ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

MIĘDZYNARODOWY MAGAZYN ELEKTRONIKÓW KONSTRUKTORÓW • LISTOPAD • 11/2026

Audio
mitów i faktów ciąg dalszy



Lewitacja

Z praktyki ekspertów
- Audio – mitów i faktów ciąg dalszy
- Symulacja SPICE przetwornicy obniżającej napięcie z kompensacją cyfrową
- Ochrona przepięciowa układów (3). Koordynacja, layout, weryfikacja

AI w elektronice
- Oscyloskop rozumie polecenia. Agenci AI wchodzą do pracowni pomiarowej
- AI w pracowni elektronika konstruktora (6). Od modelu do firmware: wdrożenie krok po kroku

Repetytorium
- PCB w praktyce (3)
- Jak mierzyć impedancję
- Zaawansowane funkcje oscyloskopów cyfrowych dla niezaawansowanych (3)

W pracowni
- Łagodny start odbiorników prądu stałego
- Lewitator magnetyczny
- Wykrywacz przewodów pod napięciem

Kity AVT
- Regulowany wyłącznik czasowy (AVT6104)

Notatnik konstruktora
- Gdy nie ma FPU

Kurs
- Oscyloskop 12-bit w praktyce konstruktora. Rodziały 5 i 6
- Kurs RFID z PN532. Rozdziały 9 i 10

ISSN 1230-3526 Indeks 357677
9 771230 352269 11

24 zł (w tym 8% VAT)

eprasa.pl 19a5b96348

E-prenumerata Elektroniki Praktycznej

Twoja wiedza zawsze pod ręką!

Zyskaj 30% rabatu na roczny dostęp cyfrowy (PDF)



W e-prenumeracie zapłacisz tylko:

~~240,00 zł~~

168,00 zł/rok

10 wydań w roku
16,80 zł za numer

Zamów prenumeratę na www.UlubionyKiosk.pl lub zeskanuj kod QR i zaprenumeruj w 1 minutę!

Dlaczego warto?

✔ **taniej niż w sprzedaży pojedynczej:** rok dostępu za 168 zł zamiast 240 zł

– wychodzi 16,80 zł za numer i 72 zł oszczędności w skali roku

✔ **nowy numer automatycznie w dniu premiery:** trafia na Twoje konto bez pilnowania kolejnych wydań i bez ryzyka, że któryś przegapisz

✔ **komplet bez luk:** kursy, repetytoria i cykle „z praktyki ekspertów" prowadzą krok po kroku przez kilka numerów – prenumerata gwarantuje ciągłość całej serii

✔ **cała biblioteka pod ręką:** wszystkie numery na tablecie, laptopie i smartfonie, w przeszukiwalnym pliku PDF

✔ **przywileje prenumeratora:** specjalne zniżki na pozostałe tytuły z oferty serwisu UlubionyKiosk.pl

AVTKorporacja sp. z o.o., ul. Leszczynowa 11, 03–197 Warszawa
prenumerata@avt.pl | 22 257 84 22 (godz. 10.00–14.00)
rachunek bankowy: ING Bank Śląski 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013

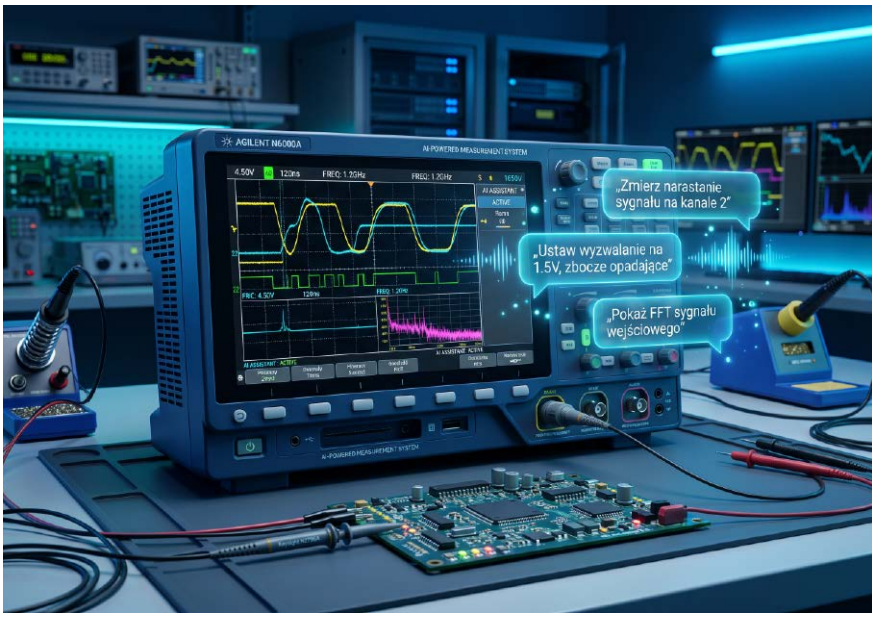
eprasa.pl 19a5b96348

Rozmowa z oscyloskopem

Współczesny oscyloskop cyfrowy w niczym nie przypomina oscyloskopu znanego elektronikom od dziesiątków lat. Dawniej wystarczało kilka pokręteł: podstawa czasu, czułość kanału, poziom wyzwalania. Dziś oscyloskop jest komputerem z przetwornikiem analogowo-cyfrowym na wejściu, a jego funkcje – dekodowanie magistral, analiza widmowa, pomiary mocy – kryją się w wielopoziomowych menu. Instrukcja obsługi to książka licząca setki stron, w dodatku o niełatwej treści. Kto korzysta z przyrządu raz na kilka tygodni, za każdym razem od nowa szuka w niej, jak ustawić dekodowanie magistrali I^2C. Na szczęście w sukurs elektronikom przychodzi AI.

W tym numerze EP opisujemy zmianę, którą uważam za jedną z najważniejszych w technice pomiarowej od czasu, gdy oscyloskop stał się cyfrowy. Pod koniec października Rohde & Schwarz udostępnił program MXO AI Connect, dzięki któremu oscyloskopami serii MXO można sterować, wydając asystentowi AI polecenia w zwykłym języku. Inżynier pisze, co chce zmierzyć, a asystent ustawia kanały, wyzwalanie i pomiary. Dzień później Keysight udostępnił wstępną wersję pakietu, w którym agent AI na podstawie słownego opisu buduje gotową procedurę testową. Emerson wbudował asystenta AI w LabVIEW i TestStand. Dla tańszych oscyloskopów Rigola i Siglenta podobne narzędzia napisali sami użytkownicy. Większość tych rozwiązań pojawiła się w ciągu ostatnich czterech miesięcy.

Wspólną podstawą tych rozwiązań jest protokół MCP (*Model Context Protocol*), który pozwala asystentowi AI korzystać z narzędzi udostępnianych przez osobny program. Asystent nie ma bezpośredniego dostępu do przyrządu. Dostęp ma tylko program pośredniczący, napisany przez producenta albo programistę, który zna polecenia SCPI przyrządu i wie, które z nich są bezpieczne. Ponieważ protokół jest wspólny, jeden asystent może obsługiwać przyrządy różnych producentów.



Cenię w tych rozwiązaniach to, że producenci nie zaufali modelom językowym bezkrytycznie. Wszyscy oddzielają rozumienie polecenia od jego wykonania. Model interpretuje, czego chce inżynier, ale polecenia wysyłane do przyrządu pochodzą z katalogu przygotowanego przez producenta. W rozwiązaniu Keysighta inżynier przed wysłaniem każdego polecenia widzi jego opis i musi je zatwierdzić. W systemie opisanym przez konstruktorów z Nankinu żądanie ustawienia mocy wyjściowej generatora na 25 dBm zostało automatycznie ograniczone do dopuszczalnych 10 dBm. To rozsądna ostrożność, bo model językowy potrafi z pełnym przekonaniem podać polecenie, które nie istnieje. W pracowni taka pomyłka może kosztować więcej niż błędny wynik – może kosztować uszkodzony prototyp.

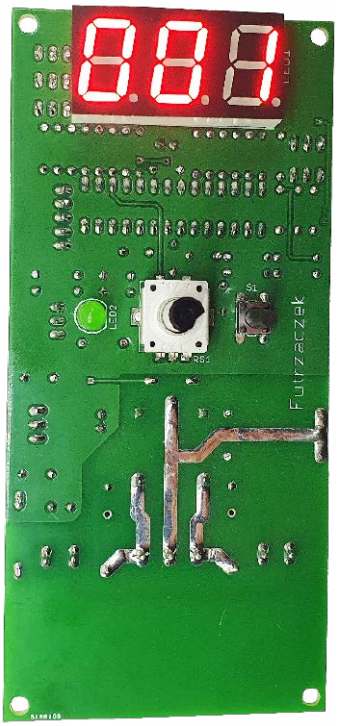
Trzeba też powiedzieć wprost, czego asystent AI nie potrafi. Nie wie, czy sonda jest skompensowana, czy przewód masy sondy nie tworzy pętli i czy pomiar w ogóle ma sens. Przebieg zniekształcony przez źle podłączoną sondę zinterpretuje sprawnie i przekonująco, ale wniosek będzie błędny. Test porównawczy LabOSBench pokazał, że agenci AI dobrze radzą sobie z prostymi, jasno określonymi zadaniami, ale gubią się w długich sekwencjach, w których każdy krok zależy od wyniku poprzedniego. Asystent AI jest więc bardzo szybkim pomocnikiem, który zna dokumentację na pamięć, a nie doświadczonym kolegą, któremu można powierzyć ocenę wyniku. Wiedza o pomiarach pozostaje po stronie elektronika.

Jest jeszcze sprawa poufności. Programy pośredniczące działają lokalnie, ale jeśli asystent AI pracuje w chmurze, treść poleceń i wyniki pomiarów trafiają do dostawcy modelu. W firmach prowadzących projekty objęte tajemnicą wybór modelu trzeba przemyśleć przed pierwszym pomiarem.

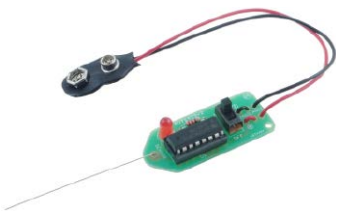
Mimo tych zastrzeżeń uważam, że jesteśmy na początku zmiany podobnej do tej, jaką przyniosło zdalne sterowanie przyrządami – najpierw przez GPIB, potem przez LAN. Wtedy jednak trzeba było nauczyć się języka poleceń przyrządu i napisać program. Teraz wystarczy wiedzieć, co się chce zmierzyć. Zachęcam do lektury artykułu, a tych, którzy mają przyrząd z taką obsługą, do prób – najlepiej zaczynając od trybu, w którym asystent może tylko odczytywać nastawy i wyniki, niczego nie zmieniając.

Wiesław Marciniak

eprasa.pl 19a5b96348









NIE PRZEOCZ

Nowe podzespoły ... 6

Z PRAKTYKI EKSPERTÓW

Audio – mitów i faktów ciąg dalszy ... 12
Symulacja SPICE przetwornicy obniżającej napięcie z kompensacją cyfrową ... 40
Ochrona przepięciowa układów (3). Koordynacja, layout, weryfikacja ... 49

AI W ELEKTRONICE

Oscyloskop rozumie polecenia. Agenci AI wchodzą do pracowni pomiarowej ... 30
AI w pracowni elektronika konstruktora (6).
Od modelu do firmware: wdrożenie krok po kroku ... 36

NOTATNIK KONSTRUKTORA

Gdy nie ma FPU. Liczby stałoprzecinkowe w praktyce konstruktora:
formaty, pułapki, funkcje elementarne i pomiar ... 57

W PRACOWNI

Łagodny start odbiorników prądu stałego ... 62
Lewitator magnetyczny ... 66
Wykrywacz przewodów pod napięciem ... 75

PORADNIK

Kontrola wersji w projekcie elektronicznym, część 2 – GitHub ... 79

KITY AVT

Regulowany wyłącznik czasowy ... 86

PREZENTACJE

Od projektu do montażu.
Co można sprawdzić przed zamówieniem płytki w Eurocircuits ... 104
Płytka, którą widać.
Barwny nadruk, laminat przezroczysty i szkło w ofercie PCBWay ... 106

REPETYTORIUM

PCB w praktyce, część 3 ... 92
Jak mierzyć impedancję.
Od testera za 30 zł do mostka z detekcją synchroniczną ... 111
Zaawansowane funkcje oscyloskopów cyfrowych dla niezaawansowanych (3).
Jak dokonywać trudniejszych pomiarów i unikać pomyłek ... 120

DRUK 3D

Druk 3D w służbie elektroniki (12) ... 116

KURS

Laboratorium pomiarowe dla konstruktora:
Analizator stanów logicznych i dekodowanie magistrali: I²C, SPI, CAN ... 126
Analizator widma na biurku: RBW, detektory i poziom szumów ... 131
RFID Z PN532:
Rozdział 9. Emulacja karty: Pico udaje MIFARE Classic ... 136
Rozdział 10. Projekt: system kontroli dostępu ... 143

FELIETON

Elektronik w krainie Pingwinów ... 151

Prenumerata ... 2
Od wydawcy ... 3

eprasa.pl 19a5b96348

EURO CIRCUITS



Service in spotlight:

HDI pool

Printed Circuit Board Prototypes & Small Series

One-stop solution for PCB & PCBA

HDI pool

Eurocircuits' HDI Pool PCB manufacturing and assembly service enables designers to integrate microvias into their layouts for fine-pitch components,

It allows you to incorporate these components in your design with the necessary track widths and microvias without making the whole design a high-density interconnect layout.

Other services

PCB proto
STANDARD pool
DEFINED IMPEDANCE pool
RF pool
SEMI-FLEX pool
IMS pool

> Made in Europe
> Right First Time

eurocircuits.com
an engineer's best friend

eprasa.pl 19a5b96348

Nowe podzespoły

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

Zasilacz PoE o symbolu PD-9601GCI



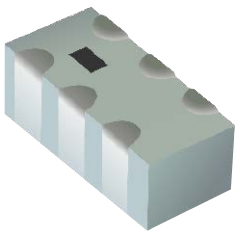
Firma Microchip Technology wprowadza na rynek PD-9601GCI – zasilacz PoE typu midspan o kompaktowych wymiarach, instalowany między przełącznikiem sieciowym, a zasilanym urządzeniem końcowym. Rozwiązanie, które charakteryzuje się mocą wyjściową do 90 W, obsługuje wymianę danych z przepustowością: 10 Mb/s, 100 Mb/s lub 1 Gb/s. Zintegrowano w nim dwa wejścia napięcia o zakresie: 20...60 V DC, razem z zabezpieczeniami skutecznie ograniczającymi skutki przepięć. Kluczowym atutem jest również trwała obudowa o stopniu ochrony IP30. Temperatura pracy produktu zawiera się w przedziale: od –40 do 75°C, a jego konstrukcję przystosowano do montażu zarówno na szynie DIN, jak i bezpośrednio na ścianie.

PD-9601GCI znajduje zastosowanie przede wszystkim w urządzeniach przemysłowego Internetu Rzeczy (IIoT).

Możliwość równoczesnego doprowadzania zasilania i transmisji danych za pośrednictwem pojedynczego kabla Ethernet zdecydowanie upraszcza architekturę systemu, eliminując konieczność prowadzenia dodatkowych linii zasilających. W rezultacie zasilacz może być wykorzystywany do zasilania m.in. kamer, punktów dostępowych i czujników, a także rozwiązań, które wymagają niezakłóconej komunikacji oraz stabilnego zasilania zwłaszcza w wymagających środowiskach pracy.

www.microchip.com

Filtr pasmowoprzepustowy FBD1608N080D6 z wbudowanym symetryzatorem



FBD1608N080D6 to filtr pasmowoprzepustowy wykonany w technologii niskotemperaturowo współwypalanej ceramiki LTCC (*Low Temperature Co-fired Ceramic*) umożliwiającej wytwarzanie wielowarstwowych struktur o niedużych wymiarach i korzystnych parametrach wysokoczęstotliwościowych. Podzespół realizuje konwersję sygnału z wejścia niesymetrycznego o impedancji 50 Ω do wyjścia symetrycznego i jest przeznaczony do pracy w paśmie częstotliwości od 770 do 928 MHz. Dla zakresu od 770 do 860 MHz maksymalna strata wtrąceniowa równa się 1,6 dB, odchyłka przesunięcia fazowego sygnałów wyjściowych nie przekracza ±17°, a maksymalna różnica amplitud osiąga 3,5 dB. Dla przedziału od 860 do 928 MHz parametry te wynoszą odpowiednio: 2,2 dB, ±15° oraz 2 dB. Strata odbiciowa wynosi co najmniej 9,5 dB, natomiast dopuszczalna moc sygnału wejściowego to 3 W. Komponent tłumi zakłócenia pochodzące m.in. z systemu nawigacji GPS, pasma LTE Band 3 oraz sieci Wi-Fi. Jego wymiary są następujące: 1,6×0,8×0,6 mm. Element przeznaczono również do pracy w temperaturze: od –40 do 85°C, a wyprowadzenia pokryto warstwami srebra, niklu i cyny (Ag/Ni/Sn).

www.bourns.com



Układ bezpieczeństwa ST54M obsługujący algorytmy kryptografii postkwantowej (PQC)

ST54M jest układem bezpieczeństwa firmy STMicroelectronics znajdującym zastosowanie przede wszystkim w aplikacjach przenośnych. Specjalnie z myślą o przyszłych wymaganiach z zakresu cyberbezpieczeństwa, których powszechnego wdrożenia oczekuje się najwcześniej około 2030 roku, w architekturze rozwiązania zintegrowano m.in. kontroler NFC oraz sprzętowy akcelerator algorytmów kryptografii postkwantowej (PQC), który obsługuje szyfrowanie m.in. ML-KEM i ML-DSA. Szczególny nacisk został położony również na zapewnienie odporności na ataki wykorzystujące analizę kanałów bocznych bądź wymuszające błędy przy wykonywaniu poszczególnych operacji kryptograficznych. Połączenie wielu funkcji w jednej strukturze zdecydowanie upraszcza projektowanie urządzeń, równocześnie zwiększając poziom ochrony danych w całym cyklu eksploatacji. Dodatkowo parametry toru radiowego pozwalają na użycie podzespołu w wymagających rozwiązaniach

eprasa.pl 19a5b96348

– takich jak terminale płatnicze lub systemy ładowania bezprzewodowego. Z układu ST54M korzystają zwłaszcza operatorzy telekomunikacyjni i dostawcy usług cyfrowych. Do typowych obszarów jego wykorzystania należą płatności zbliżeniowe i systemy biletowe, a także kontrola dostępu, usługi cyfrowej tożsamości i dokumenty elektroniczne oraz cyfrowe kluczyki samochodowe, w których największe znaczenie mają: ochrona danych oraz wysoki poziom bezpieczeństwa – bez względu na sytuację.

www.st.com

Czujniki ruchu z serii PaPIRs+

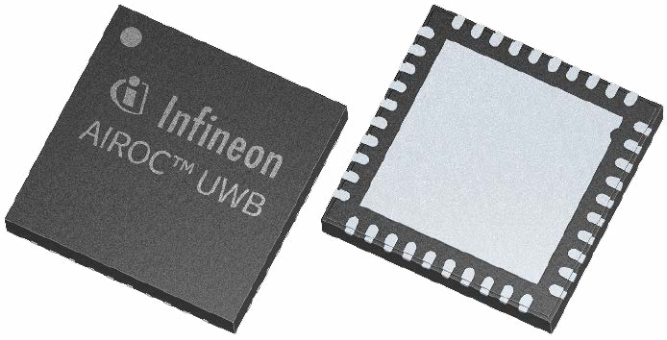


Czujniki ruchu PaPIRs+ stanowią rozwinięcie pasywnych czujników podczerwieni z serii PaPIRs. Zastosowanie przeprojektowanych elementów piroelektrycznych o większej powierzchni, opartych na tantalanie litu ($LiTaO_3$), nawet dwukrotnie zwiększyło czułość wykrywania ruchu. Elementy serii wyposażono w zintegrowaną soczewkę oraz układ specjalizowany z funkcjami przetwarzania sygnału. Dzięki temu podwyższono zasięg detekcji do 8,5 m, ograniczono strefy niewykrywane oraz poprawiono skuteczność wykrywania niedużych i powolnych ruchów.

Rodzinę PaPIRs+ rozszerzono również o wersję Flat Wide Detection Type z płaską soczewką i szerokim polem detekcji. Rozwiązanie ułatwia montaż w ograniczonych przestrzeniach oraz wszędzie tam, gdzie wymagane jest dyskretne wkomponowanie czujnika w otoczenie – m. in. w biurach, szkołach i budynkach mieszkalnych. Nową serię zaprojektowano z myślą o: systemach automatyki budynkowej (BMS), układach sterowania oświetleniem, systemach HVAC oraz instalacjach inteligentnych budynków.

Wprowadzenie serii PaPIRs+ nie zastępuje dotychczasowych czujników PaPIRs, lecz poszerza ofertę o elementy przewidziane do bardziej wymagających zastosowań. Standardowe modele pozostają odpowiednim wyborem dla typowych układów wykrywania ruchu, natomiast nowe czujniki charakteryzują się wyższą czułością, większym zasięgiem oraz skuteczniejszym wykrywaniem niewielkich przemieszczeń.

https://industry.panasonic.eu



Seria układów AIROC UWB TSL100

Firma Infineon Technologies wprowadza serię układów AIROC UWB TSL100. Zastosowanie technologii Ultra-Wideband (UWB), która wykorzystuje sygnały o szerokim paśmie częstotliwości, umożliwia precyzyjny pomiar odległości oraz określanie położenia urządzeń. Podzespoły potrafią rozróżniać sygnały docierające bezpośrednią drogą od nadajnika od sygnałów odbitych, nawet przy różnicy poziomu sięgającej 100 tysięcy razy, ograniczając ryzyko fałszowania wyników lokalizacji w atakach „z pośrednikiem" (man in the middle). Architekturę układów zoptymalizowano pod kątem niskiego poboru mocy oraz wysokiego poziomu bezpieczeństwa transmisji danych. Warstwa fizyczna transmisji obsługuje 48-bitowe mechanizmy zabezpieczeń, zgodne z wymaganiami FiRa oraz CCC.

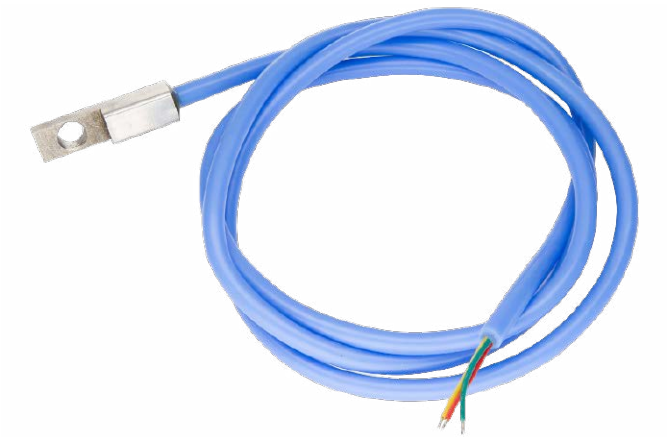
Seria AIROC UWB TSL100 obejmuje warianty: TSL111A oraz TSL111C. Pierwszy z nich spełniający wymogi kwalifikacji AEC-Q100 przeznaczono do zastosowań motoryzacyjnych. Natomiast drugi przygotowano z myślą o rozwiązaniach konsumenckich oraz przemysłowych. Dodatkowym atutem układów jest tryb obniżania zużycia energii o ponad 50%. Istotnym aspektem jest również technologia AIROC Zoning pozwalająca definiować strefy odblokowania i wyznaczać położenie urządzenia względem chronionego obszaru – podwyższa to niezawodność systemów kontroli dostępu i równocześnie umożliwia wydłużenie czasu pracy zamków zgodnych ze standardem Aliro.

www.infineon.com

REKLAMA



eprasa.pl 19a5b96348

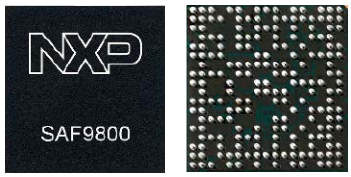


Kontaktowy czujnik temperatury MIKROE-6973

MIKROE-6973 jest kontaktowym czujnikiem temperatury przeznaczonym do montażu na radiatorach, modułach zasilających, elementach mocy oraz innych podzespołach elektronicznych. Funkcję elementu pomiarowego pełni rezystor platynowy Pt100A o rezystancji znamionowej 100 Ω. Dopuszczalna tolerancja rezystancji wynosi ±0,12 Ω. Dokładność pomiaru sięga ±0,3°C dla zakresu temperatury: od –40 do 105°C. Rezystancja izolacji przekracza 100 MΩ, przy napięciu pomiarowym 500 V DC. Izolacja wytrzymuje napięcie probiercze o wartości 2,5 kV AC, a całość uzupełnia przewód o długości 1 m, który zapewnia swobodę montażu sensora w wielu typach urządzeń i szaf sterowniczych.

