×16 mm z wyjściem SPI/UART. Zawiera rezonator o częstotliwości oscylacji zmiennej w funkcji przyspieszenia oraz cyfrowy układ przetwarzania sygnału, zapewniający dokładny pomiar przyspieszenia w szerokim zakresie. Bardzo dobre parametry szumowe (0,02 µg/√Hz w zakresie 1...10 Hz) pozwalają na rejestrowanie sygnałów o amplitudzie poniżej poziomu szumu, określonego modelem USGS New High Noise Model. Stabilność wynosi ±0,5 mg w zakresie temperatury otoczenia od –30 do +85°C oraz ±0,1 mg podczas rocznej pracy w warunkach referencyjnych, co umożliwia długotrwałe prowadzenie pomiarów, bez konieczności częstej rekonfiguracji systemu. Duża szerokość zakresu dynamicznego, wynosząca ±10 g, pozwala na jednoczesną rejestrację mikrodrgań oraz zjawisk o znacznie większej amplitudzie w ramach jednego toru pomiarowego.

M-A370AD10 umożliwia synchronizację wielu modułów pomiarowych za pomocą zewnętrznego sygnału wyzwalającego, a także synchronizację czasu przez impulsy 1 PPS, generowane przez systemy nawigacyjne GNSS. Wbudowana funkcja autodiagnostyki służy do okresowej weryfikacji czułości, bez konieczności stosowania zewnętrznych wzorców. Średni czas bezawaryjnej pracy układu (MTTF), wynoszący 87600 godzin, zapewnia 10-letnią pracę ciągłą w warunkach nominalnych. Układ jest kompatybilny z wcześniejszym modelem M-A352AD10, co pozwala na jego bezpośrednią wymianę w istniejących systemach.

www.epson-electronics.de



Przekaźniki kontaktronowe do systemów o dużej gęstości upakowania podzespołów

Przekaźniki kontaktronowe z serii 125 firmy Pickering zostały zaprojektowane specjalnie do urządzeń o dużej gęstości upakowania podzespołów, takich jak macierze przełączające i multipleksery w testerach ATE. Ich powierzchnia montażowa wynosi zaledwie 4,9×4,9 mm przy wysokości 15,5 mm. Dostępne są konfiguracje 1-Form-A (zwykła i do obwodów w.cz.), 1-Form-B, 1-Form-C i 2-Form-A. Warianty 1-Form-A do obwodów w.cz. mogą pracować z sygnałami o częstotliwości przekraczającej 1 GHz.

Przekaźniki z serii 125 umożliwiają przełączanie prądów o natężeniu do 1 A i mocy do 20 W. W zależności od wersji, zawierają cewki o napięciu znamionowym 3 V, 5 V lub 12 V oraz opcjonalne diody tłumiące przepięcia indukcyjne, powstające podczas wyłączania. Styki są pokrywane warstwą rutenu lub rodu, zapewniającą wysoką odporność na odczynniki chemiczne, korozję i zużycie mechaniczne.

Wszystkie przekaźniki z serii 125 są wyposażone w ekran ograniczający wzajemne oddziaływanie magnetyczne komponentów w aplikacjach o dużej gęstości upakowania podzespołów. Typowy poziom interakcji wynosi około 1%, podczas gdy w konstrukcjach pozbawionych ekranowania może on sięgać 40%. Bezrdzeniowa konstrukcja zwiększa efektywność pola magnetycznego i poprawia powtarzalność parametrów, a zastosowanie technologii SoftCenter pozwoliło zmniejszyć naprężenia mechaniczne działające na szklaną kapsułę styku, co poprawia stabilność parametrów w długim czasie eksploatacji. Producent może też dostarczać warianty niestandardowe o różnych konfiguracjach wyprowadzeń, parametrach cewek i czasach przełączania.

www.pickeringrelay.com



Stereofoniczne wzmacniacze audio klasy D o mocy wyjściowej do 2×41 W

Firma Diodes wprowadza do sprzedaży nową rodzinę stereofonicznych wzmacniaczy audio klasy D z wejściem cyfrowym i zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego. W ramach rodziny PAMS58xx dostępnych jest 5 układów: PAMS5803, PAMS5804, PAMS5825, PAMS5826 i PAMS5827, różniących się mocą znamionową, zakresem napięcia zasilania, sprawnością i wyjściowym napięciem szumu. Wszystkie zawierają szeregowy interfejs wejściowy i wyjście SDOUT, przeznaczone do monitorowania sygnału i realizacji algorytmów redukcji echa. Pracują z podwójnym napięciem zasilania: PVDD o zakresie od 4,5 do 26,4 V i DVDD, wynoszącym 3,3 V lub 1,8 V w zależności od konfiguracji systemu. Przy

REKLAMA



eprasa.pl 35a611158d

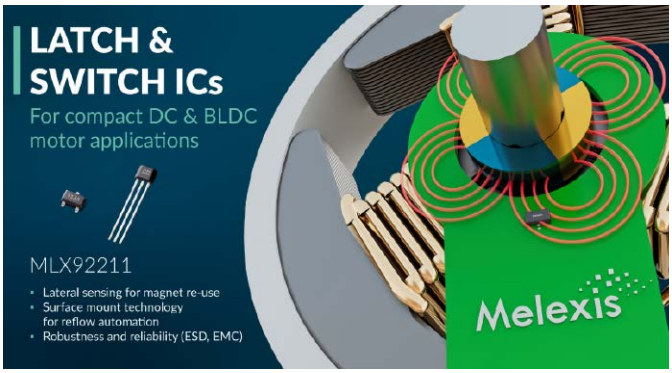
	Moc znamionowa	PVDD	Sprawność (2 × 10 W)	Napięcie szumu	THD+N (5 W, 1 kHz)	PSRR	Obudowa
PAMS5803	2 × 24 W stereo 40 W mono	4,5...17,0 V	92%	35 µV rms	0,02%	–72 dB	TSSOP-28EP
PAMS5804	2 × 33 W stereo 66 W mono	4,5...26,4 V	90%				
PAMS5825	2 × 33 W stereo 51 W mono	4,5...21,0 V	92%				
PAMS5826	2 × 40 W stereo 80 W mono	4,5...26,4 V	90%	37 µV rms			
PAMS5827	2 × 41 W stereo 82 W mono	4,5...26,4 V	91%				

zastosowaniu jedynie kilku elementów pasywnych możliwe jest uzyskanie mocy wyjściowej od 24 W do 41 W na kanał w trybie stereo lub od 40 W do 82 W w trybie mono.

Wzmacniacze PAMS58xx zawierają blok przetwarzania sygnału z procesorem DSP, umożliwiający realizację algorytmów filtrowania i korekcji dźwięku, w tym regulacji charakterystyki częstotliwościowej, ograniczania dynamiki i automatycznej regulacji wzmocnienia. Obsługują też funkcje przestrzennego modelowania dźwięku. Oferują bardzo mały poziom szumów własnych, poniżej 37 µV rms, poziom zniekształceń i szumów (THD+N) około 0,02 % i sprawność energetyczną przekraczającą 90%. Wspierany jest też tryb pracy w klasie H, w którym napięcie zasilania stopnia wyjściowego jest dopasowywane do chwilowego poziomu sygnału.

Wzmacniacze PAMS58xx są produkowane w obudowach TSSOP-28EP.

www.diodes.com



Przełącznik Halla do wykrywania pola magnetycznego równoległego do powierzchni obudowy

W sektorze motoryzacyjnym rośnie zapotrzebowanie na mniejsze i cieńsze moduły silników, będące w stanie zapewnić odpowiednią wytrzymałość mechaniczną oraz oferujące wbudowane funkcje diagnostyki. Jest to istotne m.in. w przypadku siłowników foteli, szyberdachów i zaworów termicznych, gdzie zmniejszona wysokość modułów i kompatybilność z montażem powierzchniowym ułatwiają ich integrację.

Firma Melexis prezentuje nowy wariant 3-pinowego przełącznika Halla MLX92211, zaprojektowany do wykrywania pola magnetycznego równoległego do powierzchni obudowy. Model MLX92211 IMC charakteryzuje się wysoką odpornością na wyładowania ESD i dużym prądem wyjściowym. Zintegrowany koncentrator magnetyczny umożliwił zamknięcie układu w obudowie SMD typu TSOT-3L, eliminując potrzebę stosowania komponentów przewlekanych. Zaletą jest możliwość zmniejszenia całkowitej wysokości silnika oraz uzyskanie większej elastyczności montażu.

Struktura wewnętrzna MLX92211 IMC obejmuje regulator napięcia o zakresie roboczym od 2,7 do 24 V, czujnik Halla z eliminacją offsetu i sterownik wyjściowy z otwartym drenem. Ulepszony system eliminacji offsetu zapewnia szybsze i dokładniejsze przetwarzanie sygnału, niezależnie od wahań temperatury i naprężeń, a ujemny współczynnik temperaturowy kompensuje naturalne osłabienie pola magnetycznego magnesów w wysokiej temperaturze otoczenia.

Układ może pracować w konfiguracji 3- i 2-przewodowej (z zewnętrznym rezystorem). Wbudowany ogranicznik prądowy 30 mA wystarcza do zapewnienia bezpiecznej i stabilnej pracy m.in. w silnikach sterujących regulacją foteli, gdzie zazwyczaj wymagany jest prąd ciągły o natężeniu do 25 mA. W połączeniu z ochroną przed wyładowaniami ESD do 8 kV, certyfikatem bezpieczeństwa funkcjonalnego ASIL A oraz funkcją automatycznego wyłączania wyjścia z samoczynnym powrotem do stanu początkowego, MLX92211 IMC spełnia wymagania niezawodnościowe nowoczesnych aplikacji motoryzacyjnych.

Pozostałe cechy:

- zabezpieczenia podnapięciowe, zwarciowe i termiczne,
- wyjście typu OD z zabezpieczeniem nadprądowym,
- funkcja autotestu,
- kwalifikacja AEC-Q100,
- szeroki zakres temperatury roboczej od –40 do +150°C.

www.melexis.com



Superzłączowy tranzystor n-MOSFET do zasilaczy UPS i falowników fotowoltaicznych

Toshiba Electronics po raz kolejny rozszerza rodzinę tranzystorów DTMOSVI. Do oferty wchodzi nowy model o symbolu TK057V60Z, wykonany w technologii superzłączowej, przeznaczony do pracy przy maksymalnym napięciu dren-źródło równym 600 V. Jest to tranzystor z kanałem typu n o maksymalnym ciągłym prądzie drenu równym 40 A, ładunku bramka-dren 15 nC oraz średniej wartości RDS(ON) na poziomie 0,047 Ω (maksymalnie 0,057 Ω). Dopuszczalne natężenie prądu impulsowego wynosi 160 A i jest ograniczone temperaturą pracy kanału (do +150°C).

TK057V60Z jest zamykany w obudowie DFN 8 × 8 mm z podwójnym wyprowadzeniem źródła, ograniczającym wpływ indukcyjności resztkowej na proces przełączania. W porównaniu z tranzystorami z wcześniejszej rodziny DTMOSIV-H, zredukowano w nim współczynnik FoM o około 36% oraz iloczyn RDS(ON) i Qdg o około 52%, co przekłada się na mniejsze straty przewodzenia i przełączania w przetwornicach impulsowych. Producent udostępnia modele SPICE: G0 do szybkiej weryfikacji funkcjonalnej oraz G2 do precyzyjnego odwzorowania charakterystyk dynamicznych i przejściowych. TK057V60Z jest polecany do zastosowań w zasilaczach serwerowych w centrach danych, zasilaczach UPS i falownikach fotowoltaicznych.

www.toshiba.semicon-storage.com

eprasa.pl 35a611158d

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 35a611158d

W ofercie AVT*
AVT6100

Najważniejsze parametry:
- konstrukcja: liniowa z szeregowym tranzystorem MOSFET i sterowaniem cyfrowym,
- napięcie wyjściowe: 1...24 V z rozdzielczością 500 mV,
- prąd wyjściowy: 50...1000 mA z rozdzielczością 50 mA,
- sprzętowe zabezpieczenie nadprądowe sterowane cyfrowo,
- obsługa za pomocą dwóch enkoderów obrotowych i wyświetlacza THT 128×160 px,
- wbudowany przycisk do szybkiego załączania i wyłączania wyjścia.

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl
(aktywne linki do artykułów):
- Regulowany zasilacz warsztatowy – RPS-02 z kolorowym wyświetlaczem i sterowaniem dotykowym
- Zasilacz warsztatowy
- Modułowy zasilacz warsztatowy
- Regulowany zasilacz warsztatowy ze sterowaniem mikroprocesorowym

* **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.

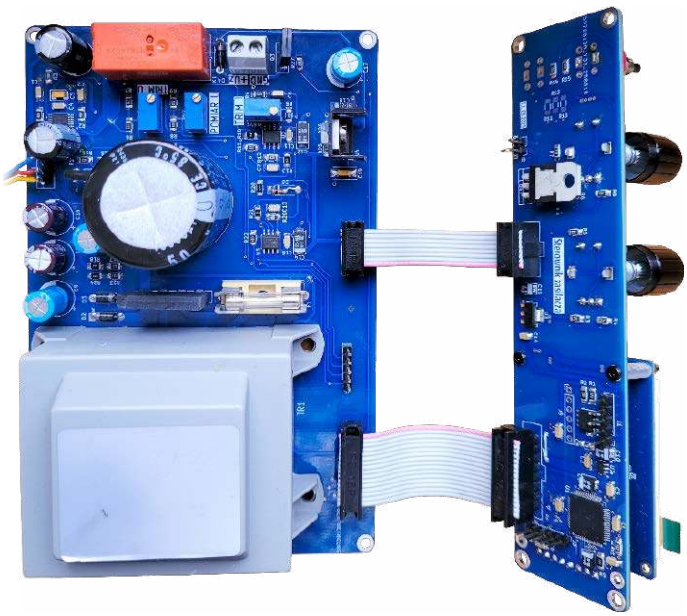
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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 warsztatowy (1)

Jakiś czas temu na jednym z forów poświęconych praktycznym konstrukcjom elektronicznym jeden z uczestników 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 ktoś zapytał: po co robić, jeżeli można kupić? Szybko, tanio i podobno dobrze. Czy na pewno?



We wspomnianej dyskusji od razu pojawiły się linki do znanego chińskiego portalu zakupowego, prowadzące do ofert zasilaczy o sporych napięciach i prądach wyjściowych, w ładnych obudowach, często z wyświetlaczami i to w bardzo umiarkowanych cenach. Przeciętny elektronik nie ma szans, żeby zmieścić się w takim budżecie. Z kilku powodów. Po pierwsze dlatego, że produkcja masowa jest wielokrotnie tańsza niż jednostkowa. Ceny elementów elektronicznych i mechanicznych kupowanych w detalu są dużo wyższe od cen, jakie może uzyskać duży producent. Po drugie, tanie produkty z Chin są upraszczane do granic możliwości, a jakość komponentów i wykonania może nie być zadowalająca. Można też tam dostać bardzo dobrej jakości produkty, w tym zasilacze, ale wtedy nie będą już tak tanie. Powraca stary dylemat: albo tanio, albo dobrze. Jest jeszcze jeden aspekt dotyczący zakupu i użytkowania zasilacza. Najczęściej te tanie konstrukcje są zasilaczami impulsowymi, w których łatwo jest uzyskać stosunkowo szerokie zakresy napięć i prądów wyjściowych. To chyba dobrze?

No... zależy, co chcemy zasilać. W większości przypadków taki zasilacz nie będzie się nadawał do pracy z układami analogowymi, w tym audio, bo ma zbyt wysoki poziom zakłóceń napięcia wyjściowego. Można oczywiście zasilać takie układy zasilaczami impulsowymi, ale wtedy będą musiały mieć specjalną konstrukcję i wysokiej jakości komponenty. Czyli... będą drogie. Wracamy do punktu wyjścia.

Wróćmy do już postawionego pytania: czy lepiej kupić, czy też zrobić zasilacz? Za kupnem może przemawiać niska cena i szeroki zakres napięć i prądów wyjściowych. A co przemawia za samodzielnym zaprojektowaniem i wykonaniem? Wbrew pozorom można znaleźć kilka argumentów. Dla wielu elektroników będzie to satysfakcja z wykonanego samodzielnie projektu. To bardzo ważny argument napędzający działania olbrzymiej społeczności DIY na całym świecie. Elektronika to bardzo pasjonujące hobby, gdzie w wielu przypadkach o wiele bardziej liczy się własnoręczne wykonanie urządzenia niż gotowy zakup. Drugi, bardzo istotny argument, to 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 gotowych urządzeń, urządzeń składanych z gotowych modułów czy zamkniętego softu.

Przedstawiony tutaj zasilacz jest również próbą oparcia się tym tendencjom.

Wykaz elementów:

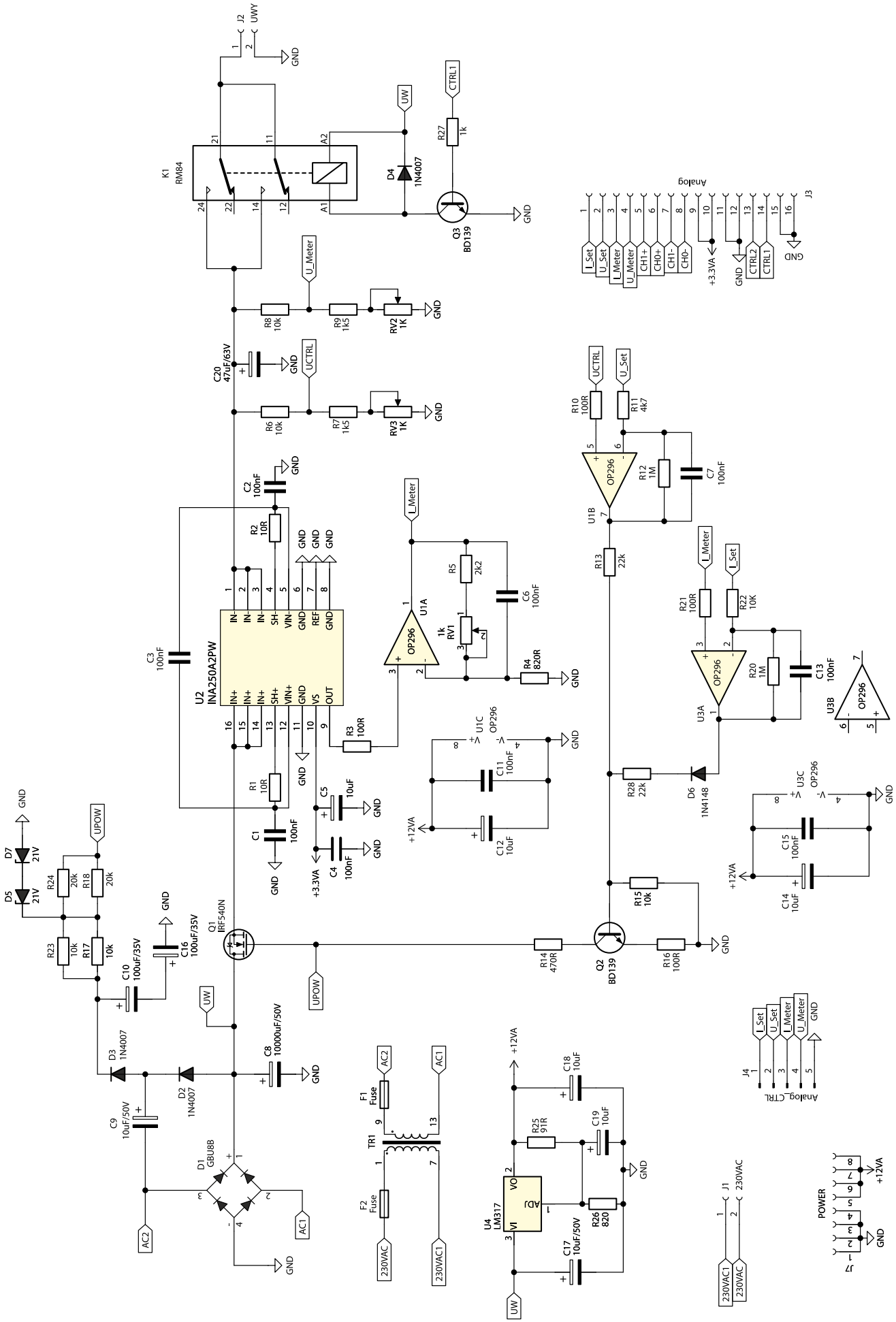
Część analogowa
Rezystory: (SMD1206, 1%)
R1, R2: 10 Ω
R3, R10, R16, R21: 100 Ω
R4, R26: 820 Ω
R5: 2,2 kΩ
R6, R8, R15, R17, R22, R23 : 10 kΩ
R7, R9: 1,5 kΩ
R11: 4,7 kΩ
R12, R20: 1 MΩ
R13, R28: 22 kΩ
R14: 470 Ω
R18, R24: 20 kΩ
R25: 91 Ω
R27: 1 kΩ
RV1...RV3: 1 kΩ potencjometr wieloobrotowy (pionowy, THT)

Kondensatory:
C1...C4, C6, C7, C11, C13, C15: 100 nF (SMD 1206, X7R)
C5, C12, C14, C18, C19: tantalowy 10 µF (SMD)
C8: elektrolityczny 10000 µF/50 V (THT)
C9: elektrolityczny 10 µF/50 V (THT)
C10, C16: elektrolityczny 100 µF/50 V (THT)
C17: elektrolityczny 10 µF/50 V (THT)
C20: elektrolityczny 47 µF/63 V (THT)

Półprzewodniki:
D1: mostek prostowniczy GBU8B
D2...D4: 1N4007
D6: 1N4148
D5, D7: dioda Zenera 21 V
Q1: IRF540N
Q2, Q3: BD139
U1, U3: OP296 (DIP8)
U2: INA250A2PW
U4: LM317 + radiator (opis w tekście)

Pozostałe:
F1, F2: bezpiecznik topikowy + gniazdo THT
J1, J2: złącze śrubowe 2 pin (R=5 mm)
J3: gniazdo IDC16 (8×2, R=2,54 mm)
J4: goldpin 1×5 (R=2,54 mm)
J7: gniazdo IDC8 (4×2, R=2,54 mm)
K1: przekaźnik RM84
TR1: transformator sieciowy 24 V/1 A

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 1. Schemat analogowej części zasilacza

eprasa.pl 35a611158d

Założenia konstrukcyjne

Z mojego doświadczenia wynika, że w znakomitej większości typowych zastosowań wystarczy regulowane napięcie wyjściowe od ok. +2 V do +24 V i wydajność prądowa maksymalnie do 1 A. Niezbędna jest możliwość sekwencyjnego włączania i wyłączania napięcia wyjściowego za pomocą przycisku. Pozwala to na błyskawiczne odłączenie układu zasilanego w sytuacjach awaryjnych. Urządzenie musi mieć funkcję nastawianego ograniczenia prądowego, jak już wspomniałem – w naszym przypadku do 1 A. Prawidłowo ustawione ograniczenie skutecznie zabezpiecza zasilany układ przed uszkodzeniem.

Zasilacz jest sterowany przez kontroler mikroprocesorowy, którego zadaniem jest m.in. ustawianie napięcia wyjściowego i wartości ograniczenia prądowego. Zmierzone wartości napięcia i prądu wyjściowego oraz wartość nastawionego ograniczenia są wyświetlane na niewielkim wyświetlaczu graficznym 1,8" o rozdzielczości 128×160 pikseli. Interfejs użytkownika został uzupełniony przez elementy manipulacyjne: dwa enkodery obrotowe do ustawiania napięcia wyjściowego i ograniczenia prądowego oraz wspomniany już przycisk do włączania/wyłączania napięcia wyjściowego. Wszystkie nastawy, czyli napięcie wyjściowe i wartość ograniczenia prądowego, są zapisywane w pamięci EEPROM i – po włączeniu zasilania – odtwarzane.

Układ zasilacza – sekcja analogowa

Schemat sekcji analogowej układu zasilacza został pokazany na **rysunku 1**.

Tę część układu można podzielić funkcjonalnie na kilka bloków:

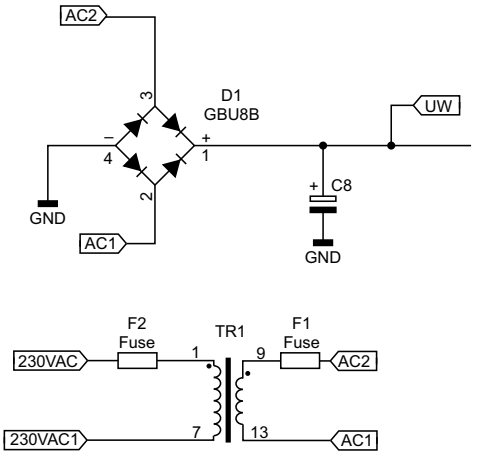
- **źródło napięcia stałego** zbudowane z transformatora sieciowego, mostka prostowniczego i głównego kondensatora filtrującego,
- **źródło napięcia +40 V** do polaryzacji bramki szeregowego tranzystora wykonawczego, zrealizowane w postaci powielacza napięcia i prostego stabilizatora parametrycznego z diodą Zenera,
- **układ regulacji i stabilizacji napięcia wyjściowego** z dzielnikiem napięcia wyjściowego, wzmacniaczem błędu i układami wykonawczymi,
- **układ pomiaru napięcia wyjściowego**,
- **układ pomiaru prądu wyjściowego**,
- **układ ograniczenia prądowego**.

Na **rysunku 2** pokazano fragment schematu stanowiący źródło napięcia stałego. Transformator sieciowy ma nominalne napięcie wyjściowe o wartości +24 V AC przy obciążeniu 1 A. To napięcie jest podawane przez 1-amperowy bezpiecznik F1 na mostek prostowniczy o parametrach 100 V/15 A. Główny kondensator filtrujący C8 ma pojemność 10000 µF/50 V.

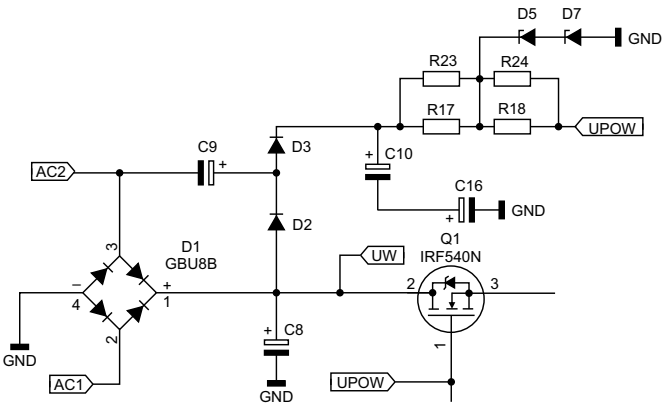
Układ polaryzacji bramki tranzystora szeregowego

W zasilaczu zastosowano szeregowy tranzystor MOSFET z kanałem typu N. Aby mógł przewodzić prąd, jego bramka musi mieć potencjał wyższy niż napięcie źródła. Minimalne napięcie bramki musi być wyższe o 3 V, a różnica ta rośnie wraz ze wzrostem przewodzonego prądu. Ponieważ węzeł głównego napięcia zasilania znajduje się na dodatnim wyprowadzeniu kondensatora C8, to musimy zapewnić dodatkowe napięcie polaryzacji, wyższe od tego na wspomnianym kondensatorze. Do tego celu zastosowano układ powielacza napięcia ze stabilizacją parametryczną zrealizowaną w oparciu o diodę Zenera o napięciu 40 V – patrz **rysunek 3**.

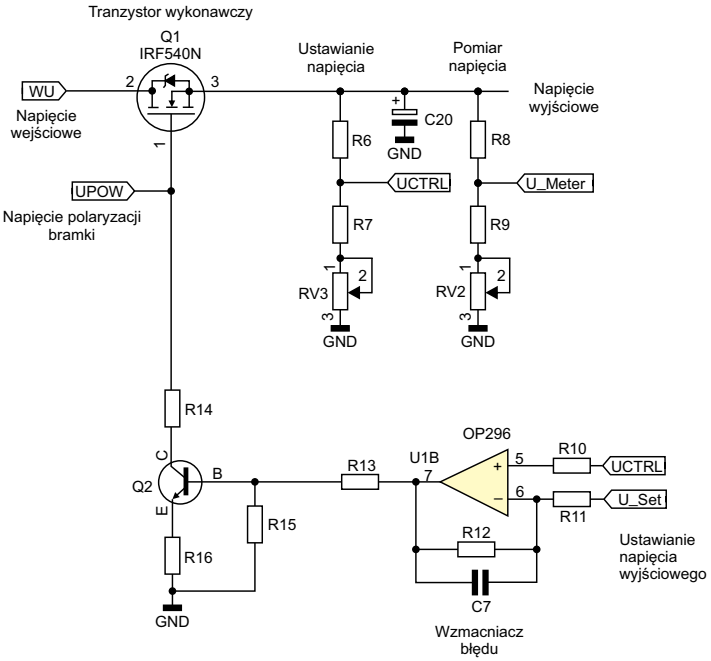
Układ powielacza jest zbudowany z diod D2, D3 i kondensatora C9. Szeregowo połączone kondensatory C10 i C16 filtrują napięcie wyjściowe z powielacza. Pojemność filtrująca powinna mieć wartość 47 µF/63 V. Ja zastosowałem 2 kondensatory 100 µF/35 V połączone szeregowo. Wypadkowa oporność równolegle połączonych



Rysunek 2. Źródło napięcia stałego



Rysunek 3. Układ polaryzacji bramki z powielaczem napięcia



Rysunek 4. Układ regulacji i stabilizacji napięcia wyjściowego

rezystorów R23 i R17 stanowi rezystancję szeregową dla stabilizatora z diodą Zenera o napięciu 40 V (diody D5 i D7 o napięciu 21 V każda). To napięcie +40 V (UPOW) jest następnie podawane przez wypadkową rezystancję rezystorów R24 i R18 na bramkę tranzystora Q1. Ponieważ zastosowałem rezystory SMD w obudowach 1206 o mocy 0,25 W, to połączenia równoległe mają na celu zwiększenie limitu sumarycznej mocy rezystorów: szeregowych stabilizatora i tych podających napięcie +40 V na bramkę Q1.

eprasa.pl 35a611158d

Układ regulacji i stabilizacji napięcia wyjściowego

Uproszczony schemat układu regulacji i stabilizacji napięcia wyjściowego pokazano na **rysunku 4**. Zostały tu na razie pominięte obwody pomiaru prądu i ograniczenia prądowego. Wartość napięcia wyjściowego zasilacza jest ustawiana przez podawanie napięcia stałego U_SET z zakresu 0…+3,3 V ze sterownika zasilacza (z wyjścia przetwornika DAC) na wejście odwracające wzmacniacza operacyjnego U1B, pełniącego rolę wzmacniacza błędu. Na wejście nieodwracające U1B jest podane napięcie wyjściowe U_CTRL podzielone w dzielniku zbudowanym z rezystorów R6, R7 i RV3. Napięcie U_CTRL powinno być tak dobrane, żeby przy napięciu wyjściowym +24 V U_CTRL miało wartość ok. +3,3 V. Jego dokładną wartość ustala się potencjometrem RV3 w trakcie regulacji zasilacza.

Układ regulacji i stabilizacji napięcia wyjściowego działa w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego. Wzmacniacz błędu porównuje napięcia U_Set i U_CTRL (wzmacnia różnicę pomiędzy nimi), a następnie ustawia odpowiednie napięcie na wyjściu sterujące tranzystorem Q2 i – pośrednio – tranzystorem Q1. Tranzystor Q1 ustawia napięcie na wyjściu zasilacza tak, by po jego podzieleniu wartość U_CTRL była dokładnie równa napięciu U_Set. Jeżeli U_CTRL jest większe od U_Set, to na wyjściu wzmacniacza błędu rośnie napięcie i tranzystor Q2 zaczyna mocniej przewodzić, co powoduje obniżenie potencjału bramki tranzystora Q1. Napięcie na wyjściu zasilacza spada i tym samym spada napięcie U_CTRL, dążąc do równowagi U_CTRL = U_Set. Odwrotna sytuacja ma miejsce, gdy U_CTRL jest mniejsze od U_Set – na wyjściu wzmacniacza błędu napięcie spada, tranzystor Q2 przewodzi słabiej i w efekcie napięcie na bramce Q1 wzrasta, co powoduje zwiększenie napięcia na wyjściu zasilacza.

Pętla regulacji działa ciągle i koryguje spadki napięcia na wejściu (napięcie UW) spowodowane wahaniami napięcia sieciowego i zmianami prądu obciążenia. Jak wiadomo, taki układ pozwala na łatwą regulację napięcia wyjściowego przez ustawianie napięcia sterującego U_Set.

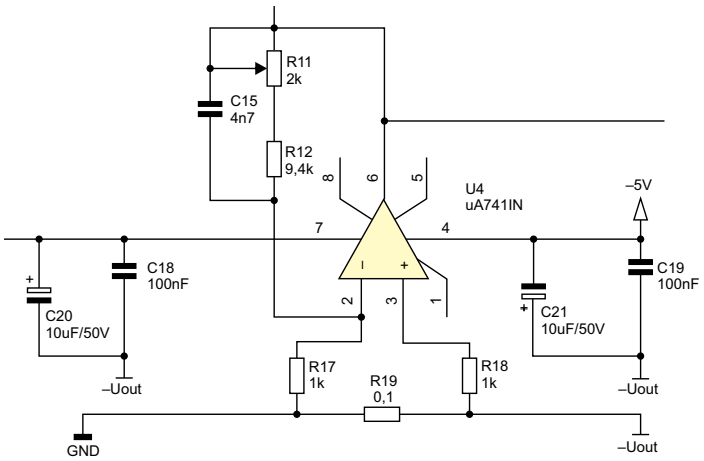
W pętli ujemnego sprzężenia wzmacniacza błędu, równolegle do rezystora R12, połączony jest kondensator C7 o wartości 100 nF. Jego zadaniem jest zmniejszenie wzmocnienia wzmacniacza błędu dla wyższych częstotliwości i tym samym poprawa odporności na wzbudzenie układu na wyższych częstotliwościach.

Układ pomiaru napięcia wyjściowego

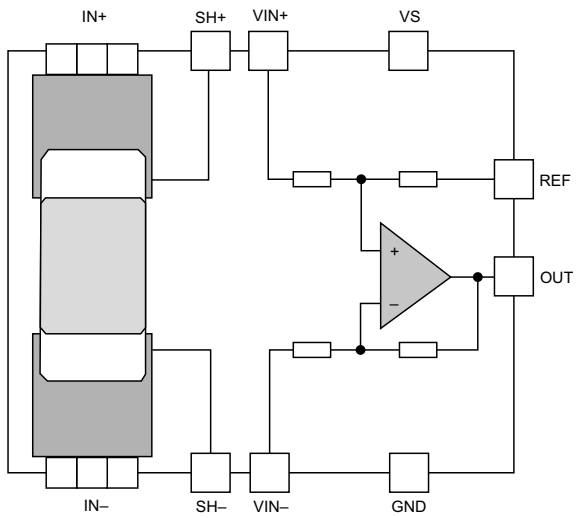
Dzielnik z rezystorów R8, R9 i RV2 jest przeznaczony do pomiaru napięcia wyjściowego. Napięcie U_Meter jest podawane na wejście przetwornika analogowo-cyfrowego wbudowanego w mikrokontroler sterownika zasilacza. Napięcie na wyjściu dzielnika powinno mieć wartość około +3,3 V przy napięciu wyjściowym +24 V. Dokładna regulacja wieloobrotowym potencjometrem RV2 pozwala na wykalibrowanie układu w celu uzyskania odpowiedniej dokładności pomiarów.

Układ pomiaru prądu wyjściowego

Pomiar prądu jest technicznie trudniejszy niż pomiar napięcia. Stosuje się tutaj metodę techniczną polegającą na pomiarze spadku napięcia na rezystorze włączonym szeregowo z wyjściem zasilacza. Z jednej strony ten rezystor powinien mieć jak najmniejszą wartość, żeby w jak najmniejszym stopniu zaburzać pracę zasilacza. Spadek napięcia na tym rezystorze odejmuje się bowiem od napięcia wyjściowego i jest zależny od prądu wyjściowego zasilacza. Jednak im mniejszy spadek, tym także trudniej jest go zmierzyć. Na przykład dla szeregowego rezystora pomiarowego o – w sumie dość sporej – wartości 0,1 Ω przy prądzie wyjściowym 1 A mamy spadek napięcia 100 mV. W praktyce bez wzmocnienia tego napięcia nie jesteśmy w stanie go zmierzyć dokładnie, pamiętając, że te 100 mV to pełny zakres wielkości mierzonej. Żeby wykorzystać



Rysunek 5. Przykład układu pomiaru prądu w ujemnej gałęzi zasilacza



Rysunek 6. Schemat blokowy układu INA250

pełny zakres przetwornika analogowo-cyfrowego z napięciem referencyjnym +3,3 V, trzeba go wzmocnić 33 razy. Klasyczne układy wzmocnienia ze wzmacniaczem operacyjnym wymagają, żeby rezystor pomiarowy był połączony szeregowo w ujemnej gałęzi zasilania. Na **rysunku 5** pokazano przykład takiego rozwiązania stosowany do pomiaru prądu w układach niektórych zasilaczy.

W pewnych aplikacjach to nie jest optymalne rozwiązanie i lepiej, gdyby ujemny biegun zasilacza (często połączony z masą zasilanego obwodu) nie miał szeregowo włączonego rezystora.

W naszym układzie zastosujemy zatem specjalizowany układ konwertera prąd-napięcie, działający również na zasadzie pomiaru spadku napięcia na szeregowym rezystorze pomiarowym. Ten układ to INA250 (**rysunek 6**) produkowany przez firmę Texas Instruments i należący do rodziny wzmacniaczy z wyjściem napięciowym i wewnętrznym rezystorem bocznikowym, umożliwiającym pomiary prądu. Zintegrowanie precyzyjnego rezystora pomiarowego zapewnia dokładność pomiaru równą dokładności kalibracji, a także charakteryzuje się bardzo niskim dryfem temperaturowym i gwarantuje optymalne umieszczenie rezystora pomiarowego w strukturze układu. Rodzina INA250 jest dostępna w czterech wersjach różniących się skalowaniem napięcia wyjściowego: 200 mV/A, 500 mV/A, 800 mV/A i 2 V/A. Rezystor pomiarowy może być włączony w obwód dodatniego napięcia o wartości od +2,7 V do +36 V.

Wbudowany bocznik został zaprojektowany jako rezystor 4-przewodowy (z tzw. połączeniem Kelvina) i ma wartość 2 mΩ z maksymalną tolerancją 0,1%. Może przewodzić stały prąd o wartości do 10 A. Wyprowadzenia IN+ oraz IN– są przeznaczone do podłączenia do obwodu prądowego. Na wyprowadzeniach SH+ i SH– jest

eprasa.pl 35a611158d

dostępny spadek napięcia na rezystorze pomiarowym. SH+ należy podłączyć do wejścia wzmacniacza napięciowego VIN+, a SH– do wejścia VIN–. Dlaczego nie wykonano tego połączenia wewnątrz układu? Taka decyzja umożliwiła umieszczenie pomiędzy nimi obwodów redukujących zakłócenia wytwarzane na rezystorze pomiarowym. W najprostszym przypadku należy połączyć SH+ z VIN+ i SH– z VIN–. Typowa aplikacja została pokazana na **rysunku 7**. Na **rysunku 8** pokazano natomiast aplikację z filtrami dolnoprzepustowymi ograniczającymi zakłócenia o wyższych częstotliwościach.

Rezystory Rs nie powinny mieć rezystancji większej niż 10 Ω, żeby zachować dokładność pomiaru. W trakcie projektowania układu przewidziałem miejsce na elementy Rs i Cf, by wykorzystać je w przypadku problemów z pomiarem prądu.

Wzmacniacz INA250 można skonfigurować do pomiaru prądów płynących zarówno w jednym kierunku (od potencjału wyższego do masy), jak i w obu kierunkach. Jest to realizowane przez ustalenie napięcia referencyjnego przyłożonego do pinu odniesienia REF. Napięcie to ustala poziom wyjściowy odpowiadający zerowemu prądowi wejściowemu. W przypadku pracy jednokierunkowej, pin REF należy połączyć z masą, tak aby wraz ze wzrostem prądu sygnał wyjściowy również wzrastał, począwszy od potencjału zerowego. W naszym przypadku mierzymy tylko prądy jednokierunkowe.

Napięcie na wyjściu układu jest równe:

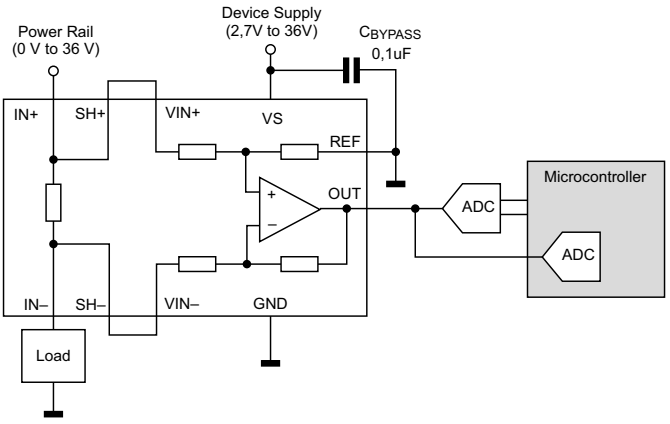
$$V_{OUT} = (I_{LOAD} \cdot GAIN) + V_{REF}$$

gdzie I_{LOAD} to prąd płynący przez rezystor pomiarowy, GAIN to współczynnik skalowania, a V_{REF} to wartość napięcia referencyjnego. W naszym układzie pomiaru prądu został zastosowany INA250 o współczynniku skalowania 800 mV/A. Dla prądu 1 A napięcie na wyjściu jest zatem równe 800 mV. Spadek napięcia na rezystorze pomiarowym 2 mΩ przy prądzie 1 A wyniesie 2 mV. Żeby uzyskać na wyjściu 800 mV, wzmacniacz układu INA250 musi go zatem wzmocnić 400 razy.

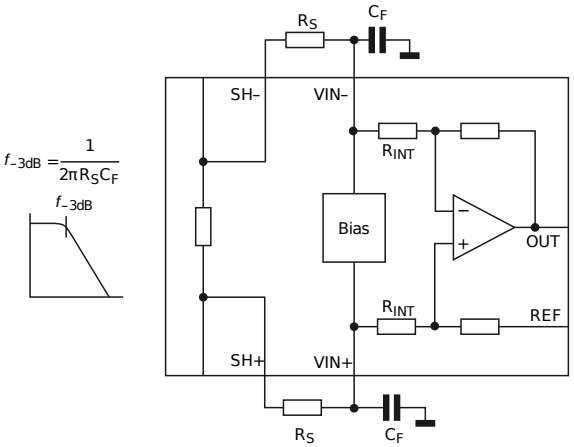
Napięcie 800 mV przy prądzie 1 A musimy następnie wzmocnić 4,125 razy – tak, aby na wejściu przetwornika analogowo-cyfrowego wystąpiło wtedy napięcie +3,3 V (pełny zakres pomiarowy).

Praktyczny układ pomiaru prądu w naszym zasilaczu został pokazany na **rysunku 9**.

Rezystor pomiarowy (bocznik) znajduje się bezpośrednio pomiędzy dodatnim potencjałem napięcia wyjściowego (występującym na drenie tranzystora szeregowego, połączonym z wejściami IN+ układu INA250), a wyprowadzeniem wyjściowym zasilacza (tak, jak na rysunku 7). W obwodzie wyjść SH i wejść VIN umieszczono filtr dolnoprzepustowy (por. rysunek 8). Rezystory R1 i R2 mają wartość 10 Ω, a kondensatory ceramiczne C1 i C2: 100 nF. Napięcie wyjściowe z wyprowadzenia OUT trafia na wejście wzmacniacza nieodwracającego, zbudowanego w oparciu o wzmacniacz operacyjny U1A. Wartość wzmocnienia jest ustalana przez sumę rezystancji R5 i RV1 oraz rezystancję R4. Wieloobrotowy potencjometr RV1 umożliwia dokładne ustawienie potrzebnego wzmocnienia. Na wyjściu wzmacniacza (I_Meter) przy prądzie 1 A powinniśmy otrzymać napięcie +3,3 V. Kondensator C6 ogranicza wzmocnienie w paśmie wyższych częstotliwości i zapobiega wzbudzaniu się układu wzmacniacza.



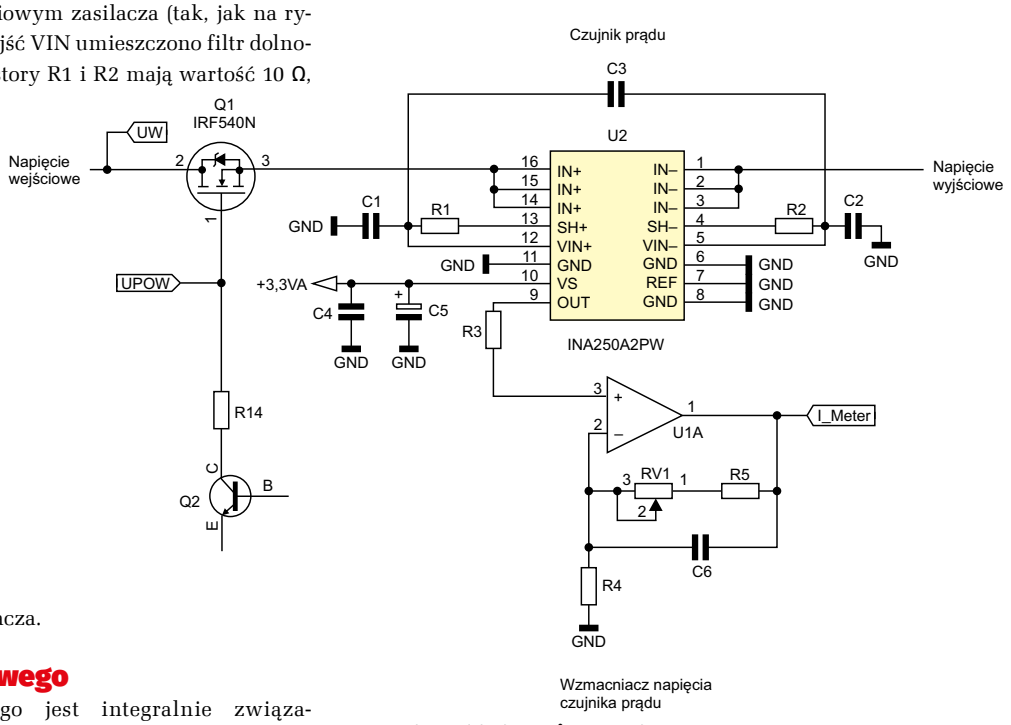
Rysunek 7. Typowa aplikacja układu INA250



Rysunek 8. Aplikacja układu INA250 z dodatkowymi obwodami filtrów dolnoprzepustowych

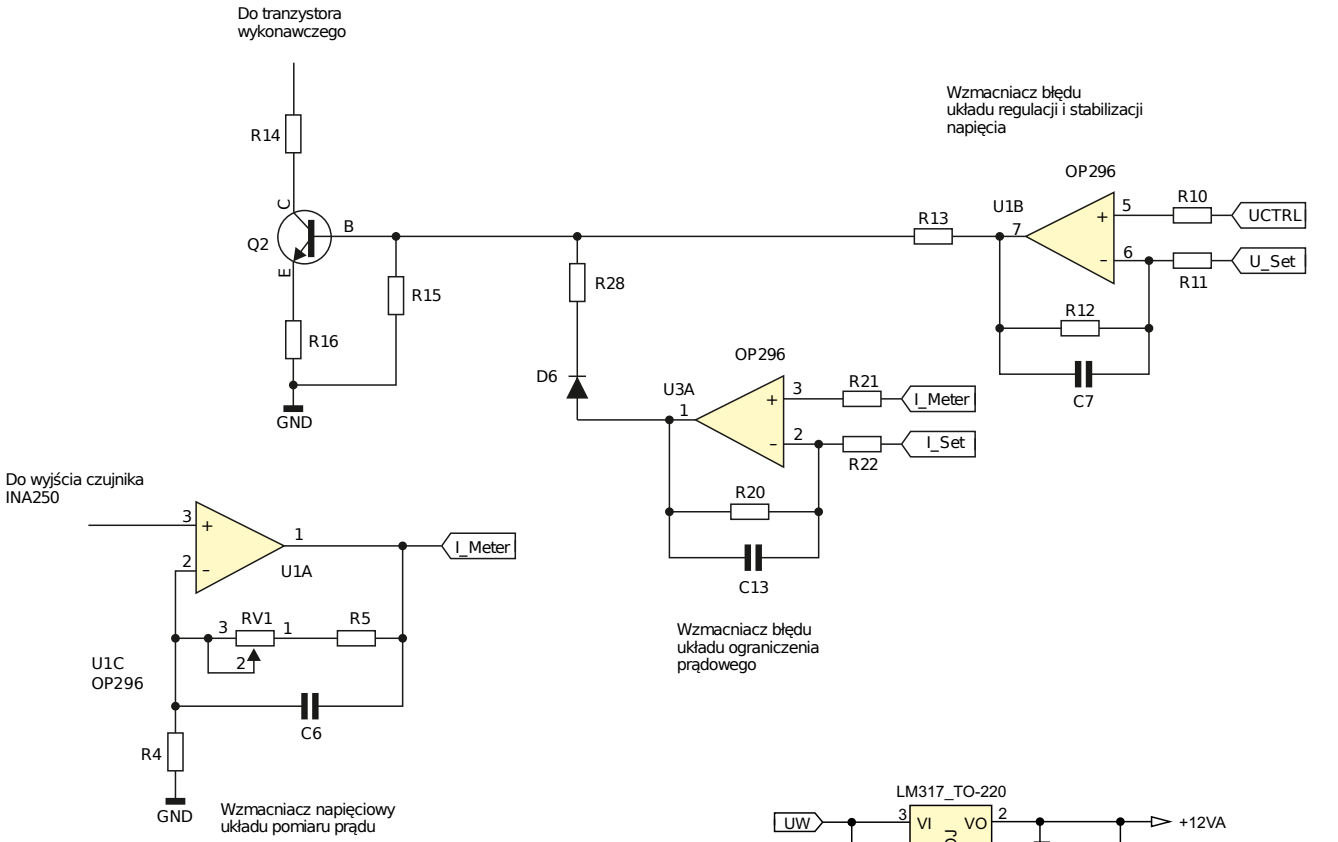
Układ ograniczenia prądowego

Obwód ograniczenia prądowego jest integralnie związany z układem pomiaru prądu i z pętlą regulacji i stabilizacji napięcia wyjściowego – **rysunek 10**. Układ ten modyfikuje pokazaną na rysunku 4 pętlę regulacji i stabilizacji napięcia wyjściowego. Progową wartość prądu określa napięcie I_set, podawane na wejście odwracające wzmacniacza błędu układu ograniczenia (U3A). Napięcie I_Set jest porównywane z napięciem I_Meter, pochodzącym z układu pomiaru prądu (rysunek 9) i reprezentującym



Rysunek 9. Układ pomiaru prądu

eprasa.pl 35a611158d



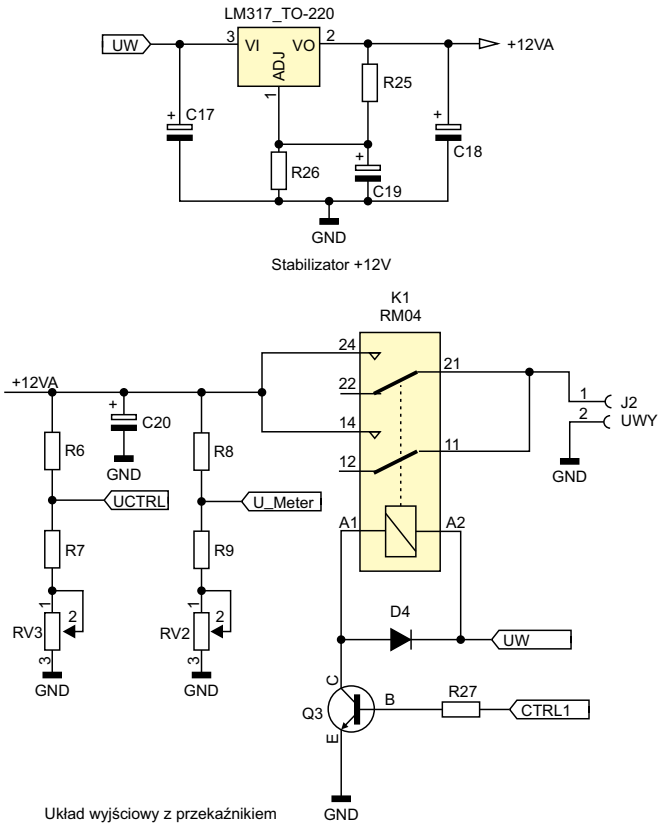
Rysunek 10. Układ ograniczenia prądowego

wartość prądu obciążającego wyjście zasilacza. Jeżeli I_Meter jest mniejsze od I_Set, to na wyjściu U3A panuje niskie napięcie, które nie wpływa na układ regulacji napięcia, ponieważ pozostaje odcięte za pomocą diody D6 spolaryzowanej teraz zaporowo. Jeżeli prąd obciążenia wzrośnie na tyle, że reprezentujące go napięcie I_Meter przewyższy I_Set, to na wyjściu U3A pojawi się wyższe napięcie i dioda D6 zostanie spolaryzowana w kierunku przewodzenia. Na bazie tranzystora Q2 pojawi się wyższy potencjał i tranzystor zacznie silniej przewodzić, ograniczając napięcie wyjściowe zasilacza. Wtedy spadnie prąd, a zarazem i napięcie I_Meter. Pętla regulacji ograniczenia prądowego wymusi takie napięcie na wyjściu zasilacza, żeby prąd wyjściowy był równy prądowi ustawionemu przez napięcie I_Set. Teraz układ ograniczenia prądowego przejmuje kontrolę nad regulacją napięcia, obniżając je do odpowiedniej wartości.

Mamy zatem kompletny układ z pętlami regulacji napięcia i regulacji ograniczenia prądowego oraz pomiarami napięcia wyjściowego i prądu wyjściowego zasilacza. Pomiar napięcia i prądu odbywa się przez odpowiadające tym wielkościom napięcia z zakresu 0…+3,3 V, mierzone przez przetworniki analogowo-cyfrowe sterownika. Ustawianie napięcia wyjściowego i ograniczenia prądowego jest realizowane poprzez napięcia z zakresu 0…+3,3 V przez przetworniki cyfrowo-analogowe sterownika zasilacza.

Układy dodatkowe sekcji analogowej zasilacza

Na płytce sekcji analogowej jest umieszczony układ stabilizatora napięcia +12 V zbudowany w oparciu o układ LM317 (**rysunek 11**). Na jego wejście (UW) podane jest napięcie o wartości ok. +35 V, pobierane bezpośrednio z głównego kondensatora C8. Napięcie +12 V zasila wzmacniacze operacyjne układów regulacji oraz – przez stabilizator pośredni +5 V i stabilizator +3,3 V – układy sterownika mikrokontrolera. Maksymalne napięcie wejściowe LM317 wynosi +40 V, więc w tym układzie może on pracować bez problemu. Wymagane jest natomiast zastosowanie odpowiedniego radiatora, bo bez niego układ mocno się grzeje przy tak dużym spadku



Rysunek 11. Układy dodatkowe

napięcia i dość wysokim prądzie, pobieranym głównie przez podświetlanie wyświetlacza TFT.

Oprócz stabilizatora na płytce został jeszcze umieszczony przekaźnik z cewką o napięciu +24 V i obciążeniu styków 8 A. Przekaźnik jest niezbędny do realizacji funkcji włączania i wyłączania zasilacza za pomocą przycisku. Z założenia po włączeniu do sieci styki przekaźnika są rozwarte i na wyjściu nie ma napięcia. Dopiero przyciśnięcie przycisku START w sterowniku powoduje załączenie przekaźnika i podanie napięcia na zaciski wyjściowe.

Tomasz Jabłoński, EP

eprasa.pl 35a611158d

Najważniejsze parametry:
- moduły wyposażone w izolację funkcjonalną,
- czułość modułu napięciowego (bez uwzględnienia dzielnika wejściowego) : ±1 V,
- wzmocnienie modułu napięciowego (bez uwzględnienia dzielnika wejściowego) : 2 V/V,
- czułość modułu prądowego (bez uwzględnienia bocznika) : ±50 mV,
- wzmocnienie modułu prądowego (bez uwzględnienia bocznika) : 41 V/V,
- napięcie zasilania: 3,3...5 V,
- pobór mocy: 0,25 W (maks.),
- złącze wyjściowe zgodne z interfejsem analogowym Grove,
- dodatkowo dostępne wyjście modulatora oraz wejście taktowania (używane w przypadku AMC3336 i AMC3306M05).

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl

(aktywne linki do artykułów):
- Detektor poziomu dźwięku z interfejsem Grove
- Moduł pomiaru napięcia, prądu i mocy w standardzie Grove
- Dwukanałowy multiplekser magistrali I²C zgodny z systemem Grove
- Cyfrowy termometr bezkontaktowy IR z interfejsem Grove
- Czujnik zamrożenia z interfejsem Grove
- Moduł przetwornika mocy DC w standardzie Grove
- Cyfrowy termometr/termostat I²C zgodny z Grove
- Translator poziomów I²C Grove
- Ośmiokanałowy mostek master I²C/1-Wire Grove

* **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.

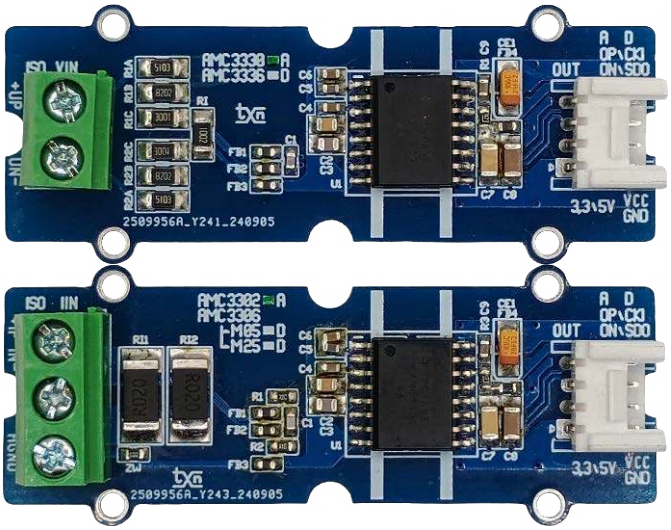
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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

Izolowane moduły pomiarowe prądu i napięcia z interfejsem Grove

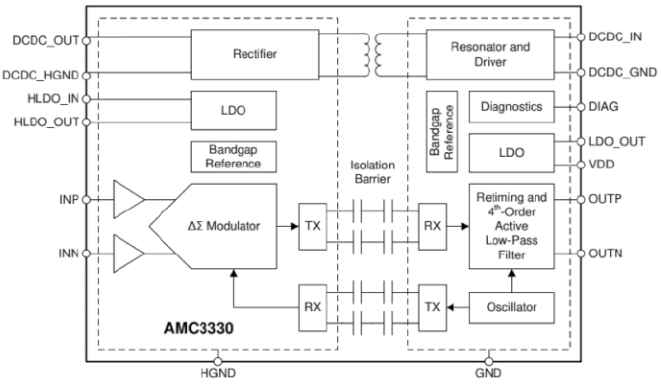
Opisane moduły umożliwiają pomiar napięcia oraz prądu przy zapewnieniu izolacji galwanicznej pomiędzy obwodami pomiarowymi a współpracującym systemem mikroprocesorowym, niezbędnej w licznych aplikacjach praktycznych. Dzięki zastosowaniu nowoczesnych wzmacniaczy z izolacją pojemnościową i wbudowaną przetwornicą zasilania, układ zachowuje prostotę i dobre parametry przy rozsądnej cenie, co szczególnie istotne, gdy napięcie lub prąd trzeba mierzyć w kilku kanałach.



UWAGA: moduły mają wyłącznie izolację funkcjonalną i nie zostały zaprojektowane do pomiarów prądu i napięcia w obwodach sieci zasilającej 230 V.

W obu modułach zastosowano izolowane wzmacniacze z serii AMC33xx firmy Texas Instruments, których budowę wewnętrzną przedstawiono na **rysunku 1**.

Idea działania układu jest prosta (w przeciwieństwie do praktycznej realizacji). Mierzony sygnał różnicowy doprowadzony jest do wejścia modulatora sigma-delta (ΔΣ). Modulator wykorzystuje napięcie odniesienia oraz generator zegarowy do przetwarzania sygnału analogowego na cyfrowy ciąg bitów, który poprzez wysokonapięciowe kondensatory izolacyjne przekazywany jest na wtórną stronę izolatora, a stąd, już po odpowiedniej filtracji, trafia na analogowe wyjście różnicowe. Układ uzupełnia izolowana przetwornica DC/DC zasilająca stronę pierwotną, co znacząco ułatwia aplikację. Rodzina izolatorów składa się z kilku układów zoptymalizowanych pod kątem pomiaru napięcia:



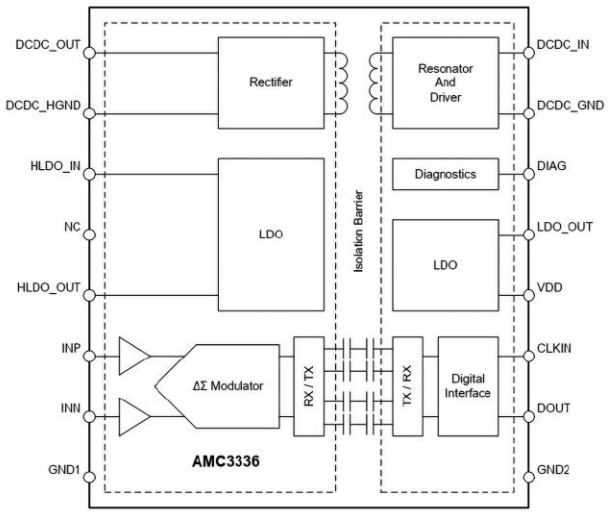
Rysunek 1. Budowa wewnętrzna układów z serii AMC33xx (za notą TI)

- **AMC3330** – bufor wejściowy charakteryzuje się wysoką impedancją wejściową i niskim prądem polaryzacji, co zapewnia bezpośrednią współpracę z rezystorowymi dzielnikami napięcia przy czułości wejścia ±1 V,
- **AMC3302** – wersja zoptymalizowana do pomiaru prądu z czułością ±50 mV zapewniającą bezpośrednią współpracę z bocznikami, przy zapewnieniu niewielkiej mocy strat,
- bliźniacze układy **AMC3336** (do pomiaru napięcia) i **AMC3306M05** (do pomiaru prądu), w których pominięto filtr wyjściowy, a sygnał z modulatora, taktowany zewnętrznym zegarem, dostępny jest na wyjściu cyfrowym.
- **AMC3306M25** – wersja o mniejszej czułości i zakresie napięcia wejściowego ±250 mV.

Schemat blokowy układów AMC33x6 przedstawiono na **rysunku 2**. Wszystkie układy mogą być zasilane napięciem stałym w zakresie 3,3...5 V i pobierają moc poniżej 0,25 W. Użyteczne pasmo przenoszenia samego izolatora sięga 300 kHz.

Schemat modułu pomiaru napięcia przedstawiono na **rysunku 3**. Moduł wykorzystuje układ AMC3330 w typowej aplikacji. Napięcie wejściowe z obwodu pomiarowego doprowadzone jest

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 2. Budowa wewnętrzna układów z serii AMC33x6 z wyjściem cyfrowym (za notą TI)

do zacisków gniazda UI, skąd przez dzielnik R1x, R2x, RI doprowadzone jest do analogowego wejścia różnicowego modulatora. Zalecana wartość rezystancji RI wynosi 10 kΩ, a prąd dzielnika 100 µA – na tej podstawie należy dopasować dzielnik do przewidzianego zakresu pomiarowego. Układ ma wzmocnienie całkowite 2 V/V. Model dostosowany został do pomiaru napięcia na wyjściu wzmacniacza audio dużej mocy i oferuje zakres pomiaru do 120 V (pary rezystorów R1x/R2x = 510 kΩ + 82 Ω + 3 kΩ). Kondensator C1 jest elementem filtra wejściowego i należy dobrać go w zależności od użytecznego pasma przenoszenia przetwornika. Dławiki ferrytowe FB1...3 zapewniają filtrację składowych sygnału pomiarowego o wysokiej częstotliwości oraz zakłóceń z modulatora, które mogłyby propagować z układu.

Wykaz elementów:

Moduł pomiaru napięcia

Rezystory:
R1: 47 kΩ (SMD 0603, 1%)
R1A, R1B, R1C, R2A, R2B, R2C: dobrać (SMD 1206, 1% – opis w tekście)
RI: 10 kΩ (SMD 1206, 1%)

Kondensatory:
C1: 1 nF (SMD 0603, X7R, 50V, 10%)
C2: 100 nF (SMD 0805, X7R, 50 V, 10%)
C3: 1 nF (SMD 0805, X7R, 50V, 10%)
C4, C9: 100 nF (SMD 0603, X7R, 50V, 10%)
C5: 1 nF (SMD 0603, X7R, 50V, 10%)
C6: 1 µF (SMD 0603, X7R, 50V, 10%)
C7: 1 nF (SMD 1206, X7R, 50V, 10%)
C8: 1 µF (SMD 1206, X7R, 50V, 10%)
CE1: tantalowy 10 µF/10 V (SMD 3216)

Półprzewodniki:
U1: AMC3330DWE (SOIC16HV)

Pozostałe:
FB1...FB3: dławik ferrytowy BLM18BD-182SN1D (SMD 0603)
FB4: dławik ferrytowy BLM18SP101SH1D (SMD 0603)
OUT: złącze Grove kątowe
UI: złącze śrubowe 2 pin r=5,08 mm (typ DG126-5.0-3)

Moduł pomiaru prądu

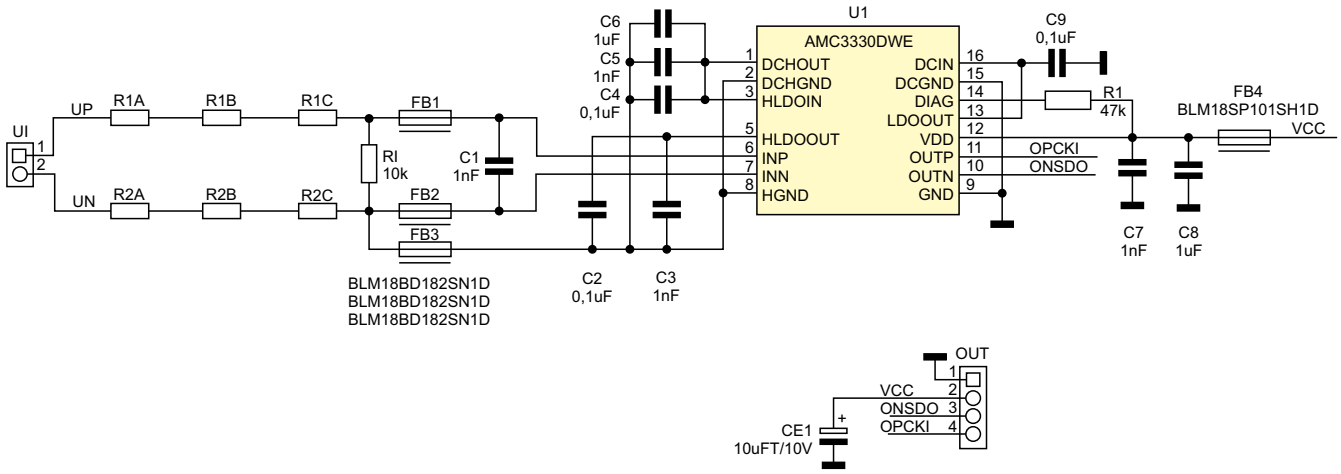
Rezystory:
R1, R2: 10 Ω (SMD 0603, 1%)
R3: 47 kΩ (SMD 0603, 1%)
RI1, RI2: pomiarowy 0,1 Ω (SMD 2512, 1% – dobrać)

Kondensatory:
C1: 10 nF (SMD 0603, X7R, 50V, 10%)
C2: 100 nF (SMD 0805, X7R, 50 V, 10%)
C3: 1 nF (SMD 0805, X7R, 50V, 10%)
C4, C9: 100 nF (SMD 0603, X7R, 50V, 10%)
C5: 1 nF (SMD 0603, X7R, 50V, 10%)
C6: 1 µF (SMD 0603, X7R, 50V, 10%)
C7: 1 nF (SMD 1206, X7R, 50V, 10%)
C8: 1 µF (SMD 1206, X7R, 50V, 10%)
CE1: tantalowy 10 µF/10 V (SMD 3216)

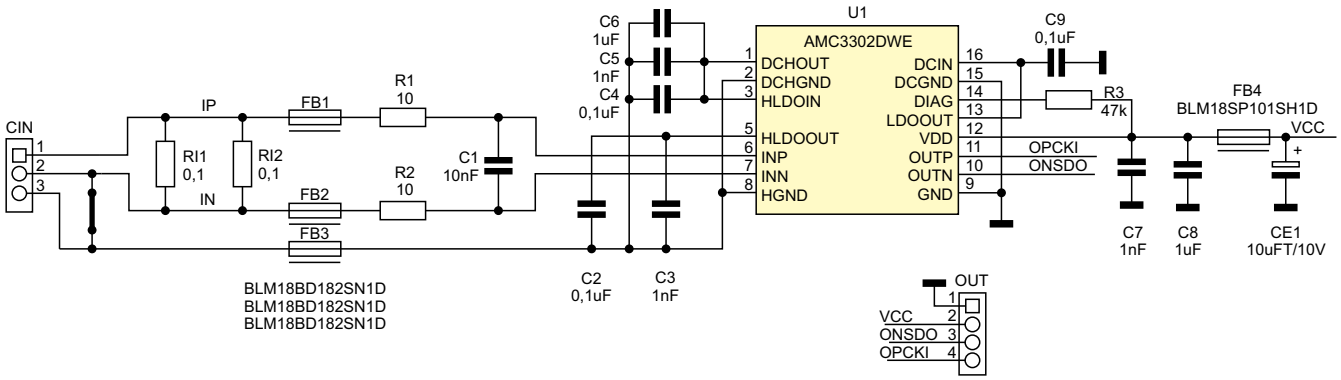
Półprzewodniki:
U1: AMC3302DWE (SOIC16HV)

Pozostałe:
CIN: złącze śrubowe 2 pin r=5,08 mm (typ DG126-5.0-3)
FB1...FB3: dławik ferrytowy BLM18BD-182SN1D (SMD 0603)
FB4: dławik ferrytowy BLM18SP101SH1D (SMD 0603)
OUT: złącze Grove kątowe
ZW: zwora 0 Ω (SMD 0603 – opis w tekście)

Pozostałe elementy odsprzęgają zasilanie układu. Sygnały wyjściowe i zasilanie wyprowadzone zostały na złącze OUT. W przypadku zastosowania układu AMC3330 z wyjściem różnicowym, sygnały OPCKI/ONSDO odniesione są do napięcia V_{cmout}=1,44 V. Jeżeli zastosowany przetwornik ADC nie ma możliwości pomiaru napięć różnicowych, układ należy połączyć konwerterem zgodnie z notą aplikacyjną układów AMC33xx, wraz z ewentualną dodatkową filtracją sygnału. Moduł pomiaru napięcia umożliwia (bez zmian) zastosowanie także układu z wyjściem cyfrowym (AMC3336), w tym przypadku sygnał OPCKI jest wejściem

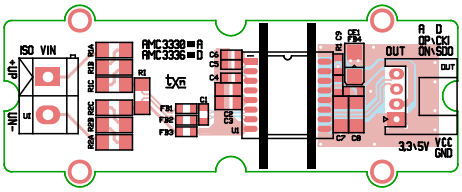


Rysunek 3. Schemat izolowanego modułu pomiaru napięcia

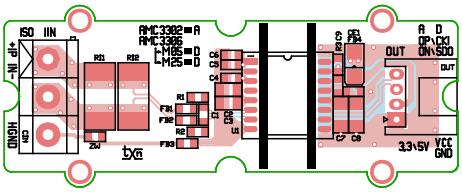


Rysunek 4. Schemat izolowanego modułu pomiaru prądu

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 5. Rozmieszczenie elementów modułu pomiaru napięcia

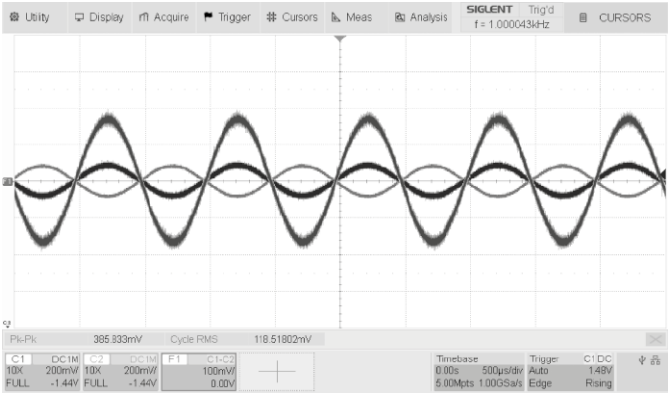


Rysunek 6. Rozmieszczenie elementów modułu pomiaru prądu

sygnału zegarowego, a linia ONSDO – wyjściem strumienia danych. Stosowanie układów z wyjściem cyfrowym wymaga obróbki sygnału pomiarowego, tj. dekodowania i filtracji na drodze programowej, przykładowo procesorem DSP, w zamian ułatwiona jest synchroniczna akwizycja danych, niewymagająca wielokanałowego przetwornika ADC z jednoczesnym przetwarzaniem.

Schemat ideowy drugiego modułu – przeznaczonego do pomiaru prądu – przedstawiono na **rysunku 4**.

Moduł bazuje na układzie AMC3302 w typowej aplikacji. Prąd z obwodu pomiarowego doprowadzony jest do zacisków 1,2 gniazda CIN. Spadek napięcia na boczniku RI1, RI2, poprzez filtr R1, R2, C1 oraz dławiki FB1 i FB2, doprowadzony jest do wejścia różnicowego układu U1. Zakres pomiarowy AMC3302 wynosi ±50 mV, zaś całkowite wzmocnienie wynosi 41 V/V. Bocznik należy dobrać w zależności od zakresu pomiarowego, pamiętając o odpowiednim zapasie mocy rezystorów i ich tolerancji. Zdecydowanie zalecane jest stosowanie rezystorów metalowych, przeznaczonych do bocznikow pomiarowych. Pozostałe elementy pełnią identyczne funkcje, jak w opisanym wcześniej module pomiaru napięcia. W przypadku zastosowania zewnętrznego bocznika, należy rozewrzeć zworę ZW



Rysunek 7. Przykładowy pomiar z wykorzystaniem AMC3330

i doprowadzić sygnał masy HGND bezpośrednio do wyprowadzenia (IN) bocznika. Sygnały wyjściowe i zasilanie wyprowadzono na złącze OUT. W przypadku zastosowania układu AMC3302 z wyjściem różnicowym, sygnały OPCKI/ONSDO odniesione są do napięcia V_{cmout}=1,44 V. Także ten moduł umożliwia użycie układu z wyjściem cyfrowym AMC3306M05/M25, bez konieczności dokonywania żadnych modyfikacji sprzętowych – w tym przypadku sygnał OPCKI jest wejściem sygnału zegarowego, a sygnał ONSDO – wyjściem strumienia danych.

Moduły zmontowane są na dwustronnych płytkach drukowanych zgodnych z formatem Grove. Rozmieszczenie elementów przedstawiono na **rysunkach 5** i **6**.

Montaż układu nie wymaga dokładniejszego opisu. Prawidłowo zmontowane moduły można zobaczyć na fotografii tytułowej. Moduły nie wymagają uruchamiania i po doborze wartości rezystorów pomiarowych/bocznikow do pożądanego zakresu pomiarowego, są od razu gotowe do pracy.

Przykładowy przebieg uzyskany podczas testowania wyjścia wzmacniacza audio niskopoziomowym sygnałem 1 kHz podłączonym do układu pomiaru napięcia AMC3330, przedstawiono na **rysunku 7**. Sygnał różnicowy uzyskano metodą obliczeniową z oscyloskopu, a przebiegi OPCKI, ONSDO są przesunięte o 1,44 V.

Adam Tatuś, EP

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 35a611158d

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

PROJEKT NR 264

Prądnica survivalowa RIL – Radio Ignis Lux

Radio Ignis Lux to prądnica survivalowa, która łączy w sobie funkcje radia, latarki, zapalniczki i ładowarki awaryjnej – wszystko w jednym, ręcznie napędzanym urządzeniu. Projekt powstał z myślą o sytuacjach kryzysowych, gdy dostęp do energii jest ograniczony, a niezawodność staje się kluczowa. To więcej niż gadżet – to technologia, która może realnie pomóc przetrwać, gdy w sytuacjach kryzysowych niezawodne źródło energii decyduje o zdrowiu, a nawet życiu.

Pomysł, nazwa i zastosowania

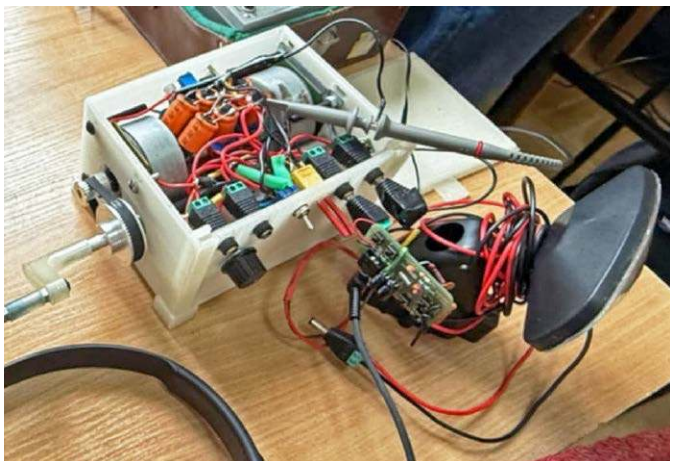
Idea zbudowania własnej prądnicy powstała podczas jednego z wyjazdów klasowych na szkolny obóz do Boszkowa, gdy późnym wieczorem graliśmy w namiocie w karty. O 22.00 zgaszono nam światło. Mimo że była to zbyt wczesna pora na sen, bez oświetlenia (telefony na noc oddawaliśmy) nie mogliśmy kontynuować gry, a więc tym razem odpuściliśmy. Jednak niezwłocznie po powrocie z wypoczynku zaczęliśmy pracę nad naszym nowym projektem, by już nigdy nie dopuścić do takiej sytuacji.

RIL to połączenie trzech słów: Radio, Ignis (łac. ogień) oraz Lux (łac. światło). Słowa te idealnie oddają zastosowania naszego urządzenia, które po podłączeniu odpowiednich modułów pełni rolę radia, zapalniczki, latarki, a może być także przenośną, niskonapięciową i niskoprądową ładowarką. RIL wraz z wszystkimi modułami widać na **fotografii 1**.

Analiza oraz cel powstania RIL

Pracę rozpoczęliśmy od analizy istniejących rozwiązań służących do pozyskiwania i magazynowania energii w warunkach terenowych i awaryjnych. Szybko dostrzegliśmy, że większość dostępnych urządzeń – choć nowoczesna – była ograniczona pod względem mobilności (waga), zakresu zastosowań (jedno sprecyzowane zadanie) lub ich naprawa była trudna w warunkach polowych. W odpowiedzi na te braki powstał nasz projekt RIL. Urządzenie zaprojektowano tak, aby zapewniało użytkownikowi niezależność energetyczną, miało wiele zastosowań oraz można je było łatwo przenosić i serwisować w terenie.

W odróżnieniu od hybrydowych harvesterów czy specjalistycznych rowerów elektrycznych, RIL oferuje pełną niezależność od warunków i sposobu pracy – działa zarówno manualnie, jak i w oparciu o energię słoneczną, co czyni go wszechstronnym narzędziem dla podróżników, ratowników czy pasjonatów survivalu. Wykorzystaliśmy biodegradowalne materiały, a niemal każdy użyty przez nas komponent ma niskie zużycie energii i pochodzi z recyklingu, więc zarówno pod względem konstrukcji, jak i użytkowania RIL-a, jest to projekt przyjazny środowisku oraz niemal zeroemisyjny.



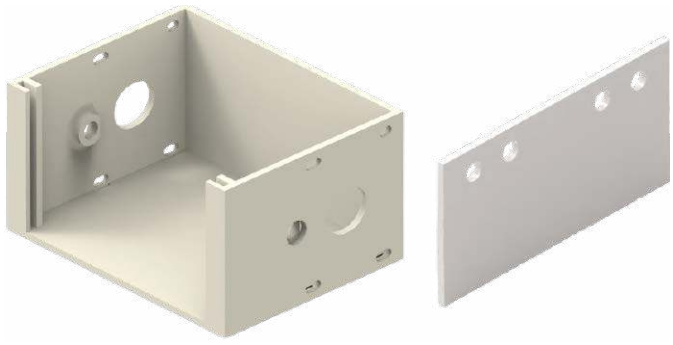
Fotografia 1. Prądnica z modułami (podłączone jest radio na płytce PCB)

Obudowa oraz kwestie mechaniczne projektu

Cała obudowa składa się z 3 elementów: głównego korpusu, frontu i zamknięcia. Wizualizacje naszej pierwszej wersji korpusu prądnicy można zobaczyć na **rysunku 1**.

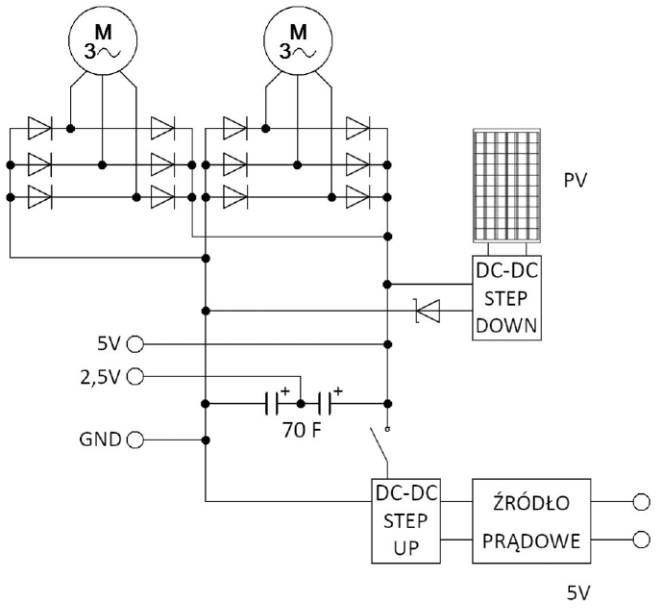
Obudowa prądnicy została wykonana w technologii druku 3D z filamentu PLA. Jest to łatwy w druku, biodegradowalny materiał termoplastyczny. Kolor obudowy nie jest przypadkowy – zastosowaliśmy jasny filament, aby dobrze odbijał i rozpraszał promienie słoneczne, dzięki czemu prądnica nagrzewa się o wiele mniej, niż gdyby obudowa była w kolorze czarnym lub granatowym.

W boczne ściany, w specjalnie wykonane otwory, zostały wprasowane dwa jednorzędowe łożyska kulkowe metodą na wcisk (bez użycia kleju). Na pierścieniu wewnętrznym łożyska został wbity wałek Ø 8 mm. Na końcach wału zostały zamontowane zębatki typu GT2 T60 (60 zębów), natomiast na wałkach generatorów (silników BLDC) – zębatki GT2 T20. Na jednym z końców wałka zamontowano korbkę z ramieniem i bolcem wykonanym na śrubie M5×40 z nakrętką i zabezpieczoną klejem do gwintów. Po połączeniu tych



Rysunek 1. Pierwsze wizualizacje korpusu i frontu prądnicy

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 2. Schemat elektryczny prądnicy

elementów paskiem zębatym uzyskaliśmy przekładnię 3:1, co dało bardzo korzystny efekt – jeden obrót wałka przekłada się na 3 obroty silników. Takie rozwiązanie zapewnia użytkownikowi optymalny komfort pracy.

Elektronika

Schemat elektroniczny prądnicy zaprezentowano na **rysunku 2**.

Sercem naszej prądnicy są dwa niezawodne silniki BLDC (bezszczotkowe silniki prądu stałego). Są to trójfazowe napędy, które charakteryzują się znacznie wyższą sprawnością w porównaniu do silników jednofazowych. Dzięki zastosowaniu dwóch silników, układ zyskuje redundancję – w przypadku awarii jednego z nich nadal dysponujemy niezależnym źródłem energii. Dodatkowo prądnica jest wspomagana przez ogniwa fotowoltaiczne (PV), co zwiększa jej niezawodność i umożliwia generowanie energii w różnych warunkach operacyjnych.

Energia elektryczna generowana przez silniki BLDC jest wytwarzana w postaci prądu przemiennego (AC). Aby móc ją efektywnie wykorzystać w układzie, jest ona prostowana przy pomocy dwóch trójfazowych mostków diodowych. W celu minimalizacji strat zastosowano diody germanowe, które cechują się bardzo niskim spadkiem napięcia w kierunku przewodzenia. Dzięki temu możliwe jest maksymalne wykorzystanie dostępnej energii. Elementy prądnicy, a szczególnie diody, widać na **fotografii 2**.

Po wyprostowaniu, napięcie kierowane jest do modułu magazynowania energii, w którym zastosowano superkondensatory firmy Vishay. Są to kondensatory charakteryzujące się ultraniską rezystancją wewnętrzną oraz możliwością dostarczania wysokiego prądu w krótkim czasie. Ich użycie pozwala na szybkie i efektywne gromadzenie energii, co znacząco poprawia stabilność pracy całego układu. Energia zgromadzona w superkondensatorach może być pobierana na dwa sposoby:

1. Bezpośrednie zasilanie z gniazd DC JACK – umożliwia bezpośrednie zastosowanie zgromadzonej energii do zasilania urządzeń zewnętrznych. Wyjście to pozwala na wykorzystanie całkowitego lub połowicznego napięcia zgromadzonego w banku kondensatorów – odczepy widać na schemacie układu (rysunek 2).
2. Zastosowanie przetwornicy impulsowej step-up DC/DC – pozwala na regulowanie i stabilizowanie wyjściowych parametrów. Dodatkowe źródło prądowe także bazuje na tranzystorach germanowych, co zwiększa jego efektywność oraz pozwala na precyzyjne dostosowanie parametrów do wymagań odbiorników energii.

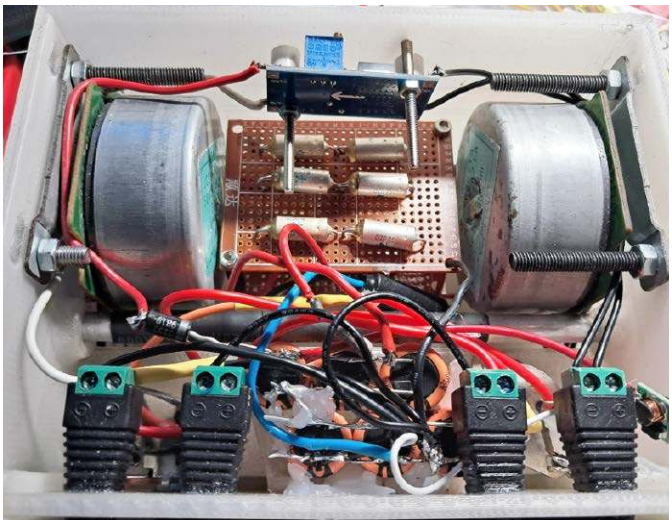
Zastosowanie regulatora zapewnia możliwość dynamicznej kontroli mocy wyjściowej, co zwiększa efektywność całego układu. Skończony projekt z wszystkimi elementami znajduje się na **fotografii 3**. Szczególnie dobrze widoczne są superkondensatory, które zasłaniają diody, przez co te ostatnie pozostają niewidoczne.

Opis działania – instrukcja użytkowania

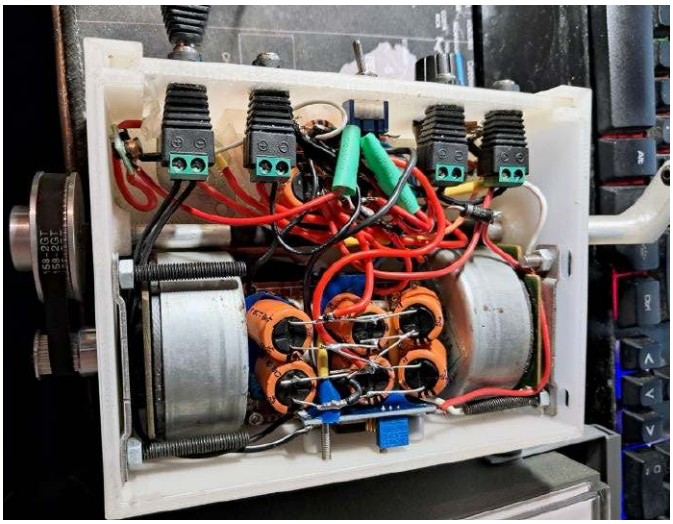
Aby wytworzyć energię elektryczną za pomocą urządzenia RIL, należy zamienić energię mechaniczną lub słoneczną na postać elektryczną. Główne źródło zasilania stanowi korbka. Alternatywnie (lub równolegle) można wykorzystać panel fotowoltaiczny, podłączany do odpowiedniego wejścia – szczególnie przydatny w słoneczne dni.

Użytkownik ma możliwość sterowania przepływem energii za pomocą przełącznika, który znajduje się przed przetwornicą – pozwala on na odłączenie kondensatorów od układów wyjściowych przetwornicy, aby uniknąć niepotrzebnych strat energii. Jednakże użytkownik dalej może bezpiecznie korzystać z bezpośrednich wyjść wyprowadzonych z banku kondensatorów.

Stabilizowane wyjście 5 V (poprzez przetwornicę DC/DC) służy do zasilania urządzeń takich jak odbiornik radiowy czy oświetlenie LED. Natomiast bezpośrednie wyjście z kondensatorów wykorzystywane jest jako opcja ładowarki lub zapalniczki – zwarcie dwóch specjalnie wyprowadzonych poza obudowę przewodów (np. spinaczem biurowym) powoduje ich nagrzanie, co przy kontakcie z kartką papieru lub chusteczką skutecznie inicjuje powstanie płomienia.



Fotografia 2. Zdjęcie prądnicy z widocznymi diodami germanowymi



Fotografia 3. Kompletna prądnica z bankiem kondensatorów

eprasa.pl 35a611158d



Fotografia 4. Cały RIL bez podłączonych modułów wyjściowych

Urządzenie nie zostało wyposażone w żadne kontrolki informujące o poziomie naładowania – można go odczytać pośrednio, obserwując działanie podłączonych urządzeń. Planowana jest rozbudowa o prosty woltomierz, co pozwoli użytkownikowi lepiej monitorować zgromadzoną energię.

W praktyce 5 minut intensywnego kręcenia korbką pozwala na około 40 minut działania oświetlenia (czas może się różnić w zależności od intensywności światła). Radio, a szczególnie zapalniczka, jako odbiorniki bardziej energochłonne, będą działały krócej. Gotowe urządzenie zamknięte w obudowie widać na **fotografii 4**.

Bezpieczeństwo

Istotną kwestią użytkowania każdego produktu jest bezpieczeństwo. Napięcia w naszym urządzeniu nie przekraczają 5 V. Za sprawą odizolowania od sieci energetycznej oraz braku zewnętrznego zasilania, RIL stanowi całkowicie bezpieczne i niezależne źródło energii.

Ponadto prądnica wyposażona jest w system przeciwzwarciowy oparty na źródle prądowym. Po kilkukrotnych, testowych zwarciach wykonanych ogniwami Li-Ion 18650 (potrafiącymi oddać w impulsie 300 A!), nie zostały zaobserwowane żadne nieprawidłowości. Zabezpieczenie jest na tyle szybkie, że na stykach nie pojawiała się nawet iskra.

Kolejną istotną kwestią jest nasz magazyn energii. Przy zwarciu banku energii przewodem 1,5 mm² przy napięciu 5 V uzyskaliśmy prąd 50 A! Natomiast jeśli mowa o pojemności banku – jest ona na tyle mała, że nie stanowi zagrożenia dla zdrowia człowieka.

Nasz magazyn oparty jest na superkondensatorach, które są bezpieczniejsze niż popularne ogniwa litowo-jonowe. Superkondensatory można rozładować do 0 V, natomiast ogniwa mogą być rozładowywane do określonego minimalnego napięcia, wynoszącego zwykle około 2,5 V (zalecane napięcie końcowe wynosi zazwyczaj około 3 V). Ponadto ogniwa po przeładowaniu lub uszkodzeniu mogą się zapalić lub wręcz eksplodować. Po rozpoczęciu reakcji spalania praktycznie nie ma możliwości jej przerwania, ponieważ podczas spalania litu wydziela się tlen, przez co nawet odcięcie powietrza z zewnątrz nie doprowadzi do końca spalania (podobnie jak w przypadku pożarów samochodów elektrycznych). Z tych właśnie powodów zastosowaliśmy technologię superkondensatorów.

Także przetwornica DC/DC współpracująca z panelem PV jest wyposażona we wbudowane ograniczenie prądowe. Niezależnie od napięcia wejściowego, moduł przetwornicy dostarcza napięcie 5 V do zasilania superkondensatorów. Należy pamiętać, że w przypadku braku odpowiednio intensywnego światła słonecznego, gdy użytkownik nie używa stale korbki, napięcie na baterii kondensatorów może być wyższe niż na wejściu przetwornicy step-down, co skutkuje przepływem prądu wstecznego, który jest niekorzystny dla urządzenia. Aby temu zapobiec, na wyjściu przetwornicy znajduje się dioda Schottky'ego, która w kierunku przewodzenia wprowadza spadek napięcia tylko 0,2 V.

Skrócony opis procesu opracowywania prądnicy RIL

1. Założenia projektowe – określenie celu.
2. Analiza istniejących rozwiązań – przegląd podobnych urządzeń (np. harvesterów) i identyfikacja ich ograniczeń.
3. Projekt koncepcyjny – wykonanie szkiców i wizualizacji urządzenia.
4. Dobór komponentów oraz opracowanie układu elektronicznego.
5. Wykonanie obudowy, montaż, programowanie i testy, kalibracja i poprawki.
6. Sprawdzenie działania urządzenia w warunkach terenowych oraz końcowe optymalizacje, poprawki i estetyczne wykończenie.

Wprowadzone przez nas rozwiązania oraz ich pozytywne skutki to przede wszystkim:

- zastosowanie źródła prądowego opartego na germanie, który charakteryzuje się niskimi stratami przewodzenia (nawet poniżej 0,1 V),
- beziskrowe zabezpieczenie nadprądowe,
- optymalizacja strat mocy na mostku poprzez zastosowanie diod germanowych polskiej produkcji (z serii DZG) i układu 6-fazowego do kompensacji strat,
- bezszczotkowe silniki BLDC w postaci prądnic wejściowych,
- superkondensatory w roli banku energii (o łącznej pojemności 67 F),
- nowoczesna przetwornica step-up o napięciu wejściowym 0,5 V...5 V oraz maksymalnym obciążeniu 0,49 A.

Dzięki zaimplementowanym przez nas rozwiązaniom uzyskaliśmy kompaktową konstrukcję o niskich stratach mocy i wysokiej wydajności. Prądnicę możemy bezproblemowo zabierać na biwak czy w inne miejsca bez dostępu elektryczności. Projekt został przetestowany na kolejnym już biwaku w Boszkowie i sprawdził się znakomicie. Dzięki zgromadzonej w trakcie dnia energii słonecznej, mieliśmy nocą oświetlenie na 50 minut, a następnie po około 5-minutowym kręceniu korbką, znów mogliśmy cieszyć się światłem przez ponad 40 minut gry.

Podsumowanie

Budowa prądnicy RIL była dla nas nie tylko inżynierskim wyzwaniem, ale też okazją do twórczej współpracy i rozwijania pasji. Projekt pozwolił nam połączyć nowoczesne technologie z praktycznym podejściem do realnych problemów. Z satysfakcją możemy powiedzieć, że RIL to nie tylko urządzenie – to dowód na to, że pomysł, zaangażowanie i zespół mogą skutkować powstaniem czegoś naprawdę funkcjonalnego.

Był to dla nas dobry sprawdzian umiejętności oraz przyjaźni. Jeśli ktoś z Czytelników chce prześledzić nasze działania od idei do skończonego RIL-a, zapraszamy do obejrzenia poniższej playlisty materiałów na YouTube, a jeśli spodoba się Państwu nasz format, to zapraszamy także do subskrypcji kanału i oglądania nas na bieżąco: https://www.youtube.com/playlist?list=PLhre3KUEv-Gklr4QBOminvlCWryIg4eIj

Szymon Kusiński[a]
Hubert Żarnowski[b]
mgr Jarosław Sobczak[b]
dr Paweł Sobczak[b, c, d]

[a] Politechnika Poznańska
[b] Zespół Szkół Technicznych im. Waldemara Gostomczyka w Ostrowie Wielkopolskim
[c] Akademia Nauk Stosowanych w Koninie
[d] Uniwersytet Kaliski im. Prezydenta Stanisława Wojciechowskiego

Literatura wykorzystana do budowy projektu:
1. Chwaleba Augustyn, Moeschke Bogdan, Płoszajski Grzegorz, *Elektronika*, Wyd. 7, Warszawa, WSiP, 1999, ISBN 83-02-06221-9
2. Horowitz Paul, Hill Winfield, *Sztuka elektroniki*, t. 1–2, Wyd. 12 zmienione, przeł. Bogusław Kalinowski, Grażyna Kalinowska, Warszawa, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, 2023, ISBN 978-83-206-1992-8
3. Nowak Mieczysław, *Energoelektronika w systemach zasilania i napędu elektrycznego*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice, 2013
4. Gieras Jacek, *Silniki bezszczotkowe prądu stałego*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa, 1990
5. Barlik Ryszard, *Przekształtniki energoelektroniczne*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 2005

eprasa.pl 35a611158d

Moduły bezprzewodowe z certyfikacją RED

Projektowanie urządzeń bezprzewodowych w dobie wszechobecnych, gotowych modułów komunikacyjnych nie jest wyłącznie kwestią doboru układu radiowego i anteny. W praktyce równie istotna jest ścieżka zgodności z wymaganiami europejskimi – zwłaszcza z dyrektywą RED (2014/53/UE) określającą „warunki brzegowe", które muszą być spełnione przez wprowadzane na rynek urządzenia, mające emitować i/lub odbierać sygnały radiowe.

W tym kontekście gotowe moduły radiowe z udokumentowaną zgodnością (często określane skrótowo jako moduły „z certyfikatem" lub „pre-certyfikowane") potrafią realnie skrócić drogę od prototypu do produktu, a – co za tym idzie – także znacząco wpłynąć na przyspieszenie wdrożenia i obniżenie kosztów opracowania nowego sprzętu. Europejska dyrektywa RED definiuje tzw. wymagania zasadnicze dla urządzeń radiowych. Dotyczą one m.in. zagadnień efektywnego wykorzystania widma radiowego, aspektów bezpieczeństwa czy też obowiązków producentów związanych m.in. z udostępnianiem produktów na rynku. W praktyce producent urządzenia dąży do wykazania zgodności poprzez zastosowanie odpowiednich norm zharmonizowanych z dyrektywą unijną. Dla przykładu: w przypadku najpopularniejszych technologii krótkiego zasięgu w paśmie 2,4 GHz, w dokumentacjach typowo pojawiają się odniesienia m.in. do normy ETSI EN 300 328, określającej wymagania radiowe dla systemów szerokopasmowych (m.in. Wi-Fi, Bluetooth i niektórych protokołów IoT).

Zastosowanie sprawdzonych modułów znanych producentów pozwala zminimalizować ryzyko uzyskania negatywnego wyniku testów laboratoryjnych produktu, których wykonanie jest niezbędne w ramach przeprowadzania procesu oceny zgodności. Ma to niebagatelne znaczenie dla sytuacji finansowej przedsiębiorstwa – to właśnie testy „radiowe" są zwykle najdroższą częścią badań realizowanych przed wprowadzeniem na rynek nowego produktu. W ofercie firmy Micros znalazły się pre-certyfikowane moduły radiowe realizujące zarówno funkcje nawigacji satelitarnej (GNSS), jak i jednooraz dwukierunkowej komunikacji bezprzewodowej (w tym ISM, Wi-Fi, Bluetooth, LoRa czy też ZigBee).

Markowe moduły GNSS do niezawodnej nawigacji w każdych warunkach

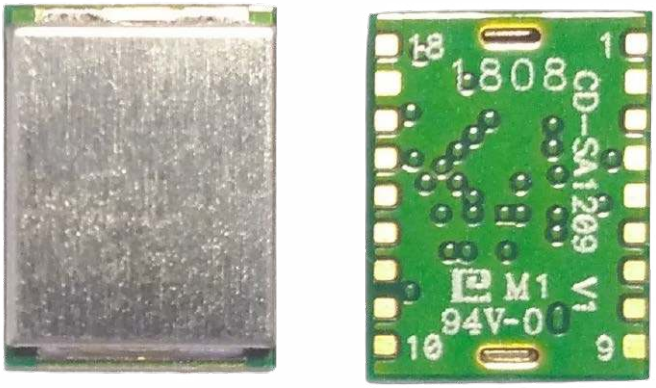
Interesujące portfolio modułów do nawigacji satelitarnej przygotowała firma CDtop Technology. Produkty znajdujące się obecnie w ofercie firmy Micros to:

- CD-SA1209D,
- CD-SA1209S,
- CD-PA1010D,
- CD-PA1616D,
- CD-PA1616S.

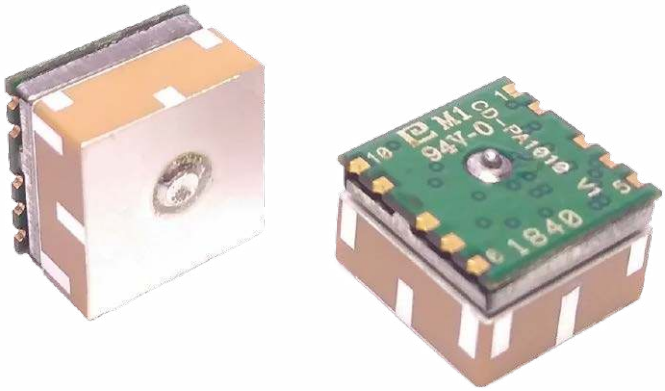
Dwa pierwsze spośród wymienionych produktów tej tajwańskiej marki mają wymiary 12,0×9,0×2,1 mm i są przystosowane do współpracy z zewnętrznymi antenami GNSS. Niskoprofilowa konstrukcja (**fotografia 1**), wyposażona w ekran osłaniający całą górną powierzchnię PCB modułu, pozwala na instalację w niewielkich obudowach urządzeń przenośnych, lekkich dronów itp. Bardzo wysoka czułość odbiornika (dochodząca do –165 dBm) umożliwia współpracę z antenami o małym zysku, a także znacznie poprawia jakość pozycjonowania w trudnych obszarach geograficznych, np. w ciasnych przestrzeniach miejskich. Moduły wspierają funkcję pozycjonowania AGPS umożliwiającą szybkie określenia przybliżonej pozycji tuż po rozpoczęciu pracy urządzenia – zanim odbiór sygnałów z satelitów geolokalizacyjnych zostanie ustabilizowany.

Moduły CD-PA1010D, CD-PA1616D oraz CD-PA1616S są zintegrowane z niewielką anteną ceramiczną, przy czym numeryczne oznaczenie koduje rozmiary modułu wyrażone w milimetrach. Warto podkreślić, że wersja CD-PA1010D – o wymiarach zaledwie 10×10 mm (**fotografia 2**) – jest obecnie jednym z najmniejszych zintegrowanych modułów GNSS na rynku.

Więcej informacji:
Micros sp.j. W. Kędra i J. Lic
30-198 Kraków
ul. E. Godlewskiego 38
tel: +48 12 636 95 66
bok@micros.com.pl
https://www.micros.com.pl/



Fotografia 1. Moduł GNSS z serii CD-SA1209x marki CDtop Technology



Fotografia 2. Kompaktowy moduł GNSS o oznaczeniu CD-PA1010D



Fotografia 3. Moduł SKG122C marki SKYLAB

eprasa.pl 35a611158d

Innym godnym polecenia producentem modułów nawigacyjnych jest marka SKYLAB, w której ofercie znalazł się m.in. budżetowy moduł SKG122C (**fotografia 3**). Czułość odbiornika jest tylko nieznacznie mniejsza niż w przypadku opisanych wcześniej modułów firmy CDtop Technology (wynosi typowo –162 dBm), za to sam moduł jest o 3 mm krótszy od CD-SA1209x – co może okazać się istotne podczas projektowania ekstremalnie gęsto upakowanych PCB. Produkt wspiera liczne konstelacje satelitarne, w tym BDS3 (trzecią generację chińskiego systemu BeiDou), GPS, GLONASS, Galileo, QZSS oraz SBAS. Inną ciekawą propozycją z oferty tego samego wytwórcy jest moduł SKG12D (**fotografia 4**), oparty na wydajnym układzie SoC typu MT3333 marki MediaTek o czułości –165 dBm i wysokiej dokładności sygnału PPS (±20 ns). Moduł obsługuje aż 99 kanałów satelitarnych i zapewnia dokładność pozycjonowania lepszą niż 2,5 m w optymalnych warunkach pracy.



Fotografia 4. Moduł SKG12D marki SKYLAB

Moduły Wi-Fi i Bluetooth – podstawa współczesnej elektroniki konsumenckiej i profesjonalnej

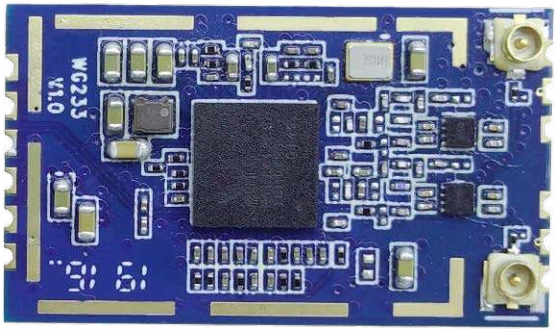
Wspomniana już firma SKYLAB oferuje także wysokiej jakości moduły Wi-Fi oraz Bluetooth, których konstrukcje oparto na układach SoC najbardziej uznanych producentów na współczesnym rynku półprzewodników. Wśród przykładów warto wymienić m.in. moduły SKB501-CSPI (chip Nordic Semiconductor nRF52840, zintegrowana antena PCB, wymiary 17,4×13,7×1,9 mm – **fotografia 5**) czy zaawansowany, dwupasmowy moduł Wi-Fi typu WG233E wyposażony w dwa gniazda antenowe I-PEX i wspierający łącze USB 2.0 High Speed (**fotografia 6**). WG233E może być z powodzeniem stosowany w systemach wbudowanych pracujących pod kontrolą zarówno starszych, jak i nowszych systemów operacyjnych (Windows XP 32/64-bit, 2000, Vista 32/64-bit, Windows 7 32/64-bit, Linux, Android).



Fotografia 5. Moduł BLE z serii SKB501-CSPI marki SKYLAB



Fotografia 7. Moduł ESPC3-20-N4 marki DOIT



Fotografia 6. Dwupasmowy moduł Wi-Fi WG233E marki SKYLAB

W katalogu firmy Micros można także znaleźć interesujące moduły Wi-Fi+Bluetooth 5.0 marki DOIT. Produkt ESPC3-20-N4 (**fotografia 7**) jest kompatybilny z modułem ESP32-C3-WROOM-02-N4 marki Espressif, a jego niewielkie wymiary (20×18×3 mm) oraz bardzo konkurencyjna cena sprawiają, że stanowi on niezwykle atrakcyjną propozycję do projektów urządzeń konsumenckich szczególnie wrażliwych na koszty BOM. Marka DOIT przygotowała zresztą także zamienniki kilku innych modułów należących do niezwykle popularnej serii ESP32-WROOM-32D/E/UE (**tabela 1**).

Z diametralnie inną ofertą weszła na rynek firma EMWICON (dawniej JJPLUS). Producent specjalizuje się zwłaszcza w modułach

Tabela 1. Moduły DOIT w ofercie Micros

Oznaczenie	SoC	Obsługiwane standardy	Antena	Pamięć Flash [MB]	Wymiary [mm]	Obudowa	Kompatybilność
ESPC3-20-N4	ESP32-C3	802.11 b/g/n + BLE 5.0	PCB	4	20×18×3	SMT 18-pad	ESP32-C3-WROOM-02-N4
ESP-WROOM-32D-N4	ESP32-D0WD	802.11 b/g/n + BLE 4.2	PCB	4	25.5×18×3	SMT 38-pad	ESP32-WROOM-32D-N4
ESP-WROOM-32D-N8	ESP32-D0WD	802.11 b/g/n + BLE 4.2	PCB	8	25.5×18×3	SMT 38-pad	ESP32-WROOM-32D-N8
ESP-WROOM-32D-N16	ESP32-D0WD	802.11 b/g/n + BLE 4.2	PCB	16	25.5×18×3	SMT 38-pad	ESP32-WROOM-32D-N16
ESP-WROOM-32E-N4	ESP32-D0WD-V3	802.11 b/g/n + BLE 4.2	PCB	4	25.5×18×3	SMT 38-pad	ESP32-WROOM-32E-N4
ESP-WROOM-32E-N8	ESP32-D0WD-V3	802.11 b/g/n + BLE 4.2	PCB	8	25.5×18×3	SMT 38-pad	ESP32-WROOM-32E-N8
ESP-WROOM-32E-N16	ESP32-D0WD-V3	802.11 b/g/n + BLE 4.2	PCB	16	25.5×18×3	SMT 38-pad	ESP32-WROOM-32E-N16
ESP-WROOM-32UE-N4	ESP32-D0WD-V3	802.11 b/g/n + BLE 4.2	Zewnętrzna	4	19.2×18×3	SMT 38-pad	ESP32-WROOM-32UE-N4
ESP-WROOM-32UE-N8	ESP32-D0WD-V3	802.11 b/g/n + BLE 4.2	Zewnętrzna	8	19.2×18×3	SMT 38-pad	ESP32-WROOM-32UE-N8
ESP-WROOM-32UE-N16	ESP32-D0WD-V3	802.11 b/g/n + BLE 4.2	Zewnętrzna	16	19.2×18×3	SMT 38-pad	ESP32-WROOM-32UE-N16

eprasa.pl 35a611158d

Tabela 2. Porównanie wybranych modułów Wi-Fi + BLE marki EMWICON/JJPlus

Model	Chipset	Obsługiwane protokoły	Złącze	Napięcie zasilania [V]	Maksymalna pobierana moc [W]	Gniazda antenowe	Temperatura pracy [°C]	Wymiary [mm]
JWW6051	QCA6174A-5	Wi-Fi IEEE 802.11a/b/g/n/ac + Bluetooth 4.2/5.0	M.2	3,3	3,5	2×U.FL	–40 do +85	22×30 mm
JWX6058			PCIexpress					26,8×30 mm
WMI6201	RTL8822BU	Wi-Fi IEEE 802.11a/b/g/n/ac + Bluetooth 4.2	USB typ A	5,0	2,0	brak	–20 do +55	60×25 mm
WMU6202			PCIexpress	3,3		2×U.FL	–20 do +70	30×26,8 mm
WMU6203			M.2					22×30 mm
WMU6204			USB typ A	5,0				55×20 mm
WMU6205			4-pin					44,5×20 mm

typu combo (Wi-Fi + Bluetooth) przeznaczonych do współpracy z systemami wbudowanymi wyposażonymi w slot M.2 lub PCIexpress. Niektóre modele mogą natomiast komunikować się z hostem za pośrednictwem złącza USB typu A lub złącza 4-pinowego. Większość modułów jest wyposażona w podwójne gniazda U.FL, dzięki którym wspierają one połączenia typu MIMO. Parametry modułów zebrano w **tabeli 2**, a widok przykładowego produktu pokazuje **fotografia 8**.