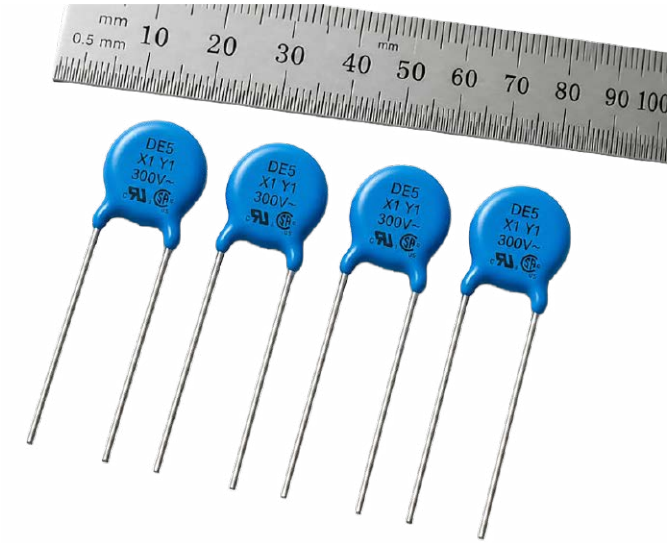
www.mikroe.com

Układ audio SAF9800



SAF9800 jest układem przeznaczonym dla pokładowych systemów informacyjno-rozrywkowych (*infotainment*), który integruje odbiornik radiowy AM/FM oraz jednostkę HiFi 5 do cyfrowego przetwarzania sygnałów audio z wykorzystaniem algorytmów sztucznej inteligencji (AI). Architektura podzespołu umożliwia realizację w czasie rzeczywistym funkcji obejmujących m.in. redukcję hałasu, klasyfikację głosu i dźwięków oraz separację źródeł akustycznych. Wśród analizowanych źródeł znajdują się w szczególności polecenia głosowe, sygnały pojazdów uprzywilejowanych oraz odgłosy wskazujące na nieprawidłową pracę silników. Układ SAF9800 został również dostosowany do wymagań pojazdów definiowanych programowo (SDV), a technologia EVAM-lite opracowana przez NXP Semiconductors pozwala ograniczać zakłócenia w paśmie AM generowane przez układy napędowe i elementy energoelektroniki stosowane w pojazdach elektrycznych (EV).

www.nxp.com



Ceramiczne kondensatory dyskowe z serii DE5

Firma Murata Manufacturing prezentuje serię DE5 ceramicznych kondensatorów dyskowych – elementów, które spełniają wymagania klas X1 i Y1, zgodnie z normą IEC 60384-14. Komponenty spełniają również wymagania kwalifikacji motoryzacyjnej AEC-Q200, dzięki czemu znajdują one zastosowanie m.in. w układach napędowych aut elektrycznych (EV), ładowarkach pokładowych oraz systemach informacyjno-rozrywkowych (infotainment).

Dostępne pojemności mieszczą się w przedziale: od 100 pF do 4,7 nF, przy napięciu znamionowym 1,5 kV DC.

W przypadku klasy X1 dopuszczalne napięcie przemienne wynosi 760 VRMS, natomiast dla klasy Y1 jest to 500 VRMS. Dodatkowo elementy posiadają wyprowadzenia o rozstawie 1 cm, a średnica podzespołów jest z zakresu: 6...14 mm.

Kondensatory DE5 pracują przy temperaturze: od –55 do 125°C. Elementy zabezpieczono żywicą epoksydową o właściwościach samogasnących oraz klasie palności UL94 V-0. Zastosowany materiał nie zawiera halogenów, a zawartość bromu i chloru nie przekracza 900 ppm – dla każdego z pierwiastków, natomiast ich łączna zawartość pozostaje poniżej 1500 ppm.

www.murata.com

Seria zasilaczy MSP-1600 do zastosowań medycznych i przemysłowych

Seria MSP-1600 obejmuje zasilacze o mocy wyjściowej 1,6 kW przeznaczone do zastosowań medycznych oraz przemysłowych. Modele z tej rodziny wyposażono w aktywny układ korekcji współczynnika mocy (PFC), a ich sprawność energetyczna osiąga 92%. Umożliwiają one również programową regulację napięcia wyjściowego w zakresie od 15 do 115% wartości znamionowej. Komunikację z systemami nadrzędnymi zapewnia wbudowany interfejs CANBus. Prąd upływu

eprasa.pl 19a5b96348



nie przekracza 500 µA, a zastosowane zabezpieczenia chronią przed zwarciem, przepięciem, przeciążeniem i przegrzaniem. Wśród dodatkowych funkcjonalności znajdują się: zdalne włączanie i wyłączanie, funkcja kompensacji spadków napięcia na przewodach zasilających oraz sygnalizacja przegrzania. Zakres temperatury pracy zasilaczy wynosi od –40 do 85°C. Konstrukcja urządzeń spełnia wymagania kategorii przepięciowej OVC III i umożliwia użycie na wysokości do 5000 m n.p.m. Za chłodzenie odpowiada wentylator, natomiast płytki PCB zabezpieczono specjalną powłoką ochronną zwiększającą odporność na wpływ warunków środowiskowych. Zasilacze serii MSP-1600 znajdują zastosowanie przede wszystkim w aparaturze medycznej, a także w systemach automatyki przemysłowej, urządzeniach pomiarowych, systemach łączności, sprzęcie AGD oraz instalacjach energetyki odnawialnej.

www.meanwell.com

Czujnik przepływu i temperatury cieczy SCVOT2



Czujnik SCVOT2 umożliwia jednoczesny pomiar przepływu oraz temperatury cieczy. Element zaprojektowano przede wszystkim z myślą o systemach służących do bezpośredniego chłodzenia układów scalonych (*Direct-to-Chip*). Zastosowana metoda pomiarowa wykorzystuje zjawisko powstawania wirów w przepływającym

REKLAMA



eprasa.pl 19a5b96348

medium. Podzespół przystosowano do pracy z wodą lub mieszaninami wody i glikolu o lepkości do 15 cSt. Dopuszczalne ciśnienie robocze wynosi 16 barów, natomiast chwilowo może wzrosnąć do 100 barów. Dodatkowo temperatura maksymalna medium to 125°C. SCVOT2 umożliwia ciągłą kontrolę warunków pracy układu chłodzenia i ocenę skuteczności odprowadzania ciepła. Dane pomiarowe pozwalają również wykrywać nieprawidłowości, takie jak: spadek przepływu, wzrost temperatury medium, czy obecność powietrza w obiegu chłodzącym.

www.parker.com

Seria wyłączników detekcyjnych SPVQK



Seria SPVQK firmy Alps Alpine obejmuje przełączniki detekcyjne przeznaczone do zastosowań w systemach pojazdowych zasilanych napięciem 48 V DC. Maksymalny prąd udarowy styków wynosi 3 A, natomiast prąd przewodzony wynosi 18 A przez 5 minut (wartość typowa). Trwałość mechaniczna przełączników to 300 000 cykli pracy, a obudowa spełnia wymagania stopnia ochrony IP6K7.

Przykładowy wariant SPVQK10900 dostępny jest w konfiguracji jednobiegunowej jednopozycyjnej (SPST) ze stykiem normalnie otwartym (NO). Model ten wyposażono w wyprowadzenia typu press-fit. Siła przełączania jest równa 1,4±0,5 N, rezystancja styków nie przekracza 500 mΩ, a wymiary obudowy to: 5,3×8,3×6,5 mm.

Rodzina SPVQK znajduje zastosowanie m.in. w zamkach drzwi, elektrycznych hamulcach postojowych (EPB) i skrzyniach biegów. Elementy mogą być również wykorzystywane w szerokiej gamie urządzeń konsumenckich, inteligentnych zamkach oraz układach detekcji położenia pokryw urządzeń gospodarstwa domowego (AGD).

www.alpsalpine.com





Moduł korekcji współczynnika mocy AIH03ZPFC

Moduł AIH03ZPFC to układ aktywnej korekcji współczynnika mocy (PFC) o sprawności maksymalnej 97,3%, zapewniający napięcie wyjściowe 390 V DC. Element pracuje przy napięciu wejściowym od 85 do 264 V AC, utrzymując współczynnik mocy bliski jedności w całym zakresie pracy. Podzespół wykonano w standardowym formacie half-brick stosowanym w kompaktowych modułach zasilających, zapewniając moc wyjściową 1,1 kW, natomiast gęstość mocy nie przekracza 380 W/in^3.

W module zintegrowano ogranicznik prądu rozruchowego, interfejs PMBus do konfiguracji układu, diagnostyki i monitorowania jego parametrów oraz pomocnicze wyjście zasilania. Dodatkowo AIH03ZPFC może pracować jako niezależny element układu zasilającego lub współpracować z przetwornicami DC/DC.

Konstrukcja układu umożliwia efektywne odprowadzanie ciepła, pozwalając na pracę w przedziale temperatury: od –20 do +100°C oraz rozruch przy temperaturze otoczenia do –40°C. Obudowa o wymiarach: 6,1×5,84×1,33 cm ułatwia integrację rozwiązania w urządzeniach o ograniczonej wielkości. AIH03ZPFC przeznaczono przede wszystkim do aplikacji przemysłowych oraz medycznych, wojskowych i telekomunikacyjnych, wymagających niezawodnych, a jednocześnie wydajnych układów zasilających.

www.advancedenergy.com



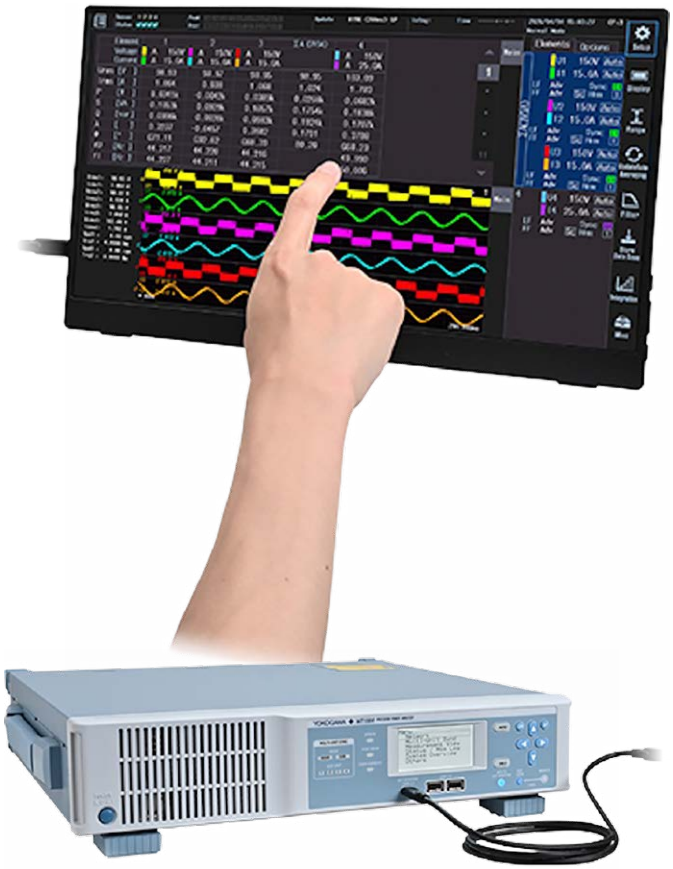
Moduł odbiornika nawigacji satelitarnej SE869eK2L

SE869eK2L firmy Telit Cinterion to moduł odbiornika nawigacji satelitarnej (GNSS). Architektura podzespołu, bazująca na rodzinie rozwiązań Airoha AG3352, umożliwia równoczesną obsługę systemów: GPS, GLONASS, Galileo, BeiDou i QZSS. Dokładność pozycjonowania nie przekracza 1,5 m. Komponent dostępny jest w dwóch wersjach zasilanych napięciem: 1,8 lub 3,3 V. Jego wymiary wynoszą: 1,22×1,6 cm, natomiast oprogramowanie układowe wspiera usługę Windows Location Services i oferuje precyzyjną synchronizację czasu, wykorzystując generowany przez moduł sygnał odniesienia o jitterze ±7 ns. Element obsługuje również tryb Wi-Fi navigation przeznaczony dla punktów dostępowych Wi-Fi 6E bądź Wi-Fi 7 z funkcją Automated Frequency Coordination (AFC). Zastosowania SE869eK2L obejmują przede wszystkim

eprasa.pl 19a5b96348

systemy monitorowania flot pojazdów i aplikacje przemysłowe. Dodatkowo możliwość współpracy z modemami komórkowymi ułatwia integrację systemów oraz upraszcza dobór podzespołów w projektach wymagających jednoczesnej obsługi komunikacji bezprzewodowej i lokalizacji satelitarnej.

www.telit.com



Analizator mocy WT1500

WT1500 to analizator mocy przeznaczony do pomiarów i oceny parametrów układów energoelektronicznych. Przyrząd charakteryzuje się całkowitym błędem pomiaru mocy ±0,038% – dla sygnałów stałoprądowych oraz 50/60 Hz. Rozwiązanie wyposażono w dwa typy torów wejściowych, dostosowanych do różnych zastosowań pomiarowych. Tor wysokonapięciowy umożliwia bezpośredni pomiar napięć do 2 kV DC przy paśmie do 300 kHz. Natomiast tor szerokopasmowy obsługuje napięcia do 1 kV oraz zapewnia pasmo pomiarowe do 2 MHz.

Zwarta konstrukcja urządzenia ułatwia integrację ze stanowiskami laboratoryjnymi oraz systemami testowymi.

Do pomiarów mocy przewidziano łącznie cztery kanały. Dodatkowo zapewniona jest synchronizacja do pięciu analizatorów WT1500 – jeden z nich pełni rolę jednostki nadrzędnej, odpowiadającej za prawidłową współpracę urządzeń oraz synchronizację akwizycji sygnałów, co pozwala na realizację złożonych układów pomiarowych.

https://tmi.yokogawa.com



Bezpieczniki topikowe MEV drugiej generacji

Firma Mersen wprowadza na rynek drugą generację bezpieczników topikowych MEV przeznaczonych do pracy przy napięciu do 1 kV DC. Wszystkie bezpieczniki nowej serii charakteryzują się rezystancją w stanie otwartym przekraczającą 1 MΩ.

Wśród dostępnych wariantów znajdują się bezpieczniki o prądach znamionowych od 40 do 150 A. Elementy te charakteryzują się maksymalną zdolnością wyłączania 30 kA – przy indukcyjności 20 µH, a zakres temperatury obejmuje wartości od –40 do 125°C. Jednocześnie wartość minimalnej zdolności wyłączania (MBC) odpowiada dwukrotności prądu znamionowego.

Kolejne warianty o prądach znamionowych: 150...800 A przeznaczono do ochrony m.in. falowników trakcyjnych i pakietów akumulatorów. W tej grupie maksymalna zdolność wyłączania wynosi 50 kA, przy indukcyjności 40 µH. Dodatkowo wartość MBC to trzykrotność prądu znamionowego, natomiast zakres temperatury pracy wynosi od –40 do 125°C.

Najwyższy zakres prądowy obejmuje wartości od 600 do 1100 A i dotyczy modeli przeznaczonych zwłaszcza do obwodów szybkiego ładowania pojazdów elektrycznych (EV). Bezpieczniki z tej grupy zapewniają maksymalną zdolność wyłączania 25 kA przy indukcyjności 20 µH, wartość MBC równą trzykrotności prądu znamionowego oraz są przystosowane do pracy w temperaturze od –40 do 105°C.

www.mersen.com

REKLAMA



eprasa.pl 19a5b96348

Poprzednia część w EP10/2026 – dostępna na www.UlubionyKiosk.pl



Audio – mitów i faktów ciąg dalszy

W poprzednim wydaniu Elektroniki Praktycznej (EP) zestawiliśmy pięć popularnych twierdzeń z dziedziny audio z wynikami badań uznanych ekspertów: o wiarygodności odsłuchu jawnego, o związku pomiarów zestawów głośnikowych z ocenami słuchaczy, o słyszalności formatów hi-res, o ujemnym sprzężeniu zwrotnym i o „cieple" wzmacniaczy lampowych. W drugiej części schodzimy na poziom elementów i połączeń: kondensatorów, wzmacniaczy operacyjnych i kabli, a także pytamy, co właściwie mówi współczynnik zniekształceń harmonicznych THD (ang. total harmonic distortion) i czy wzmacniacz klasy D nadaje się do toru hi-fi.

Zasady pozostają te same. Każde twierdzenie opatrujemy etykietą MIT, FAKT albo PUNKT SPORNY, a gdy twierdzenie jest prawdziwe tylko w określonych warunkach – etykietą złożoną, np. CZĘŚCIOWO FAKT, i wskazujemy te warunki. Opieramy się na pracach opublikowanych przez uznanych badaczy i inżynierów, a część drugą, tak jak pierwszą, zamyka wspólna bibliografia i noty biograficzne ekspertów.

Kondensatory brzmią

CZĘŚCIOWO FAKT: niektóre kondensatory wytwarzają mierzalne zniekształcenia nieliniowe, ale tylko w określonych warunkach pracy, które konstruktor może przewidzieć i ograniczyć

W pierwszej części artykułu kilkakrotnie okazywało się, że twierdzenie uznawane za audiofilski przesąd ma racjonalne jądro. Twierdzenie o „brzmieniu kondensatorów"

eprasa.pl 19a5b96348

Spis treści

Część 1 (w poprzednim wydaniu)
1. Test ślepy jako punkt wyjścia – FAKT
2. Pomiar nie mówi nic o brzmieniu kolumny – MIT
3. Hi-res: czy 24 bity i 192 kHz brzmią lepiej niż płyta CD – PUNKT SPORNY
4. Ujemne sprzężenie zwrotne psuje dźwięk – MIT, Z JEDNYM ZASTRZEŻENIEM
5. Lampa brzmi cieplej – PUNKT SPORNY

Część 2 (w tym wydaniu)
6. Kondensatory brzmią – CZĘŚCIOWO FAKT
7. Niższe THD oznacza lepszy dźwięk – PUNKT SPORNY
8. Wymiana wzmacniaczy operacyjnych zmienia brzmienie – CZĘŚCIOWO FAKT
9. Kable głośnikowe, sygnałowe i zasilające – MIT, Z MIERZALNYM WYJĄTKIEM
10. Klasa D nie nadaje się do hi-fi – MIT DZIŚ, FAKT KIEDYŚ

jest najlepszym tego przykładem. W wersji skrajnej, spotykanej w handlu elementami audio, przypisuje się kondensatorom konkretnych marek „ciepło”, „przejrzystość” czy „szybkość”, a nawet zależność brzmienia od kierunku wlutowania kondensatora foliowego lub od czasu jego „wygrzewania”. W wersji inżynierskiej twierdzenie brzmi: kondensator nie jest idealnym elementem liniowym i w pewnych warunkach zniekształca sygnał. Ta druga wersja jest prawdziwa i została dokładnie zmierzona.

Jung i Marsh: absorpcja dielektryczna

Pierwszą szeroko dyskutowaną publikacją na ten temat był dwuczęściowy artykuł Waltera G. Junga i Richarda Marsha „Picking Capacitors”, opublikowany w miesięczniku Audio w lutym i marcu 1980 r. Walter Jung był wówczas jednym z najbardziej znanych autorów piszących o zastosowaniach wzmacniaczy operacyjnych. Autorzy zwrócili uwagę na dwa parametry kondensatorów, które do tego czasu w literaturze audio prawie nie występowały: współczynnik strat dielektrycznych i absorpcję dielektryczną.

Absorpcja dielektryczna polega na tym, że dielektryk kondensatora „pamięta” część ładunku. Jeżeli kondensator naładowany do pewnego napięcia zostanie na krótko zwarty, a potem rozwarty, napięcie na jego zaciskach częściowo powraca. Stosunek napięcia powracającego do napięcia początkowego, wyrażony w procentach, jest miarą absorpcji dielektrycznej. W układzie elektrycznym zjawisko to zachowuje się tak, jakby do idealnej pojemności dołączono równolegle kilka gałęzi RC o dużych stałych czasowych.

Jung i Marsh opisali absorpcję dielektryczną kondensatorów wykonanych z różnych dielektryków (**tabela 4**). Na tej podstawie i na podstawie odsłuchów zalecali stosowanie kondensatorów polistyrenowych dla pojemności do 10 nF i polipropylenowych dla większych, bocznikowanie dużych kondensatorów elektrolitycznych kondensatorami foliowymi i zmniejszanie impedancji obciążenia

Tabela 4. Absorpcja dielektryczna kondensatorów z różnymi dielektrykami według opisu W. G. Junga i R. Marsha (Audio, 1980)

Rodzaj kondensatora (dielektryk)	Absorpcja dielektryczna
Elektrolityczny tantalowy i aluminiowy	do kilku procent
Poliestrowy (PET, politereftalan etylenu)	poniżej 1%
Polipropylenowy i polistyrenowy	niewiele więcej niż teflonowy
Teflonowy (politetrafluoroetylen)	0,01...0,02%

w obwodach sprzęgających. Wnioski o słyszalności opierali na odsłuchu. Napisali, że po usunięciu z całego systemu zbędnych i niskiej jakości kondensatorów uzyskana poprawa była większa niż dzięki jakiemukolwiek innemu zabiegowi, jaki kiedykolwiek stosowali. Był to jednak odsłuch jawny, w rozumieniu omawianym w pierwszej części artykułu.

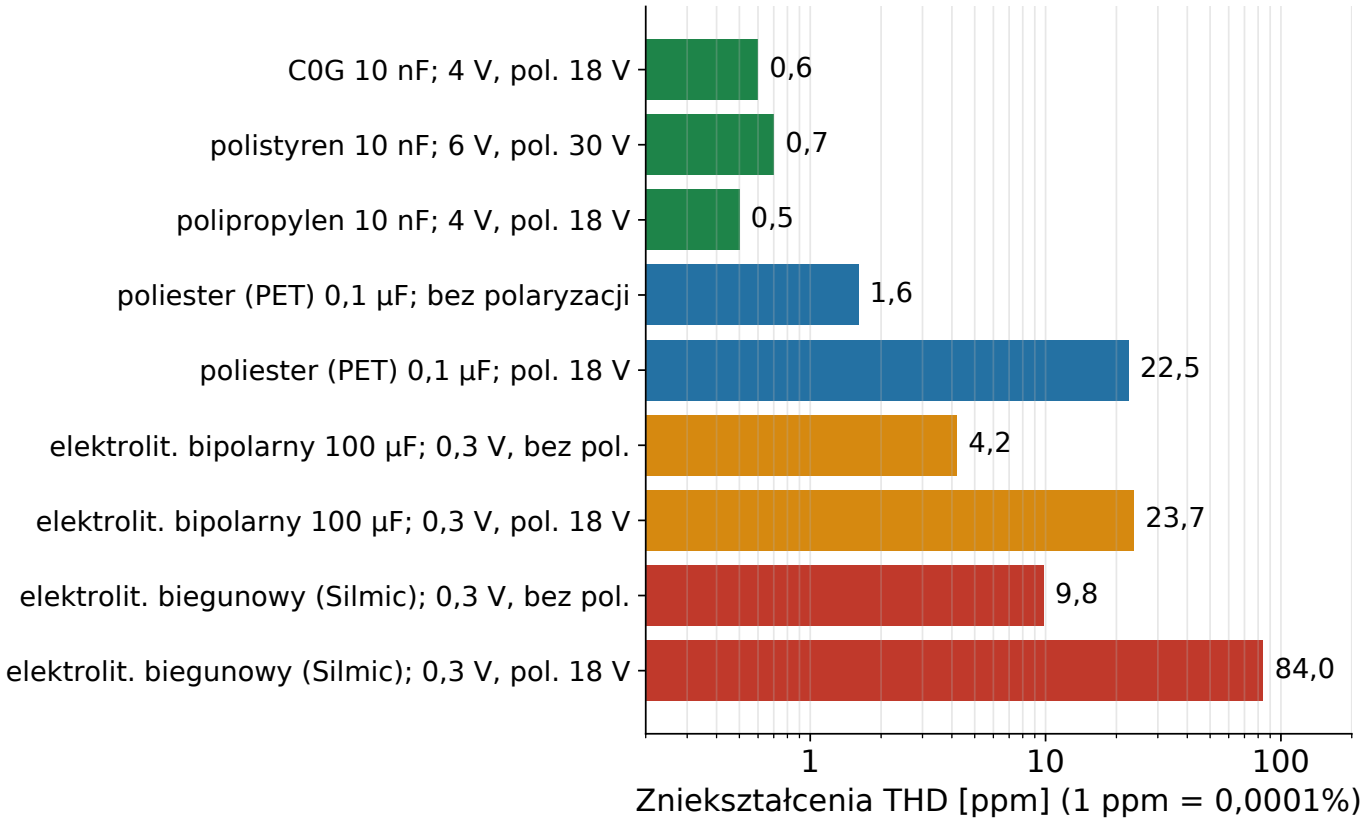
Bateman: pomiar zamiast opinii

Rozstrzygnięcia, które dało się zweryfikować pomiarem, przyniósł dopiero dwadzieścia lat później cykl artykułów Cyrila Batemana „Capacitor Sounds”, opublikowany w brytyjskim miesięczniku Electronics World od lipca 2002 r. do września 2003 r. Bateman był wieloletnim konstruktorem kondensatorów i inżynierem pomiarowym. Cykl zaczął się od sporu na łamach rubryki listów do redakcji Electronics World, w której czytelnicy przypisywali różnym kondensatorom różne brzmienie. Bateman zaproponował, że zamiast dyskutować, zmierzy je. Swoje podejście ujął tak: jeżeli jakieś różnice są rzeczywiście słyszalne, muszą być zarówno zrozumiałe, jak i mierzalne.

Pierwsze części cyklu Bateman poświęcił budowie aparatury. Zbudował generator 1 kHz z mostkiem Wiena o zniekształceniach ok. 0,5 ppm (części na milion, ang. parts per million; 0,00005%) przy napięciu 3 V na obciążeniu 600 Ω, co odpowiada możliwościom drogich analizatorów laboratoryjnych. Badany kondensator był pobudzany przez rezystor szeregowy, a sygnał z niego przechodził przez filtr podwójne T, tłumiący składową podstawową o 60...65 dB, i wzmacniacz o małym szumie, po czym był analizowany widmowo. Do badania wpływu napięcia stałego dodał możliwość polaryzacji kondensatora, a do badania intermodulacji – sygnał dwuczęstotliwościowy 100 Hz i 1 kHz.

Najważniejsze wyniki zebrano na **rysunku 13**. Kondensatory o pojemności 10 nF z dielektrykiem C0G (ceramika klasy 1), polistyrenowym i polipropylenowym, z elektrodami z folii, miały zniekształcenia na poziomie 0,5...0,7 ppm, czyli praktycznie niemierzalne nawet przy napięciu przemiennym 4...6 V i polaryzacji 18...30 V. Bateman nie potrafił odróżnić pomiarem dobrego kondensatora polistyrenowego od podobnie wykonanego polipropylenowego, poza niewielkim wzrostem drugiej harmonicznej. Ceramiczne kondensatory X7R o tej samej

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 13. Zniekształcenia THD wybranych kondensatorów według pomiarów C. Batemana (Electronics World, 2002–2003), w częściach na milion (ppm). Kondensatory 10 nF i 0,1 µF mierzono sygnałem 4...6 V, z polaryzacją napięciem stałym lub bez niej; kondensatory elektrolityczne z zakresu 10...100 µF mierzono przy 100 Hz i napięciu 0,3 V. Wyniki pochodzą z różnych warunków pomiaru i służą do porównania rzędów wielkości, a nie do bezpośredniego porównania konkretnych wyrobów (wykres własny na podstawie danych C. Batemana)

pojemności miały natomiast, jak napisał, bardzo duże zmierzone zniekształcenia i jego zdaniem nie nadają się do toru sygnałowego.