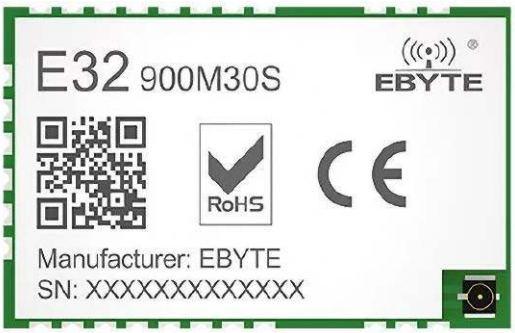
Fotografia 8. Moduł Wi-Fi marki EMWICON

Marka HIGH-FLYING opracowała własną serię zróżnicowanych pod względem formy i parametrów technicznych modułów Wi-Fi o nazwie HF-LPX70. Wszystkie produkty bazują na 160-megahercowym układzie SoC z rdzeniem RISC, wyposażonym w 276 kB pamięci RAM i 2 lub 8 MB pamięci Flash. Układy umożliwiają pracę w trybach STA, AP oraz AP+STA, wspierają aktualizację oprogramowania drogą radiową (OTA) oraz udostępniają bogaty zestaw komend AT obsługiwanych przez UART. Moduły z serii HF-LPX70 mogą także realizować połączenia w standardzie Bluetooth Low Energy 5.0. Przykładowy moduł – HF-LPB170-1 – można zobaczyć na **fotografii 9**.

Budżetowe moduły IoT do różnych aplikacji

W przypadku automatyki budynkowej, sieci czujników IoT czy też rozproszonych rozwiązań przemysłowych, zastosowanie znajdują moduły umożliwiające uzyskanie dużego zasięgu przy niskim poborze mocy. Do najbardziej rozpowszechnionych standardów komunikacyjnych w tych obszarach aplikacyjnych należy LoRa.

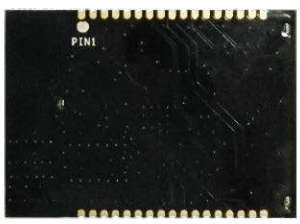
Firma Ebyte Electronic Technology Co. Ltd. opracowała rodzinę kompaktowych i niedrogich modułów LoRa o doskonałych parametrach. Moduł E32-900M30S (**fotografia 10**) bazuje na układzie Semtech SX1276 i pracuje w paśmie od 850 do 931 MHz. Dysponuje nadajnikiem o mocy do 30 dBm, a czułość jego toru odbiorczego to –124 dBm. Parametry te pozwalają na komunikację na dystansie dochodzącym nawet do 10 km. Moduł jest zasilany napięciem z zakresu od 3,3 do 5,5 V, a jego wymiary to 38,5×24×3,87 mm. 256-bajtowa pamięć FIFO pozwala ograniczyć pobór prądu urządzenia poprzez rzadsze wybudzanie nadrzędnego procesora. Oprócz standardu LoRa moduł obsługuje także inne modulacje, takie jak FSK, GFSK, MSK, GMSK czy OOK, co pozwala na implementację niestandardowych łączy bezprzewodowych. W ofercie tego samego producenta znalazły się też budżetowe moduły ZigBee oparte na popularnych układach CC2530 marki Texas Instruments. Moduły pracują w paśmie S (2400...2480 MHz), są wyposażone w antenę PCB i zapewniają zasięg dochodzący do 200 m. Maksymalna moc nadawania to 4 dBm, a czułość odbiornika wynosi –96,4 dBm.



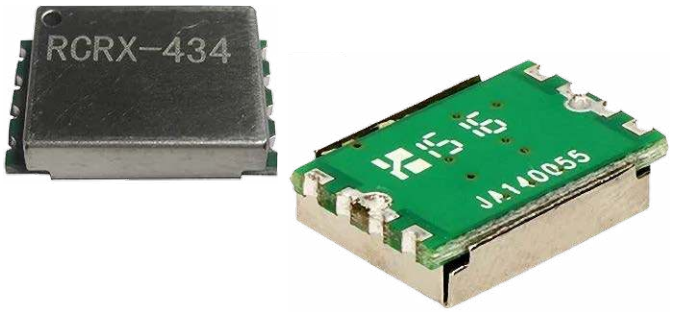
Fotografia 10. Moduł LoRa – E32-900M30S marki Ebyte

Na koniec trzeba wspomnieć o producencie, którego znakomita większość oferty opiera się na modułach ISM. Mowa o dobrze znanej marce Radiocontrolli, która opracowała szerokie portfolio uniwersalnych modułów Sub-1 GHz. Wśród nich znajdują się zarówno moduły 1-kierunkowe (nadajniki i odbiorniki), jak i zintegrowane transceivery. Część z nich to proste układy pracujące z modulacją ASK/OOK, inne zaś bazują na sprawdzonych układach z serii CC1101, CC1310F128 czy CC1352R marki Texas Instruments, co znakomicie ułatwia implementację programową. Moduły doskonale nadają się do aplikacji w zakresie sterowników domowych, automatyki bramowej, prostej telemetrii czy nawet zdalnie sterowanych zabawek elektronicznych. Jeden z bardziej kompaktowych produktów – superheterodynowy odbiornik RCRX-434 na pasmo 433,92 MHz – można zobaczyć na **fotografii 11**.





Fotografia 9. Moduł HF-LPB170-1 marki HIGH-FLYING



Fotografia 11. Odbiornik 433,92 MHz typu RCRX-434 marki Radiocontrolli

eprasa.pl 35a611158d

Generatory kwarcowe

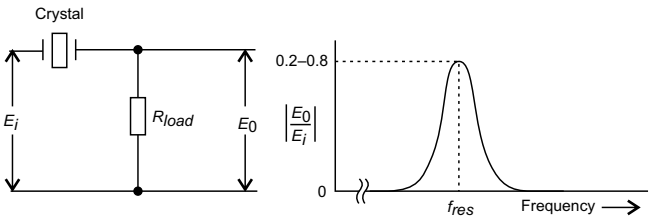
Czy można w prosty sposób zmusić rezonator kwarcowy do generowania użytecznego sygnału o ustalonej częstotliwości? Jeszcze lepiej byłoby obyć się bez stosowania specjalizowanych układów scalonych. Owszem, da się – w niniejszym artykule postaram się to udowodnić.

Większość układów cyfrowych, które wymagają sygnału zegarowego, ma wbudowany generator kwarcowy. Lecz nie jest to regułą – jako przykład mogą posłużyć „małe" mikrokontrolery, np. Attiny13. Jego wbudowany generator RC cechuje się stabilnością częstotliwości porównywalną z zakurzonym zegarem z kukułką, z kolei użycie mikrokontrolera z wbudowanym generatorem (jak Attiny25) zajęłoby dodatkowe, jakże cenne wyprowadzenie. Czasem po prostu zależy nam na stabilnym wzorcu częstotliwości i nie można mieć o to do siebie pretensji.

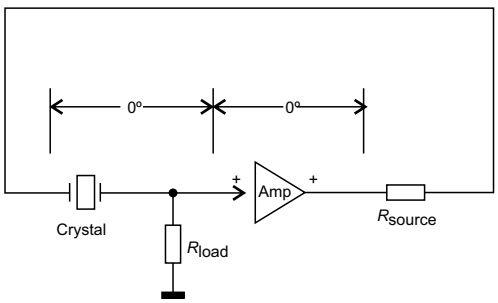
Jednym z możliwych rozwiązań jest użycie gotowego generatora kwarcowego, czyli rezonatora „obłożonego" odpowiednią elektroniką. Podajemy zasilanie (najczęściej jedno, rzadko dwa napięcia), a on wypuszcza na swoim wyjściu sygnał prostokątny i wszyscy są szczęśliwi – przykład znajduje się na **fotografii 1**. Można znaleźć wersje SMD, można też THT, na różne napięcia (ale głównie 3,3 V lub 5 V), więc każdy znajdzie coś dla siebie. Droższe modele mają wbudowaną kompensację wpływu temperatury (TCXO), choć w tym artykule poruszam raczej proste, podstawowe generatory.

Kto szczęśliwy, ręka do góry! Okej, proszę opuścić. A komu się to nie podoba? O, tam kilka osób podniosło ręce. Dobrze, proszę nie krzyczeć, zaraz coś na to zaradzimy. Gotowe generatory, mimo swojej „fajności", wbudowanej w ich naturę, mają również kilka wad:

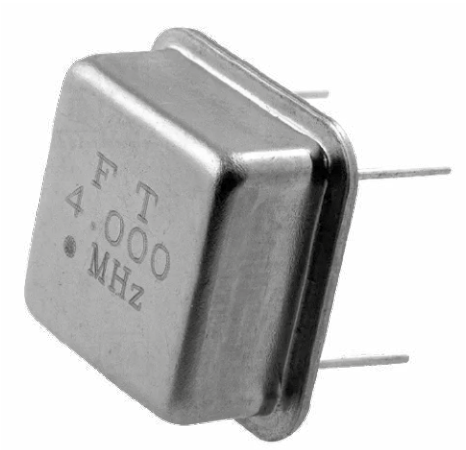
- wąski asortyment podzespołów do wyboru (węższy niż w przypadku rezonatorów kwarcowych),
- zdeterminowane rozmiary (niewielkie możliwości miniaturyzacji lub dogodnego rozmieszczenia na powierzchni płytki),
- zdefiniowane napięcie zasilania oraz pobór prądu (trudności w adaptacji do nietypowych układów),
- utrudniony dobór zamienników (wielu z nas pamięta, co działo się w hurtowniach w 2020 roku),



Rysunek 1. Impedancja rezonatora kwarcowego w funkcji częstotliwości [2]



Rysunek 2. Schematyczne przedstawienie najprostszego generatora kwarcowego [2]



Fotografia 1. Scalony generator kwarcowy [1]

- brak lub utrudniony dostęp do wersji o niektórych częstotliwościach,
- relatywnie wysoka cena (ma to znaczenie w bardzo tanich aplikacjach).

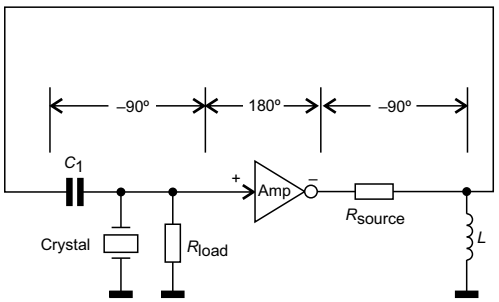
W takich sytuacjach rozwiązaniem może być samodzielna budowa generatora kwarcowego. Rezonatory tzw. overtone pracują na częstotliwościach równych harmonicznym swojej częstotliwości podstawowej i do prawidłowego wzbudzenia wymagają dodatkowych zabiegów, jak choćby filtrów LC wymuszających drgania na tej właśnie częstotliwości (nie podstawowej) – nie będę się nimi tutaj zajmował. Naszym zadaniem jest zatem prawidłowe wzbudzenie rezonatora kwarcowego na jego częstotliwości podstawowej i tyle.

Na początek jednak troszkę teorii, ale tylko ciut-ciut, dla ustalenia uwagi. Rezonator kwarcowy to element piezoelektryczny, w którym odpowiednio oszlifowany kryształ kwarcu jest pobudzany do drgań z częstotliwością równą rezonansowej (specjaliści od kryształów mają do tego swoje fachowe określenia, skupmy się jednak na właściwościach elektrycznych). Wykazuje on przy tym bardzo ciekawą cechę: w obwodzie zachowuje się podobnie do szeregowego obwodu LC, ponieważ jego impedancja drastycznie spada w punkcie rezonansu. Ilustruje to **rysunek 1**. Po objęciu tego układu pętlą sprzężenia zwrotnego o zerowym przesunięciu fazowym – **rysunek 2** – uzyskamy gotowy generator kwarcowy. Uzasadnienie, dlaczego będzie on działał na częstotliwości rezonansowej rezonatora kwarcowego, jest bardzo proste: bo właśnie taka składowa przechodzi przez dzielnik (składający

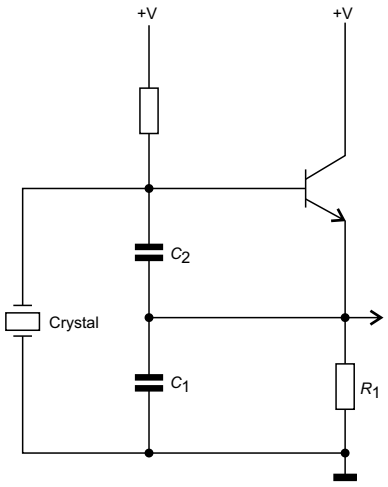
REKLAMA



eprasa.pl 35a611158d



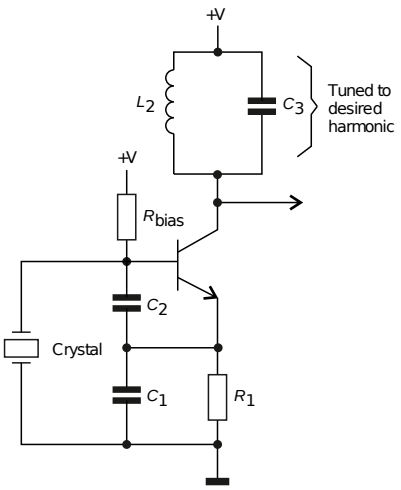
Rysunek 3. Przykładowy generator kwarcowy ze wzmacniaczem odwracającym [2]



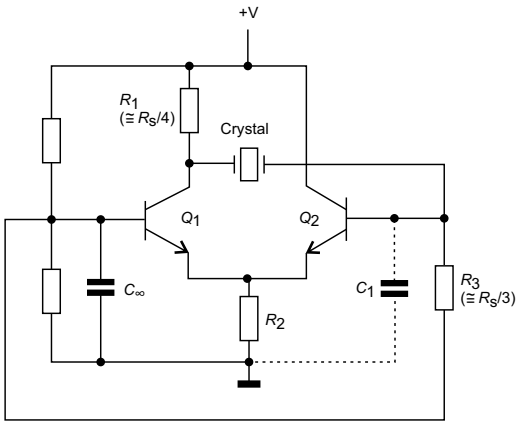
Rysunek 4. Podstawowy generator w topologii Colpittsa [2]

się z impedancji rezonatora oraz rezystancji Rload) z minimalnymi stratami oraz z zerowym przesunięciem fazowym, co jest konieczne do podtrzymania drgań. Ponieważ jednak częściej mamy do czynienia ze wzmacniaczami odwracającymi (φ=180°) aniżeli nieodwracającymi (φ=0°), to można skonstruować do tego odpowiedni układ, choćby taki jak na **rysunku 3**, który uwzględnia przesunięcia fazowe. Jest jednak skrajnie nieżyciowy w XXI wieku z uwagi na obecność cewki (brrr, to straszne!), więc odłożymy go na półkę. Niemniej jednak warto pamiętać, że taka możliwość istnieje.

Pradawne układy tranzystorowe (lampowe zresztą również) często operowały na topologii Colpittsa, której przykład znajduje się na **rysunku 4**. Układ ten nie zawiera cewek – to dobra informacja – ale jest bardzo trudny w praktycznej realizacji, ponieważ silny wpływ na jego działanie mają parametry pasożytnicze elementu aktywnego. Mowa tu głównie o pojemnościach, które tłumią sygnał



Rysunek 5. Generator w topologii Colpittsa pracujący na określonej harmonicznej [2]

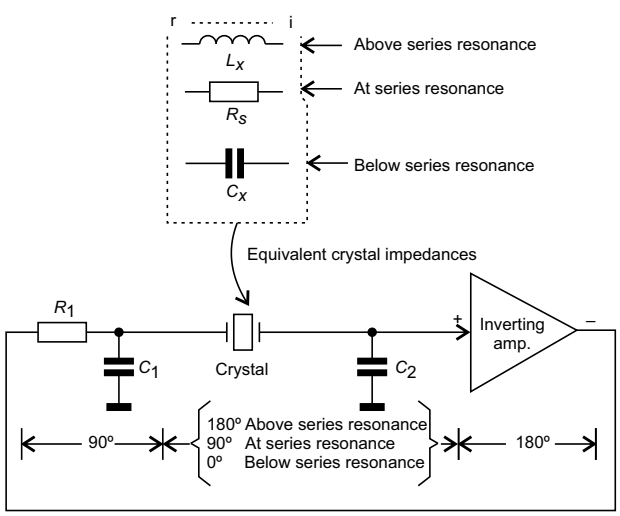


Rysunek 6. Generator typu wspólna baza-wspólny kolektor [2]

zawracany z emitera na bazę poprzez dzielnik dopasowujący impedancję. Niemała część książki [2] jest poświęcona doborowi elementów do prawidłowo działającego układu Colpittsa, w tym również rezonatorów kwarcowych pracujących na częstotliwościach harmonicznych (przykład na **rysunku 5**).

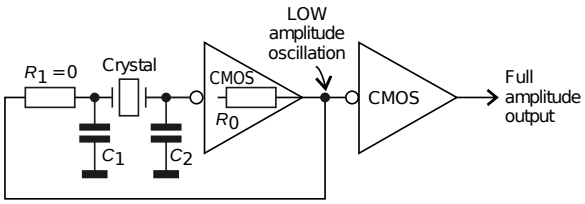
W dzisiejszych czasach nie musimy tak bardzo oszczędzać na tranzystorach, więc warto zwrócić się ku stabilniej pracującym układom. Główną wadą topologii Colpittsa jest połączenie w jednym elemencie aktywnym funkcji zarówno detektora, jak i wzmacniacza. Jeżeli je rozdzielimy, wówczas pojemności pasożytnicze nie będą grały aż tak znaczącej roli. Bardzo ciekawą propozycją dla rezonatorów kwarcowych pracujących przy niskich częstotliwościach (o rezystancji szeregowej RS z zakresu 1…100 kΩ) jest układ z **rysunku 6**. Tranzystor Q1 pełni rolę wzmacniacza w układzie wspólnej bazy, natomiast tranzystor Q2 stanowi wtórnik napięciowy, zmniejszając impedancję sterującą emiterem tranzystora Q1. Pomimo pewnego podobieństwa w wyglądzie schematu, nie jest to pełnoprawny układ różnicowy. W odróżnieniu od mocno kapryśnego Colpittsa, startuje „od strzała" i umożliwia generowanie sygnału sinusoidalnego (no dobra, quasi-sinusoidalnego z uwagi na impulsową pracę tranzystorów), co bywa przydatne w układach radiowych. Przykładowo, bardzo dobrze spisuje on się jako generator heterodyny, jeżeli układ ma być dostrojony do danej częstotliwości – na przykład gdy trzeba ją zmniejszyć o stałą wartość na potrzeby pomiaru prostym mikrokontrolerem.

Nie chcę się tutaj wdawać w rozważania teoretyczne na temat pozostałych układów, które z pewnością są ciekawe od strony teoretycznej, lecz ich zastosowanie w dzisiejszych czasach jest marginalne. Przejdę zatem do najbardziej znanego układu generatora kwarcowego, czyli topologii Pierce'a i odpowiem przy okazji na kilka pytań, które często się powtarzają w związku z nim. Podstawowy układ

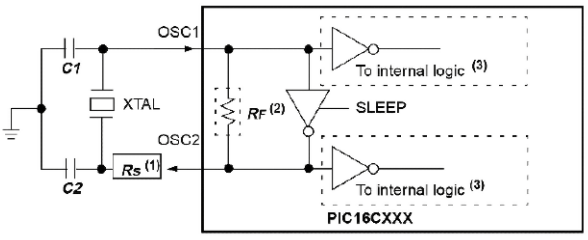


Rysunek 7. Idea układu Pierce'a [2]

eprasa.pl 35a611158d

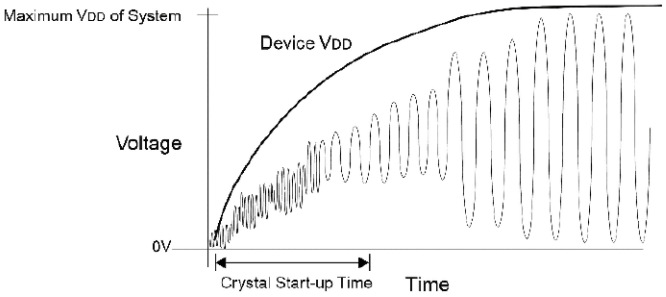


Rysunek 8. Układ Pierce'a z bramką regenerującą sygnał [2]



Note 1: A series resistor, RS, may be required for AT strip cut crystals.
2: The feedback resistor, RF, is typically in the range of 2 to 10 MΩ.
3: Depending on the device, the buffer to the internal logic may be either before or after the oscillator inverter.

Rysunek 9. Generator Pierce'a z dodatkowym rezystorem równoległym [4]



Rysunek 10. Przebieg nieustalony na wyjściu startującego generatora kwarcowego [4]

Pierce'a można znaleźć na **rysunku 7**, zawierającym również objaśnienie, jak zachowuje się rezonator kwarcowy w stanie rezonansu i poza nim. Stanowi on nawiązanie do układu z rysunku 4 – tyle, że tutaj faza jest przesuwana dwukrotnie o +90° przez człony RC. Bez tych kondensatorów nie doszłoby do przesuwania fazy, więc mamy odpowiedź na pytanie, czy te dwa dodatkowe kondensatory przy rezonatorze kwarcowym są potrzebne – tak, owszem są. Jest to również odpowiedź na drugie częste pytanie: dlaczego układ ten wzbudza się dokładnie na częstotliwości rezonansowej użytego kwarcu? Ponieważ tylko wtedy reprezentuje on sobą czystą rezystancję (a dokładniej – swoją rezystancję szeregową), co jest niezbędne do uzyskania przesunięcia fazy w tym członie o 90°. To zaś z kolei jest potrzebne do spełnienia warunku fazy w działającym generatorze.

Z **rysunku 8** można odczytać odpowiedź na pytanie, czemu za bramką NOT „stawia się" drugą bramkę i dopiero z niej pobiera sygnał. Nie jest to absolutnie konieczny zabieg, ale warto wiedzieć, po co w ogóle się to robi. Otóż w najbardziej typowym generatorze z bramką (bramka NOT + dwa kondensatory + rezonator kwarcowy) rolę pierwszego rezystora w przesuwniku fazy pełni rezystancja wyjściowa bramki. Z kolei węzłem wyjściowym jest wyjście bramki, a nie teooriobowodowego wzmacniacza w jej wnętrzu (przed rezystancją wyjściową). W naturalny sposób mamy ten sygnał stłumiony poprzez obciążenie wyjścia bramki dwoma przesuwnikami RC. I z tego powodu warto dodać bramkę, która ten sygnał zregeneruje, dodatkowo izolując wpływ następnych podzespołów (pobierających ów sygnał prostokątny) od delikatnego węzła przesuwnika RC. Mam tu jedno zastrzeżenie: w przypadku rezonatorów „zegarkowych" lub podobnych o bardzo niskiej częstotliwości rezonansowej, które z kolei mają wysoką rezystancję szeregową, można w uzasadnionych warunkach pominąć bramkę „regenerującą" sygnał – rezystancja szeregowa rezonatora jest mierzona w dziesiątkach kiloomów, więc jej wpływ na sygnał wychodzący z bramki o stosunkowo „mocnym" wyjściu jest niezauważalny.

Generator Pierce'a jest w dzisiejszych czasach wałkowany na tysiące sposobów przez producentów układów scalonych. Dokument [3] zawiera bardzo ładne opracowanie na temat projektowania generatorów kwarcowych. Ze swojej strony dodam coś, co wynika z mojej praktyki i co znajduje potwierdzenie w coraz większej liczbie projektowanych przeze mnie urządzeń: rezonatory kwarcowe o bardzo wysokiej rezystancji szeregowej (mowa o „zegarkowych") wielokrotnie wymagają do wzbudzenia rezystora równoległego, który uwzględniono na **rysunku 9**. Rezystor ten służy do częściowej linearyzacji bramki NOT, przez co może ona pełnić rolę wzmacniacza, tak bardzo tu przecież potrzebnego. Bez tego rezystora (w swoich projektach typowo daję 10 MΩ – przy okazji nie ma to zauważalnego wpływu na pobór mocy) bramka ma tendencję do „zatrzaskiwania się" w jednym stanie wyjściowym i wtedy nic nie jest w stanie jej zmusić do oscylacji. Dodanie jakiegokolwiek sprzężenia zwrotnego, nawet tak słabego jak kilkumegaomowy rezystor, skłoni ją do rozpoczęcia drgań, aż w końcu dojdzie do stanu ustalonego, zgodnie z **rysunkiem 10**. Należy pamiętać, że jest to układ objęty dodatnim sprzężeniem zwrotnym, więc każdy, choćby minimalny sygnał na wejściu, zostanie wzmocniony i przekazany na wyjście, inicjując w ten sposób drgania. Trzeba jedynie „pomóc" układowi zainicjować te pierwsze oscylacje. Rezystor zmniejsza wprawdzie wypadkowe wzmocnienie, co wydłuża czas dochodzenia do stanu ustalonego, ale za to zdecydowanie zwiększa niezawodność układu, zwłaszcza we współpracy z rezonatorami kwarcowymi o bardzo wysokich rezystancjach szeregowych.

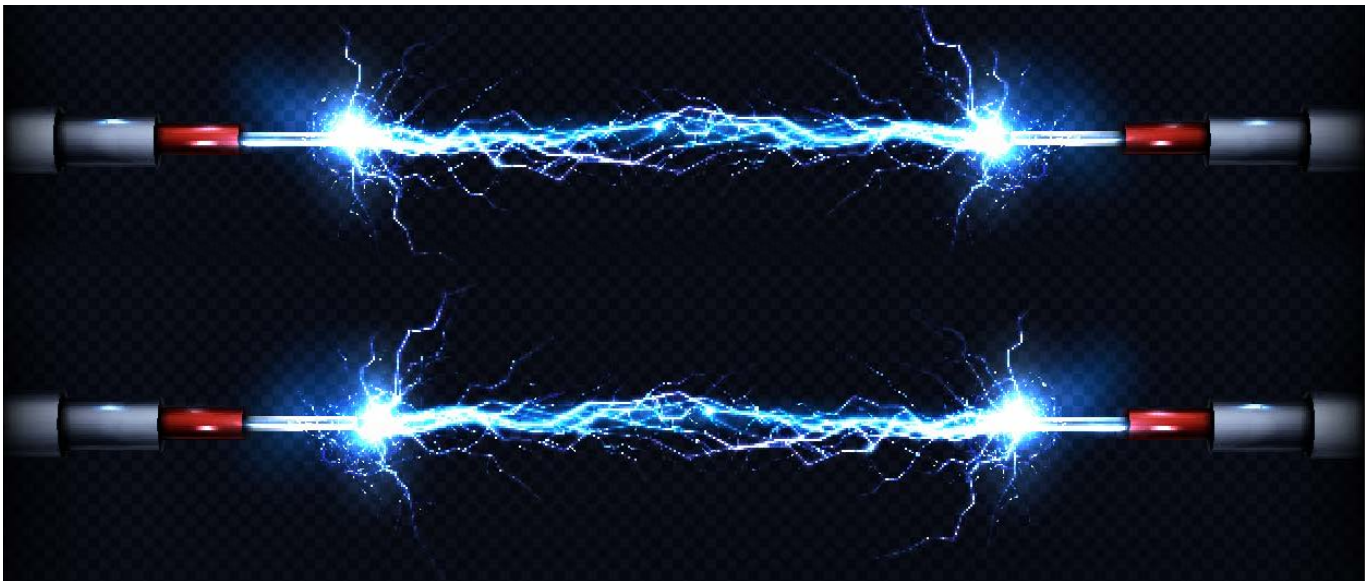
Michał Kurzela, EP

Źródła:
[1] https://www.tme.eu/pl/details/qoh4.00/generatory-kwarcowe-tht/yic/
[2] https://bgaudioclub.org/uploads/docs/Crystal_Oscillator_Circuits_Krieger_Matthys.pdf
[3] https://www.ti.com/lit/an/swra495l/swra495l.pdf
[4] https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/31002a.pdf

REKLAMA



eprasa.pl 35a611158d

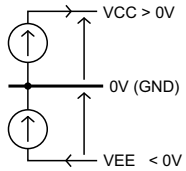


Kłopotliwe zasilanie symetryczne

Wiele układów analogowych wymaga zasilania symetrycznego, czyli dwóch gałęzi zasilających: jednej o potencjale dodatnim względem masy i drugiej o potencjale ujemnym. Wokół tego zagadnienia narosło przez lata wiele mitów i dziwnych praktyk, z którymi postaram się w tym artykule rozprawić.

Mając na myśli zasilanie symetryczne, mamy na ogół przed oczami układ jak na **rysunku 1**. Jedno źródło napięciowe jest włączone między masę a dodatnią linię zasilającą, wymuszając jej potencjał. Źródło to „wypycha" z siebie prąd w kierunku tejże linii. Z kolei drugie źródło znajduje się między masą a ujemną linią zasilającą, przy czym jego rolą jest „wciąganie" prądu z tego węzła do masy. Jeżeli oba te prądy (dodatniej i ujemnej gałęzi) są sobie równe, to przez masę nie powinien płynąć dodatkowy prąd wyrównawczy – tak mówi teoria.

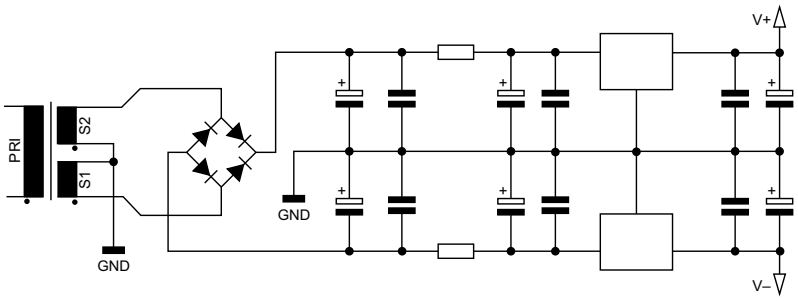
Jaka jest wartość tych napięć? Elektronika analogowa sprzed kilkudziesięciu lat posługiwała się typowo wartościami ±15 V, co wprawdzie w wielu aplikacjach nie ma już zastosowania, ale niektórzy bardzo mocno trzymają się właśnie tych wartości. Wiele wzmacniaczy operacyjnych, bo to o nich głównie jest mowa, zostało przystosowanych do pracy z takim właśnie zasilaniem.



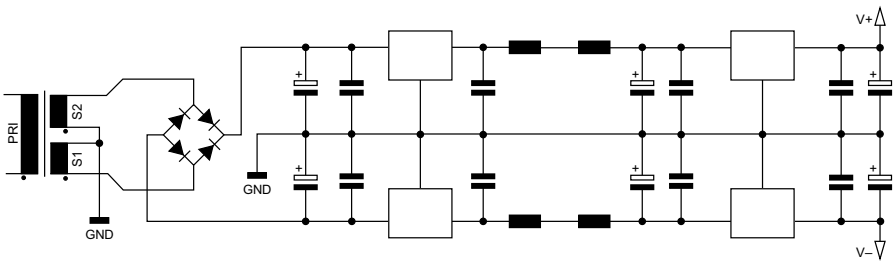
Rysunek 1. Podstawowy układ zasilacza symetrycznego

Wszystko zależy od tego, jakie sygnały przetwarzamy, jaki margines mają użyte przez nas podzespoły i – co chyba najważniejsze – na jakie zasilanie możemy sobie pozwolić. Jeżeli operujemy na sygnałach o amplitudzie 2 V (czyli 4 Vpp), a typowo takie wartości przyjmuje się w popularnym sprzęcie audio, to nie ma potrzeby „wpychania" za wszelką cenę zasilaczy dających napięcia +15 V i –15 V. Nawet uwzględniając niemały margines od potencjału linii zasilającej, wynoszący 5 V (a do takich aplikacji kwalifikują się niemal wszystkie znane mi scalone wzmacniacze operacyjne), to powinno wystarczyć zasilanie ±7 V. Nawet uwzględniając zapas na ewentualne niewielkie przesterowanie, ±9 V powinno w zupełności wystarczyć. Po co zatem aż ±15 V?

Ten naddatek warto wykorzystać na poprawę filtracji napięcia zasilającego.



Rysunek 2. Schemat ideowy zasilacza symetrycznego z dodatkowym filtrem CRC



Rysunek 3. Schemat ideowy zasilacza symetrycznego z kaskadowym połączeniem stabilizatorów

eprasa.pl 35a611158d



Fotografia 1. Dyskretne wzmacniacze operacyjne SS3601 i SS3602

Można to uzyskać na wiele sposobów, ja z reguły ograniczam się do dwóch najbardziej typowych metod. Pierwszą z nich jest użycie filtru CRC przed stabilizatorem, co jest metodą znaną z układów lampowych – **rysunek 2**. W ten sposób redukujemy wartość międzyszczytową tętnień napięcia jeszcze przed stabilizatorem, który ma przecież skończone możliwości w zakresie tłumienia składowej zmiennej napięcia. Co istotne, takie posunięcie ogranicza nie tylko energię składowych niskoczęstotliwościowych (100 Hz oraz wyższych harmonicznych), lecz również wysokoczęstotliwościowych zakłóceń.

Jednak nie zawsze takie posunięcie jest możliwe – przykładowo nie użyjemy go tam, gdzie prąd pobierany przez zasilany układ może zmieniać się w bardzo szerokim zakresie. Wtedy lepiej postawić na kaskadę stabilizatorów, jak na **rysunku 3**, najlepiej rozdzielając stopnie koralikami ferrytowymi dla lepszej filtracji zakłóceń o wysokiej częstotliwości, które bardzo chętnie przechodzą przez zasilacze i wywołują nieprzyjemne szumienie tudzież syczenie w głośnikach, niezależne od wysterowania. Dlatego nawet w układach analogowych niskiej częstotliwości nie pomijam takich podzespołów jak koraliki ferrytowe, które częściej kojarzą nam się z układami stricte cyfrowymi.

Owszem – niektóre wzmacniacze operacyjne w wykonaniu dyskretnym wymagają zasilania stosunkowo wysokim napięciem. Przykładowo, wzmacniacze z serii SS36xx od Sparcos Labs (**fotografia 1**) wymagają minimalnie ±6 V, ale producent zaleca typowo ±12 V, zgodnie z **rysunkiem 4**. Nawet przy minimalnym napięciu zasilającym mogą one obsługiwać na wejściu sygnał o wartości międzyszczytowej wynoszącej

DC Characteristics

Unless otherwise noted, Ta = 25°C, Vcc = +12V, Vee = - 12V, Vcm = 0

Symbol	Paramater	Conditions	Min	Typ	Max	Units	Notes
Vcc	Supply Voltage	Single Supply	12	24	36	V	
		Split Supply	±6	±12	±18	V	
Iq	Quiescent Current	SS3601 Single	13.5	14.5	15.5	mA	1
		SS3602 Dual	26	27.5	28	mA	1
Vos	Input Offset Voltage			±300	±600	µV	
Vcm	Common Mode Input Voltage		Vee + 3		Vcc - 3	V	
Ib	Input Bias Current			4.5	6	µA	
Io	Output Current	Class A Mode		15		mA	2
		Class AB Mode		40		mA	3
		Current Limit		50	65	mA	

Rysunek 4. Dane katalogowe układów z serii SS36xx

AC Characteristics

Unless otherwise noted, Ta = 25°C, Vcc = +15V, Vee = - 15V, Vcm = 0

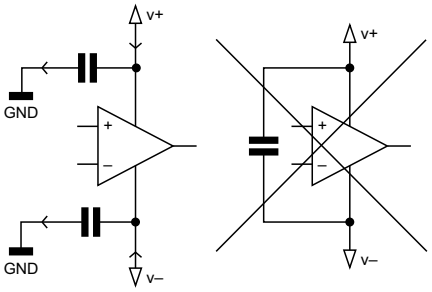
Symbol	Paramater	Conditions	Min	Typ	Max	Units	Notes
Aol	Open Loop Gain			140		dB	1
SR	Slew Rate	Positive Direction		20		V/µS	
		Negative Direction		12		V/µS	
Vo max	Maximum Output Voltage	@ Minimum THD	Vee+3.5		Vcc-3.5		4
		@ clip	Vee+1.5		Vcc-1.5		
Cl	Capacitive Load Drive	Figure 1 or 2, Av = -1 or +2		2500		pF	2
Cl	Capacitive Load Drive	Figure 4, Av = +1		500		pF	2
BW	Unity Gain Bandwidth			5		MHz	1
θm	Phase Margin	@ Unity gain Crossover		75		°	1
CT	Cross Talk	Amplifier to Amplifier	100		120	dB	5
en	Voltage Noise Density	DC - 20 KHz Bandwidth		2.9		nV/√Hz	
N	Broad Band Noise	DC - 20 KHz Bandwidth		415		nV RMS	
Cin	Input Capacitance			5		pF	

Rysunek 5. Minimalne i maksymalne napięcie wyjściowe układów z serii SS36xx

6 V (po 3 V marginesu), a na wyjściu 5 V i to z minimalnymi możliwymi zniekształceniami nieliniowymi, czego dowodem jest **rysunek 5**.

Nie w każdej sytuacji potrzebujemy zasilania dokładnie symetrycznego, czyli o jednakowej wartości bezwzględnej napięcia na obu liniach. Przykładowo, przetwarzając sygnał audio, który ma składową stałą równą swojej amplitudzie, przez co staje się w zasadzie sygnałem unipolarnym, ujemna część napięcia zasilającego może być niższa od dodatniej. Przestrzegam przed pułapką zasilania pojedynczego, ponieważ wzmacniacze operacyjne mają z reguły bardzo kiepskie parametry, kiedy operują blisko potencjałów linii zasilających. Lepiej dać im chociaż 2 V napięcia ujemnego (lub więcej, jeżeli nota katalogowa tego wymaga), żeby ich stopnie wejściowe i wyjściowe lepiej przetwarzały sygnały o wartościach bliskich 0 V.

Na zakończenie jeszcze jedna uwaga praktyczna. Odsprzęganie zasilania, czyli również filtrowanie zakłóceń pełzających po liniach zasilających, zawsze powinno być przeprowadzane tak, by te zakłócenia zewrzeć do masy – patrz **rysunek 6**. Masa w układzie to potencjał referencyjny, powinna być zatem prowadzona ścieżką o możliwie dużej przewodności i niskiej indukcyjności. Odprzęganie poprzez



Rysunek 6. Przykłady prawidłowego i nieprawidłowego odsprzęgania zasilania (strzałkami zaznaczono kierunki propagacji zakłóceń)

łączenie kondensatorami dodatniej i ujemnej linii zasilającej może być w wielu wypadkach wygodne, ale jest skrajnie nieprawidłowe. Przecież to nic innego jak zapraszanie tych niepożądanych składowych, które znajdują się na jednej linii, do przejścia na drugą linię. Mamy wtedy zakłócone obie linie zasilające. Po co tak robić? Nie mam pojęcia. Mamy masę, traktujmy ją jak „spust" dla wszelkich (pożądanych i niepożądanych) prądów w układzie.

Michał Kurzela, EP

Bibliografia:
[1] https://sparkoslabs.com/wp-content/uploads/2018/03/SS3601_SS3602.pdf

eprasa.pl 35a611158d



Syntezatory dźwięku (6)

Generatory obwiedni

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

W poprzedniej części cyklu omawialiśmy wzmacniacze sterowane napięciem. Ich głównym zadaniem było modulowanie sygnału z oscylatora (lub oscylatorów) innymi sygnałami, głównie z LFO lub generatora obwiedni. Ten ostatni odpowiada za to, by sygnał wyjściowy syntezatora nie brzmiał jak przebieg z generatora funkcyjnego, lecz zyskał możliwości artykulacyjne typowe dla bardziej tradycyjnych instrumentów. Regulując parametry generatora obwiedni, można uzyskać zarówno szybkie, perkusyjne dźwięki, jak i powoli narastające i opadające brzmienia ambientowe.

Do kontroli obwiedni jest stosowany dodatkowy sygnał sterujący nazywany mianem *Gate*, czyli sygnału bramki. Sygnał ten wytwarza zarówno klawiatura sterująca, jak i analogowy sekwencer (sekwencerom poświęcony będzie jeden z dalszych artykułów). Sygnał ten zmienia swój stan na aktywny, gdy klawisz zostanie wciśnięty i wraca do stanu nieaktywnego po puszczeniu klawisza. Przebieg bramkujący można podać bezpośrednio na wejście sterujące układu VCA, ale nie da on tak bogatego brzmienia, jak użycie modułu generatora obwiedni.

Uproszczony kształt przebiegu wyjściowego generatora obwiedni przedstawiono na **rysunku 1**, wraz z przyjętymi oznaczeniami poszczególnych parametrów kontrolowanych przez użytkownika. Po angielsku taka obwiednia nosi nazwę *ADSR Envelope*, a poszczególne litery skrótu oznaczają kolejne fazy obwiedni:

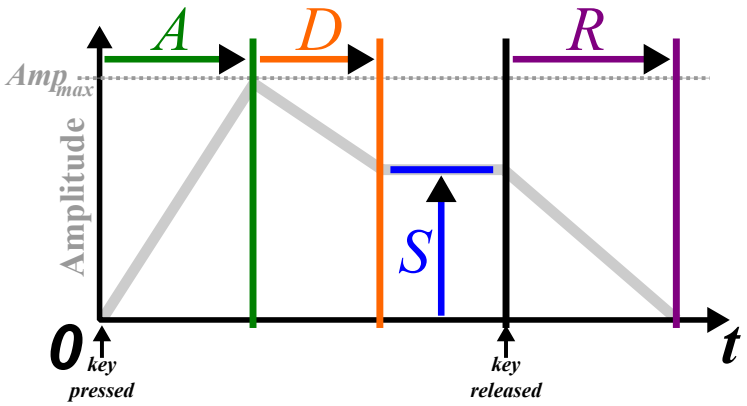
- Attack,
- Decay,
- Sustain,
- Release.

Faza ataku (A) to czas od wciśnięcia klawisza do osiągnięcia maksimum amplitudy. Faza zaniku (D) to czas opadania amplitudy do poziomu podtrzymania (S), na którym sygnał utrzymuje się od końca fazy D do momentu zwolnienia klawisza. Faza zwolnienia (R) to z kolei czas opadania amplitudy do zera po zwolnieniu klawisza. Użytkownik reguluje czasy ataku, zaniku i zwolnienia, a także amplitudy: maksymalną oraz w fazie podtrzymania. Krótkie czasy A i D pozwalają na stworzenie brzmień perkusyjnych, szczególnie gdy amplituda podtrzymania jest równa zeru lub gdy gramy staccato (krótkie, oddzielne wciśnięcia klawiszy). Przy wysokiej (względem poziomu podtrzymania) amplitudzie maksymalnej można uzyskać brzmienia bliskie chordofonom szarpanym. Zrównanie tych amplitud i wydłużenie czasów A i R pozwala uzyskać brzmienia ambientowe. Krótki czas A, długi czas D i niski poziom S z kolei są typowo spotykane w brzmieniach FM dzwonów i podobnych instrumentów. Regulując kilka podstawowych parametrów generatora obwiedni, można zatem uzyskać szeroką gamę artykulacji brzmienia syntezatora. To właśnie obwiednia często odpowiada za charakterystyczne dźwięki syntezatorów w różnych dobrze znanych utworach muzycznych. Warto też dodać, że sygnał z generatora obwiedni może też modulować filtr sterowany napięciem lub oscylator LFO.

„Najszybszy generator obwiedni ADSR na Zachodzie"

Układ przedstawiony na **rysunku 2** to relatywnie prosty generator obwiedni oparty na układzie CMOS 7555. Oryginalną wersję zaprojektował i opublikował w 1998 roku René Schmitz, jednak tę wersję przerysował i zmodyfikował Eddy Bergman [1]. Układ ten jest relatywnie prostą realizacją generatora obwiedni z wykorzystaniem stałej czasowej RC do uzyskania zboczy narastających i opadających. Zbocza te nie zmieniają się zatem liniowo, co zdaniem Autora jest pewną wadą, ale w praktyce nie powinno to wpływać znacząco na końcowe brzmienie. Sygnał z wejścia Gate trafia na bazę pierwszego tranzystora przez rezystor ograniczający prąd bazy. Dioda Schottky'ego zabezpiecza wejście. Drugi tranzystor przewodzi przy braku sygnału na wejściu Gate In, przez co na jego kolektorze napięcie wynosi 0 V. Gdy pojawia się sygnał, tranzystor przestaje przewodzić, na kolektorze pojawia się napięcie dodatnie, które powoduje dwa efekty: wejście RESET układu ICM7555 przestaje blokować wewnętrzny przerzutnik, a ponadto kondensator 10 nF jest ładowany, a płynący przez niego i przez rezystor 10 kΩ prąd polaryzuje bazę powodując, że trzeci tranzystor zaczyna przewodzić. Tym samym na pinie 2 układu 555 (TRIGGER) pojawia się sygnał dodatni. Ponieważ sygnał RESET poprzedził sygnał TRIGGER, wewnętrzny przerzutnik układu ICM7555 zmienia stan na 1. Na wyjściu 3 pojawia się sygnał, który przez

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 1. Obwiednia ADSR. Generator obwiedni pozwala na kontrolowanie czasów faz A, D i R, amplitudy maksymalnej (między fazami A i D) oraz amplitudy fazy S. Obwiednia zaczyna się w momencie naciśnięcia klawisza, a po jego zwolnieniu trwa faza R

rezystor 100 Ω, potencjometr 1 MΩ (Attack) i diodę Schottky'ego ładuje główny kondensator układu o pojemności 4,7 µF.

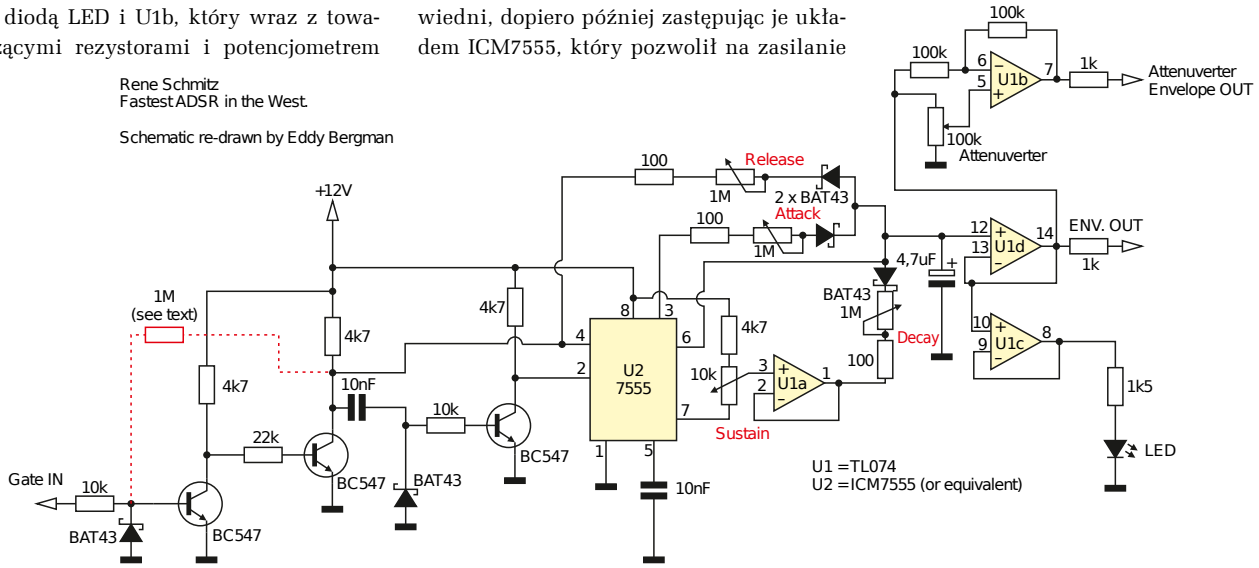
Sygnał z kondensatora jest porównywany przez wewnętrzny komparator układu z napięciem ustalonym przez wewnętrzny dzielnik i stabilizowanym przez zewnętrzny kondensator 100 nF na pinie 5. Główny kondensator jest rozładowywany częściowo przez kolejną diodę Schottky'ego, potencjometr 1 MΩ i rezystor 100 Ω do napięcia panującego na wyjściu wtórnika opartego na wzmacniaczu operacyjnym U1a. Napięcie podtrzymania ustala dzielnik złożony z rezystora 4,7 kΩ i potencjometru 10 kΩ, włączonych pomiędzy dodatnią szynę zasilającą układu a pin 7 ICM7555 (wyjście DISCHARGE).

Napięcie na kondensatorze utrzymuje stałą wartość Sustain dopóki na wejściu Gate In panuje stan wysoki. Sygnał z kondensatora jest buforowany przez wzmacniacz U1d, skąd trafia do wyjścia, ale też do kolejnych dwóch buforów: U1c sterującego diodą LED i U1b, który wraz z towarzyszącymi rezystorami i potencjometrem daje drugi sygnał wyjściowy o regulowanym wzmocnieniu. Gdy sygnał wejściowy wraca do zera, pierwszy tranzystor przestaje przewodzić, a drugi zaczyna. To w pierwszej kolejności resetuje przerzutnik układu scalonego i go blokuje, podczas gdy kondensator między drugim i trzecim tranzystorem jest rozładowywany. Trzeci tranzystor przestaje przewodzić, więc na wejściu 2 mamy znów stan wysoki. Dodatkowo wejście 7 zostaje zwarte do masy, co powoduje, że napięcie Sustain spada. Ponadto kondensator główny jest rozładowywany przez drugi tranzystor, rezystor 100 Ω, potencjometr 1 MΩ (Release) i diodę Schottky'ego. Obwód wraca do stanu pierwotnego.

Generator obwiedni na układach logicznych

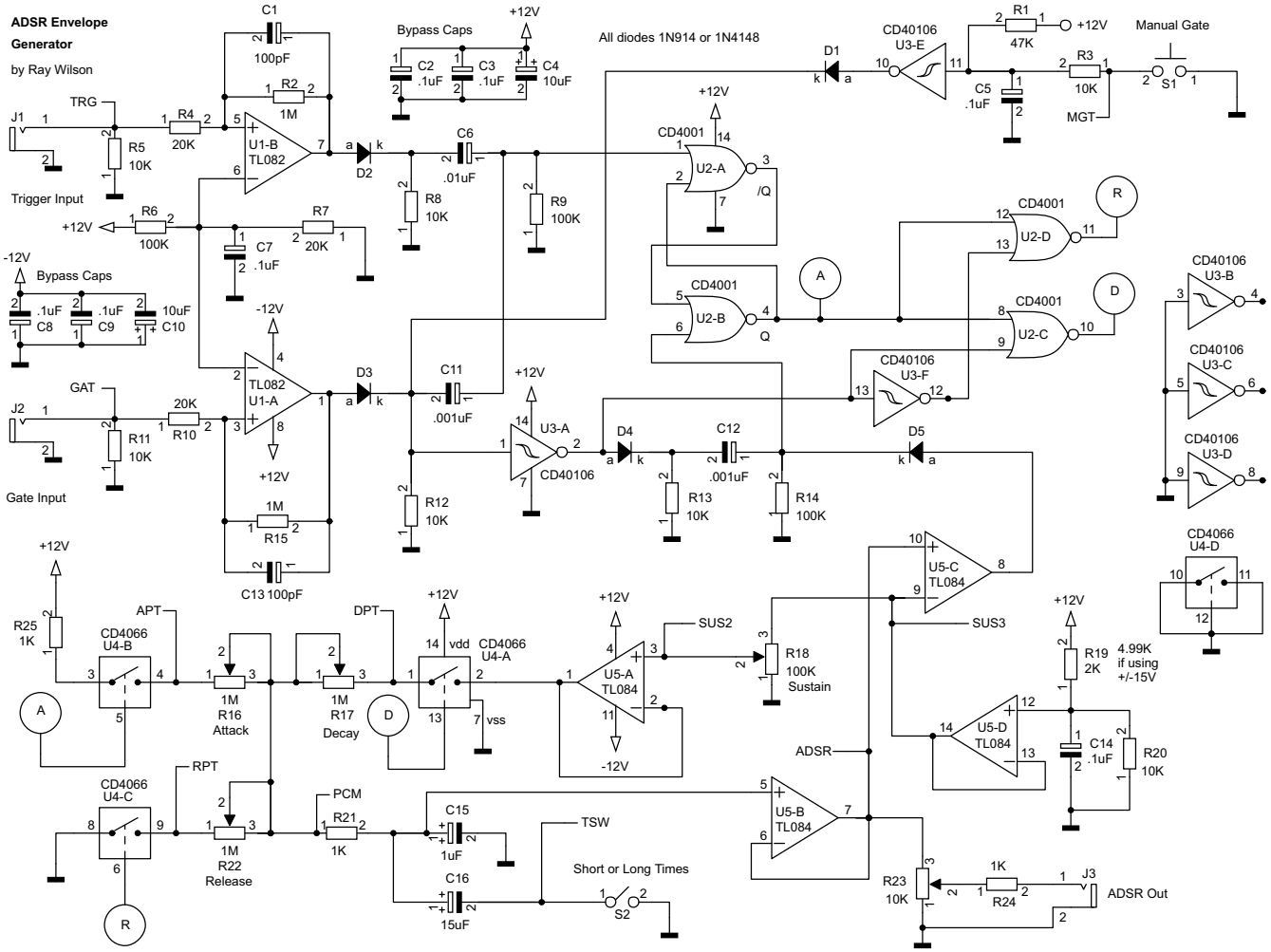
René Schmitz w najwcześniejszej wersji swojego generatora obwiedni użył dwóch bramek NOR (CD4001) w konfiguracji przerzutnika jako serca generatora obwiedni, dopiero później zastępując je układem ICM7555, który pozwolił na zasilanie całości wyższymi, bardziej typowymi dla syntezatorów napięciami. Na **rysunku 3** przedstawiono układ bliższy oryginałowi Schmitza – generator obwiedni oparty na bramkach logicznych, a zaprojektowany przez Raya Wilsona i przedstawiony na stronie Music From Outer Space [2]. Ten generator posiada dwa wejścia sterujące: Gate i Trigger. Wejście Gate pracuje standardowo, generując pełną obwiednię ADSR. Jeśli jednak podamy krótki impuls na wejście Trigger, gdy wejście Gate jest aktywne, a obwiednia jest w fazie Sustain, fazy Attack i Decay zostaną powtórzone. Jeśli zrobimy to samo, ale gdy wejście Gate jest nieaktywne, wygenerowana zostanie obwiednia składająca się tylko z faz A i R.

Gdy na obu wejściach sterujących panuje stan niski, układ pozostaje w stanie spoczynkowym. W punkcie R panuje stan wysoki, bo oba wejścia bramki U2-D mają stan niski. Przełącznik analogowy U4-C jest zamknięty, co powoduje rozładowywanie kondensatora C15 przez potencjometr R22 (Release) i rezystor R21. Gdy na wejściu Gate napięcie przekroczy 2 V, komparator oparty na układzie U1-A przełącza swoje wyjście z napięcia ujemnego na dodatnie w bardzo krótkim czasie. Sygnał ten przechodzi przez diodę D3 i kondensator C11 tworząc szpilkę prądową na R9, która wystarczy, aby przełączyć przerzutnik oparty na U2-A i U2-B. Na wyjściu U2-B pojawia się stan wysoki, który powoduje wyłączenie przełącznika U4-C i włączenie U4-B. Prąd zaczyna płynąć przez rezystor R25, potencjometr R16 (Attack) i rezystor R21 do kondensatora C15 (oraz równoległego kondensatora C16, jeśli przełącznik S2 jest zamknięty). Napięcie na C15



Rysunek 2. „Najszybszy generator ADSR na Zachodzie" oparty na układzie 7555. Rezystor 1 MΩ oznaczony czerwonym kolorem jest opcjonalny i poprawia histerezę układu dla wolnozmiennych przebiegów sterujących

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 3. Rozbudowany generator obwiedni oparty na układach logicznych

przechodzi przez bufor U5-B do komparatora U5-C, którego napięcie przełączania wynosi 10 V. Napięcie to jest generowane przez U5-D za pomocą dzielnika R19-R20 i kondensatora C14. Wartość R19 dobiera się zależnie od napięcia zasilania układu. Gdy napięcie na C15 przekroczy próg, U5-C przełączy się z napięcia ujemnego na dodatnie i sygnał ten – przez diodę D5 – trafi na wejście U2-B, resetując przerzutnik RS. Ponieważ na wejściu Gate nadal panuje stan wysoki, sygnał z komparatora U1-A przechodzi przez inwerter U3-A co – w połączeniu ze stanem niskim bramki U2-B – powoduje, że na wyjściu bramki U2-C (punkt D) pojawia się stan wysoki. Załącza to przełącznik analogowy U4-A i łączy kondensator C15 z buforem U5-A przez potencjometr R17 (Decay) i R21. Napięcie na tym buforze ustala potencjometr R18 (Sustain level). W efekcie kondensator jest rozładowywany do momentu osiągnięcia napięcia ustalonego na buforze.

Gdy sygnał Gate powraca do stanu niskiego, inwerter U3-A zmienia stan na wysoki, a inwerter U3-F – na stan niski. Bramka U2-C zmienia swój stan otwierając przełącznik U4-A. W tym samym czasie na wejściach bramki U2-D (z wyjścia przerzutnika i wyjścia inwertera U3-F) panuje stan niski. Przełącznik U4-C jest zamknięty i kondensator C15 jest rozładowywany. Jeśli na wejściu Trigger pojawi się impuls, komparator U1-B zostanie przełączony i zmieni stan przerzutnika, ponawiając fazy A i D, jeśli wejście Gate ma wciąż stan wysoki. W przeciwnym wypadku po zakończeniu pełnej fazy ataku układ wróci do stanu początkowego (brak sygnału na inwerterze U3-A, stan niski na U3-F).

Sygnał obwiedni trafia z wyjścia bufora U5-B, przez potencjometr R23 i rezystor R24, na wyjście układu (ADSR Out). Układ posiada też funkcję ręcznego wyzwalania obwiedni. Rezystor R1 ładuje kondensator C5, który może być rozładowany przez rezystor R3 i przycisk S1. Naciśnięcie przycisku powoduje, że na wyjściu inwertera U3-E pojawia się stan wysoki, który przez diodę D1 trafia na C11, rozpoczynając całą sekwencję. Warto dodać, że R3 chroni przycisk przed przedwczesnym wypaleniem styków, a wraz z pojemnością C5 tworzy ponadto filtr RC eliminujący drgania styków.

Zakończenie

Generatory obwiedni stanowią istotny element każdego syntezatora – bez nich nie udałoby się uzyskać bardziej rozbudowanych brzmień. Układy te spotkamy w każdym typie syntezatora analogowego, w zbliżonych formach. We wczesnych modelach elementy logiczne (przerzutniki i bramki) realizowane były za pomocą tranzystorów i diod. Obecnie można się pokusić o całkowite zastąpienie wieloelementowego generatora obwiedni odpowiednio zaprogramowanym mikrokontrolerem i układem DAC, które w dużo prostszy sposób mogą generować obwiednię poprzez odpowiednią inkrementację i dekrementację cyfrowych wartości sterujących przetwornikiem DAC. Warto jednak zadać sobie pytanie, czy to nie byłaby nadmierna „cyfryzacja” syntezatora.

W następnych odcinkach przejdziemy do kluczowych bloków kształtujących charakter syntezatora analogowego – filtrów.

Paweł Kowalczyk, EP

Źródła:

[1] https://tiny.pl/q3ysyk1v7
[2] https://tiny.pl/kv4g4gxvn

eprasa.pl 35a611158d



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



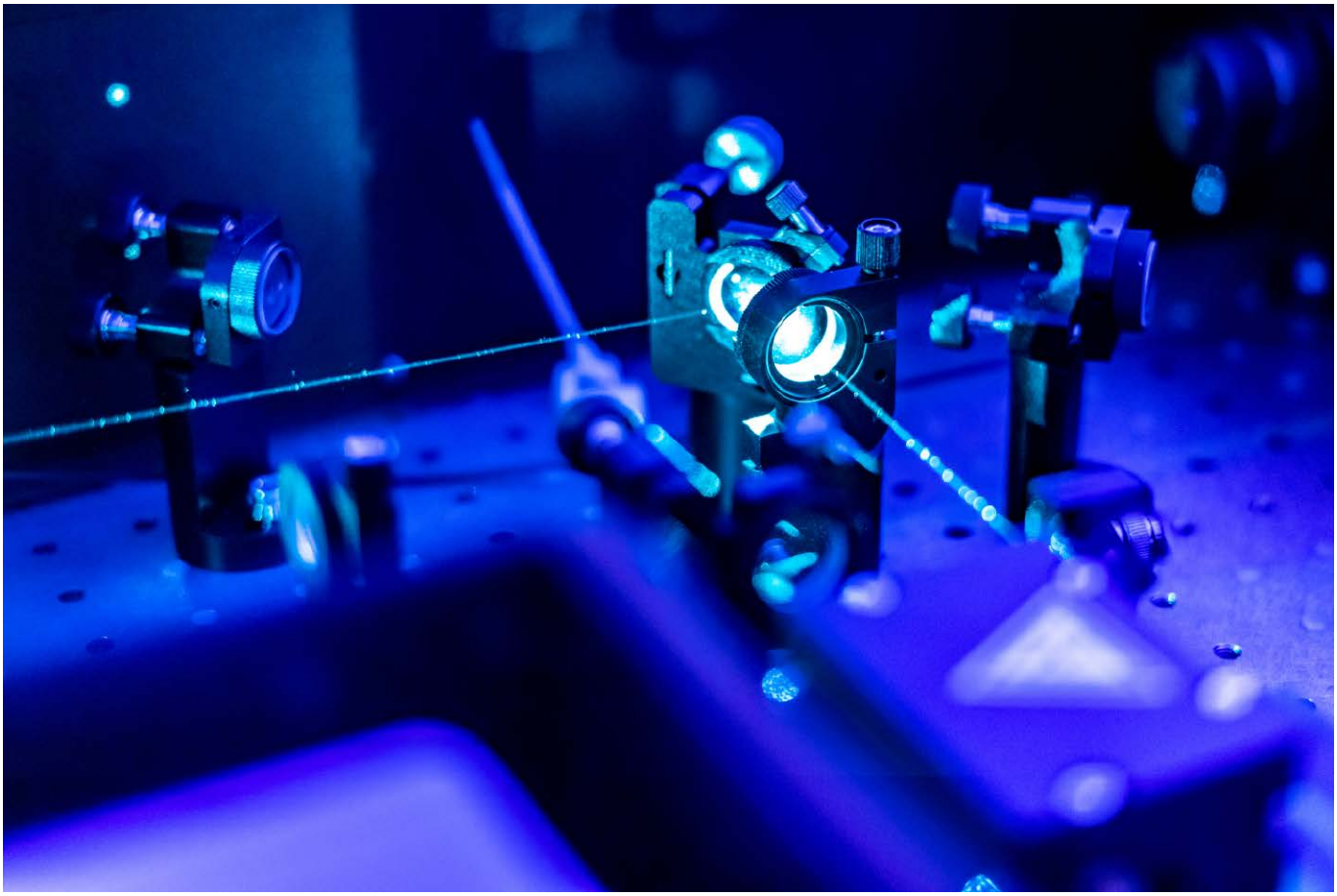
FN-G1200
Mikroskop cyfrowy G1200 z wyświetlaczem 7 cali, powiększenie ×1200, tryb foto/video



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



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



Zaawansowane sensory optoelektroniczne (1)

APD, SiPM i PMT w praktyce konstruktora

W świecie fotoniki „zwykła” fotodioda (PD) bywa zaskakująco skuteczna, ale istnieją liczne obszary, w których jej ograniczenia natychmiast natychmiast wychodzą na jaw. Jeżeli sygnał jest bardzo słaby, wymagania w zakresie rozdzielczości czasowej przekraczają możliwości typowych PD, a budżet szumów ma domknąć się na pojedynczych fotonach, konstruktor powinien zacząć poważnie rozważać zastosowanie bardziej zaawansowanych, nieco mniej popularnych fotodetektorów. Wtedy na stół trafiają sensory zapewniające wewnętrzne wzmocnienie: fotodiody lawinowe (APD), krzemowe fotopowielacze (SiPM/MPPC) oraz klasyczne, lampowe fotopowielacze próżniowe (PMT). Wszystkie trzy rodziny komponentów potrafią dać z siebie znacznie więcej niż nawet dobrej klasy fotodioda PIN z wysokiej jakości front-endem analogowym – ale każda z nich zawdzięcza to innemu mechanizmowi działania. I każda stawia konstruktorowi inne warunki brzegowe: stabilność napięcia polaryzacji, wrażliwość na temperaturę, sposób kształtowania impulsów, liniowość, podatność na zakłócenia czy też wymagania mechaniczne i optyczne.

Naszą podróż w świat nowoczesnej optoelektroniki zaczniemy od fizyki działania detektorów APD, SiPM i PMT, a potem wspólnie przejdziemy przez aspekty praktyczne: parametry spektralne i elektryczne oraz aspekty implementacji układowej. Dla pełniejszego obrazu wskażemy także najczęstsze pułapki czyhające na inżynierów, a także główne obszary aplikacyjne wraz z uzasadnieniem, dlaczego w danym przypadku jedna technologia zwykle wygrywa z pozostałymi już w przedbiegach.

Podstawy fizyczne

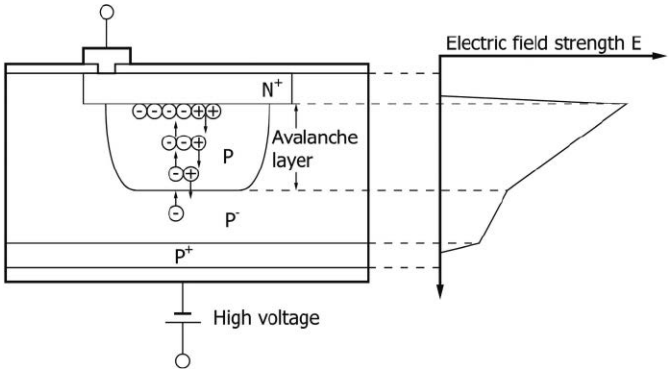
Fotodiody lawinowe

Sposób działania oraz układy pracy klasycznych fotodiod krzemowych (a także szybszych diod typu PIN) są z grubsza znane chyba każdemu konstruktorowi. Fotodiodę lawinową (ang. *Avalanche PhotoDiode*, APD) można rozpatrywać jako fotodiodę pracującą przy wysokiej polaryzacji zaporowej, która oprócz „klasycznego” generowania par elektron–dziura potrafi w dodatku owe nośniki zwielokrotnić (**rysunek 1**). Sam proces generacji prądu fotoelektrycznego jest bowiem identyczny jak w typowej, niedrogiej fotodiodzie: fotony o energii większej od przerwy energetycznej wytwarzają pary elektron–dziura, a liczba tak wytworzonych par nośników, w odniesieniu do liczby padających na strukturę fotonów, jest opisywana przez sprawność kwantową (ang. *Quantum Efficiency*, QE). Różnica polega na tym, że APD realizuje dodatkowo funkcję

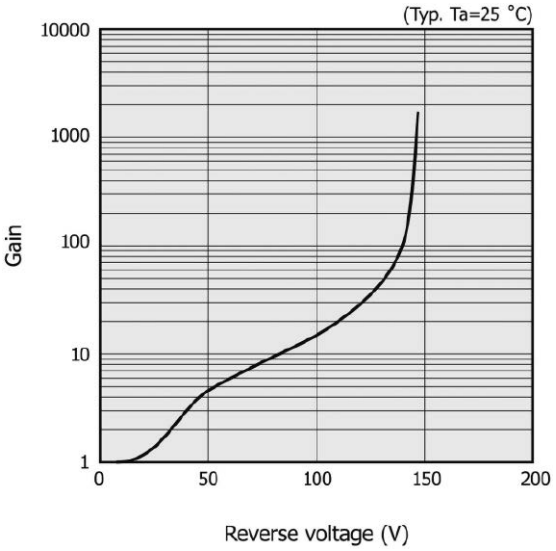
eprasa.pl 35a611158d

zwiększania liczby wygenerowanych nośników na drodze zjawiska przypominającego nieco... reakcję łańcuchową znaną z fizyki nuklearnej.

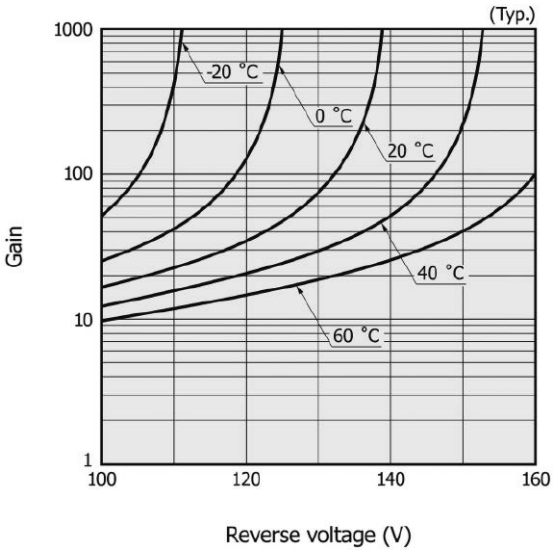
Mnożenie lawinowe zachodzi w warstwie zubożonej złącza, gdzie w obecności pola elektrycznego o odpowiednio wysokim natężeniu (de facto – wytworzonym przez stosownie wysokie napięcie w kierunku zaporowym) nośniki przyspieszają na tyle, że podczas zderzeń z siecią krystaliczną powodują tzw. jonizację zderzeniową.



Rysunek 1. Schemat ilustrujący działanie fotodiody lawinowej [1]



Rysunek 2. Zależność wzmocnienia fotodiody lawinowej typu S12023-05 firmy Hamamatsu od napięcia zaporowego [1]

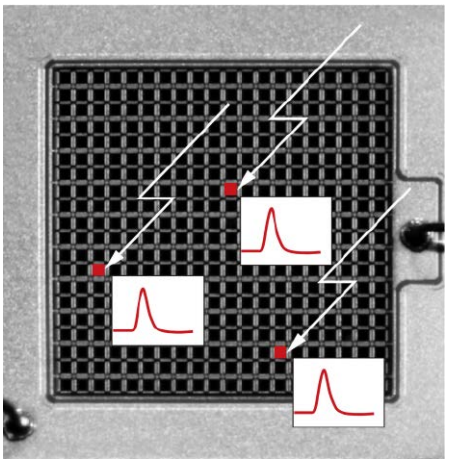


Rysunek 3. Zależność wzmocnienia fotodiody lawinowej typu S12023-05 firmy Hamamatsu od temperatury złącza jako parametru (na osi poziomej – napięcie polaryzacji) [1]

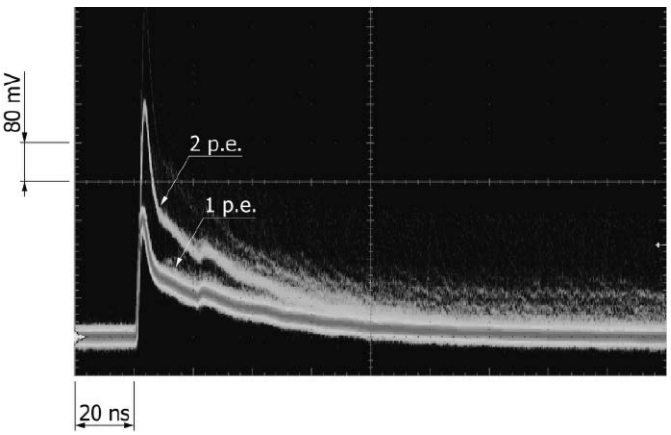
W ten sposób tworzą one kolejne pary elektron–dziura, a te mogą być zdolne do powtórzenia efektu w pobliskich obszarach kryształu. Zjawisko przebiega zatem dość podobnie do reakcji łańcuchowej. Literatura nazywa je wprost „avalanche multiplication", czyli właśnie mianem wspomnianego wcześniej „mnożenia lawinowego". Dla konstruktora najważniejsza informacja jest następująca: wzmocnienie APD nie jest stałą cechą elementu, tylko zmienną zależną od napięcia (**rysunek 2**), a także i temperatury (**rysunek 3**) – a więc od parametrów polaryzacji oraz warunków środowiskowych.

Fotopowielacze krzemowe SiPM/MPPC

Macierz mikropikseli pracująca w trybie Geigera, określana skrótowo jako SiPM, czyli – dosłownie – krzemowy fotopowielacz (ang. *Silicon PhotoMultiplier*, w materiałach firmy Hamamatsu często nazywany także MPPC – *Multi-Pixel Photon Counter*) realizuje wzmocnienie inaczej. Zamiast jednego większego złącza lawinowego mamy tu gęstą macierz mikropikseli (**rysunek 4**), z których każdy pracuje w trybie Geigera – tj. o kilka woltów powyżej napięcia przebicia. Co ciekawe, każda z komórek tak utworzonej macierzy jest zbudowana w oparciu o miniaturową fotodiodę lawinową, o czym warto pamiętać, gdyż fakt ten nie wynika wprost z nazwy detektora SiPM/MPPC. Przy wysokim napięciu polaryzacji w kierunku zaporowym efekt lawinowy generuje impuls o określonej amplitudzie, właściwej dla danego rodzaju detektora i – co ważne – niezależnej od tego, czy do piksela wpadł jeden foton, czy też kilka lub kilkanaście naraz. Każdy piksel generuje zatem impuls o tej samej amplitudzie przy detekcji przynajmniej jednego fotonu, zaś jeśli w tej samej chwili zadziała kilka pikseli, impulsy z całej macierzy zsumują się i amplituda wynikowego piku wzrośnie proporcjonalnie do liczby aktywowanych pikseli (**rysunek 5**).

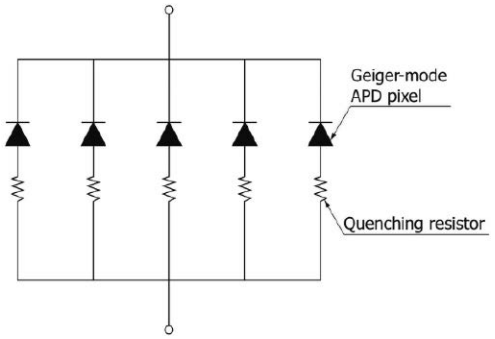


Rysunek 4. Widok fotodetektora typu SiPM [2]



Rysunek 5. Superpozycja dwóch impulsów rejestrowanych przez jednocześnie aktywowane piksele detektora SiPM, w porównaniu z odpowiedzią dla pojedynczego zdarzenia [2]

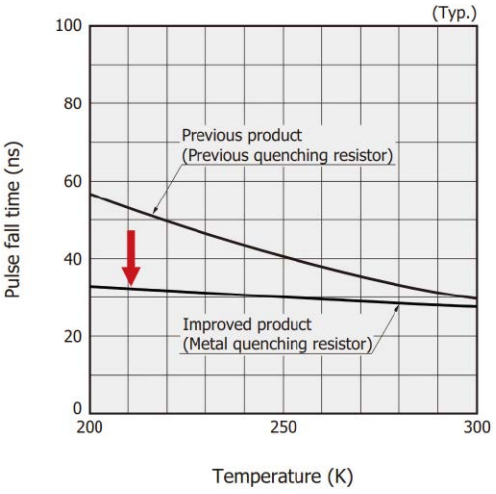
eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 6. Rezystory gaszące w strukturze detektora SiPM [2]

Taki tryb pracy od razu tłumaczy nie tylko pochodzenie skrótu MPPC, ale także dwa typowe zachowania tych detektorów, które w projektach potrafią nieźle zaskoczyć. Po pierwsze, aby zachować liniowość względem liczby fotonów, trzeba dobrać liczbę pikseli tak, aby „nie zabrakło" ich przy spodziewanym strumieniu światła – inaczej wiele fotonów zacznie trafiać w te same piksele i sygnał przestanie rosnąć proporcjonalnie, co w oczywisty sposób będzie prowadziło do artefaktów, których niestety nie sposób odzyskać na drodze dalszego przetwarzania sygnałów – czy to analogowo, czy też w domenie cyfrowej. Rzecz jasna, znaczenie ma także geometria (szerokość/średnica) mierzonej wiązki światła, czyli np. to, czy pracujemy ze światłem rozproszonym, czy też w jakiś sposób zogniskowanym. W sprzedaży są dostępne fotopowielacze krzemowe o mocno zróżnicowanych parametrach, przez co dobór rozwiązania do konkretnej aplikacji jest nieco prostszy niż przed laty, gdy nazwa „fotopowielacz" była zarezerwowana dla drogich, ciężkich i delikatnych urządzeń lampowych. Po drugie, sygnał generowany przez SiPM jest z natury skwantowany (podobnie, jak samo światło w myśl teorii korpuskularnej), czyli przyjmuje poziomy określane jako 1 p.e., 2 p.e. itd. (ang. *photo electron*), co można wykorzystać w zliczaniu fotonów lub diagnostyce punktu pracy.

Tryb Geigera wymaga jednak mechanizmu wygaszania impulsów, aby piksel mógł zareagować na kolejny foton – w przeciwnym wypadku nastąpiłoby niejako „zatrzaśnięcie" (ang. *fired*) piksela, gdyż prąd zaporowy podtrzymywałby się samoistnie aż do momentu, w którym napięcie polaryzacji złącza spadłoby poniżej wartości umożliwiającej kontynuację lawiny. Najczęściej realizuje się to w banalnie prosty sposób – poprzez wzbogacenie każdego piksela o specjalny, miniaturowy rezystor gaszący (ang. *quenching resistor*), połączony w szeregu ze strukturą APD (**rysunek 6**). Prąd rozładowania powoduje spadek napięcia na rezystorze, co obniża napięcie na złączu i relatywnie szybko zatrzymuje lawinę. To z kolei wprowadza do układu stałą czasową ładowania piksela, która ogranicza maksymalną częstość zdarzeń i wpływa na kształt impulsów. Warto dodać, że nawet tak pozornie prosta rzecz, jak szeregowy rezystor, także ma znaczący wpływ na wypadkową jakość fotodetektora – inżynierowie z firmy Hamamatsu uzyskali bowiem zaskakująco wyraźną poprawę pod względem czasu opadania sygnału, zmieniając rezystory stosowane w starszych generacjach MPPC na elementy metalizowane (**rysunek 7**).



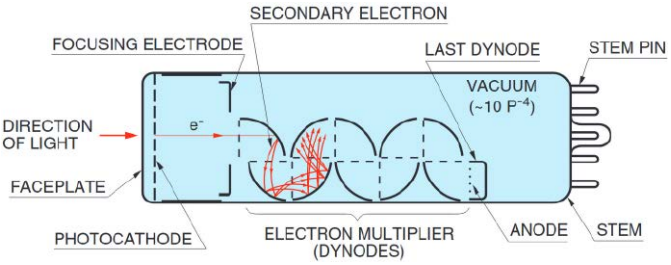
Rysunek 7. Wpływ zastosowania rezystorów metalizowanych (dolna krzywa) na skrócenie czasu opadania impulsów względem starszego typu detektora SiPM (górna krzywa) [2]

Klasyczne fotopowielacze próżniowe

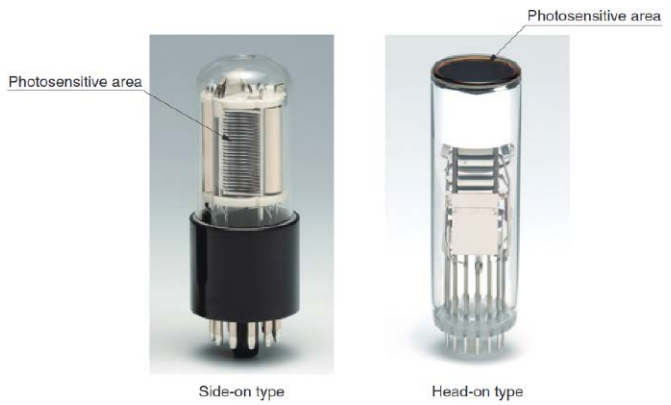
Tradycyjne, lampowe fotopowielacze (PMT) stoją w zupełnie innym miejscu technologicznego krajobrazu: działają w próżni i wykorzystują zewnętrzny efekt fotoelektryczny. Bodaj każdy z nas pamięta szkolne lekcje fizyki, w ramach których obliczało się pracę wyjścia katody czy też maksymalną energię kinetyczną elektronów wybitych w fotokomórce.

Dla przypomnienia: w fotopowielaczu światło pada na fotokatodę, z której emitowane są elektrony do próżni. Następnie wybite cząstki są przyspieszane przez kolejne elektrody (tzw. dynody), a efekt ulega zwielokrotnieniu, tworząc prąd płynący w obwodzie anody. W podręcznikowym ujęciu mechanizm działania PMT jest opisywany jako jedna z głównych metod detekcji światła, a wyróżnia go wyjątkowa szybkość oraz niewiarygodnie wysoka czułość, liczona nawet w dziesiątkach milionów (~10^7).

Rysunki obrazujące budowę fotopowielaczy sprawiają wrażenie, że w tym obszarze technologii czas niejako się zatrzymał. Znajdujemy tu bowiem klasyczny zestaw elementów: okno wejściowe, fotokatodę, elektrody ogniskujące, multiplikator elektronowy (dynody) i anodę, a całość zamkniętą w szklanej bańce próżniowej (**rysunek 8**, **fotografia 1**). Z punktu widzenia konstruktora oznacza to jednocześnie bardzo wysoką czułość i dobre parametry czasowe (wszak sygnały „latają w próżni", nie ma zatem problemu z szumem termicznym będącym bolączką rozwiązań półprzewodnikowych), ale za cenę konieczności bezpiecznego doprowadzenia wysokiego napięcia, a także nieporównanie większych gabarytów i pewnych trudności montażowych. Warto bowiem dodać, że PMT pracują stabilnie już od około 300 V, ale typowe napięcie pracy jest rzędu 900...2000 V (!).



Rysunek 8. Ilustracja budowy fotopowielacza [3]



Fotografia 1. Przykładowe fotopowielacze różniące się kierunkiem wprowadzania wiązki światła [3]

eprasa.pl 35a611158d

Trochę czułości, czyli o widmie i sprawności fotodetektorów

Każdy projekt wymagający zastosowania fotodetektora zaczyna się od prostego pytania: ile elektronów uzyskujemy z danego strumienia fotonów? Dla półprzewodników naturalnym językiem jest sprawność kwantowa (QE), czyli – według klasycznej definicji – stosunek liczby wygenerowanych par elektron–dziura do liczby padających fotonów. W przypadku PMT często spotyka się z kolei pojęcie „radiant sensitivity" i zależność od materiału fotokatody, która wprost wpływa na skuteczność konwersji w funkcji długości padającej fali (o tym za chwilę). W SiPM praktyczna miara bywa z kolei opisywana przez wartość PDE (ang. *Photon Detection Efficiency*), która łączy w sobie sprawność kwantową, geometrię (tzw. *fill factor*) i prawdopodobieństwo wyzwolenia lawiny.

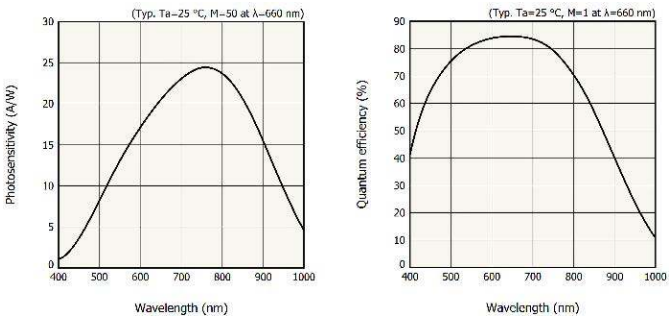
Warto od razu zbudować sobie w głowie rozróżnienie: parametry „spektralne" mówią, czy detektor w ogóle widzi daną długość fali, a jeżeli tak, to z jaką sprawnością, natomiast parametry „aplikacyjne" dotyczą tego, czy w danym torze pomiarowym uzyskamy sensowny odstęp sygnał-szum (SNR) i stabilność. W wielu realnych układach to właśnie SNR, a nie syntetyczna, katalogowa czułość, przesądza o wyborze danej technologii.

W segmencie krzemowych sensorów APD spotyka się odmiany zoptymalizowane pod kątem krótszych fal (np. światła widzialnego, a nawet UV) lub bliskiej podczerwieni – a co ciekawe, wynika to ze specyfiki propagacji fal wgłąb sieci krystalicznej półprzewodnika. O ile bowiem charakterystyka spektralna APD podczas pracy bez napięcia zaporowego jest niemal identyczna, jak w przypadku zwykłych PD, to praca przy wysokim napięciu zaporowym zmienia odpowiedź widmową – fale o różnej długości mogą bowiem docierać na różną głębokość struktury, dlatego znajomość budowy złącza półprzewodnikowego oraz praktycznych uwarunkowań geometryczno-wymiarowych pozwala produkować fotodiody lawinowe, które skuteczniej wzmacniają fotoprąd w różnych przedziałach widma optycznego. Dokumentacje jednoznacznie pokazują zatem odpowiedź spektralną danego modelu fotodetektora, najczęściej reprezentowaną przez czułość w A/W (amperach na wat) w funkcji długości fali (**rysunek 9**). W praktyce oznacza to, że dany model APD może być bardzo dobrym wyborem dla wąskiego zakresu długości fali (np. z typowego źródła laserowego), ale przy innym źródle światła ten sam układ optyczny może dać wyraźnie inny bilans prądu fotoelektrycznego.

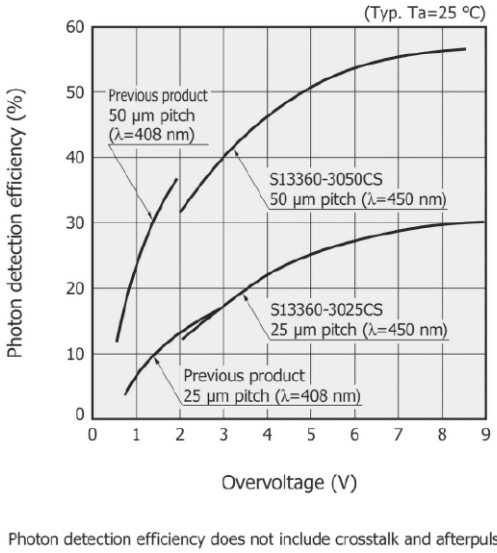
W przypadku SiPM do głosu dochodzi pewien parametr, który konstruktorzy chętnie zaczynają traktować jak potencjometr do wygodnego strojenia: tzw. overvoltage (V_{OV}), czyli różnica pomiędzy aktualnym napięciem polaryzacji (V_P), a progiem przebicia (V_{BR}):

$$V_{OV}=V_P-V_{BR}$$

Literatura opisuje zależność PDE od owej różnicy (**rysunek 10**) i jednocześnie uczciwie dopowiada, że wartość PDE nie obejmuje zjawisk takich jak przesłuchy pomiędzy komórkami macierzy (ang. *crosstalk*) czy też fałszywe impulsy (ang. *afterpulses*), będące artefaktem zbliżonym do swego rodzaju echa. To ważne, bo w realnym



Rysunek 9. Charakterystyki spektralne fotodiody APD typu S15413-02 marki Hamamatsu (po lewej: odpowiedź widmowa jako czułość w funkcji długości fali; po prawej: wykres sprawności kwantowej w tym samym zakresie widma [4]



Photon detection efficiency does not include crosstalk and afterpulses

Rysunek 10. Zależność PDE detektora SiPM od różnicy napięcia między napięciem polaryzacji zaporowej a napięciem przebicia [2]

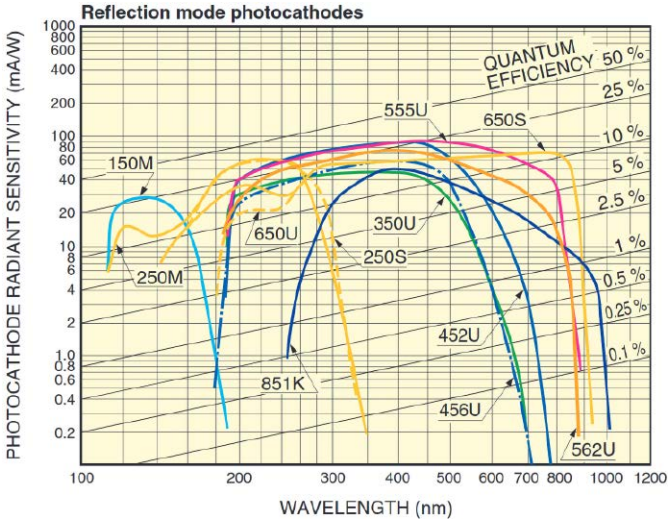
torze odczytu „zysk" osiągnięty na PDE może zostać zatracony przez wzrost liczby fałszywych impulsów.

W praktyce dobór parametru VOV jest zawsze kompromisem, który zalecenia ujmują wprost: napięcie pracy należy ustawić wyżej, gdy liczy się wysokie wzmocnienie, wysoka wartość PDE i dobra rozdzielczość czasowa, a niżej, gdy niezbędny okazuje się niski poziom szumów, niewielki prąd ciemny i minimalizacja zjawisk przesłuchów oraz impulsów „echa". Konstrukcyjnie oznacza to, że detektory SiPM aż „proszą się" o stabilną polaryzację i kontrolę temperatury.

W przypadku fotopowielaczy dobór materiału fotokatody jest z oczywistych względów kluczowy – to on bowiem definiuje, czy układ „widzi" dany zakres widma z sensowną sprawnością. Materiał fotokatody wpływa na czułość spektralną, zatem jeżeli projekt ma działać w określonym oknie widma, dobór PMT zaczyna się od szczegółowej analizy wykresu zależności odpowiedzi różnych typów fotopowielaczy na określone długości fali (**rysunki 11** i **12**) – dopiero później przychodzi kolej na wymiary, geometrię, wymagania mechaniczne czy parametry zasilania HV w konstrukcji urządzenia.

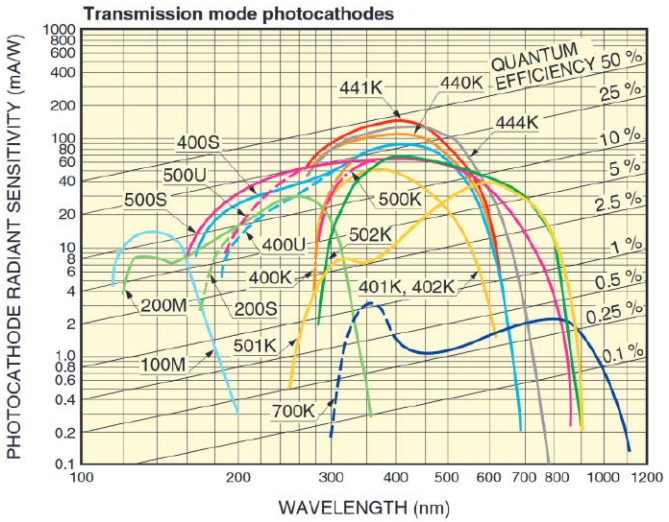
Parametry elektryczne: wzmocnienie, prąd ciemny, szumy i stabilność

W fotodiodach APD wzmocnienie rośnie wraz z napięciem wstecznym, ale niestety niemal równie silny wpływ na ten kluczowy parametr ma temperatura. Teoria tłumaczy ten mechanizm



Rysunek 11. Charakterystyki spektralne fotopowielaczy o różnych materiałach fotokatody pracującej w trybie refleksyjnym [3]

eprasa.pl 35a611158d

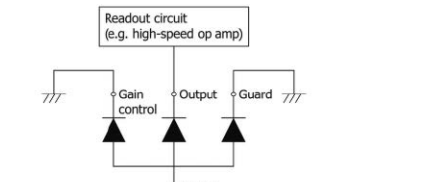


Rysunek 12. Charakterystyki spektralne fotopowielaczy o różnych materiałach fotokatody pracującej w trybie transmisyjnym [3]

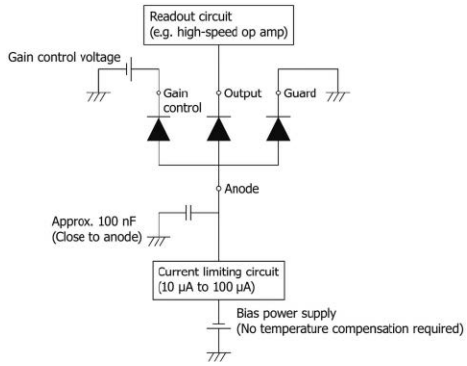
bardzo obrazowo: wraz ze wzrostem temperatury, amplituda drgań sieci krystalicznej także rośnie, a zatem nośniki częściej wytracają energię w zderzeniach z pobliskimi atomami sieci, jeszcze zanim zgromadzą energię wystarczającą do wywołania wtórnej jonizacji. Uzyskanie solidnego efektu lawinowego jest zatem trudniejsze, co przejawia się spadkiem wzmocnienia przy tym samym napięciu polaryzacji wstecznej.

Aby utrzymać stałe wzmocnienie sygnału, trzeba na bieżąco dbać o punkt pracy układu detektora. To jest dokładnie ta sytuacja, w której konstruktorzy uzyskują „pływającą" kalibrację: układ wprawdzie działa, ale wynik silnie zależy od warunków. Istnieją dwie możliwości rozwiązania tego problemu: można niejako na siłę ustabilizować temperaturę fotoelementu (przez aktywne chłodzenie detektora) albo wprowadzić kompensację wzmocnienia na drodze elektronicznej (analogowej) lub ewentualnie programowej (cyfrowej). Rzecz jasna, czujnik temperatury musi się znajdować tuż

a)



b)



Rysunek 13. Schematy aplikacyjne fotodiody lawinowej skompensowanej termicznie, pracującej w trybie stałego wzmocnienia (a) lub wzmocnienia sterowanego napięciem dostarczonym do wyprowadzenia kontrolnego (b) [1]

obok fotodiody lawinowej, by zniwelować wpływ potencjalnych gradientów termicznych w obudowie urządzenia.

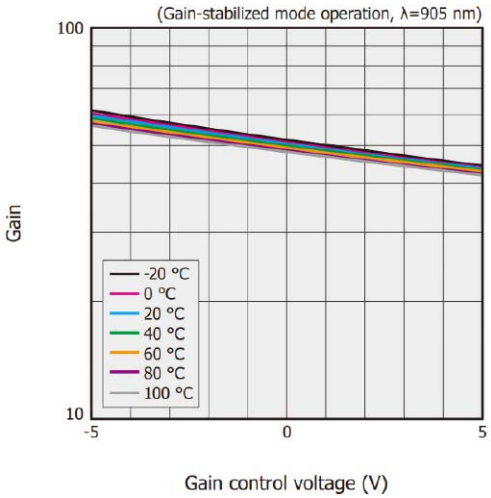
Warto w tym miejscu dodać, że firma Hamamatsu opracowała bardzo ciekawą linię produktów, które oprócz głównej struktury APD mają w swoim wnętrzu także specjalne elementy odpowiedzialne za automatyczną kompensację temperatury złącza. Ich aplikacja jest wręcz banalnie prosta – można je połączyć bezpośrednio z masą lub zasilić niewielkim napięciem, pozwalającym na dostrojenie wzmocnienia do pożądanego poziomu (**rysunek 13**). Skuteczność tego rozwiązania najlepiej obrazują rodziny krzywych, wyznaczonych dla szerokiego zakresu temperatur pracy (**rysunek 14**).

Drugim, często równie ważnym zagadnieniem jest prąd ciemny i jego składniki. W teorii rozdziela się prąd ciemny na dwie części: zależną (I_{dg}) oraz niezależną (I_{ds}) od wzmocnienia APD. Całkowity prąd ciemny (I_D) ma postać sumy:

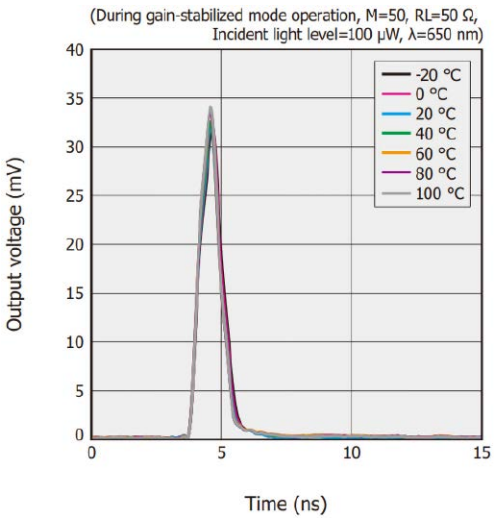
$$I_D = I_{ds} + M\, I_{dg},$$

gdzie M to właśnie wzmocnienie fotodiody. Powyższy wzór tłumaczy, dlaczego dwa detektory APD o podobnej czułości mogą zachowywać się różnie w słabym świetle: składnik zależny od wzmocnienia potrafi bowiem całkowicie zmienić nie tylko wartość poziomu sygnału w warunkach braku oświetlenia, ale także wpłynąć na wypadkowy SNR. Nie będziemy w tym miejscu zagłębiać się w szczegóły teoretyczne – najważniejsze jest, by zapamiętać jeden podstawowy wniosek: wypadkowy poziom szumów oraz prądu ciemnego jest bardziej złożony niż w przypadku prostszych

a)



b)



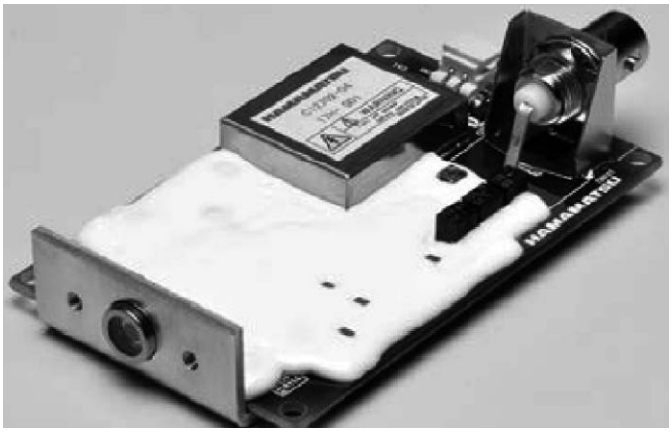
Rysunek 14. Charakterystyki wzmocnienia fotodiody lawinowej z wewnętrzną kompensacją termiczną: a – wzmocnienie w funkcji napięcia sterującego (nie mylić z napięciem polaryzacji!), b – wyjściowy przebieg impulsowy w funkcji czasu, w różnych warunkach termicznych od -20°C do +100°C [1]

eprasa.pl 35a611158d

podzespołów, dlatego zawsze na początku projektu należy sumiennie przestudiować notę katalogową detektora i wykonać stosowne obliczenia, uwzględniając docelowe warunki pracy, natężenie mierzonych sygnałów optycznych, stopień wykorzystania wiązki padającej na układ optyczny itp.

Wiele projektów nie przegrywa jednak na samym czujniku, tylko na układzie polaryzacji i/lub odczytu sygnału wyjściowego. Z tego powodu gotowe moduły APD są szczególnie atrakcyjne w zastosowaniach, w których liczy się czas wdrożenia, powtarzalność i brak „analogowej loterii", na której można łatwo polec, nie mając odpowiedniego doświadczenia z tego rodzaju fotoelementami. Gotowe moduły APD (**fotografie 2** i **3**) to układy integrujące nie tylko samą fotodiodę lawinową, ale także układ polaryzacji z kompensacją lub regulacją temperatury oraz wysokiej klasy przetwornik prąd–napięcie (wzmacniacz transimpedancyjny). Układ kompensacji kontroluje bias napięciowy stosownie do zmian temperatury otoczenia i utrzymuje wzmocnienie możliwie stałe, a tor sygnałowy (wzmacniacz, filtry) jest zbudowany z elementów zoptymalizowanych pod względem szybkości i/lub niskiego poziomu szumu wprowadzanego do sygnału wyjściowego. Ważnym elementem modułu jest też sterownik napięcia o niskich tętnieniach, co jest krytyczne, gdyż – jak już wiemy z wcześniejszego opisu – wahania napięcia polaryzacji bezpośrednio modulują wypadkowe wzmocnienie układu i to z dużą skutecznością.

W praktyce różnica między zastosowaniem „gołego" detektora APD a użyciem modułu często sprowadza się do tego, czy projekt wymaga implementacji własnego, precyzyjnego toru zasilania HV i obwodów kompensacji temperaturowej, czy może lepiej kupić gotową, spójną całość i skupić się na optyce oraz dalszym przetwarzaniu sygnału. W aplikacjach produkowanych seryjnie sam detektor będzie oczywiście wyborem dalece bardziej opłacalnym, jednak w aparaturze produkowanej niskonakładowo (lub wręcz prototypowo) zdecydowanie warto rozważyć użycie istniejącego, sprawdzonego modułu.



Fotografia 2. Moduł APD typu C12702 [1]



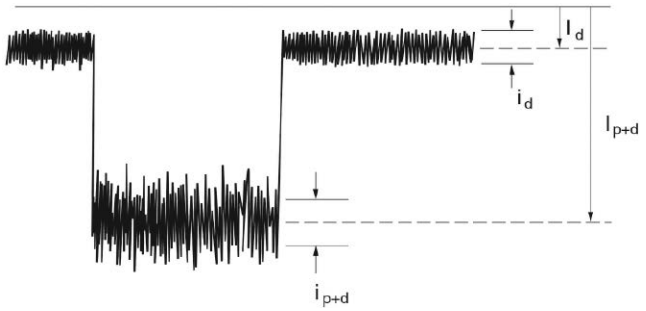
Fotografia 3. Moduł APD typu C10508-01 [1]

SiPM jest z kolei tworem dość „wdzięcznym" z punktu widzenia funkcjonalności: umożliwia bowiem detekcję pojedynczych fotonów i zapewnia bardzo wysokie wzmocnienie. Jednocześnie wręcz bezlitośnie ujawnia każdy błąd w projekcie układu polaryzacji. Przypomnijmy, że tryb Geigera jest osiągany przy napięciu wyższym niż napięcie przebicia, a amplituda impulsów nie informuje o energii fotonu, ani o liczbie cząstek wykrytych przez pojedynczy piksel – tylko o samym fakcie zadziałania danego piksela. Jeśli dodamy do tego fakt, że amplituda impulsów (1 p.e., 2 p.e. itd.) jest skwantowana, dostajemy narzędzie zarówno do liczenia fotonów (a zatem niezwykle przydatne w praktycznych aplikacjach związanych z detekcją ultrasłabych sygnałów optycznych), jak i do diagnostyki toru odczytu. Jednocześnie dobór punktu pracy jest zawsze decyzją systemową, a nie banalnym „ustawieniem katalogowym". W praktyce oznacza to, że projekt toru z SiPM musi przewidywać możliwość strojenia wartości V_{OV} oraz mieć zdefiniowaną strategię kontroli temperatury, choćby w formie kompensacji zaimplementowanej w oprogramowaniu urządzenia – pamiętajmy bowiem, że SiPM to nic innego, jak gęsta macierz połączonych równolegle diod APD (z szeregowymi rezystorami, ale jednak) – a zatem większość fizycznych cech fotodiod lawinowych bezpośrednio rzutuje na zachowanie także fotopowielaczy krzemowych.

Lampowe fotopowielacze także wymagają wysokiego napięcia i bywają znacznie trudniejsze do integracji pod względem mechanicznym, ale w bardzo słabym świetle wciąż potrafią wygrać z półprzewodnikami, jeśli gra toczy się przede wszystkim o poziom szumów. Przy niskim sygnale optycznym – i to zarówno w paśmie rzędu 10 Hz, jak i wielu megaherców – PMT może oferować lepszy odstęp sygnał-szum niż fotodioda zwykła lub lawinowa z sumiennie dobranym wzmacniaczem transimpedancyjnym. Akwizycja przebiegów wolnozmiennych (**rysunek 15**) lub wręcz stałych jest natomiast typowa dla aparatury analitycznej, biofotoniki czy detekcji bardzo słabych emisji (np. fluorescencji), gdzie liczy się nie tylko „czy coś widać", ale także to, czy da się dane zjawisko zaobserwować w sposób powtarzalny, w obecności szumów i dryftu. Dlatego właśnie fotopowielacze – choć z punktu widzenia konstruktora niezbyt przyjemne w użyciu – są wciąż szeroko używane w medycynie, instrumentach analitycznych i systemach pomiarów przemysłowych. I wcale nie wynika to z sentymentu do technologii lampowych (jak często ma to miejsce w przypadku branży audio), tylko z obiektywnych parametrów w zakresie detekcji słabego światła.

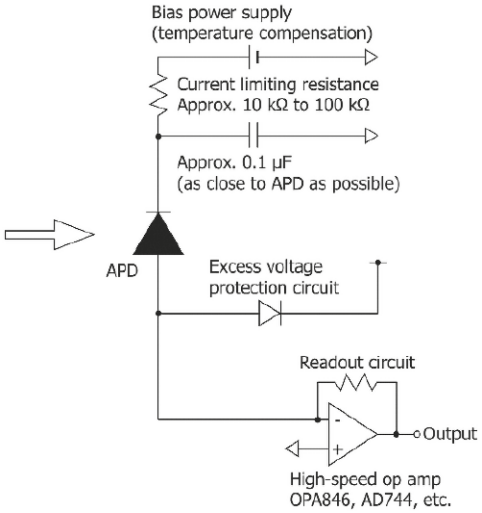
Integracja z optyką

Największą przewagą półprzewodników są zwykle miniaturyzacja oraz stopień integracji. Jako przykład weźmy mikroskopię konfokalną: fotodioda APD o średnicy rzędu 100 µm może pełnić rolę zarówno detektora, jak i przysłony (tzw. pinhole), podczas gdy fotopowielacz jest nieporównanie większy i wymaga



Rysunek 15. Ilustracja przebiegu wyjściowego fotopowielacza. Górna część przebiegu to sygnał ciemny, z zaznaczonym prądem szumów w tych warunkach pracy (Id – wartość średnia prądu ciemnego, id – składowa zmienna prądu ciemnego). Ujemny impuls odpowiada za zarejestrowany sygnał optyczny: Ip+d to wartość średnia sygnału użytecznego, zaś ip+d to jego składowa zmienna (szumowa) rejestrowana przez czas trwania pobudzenia optycznego [3]

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 16. Schemat aplikacyjny fotodiody lawinowej [1]

osobnego elementu optycznego, choć z uwagi na większe rozmiary okna optycznego może okazać się łatwiejszy w ustawieniu geometrycznym względem osi wiązki. Już na tym przykładzie widać doskonale, że aspekty mechaniczne i optyczne potrafią przesądzić o wyborze technologii równie mocno, jak parametry typowo rozpatrywane przy selekcji różnego rodzaju detektorów (np. czułość czy poziom szumów.

W przypadku SiPM trzeba dodatkowo dobrać liczbę pikseli do spodziewanej liczby jednoczesnych fotonów – jak już wspomnieliśmy, przy zapełnianiu pikseli liniowość stopniowo się pogarsza, co wynika z lokalnej saturacji poszczególnych komórek APD. To z kolei determinuje wybór optyki: rozmiar plamki, rozkład natężenia wiązki, czy też ewentualny wpływ jej rozproszenia.

Integrując klasyczny fotopowielacz trzeba zaś uwzględnić nie tylko większy gabaryt i masę (w porównaniu do jakichkolwiek detektorów krzemowych), ale też konieczność zadbania o montaż: stabilne mocowanie, ochronę przed wstrząsami czy bezpośrednimi uderzeniami, a także bezpieczne doprowadzenie przewodów wysokiego napięcia. O ile w przypadku systemów z pojedynczym fotodetektorem problemy natury instalacyjnej są zwykle stosunkowo proste do rozwiązania, to sprawa komplikuje się nieporównanie bardziej np. w aplikacjach obrazowania medycznego, w których gęste ułożenie dużej liczby sąsiadujących ze sobą fotopowielaczy rodzi kolejne utrudnienia dla projektantów.

Zagadnienia implementacyjne

Podstawowy układ pracy fotodiody lawinowej pozornie nie różni się w sposób znaczący od otoczenia układowego zwykłej fotodiody, oczywiście tylko pod względem topologicznym. W obydwu przypadkach mamy bowiem do czynienia ze wzmacniaczem transimpedancyjnym oraz źródłem napięcia polaryzującego (V_{BIAS}), do którego podłączona jest jedna z elektrod fotoelementu (zależnie od wybranej polaryzacji wzmacniacza). Zdecydowanie trzeba natomiast podkreślić trzy główne różnice (**rysunek 16**).

1. W układzie pracy APD napięcie jest wielokrotnie wyższe niż w przypadku typowych fotodiod i wynosi od kilkudziesięciu woltów do ponad 150 V. Wymusza to zastosowanie odpowiednich odstępów izolacyjnych i przeprowadzenie analizy ryzyka, jeżeli źródło HV może stanowić zagrożenie dla użytkownika (zwłaszcza w przypadku urządzeń medycznych).
2. Lawinowe wzmacnianie sygnału wiąże się z koniecznością zastosowania szeregowego rezystora ograniczającego prąd, o typowej wartości w przedziale 10...100 kΩ. Zbyt niska rezystancja może okazać się niewystarczająca do zabezpieczenia fotodetektora przed uszkodzeniem, z kolei za wysoka spowoduje wprowadzenie do układu nadmiernego szumu oraz pogorszy liniowość fotodiody (z uwagi na spadek napięcia na rezystorze w normalnych warunkach pracy, przy silniejszych sygnałach optycznych). Dla porównania – w klasycznych układach pracy fotodiod elementy te są zwykle włączone bezpośrednio pomiędzy źródło napięcia polaryzującego, a wejście odwracające TIA.
3. Podatność APD na zmiany wzmocnienia (modulowane napięciem panującym na złączu), w połączeniu z szerokim pasmem (często powyżej 1 GHz) i zdolnością do przenoszenia bardzo krótkich impulsów sprawia, że niezbędne do stabilnej pracy APD jest umieszczenie tuż przy niej kondensatora odsprzęgającego.

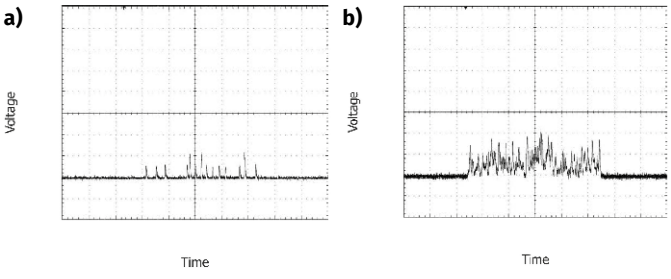
W przypadku SiPM kluczowe jest świadome wprowadzenie detektora w tryb Geigera: napięcie powyżej progu przebicia daje silny sygnał nawet dla pojedynczego fotonu, ale rozładowanie musi zostać przerwane, aby piksel był gotowy na kolejne zdarzenie. Zastosowanie wbudowanych rezystorów gaszących rozwiązuje ten problem w sposób elementarny, ale wprowadza charakterystyczny kształt impulsu (bardzo krótki czas narastania i długie zbocze opadające) i narzuca warunki dotyczące toru pomiarowego: aby odróżnić poziomy 1 p.e., 2 p.e. i kolejne, układ kondycjonowania musi mieć odpowiednie pasmo i nie może ich „zmiękczyć" zbyt silną filtracją dolnoprzepustową.

W dokumentacjach MPPC można spotkać dwie podstawowe metody estymacji liczby fotonów: pomiar amplitudy impulsów lub całkowanie ładunku wyjściowego. W realnych systemach te podejścia mogą ze sobą współistnieć: o ile bowiem szybki tor impulsowy doskonale nadaje się np. do pomiarów synchronicznych (**rysunek 17a**), to już tor ze wzmacniaczem ładunkowym lepiej sprawdzi się w celu uśredniania sygnałów, a co za tym idzie – poprawi odporność układu na szumy i część artefaktów pochodzenia wewnętrznego (**rysunek 17b**). Uproszczony schemat aplikacyjny fotopowielacza krzemowego pokazano na **rysunku 18**.