Bardzo pouczający okazał się metalizowany kondensator poliestrowy (PET) o pojemności 0,1 µF. Bez polaryzacji jego zniekształcenia wynosiły 1,6 ppm. Po dołączeniu napięcia stałego 18 V druga harmoniczna wzrosła o ok. 26 dB, z −119 dB do −93 dB, a zniekształcenia całkowite do 22,5 ppm. Bateman stwierdził, że przy znaczącej polaryzacji o zniekształceniach decyduje absorpcja dielektryczna, a nie sam współczynnik strat. Wynik ten potwierdza więc wskazanie Junga i Marsha, ale jednocześnie je precyzuje: problem pojawia się, gdy na kondensatorze występuje napięcie stałe.

W przypadku kondensatorów elektrolitycznych o pojemności 10...100 µF, mierzonych przy 100 Hz i napięciu przemiennym zaledwie 0,3 V, wyniki były jeszcze wyraźniejsze. Kondensator biegunowy Elna Silmic bez polaryzacji miał zniekształcenia ok. 10 ppm, a z polaryzacją 18 V – 84 ppm. Bateman napisał, że zwiększenie polaryzacji do 18 V miało katastrofalny wpływ na zniekształcenia wszystkich trzech badanych typów. Lepiej wypadły kondensatory bipolarne, w których zamiast nieformowanej folii katodowej zastosowano drugą, formowaną folię anodową. Para szeregowo połączonych kondensatorów bipolarnych 220 µF/63 V, mierzona przy napięciu 0,5 V, miała z polaryzacją 18 V zniekształcenia ok. 9 ppm, a więc ok. siedmiokrotnie mniejsze niż najlepszy z badanych kondensatorów biegunowych (Black Gate FK, ok. 64 ppm) przy tej samej polaryzacji 18 V, choć przy nieco większym napięciu przemiennym.

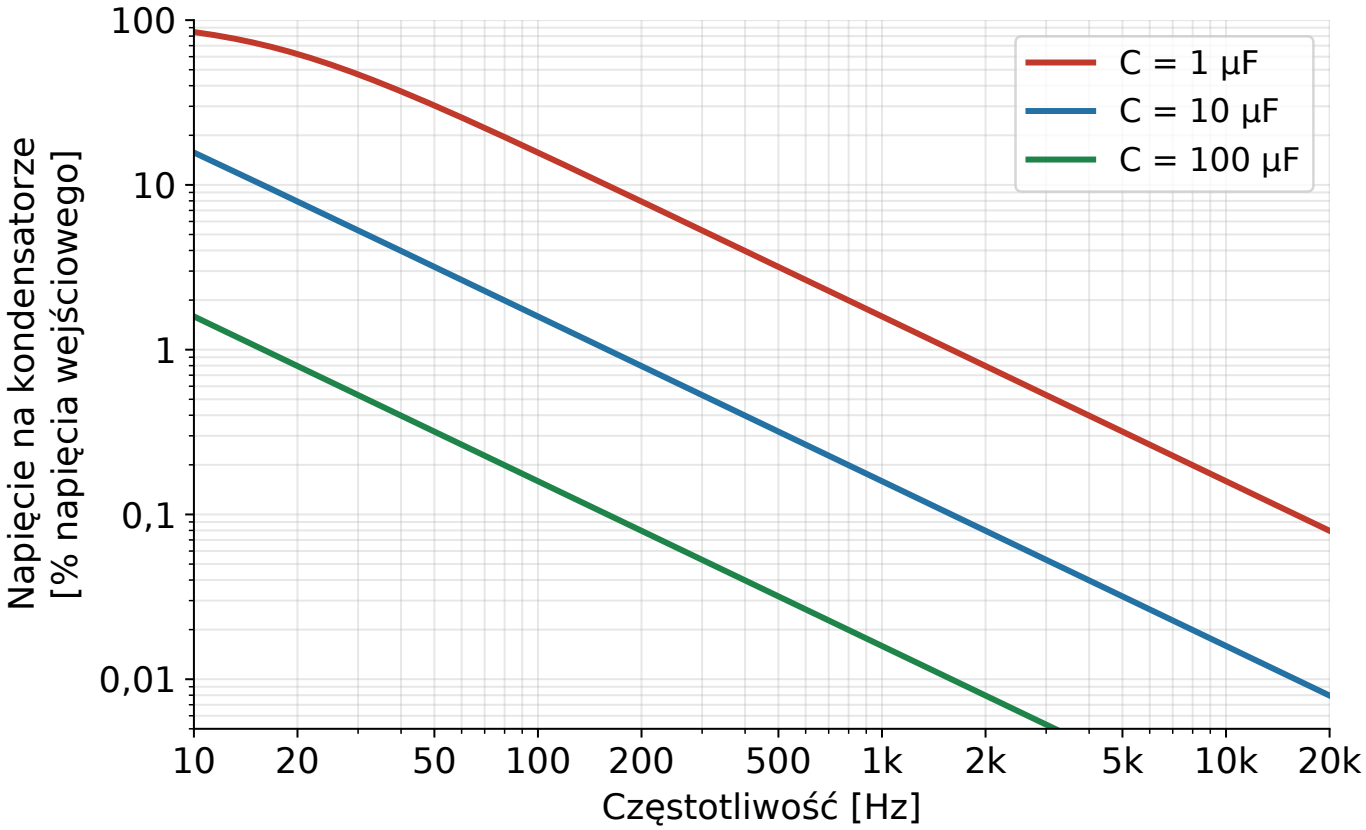
Napięcie na kondensatorze decyduje o wszystkim

Z pomiarów Batemana wynika zasada, która przesądza o praktycznym znaczeniu całego zagadnienia. Zniekształcenia wytwarzane przez kondensator zależą od napięcia przemiennego, które na nim występuje, i od napięcia stałego, którym jest spolaryzowany. Kondensator sprzęgający, przez który sygnał przechodzi do obciążenia o rezystancji R, tworzy z tym obciążeniem filtr górnoprzepustowy. Powyżej częstotliwości granicznej tego filtru prawie całe napięcie sygnału odkłada się na obciążeniu, a na kondensatorze występuje tylko niewielka jego część:

$$UC / Uwe = 1 / \sqrt{(1 + (2\pi \cdot f \cdot R \cdot C)^2)}$$

Rysunek 14 pokazuje ten stosunek dla obciążenia 10 kΩ i trzech pojemności. Kondensator 1 µF ma przy 20 Hz na swoich zaciskach ok. 62% napięcia sygnału, a przy 1 kHz – ok. 1,6%. Kondensator 100 µF w tym samym miejscu ma przy 20 Hz ok. 0,8%, a przy 1 kHz zaledwie 0,02% napięcia sygnału. Ponieważ zniekształcenia wytwarzane przez kondensator rosną z napięciem na nim,

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 14. Napięcie na kondensatorze sprzęgającym, wyrażone w procentach napięcia sygnału, w funkcji częstotliwości dla obciążenia 10 kΩ i pojemności 1 µF, 10 µF i 100 µF (obliczenia własne)

a ich udział w sygnale wyjściowym jest dodatkowo pomnożony przez stosunek UC / Uwe, zwiększenie pojemności kondensatora sprzęgającego zmniejsza jego wpływ na sygnał o rzędy wielkości.

Bateman sformułował to w praktycznym zaleceniu dla kondensatorów 100 µF: jeżeli napięcie przemienne występujące na kondensatorze przy najniższych częstotliwościach akustycznych nie przekracza 1 V, a kondensator nie jest znacząco spolaryzowany napięciem stałym, para kondensatorów bipolarnych połączonych szeregowo jest rozwiązaniem ekonomicznym i wystarczającym. W tej samej logice mieści się zalecenie, które Douglas Self, konstruktor wzmacniaczy i autor podręczników projektowania układów audio, powtarza w „Small Signal Audio Design": kondensatory elektrolityczne w torze sygnałowym należy dobierać z dużym zapasem pojemności, tak aby napięcie przemienne na nich było małe w całym paśmie akustycznym.

Gdzie kondensator naprawdę zniekształca

Z przytoczonych badań wynika lista miejsc, w których wybór kondensatora ma mierzalne znaczenie:

- Filtry aktywne i układy korekcji, np. korekcja RIAA (charakterystyka określona przez Recording Industry Association of America) w przedwzmacniaczu gramofonowym czy filtry w zwrotnicach aktywnych. Kondensatory pracują tam z pełnym napięciem sygnału, bo to one kształtują charakterystykę. W tych miejscach należy stosować dielektryki C0G, polistyren lub polipropylen, a unikać ceramiki o dużej przenikalności (X7R, Z5U, Y5V).
- Kondensatory sprzęgające o zbyt małej pojemności, zwłaszcza elektrolityczne spolaryzowane napięciem stałym. Rozwiązaniem jest zwiększenie pojemności, wyeliminowanie napięcia stałego albo zastosowanie kondensatorów bipolarnych.
- Kondensatory ceramiczne X7R w torze sygnałowym ogólnie: ich pojemność zależy od napięcia, co samo w sobie jest źródłem nieliniowości. To ten sam efekt, który konstruktorzy zasilaczy znają jako spadek pojemności wielowarstwowych kondensatorów ceramicznych (MLCC, ang. multilayer ceramic capacitor) pod wpływem napięcia stałego.
- Kondensatory w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza, np. kondensator ustalający wzmocnienie dla prądu stałego. Napięcie przemienne na nim zależy od jego pojemności i rezystancji, z którą współpracuje, tak samo jak w obwodzie sprzęgającym.

Co zostaje z mitu

Twierdzenie, że kondensatory mogą zniekształcać sygnał, jest faktem zmierzonym z rozdzielczością ułamka części na milion. Fakt ten ma jednak wyraźne granice. Dobry

eprasa.pl 19a5b96348

kondensator foliowy lub ceramiczny C0G w filtrze, a kondensator elektrolityczny o dużym zapasie pojemności w obwodzie sprzęgającym, wnoszą zniekształcenia znacznie mniejsze niż pozostałe elementy toru. Twierdzenia o brzmieniu konkretnych marek kondensatorów tego samego typu, o kierunku wlutowania czy o wpływie „wygrzewania" nie znajdują oparcia w publikacjach pomiarowych, do których dotarliśmy. Pomiary Batemana ujawniły natomiast różnice między egzemplarzami z jednej partii produkcyjnej, co dodatkowo utrudnia przypisywanie „brzmienia" marce.

Najważniejsza lekcja z tego rozdziału jest konstrukcyjna. Kondensator przestaje być problemem, gdy konstruktor wie, jakie napięcia – przemienne i stałe – na nim występują, i dobiera dielektryk oraz pojemność do tych warunków. To zadanie rachunkowe, a nie kwestia gustu.

Niższe THD oznacza lepszy dźwięk

PUNKT SPORNY: współczynnik THD jako pojedyncza liczba słabo przewiduje słyszalność zniekształceń; badacze zgadzają się co do tego, ale nie co do tego, czym go zastąpić

Współczynnik zniekształceń harmonicznych THD jest najczęściej podawanym parametrem wzmacniaczy i przetworników. Na wejście układu podaje się sygnał testowy w postaci sinusoidy o czystym widmie, mierzy amplitudy kolejnych harmonicznych w sygnale wyjściowym i oblicza:

$$THD = \sqrt{(U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + ...)} / U_1$$

gdzie U_1 jest amplitudą składowej podstawowej, a U_2, U_3, ... amplitudami harmonicznych. W praktyce analizatory podają często wielkość THD+N (ang. total harmonic distortion plus noise), w której pod pierwiastkiem znajduje się także szum. Wartość THD jest prosta do zmierzenia, łatwa do porównania i dlatego trafiła do kart katalogowych. Wzmacniacz o THD równym 0,001% wydaje się lepszy od wzmacniacza o THD 0,1%, a ten od wzmacniacza o THD 1%. Czy tak jest również dla słuchacza?

Wszystkie harmoniczne nie są sobie równe

Wątpliwości pojawiły się bardzo wcześnie. W kwietniu 1950 r. D. E. L. Shorter z działu badawczego BBC (ang. *British Broadcasting Corporation*) opublikował w czasopiśmie Electronic Engineering krótki artykuł „The Influence of High-Order Products in Non-Linear Distortion", w którym zwrócił uwagę, że harmoniczne wysokich rzędów są dla słuchacza znacznie bardziej przykre niż harmoniczne niskich rzędów o tej samej amplitudzie. Zaproponował, aby przy obliczaniu współczynnika zniekształceń ważyć moc n-tej harmonicznej współczynnikiem $n^2/4$, czyli jej amplitudę współczynnikiem $n/2$. Druga harmoniczna zachowuje wtedy swoją wagę, trzecia jest liczona półtora raza, a dziesiąta pięć razy mocniej.

Psychoakustyczne uzasadnienie tej obserwacji wiąże się z maskowaniem. Ton o dużym poziomie maskuje, czyli czyni niesłyszalnymi, słabsze tony o pobliskich częstotliwościach, przy czym maskowanie rozciąga się silniej w stronę częstotliwości wyższych niż niższych. Druga i trzecia harmoniczna leżą stosunkowo blisko składowej podstawowej i są przez nią częściowo maskowane. Harmoniczne wysokich rzędów leżą daleko od niej, w obszarze, w którym maskowanie jest słabe, a w muzyce dodatkowo nie układają się w naturalny szereg harmoniczny instrumentu, więc łatwiej je wyodrębnić. W 1957 r. Norman Crowhurst opisał w Journal of the Audio Engineering Society, jak kolejne produkty zniekształceń wysokich rzędów i ich intermodulacja mogą nadawać reprodukcji „szorstkość", której nie oddają standardowe parametry. Do obu tych prac powrócili w 2003 r. James Boyk z California Institute of Technology i Gerald J. Sussman z Massachusetts Institute of Technology w analizie zniekształceń małosygnałowych we wzmacniaczach ze sprzężeniem zwrotnym.

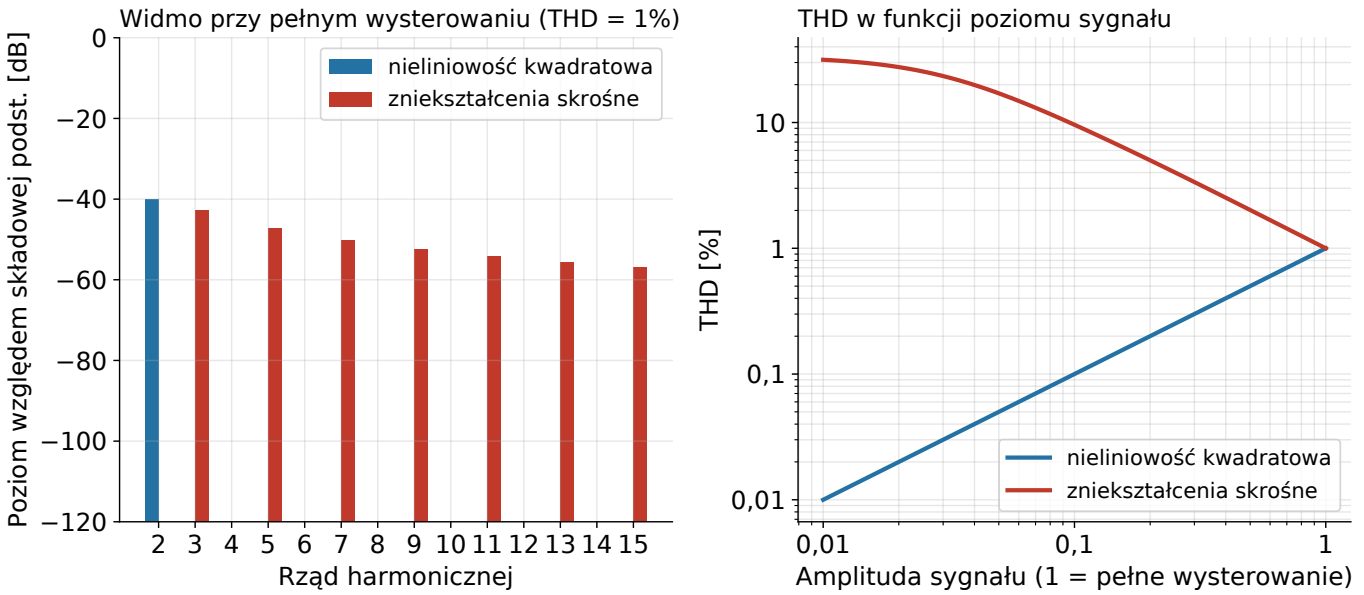
Ta sama liczba, różne zniekształcenia

Drugi problem z THD dotyczy zależności od poziomu sygnału. Współczynnik podaje się zwykle dla jednej mocy, najczęściej znamionowej, a dwa układy o tym samym THD przy pełnym wysterowaniu mogą zachowywać się zupełnie różnie przy sygnałach słabych, czyli tam, gdzie przez większość czasu pracuje wzmacniacz podczas słuchania muzyki.

Rysunek 15 porównuje dwa modelowe rodzaje nieliniowości, dobrane tak, by przy pełnym wysterowaniu dawały identyczny współczynnik THD równy 1%. Pierwszy to łagodna nieliniowość kwadratowa, typowa dla pojedynczego stopnia bez sprzężenia zwrotnego. Wytwarza ona wyłącznie drugą harmoniczną, a jej THD maleje proporcjonalnie do amplitudy sygnału: przy amplitudzie dziesięciokrotnie mniejszej wynosi 0,1%. Drugi rodzaj to zniekształcenia skrośne, typowe dla stopnia wyjściowego pracującego w klasie B lub AB przy niewłaściwym prądzie spoczynkowym. Powstają one w otoczeniu przejścia sygnału przez zero, gdy jeden tranzystor przestaje przewodzić, a drugi jeszcze nie zaczął. Ich widmo obejmuje wszystkie nieparzyste harmoniczne, opadające bardzo powoli: piętnasta harmoniczna ma poziom tylko ok. −57 dB. Co ważniejsze, THD rośnie przy zmniejszaniu sygnału: przy amplitudzie dziesięciokrotnie mniejszej przekracza 9%, bo strefa przejścia przez zero obejmuje coraz większą część okresu sinusoidy.

Tabela 5 pokazuje, że prosty zabieg zaproponowany przez Shortera ponad 70 lat temu wystarcza, by odróżnić te dwa przypadki przy pełnym wysterowaniu, a pomiar THD przy kilku poziomach sygnału ujawnia różnicę

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 15. Dwa rodzaje nieliniowości o identycznym THD = 1% przy pełnym wysterowaniu: łagodna nieliniowość kwadratowa i zniekształcenia skrośne. Po lewej: widmo harmonicznych przy pełnym wysterowaniu; po prawej: THD w funkcji amplitudy sygnału (obliczenia własne; zniekształcenia skrośne modelowane zaokrągloną strefą martwą wokół zera)

Tabela 5. Współczynnik THD i współczynnik ważony według propozycji D. E. L. Shortera (amplituda n-tej harmonicznej mnożona przez n/2) dla nieliniowości z rysunku 15 przy pełnym wysterowaniu; w ostatniej kolumnie – THD przy amplitudzie dziesięciokrotnie mniejszej (obliczenia własne)

Rodzaj nieliniowości	THD [%]	THD ważony według Shortera [%]	THD przy amplitudzie dziesięciokrotnie mniejszej [%]
Nieliniowość kwadratowa	1,0	1,0	0,1
Zniekształcenia skrośne	1,0	3,2	9,6

jeszcze wyraźniej. Pojedyncza liczba z karty katalogowej nie pokazuje żadnej z tych różnic.

Geddes i Lee: miara oparta na percepcji

Najbardziej znaną próbą zastąpienia THD miarą lepiej skorelowaną ze słyszalnością jest praca Earla R. Geddesa, projektanta zestawów głośnikowych, i Lidii W. Lee, profesor audiologii i psychoakustyki z Eastern Michigan University. Przedstawili ją w 2003 r. na 115. konwencji Audio Engineering Society (AES) w Nowym Jorku w dwóch referatach pod wspólnym tytułem „Auditory Perception of Nonlinear Distortion": w części teoretycznej i w części opisującej doświadczenia odsłuchowe. Autorzy poddali słuchaczy testom z muzyką przetworzoną przez różne nieliniowości i porównali uzyskane oceny z wartościami THD i współczynnika zniekształceń intermodulacyjnych IMD (ang. intermodulation distortion). Doszli do wniosku, że obie tradycyjne miary są słabymi wskaźnikami tego, jak słuchacz odbiera zniekształcenia. Geddes w wywiadzie dla serwisu Dagogo w 2012 r. ujął to dosadniej: według niego THD i IMD okazały się w praktyce bezużytecznymi wskaźnikami jakości dźwięku, bo zmierzone wartości nie korelowały z tym, jak słuchacze odbierali muzykę odtwarzaną przez badany układ.

Geddes i Lee zaproponowali w zamian miarę oznaczoną symbolem Gm, nazywaną potocznie metryką GedLee. Nie wychodzi ona z widma harmonicznych, lecz z samej charakterystyki przejściowej układu, czyli zależności napięcia wyjściowego od wejściowego. Miara ta opiera się na drugiej pochodnej charakterystyki przejściowej, a więc na jej krzywiźnie, i waży ją tak, aby nieliniowości występujące przy małych wartościach sygnału, w otoczeniu zera, miały większe znaczenie niż nieliniowości występujące przy dużych wartościach, w pobliżu przesterowania. Uzasadnienie jest takie samo jak w przypadku rysunku 15: sygnał muzyczny przez większość czasu ma małą wartość chwilową, a nieliniowość w okolicy zera zniekształca go zawsze, niezależnie od głośności. Charakterystyka czysto kwadratowa ma stałą, rozłożoną równomiernie krzywiznę, więc jej Gm jest umiarkowane, a zniekształcenia skrośne skupiają krzywiznę dokładnie w obszarze, który miara waży najmocniej.

Geddes, komentując później swoje wyniki w artykule Keitha Howarda „Euphonic Distortion: Naughty but Nice? Follow-Up" (Stereophile, lipiec 2006), podał orientacyjne progi: zniekształcenia powinny być co najwyżej lekko słyszalne przy wartościach Gm rzędu 2 lub mniejszych, a poniżej Gm = 1 słuchacze w jego doświadczeniach praktycznie zgadywali. Dodał też, że w porównaniu z oryginalną publikacją lepszą zgodność z ocenami słuchaczy dawała wersja miary bez pierwiastka w końcowym wzorze, co pokazuje, że sama miara nie była jeszcze w pełni dopracowana.

eprasa.pl 19a5b96348

Moore i współpracownicy: inny wynik dla tych samych zjawisk

Równolegle zagadnienie badał zespół Briana C. J. Moore'a z Uniwersytetu w Cambridge, jednego z najbardziej cenionych psychoakustyków, autora podręcznika „An Introduction to the Psychology of Hearing". W artykule „The Effect of Nonlinear Distortion on the Perceived Quality of Music and Speech Signals" (Journal of the Audio Engineering Society, t. 51, nr 11, listopad 2003, s. 1012–1031) Chin-Tuan Tan, Brian C. J. Moore i Nick Zacharov poddali muzykę i mowę różnym rodzajom zniekształceń: twardemu i miękkiemu ograniczaniu symetrycznemu i niesymetrycznemu, ograniczaniu w otoczeniu zera (ang. center clipping, model zbliżony do zniekształceń skrośnych) oraz innym zniekształceniom kształtu przebiegu. Słuchacze oceniali jakość na skali dziesięciostopniowej.

Wyniki tylko częściowo pokrywają się z intuicją wynikającą z pracy Geddesa i Lee. Twarde ograniczanie silnie obniżało oceny, ale ograniczanie w otoczeniu zera i ograniczanie miękkie miały w warunkach tego badania tylko niewielki wpływ na ocenę jakości. Autorzy zaproponowali własną miarę, wyznaczaną na podstawie odpowiedzi układu na sygnał wielotonowy, i stwierdzili umiarkowanie silną korelację tej miary z ocenami słuchaczy także dla rzeczywistych przetworników elektroakustycznych.

To właśnie jest istota punktu spornego. Obie grupy badaczy zgadzają się, że THD jako pojedyncza liczba nie przewiduje dobrze słyszalności zniekształceń. Różnią się natomiast co do tego, które rodzaje nieliniowości są najbardziej szkodliwe i jaka miara powinna zastąpić THD. Wyniki zależą od rodzaju sygnału testowego, poziomu zniekształceń, materiału muzycznego i sposobu oceny, a żadna z zaproponowanych miar nie stała się normą przemysłową.

Czy niższe THD jest lepsze?

Dla wzmacniaczy z głębokim sprzężeniem zwrotnym, o zniekształceniach rzędu tysięcznych części procenta, pytanie jest w praktyce akademickie. Zniekształcenia na takim poziomie, niezależnie od ich widma, leżą znacznie poniżej progów słyszalności wyznaczonych w przytoczonych badaniach. Różnica między wzmacniaczem o THD 0,001% a wzmacniaczem o THD 0,0001% nie ma znaczenia dla słuchacza, choć bywa używana jako argument marketingowy.

Pytanie staje się istotne dla układów o zniekształceniach rzędu dziesiątych części procenta i większych: wzmacniaczy lampowych, wzmacniaczy bez sprzężenia zwrotnego, a przede wszystkim zestawów głośnikowych, których zniekształcenia przy dużej głośności sięgają procentów. Tam o słyszalności decyduje rodzaj nieliniowości bardziej niż jej wielkość mierzona THD. Według miar percepcyjnych opisanych wyżej wzmacniacz z niewielką, łagodną nieliniowością drugiego rzędu i THD 0,5% może mieć mniej słyszalne zniekształcenia niż wzmacniacz o THD 0,05% przy pełnej mocy, który przy cichym słuchaniu ma wyraźne zniekształcenia skrośne. To wyjaśnia część rozbieżności między pomiarami a odsłuchem, o których była mowa w pierwszej części artykułu przy wzmacniaczach lampowych i ujemnym sprzężeniu zwrotnym.