W praktycznym projektowaniu torów pomiarowych współpracujących z fotopowielaczami priorytetem jest utrzymanie niskiego poziomu szumów własnych i zakłóceń oraz stabilność zasilania HV. Mechanika i ekranowanie mają tu bardzo duże znaczenie, bo PMT jest fizycznie większy i z reguły pracuje w środowisku, w którym łatwo o sprzężenia i przenikanie zakłóceń. Warto dodać, że o ile detektory półprzewodnikowe dobrze radzą sobie w środowiskach, w których występują zewnętrzne pola magnetyczne, to lampowa natura i gabaryty fotopowielaczy sprawiają, że są one wrażliwe na obecność takich pól. Z tego względu w wielu aplikacjach PMT zaleca się stosowanie ekranowania magnetycznego, zaś bardzo wysokie wzmocnienie powoduje także podatność na nawet niewielkie ilości światła przenikającego w rejon fotopowielacza z otoczenia urządzenia.

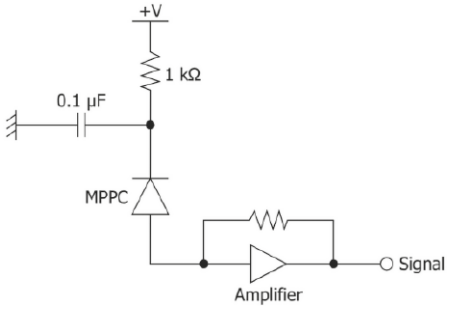
Wybrane obszary aplikacyjne

W mikroskopii konfokalnej detektor współpracuje z przysłoną (pinhole), która odcina fotony spoza płaszczyzny ostrości. Część mikroskopów jest zbudowana w oparciu o fotodiody lawinowe, inne zaś korzystają z klasycznych fotopowielaczy. W praktyce, gdy



Rysunek 17. Przykładowe przebiegi wyjściowe fotopowielacza krzemowego: a – przy bardzo słabym oświetleniu, b – przy nieco silniejszym sygnale optycznym [2]

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 18. Uproszczony schemat aplikacyjny fotopowielacza krzemowego [2]

konstrukcja ma być kompaktowa i zależy nam na integracji elementów optycznych, APD jest naturalnym kandydatem. Gdy celem jest maksymalny SNR w bardzo słabym sygnale, szczególnie w warunkach, gdzie ograniczenia mechaniczne nie są dominujące, fotopowielacze wciąż stanowią atrakcyjny wybór, choć – jak już wiemy – ich implementacja wiąże się z pewnymi wyrzeczeniami.

Znacznie bardziej rozpowszechnionym obszarem aplikacyjnym półprzewodnikowych odmian detektorów opisanych w tym artykule są dalmierze i skanery laserowe. W urządzeniach opartych na bezpośrednim pomiarze czasu przelotu wiązki (dToF – *direct Time of Flight*) liczy się detekcja krótkich impulsów i słabych odbić, a więc największe znaczenie mają: szybkość odpowiedzi toru pomiarowego i rozsądny bilans szumów. Zastosowanie fotopowielaczy krzemowych daje możliwość strojenia czułości przez dobór VOV, ale to strojenie ma, jak już wiemy, swoje konsekwencje pod względem szumowym. Dlatego w wielu aplikacjach – w tym tych szczególnie kompaktowych – fotodiody lawinowe również pojawiają się w roli detektorów do pomiarów odległości. W praktyce różnice między APD i SiPM w takich aplikacjach często sprowadzają się do decyzji wynikających z architektury systemu: czy mierzymy analogowo amplitudę/ładunek, czy pracujemy w reżimie zliczania fotonów, jaki jest wymagany zakres dynamiczny etc.

Fotopowielacze krzemowe są także szeroko stosowane w aplikacjach związanych z detekcją promieniowania gamma: moduły rozmieszczone wokół obiektu wykrywają parę fotonów anihilacyjnych i na tej podstawie odtwarzają położenie radioznacznika. To dobry przykład sytuacji, w której skala i możliwość budowania wielokanałowych układów przemawiają na korzyść detektorów krzemowych – zwłaszcza jeśli urządzenie ma być relatywnie kompaktowe, a liczba kanałów – duża, co ma miejsce w przypadku nowoczesnych skanerów PET.

Podsumowanie

Fotodioda lawinowa (APD) to półprzewodnikowy detektor z wewnętrznym mnożeniem lawinowym, w którym wzmocnienie jest silnie związane z napięciem i temperaturą, a składniki prądu ciemnego (zwłaszcza jego składowa poddająca się wzmocnieniu) wpływają na szum. Projektowanie torów pomiarowych wyposażonych w APD wymaga zatem stabilnego zasilania i wdrożenia strategii kompensacji termicznej. Gotowe moduły APD przenoszą znakomitą większość ryzyka projektowego związanego z budową toru analogowego na producenta, integrując generator HV, układ kompensacji i szybki wzmacniacz TIA oraz dbając o niski poziom zakłóceń.

Detektory oparte na fotopowielaczach krzemowych (SiPM) oferują możliwość efektywnego wykrywania i zliczania pojedynczych fotonów oraz wygodną regulację parametrów przez dobór napięcia polaryzacji, ale wymagają świadomego zarządzania kompromisem: zysk mierzony czułością i wzmocnieniem wypadkowym kontra wzrost czynników niepożądanych (prądu ciemnego, przesłuchów i artefaktów impulsowych), a liniowość zależy od liczby pikseli i spodziewanego strumienia fotonów, czyli – innymi słowy – od docelowych warunków pracy detektora.

Klasyczne fotopowielacze (PMT) pozostają natomiast złotym standardem w aplikacjach wymagających detekcji bardzo słabego światła i w praktycznych porównaniach potrafią dać większy odstęp sygnału od szumu niż najlepsze odpowiedniki krzemowe. Nie ma jednak nic za darmo – w tym przypadku trzeba liczyć się z wymogiem dostarczenia wysokiego napięcia i odpowiednim zabezpieczeniem mechanicznym, wyposażonym często w ekranowanie magnetyczne i elektryczne.

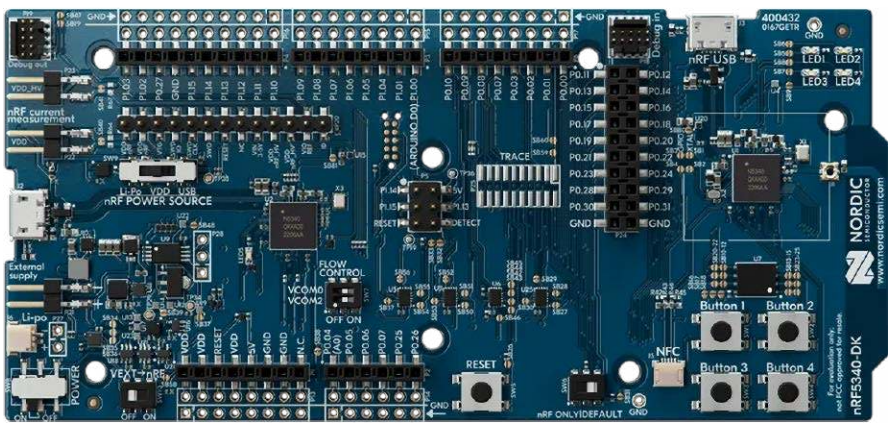
inż. Przemysław Musz, EP

Materiał opracowano na podstawie materiałów dostępnych na stronie internetowej marki Hamamatsu:

[1] Si APD. Technical note [https://t.ly/45onC]
[2] MPPC. Technical note [https://t.ly/8OEzE]
[3] Photomultiplier tubes. Basics and Applications, 4th. ed. [https://t.ly/PAZ0g]
[4] Nota katalogowa S15413-02 [https://t.ly/5zcmp]

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 35a611158d

Chiński generator wzorcowy OCXO z synchronizacją GPS

Wysoka dokładność za niewysoką cenę?

W typowej praktyce elektronika dość rzadko zachodzi potrzeba posiadania bardzo precyzyjnego źródła stałej częstotliwości. Wyjątkiem jest radiokomunikacja, w której dokładny pomiar i regulacja częstotliwości mają istotne znaczenie, a i wtedy zazwyczaj wystarczy stabilność oferowana przez standardowe rezonatory i oscylatory kwarcowe. W tych wypadkach, gdy potrzebny jest wzorzec wysokiej klasy, wybór urządzeń na rynku jest spory, choć zwykle ich zakup wiąże się z dość dużymi kosztami. Ale czy aby na pewno?



Jednym z najdokładniejszych źródeł wzorcowych czasu i częstotliwości jest zegar atomowy, zwykle oparty na izotopie cezu. Mniej dokładnym, ale znacznie popularniejszym i przez to tańszym źródłem są zegary rubidowe. Moduły z takim źródłem są elementem infrastruktury sieci telefonii komórkowej. Używane moduły z demontażu starych wież można nabyć na zagranicznym portalu aukcyjnym. Kiedyś ich cena wynosiła około 70...100 dolarów + koszty wysyłki. Niestety, pewien australijski elektronik zrobił o nich film i od tamtej pory ich cena jest znacznie wyższa. Nowe wzorce tego typu kosztują od kilku do kilkunastu tysięcy złotych. Alternatywą należącą jednak do niższej klasy dokładności mogą być wzorce oparte na generatorach kwarcowych stabilizowanych termicznie, w skrócie OCXO. W urządzeniach tych rezonator kwarcowy utrzymywany jest w stałej, stabilizowanej termostatem, podwyższonej względem otoczenia temperaturze. Stabilność takiego oscylatora jest zazwyczaj dwa rzędy wielkości lepsza od zwykłego rezonatora kwarcowego. Dla przykładu: generator 10 MHz typu LFOCXO063800BULK marki IQD oferuje wstępną tolerancję na poziomie ±500 ppb (części na miliard), czyli ±0,5 ppm lub ±5 Hz. Jest to wciąż wynik daleki od tolerancji rubidowego wzorca wynoszącej typowo ±1...2×10-11, czyli ±0,001...0,002 Hz. Na szczęście od lat istnieje rozwiązanie kompromisowe, które łączy relatywnie niską cenę (w porównaniu do rubidowych zegarów atomowych) generatorów OCXO i jeszcze wyższą dokładność zegarów atomowych opartych na cezie. Przedstawiony w tym artykule generator ma dostęp do przynajmniej 73 takich zegarów.

Zakup, zawartość opakowania i specyfikacja

Generator wzorcowy zakupiony został na chińskiej platformie handlowej Aliexpress za kwotę około 314 złotych. Cena w chwili pisania artykułu wynosi 330 złotych. Pod urządzeniem tym nie podpisuje się żadna specyficzna marka i występuje ono w ofertach różnych sklepów. Proces zamówienia i dostawy przebiegł bezproblemowo. W skład zestawu wchodzi samo urządzenie oraz prosta antena ceramiczna dla systemów nawigacji satelitarnej. Producent nie dostarcza zasilacza ani żadnych dodatkowych przewodów – te trzeba zakupić oddzielnie. Jest to pewna wada, gdyż dodanie odpowiedniego zasilacza czy dodatkowych przewodów nie podniosłoby znacząco ceny, zwłaszcza że opisywany generator reklamowany jest jako źródło zegarowe dla dekoderów audio. Czytelnika może zastanawiać, na co dekoderowi audio zegar tak o ekstremalnie wysokiej stabilności. Według mitu propagowanego przez niektórych audiofili niższa tolerancja zwykłych rezonatorów kwarcowych i ich wrażliwość na wibracje powodują, że w trakcie dekodowania dźwięku niektóre próbki trafiają na wyjście przetwornika DAC za wcześnie, a inne za późno... zniekształcając wyjściowy sygnał tak bardzo, że nie da się tego słuchać. Z punktu widzenia fizyki faktycznie częstotliwość zegara taktującego dekoder audio nie jest stabilna, ale przyjmując typową tolerancję rezonatorów kwarcowych na poziomie ±30 ppm i częstotliwość próbkowania 48 kHz próbki mogą być przesunięte maksymalnie o ±625 pikosekund (sic!). Do pomiaru takiej różnicy w czasie potrzebny jest oscyloskop o paśmie przenoszenia minimum 1 GHz.



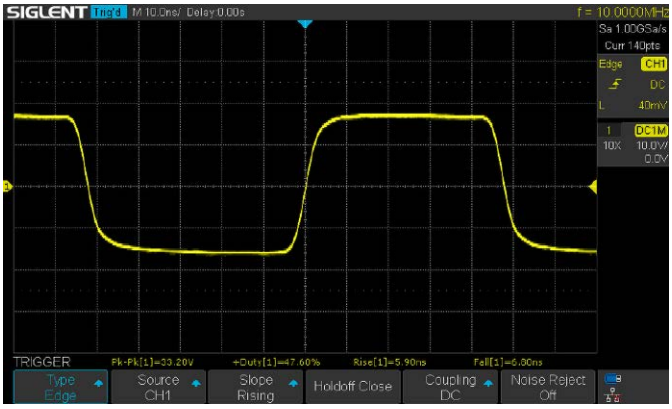
Fotografia 1. Generator w opakowaniu. Antena ma dość długi kabel i jest wyposażona w magnes, który pozwala umocować ją do zewnętrznego parapetu lub balustrady balkonu. Pierwotnie była częścią samochodowego zestawu nawigacyjnego

eprasa.pl 35a611158d

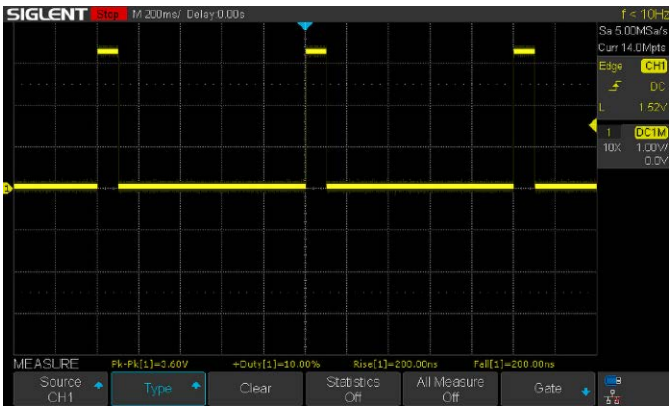
Wróćmy jednak do głównego tematu. Generator wzorcowy jest dostarczany do klienta w prostym tekturowym opakowaniu z wkładką z gąbki, która chroni go przed uszkodzeniami w transporcie (**fotografia 1**). Urządzenie jest dość małe i lekkie. Front jest zdominowany przez wyświetlacz i pokrętło enkodera. Z tyłu znajdują się natomiast gniazda SMA do anteny i wyjścia sygnału 1 PPS, a także gniazdo BNC stanowiące wyjście sygnału zegarowego. Ponadto znajduje się tu gniazdo zasilania 12 V/1 A oraz włącznik zasilania. Konstrukcja jest zwarta i sprawia wrażenie solidności i trwałości. Według specyfikacji urządzenie pobiera 650 mA w czasie podgrzewania wewnętrznego generatora kwarcowego i 350 mA w czasie normalnej pracy.

Specyfikacja podaje też parametry wyjścia: sygnał prostokątny o mocy 45 dBm i częstotliwości 10 MHz ±0,001 Hz, czyli ±0,1 ppb (części na miliard). Producent opisuje też zasadę działania generatora oraz podaje oznaczenia użytych komponentów: modułu GPS/GNSS Neo-6M oraz oscylatora OCXO 143-141 firmy Isotemp. Przy okazji warto wspomnieć, że sprzedawca tego urządzenia kłamie twierdząc, że generator korzysta z systemu GLONASS. Moduł Neo-6M to moduł stricte GPS. Jako ciekawostkę można dodać, że według firmy u-blox będącej producentem wspomnianego odbiornika, moduł oferuje dokładność nawigacji do 2,5 m, i czas „zimnego startu" wynoszący maksymalnie 27 sekund. Moduł ten po odebraniu pierwszego sygnału GPS w zasięgu zaczyna generować sygnał 1 PPS (Pulse Per Second) o wysokiej dokładności. Krótkoterminowy dryft tego sygnału (z sekundy na sekundę) wynosi typowo od ±10 ns do ±100 ns (ze względu na ruch orbitalny satelitów, co wpływa na odległość od odbiornika), jednakże długoterminowa stabilność sygnału wynosi od ±0,001 ppb do ±0,001 ppb. Sygnał ten jest porównywany z sygnałem wyjściowym oscylatora stabilizowanego termicznie. Oscylator dysponuje wejściem kontrolnym VCO pozwalającym na regulację częstotliwości w zakresie od ±0,4 Hz do ±1 Hz przy zastosowaniu napięcia sterującego 0...4 V. Mikrokontroler ma natomiast wyjście PWM kontrolujące wejście VCO i – przy założeniu ±1 ppm zakresu – rozdzielczość regulacji wynosi w przybliżeniu ±0,0305 ppb, co przekłada się na częstotliwość ±305 µHz. Producent podaje rzeczywisty krok wyjścia PWM wynoszący 76 µV (przy zakresie napięć wyjściowych 0...5 V), co przekłada się na rozdzielczość regulacji wynoszącą ±382 µHz. Sytuację pogarsza fakt, że według specyfikacji częstotliwość środkowa generatora powinna wypadać przy napięciu 2 V, ale dopuszczalny zakres jej położenia wynosi od 1,4 V do 2,6 V, czyli aż ±600 mV. Stąd też podawana przez producenta stabilność ±1 mHz. Przy okazji świadczy to też o pewnej staranności ze strony projektantów urządzenia, by zapewnić najlepsze możliwe parametry przy jak najniższych kosztach produkcji. Na wyświetlaczu generator podaje tylko informację o częstotliwości wyjściowej, enkoder pozwala na dostęp do kilku parametrów, np. kontrastu wyświetlacza czy odstrojenia generatora w zakresie ±1 Hz.

Spójrzmy jeszcze na sygnał wyjściowy. Na **rysunku 1** przedstawiono sygnał z gniazda BNC zmierzony przez bezpośrednie połączenie wyjścia z wejściem oscyloskopu. Oscyloskop zakładał użycie sondy 10×, stąd zawyżony wynik pomiaru – rzeczywista amplituda wynosi około 3,3 V, czyli odpowiada wewnętrznemu napięciu zasilania układów generatora. **Rysunek 2** prezentuje sygnał 1 PPS. Pomiary zboczy w tym przypadku są błędne i wynikają z ograniczeń systemu akwizycji oscyloskopu, stąd dodatkowe zbliżenie na te zbocza na **rysunku 3**. Z kolei **rysunek 4** pokazuje oba sygnały naraz. Kilka kolejnych akwizycji w trybie Single wykazało, że sygnały te nie są ze sobą zsynchronizowane. Wynika to z krótkoterminowej niestabilności sygnału 1 PPS, zależnej od położenia i odległości satelitów od anteny odbiorczej. Sygnał ten może się wahać o ±100 ns w każdym cyklu.



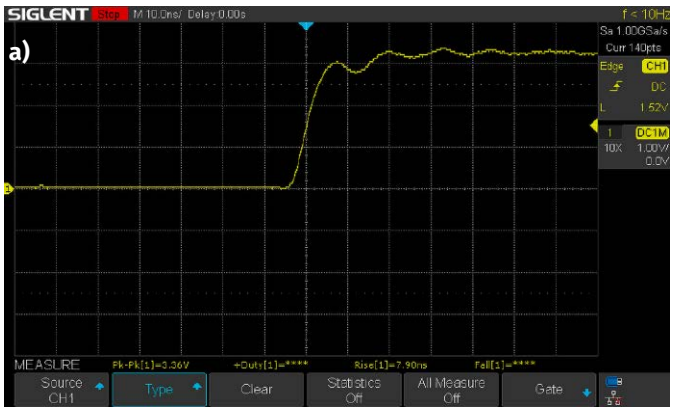
Rysunek 1. Sygnał wyjściowy generatora wraz z pomiarami automatycznymi. Pomiaru dokonano przez bezpośrednie połączenie wyjścia generatora z wejściem oscyloskopu ustawionego na współpracę z sondą 10:1, stąd błędny wynik pomiaru amplitudy

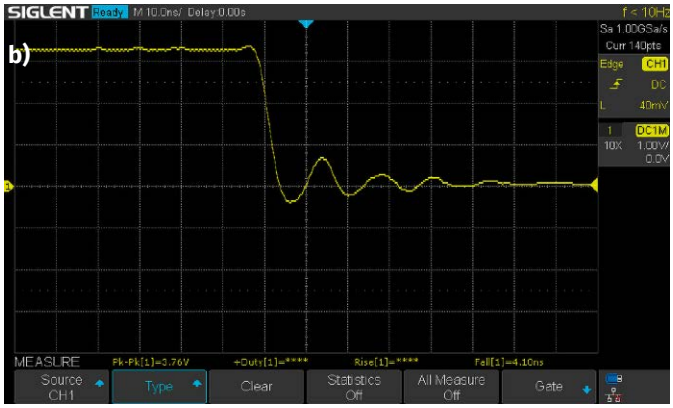


Rysunek 2. Sygnał 1 PPS z wyjścia generatora

Co kryje wnętrze?

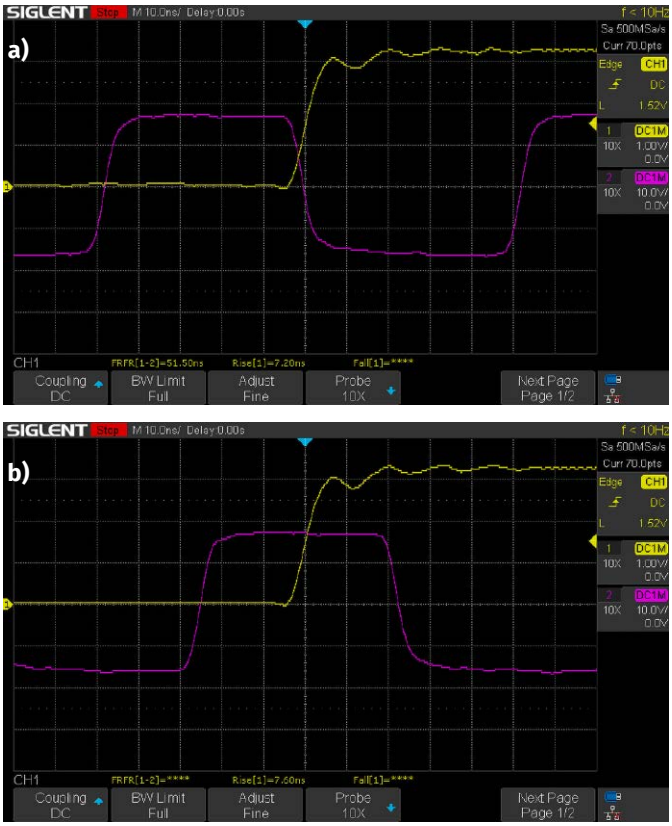
Obudowa wykonana została z dwóch profili aluminiowych przykręconych do przedniego i tylnego panelu tworzywowego. Jest





Rysunek 3. Zbliżenia na zbocza narastające (a) i opadające (b) sygnału 1 PPS wraz z pomiarami nachylenia zboczy

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 4. Opóźnienie między zboczami narastającymi pomiędzy sygnałami 1 Hz i 10 MHz. W praktyce sygnał 1 PPS nie jest zsynchronizowany z sygnałem wyjściowym, gdyż jego przesunięcie (jitter) może wynosić nawet ±100 ns między kolejnymi cyklami

to typowa konstrukcja takich urządzeń, choć pewnym rozczarowaniem jest wykonanie frontu i tyłu z plastiku zamiast metalu. Nie podniosłoby to ceny za bardzo, a w zamian zaoferowałoby lepszą ochronę EMI, co jest w takich urządzeniach pożądaną cechą.

Po odkręceniu czterech wkrętów i zdjęciu panelu ukazuje się widok przedstawiony na **fotografii 2**. Generator składa się głównie z modułów, a płytka drukowana jedynie łączy je ze sobą i dostarcza kilka elementów dodatkowych. W dolnej części, na lewo od dużego kondensatora Low ESR, znajduje się przetwornica impulsowa. Druga jest w pobliżu gniazda zasilania i ma formę gotowego modułu. W górnej, lewej części widać puszkę generatora OCXO, z którego sygnał trafia do układu OPA692, a potem na wyjście. OPA692 to scalony wzmacniacz buforowy dla sygnałów video o stałym wzmocnieniu 1× lub 2×, paśmie sięgającym 225 MHz i o maksymalnym prądzie wyjściowym wynoszącym 190 mA. Generator OCXO dostarcza sygnał sinusoidalny, a na wyjściu jest dostępny sygnał prostokątny, co sugeruje, że układ scalony nie ma dopasowanej impedancji wejściowej po to tylko, by zostać przesterowanym. Stąd też zbocza, które nie są aż tak strome, jak mogłyby być. Według wykresu odpowiedzi



Fotografia 2. Wnętrze generatora wzorcowego. Nieco zaskakuje modularna konstrukcja, a do tego jeden z modułów nie jest tym, który podaje sprzedawca w specyfikacji urządzenia

impulsowej OPA692, czasy te – nawet przy wzmocnieniu 2× – nie powinny przekraczać 1,5...2 ns.

Moduł GPS znajduje się między przetwornicami i ma oznaczenie ATGM336H-5N31. Jest to o tyle ciekawe, że w rzeczywistości nie jest to oryginalny moduł Neo-6M, jak podaje sprzedawca, ale chiński zamiennik modułów u-blox Neo MAX, produkowany przez firmę Zhongkewei. Na znanym portalu aukcyjnym moduł taki kosztuje około 40 złotych. Wersja o oznaczeniu 5N-31 obsługuje konstelacje satelitów GPS i BeiDou. Moduł ten jest wolniejszy od podanego przez sprzedawcę Neo-6M i potrzebuje 32 sekund, by „złapać" pozycję. Warto dodać, że nie ma sensownego powodu, by kłamać w specyfikacji – chiński moduł nawigacji dostarczy równie dobry sygnał 1 PPS, co moduł od u-blox.

Główną część PCB zajmuje moduł z mikrokontrolerem STM32F103C8T6. Identyczny moduł znaleziony został na znanym portalu aukcyjnym w cenie około 20 złotych. Użyty mikrokontroler ARM Cortex M3 ma aż nadto mocy obliczeniowej dla tego układu (1,25 DMIPS/MHz przy zegarze do 72 MHz). Układ generatora jest przez to podatny na modyfikacje – wystarczy zakupić drugi moduł z mikrokontrolerem i dorobić połączenie przewodowe, które kryje się od spodu oryginalnego modułu.

Podsumowanie

Generalnie całe urządzenie sprawia dobre wrażenie, jeśli chodzi o jakość wykonania – ale tylko, gdy oceniamy go z zewnątrz. Jednakże wnętrze sugeruje, że jest to modyfikacja/komercjalizacja istniejącego projektu OpenSource. Brakuje nieco zasilacza w zestawie, a kłamstwa sprzedawców tego generatora są zupełnie niepotrzebne, gdyż jako generator wzorcowy opisywane urządzenie broni się samo. Zwłaszcza jeśli porównać jego cenę z jakimkolwiek innym generatorem tej lub wyższej klasy. Sprzęt aż się prosi o dodanie modułu generatora DDS albo o umieszczenie na płytce oscylatora PLL. Znacząco rozszerzyłoby to funkcjonalność urządzenia, które mogłoby się stać niezwykle dokładnym i stabilnym generatorem funkcyjnym albo oscylatorem lokalnym dla układów krótkofalarskich.

Paweł Kowalczyk, EP

REKLAMA



eprasa.pl 35a611158d



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



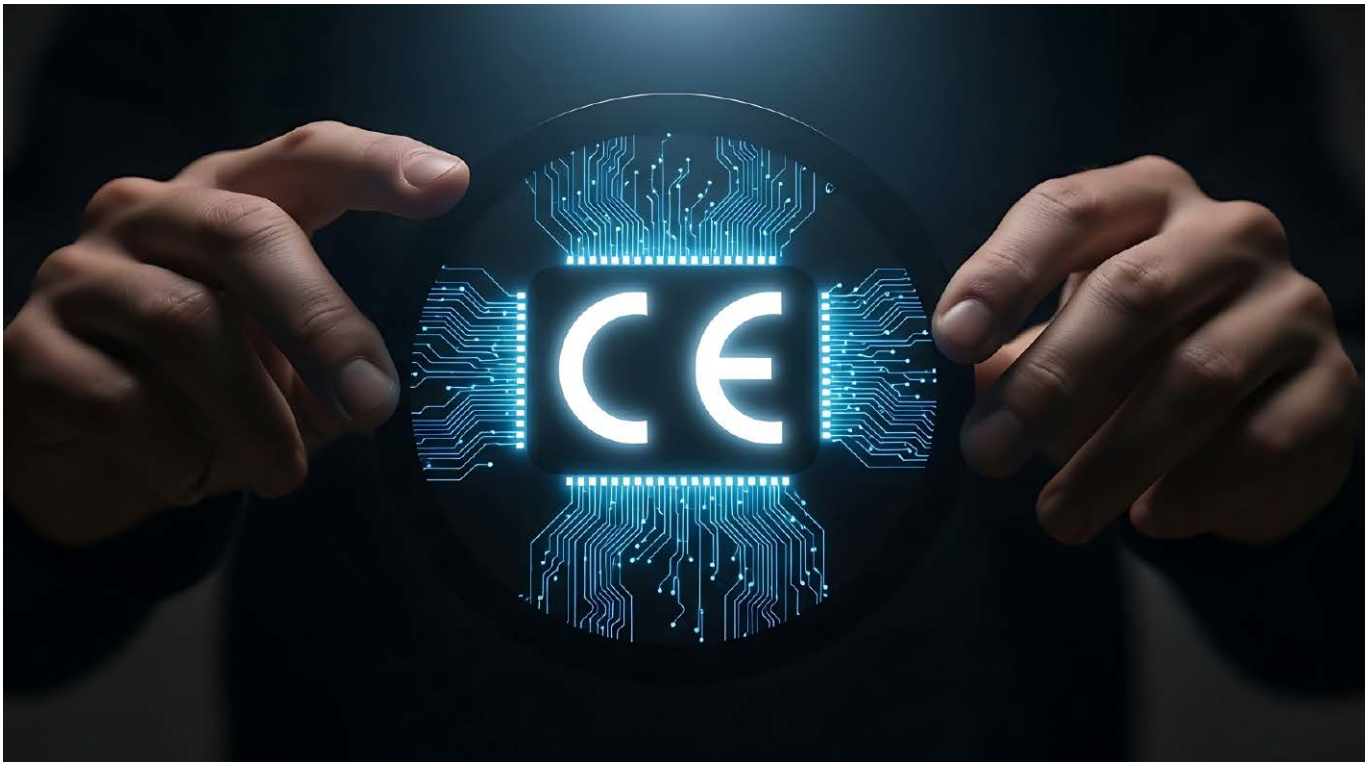
AT-AD407
Mikroskop cyfrowy 7 cali,
powiększenie do 270×
ANDONSTAR AD407



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



Moduły z certyfikacją
– kompendium inżyniera

Gotowe moduły (w tym przede wszystkim radiowe i zasilające) mogą znacząco skrócić czas wprowadzenia produktu na rynek, jednak tylko wtedy, gdy zostaną właściwie zintegrowane. W praktyce oznacza to nie tylko konieczność szczegółowego zapoznania się z notą aplikacyjną producenta. Trzeba też zrozumieć wymogi narzucone przez procedury oceny zgodności oraz warunki wykonywania badań, na których producent danego modułu oparł proces certyfikacji. W poniższym artykule analizujemy, jak interpretować dokumentację modułów „pre-certified", czego oczekują jednostki testujące podczas audytu oraz dlaczego niewielka zmiana w projekcie anteny czy instalacji zasilacza modułowego potrafi zniweczyć wysiłki zespołu oraz wydłużyć czas i listę kosztów certyfikacji.

Certyfikowany moduł ≠ certyfikowany wyrób

W praktyce projektowej określenie *pre-certified* module bywa rozumiane zbyt dosłownie. Moduł z własnym raportem badań, numerem FCC ID, deklaracją zgodności CE czy certyfikatem bezpieczeństwa rzeczywiście może skrócić drogę do rynku, ale niemal nigdy nie zwalnia producenta urządzenia końcowego z odpowiedzialności za wyrób jako całość. Europejski „Blue Guide", czyli – dosłownie – „Niebieski przewodnik" przypomina, że oznakowanie CE jest widocznym skutkiem całego procesu oceny zgodności produktu, a nie prostą cechą odziedziczoną po komponentach [3]. W obszarze radiowym unijna dyrektywa RED reguluje wprowadzanie na rynek *radio equipment*, czyli finalnego wyrobu lub podzespołu pełniącego funkcję radiową. Producent urządzenia końcowego musi zaś utrzymywać dokumentację techniczną i deklarację zgodności przez 10 lat od wprowadzenia wyrobu do obrotu [1][2]. To właśnie dlatego gotowy moduł jest narzędziem redukującym ryzyko i nakład pracy, ale nie „przenośną certyfikacją", którą można bezrefleksyjnie wkleić do dowolnego układu nadrzędnego i zapomnieć o sprawie.

Ten niuans jest szczególnie dobrze widoczny w amerykańskiej praktyce FCC. Urządzenie z niecertyfikowanym modułem radiowym musi przejść pełny proces FCC, natomiast gotowe moduły certyfikowane mogą jedynie znacznie zmniejszyć wysiłek związany z certyfikacją hosta [6]. Raporty certyfikacyjne modułów mogą być przez klienta wykorzystane ponownie, ale producent urządzenia powinien ustalić ze swoim laboratorium lub jednostką oceny zgodności, czy na poziomie urządzenia końcowego produkt spełnia wszystkie wymagania [7]. Z punktu widzenia konstruktora jest to najważniejsza zasada porządkująca cały temat: moduł z certyfikacją nie zastępuje procesu zgodności, lecz zmienia jego zakres, punkt ciężkości i budżet ryzyka.

Co naprawdę obejmuje dokumentacja modułu radiowego?

W przypadku modułów radiowych najwięcej nieporozumień bierze się z pomieszania czterech warstw dokumentacji. Pierwsza to karta katalogowa i dokumentacja integracyjna, które opisują warunki elektryczne i mechaniczne poprawnej pracy. Druga to dokumentacja regulacyjna, obejmująca raporty, uzyskane certyfikaty, deklaracje oraz instrukcje integracyjne wymagane przez dany rynek. Trzecia to warstwa ograniczeń aplikacyjnych: lista dopuszczonych anten, długości, typu i impedancji charakterystycznej linii RF, warunków zasilania, konfiguracji firmware'u, trybów nadawania, lokalizacji modułu na PCB czy w obudowie, a wreszcie wymagań dotyczących odpowiedniego oznakowania całego urządzenia. Czwarta warstwa to wyniki badań przeprowadzonych na konkretnym zestawie referencyjnym, zwykle przy bardzo

eprasa.pl 35a611158d

dokładnie określonej geometrii płytki i ściśle zdefiniowanym modelu anteny (o ile ta nie jest już zintegrowana w module). Problem polega na tym, że niejeden inżynier czyta tylko pierwszą warstwę, a laboratorium patrzy przede wszystkim na drugą, trzecią i czwartą.

W dokumentach FCC dotyczących modułów mocno akcentowany jest wymóg jasnych instrukcji integracyjnych. W skrócie: producent modułu powinien określić zamierzone zastosowanie, typ certyfikacji, ewentualne ograniczenia dotyczące układów współpracujących, wymagania konieczne do utrzymania zgodności oraz warunki koegzystencji z innymi nadajnikami [5]. W nowszych materiałach szkoleniowych FCC doprecyzowano również, że antena modułu może być zintegrowana, dostarczana z modułem albo opisana w szczegółach w instrukcji integracyjnej; innymi słowy, sama obecność złącza antenowego nie daje swobody dowolnego doboru anteny [4]. Dla projektanta oznacza to, że jeżeli moduł był badany z anteną PIFA o określonym zysku i ułożeniu w obudowie, to przejście na antenę ceramiczną, prętową albo inny kabel koncentryczny jest zmianą technicznie istotną, nawet jeśli cała reszta urządzenia pozostaje taka sama.

Antena jako najczęstszy punkt utraty „odziedziczonej" zgodności

W praktyce integracyjnej właśnie tor antenowy najczęściej decyduje o tym, czy projekt zachowa zalety modułu pre-certified. Nordic w przewodniku integracyjnym dla nRF9160 podaje to bez niedomówień: moduł został certyfikowany wyłącznie z rozwiązaniem antenowym przedstawionym w dokumentacji referencyjnej, a użycie innych anten jest możliwe tylko przy założeniu przeprowadzenia odpowiednich badań i uzyskania wymaganych dopuszczeń dla urządzenia końcowego [8]. Ten sam dokument przypomina też o konieczności zachowania toru o impedancji falowej 50 Ω i rozsądnego dopasowania, podając zalecany VSWR 2:1 (maksymalnie 3:1) dla urządzenia końcowego [8]. W języku praktyki laboratoryjnej oznacza to, że nie ma czegoś takiego jak „niewinna" zmiana anteny. Wybór innej anteny zwykle pociąga za sobą zmianę sprawności promieniowania, widma poza kanałem komunikacyjnym, przesunięcie poziomu harmonicznych, czasem także zmianę ekspozycji SAR.

Firma Murata rozróżnia dwa typy modułów: w pełni certyfikowane, które zawierają już antenę jako część samodzielnego produktu, a także moduły referencyjnie certyfikowane, przeznaczone do zastosowań wbudowanych [6]. Z inżynierskiego punktu widzenia różnica jest fundamentalna. Moduł z anteną zintegrowaną jest bardziej przewidywalny regulacyjnie, ale mniej elastyczny pod względem integracji mechanicznej. Moduł z wyprowadzonym portem RF daje z kolei większą swobodę konstrukcyjną, lecz przesuwa odpowiedzialność za finalne zachowanie radiowe na zespół projektowy urządzenia. Jeżeli więc harmonogram projektu zakłada minimalizację ryzyka certyfikacyjnego i skrócenie czasu wdrożenia (time-to-market), wybór modułu z anteną już objętą zakresem badań bywa rozsądniejszy niż pogoń za minimalnie lepszym budżetem łącza, osiąganym przez własną antenę niezgodną z zaleceniami producenta. Ta decyzja zapada nie na etapie laboratorium, lecz już na etapie planowania architektury produktu.

RED, EN 18031 i nowe obowiązki dotyczące urządzeń radiowych

W realiach rynku europejskiego sytuację dodatkowo komplikuje fakt, że moduł radiowy jest dziś nie tylko bardzo ważnym elementem kompatybilności elektromagnetycznej, ale coraz częściej także nośnikiem wymagań cyberbezpieczeństwa. Komisja Europejska opublikowała odniesienia do norm EN 18031-1:2024, EN 18031-2:2024 i EN 18031-3:2024 jako norm zharmonizowanych wspierających wymagania art. 3(3)(d), (e) i (f) RED, a odpowiednie wymagania delegowane stały się stosowalne od 1 sierpnia 2025 dla wskazanych klas urządzeń [9][10]. Jednocześnie Komisja wydała dodatkowe wytyczne, podkreślając, że normy te są cytowane z ograniczeniami, a w części przypadków może być konieczna ocena z udziałem strony trzeciej [10]. To bardzo ważna zmiana praktyczna: sam fakt użycia gotowego modułu Wi-Fi, BLE lub LTE nie rozwiązuje już wyłącznie problemu radiowego, bo część pytań audytowych dotyczy również aktualizacji, ochrony danych, odporności na nadużycia i architektury komunikacji całego wyrobu.

W konsekwencji integrator nie może ograniczyć się do tezy, że „moduł ma CE". Dla laboratorium i jednostki notyfikowanej istotne jest, czy funkcje aktywowane w produkcie końcowym są objęte odpowiednimi raportami, czy producent zachował ograniczenia określone przez dostawcę modułu, czy host nie wnosi nowych interfejsów i trybów użycia oraz czy analiza ryzyka odnosi się do gotowego systemu, a nie tylko do samej płytki radiowej. W praktyce wiele problemów pojawia się wtedy, gdy moduł certyfikowano jako element komunikacyjny, a w urządzeniu końcowym uruchomiono dodatkowe usługi chmurowe, zdalne aktualizacje lub funkcje przetwarzania danych osobowych. Wtedy punkt ciężkości przesuwa się z prostego raportu dotyczącego użycia gotowego transceivera na pełną analizę funkcji systemowych. Co było zresztą do przewidzenia w dobie rosnących niepokojów geopolitycznych i coraz większej liczby cyberataków.

Koegzystencja, zasilanie i layout. Problemy spoza działu RF

Drugą grupą błędów są te, które wprawdzie wyglądają na radiowe, ale w praktyce wywołują problemy podczas badań w zakresie RF. Należą do nich przede wszystkim: zasilanie modułu, prowadzenie masy, współpraca z przetwornicami impulsowymi, zegarami oraz innymi nadajnikami w urządzeniu. FCC w materiałach dotyczących integracji modułów zwraca uwagę na kwestie wzajemnego pozycjonowania modułów w urządzeniu i warunków integracyjnych, a sam fakt użycia modułu nie zwalnia z oceny zachowania produktu jako systemu wielonadajnikowego [4][5]. W praktyce oznacza to, że moduł BLE, modem LTE i przetwornica buck, upakowane w małej obudowie, mogą przejść osobno wszystkie testy, ale razem stworzyć układ o zbyt wysokich poziomach emisji RFI, większym jitterze widma lub problemach z odpornością na zaburzenia promieniowane.

To samo dotyczy zasilania. Karta katalogowa modułu często podaje jedynie dopuszczalne napięcie i pobór prądu, natomiast laboratorium widzi pełny kontekst: filtr wejściowy, narastanie napięcia zasilania, emisję przewodzoną, zachowanie przy zdarzeniach ESD i EFT, a w przypadku urządzeń sieciowych także bezpieczeństwo izolacji. Moduł radiowy, który w zestawie referencyjnym pracował z czystym LDO i dużą płaszczyzną masy, może zachować się zupełnie inaczej na czterowarstwowej płycie z agresywną przetwornicą step-down i długim przewodem antenowym.



eprasa.pl 35a611158d



Dlatego dokumentacja integracyjna modułu powinna być czytana razem z dokumentacją dotyczącą sekcji zasilania.

Moduły zasilające: „UL Recognized" to jeszcze nie gotowy zasilacz w wyrobie

W obszarze modułów zasilających źródłem wielu błędnych decyzji także jest mylenie statusu komponentu z oceną końcowego urządzenia. UL i producenci modułów mocy od lat wyraźnie rozróżniają wyrób końcowy od komponentu do zabudowy. Warunki akceptowalności określają środowisko i sposób użycia przetwornicy DC/DC [11], zatem nawet jeśli moduł ma dopuszczenie do użytku (ponieważ spełnia wymogi bezpieczeństwa podstawowego), projektant musi jeszcze sprawdzić, przy jakiej temperaturze pracy, z jakim materiałem płytki, jakimi odstępami izolacyjnymi, jaką ochroną mechaniczną i w jakim stopniu obciążenia zachowuje ważność ta ocena. Innymi słowy, komponent określany w anglojęzycznych dokumentacjach jako *recognized* nie jest automatycznie *listed* jako część dowolnego urządzenia końcowego.

Dla konstruktorów sprzętu medycznego i przemysłowego znaczenie mają zwłaszcza wymagania izolacyjne. Dwóch środków ochrony pacjenta (2×MOPP) typowo wymaga się izolacji 4000 V AC, 8 milimetrach odstępu powierzchniowego oraz podwójnej lub wzmocnionej izolacji [12]. To są liczby, które bardzo dobrze pokazują, dlaczego prosty montaż modułu AC/DC lub izolowanego DC/DC na własnej płytce nie kończy tematu bezpieczeństwa elektrycznego. Jeżeli wokół modułu pozostawiono zbyt mały odstęp, zastosowano zanieczyszczony laminat, dodano metalową osłonę zbyt blisko bariery izolacyjnej lub zmieniono warunki chłodzenia w taki sposób, że transformator pracuje w temperaturze wyższej niż dopuszczalna, to status komponentu przestaje automatycznie pomagać w certyfikacji. Właśnie tu pojawiają się nieprzyjemne niespodzianki podczas przeglądu dokumentacji bezpieczeństwa, a wiele firm daje się złapać w pułapkę medycznego symbolu krzyża, który znajduje się dokumentacji i na tabliczce znamionowej zasilacza. Ciekawy i często pomijany szczegół opisano też w dokumentacji na stronie firmy MEAN WELL: zakres wejściowy na etykiecie zasilacza bywa węższy niż zakres funkcjonalny podany w nocie katalogowej, ponieważ podczas weryfikacji bezpieczeństwa stosuje się bardziej rygorystyczne założenia testowe dotyczące oznakowanego zakresu napięcia wejściowego [13]. Dla inżyniera systemowego oznacza to, że nie wystarczy sprawdzić, czy moduł startuje już przy napięciu sieciowym 88 V AC; trzeba jeszcze wiedzieć, jaki zakres i w jakim kontekście został objęty oceną bezpieczeństwa i oznakowaniem produktu.

I drugi przykład: klasyfikacja części aplikacyjnej. Zasilacze medyczne są zwykle reklamowane przez hasło, że nadają się do użycia w urządzeniach z częścią aplikacyjną typu BF (czyli mającej galwaniczny kontakt z ciałem pacjenta – oczywiście oprócz serca i jego otoczenia, gdyż tutaj bezwzględnie wymagana jest klasa CF o znacznie bardziej restrykcyjnych parametrach elektrycznych – przyp. red.). Prawie zawsze jednak tuż obok takiego zapisu znajduje się ostrzeżenie, że aby bezpiecznie zastosować dany zasilacz (np. w elektrokardiografie) trzeba rozpatrzyć konstrukcję urządzenia na poziomie systemowym. Sam zasilacz, nawet najlepszy, zwykle nie jest w stanie samodzielnie zapewnić pacjentowi bezpieczeństwa wymaganego przez normy dotyczące urządzeń medycznych.

Czego naprawdę oczekuje laboratorium podczas audytu?

Z perspektywy jednostki przeprowadzającej badania (w przypadku UE są to tzw. jednostki notyfikowane lub akredytowane laboratoria nieposiadające notyfikacji) najważniejsze pytanie brzmi zwykle nie „czy moduł ma certyfikat?", lecz „czy producent urządzenia potrafi wykazać, że nie wyszedł poza warunki, dla których ten certyfikat ma sens?". W praktyce laboratorium będzie oczekiwało spójnego pakietu dowodowego: identyfikacji modułu i jego rewizji, aktualnych raportów i dopuszczeń, instrukcji integracyjnych, listy dopuszczonych anten i kabli, rysunków mechanicznych, schematu urządzenia z dokładnym opisem otoczenia modułu, opisu konfiguracji firmware'u użytej w testach, strategii etykietowania urządzenia końcowego, a w przypadku zasilaczy także klasy izolacji, parametrów dot. prądów upływu czy informacji o temperaturach krytycznych. Jeżeli dokumenty producenta modułu mówią o ograniczeniach dotyczących konkretnej obudowy, orientacji lub mocy nadawczej, to brak śladu takiej analizy w dokumentacji badanego produktu jest natychmiast widoczny.

W praktyce dobrze przygotowany zespół projektowy przechodzi przez ten etap znacznie szybciej, ponieważ potrafi od początku odpowiedzieć na trzy kluczowe pytania:

1. Co dokładnie zostało certyfikowane lub uznane przez dostawcę modułu?
2. Które warunki tej oceny są nadal spełnione w naszym produkcie?
3. Jakie nowe ryzyka wprowadza sam produkt, niezależnie od zastosowanego modułu.

To proste rozróżnienie usuwa większość jałowych dyskusji o tym, czy badania „na pewno będą potrzebne". Zwykle będą potrzebne, ale ich zakres może być radykalnie mniejszy, jeśli architektura produktu od początku respektuje ograniczenia modułu/-ów.

Jak wybierać moduł, jeśli celem jest szybka i przewidywalna certyfikacja

Jeżeli priorytetem projektu jest skrócenie czasu wejścia na rynek, to przy wyborze modułu warto patrzeć nie tylko na cenę, rozmiar i parametry elektryczne, ale również na jakość pakietu regulacyjnego. Dobrze przygotowany moduł to nie tylko datasheet, lecz także instrukcja integracji z listą dopuszczonych anten, wzorami etykiet, raportami z badań, deklaracjami zgodności, wytycznymi dotyczącymi koegzystencji oraz jednoznacznymi zastrzeżeniami co do zmian mechanicznych i firmware'owych. Moduł bez takiego zaplecza bywa pozornie tańszy, ale koszt zostaje przerzucony na zespół projektowy, który musi sam odtworzyć zakres badań



eprasa.pl 35a611158d

i uzgodnień. Dlatego na etapie wyboru komponentu warto zapłacić nie za sam układ radiowy lub zasilacz, lecz za przewidywalność całego procesu zgodności.

W przypadku modułów radiowych minimalizację ryzyka zwykle daje jeden z dwóch wariantów. Pierwszy to moduł z anteną już objętą zakresem badań, stosowany bez modyfikacji w obudowie o zbliżonych warunkach. Drugi to moduł bardzo dobrze opisany regulacyjnie, dla którego dostawca wyraźnie definiuje dopuszczalne anteny, długości toru RF, tryby mocy i ograniczenia hosta. W przypadku modułów zasilających z kolei najbezpieczniej wybierać komponenty z czytelnym zestawem tzw. *conditions of acceptability*, wyraźnie opisanym zachowaniem w zakresie obciążeń (power derating) i kompletem danych dotyczących izolacji. W obu grupach komponentów „najlepszy moduł" to zwykle nie ten o najładniejszej tabelce parametrów, tylko ten, którego dokumentacja zostawia najmniejsze (lub żadne) pole do domysłów podczas audytu.

Zakończenie

Moduł z certyfikacją jest znakomitym narzędziem skracającym rozwój wyrobu, ale tylko wtedy, gdy zespół projektowy traktuje go jako element systemu objętego warunkami brzegowymi, a nie jako magiczną przepustkę do rynku. Jeżeli wszystkie zależności zostaną uwzględnione już na etapie architektury, moduły rzeczywiście skracają *time-to-market*. Jeżeli nie, stają się tylko kosztownym złudzeniem oszczędności, które wychodzi na jaw dopiero przy pierwszym kontakcie z laboratorium. A to bywa bolesne i naprawdę kosztowne (dosłownie i w przenośni).

Jakub Nowicki, EP



Polecana bibliografia

[1] European Commission, *Guide to the Radio Equipment Directive 2014/53/EU*, 2018. Dokument wyjaśnia obowiązki producenta, importera i wymagania dokumentacyjne dla sprzętu radiowego

[2] *Directive 2014/53/EU of the European Parliament and of the Council of 16 April 2014 on radio equipment (RED)*. Oficjalna podstawa prawna dla zgodności urządzeń radiowych w UE

[3] European Commission, *The Blue Guide on the implementation of EU product rules 2022*. Przewodnik interpretacyjny dotyczący zasad oceny zgodności i oznakowania CE

[4] FCC, *996369 D03 Module Integration Instructions & TCB Review* oraz materiały powiązane dotyczące instrukcji integracyjnych modułów i warunków ich stosowania, 2023–2024

[5] FCC, *Module Integration User Manual*, 2021. Materiał porządkujący zawartość instrukcji dla integratorów „urządzeń-gospodarzy" (tzw. host)

[6] Murata, *FCC Regulatory Certification Guide for Murata WLAN and Bluetooth Modules*. Przewodnik omawiający różnice między modułami w pełni certyfikowanymi i referencyjnie certyfikowanymi

[7] Texas Instruments, *CC26XX-REPORTS Certification*. Przykładowa strona z raportami

[8] Nordic Semiconductor, *nRF9160 Hardware Integration Guide*. Przewodnik integracyjny układu marki Nordic Semiconductor

[9] *Commission Implementing Decision (EU) 2025/138* oraz powiązane materiały Komisji dotyczące norm EN 18031 wspierających wymagania cyberbezpieczeństwa RED

[10] *European Commission, Guidance on the application of the harmonised standards series EN 18031:2024 in support of Commission Delegated Regulation 2022/30*, 2025. Wytyczne dotyczące stosowania norm zharmonizowanych EN 18031

[11] Murata, *DC-DC Converter Safety Standards*. Materiał objaśniający rolę *conditions of acceptability* dla modułów zasilających

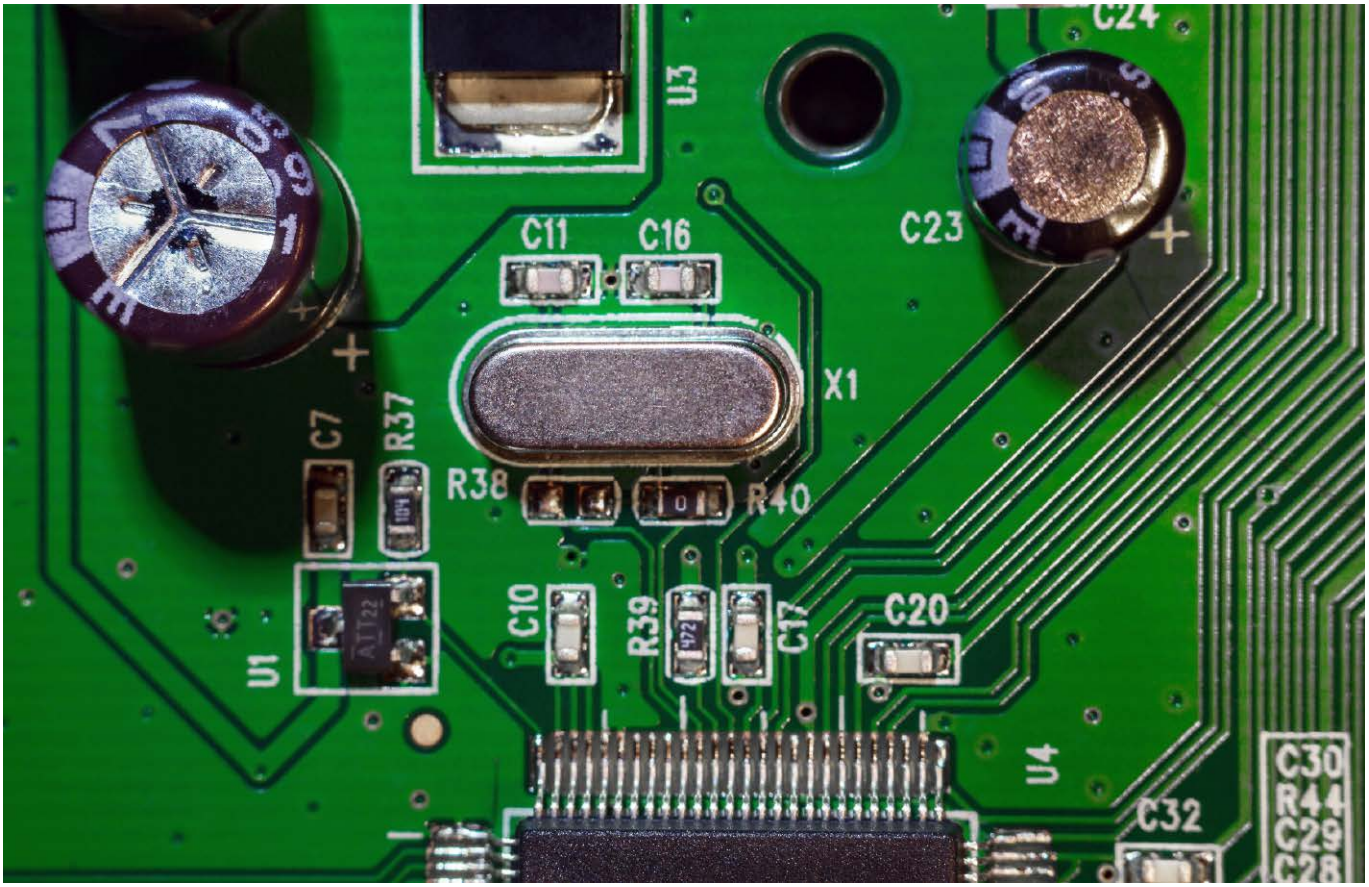
[12] TRACO Power, *Medical device power supplies: How standards enable safety* oraz materiały pokrewne dotyczące wymagań 2× MOPP i izolacji

[13] MEAN WELL, *Regulation Aspect – Switching Power Supply FAQ*. Wyjaśnienie różnic między funkcjonalnym a oznakowanym zakresem napięcia wejściowego w kontekście badań bezpieczeństwa

REKLAMA

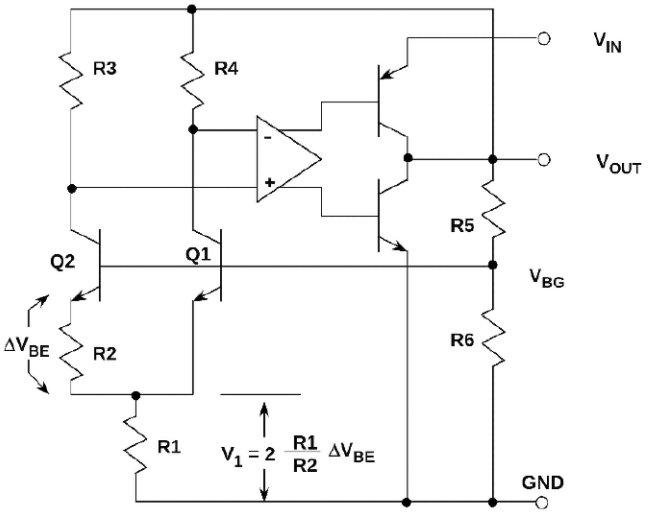


eprasa.pl 35a611158d



Źródła napięcia odniesienia w praktyce konstruktora

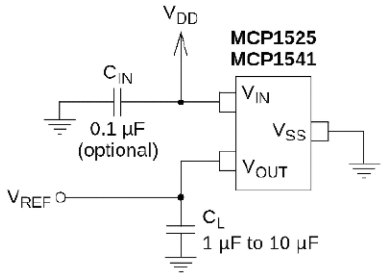
W każdym projekcie precyzyjnego układu analogowego przychodzi taki moment, w którym o końcowym wyniku przestaje decydować już sam wysokorozdzielczy przetwornik ADC, a niskoszumny wzmacniacz pomiarowy nie jest w stanie wycisnąć więcej detali z mierzonego sygnału. Wtedy bardzo często okazuje się, że fundamentalne znaczenie zyskuje jakość wzorca napięcia, względem którego cały system porównuje mierzony sygnał. To właśnie źródło napięcia odniesienia wyznacza elektroniczną „linijkę", według której liczony jest kod przetwornika, ustawiane jest napięcie wyjściowe przetwornika DAC czy też stabilizowany jest próg komparatora. Ten niepozorny element bezpośrednio wiąże się też z kalibracją całego toru pomiarowego. Jeżeli wzorzec jest niestabilny, zaszumiony lub podatny na temperaturę, to nawet bardzo dopracowany tor analogowy zaczyna zachowywać się po prostu przeciętnie. Zależność ta jest tak stara, jak precyzyjna elektronika, ale w praktyce wciąż bywa niedoceniana.



Rysunek 1. Szeregowe źródło napięcia odniesienia (https://t.ly/pXgei)

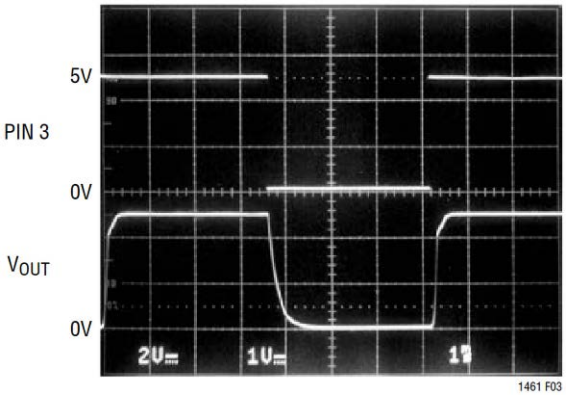
Definicja, jak to często bywa w życiu, jest bardzo prosta: źródło napięcia odniesienia ma generować dokładne napięcie wyjściowe dla układu analogowego (lub analogowo-cyfrowego). Wszyscy wiedzą, że powinno być w miarę możliwości niezależne od wahań napięcia zasilania, prądu obciążenia czy też zmian temperatury. Taka niewzruszona ostoja analogowej precyzji jest oczywiście nieistniejącym ideałem, do którego rzeczywiste układy tylko próbują się zbliżyć. Dlatego dobór źródła napięcia odniesienia (zwykle określanego skrótem VREF lub VR) nie polega po prostu na znalezieniu elementu o najlepszej dokładności, lecz na dopasowaniu architektury i parametrów do konkretnego zastosowania. Inne cechy

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 2. Typowy schemat aplikacyjny prostego źródła napięcia odniesienia typu szeregowego (https://t.ly/8zANf)

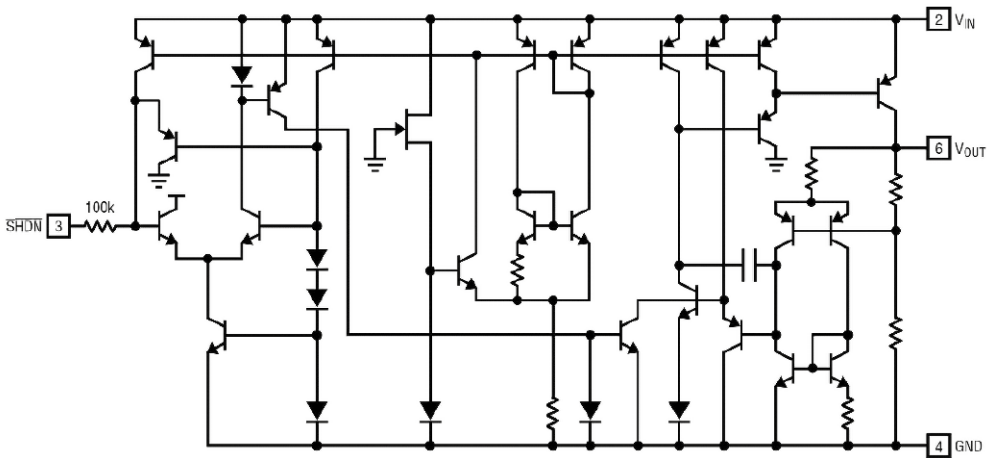
będą istotne w 12-bitowym czujniku bateryjnym, inne w precyzyjnym kalibratorze mającym zastosowanie w laboratoryjnych multimetrach o rozdzielczości 6,5 cyfry, a jeszcze inne w wielokanałowym urządzeniu przemysłowym pracującym w szerokim zakresie temperatur. Za wyśrubowanymi parametrami technicznymi podąża jeszcze jedna liczba: cena. Jeżeli zbierzemy wszystkie wymogi stawiane scalonemu źródłu napięcia odniesienia, bardzo szybko może wyjść na jaw przykry dysonans: dokładnie i stabilnie to najczęściej bardzo drogo, stabilnie i energooszczędnie często nie oznacza dokładnie, a kompaktowo i wydajnie zwykle nie będzie oznaczało precyzyjnie. Dokładnie tak, jak w kultowym monologu Piotra Bałtroczyka, w którym pewien jegomość, zapytany: „Gdzie o tej porze można zjeść szybko, smacznie i tanio?" odpowiedział: „Młodzieńcze, pytasz o trzy różne lokale!".



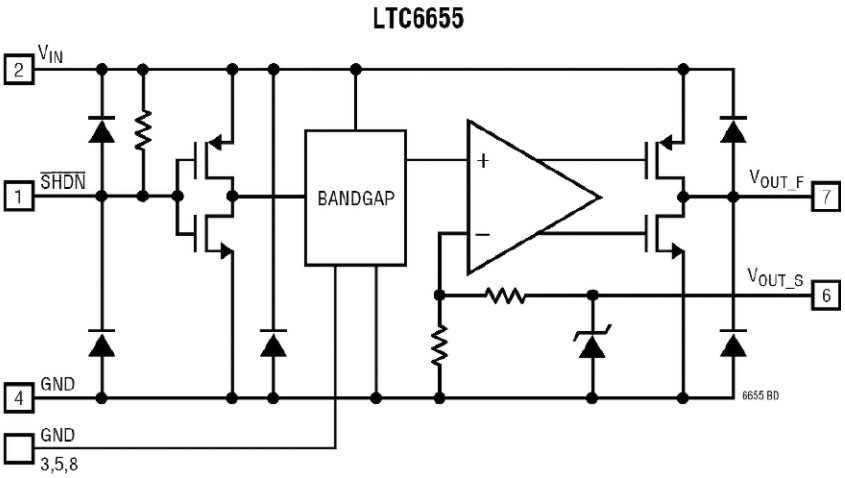
Rysunek 4. Przebieg na wyjściu źródła napięcia odniesienia typu LT1461 podczas włączania układu za pomocą wejścia zezwalającego (pin nr 3). Projektując układ, w którym wzorzec jest dynamicznie aktywowany i wyłączany przez zewnętrzny układ, np. mikrokontroler, należy zawsze zwrócić uwagę na czas ustalania napięcia na wyjściu źródła (https://t.ly/F-DWI)

Struktury i technologie

Już na poziomie architektury układowej źródła odniesienia dzielą się na dwa podstawowe typy funkcjonalne: szeregowe (series) i równoległe, określane zwykle mianem shunt. Pod względem aplikacyjnym źródła szeregowe przypominają precyzyjne stabilizatory liniowe o bardzo małej wydajności prądowej (**rysunek 1**). Podobnie jak stabilizatory wymagają one bowiem zasilania o napięciu przewyższającym napięcie wyjściowe (nominalne) i oddają prąd do obciążenia przez element regulacyjny (tranzystor bipolarny lub MOSFET), szeregowo włączony do układu. Zaletą takiego rozwiązania jest zwykle większa sprawność, czyli mniejsze straty mocy, a także łatwiejsza współpraca ze zmiennym obciążeniem, w porównaniu do stabilizatorów równoległych.



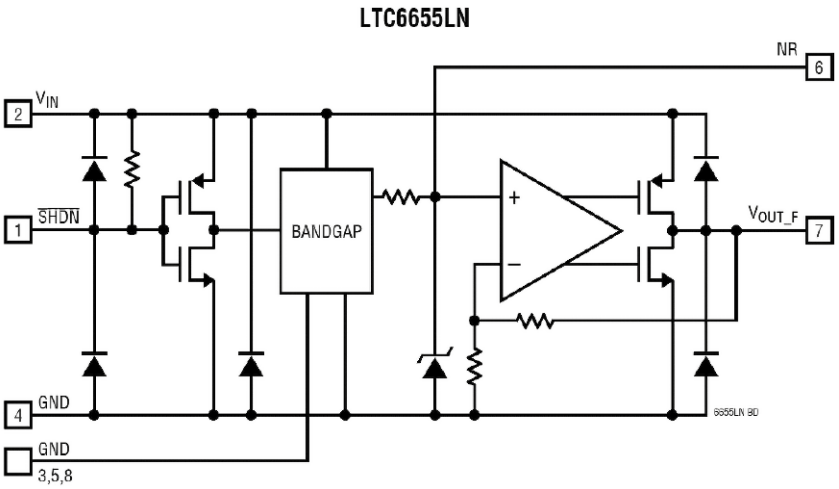
Rysunek 3. Schemat wewnętrzny źródła napięcia odniesienia typu LT1461 z wejściem zezwalającym (https://t.ly/F-DWI)



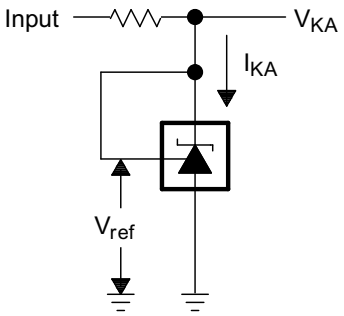
Rysunek 5. Źródło napięcia odniesienia typu LTC6655 z dodatkowym pinem VOUT_S przeznaczonym do pomiaru rzeczywistego napięcia w docelowym punkcie układu analogowego – jest to zarazem wejście odwracające wzmacniacza błędu (https://t.ly/tawye)

Układy te w większości przypadków (poza wyspecjalizowanymi modelami, które zwykle są też dość kosztowne) nie wymagają zbyt dużej liczby elementów zewnętrznych: najczęściej wystarczy para kondensatorów odsprzęgających, po jednym na wejściu oraz na wyjściu układu (**rysunek 2**). Minimalna jest także liczba używanych wyprowadzeń: w wielu przypadkach wyprowadzone są tylko trzy piny (wejście, masa i wyjście), a dodatkowe linie mogą służyć np. do wyłączania układu w celu redukcji poboru prądu (**rysunki 3** i **4**). Bardziej zaawansowane modele mogą mieć dodatkowo wejście sense, którego celem jest bardzo precyzyjny pomiar rzeczywistego napięcia wyjściowego (podobnie, jak w przypadku lepszych zasilaczy laboratoryjnych) – patrz **rysunek 5**. Czasem można spotkać się z jeszcze innymi liniami: przykładowo w przypadku układu LTC6655LN dostępny jest pin NR (ang. Noise Reduction), do którego należy podłączyć kondensator filtrujący napięcie pochodzące z wbudowanego wzorca napięcia i podawane – poprzez szeregowy rezystor – na wejście nieodwracające wzmacniacza błędu (**rysunek 6**).

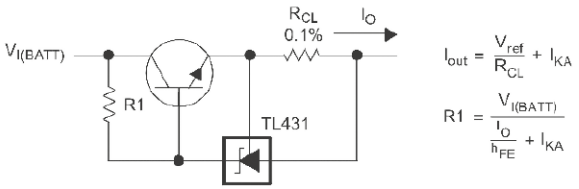
eprasa.pl 35a611158d



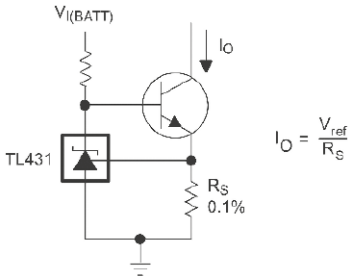
Rysunek 6. Źródło napięcia odniesienia typu LTC6655LN w dodatkowym pinem NR przeznaczonym do włączenia kondensatora odsprzęgającego pomiędzy wyjście wzorca typu bandgap, a wejście nieodwracające wzmacniacza błędu (https://t.ly/tawye)



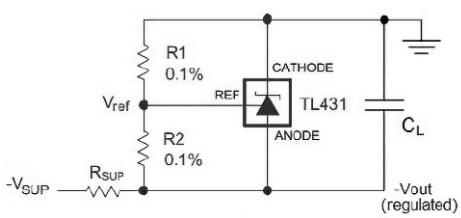
Rysunek 7. Źródło napięcia odniesienia typu shunt na przykładzie „regulowanej diody Zenera", czyli nieśmiertelnego TL431 (https://t.ly/oR6cc)



Rysunek 8. Układ TL431 w roli precyzyjnego ogranicznika prądowego (https://t.ly/oR6cc)



Rysunek 9. Układ TL431 w roli precyzyjnego źródła prądowego typu sink (https://t.ly/oR6cc)



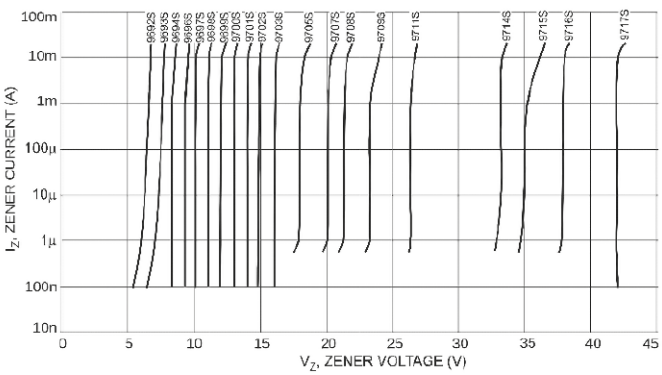
Rysunek 10. Układ TL431 w roli źródła ujemnego napięcia odniesienia (https://t.ly/iSrR6)

Źródła typu shunt działają w sposób zbliżony do precyzyjnej diody Zenera: utrzymują stałe napięcie, odprowadzając nadmiar prądu z rezystora ograniczającego (RS) do masy układu (**rysunek 7**). Są bardzo elastyczne pod względem topologii, mogą bowiem pracować w różnych konfiguracjach układowych. Za ich pomocą można z łatwością budować referencje dodatnie, ujemne i „pływające", ale trzeba pamiętać, że całkowity prąd zasilający musi zawsze pokrywać zarówno minimalny prąd pracy samego źródła, jak i maksymalny prąd pobierany przez obciążenie. Elastyczność aplikacyjna wynika z prostego faktu: najprostszy przykład użycia źródła typu shunt – np. nieśmiertelnego TL431 – sprowadza ów układ do postaci dwójnika, który nie ma zdefiniowanej ani masy, ani źródła zasilania (w odróżnieniu od szeregowych źródeł napięcia odniesienia, które – podobnie jak stabilizatory – mają ściśle określoną topologię układową). Kilka przykładowych realizacji pokazano na **rysunkach 8...10**.

Wadą źródeł równoległych jest jednak dość mała wydajność prądowa tego typu rozwiązań, a nade wszystko – znaczący pobór mocy w typowych warunkach pracy. Trzeba bowiem pamiętać, że im z większym obciążeniem ma sobie poradzić źródło, tym mniejsza powinna być wartość rezystora ograniczającego. Z drugiej strony, przy braku obciążenia niewielka rezystancja RS wymusi spore straty mocy – dość powiedzieć, że właśnie z takich aplikacji wzięła się potrzeba produkcji diod Zenera o mocach rzędu kilku watów i więcej.

Za funkcjonalnym podziałem na źródła szeregowe i równoległe kryje się drugi, ważniejszy z punktu widzenia parametrów użytkowych, podział na architektury – można tu wyróżnić: proste referencje diodowe, źródła typu bandgap i buried Zener oraz nowsze rozwiązania pokrewne, w tym układy typu XFET czy tzw. floating-gate analog. W praktyce to właśnie ten podział w dużej mierze decyduje o osiągach w zakresie dryfu, szumów własnych, prądu zasilania, napięcia pracy oraz – rzecz jasna – o cenie komponentu.

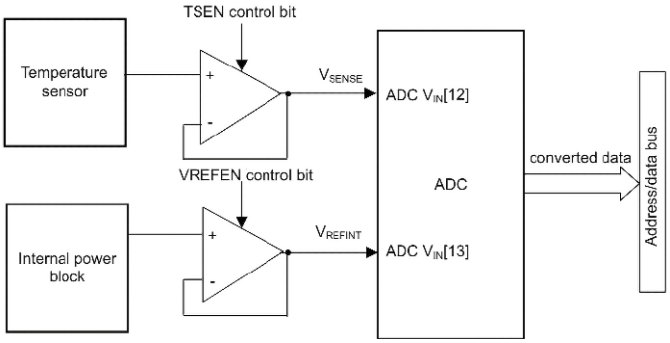
Najprostsze i historycznie najbardziej popularne są źródła diodowe, w tym diody Zenera. Klasyczna dioda krzemowa włączona w kierunku przewodzenia ma stosunkowo dobrze określoną zależność napięcia (VF) od prądu (IF), ale charakterystyka ta silnie zależy od temperatury złącza p-n, co jest powszechnie wykorzystywane w budowie prostych czujników temperatury. Każda dioda Zenera pracująca w kierunku zaporowym daje napięcie znacznie stabilniejsze (a więc bardziej użyteczne jako punkt odniesienia – patrz **rysunek 11**), jednak ma swój własny współczynnik temperaturowy, a ponadto bywa źródłem znacznych szumów. Już



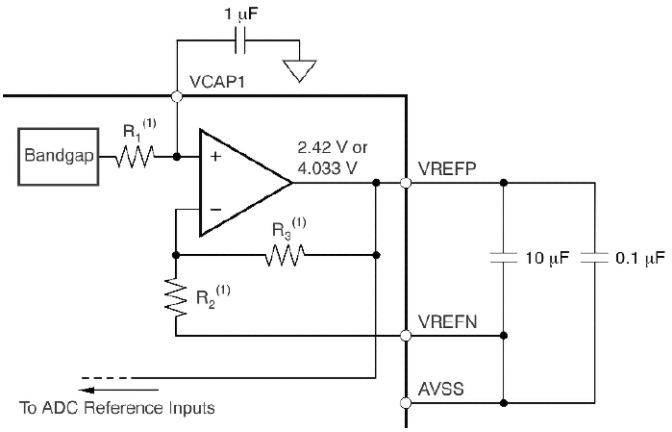
Rysunek 11. Rodzina charakterystyk diod Zenera z serii DDZ9689S... DDZ9717S – na wykresach pokazano krzywe I(U) w kierunku zaporowym, w rejonie przebicia. Uwagę zwraca stosunkowo niewielka zmiana napięcia zaporowego przy zmianach wartości prądu nawet o 5 rzędów wielkości (https://t.ly/6l3jz)

eprasa.pl 35a611158d

w starszych konstrukcjach stosowano kombinację dwóch zjawisk o przeciwnych współczynnikach temperaturowych, aby uzyskać częściową kompensację termiczną na zasadzie wzajemnego znoszenia się dryfów termicznych. Tak powstały skompensowane diody odniesienia, ale ich użyteczność ograniczały z kolei: dość wysokie napięcie zasilania wymagane do poprawnej pracy, konieczność ostrożnego doboru prądu polaryzacji i raczej przeciętna elastyczność aplikacyjna. Dzisiaj dyskretne „Zenery" stosuje się nadal tam, gdzie liczy się prostota i ekstremalnie niski koszt, lecz w systemach precyzyjnych prawie zawsze ustępują one nowocześniejszym rozwiązaniom scalonym.



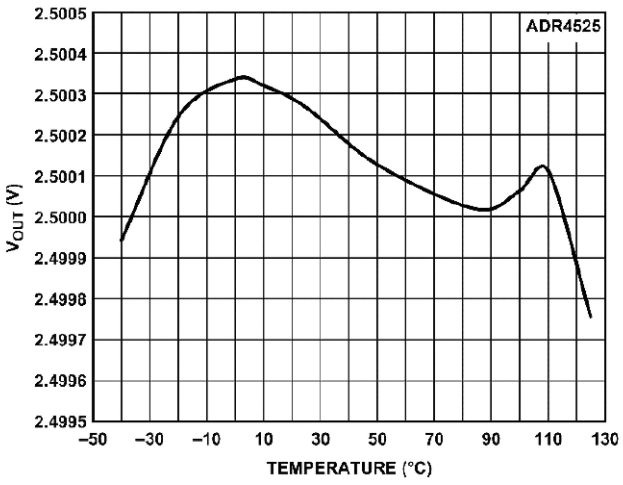
Rysunek 12. Wewnętrzne źródło napięcia odniesienia typu bandgap, obecne w strukturze mikrokontrolera z rodziny STM32G0 – tutaj oznaczone bardzo nieintuicyjnie jako Internal power block (źródło: RM0444)



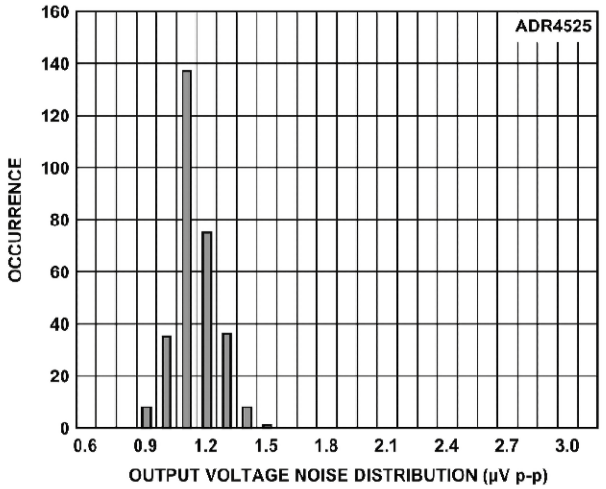
Rysunek 13.Wewnętrzne źródło napięcia odniesienia wraz z buforem – część scalonego front-endu EKG typu ADS1191/2 marki Texas Instruments (https://t.ly/xmah1)

Prawdziwym przełomem w elektronice analogowej było wprowadzenie źródeł typu bandgap. Ich idea wynika z faktu, że napięcie złącza baza-emiter tranzystora bipolarnego ma ujemny współczynnik temperaturowy (tak samo, jak zwykła dioda krzemowa), natomiast odpowiednio wygenerowane napięcie proporcjonalne do temperatury bezwzględnej (określane mianem PTAT – ang. Proportional To Absolute Temperature), ma współczynnik dodatni. Sumując oba składniki w odpowiedniej proporcji, można otrzymać napięcie wyjściowe o minimalnym dryfie temperaturowym, zbliżone do napięcia przerwy energetycznej krzemu (około 1,2 V). Z układowego punktu widzenia idea źródła typu bandgap jest bardzo atrakcyjna: z uwagi na prostotę konstrukcyjną dobrze nadaje się do integracji w większych układach analogowych, działa przy niskim napięciu, może pracować przy znikomym prądzie zasilania, a w dodatku umożliwia uniknięcie stosowania zaszumionych struktur Zenera. Z tego względu stanowi ono serce znakomitej większości współczesnych, scalonych źródeł napięcia odniesienia, zarówno szeregowych, jak i równoległych. Wzorce bandgap można znaleźć w niezliczonych układach scalonych – chociażby w mikrokontrolerach (**rysunek 12**), przetwornikach ADC i DAC z wewnętrzną referencją, w precyzyjnych front-endach analogowych (AFE – przykład na **rysunku 13**) i setkach innych układów, które wymagają stabilnego wzorca. Źródła typu bandgap dobrze wpasowują się bowiem we współczesne trendy widoczne w układach analogowych oraz mieszanych (mixed-signal): bez problemu generują napięcia nawet znacznie poniżej 5 V, pobierają niski prąd spoczynkowy i wykazują dryf temperaturowy rzędu 20 ppm/°C (lub mniejszy).

Warto w tym momencie zatrzymać się na chwilę przy ostatnim z wymienionych parametrów, czyli dryfie temperaturowym. Bandgap jest rozwiązaniem bardzo uniwersalnym, ale nie należy z góry zakładać, że każde źródło tego typu będzie miało zbliżone osiągi w zakresie stabilności. Współczesne układy z zaawansowaną kompensacją charakterystyki temperaturowej osiągają parametry jeszcze niedawno kojarzone tylko z nieporównanie lepszymi źródłami typu buried Zener. Godnym reprezentantem wysokiej klasy bandgapów jest rodzina ADR45xx firmy Analog Devices (**rysunki 14** i **15**) – w przypadku najlepszego z należących do niej układów producent podaje maksymalny współczynnik temperaturowy 0,8 ppm/°C, błąd początkowy do ±0,02% oraz szum w paśmie 0,1...10 Hz rzędu 1 µV pk-pk (w przypadku wariantu o napięciu nominalnym 2,048 V). Jest to jeden z ciekawszych przykładów pokazujących, jak daleko dopracowano nowoczesne źródła niskonapięciowe, a zarazem energooszczędne – maksymalny pobór prądu nieobciążonego źródła z serii ADR45xx to jedynie 950 µA.

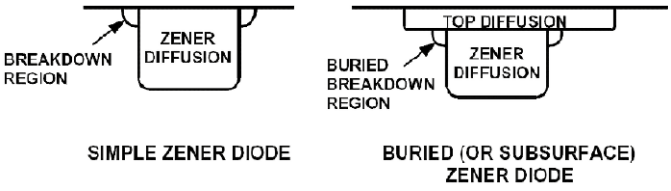


Rysunek 14. Stabilność termiczna napięcia wyjściowego w funkcji temperatury w pełnym zakresie pracy układu ADR4525 (https://t.ly/EUvyA)



Rysunek 15. Histogram obrazujący rozkład statystyczny poziomu szumu międzyszczytowego w paśmie od 0,1 do 10 Hz – dane dla układu ADR4525 (https://t.ly/EUvyA)

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 16. Porównanie przekroju zwykłej struktury powierzchniowej diody Zenera oraz struktury typu buried Zener (https://t.ly/fpr3f)

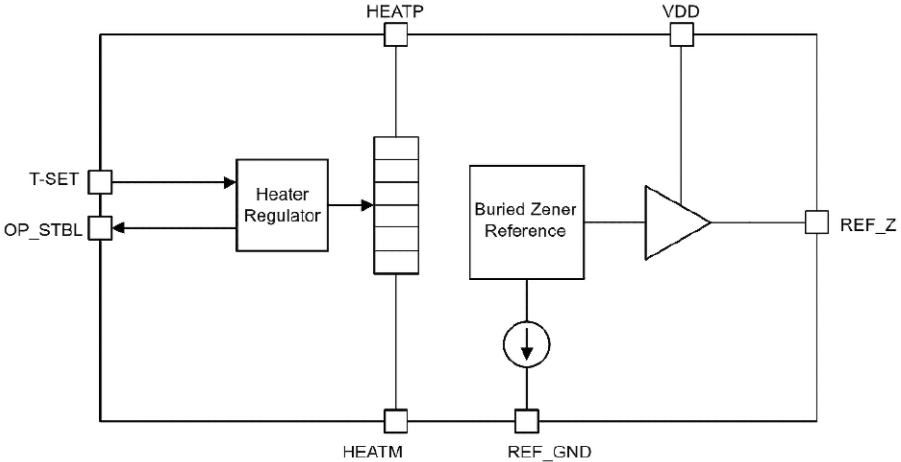


Fotografia 1. Precyzyjne źródło napięcia odniesienia – układ LT1021 w obudowie metalowej (https://t.ly/gZ5PX)

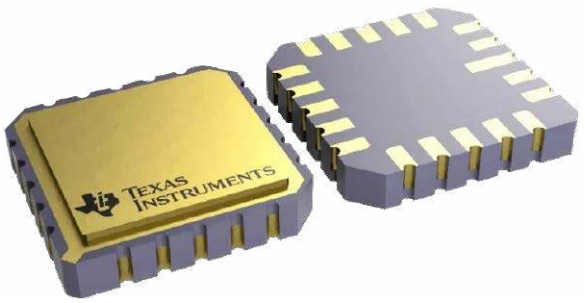
Alternatywą dla bandgapu w układach najwyższej klasy pozostaje wspomniana wyżej konstrukcja nazywana buried Zener, czyli złącze lawinowe uformowane w strukturze półprzewodnikowej tak, aby ograniczyć wpływ zjawisk powierzchniowych (**rysunek 16**). Tego typu źródło pracuje zwykle przy wyższych napięciach wewnętrznych i większym prądzie, ale odwdzięcza się bardzo dobrymi parametrami szumowymi, znakomitą stabilnością długoczasową i niskim dryfem termicznym. W praktyce właśnie dlatego precyzyjne multimetry, kalibratory, laboratoryjne wzorce i zaawansowane systemy akwizycji danych tak długo opierały się właśnie na buried Zenerach.

Dobrą ilustracją tej klasy jest układ LT1021 (**fotografia 1**). Choć jest to konstrukcja od dawna obecna na rynku, nadal pozostaje czytelnym punktem odniesienia dla rozważań aplikacyjnych. Producent deklaruje maksymalny dryf 5 ppm/°C, szum poniżej 1 ppm pk-pk w paśmie 0,1...10 Hz oraz tłumienie tętnień napięcia zasilającego przekraczające 100 dB. Takie parametry mają jednak swoją cenę: struktura buried Zener potrzebuje zwykle większego napięcia zasilania i pobiera wyższy prąd spoczynkowy niż prosty bandgap. W nowoczesnym sprzęcie zasilanym napięciem 3,3 V będą to w większości przypadków ograniczenia nie do zaakceptowania.

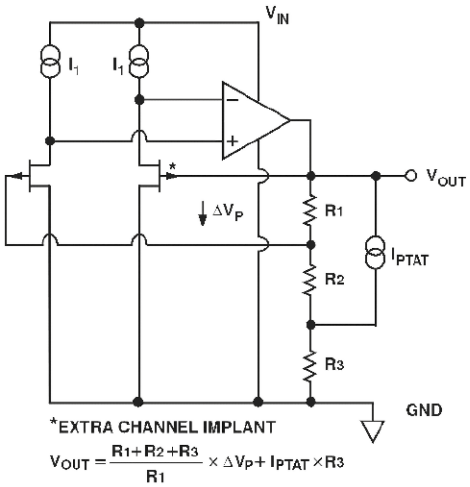
Nowsze układy zostawiają poprzednie generacje źródeł napięcia odniesienia daleko w tyle pod względem zarówno parametrów dokładności i stabilności, jak i poziomu szumów własnych. Stosunkowo niedawno, bo zaledwie półtora roku przed momentem pisania niniejszego artykułu, na rynek weszły źródła z rodziny REF80 (**rysunek 17**) – najnowszej generacji układy oparte na technologii buried Zener, które oferują aż 100-krotnie mniejszy dryf termiczny (0,05 ppm/°C), stabilność długoczasową na poziomie 0,3 ppm (w przedziale 1000...5000 h pracy), zaś szum w paśmie 0,1...10 Hz to zaledwie



Rysunek 17. Schemat blokowy układu z serii REF80 (https://t.ly/QKLUW)



Fotografia 2. Ultraprecyzyjne źródła odniesienia REF80 marki Texas Instruments (https://t.ly/cPkmi)

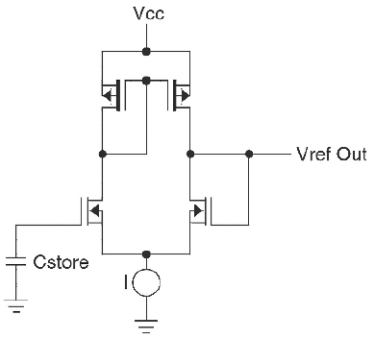


Rysunek 18. Struktura źródła napięcia odniesienia w technologii XFET (https://t.ly/DtrBB)

0,12 ppm pk-pk. Jak udało się to osiągnąć? Producent zastosował tutaj technikę znaną z wysoce stabilnych oscylatorów kwarcowych stabilizowanych termicznie (OCXO), wbudowując w strukturę układu... miniaturową grzałkę. Takie rozwiązanie oczywiście drastycznie zwiększa pobór mocy (w fazie rozgrzewania układ pobiera typowo 335 mA), a sam tor analogowy, podobnie jak zresztą obwód grzałki, wymaga zasilania napięciem przynajmniej 10 V. Chyba jednak nikt nie będzie miał mu tego za złe, zważywszy na to, co jest on w stanie zaoferować projektantom najwyższej klasy urządzeń pomiarowych czy kalibratorów. Cena? Za jedno takie technologiczne cacko (**fotografia 2**) trzeba w chwili pisania niniejszego artykułu zapłacić nieco ponad 360 złotych. O ile oczywiście potrzebujemy od razu partię 250 egzemplarzy.

Pomiędzy dwoma opisanymi wyżej, głównymi technologiami pojawiły się architektury pośrednie i pochodne. Dokumentacja Analog Devices opisuje między innymi referencje XFET (ang. eXtra implanted FET), oparte na właściwościach tranzystorów JFET – **rysunek 18** – i zaprojektowane tak, by połączyć część zalet struktur typu bandgap oraz buried Zener: relatywnie niskie napięcie pracy, niewielki pobór prądu, mały dryf i mniejszy szum niż w typowych, prostych bandgapach. Przykład? Proszę bardzo – układ ADR290 (dziś już wycofany z oferty) mógł być zasilany napięciem rzędu 2,7 V, generując przy tym stabilne napięcie wyjściowe równe 2,048 V o współczynniku termicznym 8 ppm/°C i pobierając zaledwie 12 µA prądu zasilania. Dokładność początkowa wynosiła natomiast ±2 mV, czyli około 0,1% – owszem, można lepiej, ale w wielu przypadkach ważniejsza jest stabilność odniesienia, niż bezwzględna dokładność „prosto z fabryki”.

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 19. Podstawowa struktura źródła napięcia odniesienia w technologii FGA (https://t.ly/nNH7x)

Firma Intersil opracowała kiedyś bardzo interesującą technologię o nazwie floating-gate analog (FGA), kładąc nacisk na bardzo niski pobór prądu, bardzo mały dryf i dobrą dokładność początkową. W opisach literaturowych pojawiają się zresztą konkretne liczby: dryf temperaturowy 1 ppm/°C, dokładność początkowa 0,01% i pobór prądu poniżej 1 µA. Sama technika realizacji tego rodzaju układów jest niezwykle ciekawa, gdyż całkowicie porzuca podejście polegające na oparciu wzorca na specyficznych parametrach elektrycznych półprzewodnika. Tutaj źródłem wartości referencyjnej nie jest bowiem sama przerwa energetyczna czy napięcie przebicia, ale... ładunek „zapamiętany" w specjalnej, odizolowanej od reszty układu komórce analogowej pamięci (**rysunek 19**). Wynika z tego bardzo istotny fakt: skoro ładunek wstrzykiwany do tego specyficznego kondensatora jest programowany na etapie produkcji, to można go... dostosowywać w szerokim zakresie! Za buforowanie tego delikatnego potencjału odpowiada zintegrowany wzmacniacz oparty na tranzystorach FET, zaś wspomniane już programowanie umożliwia specjalny klucz półprzewodnikowy. Takie rozwiązanie słusznie kojarzy się z pamięcią EEPROM, zresztą literatura bezpośrednio używa właśnie takiej nazwy do opisu omawianej technologii. W źródłach można znaleźć informacje, że trwałość układów typu floating-gate analog (tzn. czas przechowywania ładunku bez żadnej mierzalnej jego utraty) wynosi minimum 10 lat. Jako przykład obecnej na rynku rodziny źródeł opartych na technologii FGA może posłużyć seria ISL21080 marki Renesas. Choć podstawowe parametry tych układów są raczej dość przeciętne (dryf 50 ppm/°C, dokładność bazowa rzędu 0,2%, szumy 40 µV pk-pk), to unikalną cechą jest niezwykle niski pobór prądu, który typowo wynosi 310 nA (!). Takie rozwiązanie nie nadaje się zatem do poważniejszych przyrządów pomiarowych, ale w układach ekstremalnie energooszczędnych (np. bateryjnych sensorach IoT) może się okazać niezastąpione.

Jak widać, wprowadzenie nowych rodzajów źródeł napięcia odniesienia nie oznacza automatycznie, że każdy taki układ zastąpi klasyczne, nieco leciwe już źródło buried Zener (czy lepszej klasy źródło typu bandgap) w aparaturze o najwyższych wymogach metrologicznych. Warto jednak pamiętać, że prosta, wręcz stereotypowa klasyfikacja typu: bandgap = „tanio, przeciętnie", buried Zener = „perfekcyjnie, ale drogo" jest dziś zdecydowanie zbyt daleko idącym uproszczeniem.

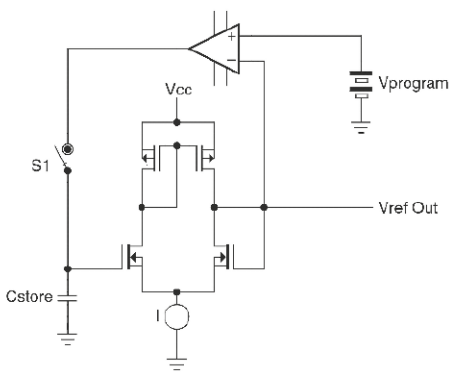
Parametry pod lupą

Po wyborze architektury zaczyna się zasadnicza część pracy konstruktora: interpretacja parametrów katalogowych. Pierwszym z nich jest dokładność bazowa czy też początkowa, określana w notach katalogowych jako initial accuracy. Jest to nic innego, jak tylko błąd napięcia wyjściowego mierzony zwykle po ustaleniu temperatury do wartości pokojowej i to bez dodatkowej kalibracji napięcia (która jest możliwa w przypadku niektórych źródeł za sprawą końcówki TRIM).

Często właśnie ten parametr przyciąga uwagę najbardziej, bo łatwo go zinterpretować: ±0,1%, ±0,05%, ±0,02%, ±0,005%... każdy jest w stanie dość szybko odnieść się do swojej intuicji, porównując te liczby chociażby z tolerancją rezystorów. Wiadomo wszak, że dawniej za rezystory precyzyjne uważano te, które miały przynajmniej 1-procentową tolerancję, zaś w dobie powszechnej dostępności elementów SMD o takim rozrzucie rezystancji (i dostępnych w cenach na poziomie ułamka grosza) jako „precyzyjne" należy raczej uznawać komponenty o tolerancji 0,1% lub lepszej. Warto jednak pamiętać, że w wielu systemach sam błąd początkowy jest najmniej groźnym składnikiem całego obrazu sprawy. Jeżeli tylko urządzenie jest wyposażone w procedurę kalibracji (chociażby jednopunktowej) podczas produkcji lub uruchomienia, to błąd początkowy można dziecinnie łatwo i bardzo skutecznie skompensować. Nie da się natomiast równie łatwo usunąć szumu, dryfu temperaturowego, histerezy cieplnej czy podatności na wahania napięcia zasilającego. Mało tego – słowo „accuracy" w odniesieniu do wzorców napięcia bywa mylące, bo może znaczyć różne rzeczy w różnych kontekstach. Należy w tym miejscu przypomnieć starą prawdę, którą każdy z nas słyszał na zajęciach z fizyki (czy to w szkole, czy na studiach): dokładność to nie to samo, co precyzja. Dla jasności: precyzja to miara rozrzutu (czy też powtarzalności), zaś dokładność to miara zgodności rzeczywistych wartości z ideałem. Dlatego parametr dokładności bazowej należy traktować jako jeden z elementów budżetu metrologicznego, a nie jego synonim.

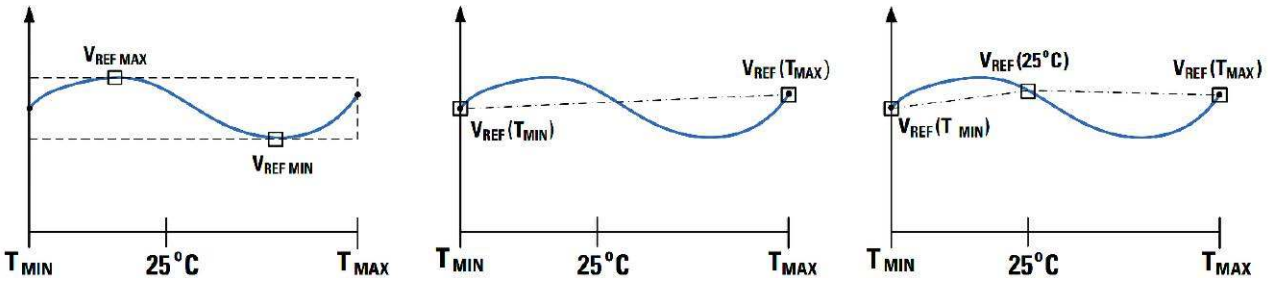
W praktyce dokładność bazowa ma największe znaczenie tam, gdzie nie planuje się kalibracji albo gdzie urządzenie ma od razu po włączeniu spełnić określone wymogi dotyczące absolutnego błędu. Dotyczy to choćby prostszych multimetrów ręcznych, przetworników 4...20 mA kalibrowanych fabrycznie, źródeł programowalnych czy systemów rozproszonych, w których koszt kalibracji każdego węzła byłby zbyt duży i bardziej opłaca się zastosować odniesienie o nieco lepszej dokładności. Jeżeli jednak urządzenie ma wewnętrzny wzorzec programowy, tablicę korekcyjną lub może przechodzić okresową kalibrację serwisową, znacznie ważniejsze okazują się powtarzalność (precyzja), dryfy oraz parametry szumowe (określane w odniesieniu do przedziałów widma częstotliwości).

Drugim parametrem, zwykle ważniejszym, jest zatem dryf temperaturowy (ang. temperature coefficient, TC). W kartach katalogowych jest on najczęściej wyrażany w jednostce, która już wielokrotnie przewinęła się w tym artykule, czyli w ppm/°C albo (rzadziej) w mierze bezwzględnej, np. w µV/°C czy mV/°C. Na pierwszy rzut oka ppm/°C wydaje się wartością oczywistą, ale diabeł tkwi w metodzie pomiaru. Producenci stosują różne sposoby wyznaczania TC: metodę pudełkową („box"), metodę nachylenia odcinka i inne (patrz **rysunek 21**). Dwa układy opisane tym samym parametrem „10 ppm/°C" nie muszą więc zachowywać się identycznie. W praktyce najbezpieczniej patrzeć nie tylko na jedną liczbę, lecz także na wykres VOUT=f(T) oraz noty wyjaśniające metodologię



Rysunek 20. Źródło napięcia odniesienia typu FGA wraz z obwodami programującymi (schemat jest uproszczony dla lepszej czytelności) – https://t.ly/nNH7x

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 21. Trzy różne metody wyznaczania wartości współczynnika termicznego: po lewej – metoda „pudełkowa" (określenie TC przez maksymalne odchyłki VREF względem wartości nominalnej w pełnym zakresie temperatur pracy) – metoda najbardziej miarodajna pod względem warunków brzegowych, ale trzeba brać pod uwagę przebieg krzywej i rzeczywiste zmiany TC w funkcji temperatury; w środku – metoda punktów końcowych (określenie TC przez obliczenie nachylenia prostej łączącej punkty krańcowe charakterystyki termicznej – metoda obarczona ryzykiem niedoszacowania wahań VREF w przypadku krzywych o dużej dynamice zmian w funkcji temperatury; po prawej – metoda podwójnych punktów końcowych (dwie wartości TC są obliczane jako nachylenie prostych łączących punkty skrajne zakresu temperatur pracy z punktem odpowiadającym temperaturze typowej, zwykle 25°C) – metoda nieco bezpieczniejsza niż dwupunktowa metoda punktów końcowych, ale również może prowadzić do niedoszacowania odchyłek (https://t.ly/eSdvf)

pomiaru. Jeżeli przetwornik pracuje w zakresie 0...50°C, średni dryf określony dla pełnego zakresu roboczego –40...125°C może znacznie zafałszowywać to, co naprawdę zdarzy się w warunkach eksploatacji.

Warto też przeliczać ppm/°C na wartość bezwzględną. Dla VREF=2,5 V dryf 2 ppm/°C oznacza zmianę o 5 µV/°C. Przy 50°C różnicy temperatury daje to 250 µV, czyli 0,01%, oczywiście tylko przy założeniu, że charakterystyka termiczna przebiega w przybliżeniu liniowo, przynajmniej w rozpatrywanym zakresie temperatur pracy. Tak czy inaczej, w systemie 16-bitowym o pełnej skali 2,5 V jeden LSB to około 38 µV, więc sam dryf może w najgorszym wypadku odpowiadać nawet kilku LSB. Im wyższa rozdzielczość i im dłuższy czas pracy bez rekalibracji, tym stabilniejsze temperaturowo źródło jest potrzebne. Nieprzypadkowo w literaturze wiąże się czasem układy typu buried Zener z systemami 14-, 16- czy 24-bitowymi, a prostsze bandgapy raczej z niższymi rozdzielczościami (10...12 bitów). Dziś granice te zatarły się znacznie bardziej niż kiedyś, ale sama logika obliczeń i procesu decyzyjnego pozostaje słuszna.

Trzecim parametrem, często niedoszacowanym, jest szum. Wzorzec jest przecież źródłem napięcia dla toru pomiarowego, więc każdy jego szum bezpośrednio lub pośrednio moduluje wynik przetwornika ADC albo napięcie wyjściowe konwertera DAC. W dokumentacjach spotyka się zwykle dwie miary: szum niskoczęstotliwościowy w paśmie od 0,1 Hz do 10 Hz, podawany najczęściej jako µVpp (czyli jako wartość międzyszczytową, oznaczaną też µV pk-pk) oraz gęstość widmową, zwykle w nV/√Hz, na przykład przy 1 kHz. Obie wielkości opisują inne zjawiska. Wartość µVpp w wąskim, niskim paśmie dobrze pokazuje udział szumu różnowego, czyli 1/f; parametr nV/√Hz mówi raczej o szerokopasmowym szumie białym w dalszych częściach widma i pozwala obliczyć przybliżony szum w określonym przedziale pasma użytecznego. Dla wolnych, wysokorozdzielczych przetworników delta-sigma, stosowanych np. do digitalizacji wyników pomiaru mostka tensometrycznego, najistotniejszy bywa pierwszy parametr, dla szybszych SAR-ów i układów z multiplekserami – drugi. Warto też pamiętać, że nierzadko w notach katalogowych można także spotkać pierwszy parametr zapisywany jako µVrms, którego wartość z natury rzeczy będzie niższa (a więc także – pozornie – bardziej atrakcyjna) niż wartość międzyszczytowa – różnica jest dobrze widoczna w dokumentacjach przetworników ADC, w których często można znaleźć obszerne tabele zawierające obydwa parametry (międzyszczytowy i skuteczny), zwykle wraz z ekwiwalentnymi miarami, np. w postaci efektywnej liczby bitów, in. ENOB (które podczas szybkich obliczeń inżynierskich często okazują się bardziej przydatne). Mało tego – niektórzy producenci scalonych źródeł napięcia odniesienia podają trzy wartości: µVpp w paśmie 0,1...10 Hz, µVrms w przedziale 10...1000 Hz oraz nV/√Hz dla zakresu pasma od 1 kHz w górę. Trzeba zatem uważnie studiować dokumentacje i zwracać uwagę na warunki, w których producent uzyskał deklarowane w notach katalogowych wartości.

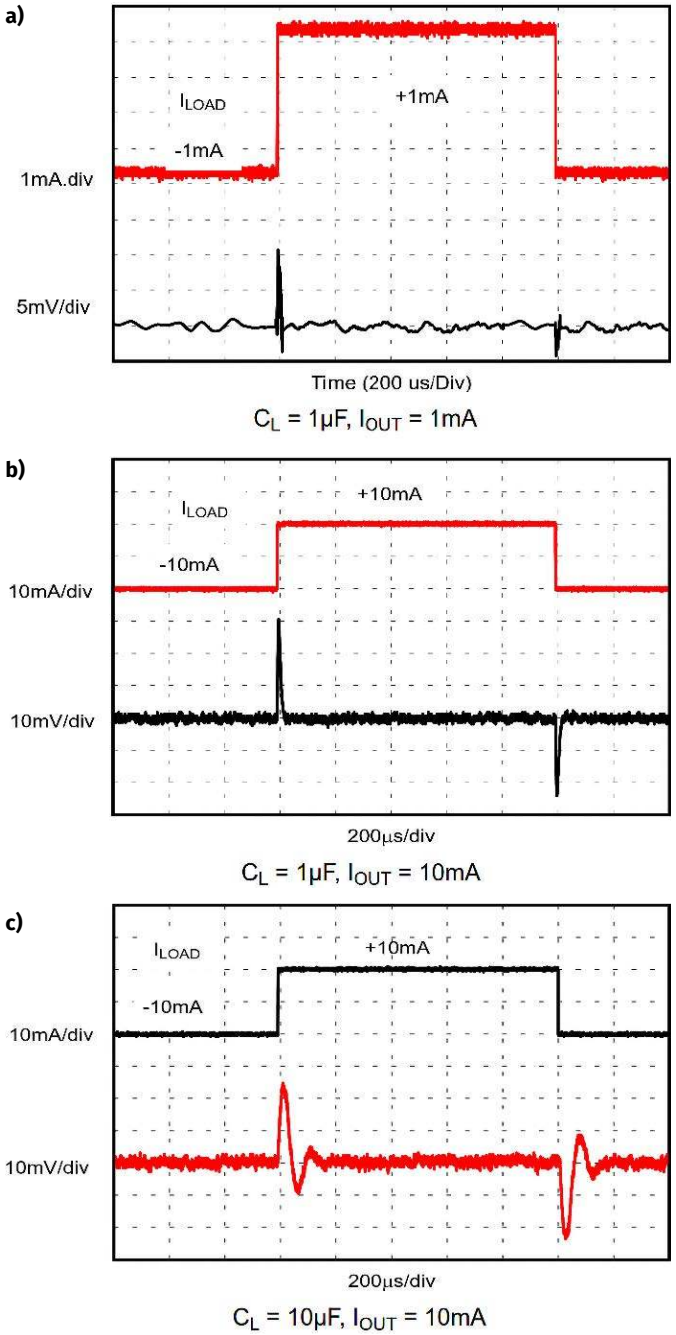


Tu znów warto uważać na interpretację. Napięcie 1 µVpp dla referencji 2,048 V wygląda znakomicie i rzeczywiście takie liczby oferują dziś najlepsze układy, na przykład ADR45xx w przypadku wariantu 2,048 V. Z kolei w dokumentacji REF50xx-EP firmy TI można znaleźć zapis 3 µVpp/V, co w przypadku wersji 2,5 V przekłada się już na 7,5 µVpp – zamiast różnicy trzykrotnej mamy więc wynik gorszy prawie 8 razy!

Szum referencji trzeba też zawsze odnosić do pasma użytecznego systemu. Jeżeli przetwornik ADC próbkuje szybko, ale dane są później silnie filtrowane i uśredniane cyfrowo, to część szerokopasmowego szumu zostanie skutecznie odrzucona. Nie zniknie jednak niskoczęstotliwościowy szum 1/f i dryf, bo to one zmieniają tło pomiaru w czasie sekund i minut. Stąd spotykana praktyka stosowania specjalnego pinu do wewnętrznego odsprzęgania źródła, do którego dołącza się kondensator obniżający szerokopasmowy szum. Ten sam pin bywa zresztą stosowany także do strojenia (kalibracji), co jest uwidocznione stosowną nazwą takiego wyprowadzenia (np. TRIM/NR). Trzeba jednak pamiętać, że większa pojemność oznacza zwykle także dłuższy rozruch układu.

Kolejnym ważnym parametrem jest stabilność długoczasowa, w anglojęzycznych źródłach określana mianem long-term stability. To jeden z trudniejszych do określenia parametrów, bo użytkownik często spotyka tylko wartość typową np. po 1000 godzinach pracy. Sama definicja nie jest jednolita między producentami,

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 22. Odpowiedzi źródła typu REF50 na skokową zmianę prądu obciążenia rzędu 1 mA (a) lub 10 mA (b, c), przy pojemności wyjściowej równej 1 µF (a, b) i 10 µF (c). Wyraźnie widoczne pogorszenie odpowiedzi związane z zastosowaniem większej pojemności – zafalowania trwają znacznie dłużej i przyjmują dwufazowy kształt (https://t.ly/Fqlul)

a procesy starzeniowe zależą od technologii, temperatury, naprężeń mechanicznych i historii elementu. Mimo to ów parametr jest krytyczny w aparaturze pracującej miesiącami lub latami bez wzorcowania. Z punktu widzenia konstruktora ważne jest to, że stabilność długoczasowa bywa silnie skorelowana z technologią bazową (np. bandgap, buried Zener, floating-gate analog, etc.), a nawet z rodzajem obudowy układu scalonego. W aparaturze laboratoryjnej nie bez powodu długo utrzymywały się (i wciąż są stosowane) metalowe obudowy hermetyczne.

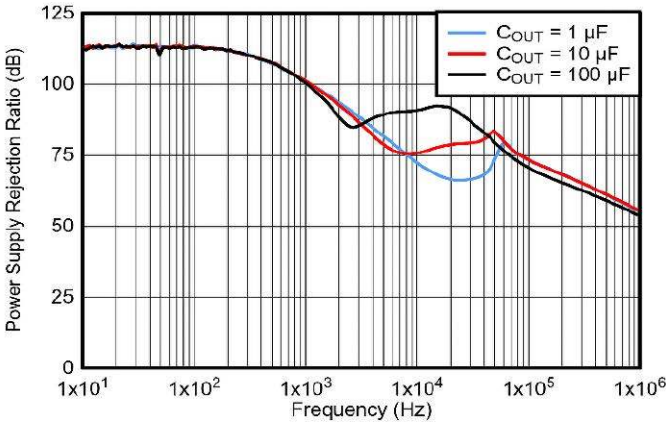
Z tym zagadnieniem wiąże się zresztą kolejne zagadnienie: histereza cieplna. Nie jest to zwykły dryf, lecz zmiana napięcia po cyklu nagrzewania i chłodzenia. Innymi słowy: dwa pomiary wykonane przy tej samej temperaturze mogą dać różny wynik w zależności od tego, jaką drogą termiczną układ do tej temperatury doszedł. Źródłem tego efektu są naprężenia w strukturze układu i obudowie, rozszerzalność cieplna materiałów oraz relaksacja mechaniczna po zalaniu i montażu. W praktyce parametr ten szczególnie daje o sobie znać w systemach precyzyjnych montowanych na dużych płytach PCB, narażonych na cykle dobowe lub procesy lutowania naprawczego.