Jak mierzyć zniekształcenia z pożytkiem

- Zamiast jednej wartości THD zmierz widmo harmonicznych i oceń, które rzędy dominują. Współczesne karty dźwiękowe o dużej dynamice i bezpłatne programy do analizy widma pozwalają to zrobić w domowej pracowni.
- Mierz THD w funkcji poziomu sygnału, od mocy znamionowej w dół o 20, 40 i 60 dB. Rosnące THD przy malejącym sygnale jest charakterystycznym objawem zniekształceń skrośnych lub nieliniowości w otoczeniu zera.
- Sprawdź zniekształcenia intermodulacyjne, np. sygnałem dwutonowym 19 kHz + 20 kHz (pomiar różnicowy) albo 60 Hz + 7 kHz w proporcji 4:1 (pomiar według metody SMPTE, od nazwy stowarzyszenia Society of Motion Picture and Television Engineers). Produkty intermodulacyjne wpadają w środek pasma akustycznego, gdzie nie mają naturalnego maskowania przez harmoniczne instrumentu.
- Gdy porównujesz konstrukcje o wyraźnych zniekształceniach, oblicz współczynnik ważony według Shortera albo inną miarę uwzględniającą rząd harmonicznych. Nawet prosta waga n/2 rozróżnia przypadki, których surowe THD nie rozróżnia.

Wymiana wzmacniaczy operacyjnych zmienia brzmienie

CZĘŚCIOWO FAKT:

wymiana wzmacniacza operacyjnego może zmienić parametry układu w sposób mierzalny i słyszalny, ale z powodów, które dają się wskazać i zmierzyć, a nie z powodu „brzmienia" układu scalonego

Wymiana wzmacniaczy operacyjnych, w środowisku audiofilskim nazywana z angielska „op-amp rolling", jest jednym z najpopularniejszych sposobów modyfikowania odtwarzaczy płyt kompaktowych CD (ang. Compact Disc), przetworników cyfrowo-analogowych i przedwzmacniaczy. Układ NE5532 lub TL072 wylutowuje się z płytki, wstawia podstawkę i próbuje kolejnych typów, oceniając ich brzmienie. Na forach można przeczytać, że jeden układ brzmi „analitycznie", inny „ciepło", a jeszcze inny ma „lepszą scenę". Czy wzmacniacz operacyjny w ogóle ma brzmienie?

eprasa.pl 19a5b96348

Self: „przez sto lub więcej układów 5532”

Douglas Self, brytyjski konstruktor urządzeń audio, autor podręczników „Small Signal Audio Design” i „Audio Power Amplifier Design”, mierzył zniekształcenia wzmacniaczy operacyjnych z rozdzielczością sięgającą granic możliwości aparatury pomiarowej. Fragmenty jego książki, opublikowane w serwisie EE Times jako cykl „Op amps in small--signal audio design”, zawierają zarówno wyniki pomiarów, jak i stanowisko wobec opinii o „brzmieniu” układów.

O układzie NE5532, najczęściej stosowanym podwójnym wzmacniaczu operacyjnym w sprzęcie studyjnym i konsumenckim, Self pisze, że jego zniekształcenia są niemal niemierzalnie małe, nawet przy obciążeniu 600 Ω. W konfiguracji odwracającej, przy napięciu wyjściowym 5 V, zmierzone zniekształcenia były znacznie mniejsze niż 0,0005% w całym paśmie do 20 kHz. Do opinii, że NE5532 jest „przestarzały” lub „brzmi nieciekawie”, Self odnosi się z ironią: prawdopodobnie nie ma na świecie muzyki, która w drodze do słuchacza nie przeszła przez sto lub więcej układów 5532, od stołu mikserskiego, przez urządzenia masteringowe, po sprzęt w domu.

To jednak nie koniec. Te same pomiary pokazują, że wzmacniacz operacyjny może zniekształcać w sposób wyraźnie mierzalny, jeżeli pracuje w niewłaściwych warunkach. To jest ta część twierdzenia o „brzmieniu”, która ma uzasadnienie.

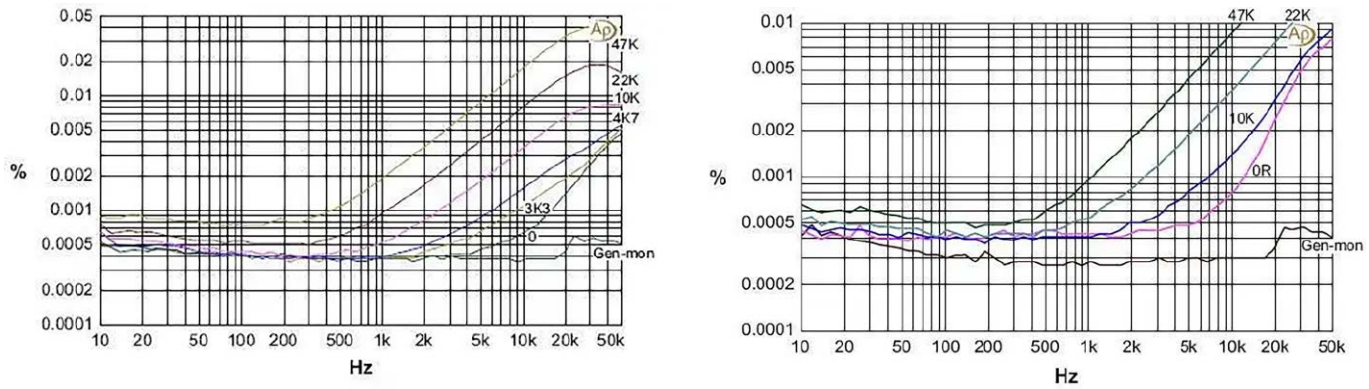
Zniekształcenia wywołane napięciem wspólnym: kiedy układ i jego otoczenie nie pasują do siebie

Self opisuje mechanizm, który nazywa zniekształceniami wywołanymi napięciem wspólnym (ang. common--mode distortion). W konfiguracji nieodwracającej i we wtórniku napięciowym oba wejścia wzmacniacza operacyjnego „podążają” za sygnałem, czyli występuje na nich duże napięcie wspólne. W konfiguracji odwracającej wejścia pozostają praktycznie na potencjale masy, więc tego zjawiska nie ma.

W układach z wejściem bipolarnym, takich jak NE5532, zniekształcenia wywołane napięciem wspólnym pojawiają się dopiero wtedy, gdy jednocześnie występuje napięcie wspólne i duża rezystancja źródła sygnału. Self przypisuje je modulacji prądów polaryzacji wejścia przez napięcie wspólne (efekt Early’ego): zmieniający się prąd płynie przez rezystancję źródła i wytwarza na niej nieliniowy spadek napięcia. We wtórniku napięciowym z NE5532, przy napięciu sygnału 10 V i rezystancji źródła 47 kΩ, zniekształcenia przy 10 kHz wzrosły do 0,018%.

W układach z wejściem na tranzystorach polowych złączowych (JFET, ang. junction field-effect transistor), takich jak TL072, przyczyną są nieliniowe pojemności złączowe tranzystorów wejściowych, dołączone do podłoża układu scalonego, czyli do ujemnej szyny zasilania. Pojemność wejściowa zmienia się wraz z napięciem wspólnym, a sygnał doprowadzony przez rezystancję źródła ulega zniekształceniu. Z pomiarów Selfa wynika, że TL072 w konfiguracji nieodwracającej ma przy 20 kHz pięciokrotnie większe zniekształcenia niż ten sam układ w konfiguracji odwracającej, a we wtórniku napięciowym przy napięciu sygnału 5 V i rezystancji źródła 10 kΩ zniekształcenia przy 10 kHz osiągnęły 0,015%. Zniekształcenia te można zmniejszyć, wyrównując rezystancje dołączone do obu wejść (wprowadzając rezystor o tej samej wartości w obwód sprzężenia zwrotnego, kosztem dodatkowego szumu) albo stosując tzw. bootstrapping szyn zasilania, czyli zasilanie układu napięciami „pływającymi” razem z sygnałem. W najlepszym wariancie Self uzyskał w ten sposób zniekształcenia na poziomie zniekształceń samej aparatury pomiarowej.

Self podaje też praktyczną granicę: aby zniekształcenia wywołane napięciem wspólnym pozostały do pominięcia, całkowita rezystancja źródła w konfiguracji nieodwracającej nie powinna przekraczać ok. 2,2 kΩ. Wykresy zależności zniekształceń od rezystancji źródła zawiera fragment książki opublikowany w EE Times (**rysunek 16**).



Rysunek 16. Zniekształcenia THD wzmacniaczy operacyjnych w konfiguracji nieodwracającej i we wtórniku napięciowym w funkcji rezystancji źródła sygnału (rys. 4.6 i 4.7 we fragmencie książki D. Selfa „Small Signal Audio Design”): D. Self, „Op amps in small-signal audio design – Part 2: Distortion in bipolar and JFET input op amps”, EE Times: https://www.eetimes.com/op-amps-in-small-signal-audio-design-part-2-distortion-in-bipolar-and-jfet-input-op-amps/

eprasa.pl 19a5b96348

Konsekwencja dla wymiany układów jest oczywista. Jeżeli producent urządzenia zastosował TL072 we wtórniku z dużą rezystancją źródła, wymiana na układ o innym stopniu wejściowym może rzeczywiście zmniejszyć zniekształcenia. Jeżeli natomiast zastosował NE5532 w konfiguracji odwracającej z niewielkimi rezystancjami, wymiana nie może poprawić niczego, co dałoby się zmierzyć, bo zniekształcenia oryginalnego układu leżą już na granicy możliwości aparatury.

Szum zależy od rezystancji źródła

Drugim parametrem, który rzeczywiście zmienia się po wymianie układu, jest szum. Wzmacniacz operacyjny ma dwa źródła szumu odniesione do wejścia: szum napięciowy, o gęstości widmowej en, i szum prądowy, o gęstości widmowej in. Szum prądowy, płynąc przez rezystancję źródła R, wytwarza na niej napięcie szumu in·R. Do tego dochodzi szum termiczny samej rezystancji źródła. Całkowita gęstość widmowa szumu odniesiona do wejścia wynosi:

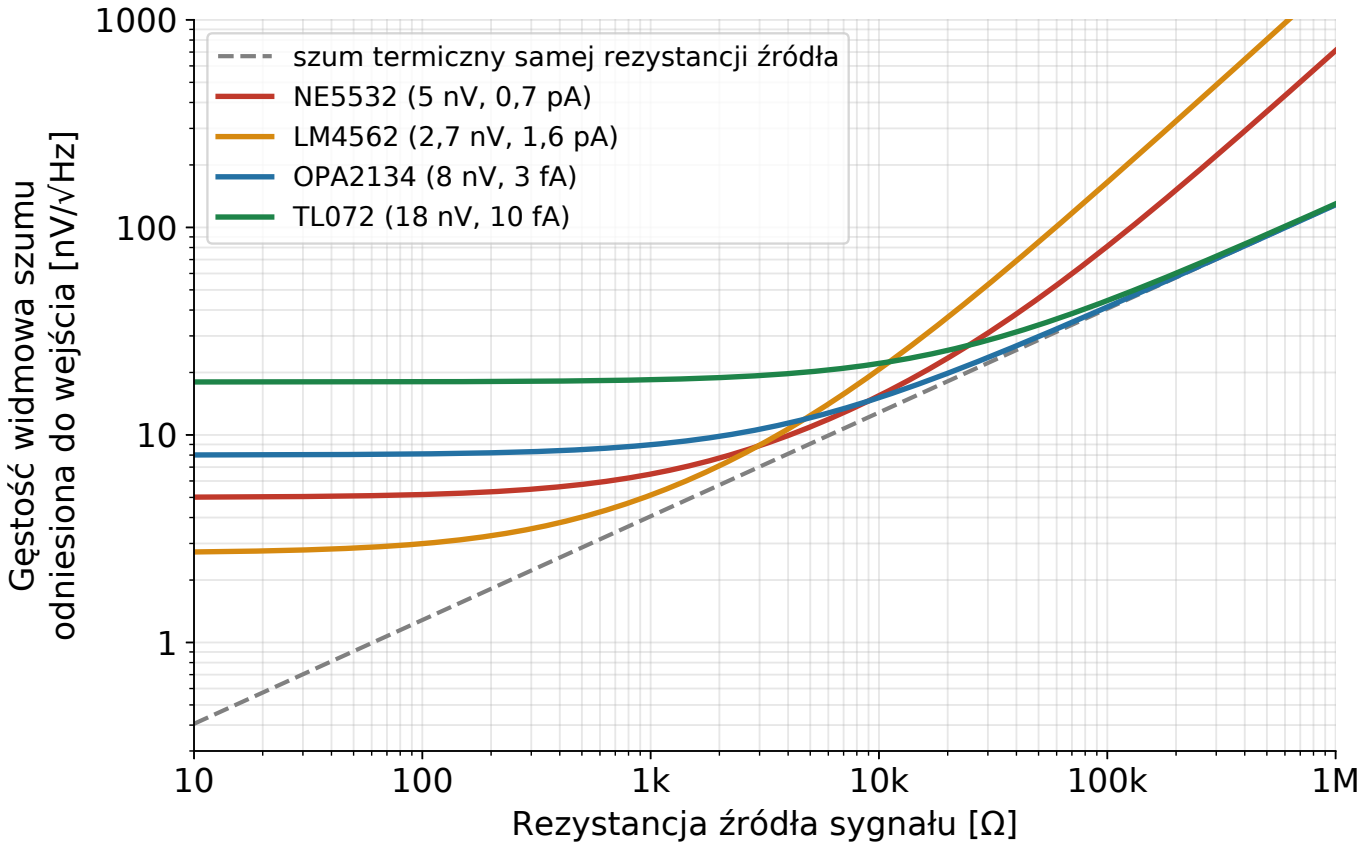
$$e = \sqrt{(en^2 + (in \cdot R)^2 + 4kTR)}$$

gdzie k jest stałą Boltzmanna, a T temperaturą bezwzględną. **Rysunek 17** pokazuje tę zależność dla czterech popularnych układów, przy typowych wartościach en i in z kart katalogowych. Przy małej rezystancji źródła, np. 100 Ω, najmniej szumi LM4562 (ok. 3 nV/√Hz), a TL072 szumi ok. sześć razy bardziej (18 nV/√Hz). Przy rezystancji źródła 100 kΩ kolejność się odwraca: układy z wejściem JFET, OPA2134 i TL072, mają szum ok. 41...44 nV/√Hz, zbliżony do szumu termicznego samej rezystancji, a LM4562, z powodu dużego szumu prądowego, ok. 165 nV/√Hz.

Ten sam „lepszy" układ może więc w jednym miejscu toru poprawić stosunek sygnału do szumu, a w innym go pogorszyć. W układach o małej impedancji, np. w stopniach za przetwornikiem cyfrowo-analogowym, różnice szumu między dobrymi układami bipolarnymi są zwykle małe w porównaniu z szumem samego przetwornika. W układach o dużej impedancji, np. w przedwzmacniaczach z regulacją głośności potencjometrem o dużej rezystancji, wymiana układu bipolarnego na JFET może zmniejszyć szum o kilka decybeli.

Stabilność: najczęstsza przyczyna „zmiany brzmienia"

Trzecia przyczyna jest najbardziej prozaiczna i, jak się wydaje, najczęstsza. Współczesne wzmacniacze operacyjne o bardzo małych szumach i zniekształceniach mają duży iloczyn wzmocnienia i pasma, nierzadko kilkadziesiąt megaherców. Płytka drukowana zaprojektowana dla układów NE5532 czy TL072, których iloczyn wzmocnienia i pasma jest rzędu 3–10 MHz, nie musi zapewniać warunków stabilnej pracy układu kilkakrotnie szybszego.



Rysunek 17. Gęstość widmowa szumu odniesiona do wejścia w funkcji rezystancji źródła sygnału dla czterech wzmacniaczy operacyjnych; w nawiasach typowe wartości gęstości szumu napięciowego (nV/√Hz) i prądowego (pA/√Hz lub fA/√Hz) przy 1 kHz według kart katalogowych producentów; temperatura 25°C (obliczenia własne)

eprasa.pl 19a5b96348

Podstawka dodaje indukcyjność wyprowadzeń i pojemności między nimi, a odsprzęganie zasilania, wystarczające dla wolniejszego układu, może być za słabe dla szybszego.

Skutkiem może być wzbudzenie się wzmacniacza na częstotliwości rzędu megaherców. Self zwraca uwagę, że nawet NE5532 wymaga kondensatora odsprzęgającego 100 nF umieszczonego nie dalej niż kilka milimetrów od układu, a niewłaściwe odsprzęganie może powodować wzbudzenie wewnętrzne, które pogarsza liniowość, choć nie jest widoczne na oscyloskopie. Podobny problem stwarza obciążenie pojemnościowe wyjścia, np. pojemnością kabla sygnałowego: w notach aplikacyjnych Analog Devices o sterowaniu obciążeniami pojemnościowymi wyjaśnia się, że pojemność obciążenia, razem z rezystancją wyjściową wzmacniacza, wprowadza do pętli sprzężenia zwrotnego dodatkowy biegun, który zmniejsza zapas fazy.

Wzmacniacz, który wzbudza się sporadycznie lub pracuje z małym zapasem fazy, może brzmieć inaczej niż oryginalny układ. Ta zmiana brzmienia jest prawdziwa, ale jej przyczyną jest usterka, a nie charakter nowego układu.

Inne powody mierzalnych różnic

- Napięcie niezrównoważenia i prądy polaryzacji. Układy bipolarne mają prądy polaryzacji wejść rzędu setek nanoamperów; w układzie zaprojektowanym dla wzmacniacza z wejściem JFET, z dużymi rezystancjami polaryzacji, mogą wytworzyć napięcie stałe na wyjściu, przesuwające punkt pracy kolejnych stopni lub powodujące trzaski przy przełączaniu.
- Zdolność obciążania wyjścia. TL072 źle znosi obciążenia mniejsze niż kilka kiloomów, a NE5532 radzi sobie z obciążeniem 600 Ω. Wymiana układu w stopniu wyjściowym obciążonym np. siecią korekcyjną o małej impedancji może zmienić zniekształcenia.
- Filtry aktywne. Charakterystyka filtrów, zwłaszcza o dużej dobroci, zależy od skończonego wzmocnienia i pasma wzmacniacza. Wymiana na układ o innym iloczynie wzmocnienia i pasma może przesunąć charakterystykę filtru rekonstrukcyjnego za przetwornikiem cyfrowo-analogowym w zakresie wysokich częstotliwości.
- Różnice wzmocnienia i poziomu. Porównując urządzenie przed wymianą i po niej, trzeba wyrównać poziomy z dokładnością do ułamka decybela. Bez tego każda, nawet najmniejsza, różnica wzmocnienia zostanie odebrana jako różnica jakości.

Sam Groner: 300 stron pomiarów

Najobszerniejszym porównaniem zniekształceń wzmacniaczy operacyjnych, jakie powstało w środowisku audio, jest opracowanie Samuela Gronera, szwajcarskiego inżyniera i konstruktora urządzeń audio, „Operational Amplifier Distortion” z września 2008 r. Liczy ono ponad 300 stron i obejmuje pomiary wielu układów scalonych różnych producentów, m.in. Analog Devices, Linear Technology, National Semiconductor i Texas Instruments, a także konstrukcji dyskretnych. Paul Rako, który omawiał to opracowanie w EDN w 2009 r. z polecenia Waltera Junga, zwrócił uwagę na dwa wnioski: duży wpływ obciążenia wyjścia na zniekształcenia i niewielki wpływ napięcia zasilania w badanym zakresie. Opracowanie Gronera potwierdza to, co wynika z pomiarów Selfa: różnice między wzmacniaczami operacyjnymi są realne, ale zależą przede wszystkim od warunków pracy układu, a nie od jego „charakteru”.

Co zostaje z twierdzenia

Wzmacniacz operacyjny pracujący we właściwych dla niego warunkach – z małą rezystancją źródła, w konfiguracji odwracającej lub z wyrównanymi rezystancjami wejść, z właściwym obciążeniem, dobrze odsprzęgnięty i stabilny – wnosi zniekształcenia i szum leżące poniżej progu słyszalności, i dotyczy to także tanich układów, takich jak NE5532. Wymiana takiego układu na droższy nie może dać słyszalnej poprawy.

Wymiana może natomiast zmienić brzmienie urządzenia, jeżeli oryginalny układ pracował w niekorzystnych warunkach (wtedy zmiana może być poprawą) albo jeżeli nowy układ pracuje w warunkach dla siebie niekorzystnych (wtedy zmiana jest pogorszeniem, nierzadko spowodowanym wzbudzeniem). W obu przypadkach przyczyna jest techniczna i mierzalna. Dlatego zamiast kolejnych odsłuchów warto przed wymianą sprawdzić konfigurację, rezystancje źródła i obciążenie, a po wymianie zmierzyć zniekształcenia i obejrzeć sygnał wyjściowy oscyloskopem o szerokim paśmie w poszukiwaniu wzbudzeń. Porównanie odsłuchowe ma sens dopiero po wyrównaniu poziomów i najlepiej w teście ślepym.

Kable głośnikowe, sygnałowe i zasilające

MIT, Z MIERZALNYM WYJĄTKIEM: kabel ma wpływ na dźwięk tylko przez swoje parametry elektryczne – rezystancję, indukcyjność i pojemność – a ten wpływ można obliczyć; nie ma podstaw do przypisywania kablom brzmienia niezależnego od tych parametrów

Kable są najbardziej dochodowym segmentem rynku akcesoriów audio. Ceny kabli głośnikowych i sygnałowych z wyższej półki sięgają tysięcy, a niekiedy dziesiątek tysięcy złotych za parę. W ostatnich latach do oferty dołączyły „audiofilskie” przewody zasilające, wpinane między gniazdko a urządzenie, a nawet specjalne bezpieczniki i listwy. Opisy tych produktów odwołują się do czystości miedzi lub srebra, geometrii przeplotu, „kierunkowości” przewodu, tłumienia drgań, a w przypadku kabli zasilających – do eliminacji zakłóceń z sieci.

eprasa.pl 19a5b96348

Elektronik patrzy na kabel jako na element o znanym modelu: rezystancja, indukcyjność i pojemność rozłożone wzdłuż kabla. W paśmie akustycznym, dla długości spotykanych w domu, kabel jest obwodem o stałych skupionych i jego wpływ na sygnał daje się obliczyć z dokładnością większą niż jakakolwiek ocena odsłuchowa. Pytanie brzmi więc: czy te obliczenia obejmują wszystko, co słychać?

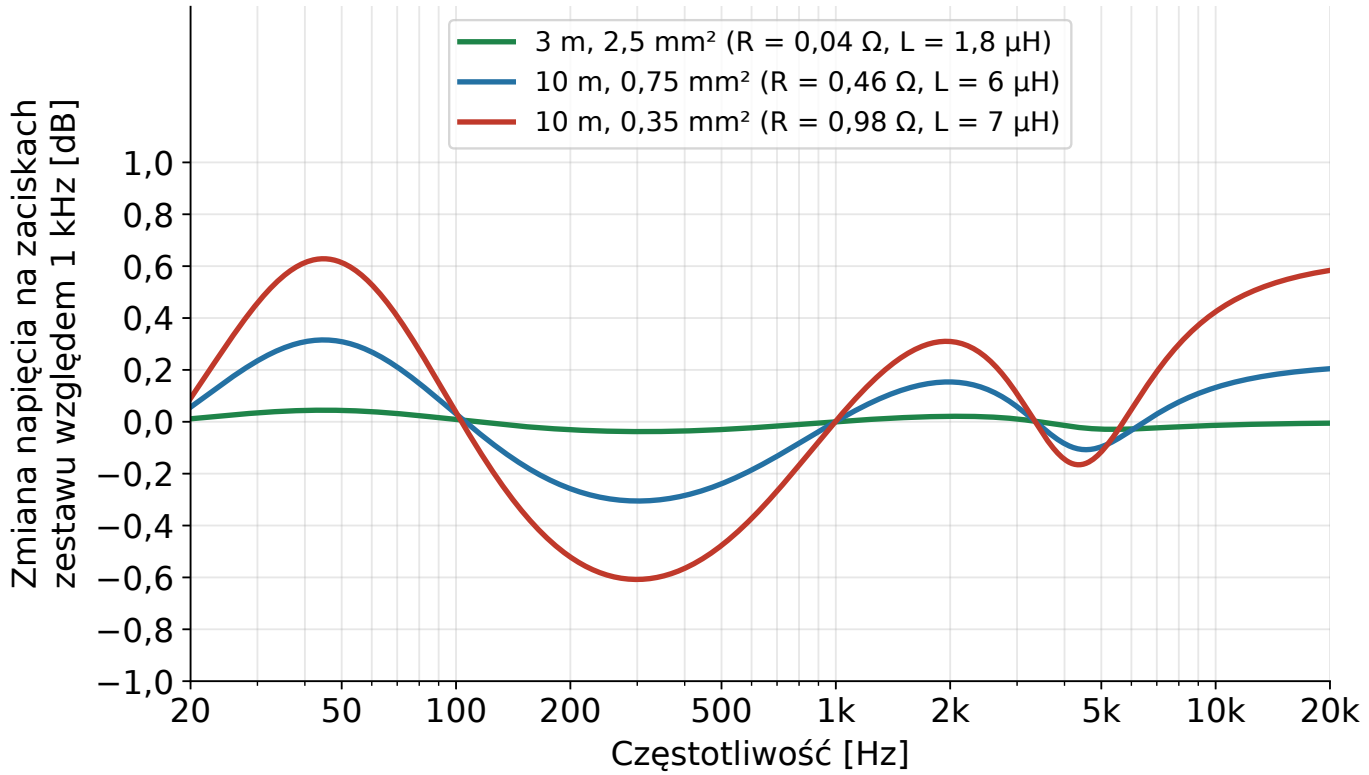
Kabel głośnikowy: liczy się rezystancja

Wpływ kabla głośnikowego na sygnał opisali w czasopiśmie Journal of the Audio Engineering Society (JAES) m.in. Richard A. Greiner z University of Wisconsin w artykule „Amplifier-Loudspeaker Interfacing" (JAES, t. 28, nr 5, 1980, s. 310–315) oraz Fred E. Davis w artykule „Effects of Cable, Loudspeaker, and Amplifier Interactions" (JAES, t. 39, nr 6, 1991). Obaj autorzy traktowali wzmacniacz, kabel i zestaw głośnikowy jako jeden obwód elektryczny i analizowali, jak impedancja kabla, dodana do impedancji wyjściowej wzmacniacza, współdziała z impedancją zestawu.