Nie można też pominąć wydajności prądowej i sposobu obciążania wyjścia źródła napięcia odniesienia. Wielu konstruktorów czyta kartę katalogową tak, jakby referencja miała zasilać wyłącznie wysokoimpedancyjne wejścia JFET. Tymczasem nowoczesne przetworniki SAR potrafią pobierać ze wzorca krótkie impulsy prądu związane z ładowaniem wewnętrznych pojemności. Bez lokalnego bufora i dobrze dobranych pojemności odsprzęgających „szarpanie" prądu przez wejście VREFIN konwertera prowadzi do wzrostu błędu przetwarzania, pomimo że stabilność źródła w warunkach (niewielkiego) obciążenia statycznego wciąż jest fantastyczna. Sama informacja, że wyjście danego układu może dostarczyć np. 10 mA prądu nie oznacza jeszcze, że układ poradzi sobie z gwałtownymi pikami prądu o stromym narastaniu, pobieranymi przez „uwieszony" na nim przetwornik lub inny układ analogowy. Odpowiedź skokową źródła można zobaczyć w nocie katalogowej i wygląda ona przeważnie tak, jak na **rysunku 22**. Trzeba patrzeć także na stabilność powiązaną z zastosowaniem pojemności wyjściowej, odpowiedź skokową i zalecane sposoby połączenia z ADC (np. z dodatkowym buforowaniem lub bez).

W tym miejscu pojawia się też parametr nazywany load regulation. Określa on zmianę napięcia wyjściowego w funkcji prądu obciążenia, zwykle w µV/mA lub ppm/mA. Dla źródła napięcia odniesienia ma ona większe znaczenie, niż mogłoby się wydawać, ponieważ obciążenie wejścia referencyjnego przetwornika nie zawsze jest stałe. Jeżeli do jednego źródła podłączono kilka odbiorników, na przykład przetworniki ADC, DAC i komparator, to ich chwilowe pobory prądu mogą się sumować i modulować wartość napięcia odniesienia. Dlatego w systemach wielokanałowych często stosuje się skrupulatnie dobrany bufor lub wręcz osobne źródła dla poszczególnych bloków funkcjonalnych. Warto zapamiętać, że źródło napięcia odniesienia nie może być traktowane jak studnia bez dna, choć pozorne podobieństwo źródeł szeregowych do poczciwych stabilizatorów liniowych o 10...100-krotnie większej wydajności prądowej mogłoby to sugerować.

W niektórych aplikacjach równie ważna jest wartość określana line regulation, której zdecydowanie nie należy jednak mylić ze współczynnikiem PSRR (ang. Power Supply Rejection Ratio). Ten pierwszy parametr to nic innego, jak tylko odporność na zmiany napięcia zasilającego, które w jakimś stopniu przenoszą się na wyjście źródła odniesienia. Podstawową jednostką regulacji napięciowej jest µV/V lub ppm/V, ale jej zastosowanie ma sens tylko w warunkach statycznych. Przy wzroście częstotliwości tłumienie wahań na szynie zasilania silnie się pogarsza, co jest zresztą zjawiskiem dobrze znanym ze stabilizatorów liniowych. Producenci ostrzegają, że przy kilkuset kHz tłumienie może spadać o 30...50 dB, dlatego wejście referencji powinno być starannie odsprzęgnięte, co nie powinno zresztą dziwić żadnego praktykującego elektronika. Nie należy jednak pomijać tej kwestii ani traktować jej zbyt pobieżnie, gdyż wiele współczesnych urządzeń zasila źródło napięcia odniesienia z wyjścia przetwornicy impulsowej. Nawet jeśli średnia wartość napięcia zasilania jest poprawna i w miarę stała, to wysokoczęstotliwościowe „śmieci" potrafią przebić się przez niedoskonałe PSRR i modulować wyniki pomiarów czy też „przesączać się" na wyjście przetwornika cyfrowo-analogowego. Doskonałą ilustracją przebiegu PSRR w funkcji częstotliwości jest **rysunek 23**, zaczerpnięty z noty katalogowej układów z serii REF50xxEI. Jak na dłoni widać wszystkie składowe, które wynikają zarówno z efektów pasożytniczych, jak i z niedoskonałości samego układu. W niższym przedziale pasma, czyli do około 1 kHz,

eprasa.pl 35a611158d

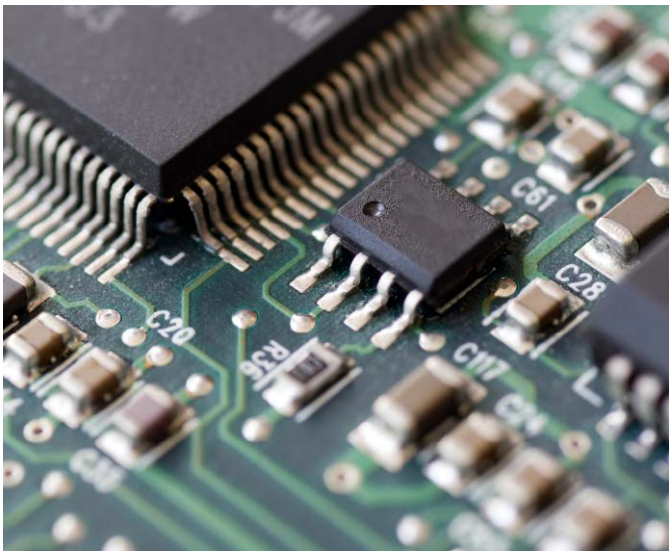


Rysunek 23. Charakterystyki PSRR układu REF50xxEI dla trzech różnych pojemności wyjściowych (https://t.ly/Fqlul)

PSRR jest dość wysoki i wynosi początkowo ponad 110 dB, spadając do 100 dB przy 1 kHz. Potem krzywe zaczynają się od siebie oddalać, przy czym największa różnica jest widoczna przy częstotliwościach kilkunastu kiloherców. W tym obszarze możliwości źródła „walczą" jeszcze ze spadającą powoli skutecznością działania kondensatorów, które coraz gorzej radzą sobie ze składowymi wysokoczęstotliwościowymi. Gdy w miarę wzrostu częstotliwości wahań napięcia zasilającego sam układ przestaje skutecznie tłumić te zmiany, a w kondensatorach zaczyna dochodzić do głosu szeregowa indukcyjność, krzywe znów zaczynają się na siebie nakładać, razem spadając do zaledwie 50 dB w rejonie częstotliwości 1 MHz. Nietrudno się domyślić, że dalej może być już tylko gorzej.

W praktyce trzeba zapamiętać prostą zasadę: źródła odniesienia nie należy traktować jak zwykłego „trzypinowego scalaka". Jeśli zasilanie pochodzi z przetwornicy, bardzo często warto dodać filtr RC lub nawet LC o umiarkowanej dobroci, a jeszcze lepiej – osobny, niskoszumny stabilizator LDO (o wysokim PSRR) poprzedzający źródło. Zysk bywa większy niż wymiana samego wzorca na model o nieco lepszym TC czy niższych szumach własnych. Trzeba przy tym uważać, aby nie dodawać elementów, które wniosą własny dryf, szum albo spadek napięcia, uniemożliwiający poprawną pracę przy niskim napięciu wejściowym.

Kolejnym parametrem, który znów można łatwo wyjaśnić poprzez analogię do stabilizatorów, jest napięcie dropout lub minimalny zapas wejście-wyjście. W źródłach szeregowych zwykle trzeba zapewnić zasilanie o wartości przekraczającej o przynajmniej kilkaset miliwoltów nominalne napięcie wyjściowe, choć dokładne wymogi zależą od rodzaju układu, prądu wyjściowego i temperatury. Przykładowo ADR45xx oferuje dropout rzędu



300 mV przy 2 mA obciążenia (w wersjach o napięciu wyjściowym powyżej 3 V). Takie osiągi okazują się bardzo pomocne w przypadku systemów 3,3-woltowych z referencją 2,5 V, ale mogą okazać się niewystarczające przy zasilaniu układu napięciem 3,0 V i referencji o napięciu wyjściowym 2,8 V. Niby drobiazg, ale w realnym projekcie może on zadecydować o tym, czy parametry katalogowe będą w ogóle osiągalne.

Uwagę należy poświęcić także poborowi prądu. W sprzęcie sieciowym ma on zwykle znaczenie drugorzędne, ale w urządzeniach bateryjnych bywa czynnikiem krytycznym – każdy mikroamper dodany do bilansu energetycznego skraca czas pracy urządzenia na baterii lub akumulatorze. Jak już wspomniano wcześniej, na tym polu świetnie wypadają niektóre nowoczesne źródła napięcia odniesienia typu bandgap i rozwiązania floating-gate. Dlatego w węzłach IoT, sensorach o długim czasie czuwania czy układach zasilanych energią odzyskaną z otoczenia (ang. energy harvesting) lepszy bywa nie „najdokładniejszy" wzorzec, lecz taki, który daje rozsądny kompromis między współczynnikiem temperaturowym, szumem i poborem prądu. Należy przy tym pamiętać, że w przypadku źródeł szeregowych parametr ten jest zwykle podawany dla układu nieobciążonego – w realnych warunkach, o ile źródło nie będzie współpracowało jedynie z wejściami o wysokiej impedancji, np. JFET (a taki scenariusz nie jest raczej zbyt często spotykany), zawsze trzeba będzie uwzględnić jeszcze jego prąd wyjściowy.

Wspomniane już we wcześniejszej części tego artykułu układy ISL21080 o poborze prądu na poziomie 310 nA (maksymalnie do 1,5 µA) należą do ścisłej czołówki pod względem energooszczędności, warto jednak pamiętać, że inni producenci także nie próżnują w tym obszarze rynku. Firma Texas Instruments opracowała serię REF35, która może poszczycić się dokładnością bazową 0,05%, maksymalnym dryfem termicznym na poziomie 10...12 ppm/°C i szumem w paśmie niskoczęstotliwościowym rzędu 3,3 ppm pk-pk – a to wszystko przy typowym poborze prądu zaledwie 650 nA. Stabilność obciążeniowa wynosi 20 ppm/mA, co w przypadku urządzeń ultra low-power (w których wszystkie prądy i tak są redukowane do absolutnego minimum) także jest wartością w zupełności wystarczającą. Układy REF35 są dostępne w wersjach o napięciu znamionowym 1,024 V, 1,2 V, 1,25 V, 1,6 V, 1,8 V, 2,048 V, 2,5 V, 3,0 V, 3,3 V, 4,096 V oraz 5,0 V i mogą być zasilane napięciem do 6 V.

A skoro jesteśmy już przy wartości napięcia wyjściowego, to zatrzymajmy się tu na chwilę i pomyślmy, skąd właściwie biorą się poszczególne liczby opisujące ten parametr. Historycznie wiele referencji występowało w „magicznych" wartościach: 1,225 V, 2,048 V, 2,5 V, 4,096 V, 5,0 V, 10 V, które zdecydowanie nie były i nie są przypadkowe. Napięcia 1,225 V oraz zbliżone (np. 1,2 V) to wartości typowe dla klasycznego bandgapu, czyli związane z właściwościami półprzewodnika krzemowego. Z kolei napięcia typu 2,048 V czy 4,096 V dobrze współgrają z binarnym przeliczaniem w systemach pomiarowych – nietrudno zauważyć, że jeżeli 12-bitowy przetwornik pracuje z VREF=2,048 V, to na jeden kwant przypada dokładnie 0,5 mV, zaś przy VREF=4,096 V jeden najmłodszy bit reprezentuje dokładnie 1 mV. Taka wartość VREF znakomicie ułatwia dokładne przeliczanie kodu wyjściowego ADC (lub wejściowego kodu DAC) na konkretne napięcie, bez ryzyka występowania błędów zaokrągleń, które nieuchronnie pojawiłyby się przy zastosowaniu bardziej „okrągłych" liczb, np. 2,5 V czy 4,0 V.

Źródła o napięciu znamionowym 5,0 V są z kolei wygodne w użyciu z wieloma przetwornikami ADC, które pracują w systemach 5-woltowych, umożliwiają bowiem pełne wykorzystanie zakresu napięć wejściowych przetwornika – możliwe jest np. zasilanie mikrokontrolera za pomocą zwykłego stabilizatora 5-woltowego, podczas gdy jego wewnętrzny przetwornik ADC pracuje pod takim samym napięciem, ale już zdecydowanie lepiej stabilizowanym

eprasa.pl 35a611158d

i niskoszumnym. Warto w tym miejscu dodać, że w podobnych sytuacjach trzeba zawsze uwzględnić warunki brzegowe, sprawdzając czy w przypadku wystąpienia maksymalnej możliwej różnicy pomiędzy zasilaniem domeny cyfrowej (VDD), a napięciem części analogowej (VDDA/VREF) nie dojdzie do uszkodzenia mikrokontrolera. A nawet jeśli różnica będzie pozornie niewielka, należy zweryfikować, czy układ nie będzie pracował poza dopuszczalnym (albo zalecanym) zakresem parametrów.

Napięcia odniesienia rzędu 10 V długo pozostawały standardem w aparaturze kalibracyjnej. Wartość wyjściowa decyduje jednak nie tylko o pełnej skali, lecz także o bezwzględnej wartości szumu i dryfu dla tej samej liczby ppm określonej w nocie katalogowej układu. Niekiedy lepiej jest zatem zastosować referencję 4,096 V i buforowany dzielnik napięciowy blisko odbiornika niż na siłę dobierać źródło 10-woltowe, które może okazać się gorsze w danym zastosowaniu (np. z uwagi na wyższy pobór prądu, słabą dostępność czy wysoką cenę).

Wybierając scalone źródło VREF trzeba też zwracać uwagę na dopuszczalne wartości prądu wyjściowego w obydwu kierunkach, tj. gdy źródło oddaje prąd do obciążenia (ang. source) lub go z niego pobiera (ang. sink). Wiele wejść referencyjnych ADC pobiera ładunek impulsowo, z kolei część przetworników DAC potrafi w pewnych warunkach oddać niewielki prąd z powrotem do źródła. Układ zdolny jedynie do „źródłowania" może wtedy wymagać dodatkowego bufora. Właśnie dlatego producenci podkreślają w danych katalogowych zdolność układu do pracy w trybie source/sink np. na ±10 mA, choć czasem parametry zalecane (a także wyjściowe prądy zwarciowe) różnią się w zależności od kierunku tego prądu. Tak jest np. w przypadku wspomnianej rodziny REF35, która ma zalecane wartości prądu wyjściowego w zakresie +10 mA (source)/–5 mA (sink), zaś prądy zwarciowe to odpowiednio 33 mA i –21 mA. Choć może się to wydawać mało istotnym szczegółem, to w specyficznych sytuacjach taka informacja jest nieraz ważniejsza od różnicy między 3 ppm/°C a 2 ppm/°C.

A zatem – co wybrać w praktyce?

Przyjrzyjmy się kilku reprezentatywnym przykładom, podsumowując niejako dotychczasowe rozważania. Dla aparatury laboratoryjnej i systemów o nacisku położonym na stabilność długoterminową dobrym reprezentantem szkoły klasycznej jest wspomniany LT1021: źródło typu buried Zener, niski poziom szumów, wysoki PSRR i doskonała stabilność, ale także wyższe napięcie pracy i większy pobór prądu. Dla nowoczesnych systemów 2,5 V/3,3 V, w których liczy się niski szum i mały dryf przy umiarkowanym poborze prądu, bardzo sensownym wyborem okaże się np. ADR4525 lub pokrewne warianty ADR45xx: 0,02% błędu początkowego, stabilność temperaturowa dochodząca do 2 ppm/°C w klasie B oraz 0,8 ppm/°C w klasie D, szum około 1 µVpp w paśmie 0,1 Hz...10 Hz oraz nienajgorszy prąd zasilania (nieco poniżej 1 mA). Gdy potrzeba szerokiego zakresu zasilania, dobrej wydajności i wysokiej precyzji w zastosowaniach przemysłowych lub medycznych, mocnym kandydatem jest REF50xx, a szczególnie jego nowsze odmiany określane jako enhanced-grade, z dryfem do 2,5 ppm/°C, dokładnością 0,025%, niskim szumem i stabilnością długoterminową 22 ppm/1000 h. Natomiast tam, gdzie ważniejszy jest stosunkowo niewielki pobór prądu i niski koszt, można sięgnąć po prostsze referencje bandgap; przykładowo Microchip wprowadził na rynek układ MCP1501 – buforowane źródło zdolne do pracy z prądem wyjściowym ±20 mA, z dokładnością bazową 0,1% i maksymalnym TC równym 50 ppm/°C (typowo 10 ppm/°C). Wprawdzie nie jest to układ do 24-bitowego mostka pomiarowego, ale w bardzo wielu praktycznych konstrukcjach okaże się w zupełności wystarczający.

Jeszcze ciekawszym przykładem nowoczesnego bandgapu klasy premium jest wspomniany na początku artykułu LTC6655. Jak

Słownik cyberbezpieczeństwa (5)

Ataki fizyczne i zabezpieczenia sprzętowe w IoT

Wyrafinowane ataki hakerskie nie są jedynym źródłem ryzyka w systemach IoT. W wielu przypadkach atakującemu znacznie łatwiej jest fizycznie uszkodzić lub zmanipulować urządzenie, osiągając tym samym zamierzony cel. Dlatego wiedza na temat ochrony przed zagrożeniami fizycznymi jest szczególnie istotna w przypadku urządzeń IoT wykorzystywanych w infrastrukturach krytycznych oraz środowiskach, w których nie możemy sobie pozwolić na incydenty dotyczące bezpieczeństwa [1].



Czym są ataki fizyczne i zabezpieczenia sprzętowe?
Internet Rzeczy (IoT) różni się od klasycznych systemów IT tym, że urządzenia często działają w fizycznie niekontrolowanym środowisku. Czujniki, sterowniki, liczniki czy urządzenia smart building są instalowane w miejscach publicznych, halach produkcyjnych lub prywatnych domach, co ułatwia bezpośredni dostęp do nich. W takiej sytuacji atakujący nie musi przełamywać zabezpieczeń sieciowych, skoro może oddziaływać na urządzenie fizycznie.



Ataki fizyczne
Po uzyskaniu dostępu do urządzenia IoT atakujący może próbować je otworzyć, podłączyć się do jego wnętrza lub wpłynąć na jego działanie. Atak fizyczny polega na bezpośredniej ingerencji, np. na podłączeniu do złączy serwisowych, kopiowaniu oprogramowania lub zakłóceniu działania poprzez manipulację zasilaniem bądź czujnikami.

Zabezpieczenia sprzętowe
Zabezpieczenia sprzętowe obejmują mechanizmy fizyczne i elektroniczne, które utrudniają ingerencję we wnętrze urządzenia. Podstawowymi zabezpieczeniami są zamknięta i wzmocniona obudowa, monitorowanie manipulacji oraz ograniczona liczba prób dostępu. Zabezpieczenia sprzętowe mogą także wymuszać uruchamianie tylko zaufanego oprogramowania, chronić dane po otwarciu obudowy lub reagować na próby manipulacji. Przykładem sprawdzonego standardu w tej kategorii jest Personal Identity Verification (PIV) – metoda opisana przez NIST, wykorzystująca bezpieczne identyfikatory, takie jak karty lub tokeny, do weryfikacji tożsamości w systemach o wysokich wymaganiach bezpieczeństwa [2].

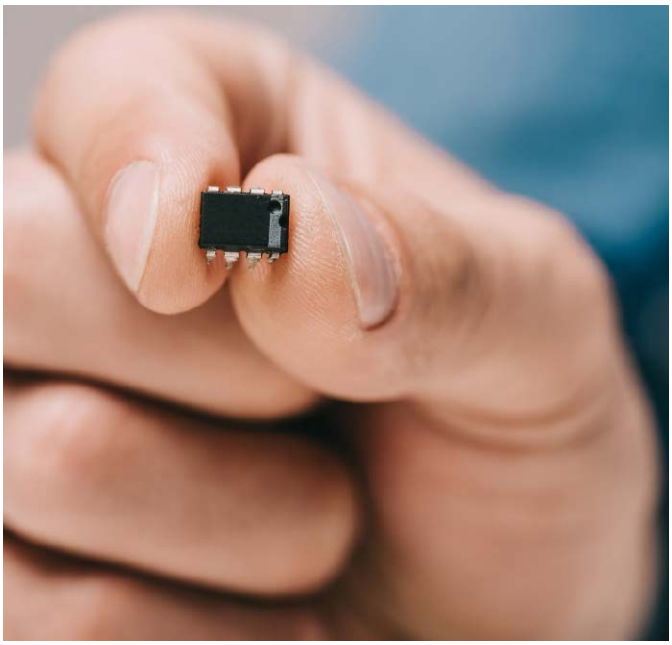
Przykład:
Atakujący próbuje otworzyć obudowę urządzenia. Jeśli system wykryje ingerencję, może automatycznie zablokować działanie lub usunąć wrażliwe dane. Urządzenie może wykrywać otwarcie poprzez prosty czujnik lub przełącznik reagujący na zdjęcie obudowy, a w bardziej zaawansowanych rozwiązaniach także na nagłe zmiany napięcia czy światła wewnątrz obudowy.

Dobre praktyki
Dobre praktyki w zakresie bezpieczeństwa sprzętowego IoT zakładają, że urządzenie może trafić w niepowołane ręce, dlatego już na etapie projektowania należy uwzględniać fizyczny dostęp osoby atakującej. Niezbędne jest stosowanie mechanizmów uruchamiania tylko zaufanego oprogramowania, bezpiecznych aktualizacji oraz uwierzytelniania użytkowników i urządzeń, co zwiększa pewność tożsamości w krytycznych instalacjach. Skuteczna ochrona urządzeń IoT powinna opierać się na podejściu łączącym zabezpieczenia sprzętowe, programowe i organizacyjne.

Filip Krzyżański

[1] https://t.ly/T0uhw
[2] https://t.ly/wdMdS

eprasa.pl 35a611158d



to zwykle bywa w przypadku układów scalonych, których oznaczenie zaczyna się od liter „LTC” (spuścizna po firmie Linear Technology, przejętej niecałą dekadę temu przez ADI), nie jest to układ najtańszy – w detalu jego koszt zaczyna się od ponad 60 złotych. Jest to jednak układ bardzo dokładny i stabilny: dryf maksymalny to 2 ppm/°C, dokładność bazowa wynosi ±0,025%, zaś poziom szumu to zaledwie 0,25 ppm pk-pk w dolnym paśmie częstotliwości.

Technikalia

Co ważne, montaż i prowadzenie ścieżek są w zastosowaniach praktycznych równie ważne jak parametry katalogowe. Literatura dotycząca tematu źródeł napięcia odniesienia szczegółowo omawia wpływ naprężeń płytki, upływności powierzchni, orientacji montażu, a nawet nacinania laminatu wokół wzorca, na wynikową dokładność i stabilność. W układach o rozdzielczości 16 bitów i wyższej nie są to akademickie subtelności, ale realne problemy, które trzeba uwzględnić w projekcie PCB. Pozostałości topnika, wilgoć, zabrudzenia czy zbyt blisko przebiegająca ścieżka przenosząca szybkozmienne sygnały cyfrowe, mogą wprowadzać błędy większe niż różnica między dwoma klasami dokładności tego samego układu. Dobra praktyka jest następująca: wzorzec napięcia należy umieścić możliwie blisko odbiornika, z dala od źródeł ciepła (np. radiatorów, obwodów zasilających czy tranzystorów kluczujących dużej mocy) i ścieżek impulsowych. Trzeba zapewnić pełną, czystą masę analogową o niskiej impedancji (najlepiej w postaci wewnętrznej płaszczyzny masy nienaruszonej żadnymi ścieżkami), krótkie podłączenie do wejść współpracujących układów (np. pinu VREF przetwornika), dedykowane odsprzęganie przy samym układzie i brak wymuszonych naprężeń przenoszących się z mocowania PCB w obudowie czy też dużych, ciężkich elementów (np. transformatorów) montowanych na samej płytce drukowanej.

Warto również pamiętać, że napięcie odniesienia nie powinno zasilać „po drodze” niczego, co nie jest bezwzględnie konieczne. Pokusa, by z precyzyjnej referencji pobrać jeszcze niewielki prąd dla dzielnika, potencjometru wieloobrotowego czy wskaźnika, zwykle kończy się zwiększeniem błędu. Jeżeli ze źródła trzeba wygenerować niestandardowy poziom napięcia, lepiej zastosować stabilny dzielnik z rezystorów o niskim TC i bufor o bardzo niskim i stabilnym napięciu niezrównoważenia oraz małym prądzie polaryzacji. Każdy dodatkowy rezystor, wzmacniacz i punkt lutowniczy staje się bowiem niejako elementem całego wzorca. Long story short: źródło napięcia odniesienia to nie precyzyjny stabilizator, nie „podwieszajmy” więc do niego niczego, co nie jest absolutnie konieczne do prawidłowego działania toru analogowego.

Podsumowanie

Powyższy materiał nie wyczerpuje wprawdzie tematyki źródeł napięcia odniesienia, stanowi jednak solidną podbudowę do świadomego stosowania tego rodzaju układów. Producenci co chwila kuszą nas atrakcyjnymi parametrami – doskonałą stabilnością, bardzo precyzyjną kalibracją fabryczną czy też ultraniskim poborem prądu. Wybór jest spory, a na pewno nieporównanie lepszy niż jeszcze 10 czy 20 lat temu.

W praktyce nie należy jednak wybierać wzorca napięcia wyłącznie na podstawie jednej tabelki porównawczej. Jeżeli system pracuje z przetwornikiem SAR, trzeba sprawdzić odpowiedź na impulsy prądu i zalecany kondensator wyjściowy. Jeżeli urządzenie jest zasilane z przetwornicy impulsowej, trzeba ocenić PSRR w funkcji częstotliwości i zaprojektować stosowną filtrację zasilania. Jeżeli sprzęt będzie w czasie eksploatacji poddawany intensywnym cyklom temperaturowym, należy zwrócić uwagę nie tylko na TC, ale też na histerezę termiczną. Jeżeli urządzenie ma działać latami bez kalibracji, istotniejsza od początkowego 0,01% może okazać się stabilność po 1000 i 5000 godzin. A jeśli cały układ jest zasilany bateryjnie, pobór własny referencji potrafi zdominować bilans energii szybciej niż dodatkowy wzmacniacz operacyjny czy nieco lepszej klasy przetwornik.

Źródło napięcia odniesienia nie jest więc drobnym elementem pomocniczym. Parafrazując powiedzenie dyrektora Wardowskiego z kultowego „Czterdziestolatka”: „Jeżeli kręgosłup jest krzywy, cały organizm jest garbaty” możemy stwierdzić, że: „Jeżeli wzorzec jest byle jaki, to cały układ także.” W dobrze zaprojektowanym systemie źródło napięcia odniesienia jest jednym z podstawowych bloków funkcjonalnych, który należy traktować z taką samą uwagą jak wzmacniacz pomiarowy, przetwornik czy filtry analogowe. Konstruktor, który dokładnie rozumie różnice między hasłami takimi jak: dokładność bazowa, dryf, szum, histereza, czy stabilność długoczasowa, a także bezbłędnie rozróżnia pojęcia load regulation, line regulation i PSRR, rzadziej ulega marketingowym skrótom i łatwiej wybiera układ rzeczywiście adekwatny do opracowywanego projektu. A to zwykle oznacza mniej niespodzianek na etapie uruchamiania, łatwiejszą kalibrację i... wyniki pomiarów, którym można zaufać.

inż. Przemysław Musz, EP

REKLAMA

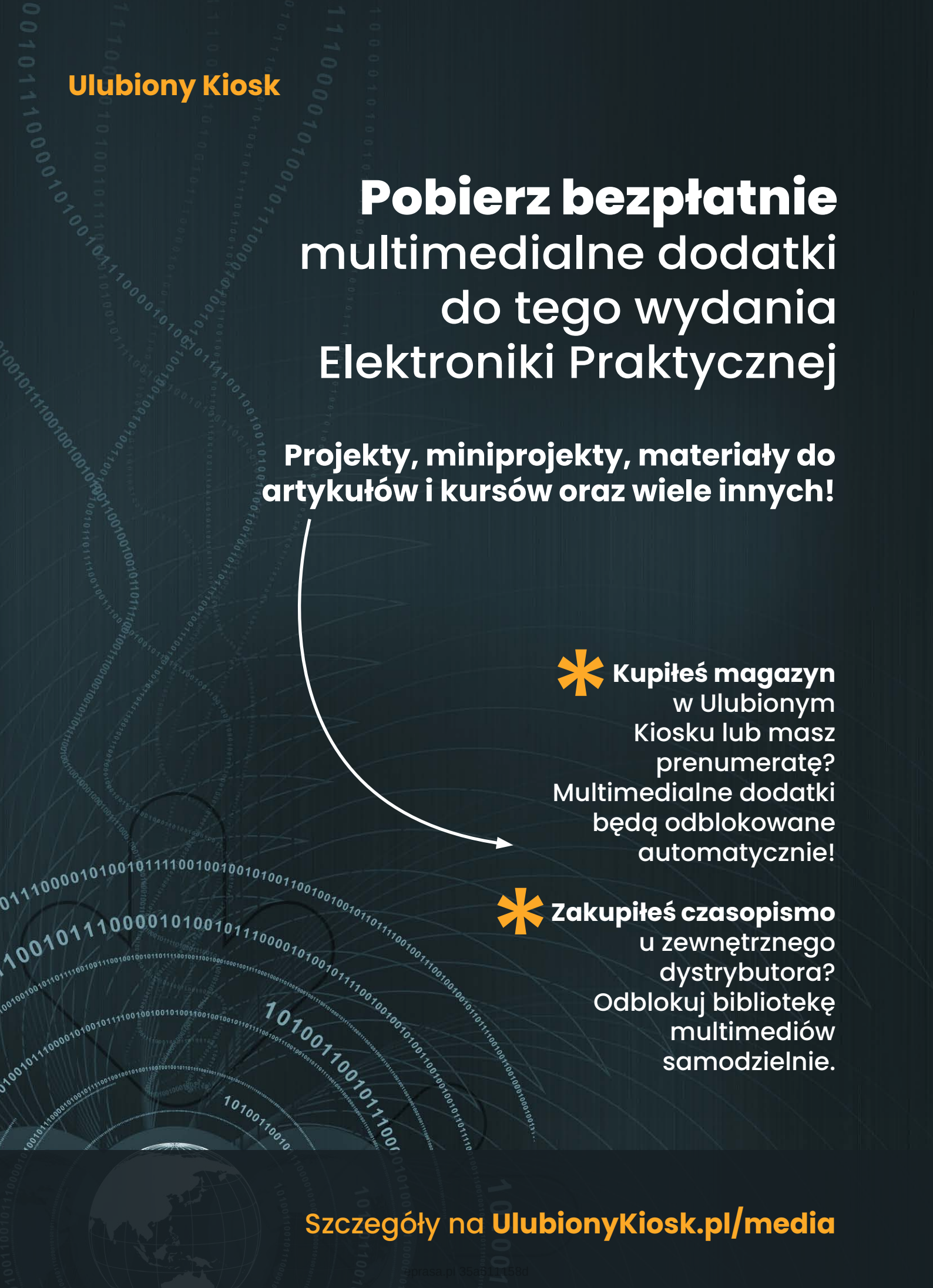
facebook.com/ElektronikaPraktyczna

eprasa.pl 35a611158d

Ulubiony Kiosk

Pobierz bezpłatnie multimedialne dodatki do tego wydania Elektroniki Praktycznej

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



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

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

Szczegóły na **UlubionyKiosk.pl/media**

eprasa.pl 35a811158d



Survival dla elektroników (i nie tylko), czyli czego nie rozumieją preppersi?

Gdy piszę te słowa, na Ukrainie wciąż trwa wojna. Niedawno miały miejsce akty dywersji na polskiej kolei, a według tego, co podają miłościwie nam rządzący, Polska jest pod stałym oblężeniem rosyjskich i białoruskich hakerów. Z oficjalnej strony można już pobrać publikację rządową pod tytułem „Poradnik Bezpieczeństwa", która dedykowana jest zwykłym obywatelom. Ale czy elektronik nie powinien przygotować się bardziej, zgodnie ze swoją wiedzą i umiejętnościami?

„Poradnik Bezpieczeństwa" to dobrze przygotowana publikacja, jednak z kilkoma drobnymi niedopatrzeniami. Dla przykładu: w sekcji poświęconej zatroszczeniu się o alternatywne źródło ciepła, poradnik pomija istotny punkt: potrzebne jest jedno źródło do ogrzewania i drugie do gotowania. Kuchenka na „bioalkohol" (czyli – innymi słowy – skażony spirytus) ogrzeje świetnie wodę czy obiad, ale nie jest zbyt wydajna w ogrzewaniu pomieszczenia, podczas gdy piecyk na to samo paliwo ogrzeje pomieszczenie wydajnie, ale gotowanie na nim jedzenia może stanowić problem. Mi osobiście nie spodobało się to, że kilka istotnych informacji znajduje się na czerwonym tle – dla mnie jest to nieczytelne, a w warunkach kryzysowych, przy słabym świetle, każdy będzie miał problem z czytaniem tego tekstu. Kontrast i czytelność w takich instrukcjach to rzecz ważniejsza niż fajny projekt graficzny i byłoby miło, gdyby zostało to poprawione. Nie będę dalej omawiał ani recenzował poradnika rządowego, bo inni zrobili to już lepiej (vide Krzysztof Lis z kanału YT „Domowy Survival"), ale zanim przejdę do tego, czym może uzupełnić swoje zapasy elektronik chciałbym poruszyć inny problem związany ogólnie ze sztuką przetrwania, „preppersami" i pokrewnymi tematami.

Moda na survival

Dawno, dawno temu oglądałem epizod programu, w którym niejaki Bear Grylls dewastował opuszczony budynek w Gdańsku celem zademonstrowania tzw. sztuki przetrwania w miejskiej dżungli. Poziom absurdu i głupoty tego, co ów człowiek wyprawiał, był niezwykły. Otwieranie siłą szybu windowego i wspinanie się po linach jak jakiś nierozgarnięty pawian, gdy obok jest perfekcyjnie użyteczna klatka schodowa, to tylko jeden przykład. Dobrze, że w Polsce słonie występują tylko w zoo, bo autor filmu wpadłby na równie „kreatywny" pomysł wyciskania wody ze słoniowego placka. Co zresztą zrobił w odcinku dziejącym się bodaj w Afryce. Oczywiście wielu ludzi „kupiło" jego bajania o przetrwaniu, kupili także jego gadżety i zestawy przetrwania. A jak nie od niego, to od wielu innych dilerów wszelkich, przepłaconych zresztą towarów.

Dam przykład: rozglądałem się za małym łomem, choć właściwsza nazwa to angielskie „pry bar", czyli przyrząd do podważania. W anglojęzycznym YouTube jest sporo recenzji różnych takich „łomków" do noszenia przy sobie (ang. EDC – „every day carry", u nas tłumaczone jako „ekwipunek dźwigany codziennie", co swoją drogą świetnie nadaje się na nazwę kanału o takich gadżetach), ale je wszystkie łączą dwie cechy: wysoka cena i całkowita bezużyteczność. Typowy przedstawiciel tego podgatunku wykonany jest z jakiejś „magicznej" stali lub stopu tytanu, ma długość mniejszą niż szerokość mojej dłoni i zwykle posiada liczne otwory i/lub wycięcia dające takie funkcje, jak klucz do nakrętek maszynowych, otwieracz

eprasa.pl 35a611158d

do butelek czy też miniaturowa piła. Waży to kilkanaście gramów, a w razie potrzeby można sobie tym co najwyżej piętę oskrobać. Załóżmy, że zdarzył się wypadek i ktoś jest uwięziony wewnątrz samochodu. Drzwi nie da się otworzyć, przez okno czy przednią szybę ofiary nie da się wyciągnąć, a trzeba ratować, bo na przykład samochód zaczyna się dymić, a straż pożarna będzie dopiero za dziesięć minut. Nasz bohater wyciąga tedy swój żart pod tytułem „pry bar" i próbuje wyważyć drzwi, które się zaklinowały. Nie da rady, bo dźwignia jest za krótka i nie da się jej dobrze złapać. Jeśli spróbuje użyć jakiejś rurki jako przedłużenia, to swój gadżet za 20...50 dolarów złamie, bo pole przekroju tego kosztownego narzędzia wynosi może 10 mm². To troszkę mało i wie o tym każdy, kto naprawdę musiał coś podważyć, wyważyć czy choćby odkręcić oporną nakrętkę. Łyżka do opon czy „pry bar" o długości minimum 20 cm poradzą sobie o wiele lepiej. No ale tak wygląda rzeczywistość gadżetów dla preppersów, survivalistów i innych czekających na koniec świata tak, jak ja czekam na przelew.

Dajmy inny przykład, obecnie dość mocno na czasie, czyli plecaki ewakuacyjne, zwane też ratunkowymi. Widziałem kiedyś recenzję jednego takiego plecaka, robioną oczywiście w ramach reklamy. Był spory i naładowany sprzętem ze sklepu „wszystko po pięć złotych". Szczególnie ciekawy był zachwyt „recenzenta" nad faktem, że plecak jest szary, więc trudniej zobaczyć, czym jest z odległości, co ułatwia maskowanie się przed obcymi chcącymi okraść posiadacza owego plecaka. Zdanie później zachwycał się użyciem specjalnego rodzaju szarej tkaniny, która jest mocno odblaskowa (i to z dodatkowymi odblaskami w innych kolorach), co ułatwi zobaczenie posiadacza nawet z dużej odległości.

Wspomniałem o taniej zawartości i w tym przypadku jest ona spektakularnie tania. Zestaw oferuje między innymi nawigacyjną busolę wielkości orzecha włoskiego, malutkie krzesiwo (które wymaga wprawy), kilka zapałek sztormowych, ale ani jednej zapalniczki, a do tego nóż klasy bazarowej i takiż scyzoryk oraz latarkę, którą zwykle przypina się zamiast breloczka, by łatwiej trafić kluczem do zamka w nocy. Jako źródło ciepła lub podpałka w zestawie znalazł się jeden z podgrzewaczy do jedzenia zawierających alkohol w żelu. Plecak nie zawierał jednak żadnych ubrań zapasowych, niczego lepszego niż „kosmiczny koc" i jakiś cienki „tarp", czyli kawałek folii malarskiej udającej brezentową plandekę, ani zbyt wiele sensownego jedzenia. Cena tego plecaka wynosiła kilkaset dolarów, czyli 6...8 razy tyle, co jego rzeczywista wartość. No ale to amerykańska szkoła przetrwania w praktyce – pełno tanich (i drogich) gadżetów, które w przetrwaniu nie pomogą za bardzo. Jak te opaski przetrwania z paracordu, które przy pierwszej próbie rozpakowania nie dadzą się już spakować bez tajemnej wiedzy o zaplataniu. Sam paracord to przereklamowana linka o wątpliwych walorach użytkowych. Chcecie liny, to kupujecie alpinistyczną albo żeglarską. Sam mam tej drugiej dwa rozmiary (2 mm i 5 mm średnicy) i używam cały czas. Zestawy przetrwania w puszce zwykle zawierają wszystko z wyjątkiem tej jednej rzeczy, która może się przydać. Multitoole i scyzoryki to fajne gadżety, ale większość z nich nie jest warta swojej ceny, a reszta jest stanowczo przepłacona. Jak coś jest do wszystkiego, to jest do niczego. Składany nożyk z marszpiklem jest lepszym wyborem w porównaniu do czegokolwiek, co ma więcej niż 5 funkcji w jednym. Co to jest marszpikiel? To zwężający się szpikulec o tępym czubku używany między innymi do rozsupływania węzłów. Można też go używać do podważania, na przykład wieczek od puszek z farbą czy topnikiem.

Kolejna modna rzecz to wszelkiej maści podręczniki i poradniki przetrwania. Bear Grylls ma ich kilka. Są świetne przy rozpalaniu ogniska jako podpałka, ale często są wydane na papierze kredowym, a zatem jako papier toaletowy się nie sprawdzą – mają więc ograniczoną użyteczność. Generalnie, jeśli na okładce jest cokolwiek z nazwą jednostki wojskowej (SAS, US Rangers, GROM, etc.), to można spokojnie uznać, że nie jest warte zakupu. Porady w nich zawarte są często błędne, niepraktyczne lub wymagają kondycji i umiejętności, których większość z nas nie posiada. Pomijam już fakt, że każdy taki poradnik zakłada, iż czytelnik utknie pośród amazońskiej dżungli albo w górach USA, tysiąc kilometrów od najbliższego miasteczka, albo gdzieś w Afryce. Jest to oczywiście absurd, jak imć Grylls udający szympansa w szybie windy. Nie twierdzę, że wszystkie takie poradniki są całkowicie bezużyteczne, ale większość jednak jest. Zwłaszcza jeśli czytelnik nie przećwiczy w praktyce tego, co w nich przedstawiono. Posiadanie wiedzy nigdy nie zastąpi praktycznego doświadczenia. Jeśli poradnik uczy rozpalać ognisko za pomocą patyków, to jest całkowicie bezwartościowy. Podręcznik opisujący, jak obchodzić się z krzesiwem jest lepszy. Wyżej od niego stoi ten, który uczy jak przygotować i przechować podpałkę. Najlepsze podręczniki dodają też linijkę „Możesz użyć zapalniczki".

Wbrew temu, w co wierzą preppersi nie czeka nas żaden koniec świata. Nie ma w planach apokalipsy zombie, nikt nie wywoła globalnej wojny atomowej zakończonej równie globalną atomową zimą. Grozi nam jeno zwykła, prozaiczna i zupełnie konwencjonalna wojna. Wielkie pożary, wielkie powodzie i wielkie wichury są większym zagrożeniem niż wielkie konflikty. Jak przyjdzie rozkaz „ewakuacja", to idioci pobiegną do lasu, gdzie nic nie ma poza dziesięcioma tysiącami innych idiotów. Mądrzy ludzie udadzą się na z góry upatrzoną pozycję, gdzie będą mieli schronienie, wodę i żywność. Amerykańscy preppersi (i nie tylko oni) zakopują w ziemi stare kontenery naładowane sprzętem, bronią i jedzeniem, zapominając o tym drobnym detalu, że w kontenerze ciężar przenosi tylko podłoga i jego rama. W Internecie można znaleźć zdjęcia kontenerów, w których pod naporem ziemi sufit się zawalił. W latach 90. grupa preppersów zbudowała sobie schron nowatorską, nigdy wcześniej (i później) nie stosowaną metodą: wykopali wielki dół, ułożyli stare szkolne autobusy w kształt schronu, dodali szalunki z drewna i zalali wszystko betonem, a potem całość zasypali ziemią. Schron własnym sumptem wyposażyli, ale nie nacieszyli się nim długo, bo naczelnik lokalnej straży pożarnej i inspektor budowlany kazali całość zamknąć na cztery spusty jako absurdalne wręcz zagrożenie pożarowe i katastrofę budowlaną czekającą na swój moment. Budowę schronów lepiej zostawić zawodowcom.

Jak się przygotować na wszelki wypadek?

Nie będę powtarzał tutaj treści „Poradnika Bezpieczeństwa". Dodam jedno, że nie warto odkładać jego przeczytania na ostatnią chwilę, za to już teraz warto zacząć zbierać potrzebne zapasy i narzędzia. Dlatego dla siebie już zamówiłem składane palenisko na paliwo stałe, ciekłe i gaz (tzn. kuchenkę na patyki, spirytus i z dodatkowym malutkim palnikiem na kartusze 7/16"), a na liście czeka porządna kuchenka na gaz w kartuszach plus zapas tychże. W kolejnych tygodniach przygotuję własny plecak ewakuacyjny i uporządkuję kwestię zapasów. Właściwie to cztery plecaki, po jednym dla każdego członka rodziny. Warto by dzieci nosiły choćby własne ubrania. Przy okazji warto zakupić torby do pakowania próżniowego ubrań – do tegoż celu wydrukuję małą pompkę ręczną do ponownego ich pakowania „w terenie".

Spośród rzeczy, które mogą się przydać każdemu, warto wspomnieć o powerbankach. Problemem będzie ich ładowanie, gdy zabraknie prądu lub podczas przebywania w terenie. Są oczywiście powerbanki z ogniwami fotowoltaicznymi, ale ogniwa te są z reguły zbyt małe, by naładować powerbank w mniej niż tydzień. Dlatego zakupiłem dwa panele fotowoltaiczne mniejszego formatu – jeden składany, drugi sztywny, do montażu na oknie. Oba mają maksymalną moc 21 W, ale w praktyce spodziewam się góra 15 W, bo wydajność zależy mocno od kąta padania promieni słonecznych i od tego, czy mamy słoneczny, czy pochmurny dzień. Ciekawym rozwiązaniem jest zakup na znanym portalu aukcyjnym dużego panelu fotowoltaicznego o mocy 180...480 W. Używane kosztują poniżej

eprasa.pl 35a611158d

stu złotych, nowe zaś około 300...500 zł. Problemem jest ich spory rozmiar. Chińczycy sprzedają zestawy zawierające dwa panele, ładowarkę do akumulatorów i inwerter o mocy 1 kW w cenie około 700...800 złotych. Do zestawu należy dokupić akumulator kwasowo-ołowiowy lub żelowy i taki duży „powerbank" może spokojnie naładować smartfon, zasilić radio i lodówkę. Rozwiązanie w sam raz, gdy może zabraknąć prądu na kilka dni. Odnośnie radia, to od lat dostępne są radioodbiorniki z prądnicą napędzaną korbką i akumulatorem, a często też z dodatkowym ogniwem fotowoltaicznym. Rzecz, której jednak nie widziałem, to transceiver na korbkę, czyli coś, co elektronik-radioamator mógłby sobie sam zbudować.

Odnośnie komunikacji, zwykłym ludziom zaleca się posiadanie nie tylko odbiornika radiowego (by słuchać komunikatów nadawanych przez władze lokalne lub krajowe), ale także krótkofalówki na pasmo PMR i/lub przenośnego radia CB. Twierdzę wręcz, że wypada wyposażyć się w dwie lub więcej krótkofalówek, szczególnie gdy ma się dzieci, by w razie czego pozostać w kontakcie z najbliższymi. Radia CB mają większy zasięg, szczególnie w trybie FM lub SSB i są wciąż używane przez wielu kierowców ciężarówek i niektórych taksówkarzy, a i zwykli kierowcy czasami mają je zamontowane w swoich samochodach. Moim zdaniem jednak lepszym wyborem może być przenośne radio CB z wbudowanym akumulatorem, które da się naładować z powerbanku. Nie musi to być sprzęt którejś z wiodących marek, bo i w tym wypadku Chińczycy mają tańsze alternatywy w swojej ofercie. Inną, ciekawą formą komunikacji jest sieć Meshtastic. Sieć ta składa się z rozproszonych węzłów LoRa, które komunikują się między sobą i z urządzeniami użytkowników. Węzły te są zasilane niezależnie za pomocą akumulatorków doładowywanych panelami fotowoltaicznymi czy małymi wiatrakami. Niestety, ponieważ jest to projekt realizowany przez hobbystów, węzłów jest mało, szczególnie na terenach wiejskich. O ile koncept zdecentralizowanej, niezależnej sieci łączności tekstowej jest bardzo ciekawy, to jednak nie opierałbym o nią mojej strategii komunikacyjnej.

Ciekawą alternatywą, ale wymagającą więcej zachodu i odrobiny wolnego czasu na edukację, jest... zostanie radioamatorem. Radioamatorzy nie są zobowiązani do pomocy służbom w razie kryzysu, choć prezes UKE może taki obowiązek nałożyć w ramach przyznawania pozwolenia radiowego. W praktyce radioamatorzy dobrowolnie pomagają w sytuacjach kryzysowych. Zaletą łączności radioamatorskiej jest pokrycie terenu: zależnie od pasma i warunków radiowych można z łatwością osiągać niemal globalny zasięg. Krótkofalarstwo było i wciąż jest wykorzystywane przez różne służby do komunikacji z agentami: cel ten realizują tzw. „stacje numeryczne" (ang. number stations). Co ciekawe, żaden kraj oficjalnie nie potwierdza ich istnienia ani nie wyjawia ich przeznaczenia, choć wiele krajów (w tym również nasz) posiada swoje stacje. Polska stacja, nazywana w nomenklaturze radioamatorów Polish 11, nadaje na wielu częstotliwościach od 3,815 MHz po 20,905 MHz.

Wracając do samych radioamatorów, to wielu zagranicznych preppersów dołączyło do krótkofalarskiej społeczności właśnie na wypadek apokalipsy zombie, globalnej wojny atomowej albo innego scenariusza, na który w głębi swoich prepperskich serc liczą. Sam też będę starał się o licencję radioamatorską, gdyż aspekt projektowania i budowy urządzeń radiowych jest czymś, co mnie interesuje – szczególnie biorąc pod uwagę, że wiele projektów transceiverów, które widziałem w Internecie, opartych jest na komponentach, których nikt nie produkuje, a same konstrukcje mają więcej lat niż ja.

Ostatnio moja miejscowość doświadczyła braku prądu przez większość dnia. W tej sytuacji bardzo przydały mi się dwie lampki akumulatorowe zakupione przeze mnie do pomocy przy wykonywaniu zdjęć i nagrań wideo. Lampki te wystarczają na kilka godzin świecenia, a dzięki magnesom można je przyczepić do futryny lub okapu, by doświetlić pokój, łazienkę czy kuchnię. Lampki takie kosztują do stu złotych i mogą się przydać w najróżniejszych



sytuacjach, w domu czy w warsztacie. Poza nimi posiadam też kilka latarek, w tym tanią „czołówkę", dwie latarki średniej mocy i jedną, która może służyć za szperacz lub maczugę. Jednak w razie wojny doświadczenie z Ukrainy sugeruje, że używanie latarki może nie być dobrym pomysłem – w nocy konwój ewakuujących się ludzi może stać się celem ataku wroga. Dlatego zaopatrzyłem się w czołgowy noktowizor, który będę przerabiał na parę noktowizorów ręcznych, oczywiście dzięki pomocy dostawców z Chin. Mi akurat taki noktowizor przyda się i w czasie pokoju, bo w nocy jestem dosłownie ślepy jak kret.

Rzecz, o której większość poradników, w tym ten rządowy, nie wspominają, a która może się przydać na wiele różnych sposobów, to rolka worków na śmieci. Powiedziałbym, że dobrym wyborem byłyby solidne, grube worki. Jednym z zastosowań takiego worka może być przenoszenie większych ilości wody. W razie złej pogody albo zagrożenia powodzią do worka można spakować cały plecak ewakuacyjny, by uczynić go wodoszczelnym. Wspomniałem wcześniej o dziwacznym plecaku z USA – jego jedyną, dobrą cechą było to, że można go było szczelnie zamknąć, dzięki czemu mógł pełnić rolę pływaka, choć przy tej ilości rzeczy w środku nie byłby on zbyt użyteczny w takiej roli. Worek o pojemności stu litrów wypełniony powietrzem może utrzymać 100 kg ciężaru na powierzchni wody. Warto zatem mieć choćby kilka takich worków w swoim zestawie, bo mogą się przydać na wiele sposobów.

Zestaw dla elektronika

Czy jest coś, co elektronik powinien mieć w zanadrzu „na wypadek wypadku?" Moim zdaniem tak, ale nie za dużo. Nie widzę sensu w pakowaniu jakichkolwiek komponentów elektronicznych. Większość potencjalnych napraw polowych nie będzie polegała na wymianie spalonego tranzystora czy układu scalonego, a do tego różnorodność komponentów jest tak ogromna, że w praktyce trzeba by mieć solidny magazyn części, co jest zupełnie niepraktyczne. Jedyne, co bym spakował, to po jednym gniazdku USB micro-B i USB C, na wypadek uszkodzeń mechanicznych. Do zestawu dodałbym metr srebrzanki i metr drutu nawojowego, trzy dziesięciocentymetrowe odcinki rurki termokurczliwej o różnych

eprasa.pl 35a611158d

średnicach, fiolkę cyny i fiolkę topnika oraz rolkę taśmy izolacyjnej. Z narzędzi wystarczy para kombinerek i mały zestaw wkrętaków precyzyjnych, choć niektórzy mogą zdecydować się na multitool zamiast kombinerek. To wystarczy do większości prostych napraw, od zimnych lutów po uszkodzone kable.

Lutownica to główne narzędzie pracy elektronika. Do wyboru mamy zasadniczo dwa rozwiązania: lutownicę zasilaną z powerbanku przez USB-C oraz lutownicę gazową. Osobiście wydaje mi się, że ta druga opcja będzie lepsza, choćby dlatego, iż pozwoli naprawić np. uszkodzony powerbank. Lutownica taka ma też większą moc i może pełnić funkcję lutownicy hot air lub opalarki. Gaz w małym kartuszu przyda się do nabijania zapalniczki czy mini-palnika, które są o wiele lepsze w rozpalaniu ogniska niż krzesiwo czy nawet zapałki. Dobra lutownica gazowa swoje kosztuje, ale przydać się może nie tylko w kryzysie, ale też i na co dzień. Godnym polecenia modelem jest zestaw Super Pro 125 marki Portasol. Niezależnie od wybranego rodzaju i modelu lutownicy, należy zawsze mieć grot typu „dłuto" o szerokości 1...1,5 mm. Taki grot sprawdza się zarówno przy komponentach SMD jak i przewlekanych, ma większą pojemność termiczną i może zastąpić grot „minifala" przy lutowaniu układów scalonych SMD. Do kompletu z lutownicą przyda się też odsysacz – tu wystarczy prosty model OD-25 Turbo polskiej firmy ZEL. Kto go nie używał, niech pierwszy rzuci cyną. Mała rolka plecionki do usuwania cyny też się przyda, a przy tym zajmuje mało miejsca. Pęseta kątowa i opcjonalnie lupka jubilerska pomogą w lutowaniu najmniejszych elementów, choć nie spodziewam się zbyt wielu napraw tego typu w warunkach polowych. Prędzej będzie to naprawa zimnych lutów i urwanych przewodów czy wymiana gniazdek niż cokolwiek innego.

Multimetr to kolejne, niezbędne narzędzie elektronika. Dostępnych jest wiele modeli, ale z góry należy odrzucić wszystkie zasilane zwykłymi bateriami, choć jeśli nie zakładamy powrotu do epoki kamienia łupanego, to dostęp do baterii nie powinien stanowić problemu. Jeśli jest to bateria 6F22, to taki multimetr w ogóle nie powinien być w posiadaniu jakiegokolwiek szanującego się elektronika, gdyż jest to najgorsza bateria świata. Na rynku nie brakuje kieszonkowych multimetrów, zarówno uznanych marek, jak i produktów chińskich. Mam jeden taki minimultimetr, ale nie ufałbym mu przy napięciach powyżej 50 V z jednej przyczyny – widziałem jego wnętrze. Sądząc po tym, co tam znalazłem, projektant uznał, że normy bezpieczeństwa to sugestie niegodne jego uwagi. Ciekawym wyborem jest niedawno wypuszczony miernik chiński, AlienTek DMM-40. Ta rodzina łączy w sobie multimetr o dobrych parametrach, oscyloskop jednokanałowy i prosty generator funkcyjny w obudowie mieszczącej się w dłoni. Oscyloskop ma pasmo do 10 MHz, ale do prostej diagnostyki urządzeń radiowych czy przetwornic w zupełności wystarczy. I jest przy tym o połowę mniejszy od bardziej uznanych skopometrów takich firm, jak Hantek czy Owon. Wbudowany akumulator wystarczy na 10 godzin i choć oscyloskop oraz generator są raczej prymitywne wedle współczesnych standardów, to dla tak małego urządzenia – wystarczające. Bonusem są wbudowane magnesy, które pozwalają przyczepić





miernik do metalowych elementów, co podnosi nieco walor użytkowy, na przykład w warsztacie samochodowym.

Ostatnia kwestia to zasilanie. Na początek polecam mieć w zanadrzu kilka tanich przetwornic typu buck i boost. Dostępne są warianty z regulacją samego napięcia, jak i z regulacją napięcia i prądu. Te drugie są nieco lepsze. Na rynku dostępne są większe, rozbudowane przetwornice buck-boost, SEPIC lub transformatorowe, w tym złożone „zasilacze warsztatowe" z kolorowym ekranem i enkoderem. Niektórzy wkładają je do pudełek i dokładają zasilacz impulsowy, by zrobić zasilacz do pracowni elektronika. Ja dodałbym jeszcze kilka akumulatorów litowo-jonowych, układ BMS i możliwość podłączenia do akumulatora samochodowego. Zostawiam to jako zadanie dla Czytelnika.