Mechanizm jest dokładnie taki sam jak opisany w pierwszej części artykułu przy wzmacniaczach lampowych. Rezystancja i indukcyjność kabla tworzą razem z impedancją zestawu dzielnik napięcia. Ponieważ impedancja zestawu zmienia się z częstotliwością, zmienia się też podział napięcia, a charakterystyka częstotliwościowa na zaciskach zestawu zaczyna naśladować przebieg jego impedancji. **Rysunek 18** pokazuje to dla tego samego modelowego zestawu dwudrożnego, który w pierwszej części artykułu posłużył do obliczenia wpływu impedancji wyjściowej wzmacniacza (rysunek 12), i trzech kabli o różnej długości i przekroju.

Kabel o długości 3 m i przekroju 2,5 mm² zmienia charakterystykę o mniej niż 0,05 dB – wartość pomijalną. Kabel 10 m o przekroju 0,75 mm² wprowadza odchylenia ok. ±0,3 dB, a cienki przewód 10 m o przekroju 0,35 mm² – ok. ±0,6 dB. Wniosek praktyczny jest prosty i zgodny z tym, co pisze Ethan Winer, amerykański inżynier dźwięku, autor książki „The Audio Expert": jedynym parametrem kabla głośnikowego, który w typowej instalacji domowej ma znaczenie, jest rezystancja, a o niej decydują przekrój i długość. Tabela 6 podaje maksymalną długość kabla dla dwóch kryteriów: rezystancji pętli 0,1 Ω, przy której wpływ na charakterystykę jest pomijalny, i 0,4 Ω, czyli 5% impedancji znamionowej zestawu 8 Ω.

Indukcyjność kabla ma znaczenie drugorzędne. Typowy przewód dwużyłowy ma indukcyjność pętli rzędu 0,5–0,7 µH na metr. Dla kabla 3 m daje to reaktancję ok. 0,25 Ω przy 20 kHz, kilkadziesiąt razy mniejszą od impedancji zestawu w tym zakresie. Pojemność kabla głośnikowego, rzędu kilkudziesięciu pikofaradów na metr, przy impedancjach rzędu omów nie ma w paśmie akustycznym żadnego znaczenia. Może mieć znaczenie dla stabilności wzmacniacza o małym zapasie fazy, o czym była mowa w pierwszej części artykułu przy omawianiu sprzężenia zwrotnego, ale to jest kwestia konstrukcji wzmacniacza, a nie brzmienia kabla.



Rysunek 18. Zmiana napięcia na zaciskach modelowego zestawu dwudrożnego (impedancja minimalna ok. 5,4 Ω) względem wartości przy 1 kHz dla trzech kabli głośnikowych; R i L to rezystancja i indukcyjność pętli (obu żył), indukcyjność przyjęto 0,6–0,7 µH na metr długości kabla; impedancja wyjściowa wzmacniacza 0,02 Ω (obliczenia własne)

eprasa.pl 19a5b96348

Tabela 6. Maksymalna długość kabla głośnikowego z miedzi (rezystywność 0,0172 Ω·mm²/m) dla dwóch wartości dopuszczalnej rezystancji pętli (obu żył) (obliczenia własne)

Przekrój żyły [mm²]	Rezystancja pętli na metr długości kabla [mΩ/m]	Długość dla 0,1 Ω [m]	Długość dla 0,4 Ω [m]
0,35	98	1,0	4,1
0,75	46	2,2	8,7
1,5	23	4,4	17
2,5	14	7,3	29
4	8,6	12	47

Naskórkowość i inne argumenty

W opisach kabli często pojawia się zjawisko naskórkowości, czyli wypierania prądu przemiennego ku powierzchni przewodnika. Głębokość wnikania w miedzi wynosi:

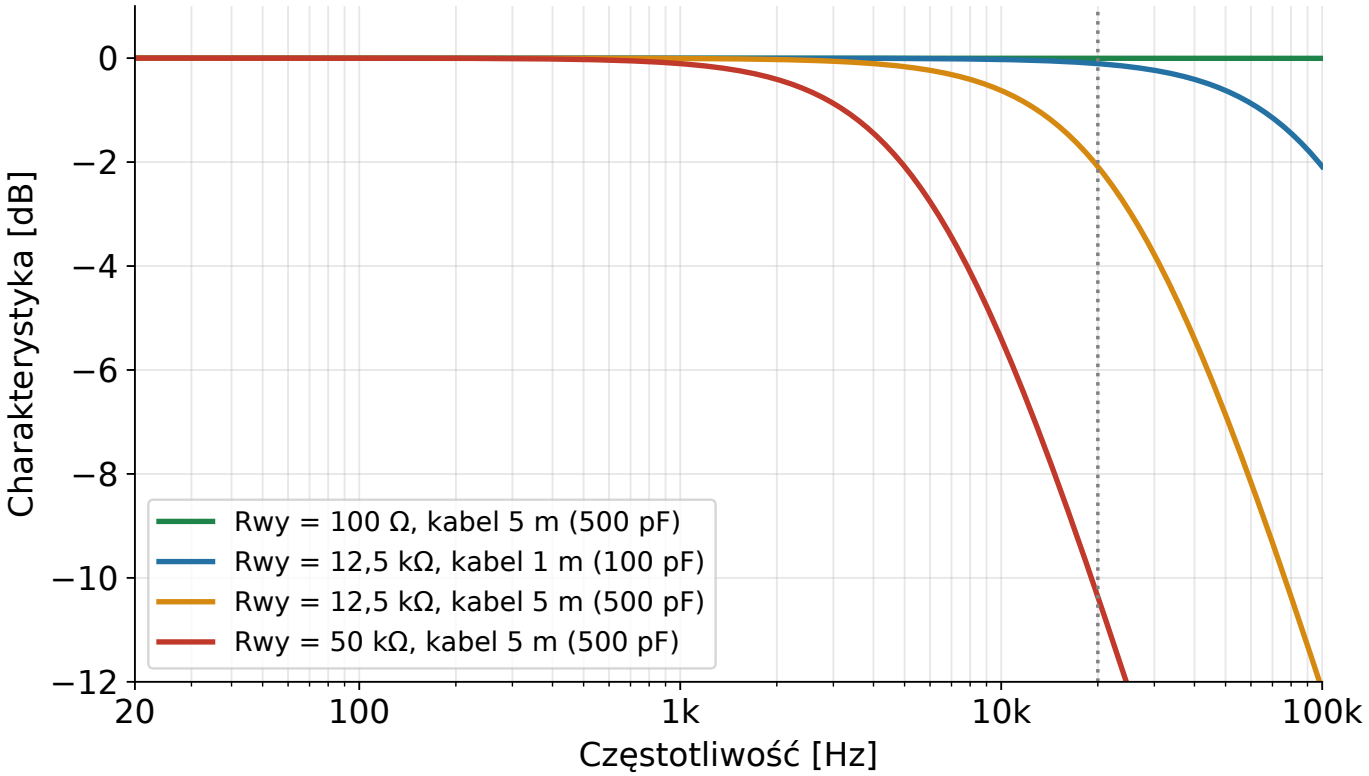
$$\delta = \sqrt{(\rho / (\pi \cdot f \cdot \mu_0))}$$

co dla 1 kHz daje ok. 2,1 mm, a dla 20 kHz ok. 0,47 mm. Obliczenie z dokładnego modelu dla przewodu okrągłego pokazuje, że przy 20 kHz rezystancja żyły o przekroju 0,75 mm² rośnie o ok. 2,5%, a żyły 2,5 mm² o ok. 23% w stosunku do rezystancji dla prądu stałego. Wzrost względny może wyglądać na duży, ale w liczbach bezwzględnych oznacza dla kabla 3 m o przekroju 2,5 mm² przyrost rezystancji pętli o ok. 0,01 Ω przy 20 kHz – wartość pomijalną wobec impedancji zestawu, która w tym zakresie wynosi kilka do kilkudziesięciu omów. Naskórkowość nie jest więc argumentem za specjalną konstrukcją kabla głośnikowego, a raczej za tym, by nie stosować przekrojów większych, niż potrzeba.

Inne argumenty – czystość miedzi rzędu „6N" (99,9999%), struktura krystaliczna przewodnika, „kierunkowość" przewodu, kierunek nawinięcia żył czy tłumienie mikrofonii – nie znajdują oparcia w publikacjach pomiarowych, do których dotarliśmy. Czystość miedzi wpływa na rezystywność w stopniu ułamka procenta, a kierunkowość może mieć sens tylko w kablu sygnałowym ekranowanym, w którym ekran połączono z masą tylko z jednej strony. Wtedy jest to jednak cecha sposobu połączenia ekranu, którą można opisać i zmierzyć, a nie właściwość miedzi.

Kabel sygnałowy: pojemność i masa

Mierzalny wyjątek od reguły dotyczy kabli sygnałowych. Kabel ekranowany ma pojemność rzędu 50...150 pF na metr, a razem z rezystancją wyjściową źródła tworzy filtr dolnoprzepustowy pierwszego rzędu. Typowe źródło z wyjściem ze wzmacniacza operacyjnego ma rezystancję wyjściową



Rysunek 19. Charakterystyka częstotliwościowa toru złożonego ze źródła o rezystancji wyjściowej Rwy i kabla sygnałowego o pojemności 100 pF na metr długości (obliczenia własne; pominięto rezystancję i indukcyjność kabla oraz pojemność wejściową odbiornika)

eprasa.pl 19a5b96348

rzędu 100 Ω, a częstotliwość graniczna takiego filtru leży w zakresie megaherców. Inaczej jest w przypadku źródeł o dużej rezystancji wyjściowej: przedwzmacniaczy pasywnych z potencjometrem, w których rezystancja wyjściowa przy średnich położeniach suwaka sięga jednej czwartej rezystancji potencjometru, oraz niektórych przedwzmacniaczy lampowych bez stopnia buforowego.

Rysunek 19 pokazuje, co się wtedy dzieje. Przy rezystancji wyjściowej 12,5 kΩ, odpowiadającej potencjometrowi 50 kΩ ustawionemu w połowie, kabel 1 m o pojemności 100 pF obniża poziom przy 20 kHz o 0,1 dB, ale kabel 5 m o pojemności 500 pF – już o ok. 2 dB. Przy rezystancji wyjściowej 50 kΩ kabel 5 m daje spadek o ponad 10 dB przy 20 kHz. W takich systemach kable o różnej pojemności rzeczywiście brzmią różnie, a różnica wynika bezpośrednio z ich pojemności.

Druga przyczyna rzeczywistych różnic między kablami sygnałowymi to prowadzenie masy. W połączeniu niesymetrycznym ekran kabla jest jednocześnie przewodem powrotnym sygnału. Jeżeli przez ekran płynie prąd wyrównawczy między obudowami urządzeń, wywołany np. różnicą potencjałów przewodów ochronnych w gniazdkach, spadek napięcia na rezystancji ekranu dodaje się do sygnału jako przydźwięk. Kabel o mniejszej rezystancji ekranu zmniejsza ten przydźwięk. Rozwiązaniem jest jednak usunięcie pętli masy albo zastosowanie połączeń symetrycznych, a nie zakup kabla.

Kabel zasilający: dwa metry z kilkuset

„Audiofilskie" przewody zasilające są najlepszym przykładem rozbieżności między obietnicą a fizyką. Urządzenie audio zasilane z sieci ma na wejściu transformator lub zasilacz impulsowy, prostownik, kondensatory filtrujące i zwykle stabilizatory. Każde z tych ogniw oddziela obwody sygnałowe od sieci. Przewód zasilający jest ostatnim, najkrótszym odcinkiem drogi, którą energia pokonuje od transformatora sieci rozdzielczej do urządzenia. Ethan Winer w artykule „Audiophoolery", opublikowanym pierwotnie w 2005 r. w czasopiśmie Skeptic, zwraca uwagę na tę prostą okoliczność: wymiana dwóch metrów przewodu nie zmienia kilkudziesięciu czy kilkuset metrów zwykłych przewodów w ścianach budynku i w sieci rozdzielczej.

Rachunek potwierdza tę intuicję. Raport techniczny IEC TR 60725 Międzynarodowej Komisji Elektrotechnicznej (IEC, ang. *International Electrotechnical Commission*) określa impedancję odniesienia sieci niskiego napięcia, stosowaną m.in. w badaniach kompatybilności elektromagnetycznej. Dla obwodu jednofazowego (przewód fazowy i neutralny razem) wynosi ona 0,4 + j0,25 Ω. Do tego dochodzi instalacja w mieszkaniu, np. 20 m przewodu o przekroju 2,5 mm², i przewód zasilający urządzenia. **Tabela 7** zestawia ten budżet impedancji dla typowego przewodu zasilającego o przekroju 1,5 mm² i dla przewodu o przekroju 4 mm², jaki można spotkać w ofercie „audiofilskiej".

Zamiana zwykłego przewodu na przewód o przekroju 4 mm² zmniejsza impedancję źródła zasilania o ok. 3,5%. Przy szczytowym prądzie ładowania kondensatorów zasilacza równym 10 A spadek napięcia na samym przewodzie zasilającym zmniejsza się z ok. 0,46 V do ok. 0,17 V, czyli o ok. 0,29 V, co stanowi ok. 0,13% napięcia sieci. Tymczasem napięcie sieci zmienia się w ciągu doby o kilka procent, a normy (PN-EN 60038, PN-EN 50160) dopuszczają odchylenia ±10% od napięcia znamionowego 230 V. Każdy poprawnie zaprojektowany zasilacz musi być na takie zmiany odporny, a zakłócenia z sieci tłumi filtr przeciwzakłóceniowy wbudowany w urządzenie, wymagany przepisami o kompatybilności elektromagnetycznej. Przewód zasilający bez wbudowanych elementów filtrujących, takich jak rdzenie ferrytowe, nie jest filtrem w żadnym technicznym sensie.

John Siau, dyrektor techniczny firmy Benchmark Media Systems, producenta przetworników i wzmacniaczy studyjnych, w nocie aplikacyjnej „Audiophile Snake Oil" (aktualizowanej w 2024 r.) zwraca uwagę, że tłumienie wnoszone przez kable przy dużych częstotliwościach daje się zmierzyć, ale wynosi zwykle znacznie mniej niż 0,1 dB przy 20 kHz i jeszcze mniej przy niższych częstotliwościach.

Twierdzenia o działaniu przewodów zasilających zostały też zbadane poza laboratorium. W styczniu 2011 r. brytyjski urząd nadzoru nad reklamą ASA (ang. Advertising Standards Authority) rozpatrzył reklamę przewodów zasilających PowerKord firmy Russ Andrews Accessories, kosztujących 1250 funtów. Reklama sugerowała, że zakłócenia radiowe w sieci zasilającej są słyszalnym problemem, a przeplot przewodów je ogranicza. Urząd uznał, że nie wykazano ani tego, że problem jest słyszalny, ani tego, że przewody skutecznie ograniczają zakłócenia w normalnych warunkach użytkowania. Przedstawione badanie

Tabela 7. Impedancja źródła zasilania od strony urządzenia audio zasilanego z sieci jednofazowej 230 V (obliczenia własne; impedancja sieci według IEC TR 60725)

Składnik	Przewód zasilający 2 m, 3 × 1,5 mm²	Przewód zasilający 2 m, 3 × 4 mm²
Sieć rozdzielcza (impedancja odniesienia IEC TR 60725)	0,4 + j0,25 Ω	0,4 + j0,25 Ω
Instalacja w mieszkaniu, 20 m, 2,5 mm² (faza i neutralny)	0,275 Ω	0,275 Ω
Przewód zasilający (faza i neutralny)	0,046 Ω	0,017 Ω
Moduł impedancji całkowitej	0,763 Ω	0,736 Ω
Udział przewodu zasilającego w impedancji całkowitej	6%	2,3%

eprasa.pl 19a5b96348

obejmowało tylko część rodzajów zakłóceń, pomijało przewód ochronny i zostało przeprowadzone w warunkach dalekich od rzeczywistego użytkowania. Firma nie mogła powtarzać tych twierdzeń w reklamach.

Na tle tego, co zostało tu powiedziane, ocena elektronika jest uzasadniona: przewód zasilający musi mieć odpowiedni przekrój do prądu urządzenia, właściwą izolację i wtyki zgodne z normami, bo jest elementem bezpieczeństwa. Ponad te wymagania nie ma żadnego mechanizmu, przez który mógłby wpłynąć na dźwięk w sposób dający się zmierzyć.

Jak sprawdzić kabel

- Zmierz rezystancję pętli kabla głośnikowego miernikiem z pomiarem czteroprzewodowym albo oblicz ją z przekroju i długości (tabela 6). Jeżeli przekracza 0,1 Ω, użyj grubszego lub krótszego kabla.
- Dla kabla sygnałowego sprawdź pojemność na metr (zwykle podana przez producenta przewodu) i rezystancję wyjściową źródła. Iloczyn rezystancji wyjściowej i całkowitej pojemności kabla (pojemność na metr razy długość) wyznacza częstotliwość graniczną: $f_g = 1 / (2\pi \cdot R_{wy} \cdot C)$.
- Jeżeli słychać przydźwięk, szukaj pętli masy, a nie „lepszego" kabla: odłącz kolejne połączenia, sprawdź, czy wszystkie urządzenia są zasilane z tego samego gniazda, rozważ połączenie symetryczne lub transformator separujący w torze sygnałowym.
- Porównując kable odsłuchowo, pamiętaj o zasadach testu ślepego: osoba przełączająca, losowa kolejność, wyrównany poziom. Kabel trudno zamienić szybko i niezauważenie, dlatego odsłuchy jawne kabli są szczególnie podatne na wpływ oczekiwań.

Klasa D nie nadaje się do hi-fi

MIT DZIŚ, FAKT KIEDYŚ: pierwsze wzmacniacze klasy D miały wady, które wykluczały je z toru hi-fi; współczesne konstrukcje z pętlą sprzężenia zwrotnego obejmującą filtr wyjściowy mają parametry nieustępujące najlepszym wzmacniaczom liniowym

Wzmacniacz klasy D nie wzmacnia sygnału w sposób ciągły. Tranzystory stopnia wyjściowego pracują jako przełączniki: albo w pełni przewodzą, albo są w stanie odcięcia. Sygnał audio steruje współczynnikiem wypełnienia ciągu impulsów (modulacja szerokości impulsów, PWM, ang. *pulse-width modulation*) o częstotliwości rzędu kilkuset kiloherców, a filtr dolnoprzepustowy LC na wyjściu odfiltrowuje częstotliwość przełączania i jej harmoniczne, pozostawiając na zestawie głośnikowym sygnał audio. Ponieważ tranzystor w stanie przewodzenia ma bardzo małą rezystancję, a w stanie odcięcia nie przewodzi, straty mocy w tranzystorach są małe.

Eksperci, na których prace się powołujemy

John Atkinson
Brytyjski dziennikarz i specjalista od pomiarów urządzeń audio, urodzony w 1948 r. w Hitchin w Anglii, absolwent fizyki i chemii na Uniwersytecie Londyńskim (1972). Od 1982 r. był redaktorem brytyjskiego miesięcznika Hi-Fi News & Record Review, a w latach 1986–2019 redaktorem naczelnym amerykańskiego Stereophile, potem jego redaktorem technicznym. Przez kilkadziesiąt lat sam wykonywał pomiary recenzowanych w Stereophile urządzeń, w tym pomiary na obciążeniu symulującym zestaw głośnikowy.

Cyril Bateman (zm. 2015)
Brytyjski inżynier, wieloletni konstruktor kondensatorów i specjalista od pomiarów. W latach 2002–2003 opublikował w miesięczniku Electronics World dziewięcioczęściowy cykl „Capacitor Sounds", w którym opisał budowę aparatury o zniekształceniach poniżej 1 ppm i pomiary zniekształceń kondensatorów foliowych, ceramicznych i elektrolitycznych. Cykl stał się jednym z najczęściej przywoływanych źródeł w dyskusjach o „brzmieniu" kondensatorów; uzupełnienie wyników Bateman opublikował później w 9. tomie Linear Audio.

Earl R. Geddes
Amerykański akustyk, doktor akustyki Pennsylvania State University. Przez wiele lat pracował w Ford Motor Company, gdzie otrzymał Henry Ford Technological Achievement Award, a także na stanowiskach kierowniczych w działach badawczo-rozwojowych firm Knowles Electronics i Visteon. W 1996 r. razem z Lidią W. Lee założył firmę GedLee, zajmującą się akustyką i zestawami głośnikowymi. Jest współautorem książek „Audio Transducers" i „Premium Home Theater" oraz autorem wielu patentów z dziedziny przetworników i aktywnej redukcji hałasu.

Richard A. Greiner (1931–2015)
Amerykański inżynier elektronik, absolwent fizyki i doktor elektrotechniki University of Wisconsin–Madison (1957). Na tej uczelni został w wieku 30 lat profesorem zwyczajnym i pracował w katedrze elektrotechniki i informatyki do przejścia na emeryturę w 1992 r. Opublikował wiele prac o wzmacniaczach mocy i zestawach głośnikowych. Był członkiem rzeczywistym (Fellow) AES od 1984 r.

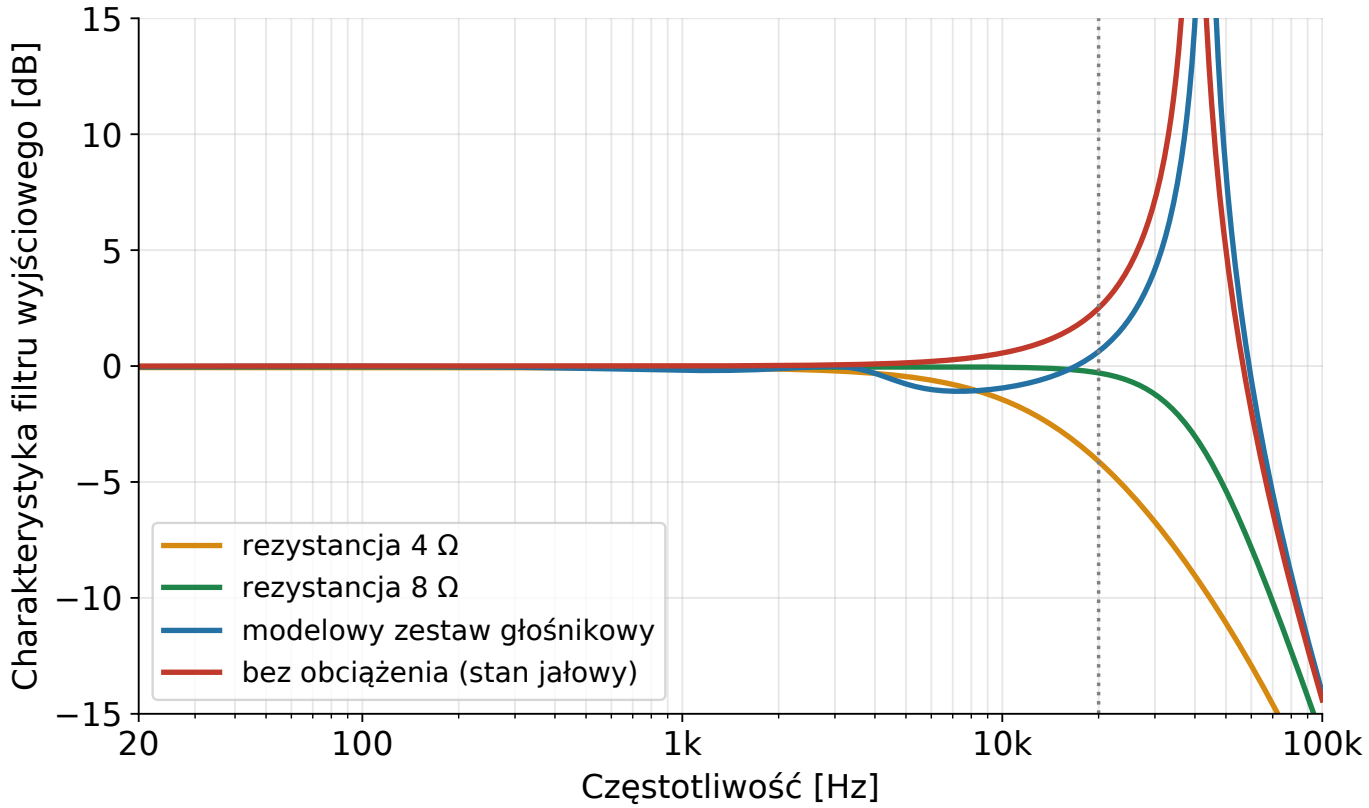
Samuel Groner
Szwajcarski inżynier (ur. 1980 w Zurychu), absolwent informatyki w ETH Zürich (2006) i realizacji dźwięku w Zurich University of the Arts (2010). Pracował w firmie Weiss Engineering, producencie profesjonalnej elektroniki audio, oraz przy projektowaniu szybkich układów scalonych analogowo-cyfrowych. W 2008 r. opublikował ponad 300-stronicowe opracowanie „Operational Amplifier Distortion" z pomiarami zniekształceń wzmacniaczy operacyjnych.

Walter G. Jung
Amerykański inżynier i autor, jeden z najbardziej znanych popularyzatorów zastosowań wzmacniaczy operacyjnych. Jest autorem książek „IC Op-Amp Cookbook" (1974) i „Audio IC Op-Amp Applications" oraz redaktorem „Op Amp Applications Handbook" wydanego przez Analog Devices. Pracował m.in. w firmie Linear Technology, a przez 11 lat, do 2002 r., jako inżynier aplikacyjny w Analog Devices; od 1968 r. publikował w Electronic Design. Od 1979 r. jest członkiem rzeczywistym (Fellow) AES, wyróżnionym za prace o zniekształceniach wzmacniaczy operacyjnych.

Lidia W. Lee
Amerykańska audiolog, absolwentka psychologii w Whittier College, magister audiologii Purdue University i doktor audiologii Indiana University. Jest profesorem Wydziału Edukacji Specjalnej i Zaburzeń Komunikacji na Eastern Michigan University, gdzie zajmuje się psychoakustyką, jakością dźwięku i ochroną słuchu. Razem z Earlem R. Geddesem założyła w 1996 r. firmę GedLee i jest współautorką książki „Audio Transducers".

Brian C. J. Moore
Brytyjski psychoakustyk, urodzony w 1946 r. w Londynie, absolwent nauk przyrodniczych i doktor psychologii eksperymentalnej

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 20. Charakterystyka filtru wyjściowego LC wzmacniacza klasy D bez sprzężenia zwrotnego za filtrem (L = 45 µH, C = 0,35 µF, rezystancja dławika 0,03 Ω; filtr Butterwortha drugiego rzędu o częstotliwości granicznej 40 kHz dla obciążenia 8 Ω) przy obciążeniu rezystancją 4 Ω, rezystancją 8 Ω, modelowym zestawem głośnikowym i w stanie jałowym (obliczenia własne)

Przez długi czas wzmacniacze klasy D kojarzyły się ze sprzętem samochodowym, nagłośnieniem estradowym i tanimi głośnikami aktywnymi, a nie z wysokiej klasy torem domowym. Opinia, że „cyfrowy wzmacniacz" brzmi sucho, ostro i męcząco, utrzymuje się do dziś. Ta opinia ma swoją historię i trzeba ją oddzielić od stanu dzisiejszego.

Krótka historia klasy D

Określenie „klasa D" zaproponował w 1959 r. Peter J. Baxandall, którego wynik dotyczący sprzężenia zwrotnego omawialiśmy w pierwszej części artykułu. Odnosiło się ono pierwotnie do generatorów tranzystorowych, w których elementy aktywne przewodzą prąd tylko wtedy, gdy napięcie na nich jest małe. Pierwszym komercyjnym wzmacniaczem audio klasy D był moduł X-10 brytyjskiej firmy Sinclair Radionics z 1964 r., o mocy zaledwie 2,5 W. Następca, X-20 z 1966 r., miał moc 20 W, ale nie sprawdził się w praktyce z powodu niejednorodności ówczesnych germanowych tranzystorów bipolarnych. Przełom przyniosły dopiero krzemowe tranzystory polowe MOSFET (ang. *metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*). W 1978 r. Sony wprowadziło wzmacniacz TA-N88, pierwszy wzmacniacz klasy D z tranzystorami MOSFET i zasilaczem impulsowym, a szybki rozwój tych tranzystorów w latach 1979–1985 umożliwił upowszechnienie konstrukcji przełączających. W 1996 r. firma Tripath wprowadziła wzmacniacz klasy D w postaci układu scalonego.

Dlaczego klasa D kusi: sprawność

Eric Gaalaas z Analog Devices w artykule „Class D Audio Amplifiers: What, Why, and How", opublikowanym w Analog Dialogue w 2006 r., porównał sprawność wzmacniaczy różnych klas na przykładzie wzmacniacza o mocy maksymalnej 10 W. Na granicy przesterowania sprawność wzmacniacza klasy D wynosiła w tym przykładzie 90%, a teoretyczna sprawność klasy B – 78,5%. Ważniejsze jest porównanie przy średnim poziomie słuchania, który Gaalaas przyjął jako 1 W. Wzmacniacz klasy D miał wtedy sprawność 78% i wydzielał w postaci ciepła 282 mW, wzmacniacz klasy B – sprawność 28% i straty 2,53 W, a wzmacniacz klasy A – sprawność 3% i straty 30,2 W. Ta różnica decyduje o wielkości radiatorów, zasilacza i obudowy, a w urządzeniach zasilanych z baterii – o czasie pracy.

Skąd się wzięły złe opinie

Ten sam artykuł Gaalaasa wylicza mechanizmy, które pogarszają jakość wzmacniacza klasy D. Pierwszym jest czas martwy: aby nie dopuścić do jednoczesnego przewodzenia obu tranzystorów stopnia wyjściowego i przepływu prądu skrośnego, między wyłączeniem jednego a włączeniem drugiego wprowadza się krótką przerwę. Przerwa ta powoduje nieliniowy błąd czasowy, który pojawia się na wyjściu jako zniekształcenia. Drugim jest wrażliwość na zasilanie: w układzie bez sprzężenia zwrotnego szumy

eprasa.pl 19a5b96348

i tętnienia napięcia zasilania przechodzą na wyjście praktycznie bez tłumienia. Gaalaas podaje dla takiego układu tłumienie zakłóceń z zasilania zaledwie ok. 10 dB i zniekształcenia przekraczające 0,1%. Trzecim jest filtr wyjściowy LC, który ma własne nieliniowości (rdzeń dławika) i którego charakterystyka zależy od obciążenia.

Ostatni mechanizm jest szczególnie istotny dla użytkownika, bo zmienia charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza w zależności od dołączonego zestawu głośnikowego. Filtr wyjściowy drugiego rzędu projektuje się dla określonej rezystancji obciążenia, zwykle 4 Ω lub 8 Ω. Impedancja zestawu głośnikowego nie jest jednak stała i w zakresie wysokich częstotliwości zwykle rośnie. **Rysunek 20** pokazuje charakterystykę filtru o częstotliwości granicznej 40 kHz, zaprojektowanego jako filtr Butterworth dla obciążenia 8 Ω, przy różnych obciążeniach.

Przy obciążeniu 8 Ω, dla którego filtr zaprojektowano, charakterystyka przy 20 kHz opada tylko o 0,3 dB. Przy obciążeniu 4 Ω spadek przy 20 kHz wynosi już ok. 4 dB, a bez obciążenia charakterystyka wznosi się przy 20 kHz o ok. 2,5 dB i ma ostry rezonans przy ok. 40 kHz. Z modelowym zestawem głośnikowym charakterystyka ma zapadnięcie ok. 1 dB w okolicy 7 kHz, a powyżej ok. 15 kHz wznosi się i przy 20 kHz jest już o ok. 0,6 dB powyżej poziomu odniesienia. Wzmacniacz, którego charakterystyka w zakresie wysokich tonów zmienia się o kilka decybeli w zależności od zestawu, może brzmieć różnie z różnymi zestawami. Jest to ten sam mechanizm, który w pierwszej części artykułu opisaliśmy przy wzmacniaczach lampowych o dużej impedancji wyjściowej, tylko skupiony w zakresie najwyższych częstotliwości. Pierwsze tanie wzmacniacze klasy D, budowane bez sprzężenia zwrotnego albo ze sprzężeniem pobieranym przed filtrem, w pełni zasłużyły więc na swoją opinię.

Sprzężenie zwrotne za filtrem: przełom

Rozwiązaniem jest ujemne sprzężenie zwrotne, omówione w pierwszej części artykułu. Gaalaas wskazuje, że sprzężenie pobierane z wejścia filtru LC znacznie poprawia tłumienie zakłóceń z zasilania i zmniejsza wszystkie zniekształcenia niezwiązane z filtrem, a objęcie pętlą także filtru, a więc pobieranie sygnału sprzężenia bezpośrednio z zacisków głośnika, usuwa również wpływ nieliniowości filtru i zależność charakterystyki od obciążenia. Według niego dobrze zaprojektowane układy ze sprzężeniem zwrotnym osiągają tłumienie zakłóceń z zasilania ponad 60 dB i zniekształcenia poniżej 0,01%.

Problem polega na tym, że filtr LC drugiego rzędu przesuwa fazę o prawie 180°, co utrudnia zamknięcie stabilnej pętli. Jednym z pierwszych prostych i skutecznych rozwiązań tego problemu jest układ UcD, opracowany przez Bruna Putzeysa w laboratoriach Philipsa i opisany w referacie „Simple Self-Oscillating Class D Amplifier with Full Output Filter Control” na 118. konwencji AES w Barcelonie w 2005 r. W układzie UcD wzmacniacz sam wzbudza się na częstotliwości przełączania, a pętla sprzężenia zwrotnego obejmuje filtr wyjściowy. Putzeys rozwinął tę koncepcję w modułach Ncore firmy Hypex, a następnie w układzie Eigentakt firmy Purifi.

Pomiar współczesnego wzmacniacza klasy D

Jak wygląda współczesna konstrukcja w pomiarach, pokazuje opublikowany w grudniu 2024 r. w Stereophile pomiar monofonicznego wzmacniacza Buckeye

Uniwersytetu w Cambridge (1971). Od 1977 r. pracuje na tej uczelni, od 1995 r. jako profesor, a od 2014 r. jako profesor emerytowany percepcji słuchowej. Jest autorem lub redaktorem ponad 20 książek, w tym podręcznika „An Introduction to the Psychology of Hearing”, wydanego także po polsku, oraz ponad 750 prac naukowych. Jest członkiem Royal Society (2002) i laureatem Złotego Medalu Acoustical Society of America (2014).

Bruno Putzeys
Belgijski konstruktor (ur. 1973 w Brukseli). Przez dziesięć lat pracował w Philips Applied Technologies w Leuven, gdzie opracował wzmacniacz klasy D UcD; w latach 2005–2014 był związany z firmą Hypex, dla której opracował moduły Ncore, oraz z firmą Grimm Audio. W 2014 r. współzałożył firmy Kii Audio i Purifi Audio; w Purifi Audio jest dyrektorem technicznym, a także twórcą układu Eigentakt.

Douglas Self
Brytyjski konstruktor urządzeń audio, absolwent inżynierii z wyróżnieniem na Uniwersytecie w Cambridge; po studiach zajmował się psychoakustyką na Uniwersytecie Sussex. Pracował m.in. dla firm Cambridge Audio, TAG-McLaren Audio i Soundcraft Electronics, a jako autor publikował przez lata w Wireless World i Electronics World. Jest twórcą koncepcji „nienagannego” (ang. Blameless) wzmacniacza mocy klasy B oraz autorem podręczników „Audio Power Amplifier Design”, „Small Signal Audio Design”, „Electronics for Vinyl” i „The Design of Active Crossovers”.

D. E. L. Shorter
Brytyjski inżynier, od 1932 r. pracownik BBC, początkowo w nadajniku w północnej Anglii, a następnie w dziale badawczym BBC w Kingswood Warren. W latach 40. i 50. XX wieku kierował badaniami BBC nad głośnikami odsłuchowymi i opracował metody pomiaru opóźnionych rezonansów głośników. Był twórcą wstęgowego mikrofonu PGS, produkowanego jako STC 4038, i autorem wielu patentów z dziedziny przetworników. Zmarł w wieku 84 lat; wspomnienie o nim opublikował JAES w 1994 r.

John Siau
Amerykański inżynier, absolwent informatyki technicznej Syracuse University (1980). Pracował w firmach CBS i General Electric oraz jako niezależny konsultant, a w 1995 r. rozpoczął współpracę z Benchmark Media Systems, dla której zaprojektował przetwornik analogowo-cyfrowy AD2004. Jest współwłaścicielem i dyrektorem technicznym Benchmark; pod jego kierunkiem powstał m.in. wzmacniacz mocy AHB2.

Ethan Winer
Amerykański inżynier dźwięku i muzyk. Od młodości budował studia nagraniowe, publikował w Recording Engineer/Producer i PC Magazine, a w latach 80. założył firmę programistyczną Crescent Software, sprzedaną w 1992 r. W 2002 r. współzałożył firmę RealTraps, produkującą ustroje akustyczne. Jest autorem książki „The Audio Expert” i wielu tekstów krytycznie oceniających mity audio, m.in. artykułu „Audiophoolery” w czasopiśmie Skeptic.

eprasa.pl 19a5b96348

Słowniczek

Absorpcja dielektryczna – zjawisko częściowego powrotu napięcia na kondensatorze po jego krótkotrwałym zwarciu; wynika z powolnej polaryzacji dielektryka.

AES (ang. *Audio Engineering Society*) – międzynarodowe stowarzyszenie inżynierów dźwięku, wydawca czasopisma JAES.

AES17 – norma Audio Engineering Society określająca metody pomiaru urządzeń audio cyfrowych i analogowych.

ASA (ang. *Advertising Standards Authority*) – brytyjski niezależny urząd nadzoru nad reklamą.

Bootstrapping szyn zasilania – zasilanie wzmacniacza operacyjnego napięciami, które „podążają" za sygnałem, tak aby napięcie między wejściami a szynami zasilania pozostawało stałe.

C0G (NP0) – ceramika klasy 1 o bardzo małej zależności pojemności od temperatury i napięcia.

CD (ang. *Compact Disc*) – płyta kompaktowa; standard zapisu dźwięku 16 bitów, 44,1 kHz.

Charakterystyka przejściowa – zależność chwilowej wartości sygnału wyjściowego od chwilowej wartości sygnału wejściowego.

Czas martwy (ang. *dead time*) – przerwa między wyłączeniem jednego a włączeniem drugiego tranzystora w stopniu przeciwsobnym, zapobiegająca ich jednoczesnemu przewodzeniu.

Efekt Early'ego – zmiana prądu kolektora tranzystora bipolarnego pod wpływem napięcia kolektor–emiter.

Filtr Butterwortha – filtr o maksymalnie płaskiej charakterystyce w paśmie przepustowym.

Filtr podwójne T – pasywny filtr środkowozaporowy z dwoma członami RC w kształcie litery T, stosowany do tłumienia składowej podstawowej przy pomiarze zniekształceń.

Generator z mostkiem Wiena – generator sinusoidalny, w którym częstotliwość wyznacza mostek RC Wiena; przy starannej stabilizacji amplitudy ma bardzo małe zniekształcenia.

Gęstość widmowa szumu – wartość skuteczna szumu przypadająca na pasmo o szerokości 1 Hz, wyrażana w nV/√Hz (szum napięciowy) lub pA/√Hz (szum prądowy).

Głębokość wnikania – odległość od powierzchni przewodnika, na której gęstość prądu przemiennego maleje e-krotnie (ok. 2,7 razy).

Gm (metryka GedLee) – miara zniekształceń nieliniowych zaproponowana przez E. R. Geddesa i L. W. Lee, oparta na ważonej krzywiźnie charakterystyki przejściowej.

Iloczyn wzmocnienia i pasma (GBW, ang. *gain-bandwidth product*) – iloczyn wzmocnienia wzmacniacza w otwartej pętli i częstotliwości, przy której to wzmocnienie jest mierzone; w przybliżeniu częstotliwość, przy której wzmocnienie w otwartej pętli spada do jedności.

Impedancja odniesienia sieci – umowna impedancja sieci zasilającej niskiego napięcia, określona w IEC TR 60725, stosowana w badaniach urządzeń przyłączanych do sieci.

JAES (ang. *Journal of the Audio Engineering Society*) – recenzowane czasopismo naukowe AES.

JFET (ang. *junction field-effect transistor*) – tranzystor polowy złączowy.

Klasa D – klasa pracy wzmacniacza, w której tranzystory stopnia wyjściowego działają jako przełączniki, a sygnał audio jest odtwarzany przez filtr dolnoprzepustowy z ciągu impulsów.

Kondensator bipolarny – kondensator elektrolityczny z dwiema formowanymi foliami anodowymi, który można polaryzować w obu kierunkach.

Konfiguracja odwracająca – układ, w którym sygnał podaje się na wejście odwracające, a wejście nieodwracające jest połączone z masą; napięcie wspólne jest praktycznie zerowe.

Korekcja RIAA – standardowa charakterystyka korekcji sygnału z wkładki gramofonowej, określona przez Recording Industry Association of America.

Maskowanie – zjawisko psychoakustyczne, w którym dźwięk o większym poziomie czyni niesłyszalnym lub mniej słyszalnym dźwięk słabszy o pobliskiej częstotliwości lub występujący w pobliskiej chwili.

MLCC (ang. *multilayer ceramic capacitor*) – wielowarstwowy kondensator ceramiczny.

Modulacja szerokości impulsów (PWM, ang. *pulse-width modulation*) – sposób kodowania sygnału analogowego zmianą współczynnika wypełnienia ciągu impulsów o stałej częstotliwości.

MOSFET (ang. *metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*) – tranzystor polowy z izolowaną bramką.

Napięcie wspólne – średnia wartość napięć na obu wejściach wzmacniacza różnicowego.

Naskórkowość – zjawisko wypierania prądu przemiennego ku powierzchni przewodnika, zwiększające jego rezystancję przy dużych częstotliwościach.

Odsprzęganie zasilania – dołączenie kondensatorów między szyny zasilania a masę w pobliżu układu, zapewniające małą impedancję zasilania przy dużych częstotliwościach.

Pętla masy – zamknięty obwód utworzony przez przewody ochronne i ekrany kilku połączonych urządzeń, w którym może płynąć prąd wyrównawczy wywołujący przydźwięk.

Połączenie symetryczne – przesyłanie sygnału dwoma przewodami w przeciwfazie, z odbiornikiem reagującym na różnicę napięć; zakłócenia indukowane jednakowo w obu przewodach ulegają odjęciu.

Pomiar czteroprzewodowy (metoda Kelvina) – pomiar małych rezystancji, w którym prąd pomiarowy doprowadza się innymi przewodami niż te, którymi mierzy się napięcie, co eliminuje wpływ rezystancji przewodów pomiarowych i styków.

ppm (ang. *parts per million*) – części na milion; 1 ppm = 0,0001%.

Prąd skrośny (ang. *shoot-through current*) – prąd płynący bezpośrednio między szynami zasilania przez oba jednocześnie przewodzące tranzystory stopnia przeciwsobnego.

Rezystancja pętli – łączna rezystancja obu żył kabla, przez które płynie prąd do odbiornika i z powrotem.

SMPTE (ang. *Society of Motion Picture and Television Engineers*) – stowarzyszenie inżynierów filmowych i telewizyjnych; jego nazwą określa się metodę pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych dwoma tonami 60 Hz i 7 kHz.

Sygnał wielotonowy – sygnał testowy złożony z wielu jednoczesnych tonów sinusoidalnych o różnych częstotliwościach.

eprasa.pl 19a5b96348

THD (ang. *total harmonic distortion*) – współczynnik zniekształceń harmonicznych; stosunek wartości skutecznej wszystkich harmonicznych do wartości skutecznej składowej podstawowej.

THD+N (ang. *total harmonic distortion plus noise*) – stosunek wartości skutecznej wszystkich składowych harmonicznych i szumu do wartości skutecznej sygnału.

Współczynnik strat dielektrycznych (tg δ) – stosunek mocy traconej w dielektryku do mocy biernej kondensatora.

Wtórnik napięciowy – wzmacniacz operacyjny o wzmocnieniu jednostkowym w konfiguracji nieodwracającej.

Wzmacniacz samowzbudny (ang. *self-oscillating*) – wzmacniacz klasy D, w którym częstotliwość przełączania wynika z oscylacji pętli sprzężenia zwrotnego, a nie z zewnętrznego generatora.

X7R, Z5U, Y5V – ceramika klasy 2 o dużej przenikalności; pojemność silnie zależy od temperatury i napięcia stałego.

Zniekształcenia intermodulacyjne (IMD, ang. *intermodulation distortion*) – składowe o częstotliwościach równych sumom i różnicom częstotliwości dwóch lub więcej sygnałów, powstające w układzie nieliniowym.

Zniekształcenia skrośne – zniekształcenia powstające w stopniu przeciwsobnym przy przejściu sygnału przez zero, gdy przewodzenie przechodzi z jednego elementu na drugi.

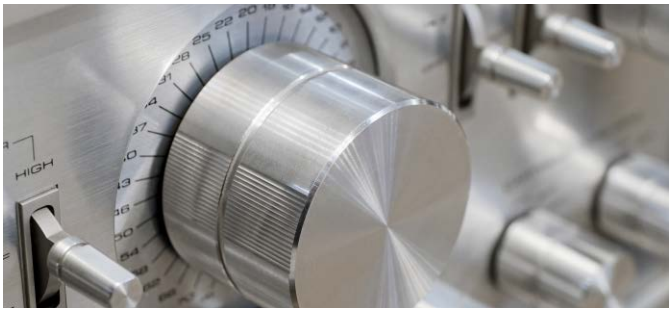
Zniekształcenia wywołane napięciem wspólnym (ang. *common-mode distortion*) – zniekształcenia wzmacniacza operacyjnego powstające wtedy, gdy na obu jego wejściach występuje duże napięcie wspólne, a źródło sygnału ma znaczną rezystancję.

z modułem Purifi Eigentakt 1ET9040BA, wykonany przez Johna Atkinsona. Impedancja wyjściowa wynosiła 0,006 Ω przy 20 Hz i 1 kHz oraz 0,0077 Ω przy 20 kHz. Dla porównania: wzmacniacz lampowy, którego pomiar przytaczaliśmy w pierwszej części artykułu, miał impedancję wyjściową od 3,7 Ω do 9 Ω. Dzięki tak małej impedancji charakterystyka na obciążeniu symulującym zestaw głośnikowy praktycznie nie zmieniała się, a w paśmie akustycznym była płaska. Powyżej 30 kHz charakterystyka opadała stromo, osiągając -3 dB przy 90 kHz. Zniekształcenia przy mocy 1 W na obciążeniu 8 Ω leżały poniżej poziomu szumu, a produkty związane z zasilaniem – na poziomie -120 dB lub niższym. Atkinson ocenił, że wzmacniacz łączy dużą moc ze znikomo małymi szumami i zniekształceniami.

Pomiar pokazuje też, gdzie współczesne konstrukcje klasy D mają jeszcze słabsze strony. W teście intermodulacji dwoma tonami 19 kHz i 20 kHz produkt różnicowy 1 kHz miał poziom -120 dB, ale produkty wyższych rzędów osiągały -70 dB (0,03%), co Atkinson przypisał mniejszej liniowości w najwyższej oktawie pasma akustycznego. Zabezpieczenie wzmacniacza zadziałało, zanim zniekształcenia osiągnęły 1%, przyjmowany jako umowna granica przesterowania. Są to jednak uwagi o poziomie, który jeszcze dwadzieścia lat temu był osiągalny tylko dla najlepszych wzmacniaczy liniowych.

Na co zwracać uwagę

- Czy pętla sprzężenia zwrotnego obejmuje filtr wyjściowy. W konstrukcjach bez sprzężenia za filtrem charakterystyka zależy od obciążenia; warto wtedy zmierzyć ją z docelowym zestawem głośnikowym albo sprawdzić pomiary na obciążeniu symulującym zestaw.
- Impedancja wyjściowa w funkcji częstotliwości, zwłaszcza w zakresie 10...20 kHz. Wartość rzędu setnych części oma oznacza, że wzmacniacz nie zmieni charakterystyki zestawu.
- Pomiary zniekształceń wzmacniacza klasy D wymagają filtru, który usunie z sygnału resztki częstotliwości



przełączania przed analizatorem; bez niego wynik może być zafałszowany przez przesterowanie wejścia analizatora. Norma pomiarowa AES17 przewiduje do tego celu filtr dolnoprzepustowy.
- Resztki częstotliwości przełączania na wyjściu, rzędu kilkuset kiloherców, nie są słyszalne, ale mogą zakłócać pracę innych urządzeń przez promieniowanie z kabli głośnikowych; dobrze zaprojektowany wzmacniacz spełnia wymagania norm kompatybilności elektromagnetycznej.
- Zachowanie przy przesterowaniu i działanie zabezpieczeń, które w kompaktowych wzmacniaczach klasy D bywają czulsze niż we wzmacniaczach liniowych.

Co zostaje z mitu

Twierdzenie, że klasa D nie nadaje się do hi-fi, było uzasadnione przez kilkadziesiąt lat, od modułów Sinclaira po tanie wzmacniacze z początku XXI wieku. Wady tych konstrukcji – zależność charakterystyki od obciążenia, wrażliwość na zasilanie, zniekształcenia wynikające z czasu martwego – były realne i mierzalne. Współczesne wzmacniacze klasy D z pętlą sprzężenia zwrotnego obejmującą filtr wyjściowy mają jednak impedancję wyjściową, zniekształcenia i szumy na poziomie najlepszych wzmacniaczy liniowych, przy kilkakrotnie mniejszych stratach mocy. Ocena wzmacniacza klasy D, tak jak każdego innego, powinna opierać się na pomiarach i teście ślepym, a nie na tym, w jakiej klasie pracuje jego stopień wyjściowy.

Wiesław Marciniak

eprasa.pl 19a5b96348



Oscyloskop rozumie polecenia

Agenci AI wchodzą do pracowni pomiarowej

Pod koniec października 2026 roku Rohde & Schwarz udostępnił oprogramowanie, dzięki któremu oscyloskopem serii MXO można sterować, wydając polecenia w języku naturalnym asystentowi AI. Nie jest to odosobniony pomysł. W ciągu ostatnich miesięcy podobną drogę wybrali Keysight i Emerson (właściciel NI), a społeczność użytkowników przygotowała analogiczne narzędzia dla tańszych przyrządów Rigola i Siglenta. Zebraliśmy te doniesienia, żeby pokazać, co już działa, czym różnią się poszczególne rozwiązania i gdzie leżą granice ich zastosowania.