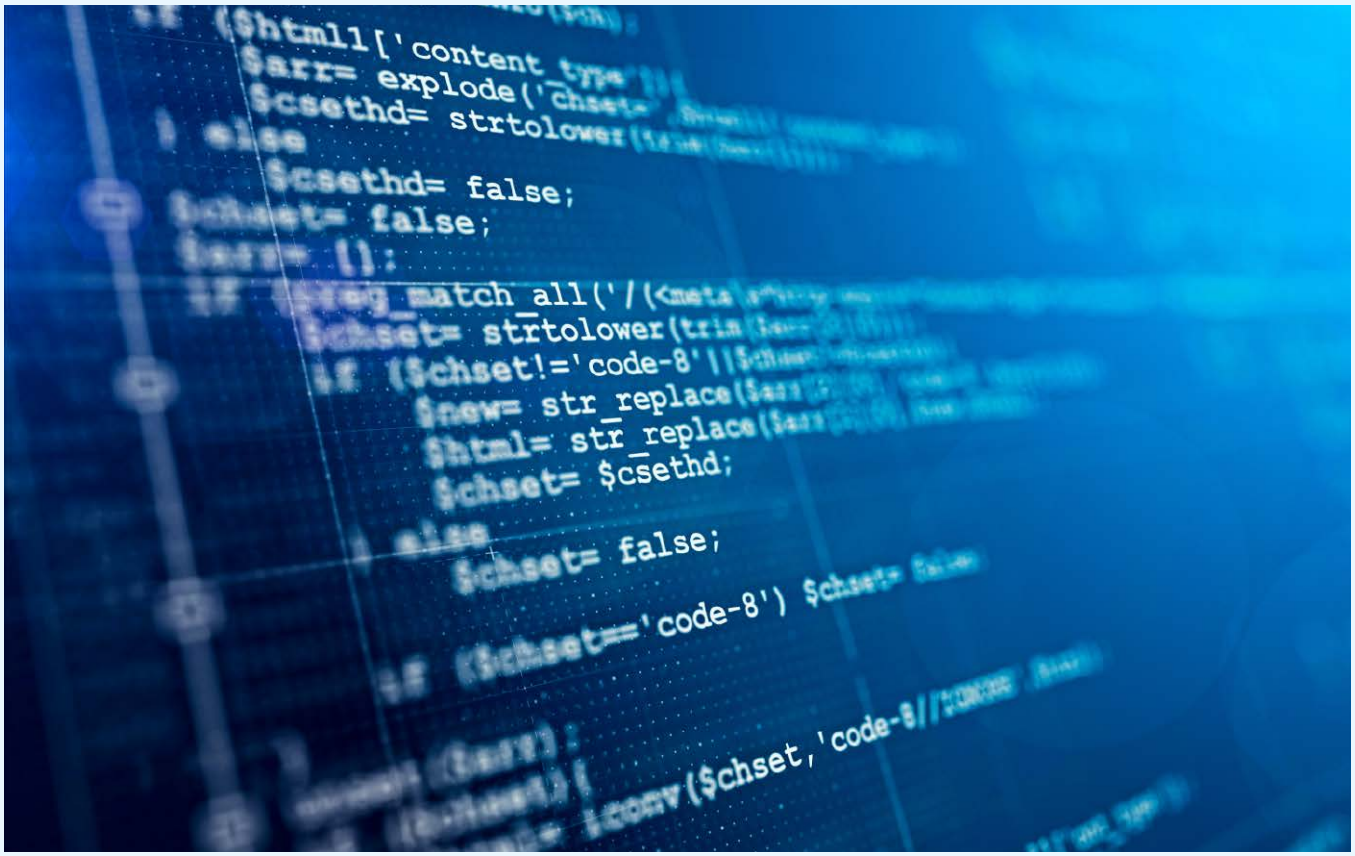
A zatem: kilka przetwornic, prosty zasilacz warsztatowy, kabelki z krokodylkami (by to wszystko ze sobą łączyć) i tyle. No, może jeszcze ze dwie płytki ładowarek ogniw litowo-jonowych z zabezpieczeniami, na bazie popularnego układu TP4056, z koszykiem na ogniwo 18650. Koszyk taki zawczasu podkleiłbym odrobiną żywicy epoksydowej, bo kabelki są liche i łatwo się odrywają. Ogniwa 18650 przydają się do zasilania latarek i sam ich do tego używam. Cały ten zestaw narzędzi, płytek, akcesoriów lutowniczych, jak i samą lutownicę i multimetr wypada spakować do własnej torebki. Generalnie podstawowa zasada odnośnie pakowania plecaków ewakuacyjnych jest taka, aby każda grupa przedmiotów miała swój woreczek czy zasobnik oznaczony konkretnym kolorem. Dzięki temu, gdy przyjdzie posłać kogoś, by coś nam z plecaka przyniósł, to łatwiej jest mu powiedzieć „Przynieś lutownicę, jest w różowym zasobniku, w plastikowym pudełku" niż opowiadać, by za nią pogrzebał gdzieś w głównej komorze. Prawdziwy mężczyzna nie boi się różowego koloru, a wszystkie inne barwy będą raczej zajęte przez żywność, rzeczy do wody, ogrzewania czy pozostałe narzędzia, leki lub apteczkę.

Zakończenie

Czy trzeba szykować plecak ewakuacyjny i inne zapasy na wszelki wypadek? Definitywnie tak i nie dlatego, że coś złego na bank się stanie, ale dlatego, że coś złego może się stać. Jest takie stare powiedzenie: Si vis pacem, para bellum!, czyli inaczej Jeśli chcesz pokoju, gotuj się do wojny! O powiedzeniu tym (za późno) przypomniała sobie Europa, w tym także nasi rządzący. My, jako zwykli obywatele, powinniśmy też być przygotowani, ale nie do walki, lecz do ewakuacji. Gdy będziemy mieć własne plecaki i własne zapasy, to służby nie będą musiały aż tak bardzo się troszczyć o ich dostawę – rozwiązuje to jeden z problemów logistycznych działań kryzysowych i zwalnia zasoby, które mogą być potrzebne gdzieś indziej. Dlatego, szanowni Czytelnicy, pakujcie się, jako i ja się pakuję!

Paweł Kowalczyk, EP

eprasa.pl 35a611158d



Programowanie w środowisku MicroPython (10)

Chmura i MQTT

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

Protokół MQTT powstał w 1999 roku. Został opracowany z myślą o prostych urządzeniach, które przesyłają małe pakiety danych. Umożliwia bardzo łatwą komunikację z serwerem w celu wysyłania i pobierania niewielkich ilości informacji.

Trochę teorii

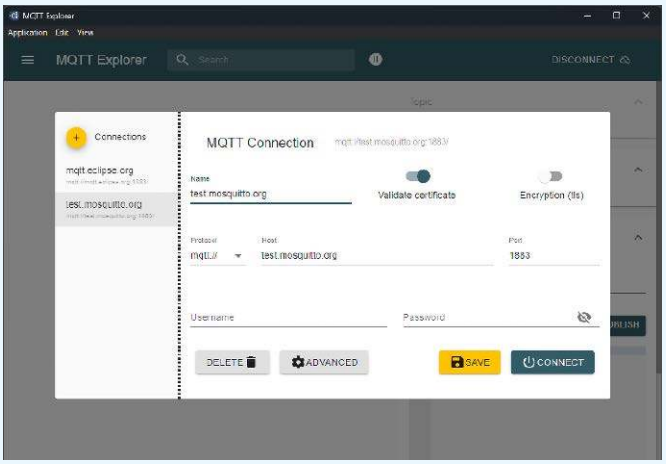
Urządzenia wykorzystujące protokół MQTT nie przesyłają informacji sobie bezpośrednio, lecz wykorzystują tzw. brokera, który jest pośrednikiem w komunikacji. Stanowi on coś w rodzaju serwera, który nadzoruje wszystkie urządzenia i zarządza komunikacją pomiędzy nimi. Odbiera wiadomości nadesłane przez urządzenia, a następnie przekazuje dalej te wiadomości urządzeniom, które powinny je otrzymać.

Ważnym pojęciem jest temat (ang. topic). Każda wiadomość musi być wysłana do jakiegoś tematu. Wewnątrz tematu mogą być zdefiniowane podtematy, a wewnątrz nich mogą być jeszcze podtematy podrzędne. W ten sposób tworzy się hierarchiczna struktura danych.

Aby urządzenie mogło odczytać wiadomość, najpierw musi zasubskrybować chociaż jeden temat. Kiedy broker MQTT otrzyma jakąś wiadomość związaną z tym tematem, wówczas automatycznie roześle ją do wszystkich urządzeń, które dany temat zasubskrybowały.

Załóżmy, że w systemie automatyki domowej mamy prostą sieć czujników, które mierzą parametry pogodowe. Mamy także sterownik bramy garażowej, która może być otwarta lub zamknięta. Ponadto mamy jeden wspólny kanał, z którego odczytywać mogą wszystkie urządzenia. Drzewo tematów mogłoby wyglądać następująco:

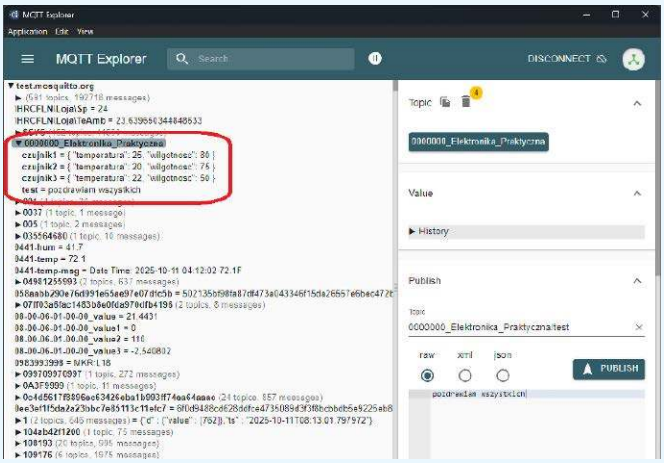
- sensor1
  - temperature = 25



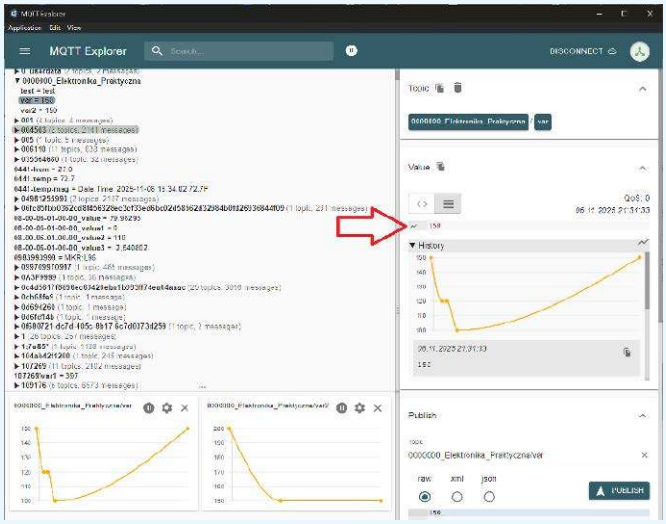
Rysunek 1. Konfiguracja serwera test.mosquitto.org

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

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 2. Podgląd wybranego tematu



Rysunek 3. Podgląd wykresów

  - humidity = 80
- sensor2
  - temperature = 20
  - humidity = 75
- sensor3
  - temperature = 22
  - humidity = 50
  - pressure = 1015
- garage = closed
- all = {„firmware_file”: „http://www.github.com/jakis_adres/nowy_firmware.bin”}

Sensory 1 i 2 są identyczne, zatem ich podtematy również są takie same. Sensor 3 mierzy dodatkowo ciśnienie powietrza, zatem ma dodatkowy podtemat z tym związany. Sterownik garażu nie ma żadnych podtematów i ma tylko przypisany stan drzwi. Temat o nazwie all odczytują wszystkie urządzenia. W tym przykładzie mamy pakiet w formacie JSON, który mówi, skąd urządzenia mają pobrać plik z nowym firmwarem – mogą go ściągnąć w taki sposób, jak przedstawiliśmy to w 7 odcinku kursu, opublikowanym w EP 11/2025.

MQTT Explorer

Aby ułatwić sobie podglądanie co i jak trafia do brokera, posłużymy się programem MQTT Explorer, który za darmo można pobrać spod adresu [2]. Polecam pobrać wersję portable, ponieważ działa ona bez instalacji i od razu jest skonfigurowana jak należy. Po uruchomieniu program pyta nas, z jakim serwerem chcemy nawiązać połączenie. Domyślnie skonfigurowane są dwa serwery – mqtt.eclipse.org oraz test.mosquitto.org. Wybieramy ten drugi (**rysunek 1**), po czym klikamy CONNECT.

Po połączeniu z brokerem powinna pokazać się długa lista tematów po lewej stronie okna. Różni ludzie i różne urządzenia ciągle przysyłają tam jakieś wiadomości, więc co chwilę pojawia się coś nowego. Wszystkie wiadomości są publicznie dostępne i nie należy tu udostępniać żadnych poufnych informacji.

Wyślijmy coś do brokera. W polu **topic** wpisz **0000000_Elektronika_Praktyczna/test**. Jest to nazwa tematu, a po znaku / mamy nazwę podtematu. W razie potrzeby możemy tworzyć bardziej zagnieżdżoną strukturę danych. Tyle zer na początku jest tylko po to, aby nasz testowy temat pojawił się na górze listy, ponieważ jest ona sortowana alfabetycznie.

Poniżej mamy do wyboru jedną z trzech opcji formatu danych. **Raw**, czyli zwykły tekst bez formatowania oraz XML i JSON. Wybieramy raw, a następnie w polu tekstowym poniżej napisz jakiś dowolny tekst i kliknij przycisk **PUBLISH**. Temat **0000000_Elektronika_Praktyczna** powinien od razu pojawić się na górze listy. Należy go rozwinąć i będzie w nim widoczny podtemat **test**, do którego przypisana jest wartość, jaką podałeś. Efekt kilku takich operacji zapisu przedstawiono na **rysunku 2**.

```
# Plik mqtt_demo.py

import _thread
import esp32
import machine
import network
import time
import wifi_config
import sys
from umqtt.robust import MQTTClient                                    # 1

client_id = machine.unique_id().hex().upper()                          # 2
print(f"Client ID: {client_id}")

def wifi_connect():                                                    # 3
    station = network.WLAN(network.STA_IF)
    station.active(True)
    if not station.isconnected():
        print("Łączenie z siecią", end="")
        station.connect(wifi_config.ssid, wifi_config.password)
        while not station.isconnected():
            print(".", end="")
            time.sleep_ms(250)
        print()

    print(f"Adres IP: {station.ifconfig()[0]}")

def mqtt_publish(topic, payload):                                      # 4
    client.publish(
        f"0000000_Elektronika_Praktyczna/{topic}", payload             # 5
    )

def mqtt_callback(topic, payload):                                     # 6
    print(f"{topic} > {payload}")

def mqtt_listener_task(delay_ms):                                      # 7
    while True:                                                        # 8
        time.sleep_ms(delay_ms)                                        # 9
        try:
            client.check_msg()                                         # 10
        except Exception as e:
            sys.print_exception(e)

def temperature_task(delay_ms):                                        # 11
    while True:
        client.publish(
            f"0000000_Elektronika_Praktyczna/sensor_{client_id}",      # 12
            str(esp32.mcu_temperature())
        )
        time.sleep_ms(delay_ms)

wifi_connect()                                                         # 13
client = MQTTClient(client_id, "test.mosquitto.org")                   # 14
client.set_callback(mqtt_callback)                                     # 15
client.connect()                                                       # 16

# client.subscribe("0000000_Elektronika_Praktyczna")                   # 17
client.subscribe("0000000_Elektronika_Praktyczna/test")
# client.subscribe("0000000_Elektronika_Praktyczna/#")

print("Oczekiwanie na wiadomości z MQTT")
_thread.start_new_thread(mqtt_listener_task, [1000])                   # 18
_thread.start_new_thread(temperature_task, [5000])                     # 19
```

Listing 1. Kod pliku mqtt_demo.py

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

eprasa.pl 35a611158d

Program ma możliwość śledzenia historii oraz wyświetlania zmian, jakie zachodziły dla publikowanych wartości. Jeżeli są to wartości liczbowe, to program może nawet narysować wykres. Ponadto wykresy najbardziej interesujących nas kanałów z danymi liczbowymi możemy przypiąć do dolnej części okna. W tym celu należy kliknąć przycisk zaznaczony czerwoną strzałką na **rysunku 3**.

MQTT w praktyce

Napiszemy prosty program, który łączy się z darmowym brokerem Mosquitto. Program będzie mierzył temperaturę procesora co 5 sekund. Następnie będzie przesyłał ją na dedykowany kanał, którego nazwa jest utworzona na podstawie ID mikrokontrolera ESP32-S3. W ten sposób, demonstracyjny program będziemy mogli uruchomić jednocześnie na kilku płytkach z ESP32-S3. Poznamy kilka metod subskrybowania kanałów, aby wysyłać wiadomość z chmury do jednej wybranej płytki lub do wszystkich jednocześnie. Kod tego programu przedstawiono na **listingu 1**.

Program, jak zwykle w Pythonie, zaczynamy od zaimportowania wszystkich używanych modułów. Jest ich dość sporo, ale jedyną nowością jest **umqtt.robust** (linia 1). MicroPython wyposażony jest w dwóch klientów MQTT. Klient **umqtt.simple** jest zoptymalizowany pod kątem zapotrzebowania na pamięć i szybkość działania. Drugi klient o nazwie **umqtt.robust** jest zbudowany na bazie tego pierwszego i wzbogacony o różne procedury zwiększające niezawodność komunikacji – między innymi automatyczne łączenie po przerwaniu połączenia internetowego czy wykrywanie i naprawianie różnych błędów.

Każde urządzenie podłączone do brokera MQTT musi posiadać jakiś unikalny identyfikator. W przypadku mikrokontrolerów ESP32 przyjęło się, że tym identyfikatorem jest adres MAC wbudowanej karty sieciowej. Aby go uzyskać, posłużymy się funkcją **unique_id** z modułu **machine** (linia 2). Funkcja ta zwraca identyfikator w postaci obiektu typu **bytes**, który składa się z sześciu bajtów, np.: b'\xdc\xda\x0c\x1eN\xe0'. Aby taka informacja była użyteczna jako identyfikator urządzenia w MQTT, musimy ją przekonwertować na string. Robimy to przy pomocy metody **hex**, którą ma każdy obiekt typu **bytes**, a w rezultacie dostajemy 'dcda0c1e4ee0'. Zmieńmy małe litery na wielkie.

```
Powłoka
MicroPython v1.26.1 on 2025-09-11; Generic ESP32S3 module with ESP32S3
Type "help()" for more information.
>>> %run -c $EDITOR_CONTENT
  Client ID: 64E8334BC1B4
  Łączenie z siecią.....
  Adres IP: 192.168.255.63
  Oczekiwanie na wiadomości z MQTT

>>>
```

Rysunek 4. Komunikaty na konsoli po uruchomieniu programu

Nie jest to obowiązkowe, ale warto tego dokonać dla celów demonstracji. W tym celu wykorzystujemy metodę **upper**, którą ma każdy obiekt **str** i w ten sposób dostajemy 'DCDA0C1E4EE0', co w dalszej części programu będzie wykorzystywane jako identyfikator urządzenia.

Linia 2 jest dość skondensowanym zapisem. Równie dobrze moglibyśmy to samo zapisać w następujący sposób:

```
client_id = machine.unique_id()
client_id = client_id.hex()
client_id = client_id.upper()
```

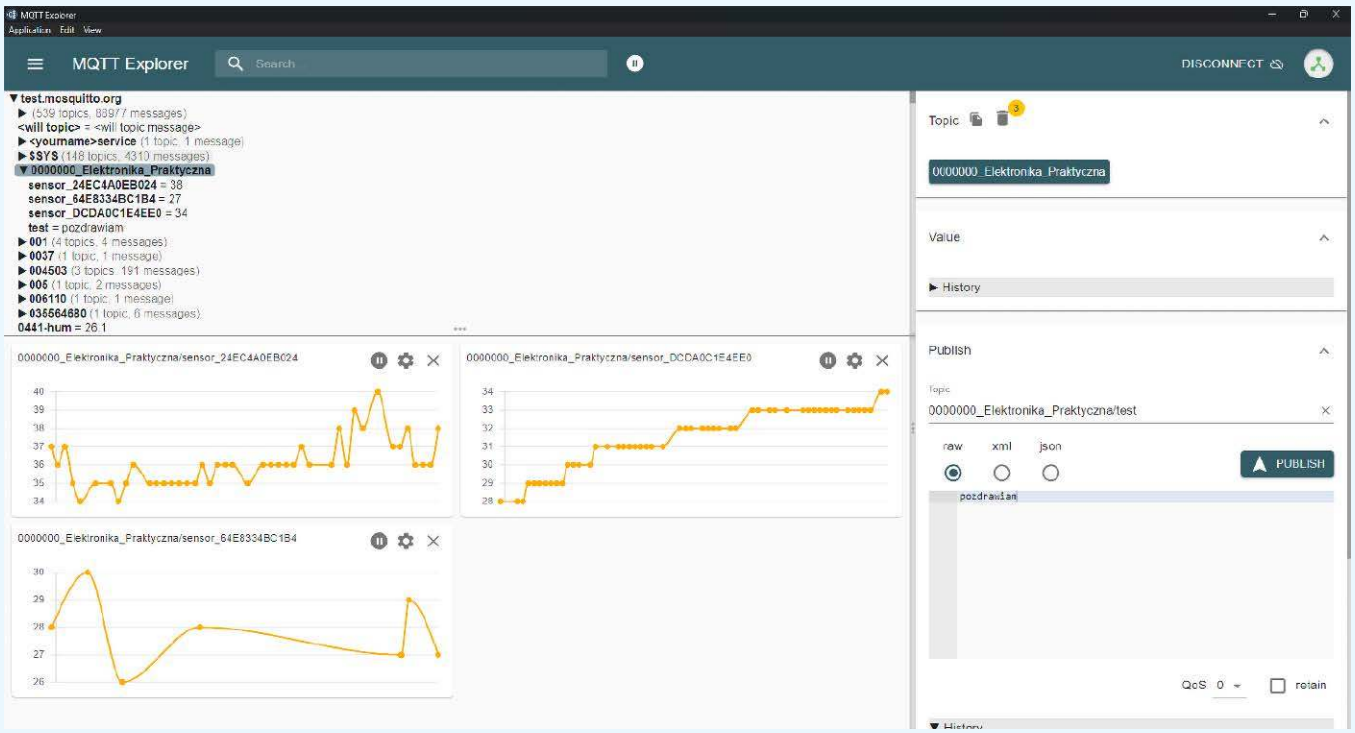
Pomińmy na razie wszystkie definicje funkcji i przeskoczmy teraz do linii 13, gdzie zaczyna się wykonywać nasz program. Zaczynamy od wywołania funkcji **wifi_connect**, którą utworzyliśmy w linii 3. Tę funkcję znamy już dobrze z kilku poprzednich odcinków kursu.

W linii 14 tworzymy instancję klienta MQTT. Do konstruktora klasy **MQTTClient** podajemy dwa argumenty. Pierwszym z nich jest uzyskany wcześniej identyfikator urządzenia **client_id**, a drugim – adres serwera, z którym chcemy się połączyć.

Kolejnym krokiem jest podanie callbacka (linia 15), czyli wskaźnika do funkcji, która ma się wywołać, kiedy zostanie otrzymana jakaś wiadomość od brokera MQTT. W naszym przypadku jest to funkcja o nazwie **mqtt_callback**, którą definiujemy w linii 6. Funkcja ta przyjmuje tylko dwa argumenty: nazwę tematu, w którym pojawiła się nowa wiadomość oraz treść tej wiadomości. Wewnątrz callbacka powinniśmy interpretować otrzymane dane i podejmować jakieś działania, jakie z tych danych wynikają, np. coś włączyć lub zmienić jakieś ustawienia.

W linii 16 łączymy się z brokerem MQTT.

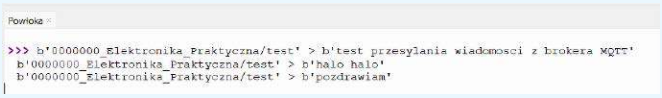
Jeżeli chcemy otrzymywać wiadomości, najpierw musimy zasubskrybować tematy. W tym celu wywołujemy metodę **subscribe**,



Rysunek 5. Wykresy wygenerowane na podstawie danych z dwóch modułów ESP32-S3

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

eprasa.pl 35a611158d



Rysunek 6. Wiadomości odebrane od brokera MQTT

do której podajemy nazwę tematu. Możemy zasubskrybować tyle tematów, ile jest nam potrzebne, a także posłużyć się symbolami wieloznacznymi, aby móc zasubskrybować wiele tematów jednocześnie. Załóżmy, że mamy takie drzewo tematów:

- `dom/pokoj/temperatura`
- `dom/pokoj/ciśnienie`
- `dom/kuchnia/temperatura`
- `dom/kuchnia/ciśnienie`
- `piwnica/kotlownia/temperatura`
- `piwnica/kotlownia/cisnienie`

Możemy zasubskrybować wszystkie tematy związane z temperaturą, posługując się znakiem +. Należy rozumieć, że ten znak zastępuje dowolne słowo w nazwie tematu:

- dom/+/temperatura – wszystkie czujniki temperatury z domu,
- +/+/temperatura – wszystkie czujniki temperatury w ogóle.

Możemy także zasubskrybować wszystkie tematy i podtematy, korzystając ze znaku #, który zastępuje dowolną kombinację znaków leżących na prawo od niego.

- dom/kuchnia/# – wszystko, co znajduje się w kuchni,
- dom/# – wszystko, co znajduje się w domu,
- # – wszystko bez wyjątku.

Aby odbierać wiadomości od brokera MQTT musimy zrobić jeszcze jedno – wymyślić jakiś sposób, aby cyklicznie wywoływać funkcję **check_msg**. W tym celu możemy wykorzystać task z modułu **_thread**, co czynimy w linii 18. Przypomnijmy, że funkcja **start_new_thread** przyjmuje dwa argumenty – pierwszy to nazwa tasku, czyli **mqtt_listener_task**, a drugi to lista dowolnych obiektów, jakie zostaną przekazane do tasku przy jego wywołaniu. W naszym przypadku jest to tylko czas oczekiwania pomiędzy wywołaniami tasku, czyli 1000 ms.

Task o nazwie **mqtt_listener_task**, który cyklicznie odpytuje brokera MQTT, tworzymy w linii 7. Jest to zwyczajna funkcja, która zawiera pętlę nieskończoną **while True** (linia 8). Wewnątrz pętli mamy tylko opóźnienie funkcją **sleep_ms** (linia 9) oraz blok **try-except**, w którym wywołujemy funkcję **check_msg** (linia 10). Jeżeli zostanie pobrana jakaś wiadomość, to wtedy zostanie automatycznie wywołana zdefiniowana wcześniej funkcja callback. Wywołanie funkcji check_msg umieściliśmy wewnątrz **try-except**, ponieważ w razie jakichś problemów może ona zgłaszać wyjątki.

W linii 19 dodajemy kolejny task. Jego zadaniem będzie pomiar temperatury co 5000 ms i wysyłanie wyniku do brokera. Task ten definiujemy w linii 11 i również ma on pętlę nieskończoną **while True**. Wewnątrz niej wywołujemy funkcję **publish** (linia 12), do której podajemy dwa argumenty. Pierwszym jest nazwa tematu, na który zostanie wysłany wynik pomiaru temperatury. Tworzymy ją używając zmiennej client_id, którą łączymy ze stałą częścią nazwy tematu używając f-string. Drugim argumentem jest to, co zamierzamy wysłać, czyli temperatura procesora, uzyskana poprzez funkcję **mcu_temperature** z modułu **esp32**. Pamiętaj, że dane wysyłane na serwer muszą mieć format tekstowy. Aby przekonwertować wartość temperatury na string, musimy posłużyć się funkcją **str**.

Gotowe! Uruchom program, wciskając klawisz F5. Program połączy się z siecią Wi-Fi i wyświetli komunikaty podobne do tych z **rysunku 4**. Oczywiście zobaczysz inne wartości Client ID oraz adresu IP.

Task do pomiaru temperatury jest aktywny i po kilkunastu sekundach powinieneś zobaczyć, że w programie MQTT Explorer pojawił się nowy temat, zaczynający się od **0000000_Elektronika_Praktyczna**. Jeżeli mimo dłuższego czasu oczekiwania ten temat się nie pojawił, spróbuj wpisać jego nazwę do pasku wyszukiwania w górnej części ekranu. Powinieneś zobaczyć efekt jak na **rysunku 5**. Podczas testów uruchomiłem ten sam program na trzech płytkach z ESP32-S3. Jak widać, każda z nich utworzyła sobie swój indywidualny kanał, w którym raportuje temperaturę procesora co 5 sekund.

Przetestujmy komunikację od brokera do mikrokontrolera. W polu **Topic** po prawej stronie okna wpisz **0000000_Elektronika_Praktyczna/test**. Jest to temat, który zasubskrybowaliśmy, zatem pojawienie się jakiejś nowej wiadomości w tym temacie powinno spowodować wyświetlenie jej w konsoli MicroPythona. Wybierz format danych **raw**, wpisz dowolny komunikat i kliknij **PUBLISH**. Po chwili powinien się on pojawić w konsoli – patrz **rysunek 6**.

W następnym odcinku poznamy interfejs ESP-NOW. Jest to ciekawa forma komunikacji, opracowana przez firmę Espressif. Można ją wykorzystać do bezprzewodowego przesyłania danych pomiędzy modułami ESP32, bez pośrednictwa żadnych brokerów, routerów ani czegokolwiek innego. Ponadto zobaczymy inną niż **_thread** metodę tworzenia tasków wykonujących się równolegle, czyli **asyncio**.

Dominik Bieczyński
leonow32@gmail.com

Zobacz więcej:

- Repozytorium kursu na GitHubie https://github.com/leonow32/micropython
- Program MQTT Explorer https://mqtt-explorer.com/
- Dokumentacja klienta MQTT Simple https://github.com/micropython/micropython-lib/tree/master/micropython/umqtt.simple
- Dokumentacja klienta MQTT Robust https://github.com/micropython/micropython-lib/tree/master/micropython/umqtt.robust

REKLAMA



koktajl niusów

V-cut SS – płyn chłodząco-smarujący do skrawania i szlifowania



V-cut SS to płyn chłodząco-smarujący przeznaczony do procesów obróbki metali. Produkt firmy Rocol jest deklarowany jako rozwiązanie do różnych grup materiałów, zarówno metali żelaznych, jak i nieżelaznych. Zgodnie z informacjami producenta płyn sprawdza się w zastosowaniach związanych z różnymi rodzajami obróbki skrawaniem, a także przy szlifowaniu.

W opisie produktu podkreślana jest technologia V-cut, która ma wspierać wysoką wydajność procesów oraz zapewniać komfort i wysoki poziom bezpieczeństwa pracy operatorów. Wskazywanym atutem eksploatacyjnym jest także długa żywotność miski olejowej, co ma ograniczać przestoje i obniżać koszty użytkowania w zakładach produkcyjnych, gdzie płyny chłodzące są stosowane na co dzień.

Po zmieszaniu z wodą V-cut SS tworzy zieloną emulsję. Według producenta emulsja poprawia widoczność obrabianych detali, co ma znaczenie przy precyzyjnych operacjach wymagających bieżącej kontroli procesu. Emulsja jest opisywana jako bezpieczna, stabilna oraz łatwa w użyciu.

Wartość pH dla 5% roztworu wynosi 9,5, a zawartość olejów mineralnych określono na poziomie 20...30%. Zalecana temperatura przechowywania mieści się w zakresie 5...30°C. Produkt oferowany jest w opakowaniu o pojemności 20 l, a jego indeks to ROC-RS51523.

https://www.skladtechniczny.pl/blog/produkty-chemiczne/v-cut-ss-rocol-niezawodny-plyn-chlodzaco-i-szlifowania



Komputery Cincoze MD-3000 na szynie DIN do systemów wizyjnych

Firma Cincoze wprowadziła na rynek serię wysokowydajnych i skalowalnych komputerów przemysłowych DIN-Rail pod nazwą MD-3000. Urządzenia są przeznaczone do aplikacji inteligentnej produkcji opartych na widzeniu maszynowym. W materiałach produktowych jako kluczowe cechy serii wskazywane są: wysoka wydajność wynikająca z zastosowania procesorów Intel Core klasy desktop, możliwość elastycznej rozbudowy, kompaktowa konstrukcja o wysokości 15 cm oraz montaż na standardowej szynie DIN. W kontekście pracy w obudowie i zarządzania temperaturą producent opisuje także rozwiązania takie jak dynamiczny mechanizm zarządzania temperaturą oraz inteligentne zabezpieczenie przed przegrzaniem.

Od momentu rynkowego debiutu seria MD-3000 budzi zainteresowanie integratorów inteligentnych systemów produkcyjnych. Standardowy uchwyt DIN-Rail ma umożliwiać bezpośrednią instalację komputerów w szafach sterowniczych lub w obudowach urządzeń. Z kolei obszary związane z konserwacją oraz interfejsy operacyjne umieszczono z przodu obudowy, co ma ułatwiać instalację i późniejsze prace serwisowe.

Konstrukcja komputerów z serii MD-3000 ma charakter modułowy i skalowalny. Rozbudowa wejść/wyjść może być realizowana poprzez wybór konfiguracji rozszerzeń z 2, 4 lub 6 gniazdami. W opisie zastosowań wskazano, że takie podejście ma wspierać integrację wielu źródeł światła, sygnałów wyzwalających i pamięci obrazów, zależnie od wymagań poszczególnych linii produkcyjnych. Wysokość obudowy wynosząca 15 cm sprawia, że gabaryty komputerów są zbliżone do popularnych sterowników PLC, co jest istotne w środowiskach zautomatyzowanej produkcji, gdzie dostępna przestrzeń montażowa bywa ograniczona.

Producent wskazuje również na możliwość rozszerzenia serii MD-3000 o wybrane interfejsy bezprzewodowej transmisji danych, takie jak Wi-Fi, GSM czy GNSS. Komputery mają spełniać szereg surowych norm branżowych, a ich deklarowaną wytrzymałość i niezawodność potwierdzają szerokie zakresy temperatury roboczej (od –40 do 65°C) oraz napięcia zasilania (9...48 V). Ma to przekładać się na stabilną pracę w lokalizacjach narażonych na wibracje, podwyższone temperatury oraz zakłócenia elektromagnetyczne (EM). W rezultacie seria MD-3000 stanowi platformę obliczeniową przeznaczoną do szerokiej gamy urządzeń, w tym do wymagających zastosowań profesjonalnych w Przemyśle 4.0.

https://www.me-embedded.eu/klasyfikacja-kontrola-i-pomiary-komputer-cincoze-md-3000/

Firma Lenze z certyfikacją IEC 62443-4-1

Firma Lenze uzyskała certyfikację IEC 62443-4-1, która potwierdza spełnienie wymagań dotyczących bezpiecznego procesu rozwoju produktów automatyki przemysłowej. Certyfikat został przyznany przez TÜV Rheinland i jest wskazywany jako istotny z punktu widzenia zgodności z regulacjami EU Cyber Resilience Act (CRA). Zgodnie z założeniami CRA wymagania te od grudnia 2027 r. mają stać się obowiązkowe dla producentów maszyn oraz ich dostawców.

Certyfikat IEC 62443-4-1 potwierdza, że Lenze stosuje zasady „security by design" na każdym etapie cyklu życia produktów: od koncepcji, przez rozwój, po utrzymanie. Norma ta jest uznawana na świecie i coraz częściej pojawia się jako wymóg w projektach o wysokich wymaganiach w obszarze bezpieczeństwa. W praktyce rośnie również liczba operatorów oczekujących, aby producenci urządzeń oraz ich dostawcy dokumentowali zgodność swoich procesów rozwojowych z IEC 62443-4-1.

eprasa.pl 35a611158d



Wymagania normy IEC 62443-4-1 obejmują między innymi systematyczną analizę zagrożeń, zarządzanie podatnościami, wdrożone strategie aktualizacji i patchowania oraz jasne procedury reagowania na incydenty. Certyfikacja ma jednocześnie potwierdzać, że proces rozwoju produktów Lenze spełnia wymagania licznych współczesnych standardów cyberbezpieczeństwa, co – według informacji firmy – ma bezpośrednie przełożenie na projekty realizowane zarówno w polskim, jak i zagranicznym przemyśle.

https://www.elmark.com.pl/blog/lenze-z-certyfikacja-iec-62443-4-1



Fiskalizacja parkingu z wykorzystaniem wirtualnych kas fiskalnych

Zgodnie z rozporządzeniem Ministra Finansów z dnia 17 grudnia 2024 r., od dnia 1 kwietnia 2026 r. na obszarze Rzeczypospolitej Polskiej zostaje wprowadzony obowiązek fiskalizacji usług parkingowych. Wymóg ten obejmuje zarówno stanowiska obsługowe, jak i urządzenia samoobsługowe. Paragony mają być wystawiane w formie papierowej lub cyfrowej.

W kontekście nowych wymagań na rynku dostępne są rozwiązania oparte na wirtualnych kasach fiskalnych. Firma Koncept-L oferuje wirtualne kasy fiskalne, które są przedstawiane jako rozwiązania elastyczne i możliwe do zintegrowania z istniejącą infrastrukturą. Systemy te działają w oparciu o połączenie z chmurą i są przeznaczone do ewidencji sprzedaży oraz rozliczania transakcji w czasie rzeczywistym, co ma odciążać punkty obsługi.

Wdrożenie, zgodnie z opisem rozwiązania, wymaga urządzenia z systemem Windows, Linux lub Android, wyposażonego w drukarkę paragonów oraz posiadającego zapewniony ciągły dostęp do Internetu. Wirtualne kasy fiskalne umożliwiają wystawianie paragonów w formie cyfrowej, a wśród opisywanych funkcji wskazuje się możliwość opłacania usług za pomocą aplikacji mobilnej na smartfonie.

Po stronie administracyjnej przewidziano dostęp do „panelu partnera", który umożliwia między innymi aktywację kont użytkowników oraz wgląd w wystawione paragony. Dodatkowo rachunki mogą być prezentowane w postaci kodów QR, co pozwala na wprowadzanie NIP płatnika oraz adresu e-mail, na który dokumenty transakcji są automatycznie przesyłane, bez ręcznej ingerencji użytkowników oraz innych upoważnionych osób.

https://www.koncept-l.pl/fiskalizacja-parkingu-z-wkf/24-939

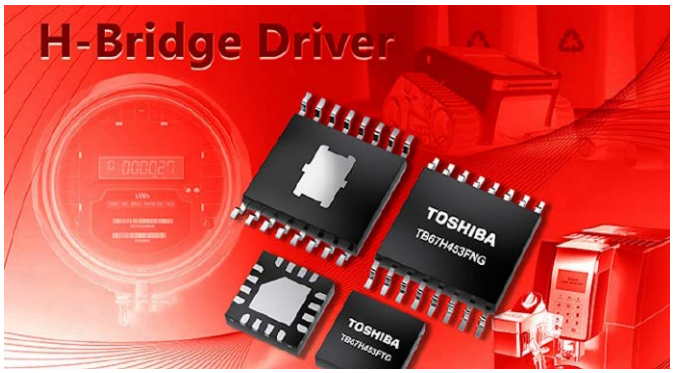
Skórzano-metalowy pendrive DS-0607 od MemoRabbit



MemoRabbit oferuje nowy model pamięci typu pendrive – DS-0607 – wykonany z połączenia metalu i skóry. Produkt jest dostępny w siedmiu wersjach kolorystycznych. W przypadku personalizacji przewidziano trzy rodzaje znakowania: nadruk, grawer oraz tłoczenie. W opisie producenta wskazano także możliwość wytłoczenia logo na powierzchni pendrive'a.

Model DS-0607 jest przedstawiany jako propozycja gadżetu reklamowego, który może być wykorzystywany przez firmy i przekazywany kontrahentom lub pracownikom. Pole zadruku ma wymiary 44×11 mm, a cały produkt: 76×19×17 mm. W ofercie dostępny jest również szeroki wybór etui, pudełek i akcesoriów przeznaczonych do pendrive'a.

https://memorabbit.pl/product/ds-0607-metal-plus-skora



Sterownik silników szczotkowych TB67H453 firmy Toshiba dostępny w ofercie GLYN

Sterownik TB67H453 firmy Toshiba, dostępny w ofercie GLYN, jest przeznaczony do sterowania szczotkowymi silnikami DC i umożliwia monitorowanie wartości prądu w czasie rzeczywistym, dzięki czemu typowa aplikacja może się obejść bez standardowego rezystora bocznikowego. Według opisu rozwiązania ogranicza to liczbę podzespołów zewnętrznych oraz zmniejsza straty, co ma wspierać wysoką sprawność energetyczną.

Bieżący pomiar prądu pozwala mikrokontrolerowi na precyzyjne dostosowywanie sterowania i optymalizację mocy silników, w szczególności przy zmiennych, dynamicznie regulowanych obciążeniach. Zastosowanie TB67H453 pozwala na stabilną pracę silników przy ograniczonej liczbie podzespołów zewnętrznych i niewielkich rozmiarach PCB.

Wśród cech układu wskazywany jest niski prąd spoczynkowy na poziomie 1 µA oraz rozbudowany zakres zabezpieczeń, obejmujący ochronę przed przeciążeniem, przegrzaniem i zbyt niskim napięciem zasilania. Deklarowane parametry obejmują zakres napięcia roboczego 4,5...44 V, obciążalność prądową do 3,5 A oraz rezystancję RDS(ON) na poziomie 0,6 Ω.

https://tiny.pl/6_pqvfc1w

Oplot ekranujący RayBraid do ochrony wiązek sygnałowych



Wraz ze wzrostem udziału elektroniki w urządzeniach i instalacjach rośnie znaczenie odporności na zakłócenia elektromagnetyczne (EMI). W przypadku czułych odbiorników utrzymanie czystości sygnałowej jest warunkiem poprawnego działania systemu.

eprasa.pl 35a611158d

Jednym z rozwiązań stosowanych do ograniczania wpływu EMI jest oplot ekranujący RayBraid firmy TE Connectivity, dostępny od ręki w sklepie Skład Techniczny. Produkt jest opisywany jako profesjonalny oplot z miedzi cynowanej (Cu/Sn), zgodny z niemiecką normą wojskową VG 96936 T10.

W opisie RayBraid wskazuje się kilka parametrów odróżniających go od tańszych zamienników oraz folii aluminiowej. Oplot ma zapewniać pokrycie optyczne co najmniej 93%, co oznacza gęsty splot tworzący ekranowanie porównywalne z klatką Faradaya. Znaczną elastyczność i rozszerzalność 2:1: zapewnia specjalny typ splotu. Oplot o średnicy nominalnej 4 mm można naciągać na złącza i zgrubienia wiązek, a po naciągnięciu ma on dopasować się do ich kształtu. Zastosowanie miedzi cynowanej chroni miedź przed utlenianiem oraz ułatwia lutowanie oplotu do masy, co ułatwia montaż i poprawia skuteczność tłumienia zakłóceń RFI.

W profesjonalnym harnessingu (budowie wiązek) RayBraid bywa stosowany jako środkowa warstwa ochrony. Oplot układa się na przewodach sygnałowych, na przykład pochodzących od czujników, a następnie na wierzch naciąga się dedykowaną koszulkę DR-25. Takie zestawienie zapewnia ochronę mechaniczną, chemiczną oraz elektromagnetyczną i jest zbliżone do rozwiązań spotykanych w lotnictwie wojskowym.

RayBraid jest przeznaczony do ekranowania cienkich wiązek sygnałowych (skrętek), m.in. w motorsporcie, lotnictwie oraz w przemyśle medycznym.

https://www.skladtechniczny.pl/blog/ochrona-przewodow/jak-raybraid-chroni-krytyczne-sygnaly-przed-zakloceniami

Kondensatory silnikowe jb Capacitors dostępne w ofercie TME



W katalogu dystrybutora TME pojawiły się kondensatory silnikowe firmy jb Capacitors. W ofercie dostępne są m.in. produkty z serii JFS, które znajdują zastosowanie przede wszystkim w systemach zasilania oraz sterowania silnikami.

Kondensatory silnikowe z serii JFS są oferowane w okrągłej obudowie z tworzywa sztucznego i są przeznaczone do zastosowań wymagających ciągłej pracy silników prądu przemiennego. Komponenty oferują niski współczynnik strat mocy oraz wysoką rezystancję izolacji, a także zwiększoną odporność na przepięcia i przeciążenia. Elementy te są dostępne z wyprowadzeniami realizowanymi w postaci przewodów lub konektorów. Jako wyposażenie opcjonalne przewidziano mocowanie śrubowe z gwintem M8, stosowane w celu usztywnienia kondensatorów i zwiększenia odporności na wibracje wywołane pracą urządzeń.

Seria JFS obejmuje podzespoły przeznaczone w szczególności do silników wymagających zasilania uwzględniającego magazynowanie energii, realizowane z użyciem kondensatorów.

Podstawowe dane techniczne serii JFS:

- typ kondensatora: polipropylenowy,
- napięcie robocze: 250...450 V AC,
- pojemność: 1...100 µF,
- średnica: 34...60 mm,
- wysokość: 65...120 mm,
- tolerancja pojemności: ±5%,
- deklarowany czas życia: 3000 godzin,
- mocowanie: śruba M8,
- temperatura pracy: –40...+85°C.

https://www.tme.eu/pl/news/about-product/page/73360/nowe-kondensatory-silnikowe-jb-capacitors/

Modem NE200-Outdoor do zastosowań zewnętrznych w sieciach 5G i LTE



Modem NE200-Outdoor to urządzenie do odbioru sygnału komórkowego LTE/5G i przekazywania go przewodowo do sieci lokalnej. Zgodnie z opisem produkt obsługuje technologię 5G oraz LTE-Advanced Cat19, a deklarowana szybkość transmisji sięga 4,67 Gb/s. Docelowe zastosowania to m.in. lokalizacje oddalone od centrów miast.

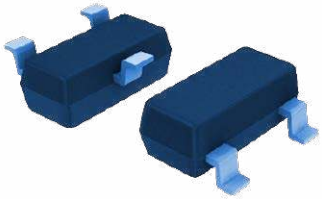
Urządzenie wyposażono w port Ethernet 2.5G oraz wsparcie dla PoE w standardach 802.3af/802.3at, co umożliwia jednoczesne zasilanie i przesyłanie danych za pomocą jednego kabla Ethernet. NE200-Outdoor nie rozgłasza sieci Wi-Fi; jego rolą jest dostarczenie łącza komórkowego do innego routera Wi-Fi, na przykład z serii Deco lub Archer. W opisie rozwiązania wskazano, że takie podejście ma ułatwiać uzyskanie stabilnego połączenia także wtedy, gdy modem jest instalowany w miejscu o ograniczonym zasięgu lub w budynku o grubych ścianach.

Proces instalacji NE200-Outdoor obejmuje włożenie karty SIM, zamontowanie urządzenia w lokalizacji o najlepszym zasięgu oraz podłączenie kabla Ethernet. Modem umieszczono w obudowie o klasie szczelności IP66, odpornej na deszcz, pył i wiatr, a zakres temperatur pracy wynosi od –30 do +60°C. W specyfikacji ujęto również ochronę przeciwprzepięciową 6 kV oraz ochronę antystatyczną 15 kV. Montaż może być wykonany na dachu, oknie, słupie lub ścianie, a producent dostarcza w zestawie wszystkie niezbędne uchwyty. Po instalacji i uruchomieniu nie ma konieczności przeprowadzania konfiguracji bezpośrednio na urządzeniu.

Zarządzanie modemem jest możliwe z poziomu aplikacji TP-Link Tapo. NE200-Outdoor jest rozwiązaniem dla osób potrzebujących szybkiego i stabilnego internetu 5G w miejscach bez dostępu do światłowodu, a także dla użytkowników biznesowych, dla których istotne jest zapewnienie niezawodnego połączenia.

https://www.tp-link.com/pl/press/news/22028

Diody Zenera z serii BZX84 w ofercie firmy Micros



Seria BZX84 obejmuje diody Zenera w miniaturowych obudowach SMD, przeznaczone do stabilizacji napięcia oraz ochrony układów elektronicznych przed przepięciami. Szeroki zakres napięć roboczych umożliwia dobór elementu do wymogów projektowych. Wśród zalet nowych diod producent podkreśla niskie straty mocy, szybką reakcję na zmiany napięcia oraz stabilność napięcia w kierunku zaporowym, co sprawia, że diody BZX84 są stosowane m.in. w zabezpieczeniach układów analogowych i cyfrowych czy w profesjonalnych systemach przemysłowych – zwłaszcza, że zakres temperatury pracy rozciąga się od –65 do +150°C

Diody Zenera z serii BZX84 są produkowane w obudowach SOT-23. Zakres napięć roboczych wynosi 2,7...22 V, typowy prąd przewodzenia powinien mieścić się w zakresie od kilku do kilkudziesięciu mA, a maksymalna moc strat to 350 mW.

https://www.micros.com.pl/o-firmie/aktualnosci/nowa-jakosc-w-stabilizacji-napiecia-seria-bzx84,485.html

Jakub Tyburski
jakub.tyburski@elportal.pl

eprasa.pl 35a611158d

Hity następnego numeru • „Elektronika Praktyczna” 4/2026

Temat Numeru: Elektronika w systemach płatniczych

Aplikacje elektroniki w nowoczesnych systemach płatności to temat, który wykracza dziś daleko poza samą kartę i terminal. Za współczesnymi płatnościami bezgotówkowymi stoi złożona sieć urządzeń, oprogramowania i mechanizmów kryptograficznych, które w czasie rzeczywistym realizują i zabezpieczają transakcje. W artykule przyjrzymy się tej infrastrukturze z perspektywy inżyniera elektronika, pokazując architekturę i zależności pomiędzy elementami systemu oraz uchylając drzwi do świata technologii, z którymi na co dzień ma kontakt tylko niewielka grupa wyspecjalizowanych projektantów i administratorów.

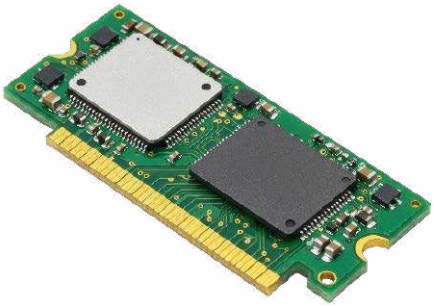
Omówimy rolę elektroniki w kartach, terminalach i urządzeniach mobilnych, zwrócimy także uwagę m.in. na stosowane standardy komunikacji bezprzewodowej (w tym NFC). Zarysujemy także zagadnienia bezpieczeństwa – od poziomu układu scalonego wewnątrz terminala czy smartfona, aż po warstwę sieciową. Wskażemy ponadto niektóre przyszłościowe kierunki rozwoju takie jak wirtualizacja terminali czy integracja płatności z urządzeniami IoT. Kwietniowy „Temat Numeru” stanowi więc syntetyczne spojrzenie na elektronikę, która – choć pozostaje niewidoczna dla użytkownika – stanowi kluczowy element współczesnego obrotu finansowego.



Elektronika w Praktyce: SoM, SoC, SBC i nie tylko

W projektach systemów wbudowanych coraz częściej stajemy przed wyborem nie tyle pojedynczego mikrokontrolera, co kompletnej platformy sprzętowej. SoC, SoM czy SBC – skróty te pojawiają się w notach aplikacyjnych, katalogach dystrybutorów i dokumentacjach projektowych, ale ich znaczenie bywa niejednoznaczne, zwłaszcza gdy granice między nimi zaczynają się zacierać zarówno z punktu widzenia wymiarów, jak i możliwości obliczeniowych.

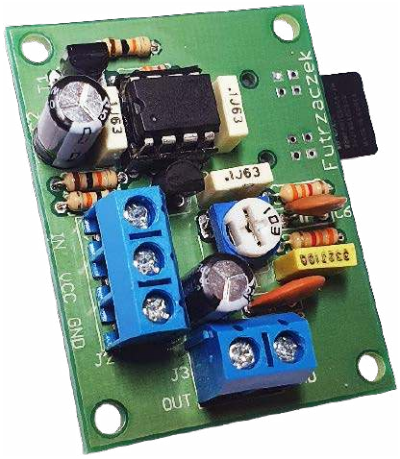
W kolejnej odsłonie „Elektroniki w praktyce” porządkujemy tę terminologię i pokazujemy, jak świadomie dobrać architekturę do wymagań projektu. Pokrótce przypominamy, czym różni się układ typu System-on-Chip od modułu System-on-Module i jak rozwiązania należące do tych klas biorą udział w konstrukcji kompletnych systemów typu SBC. Zwracamy także uwagę na to, jakie są rzeczywiste konsekwencje wyboru każdego z tych rozwiązań w kontekście projektowania PCB, zasilania, kompatybilności EMC czy wreszcie produkcji seryjnej. Omawiamy również kwestie skalowalności, dostępności komponentów, wsparcia programowego czy też czasu wprowadzenia produktu na rynek – parametru krytycznego z punktu widzenia producentów urządzeń i systemów elektronicznych.



Prosty odtwarzacz audio

Odtwarzacze plików muzycznych często dysponują wieloma funkcjami, takimi jak możliwość wyboru utworu, wstrzymywanie czy zmiana tempa odtwarzania, cyfrowa regulacja głośności itp. Jednak w niektórych zastosowaniach potrzeba czegoś wyjątkowo prostego, co pod wpływem zewnętrznego impulsu ma odtworzyć plik dźwiękowy. I tyle, nic więcej. Właśnie do tego służy opisany układ.

Dzięki temu, że nośnikiem pliku dźwiękowego jest zwykła karta microSD, którą dzisiaj można kupić za dosłownie kilkanaście złotych, ów dźwięk można wygodnie edytować na komputerze, tablecie lub smartfonie, po czym wgrać gotowy plik na kartę. To wygodne rozwiązanie, ponieważ pliki WAV są obsługiwane przez wszystkie systemy operacyjne, również te mobilne. Nie jest potrzebna jakakolwiek konwersja do formatu binarnego czy innego, odczytywanego przez bardzo proste systemy mikroprocesorowe. Zadanie prezentowanego układu jest zatem skrajnie proste. Po podaniu napięcia na wejście rozpoczyna się odtwarzanie zapisanego pliku. Jeżeli wejście jest aktywowane stale, odtwarzanie przebiega w pętli dopóty, dopóki nie zmieni się stan wejścia. Po zakończeniu odtwarzania układ wraca do stanu spoczynku.



Wykaz firm ogłaszających się w tym numerze „Elektroniki Praktycznej”

AKSOTRONIK 29
AVT-SPV 5, 11, 35, 47
BORNICO 9
COMPUTER CONTROLS 7
FERYSTER 27
HAMAMATSU 36
MICROS 24, 76

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 35a611158d

MODUŁY RADIOWE
do projektów **IOT** i elektroniki



Szukasz niezawodnych modułów radiowych? Oferujemy szeroki wybór sprawdzonych rozwiązań od renomowanych producentów, które pozwolą szybko i pewnie wdrożyć łączność bezprzewodową w Twoich projektach.

W naszej ofercie znajdziesz moduły dostosowane do różnych technologii komunikacyjnych:

- **CDTOP** – moduły GNSS
- **DOIT** – moduły WiFi / Bluetooth
- **EMWICON** (dawniej JJPLUS) – moduły WiFi / Bluetooth
- **EBYTE** – moduły ISM / LoRa / ZigBee / Bluetooth
- **SKYLAB** – moduły Bluetooth / WiFi / GNSS
- **HIGH-FLYING** – moduły WiFi / Bluetooth
- **RADIOCONTROLLI** – moduły ISM / LoRa



Moduły komunikacyjne na naszej stronie.

www.micros.com.pl

Odwiedź nasz sklep internetowy!

MICROS

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

tel.: +48 12 636 95 66
fax: +48 12 636 93 99
e-mail: bok@micros.com.pl

eprasa.pl 35a611158d