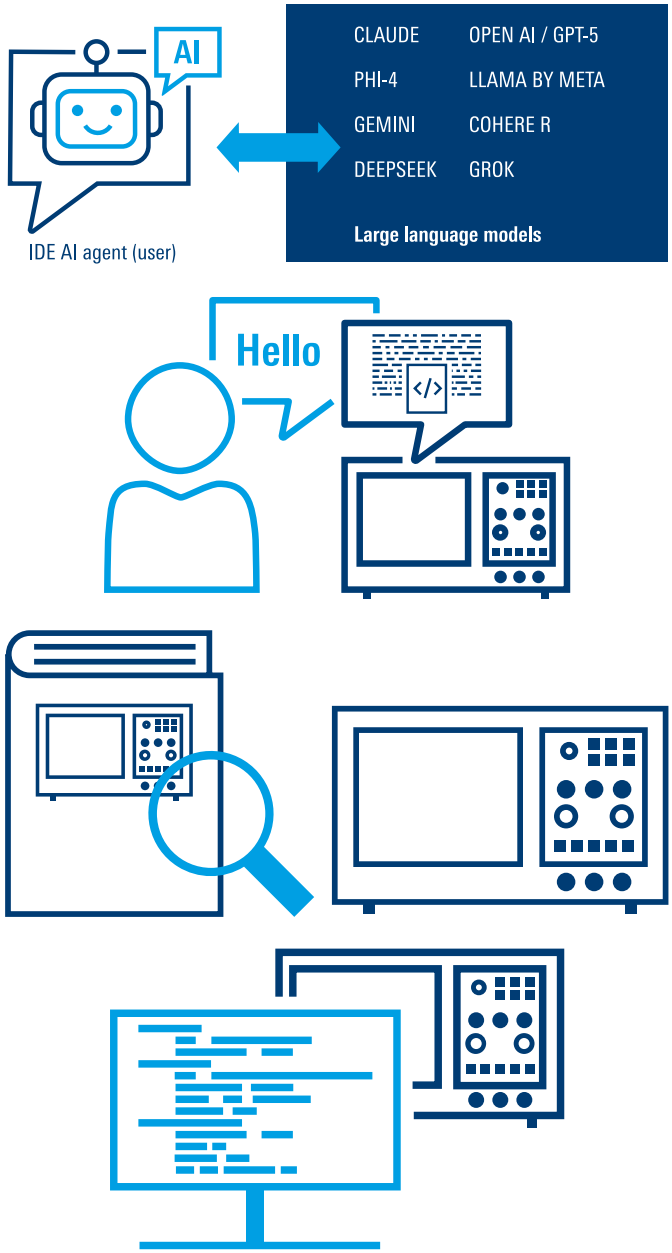
Punkt wyjścia: MXO AI Connect

Rohde & Schwarz ogłosił MXO AI Connect 29 października 2026 roku. Program działa na komputerze inżyniera lub na wspólnym komputerze laboratoryjnym i pośredniczy między asystentem AI a oscyloskopem. Użytkownik opisuje zadanie pomiarowe zwykłym językiem – na przykład prosi o skonfigurowanie kanału, ustawienie wyzwalania, dodanie pomiaru albo zapisanie zrzutu ekranu – a asystent zamienia to polecenie na konkretne funkcje przyrządu. Producent wymienia cztery obszary zastosowań: korzystanie z dokumentacji przyrządu bez ręcznego jej przeszukiwania, konfigurowanie nastaw, wspomaganie analizy przebiegów oraz automatyzację, w której agent AI steruje oscyloskopem, przetwarza dane i poprawia kod skryptu pomiarowego aż do osiągnięcia celu pomiaru.

Oprogramowanie współpracuje z oscyloskopami serii MXO 3, MXO 4, MXO 5 i MXO 5C oraz z programem R&S ScopeStudio. Na samym oscyloskopie nie trzeba niczego instalować – komunikacja odbywa się przez standardowe połączenia VISA (protokoły HiSLIP, VXI-11 lub zwykłe gniazdo TCP/IP). Panel przedni pozostaje w pełni czynny także wtedy, gdy przyrządem steruje asystent. Ważna z punktu widzenia użytkownika jest też informacja, że MXO AI Connect nie narzuca konkretnego modelu językowego: inżynier sam wybiera model AI i politykę przetwarzania danych, a producent wymienia jako zgodne środowiska Cursor, Claude Desktop, Claude Code i GitHub Copilot. Według strony produktu oprogramowanie jest bezpłatne dla obsługiwanych oscyloskopów.

MXO AI Connect jest częścią szerszej platformy R&S AI Workplace. Pierwszym przyrządem, który otrzymał pełny

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 1. Schemat połączenia asystenta AI z oscyloskopem MXO za pośrednictwem MXO AI Connect (źródło: Rohde & Schwarz, https://www.rohde-schwarz.com/products/test-and-measurement/ai-workplace-software/mxo-ai-connect-ai-for-mxo-oscilloscopes_258817.html)

Co to jest MCP i dlaczego wszyscy z niego korzystają

Model Context Protocol (MCP) to otwarty protokół, który firma Anthropic opublikowała w listopadzie 2024 roku, a który szybko przyjęli także inni dostawcy narzędzi AI. Opisuje on, w jaki sposób asystent AI (nazywany klientem MCP) może korzystać z zewnętrznych narzędzi udostępnianych przez osobny program – serwer MCP.

W pracowni pomiarowej oznacza to podział ról. Model językowy rozumie polecenie inżyniera i planuje kolejne kroki, ale nie ma bezpośredniego dostępu do przyrządu. Dostęp ten ma wyłącznie serwer MCP, napisany przez producenta przyrządu lub przez programistę, który zna jego polecenia SCPI. Serwer udostępnia modelowi ograniczony zestaw operacji – na przykład „ustaw podstawę czasu", „odczytaj wartość międzyszczytową", „pobierz przebieg" – i może odrzucić żądanie, które uzna za niebezpieczne.

Ponieważ protokół jest wspólny, ten sam serwer współpracuje z różnymi asystentami AI, a jeden asystent może jednocześnie korzystać z kilku serwerów, np. oscyloskopu, zasilacza i generatora pochodzących od różnych producentów.

zestaw asystentów tej platformy, jest tester komunikacji radiowej CMX500. Dla niego przygotowano trzy narzędzia: TechAssist (generowanie i sprawdzanie sekwencji poleceń SCPI na podstawie opisu słownego), ScriptAssist (tworzenie, poprawianie i objaśnianie skryptów testowych w Pythonie) oraz LogAssist (analiza dzienników testera i wskazywanie błędów). Producent zapowiada rozszerzenie platformy na analizatory obwodów, generatory sygnałowe, analizatory widma, oscyloskopy i zasilacze, nie podaje jednak terminów.

Keysight: serwer MCP dla całej rodziny przyrządów

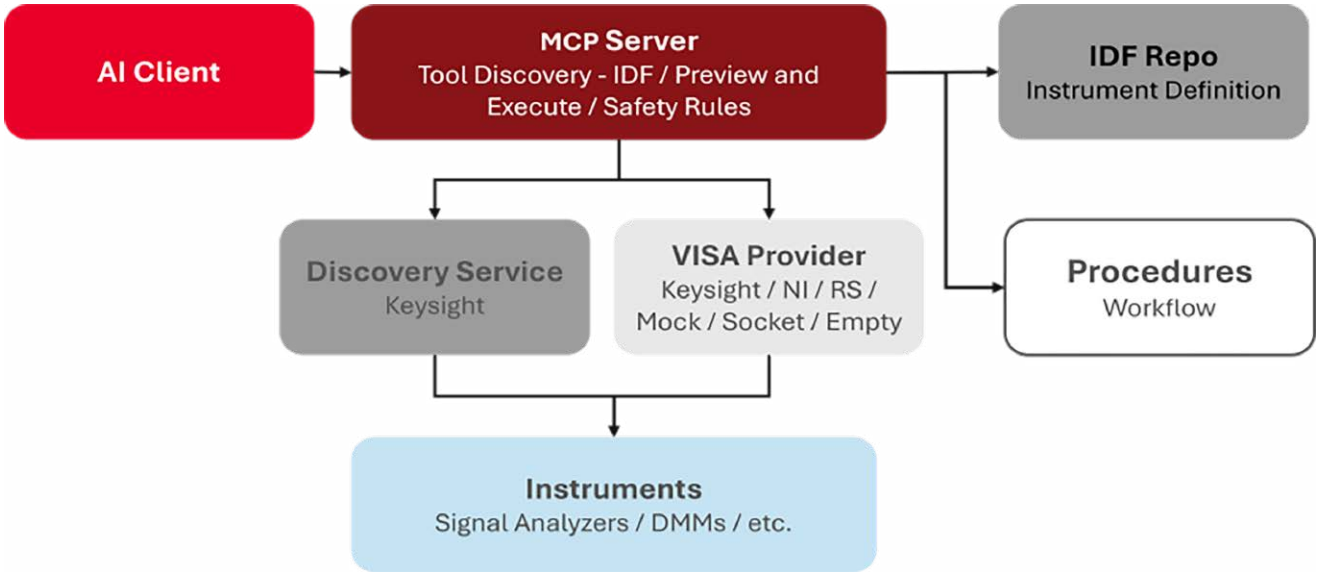
Najszerzej zakrojone rozwiązanie przygotował Keysight. Keysight MCP Server for Instrument Control obejmuje nie jedną serię oscyloskopów, lecz siedem rodzin przyrządów: analizatory sygnałów, generatory sygnałowe, wektorowe analizatory obwodów, oscyloskopy, zasilacze, przyrządy do precyzyjnych pomiarów półprzewodników (źródła-mierniki SMU, elektrometry) oraz przyrządy ogólnego przeznaczenia – częstościomierze, generatory funkcyjne Trueform, przełącznice i testery bitowej stopy błędów. Według listy obsługiwanych przyrządów wśród oscyloskopów są to modele Infiniium (serie UXR, MXR, EXR i starsze serie 9000/90000), natomiast popularne oscyloskopy InfiniiVision na liście się nie znalazły, a multimetry z serii 34460 figurują jako „w przygotowaniu".

Najciekawsze w rozwiązaniu Keysighta jest podejście do bezpieczeństwa, szczegółowo opisane w dokumentacji architektury. Model językowy nie układa poleceń SCPI samodzielnie. Każde polecenie pochodzi z pliku definicji przyrządu (IDF, *Instrument Definition File*), dobranego na podstawie identyfikatora konkretnego modelu. Jeśli prośba inżyniera pasuje do kilku poleceń, serwer przedstawia mu listę do wyboru. Przed wysłaniem czegokolwiek do przyrządu serwer pokazuje opis każdego polecenia w zwykłym języku – co zmieni, jaką wartość ustawi lub odczyta – i czeka na zatwierdzenie. Dokumentacja ujmuje to krótko: nic nie trafia do sprzętu bez potwierdzenia. Ponadto polecenia są sprawdzane według reguł właściwych dla danej klasy przyrządu, sekwencja zatrzymuje się na pierwszym błędzie, a wszystkie operacje trafiają do dziennika.

Dokumentacja podaje przykład przebiegu pracy. Inżynier pisze: „Przemiataj od 1 GHz do 6 GHz i pokaż S21". Serwer rozpoznaje w tym żądaniu gotową procedurę pomiaru charakterystyki częstotliwościowej, rozwija ją w uporządkowaną listę poleceń, pokazuje podgląd, a po zatwierdzeniu wysyła polecenia do analizatora i zwraca podsumowanie z zakresem częstotliwości, wartościami szczytowymi i jednostkami.

Serwer działa lokalnie, bez dostępu do chmury (internet jest potrzebny jedynie do aktualizacji). Może korzystać

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 2. Architektura Keysight MCP Server for Instrument Control: klient AI, serwer MCP z katalogiem definicji przyrządów i warstwa VISA (źródło: dokumentacja Keysight, https://helpfiles.keysight.com/kmsic/English/keysight_mcp_for_instrument_control/Content/architecture.html)

z bibliotek VISA Keysighta, NI lub Rohde & Schwarz, a przyrządy sieciowe obsługuje także bezpośrednio przez gniazdo TCP na porcie 5025. Przewidziano tryb symulacji przyrządów (*Mock*), przydatny do nauki i do sprawdzania sekwencji bez podłączonego sprzętu. Pod Linuksem biblioteki VISA nie są jeszcze obsługiwane i pozostaje połączenie sieciowe.

Keysight poszedł dalej. 30 października 2026 roku udostępnił bezpłatną wersję wstępną (alfa) pakietu Instrument Automation AI Toolkit. Łączy on opisany serwer MCP ze środowiskiem automatyzacji testów OpenTAP. Inżynier opisuje cel testu, a agent AI buduje gotową, działającą procedurę testową, którą można zapisać, wersjonować i potem uruchamiać już bez udziału AI, np. na linii produkcyjnej. Pakiet wymaga Windows 10 lub 11, bibliotek Keysight IO Libraries Suite 2026 i asystenta Claude Desktop lub Claude Code.

Trzeci element tej układanki dotyczy etapu projektowania. 6 października 2026 roku Keysight zapowiedział, że w programach ADS 2027 i RF Circuit Simulation Professional pojawią się serwery MCP umożliwiające agentom AI projektowanie i optymalizowanie układów w.cz. na podstawie poleceń słownych, z weryfikacją wyników w symulatorze. Jeśli ten sam asystent obsługuje i symulator, i analizator obwodów, porównanie wyniku symulacji z pomiarem prototypu przestaje być osobnym, ręcznym zadaniem.

Emerson/NI: AI wewnątrz środowiska programistycznego

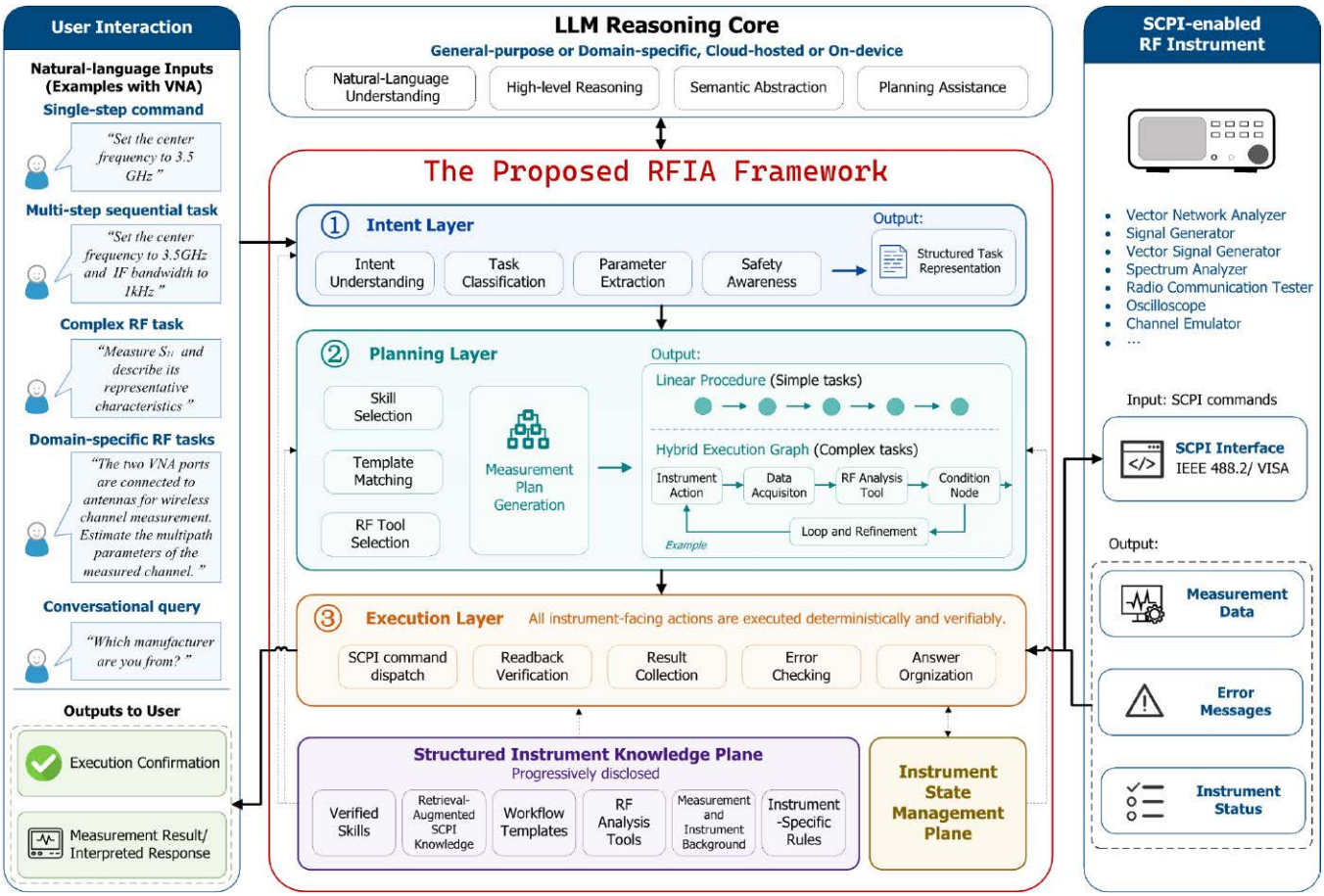
Emerson, do którego należy dawny National Instruments, wybrał inną drogę. Zamiast udostępniać przyrządy zewnętrznym asystentom, wbudował własnego asystenta – Nigel AI – w swoje oprogramowanie. Według komunikatu z 28 lipca 2026 roku Nigel generuje kod w LabVIEW na podstawie opisu słownego, tworzy sekwencje testowe w TestStand i wspomaga pracę w programach FlexLogger (rejestracja danych z czujników) oraz InstrumentStudio (interaktywne pomiary). Producent podaje, że skraca to czas przygotowania systemu testowego nawet o 50%, ale jest to wynik jego własnych testów porównawczych, a nie niezależnej oceny.

Wpis na blogu producenta pokazuje, jak to wygląda w praktyce. Na prośbę o program, który pobiera dane ze sprzętu NI, wygładza je i wyświetla przebieg surowy oraz wygładzony na osobnych wykresach, Nigel odszukał najbliższy przykład, użył go jako wzorca, pobrał z palety potrzebne funkcje i połączył ich wejścia – całość zajęła około dwóch minut. Asystent potrafi też zbudować typowe struktury programu (np. pętle producent–konsument) i objaśnić działanie istniejącego programu. W TestStand generuje sekwencję na podstawie pliku specyfikacji z testami i granicami tolerancji. Producent zaznacza zarazem, że autonomiczne, iteracyjne rozwiązywanie problemów („agentowe") dopiero ma się pojawić, a możliwość korzystania z modeli lokalnych lub prywatnej chmury jest na razie zgłoszonym przez klientów kierunkiem rozwoju, a nie dostępną opcją.

Rigol i Siglent: inicjatywa po stronie użytkowników

W segmencie tańszych przyrządów, popularnych w małych firmach i pracowniach hobbystycznych, nie znaleźliśmy oficjalnych rozwiązań tego typu ze strony producentów. Lukę wypełniają projekty niezależne – co nie dziwi, bo przyrządy Rigola i Siglenta od dawna mają dobrze opisany zestaw poleceń SCPI i złącze LAN, a napisanie serwera MCP jest zadaniem na miarę jednego programisty.

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 3. Architektura systemu RFIA: model językowy planuje, deterministyczny program wykonuje operacje na przyrządzie zgodnie z regułami (źródło: C. Li, W. Fan, arXiv:2605.23636, rysunek w wersji HTML artykułu: https://arxiv.org/html/2605.23636)

Przykładem dojrzałego projektu jest siglent-scpi-mcp, udostępniony na licencji Apache 2.0. Obsługuje oscyloskopy Siglent od SDS1000X-E po SDS7000 oraz zasilacze SPD1000X i SPD3303. Autor podszedł do bezpieczeństwa poważnie: serwer domyślnie przyjmuje połączenia wyłącznie z tego samego komputera, a przy dostępie sieciowym wymaga uwierzytelnienia. Narzędzia ryzykowne – restart, wyłączenie, kalibracja, zmiana konfiguracji sieci, wysyłanie dowolnych poleceń SCPI – są ukryte i trzeba je świadomie odblokować. Autor zaznacza przy tym rzetelnie, że lista modeli wynika z zaprogramowanego rozpoznawania, a na rzeczywistym sprzęcie sprawdzono tylko oscyloskop SDS1204X HD i zasilacz SPD3303X-E.

Dla oscyloskopów Rigol DHO800/900 i MHO900 powstaje serwer MCP firmy NovaOS, która wyraźnie zaznacza, że nie jest to oprogramowanie Rigola. Pozwala asystentowi AI odczytywać ekran, rozpoznawać sygnały, wykonywać pomiary, pobierać przebiegi i dekodować magistrale. Zmiany nastaw są możliwe tylko przez ustaloną tablicę poleceń; jedynym swobodnym narzędziem jest wysyłanie zapytań, które niczego nie zmieniają. Wbudowany generator pozostaje wyłączony, dopóki użytkownik nie uruchomi serwera z określonymi limitami, a tryb tylko do odczytu w ogóle ukrywa narzędzia zmieniające nastawy.

W oficjalnych komunikatach Tektroniksa nie znaleźliśmy natomiast (stan na początek listopada 2026 roku) zapowiedzi rozwiązania porównywalnego z opisanymi.

Co mówią badania

Rozwiązania przemysłowe mają swoje odpowiedniki w pracach naukowych, które dobrze pokazują zarówno możliwości, jak i słabe strony tej techniki. Zespół z Uniwersytetu Południowo-Wschodniego w Nankinie i laboratorium Purple Mountain opisał w maju 2026 roku system RFIA (RF Instrument Agent) do sterowania przyrządami w.cz. Autorzy przyjęli zasadę, że model językowy służy wyłącznie do zrozumienia zadania i zaplanowania kroków, a wszystkie operacje na przyrządzie wykonuje deterministyczny program według sprawdzonych procedur i reguł. W testach z wektorowym analizatorem obwodów Ceyear 3671C system obsłużył wszystkie 16 zadań testowych, i to z dwoma różnymi modelami językowymi. Dwa przykłady są szczególnie pouczające. Żądanie usunięcia zapisanej kalibracji zostało zablokowane przez regułę ochronną. Żądanie ustawienia mocy wyjściowej 25 dBm zostało przed wykonaniem ograniczone do 10 dBm, czyli do wartości maksymalnej zapisanej w regułach. W zadaniu poszukiwania rezonansu w pętli zamkniętej system samodzielnie wykonał

eprasa.pl 19a5b96348

Tabela 1. Rozwiązania AI do obsługi aparatury pomiarowej dostępne lub zapowiedziane w 2026 roku (opracowanie własne na podstawie materiałów producentów i autorów projektów)

Rozwiązanie	Przyrządy	Sposób działania	Zabezpieczenia	Dostępność
R&S MXO AI Connect	oscyloskopy MXO 3/4/5/5C, ScopeStudio	lokalny serwer MCP, dowolny asystent AI	komunikacja w sieci lokalnej, panel przedni czynny	od 29.10.2026, bezpłatnie
R&S AI Workplace	tester CMX500 (kolejne zapowiedziane)	asystenci TechAssist, ScriptAssist, LogAssist	limity operacji, bramki zatwierdzania	dostępne dla CMX500
Keysight MCP Server for Instrument Control	7 rodzin przyrządów, m.in. Infiniium, PNA, ENA, N6700, B2900	lokalny serwer MCP, polecenia tylko z plików IDF	podgląd i zatwierdzenie każdego polecenia, dziennik	dostępny
Keysight Instrument Automation AI Toolkit	jak wyżej	agent buduje procedurę testową w OpenTAP	jak wyżej	wersja alfa od 30.10.2026, bezpłatnie
Emerson/NI Nigel AI	sprzęt NI i przyrządy innych firm ze sterownikami plug-and-play	asystent wbudowany w LabVIEW, TestStand, FlexLogger, InstrumentStudio	inżynier sprawdza wygenerowany kod	rozszerzenie z 28.07.2026
siglent-scpi-mcp (projekt niezależny)	oscyloskopy SDS, zasilacze SPD	serwer MCP przez SCPI/TCP	ryzykowne narzędzia ukryte, uwierzytelnianie	Apache 2.0
NovaOS MCP (projekt niezależny)	Rigol DHO800/900, MHO900	serwer MCP przez port SCPI	stała tablica poleceń, tryb tylko do odczytu	w przygotowaniu

47 kolejnych iteracji pomiaru, zanim ustalił częstotliwość rezonansową.

Mniej optymistyczny obraz daje test porównawczy LabOSBench, opublikowany w czerwcu 2026 roku. Jego autorzy sprawdzali agentów AI, które obsługują przyrządy naukowe tak jak człowiek – przez interfejs graficzny – na ośmiu symulatorach przyrządów i 96 zadaniach cząstkowych. Agenci dobrze radzili sobie z zadaniami prostymi i dobrze określonymi, ale zawodzili tam, gdzie trzeba reagować na wynik poprzedniego kroku i prowadzić długą sekwencję czynności. Wniosek jest zbieżny z praktyką producentów: agent AI sprawdza się, gdy ma do dyspozycji dobrze zdefiniowane narzędzia, a nie wtedy, gdy ma „klikać" po ekranie przyrządu.

Wspólny mianownik i granice

Zestawienie pokazuje kilka wyraźnych prawidłowości. Po pierwsze, Model Context Protocol stał się w praktyce standardem łączenia asystentów AI z aparaturą: wybrali go Rohde & Schwarz, Keysight i autorzy projektów niezależnych. Dla użytkownika jest to korzystne, bo nie wiąże go z jednym asystentem AI, a w jednej sesji można łączyć przyrządy różnych producentów. Rozwiązanie Keysighta potrafi zresztą korzystać z biblioteki VISA Rohde & Schwarz.

Po drugie, wszyscy producenci starannie oddzielają „rozumienie" od „wykonywania". Model językowy interpretuje polecenie, ale polecenia SCPI pochodzą z katalogu przygotowanego przez producenta, a operacje ryzykowne wymagają zgody człowieka lub są zablokowane. Jest to odpowiedź na dobrze znaną słabość modeli językowych, które potrafią z przekonaniem podać polecenie nieistniejące albo niewłaściwe dla danego modelu przyrządu. W pracowni pomyłka może oznaczać nie tylko błędny wynik, lecz także uszkodzenie badanego układu – na przykład gdy agent ustawi zbyt wysokie napięcie zasilacza albo zbyt dużą moc generatora.

Po trzecie, wszystkie opisane serwery działają lokalnie, a komunikacja z przyrządem nie wychodzi poza sieć pracowni. Nie oznacza to jednak, że dane pomiarowe zostają w firmie. Jeśli inżynier korzysta z asystenta AI działającego w chmurze, to treść polecenia i zwracane wyniki trafiają do dostawcy modelu. Rohde & Schwarz zwraca na to uwagę wprost, pozostawiając użytkownikowi wybór modelu i polityki przetwarzania danych. W firmach, które pracują nad projektami objętymi tajemnicą, decyzja o wyborze modelu powinna zapaść przed pierwszym pomiarem.

Jak bezpiecznie zacząć

Zacznij od trybu tylko do odczytu. Asystent, który może odczytywać nastawy i wyniki, ale niczego nie zmienia, już bardzo pomaga – szybciej niż człowiek przegląda dokumentację, wylicza parametry przebiegu i wskazuje anomalie.

Ustaw ograniczenia sprzętowo. Ograniczenie prądowe i napięciowe zasilacza oraz maksymalną moc generatora warto ustawić na przyrządzie, a nie tylko w poleceniu dla asystenta. Reguły w serwerze MCP są drugą linią obrony, nie pierwszą.

Czytaj podgląd poleceń. Rozwiązania, które pokazują polecenia przed wysłaniem, mają sens tylko wtedy, gdy inżynier rzeczywiście je czyta. Zatwierdzanie „w ciemno" niweczy całą ochronę.

Sprawdzaj wynik niezależnie. Wartość podaną przez asystenta warto przynajmniej raz porównać z odczytem na ekranie przyrządu, zwłaszcza na początku pracy z nową konfiguracją.

Co z tego wynika dla konstruktora

Najwięcej skorzystają dziś dwie grupy użytkowników. Pierwsza to osoby, które rzadko obsługują dany przyrząd

eprasa.pl 19a5b96348

i za każdym razem muszą od nowa szukać w instrukcji, jak ustawić dekodowanie magistrali czy pomiar mocy. Druga to inżynierowie przygotowujący automatyczne stanowiska testowe: zamiast pisać od zera skrypt w Pythonie z poleceniami SCPI, mogą opisać test słownie, sprawdzić wygenerowaną sekwencję i zapisać ją jako procedurę uruchamianą potem bez udziału AI. Tak właśnie działa pakiet Keysighta oparty na OpenTAP i tak też postępowali autorzy systemu RFIA.

Asystent AI nie zastępuje jednak wiedzy o pomiarach. Nie wie, czy sonda jest skompensowana, czy masa sondy nie tworzy pętli i czy wyzwalanie jest stabilne. Jeśli te warunki nie są spełnione, poprawnie zinterpretuje błędny przebieg. Właściwiej jest więc traktować go jak bardzo szybkiego asystenta, który zna dokumentację na pamięć, niż jak doświadczonego kolegę, któremu można powierzyć ocenę wyniku. Rozwój tych narzędzi jest jednak szybki – większość z opisanych rozwiązań pojawiła się w ciągu ostatnich czterech miesięcy – i można się spodziewać, że wkrótce obsługa przyrządu przez asystenta AI stanie się równie typowa jak zdalne sterowanie przez LAN.

Rohde & Schwarz pokaże MXO AI Connect w działaniu na listopadowych targach electronica 2026 w Monachium.

WM

Słowniczek

Agent AI – program wykorzystujący model językowy, który nie tylko odpowiada na pytania, lecz także samodzielnie planuje i wykonuje kolejne kroki zadania, korzystając z udostępnionych mu narzędzi.

HiSLIP (*High-Speed LAN Instrument Protocol*) – protokół sterowania przyrządami pomiarowymi przez sieć Ethernet, następca VXI-11, zapewniający m.in. większą przepustowość.

IDF (*Instrument Definition File*) – w rozwiązaniu Keysighta plik z definicjami wszystkich poleceń SCPI danego modelu przyrządu wraz z zakresami parametrów.

LLM (*Large Language Model*) – duży model językowy – model AI wytrenowany na dużych zbiorach tekstu, rozumiejący i generujący język naturalny.

MCP (*Model Context Protocol*) – otwarty protokół łączenia asystentów AI z zewnętrznymi narzędziami i źródłami danych (opis w ramce).

OpenTAP (*Open Test Automation Project*) – otwarte środowisko do budowania i uruchamiania sekwencji testów automatycznych, rozwijane z udziałem Keysighta.

SCPI (*Standard Commands for Programmable Instruments*) – standardowy zestaw tekstowych poleceń do zdalnego sterowania przyrządami pomiarowymi, np. MEAS:VOLT?.

SMU (*Source Measure Unit*) – źródło-miernik – przyrząd, który jednocześnie wymusza napięcie lub prąd i mierzy drugą z tych wielkości.

VISA (*Virtual Instrument Software Architecture*) – standardowa biblioteka programowa do komunikacji z przyrządami pomiarowymi niezależnie od rodzaju złącza (USB, LAN, GPIB).

VXI-11 – starszy protokół sterowania przyrządami przez sieć, oparty na zdalnym wywoływaniu procedur (RPC).

Źródła

[1] Rohde & Schwarz, komunikat prasowy o MXO AI Connect, 29.10.2026: https://www.rohde-schwarz.com/fr/a-propos/actualites-et-presse/all-news/rohde-schwarz-introduces-mxo-ai-connect-for-ai-assisted-oscilloscope-workflows_229356-1709313.html
[2] Rohde & Schwarz, strona produktu MXO AI Connect: https://www.rohde-schwarz.com/products/test-and-measurement/ai-workplace-software/mxo-ai-connect-ai-for-mxo-oscilloscopes_258817.html
[3] Rohde & Schwarz, AI Workplace: https://www.rohde-schwarz.com/pl/_258801.html
[4] Keysight, MCP Server for Instrument Control – przegląd: https://helpfiles.keysight.com/kmsic/English/keysight_mcp_for_instrument_control/Content/overview.html
[5] Keysight, MCP Server for Instrument Control – architektura: https://helpfiles.keysight.com/kmsic/English/keysight_mcp_for_instrument_control/Content/architecture.html
[6] Keysight, MCP Server for Instrument Control – przebieg pracy: https://helpfiles.keysight.com/kmsic/English/keysight_mcp_for_instrument_control/Content/workflow.html
[7] Keysight, MCP Server for Instrument Control – obsługiwane przyrządy: https://helpfiles.keysight.com/kmsic/English/keysight_mcp_for_instrument_control/Content/supported-instruments.html
[8] Keysight, Instrument Automation AI Toolkit: https://www.keysight.com/us/en/lib/software-detail/computer-software/instrument-automation-ai-toolkit.html
[9] Keysight, komunikat o agentowej AI w ADS 2027, 6.10.2026: https://www.keysight.com/us/en/about/newsroom/catalog/news-release.2026.1006_pr26-095-keysight-advances-its-design-software-with-agentic-ai.html
[10] Emerson/NI, komunikat o Nigel AI, 28.07.2026: https://www.ni.com/en/about-ni/newsroom/news-releases/emerson-advances-ai-across-software-portfolio--accelerating-test.html
[11] Emerson, From Prompt to Working Code: How Nigel AI Accelerates Development in the LabVIEW+ Suite: https://www.emersonautomationexperts.com/2026/test-measurement/how-nigel-ai-accelerates-labview-suite-development/
[12] siglent-scpi-mcp (mp911de): https://glama.ai/mcp/servers/mp911de/siglent-scpi-mcp
[13] NovaOS, Oscilloscope MCP server dla Rigol DHO/MHO: https://aioscilloscope.com/mcp/
[14] C. Li, W. Fan, RF Instrument Agent (RFIA), arXiv:2605.23636: https://arxiv.org/abs/2605.23636
[15] A. Zou i in., LabOSBench: Scientific Instrument Control Benchmark, arXiv:2606.16802: https://arxiv.org/abs/2606.16802

REKLAMA

Polub nasz fanpage na
facebook.com/ElektronikaPraktyczna

eprasa.pl 19a5b96348

Poprzednie części w EP05...10/2026 – dostępne na www.UlubionyKiosk.pl

AI w pracowni elektronika konstruktora (6)

Od modelu do firmware: wdrożenie krok po kroku

Trening modelu to połowa pracy. Druga połowa – często trudniejsza i rzadziej opisywana – to sprawienie, żeby ten model działał niezawodnie w firmware, w urządzeniu, w rękach użytkownika końcowego. Ten rozdział to mapa tej drogi: od artefaktu wytrenowanego modelu do kodu ładowanego do produkcyjnego sprzętu.

Przemysłowy ekosystem embedded AI z 2025 roku dostarcza dobrze zbadanej pięcioetapowej metodologii, wywiedzionej z systematycznego przeglądu literatury na temat rozlokowania sieci neuronowych w systemach embedded. Każdy etap ma swoje narzędzia, typowe problemy i kryteria przekazania do kolejnego etapu.

6.1 Pięć etapów od specyfikacji do produkcji

Naukowcy z MDPI Electronics (2025) przeanalizowali wzorce wdrożeń sieci neuronowych na sprzęcie embedded i wyodrębnili pięć etapów, które konsekwentnie pojawiają się w skutecznych projektach. To nie jest akademicki model – to rekonstrukcja tego, co w praktyce działa.

1	**1. Definicja wymagań** Latencja, dokładność, budżet pamięci i energii PRZED wyborem modelu. Nieodwracalna decyzja o klasie sprzętu.
2	**2. Wybór i projektowanie modelu** Wybierz architekturę dostateczną do kwantyzacji (MobileNet, YOLO-nano, MLP). Unikaj warstw nieobsługiwanych przez docelowe SDK.
3	**3. Optymalizacja modelu** Kwantyzacja (FP32 → INT8) → pruning → re-trening. Sprawdzaj dokładność po każdym etapie.
4	**4. Dopasowanie do sprzętu** Konwersja do formatu docelowego (.tflite, ONNX, vendor SDK). Profilowanie na rzeczywistym sprzęcie: latencja, RAM, Flash.
5	**5. Rozlokowanie i walidacja** Integracja z firmware. Testy na danych z terenu. Plan OTA dla przyszłych aktualizacji.

6.1. Pięć etapów wdrożenia modelu ML na sprzęcie embedded. Opracowanie własne na podst.: García-Hernández et al. Electronics 2025, 14(24), 4877.

> *Nie adaptuj modeli chmurowych – projektuj specjalnie dla edge od samego początku. Uwzględnij wcześnie limity urządzenia, wymagania latencji i kontekst rozlokowania.*
>
> Wevolver/How to Build, Optimize and Deploy AI Models at the Edge, 2025

6.2 Etap 1: Definicja wymagań – decyzja, której nie można cofnąć

Najdroższy błąd w projekcie embedded AI nie jest popełniany przy pisaniu kodu – jest popełniany przy wyborze sprzętu przed określeniem wymagań modelu. MCU z 256 kB SRAM jest doskonałym wyborem do wielu zastosowań, ale jeśli później okazuje się, że model potrzebuje 512 kB – nie ma już powrotu bez przeprojektowania płytki.

Definicja wymagań musi dostarczyć siedmiu parametrów zanim wybór platformy sprzętowej zostanie sfinalizowany. Każdy z nich wyznacza konkretne ograniczenie w przestrzeni projektów.

6.3 Etap 3: Optymalizacja modelu – sekwencja, która działa

Etap optymalizacji składa się z technik, które były omówione w Rozdziale 2 w kontekście narzędzi. Tutaj skupiamy się na sekwencji ich stosowania – kolejność ma znaczenie kluczowe.

eprasa.pl 19a5b96348

Tabela 16. Siedem parametrów definiujących przestrzeń projektu embedded AI

Parametr	Co definiuje	Przykładowa wartość
Maksymalna latencja inferencji	Określa minimalną moc obliczeniową MCU	< 50 ms dla KWS; < 300 ms dla diagnostyki
Wymagana dokładność minimalna	Wyznacza minimalną złożoność modelu	95% dla bezpieczeństwa; 80% dla informacji
Budżet pamięci Flash (model + kod)	Określa max. rozmiar modelu po kompresji	< 512 kB Flash → TinyML; < 4 MB → Edge
Budżet pamięci SRAM (runtime)	Określa max. rozmiar aktywacji w czasie inferencji	< 256 kB → lekkie MLP; < 1 MB → CNN
Budżet energetyczny	Określa dop. pobór mocy (battery life)	< 1 mW → TinyML always-on; < 1 W → aktywny
Częstotliwość aktualizacji modelu	Decyduje o potrzebie mechanizmu OTA	Rzadko → reflash; często → OTA + dual bank
Wymagania bezpieczeństwa/certyfikacji	Określa dop. architektury i procesy walidacji	IEC 61508, ISO 26262, IEC 62443 (OT/IoT)

Tabela 17. Techniki optymalizacji modeli embedded AI – kiedy, co i w jakiej kolejności. Opracowanie na podst.: Heydari i Mahmoud 2025; García-Hernández et al. 2025; Promwad 2025

Technika	Kiedy stosować	Zysk wydajnościowy	Ryzyko
Kwantyzacja post-treningowa (PTQ)	Zawsze jako pierwszy krok; szybka, nie wymaga re-treningu	4× mniejszy rozmiar; 2...4× szybsza inferencja na INT8	Utrata < 1 pp dokładności; zwykle akceptowalna
Kwantyzacja świadoma treningu (QAT)	Gdy PTQ powoduje niedopuszczalną utratę dokładności	Podobna do PTQ; lepsza jakość przy agresywnej kompresji	Wymaga ponownego treningu; czas i dane treningowe
Przycinanie sieci (Pruning)	Gdy kwantyzacja nie wystarczy; po kwantyzacji	Do 13× redukcja sieci; bez utraty dokładności iteracyjnie	Wymaga re-treningu po każdej rundzie; złożoność pipeline
Destylacja wiedzy (KD)	Gdy cel to mały model z dokładnością dużego	10...50× mniejszy model; wysoka jakość wyjścia	Wymaga dużego modelu-nauczyciela i dużego zbioru danych
Neural Architecture Search (NAS)	Gdy ręczny projekt architektury nie sprosta wymaganiom	Automatycznie optymalna architektura pod dane zasoby	Wysoki koszt obliczeniowy; długi czas przeszukiwania

Systematyczny przegląd literatury (MDPI Electronics 2025) potwierdza, że optymalny porządek to: najpierw kwantyzacja, potem pruning jeśli kwantyzacja nie wystarcza. Dodatkowe etapy – knowledge distillation, Neural Architecture Search (NAS) – są stosowane gdy proste techniki nie dostarczają wymaganego stosunku jakości do rozmiaru.

Hybrydowe potoki kompresji (kwantyzacja + pruning) stają się standardem w 2025 roku. Trend w przemyśle przesuwa się od pojedynczych technik stosowanych ad hoc ku zintegrowanym pipeline'om kompresji wbudowanym bezpośrednio w narzędzia vendorów. Konwencjonalne post-hoc adaptacje ustępują modelom projektowanym od początku pod skompresowane środowisko docelowe.

Lista kontrolna profilowania na sprzęcie

- ☑ Latencja inferencji [ms] – na docelowym MCU przy nominalnym taktowaniu
- ☑ Szczytowe użycie SRAM [kB] – rozmiar aktywacji w najwęższym miejscu wykresu obliczeń
- ☑ Rozmiar modelu w Flash [kB] – po kompresji i konwersji, z marginesem na kod aplikacji
- ☑ Zużycie energii na inferencję [µJ] – moc x czas; krytyczne dla aplikacji bateryjnych

Opcjonalnie (zalecane dla produkcji):

- ☑ Zachowanie na danych outlier – czy model zwraca sensowny wynik poza zakresem treningu?
- ☑ Stabilność numeryczna – czy wyniki po kwantyzacji są spójne z float32?
- ☑ Deterministyczność – ten sam input daje ten sam output za każdym razem?

6.4 Etap 4: Konwersja i profilowanie – weryfikacja przed produkcją

Konwersja modelu do formatu firmware to etap, na którym teoria spotyka fizyczne ograniczenia sprzętu. Model wyeksportowany ze środowiska treningowego jako plik .h5 lub .pt nie jest jeszcze kodem działającym na MCU. Musi przejść przez konwerter specyficzny dla platformy i zostać skompilowany do kodu C/C++ lub pliku binarnego.

Profilowanie na rzeczywistym sprzęcie jest obowiązkowe przed uznaniem konwersji za zakończoną. Cztery

Tabela 18. Konwertery modeli ML – formaty wejściowe, wyjściowe i docelowy sprzęt. Opracowanie własne na podst.: García-Hernández et al. 2025; Huang et al. 2025

Konwerter/SDK	Format wejściowy	Format wyjściowy	Docelowy sprzęt
TensorFlow Lite Converter	.h5, SavedModel (TF)	.tflite → C array (.h)	ARM Cortex-M, ESP32, STM32
ONNX Runtime → ONNX Converter	PyTorch, TF, sklearn	.onnx → plik binarny	ARM, x86, RISC-V (cross-platform)
STM32Cube.AI/X-CUBE-AI	.h5, .tflite, .onnx	kod C zoptymalizowany pod STM32	STM32 (wszystkie serie)
DRP-AI TVM (Edgecortix MERA)	ONNX, TFLite, PyTorch	kod C + biblioteka DRP-AI	Renesas RZ/V series (DRP-AI3)
microTVM	Relay IR (z PyTorch/TF)	kod C na bare-metal MCU	ARM Cortex-M, RISC-V, ESP32

eprasa.pl 19a5b96348

Tabela 19. Trzy mechanizmy aktualizacji modeli OTA

Rodzaj aktualizacji	Co jest zmieniane	Wymagania	Ryzyko
Pełny reflash firmware	Cały kod aplikacji + model	Dużo pamięci (dual bank Flash); pełna QA	Najwyższe; wymagany rollback mechanism
Aktualizacja współczynników modelu (wag)	Tylko wagi sieci – nie kod	Architektura musi być identyczna; binarny format wag	Średnio niskie; wymaga walidacji po aktualizacji
Hot-swap biblioteki modelu	Podmiana pliku .tflite lub analogicznego	Runtime obsługujący dynamiczne ładowanie	Zależy od implementacji; potencjalne luki bezp.

OTA modeli – wymagania sprzętowe i protokolarne

SPRZĘT:
- Dual-bank Flash: umożliwia zapisywanie nowej wersji podczas działania starej
- Watchdog timer: powoduje rollback w razie zakłóconej aktualizacji
- Secure boot: uniemożliwia wgranie niepodpisanego kodu/wag
- Hardware Root of Trust (HSM/TPM): kryptograficzna weryfikacja autentyczności

PROTOKÓŁ:
- Podpis cyfrowy każdego pakietu z wagami (ECDSA, RSA)
- Weryfikacja sumy kontrolnej po zapisie (SHA-256)
- Mechanizm rollback – powiadomi do poprzedniej wersji przy błędzie
- Atomowość – aktualizacja jest albo cała, albo cofnięta

LUKI BADAWCZE (2025):
- Brak ustandaryzowanych protokołów OTA dla modeli TinyML
- Bezpieczeństwo over-the-air update wag to aktywny obszar badań (Somvanshi et al. ACM 2025; Adlakha & Kabbar 2024)

Lista kontrolna testowania embedded AI (przed produkcją)

FUNKCJONALNOŚĆ:
- ☑ Test na danych z terenu (nie tylko ze zbioru testowego laboratoryjnego)
- ☑ Test na danych outlier – wejścia poza zakresem treningu
- ☑ Test na danych z szumem: ciągły szum gaussowski + impulsowy
- ☑ Test cross-device: ten sam model na różnych egzemplarzach docelowego MCU

ZASOBY:
- ☑ Latencja: pomiar na sprzęcie, nie na symulatorze
- ☑ Szczytowe SRAM: profilowanie dynamiczne (nie tylko analiza statyczna)
- ☑ Zużycie energii per inferencja: pomiar prądu × czas

NIEZAWODNOŚĆ:
- ☑ Test soak (długotrwałe działanie): 72...168 h ciągłej pracy
- ☑ Zachowanie przy zaniku zasilania w trakcie inferencji (*power-fail test*)
- ☑ Zachowanie przy zaniku zasilania w trakcie OTA update

parametry, które muszą być zmierzone na docelowym MCU – nie na symulatorze:

6.5 OTA update modeli – jak nie utknąć w pierwszej wersji

Wdrożenie modelu do firmware to początek, nie koniec. Model, który działa doskonale w dniu premiery, po sześciu miesiącach może wymagać korekty – bo warunki się zmieniły, bo zebralimy nowe dane z błędami klasyfikacji, bo rozszerzyły się zastosowania. System, który nie może być zaktualizowany w polu bez fizycznej interwencji, jest z definicji kruchą produkcją.

Over-the-Air (OTA) update modeli to dwa czysto różne mechanizmy, które często są myląco grupowane pod jedną nazwą. Warto je rozróżnić precyzyjnie (**tabela 19**).

Praktyczna strategia – stosowana w oczywistych przypadkach przez doświadczonych inżynierów – to separacja kodu firmware od danych modelu od pierwszego dnia projektu. Jeśli architektura sieci jest stała, aktualizacja wag jest operacją znacznie mniejszą niż pełny reflash – może przechodzić uproszczony proces QA i być wdrażana zdalnie bez zatrzymywania produkcji.

6.6 Testowanie embedded AI – co sprawdzić przed produkcją

Testowanie modelu ML w środowisku embedded różni się fundamentalnie od testowania klasycznego oprogramowania. Nie ma deterministycznego wyjścia dla zadanego wejścia. Model może mylić się – i pytanie nie brzmi „czy myli się", lecz „jak często, w jakich warunkach i z jakim skutkiem."

Tabela 20. Zagrożenia bezpieczeństwa modeli ML na urządzeniach embedded. Opracowanie własne na podst.: Promwad 2025; Adlakha & Kabbar 2024

Zagrożenie	Mechanizm ataku	Narzędzie obrony
Kradzież modelu (model extraction)	Odczyt wag z pamięci Flash przez debugger lub DMA	Szyfrowanie Flash; secure boot; disabling JTAG w produkcji
Ataki adwersarialne	Sprytnie zmodyfikowane dane wejściowe powodujące błędną klasyfikację	Preprocessing sanityzacja; detekcja anomalii na wejściu; testowanie odporności
Podszywanie się pod OTA (model poisoning)	Wgranie złośliwego modelu przez fałszywy OTA update	Podpis cyfrowy wag; weryfikacja hasha przed zaakceptowaniem
Side-channel – analiza poboru mocy	Odczyt wag przez analizę zużycia prądu podczas inferencji	Power masking; losowe opóźnienia; dedykowany HSM

eprasa.pl 19a5b96348

6.7 Bezpieczeństwo modelu w urządzeniu

Model ML wbudowany w firmware to wartościowy aktyw intelektualny i potencjalny cel ataku. W 2025 roku przemysł embedded AI coraz powszechniej integruje elementy bezpieczeństwa już na etapie projektu sprzętu, nie jako warstwę dodawaną po fakcie (**tabela 20**).

Secure boot i szyfrowanie Flash to technologie obecne w nowoczesnych MCU – takich jak STM32 z TrustZone, Nordic nRF z CryptoCell czy Renesas RA z Trusted Secure IP. Ich aktywacja jest decyzją architektoniczną, którą należy podjąć na etapie 1 – nie na etapie 5, kiedy firmware już istnieje.

Podsumowanie

Droga od wytrenowanego modelu do działającego firmware przebiega przez pięć etapów: definicja wymagań, wybór modelu, optymalizacja (kwantyzacja → pruning → re-trening), konwersja z profilowaniem na sprzęcie i rozlokowanie z planem OTA. Kolejność ma znaczenie: każdy etap poprzedza i warunkuje następny.

Optymalna sekwencja kompresji to kwantyzacja (PTQ jako pierwszy krok), potem pruning jeśli potrzeba, re-trening po każdym etapie. Hybrydy pruning + kwantyzacja stają się standardem. Latencja, szczytowe SRAM, rozmiar Flash i zużycie energii muszą być zmierzone na docelowym MCU, nie na symulatorze.

OTA update modeli to narzędzie jakości, nie luksus: aktualizacja współczynników przy stałej architekturze jest tańszym i bezpieczniejszym mechanizmem iteracji niż pełny reflash. Bezpieczeństwo modelu – ochrona przed kradzieżą wag i atakami OTA – jest decyzją projektową etapu 1, nie łatą dodawaną po fakcie.

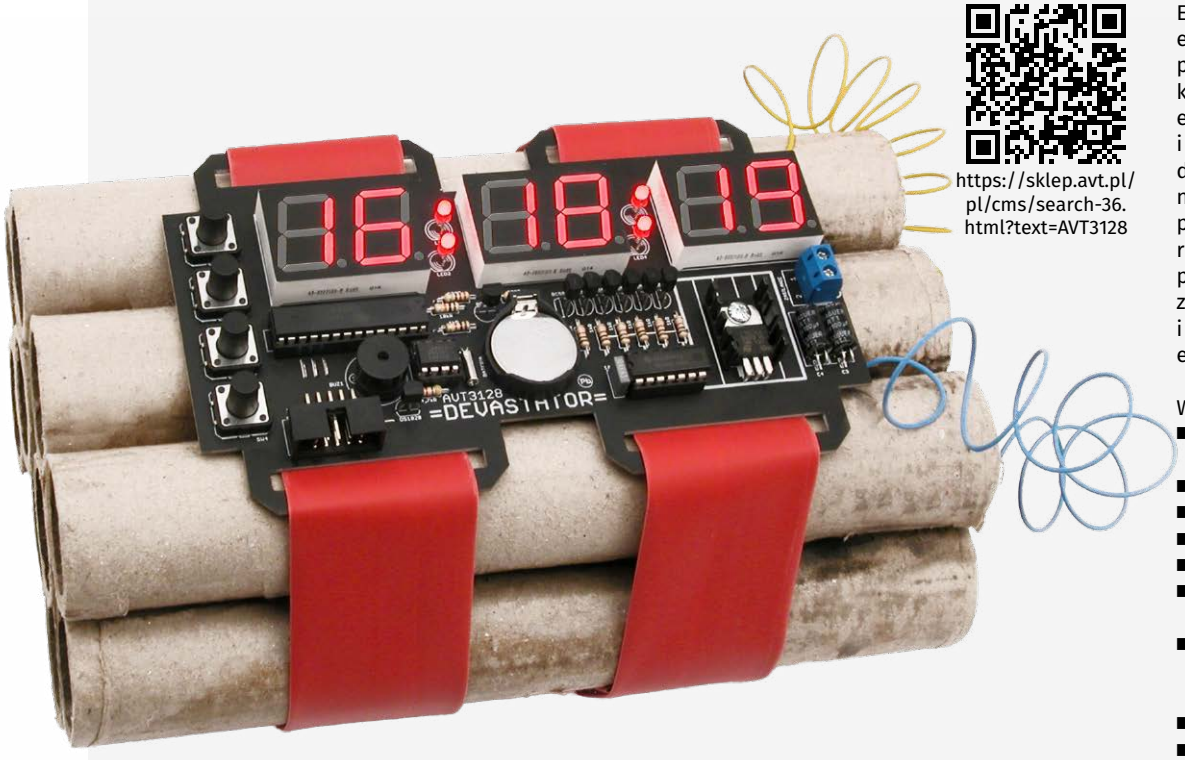
WM, JS

Źródła

[1] García-Hernández A. et al. Edge AI in Practice: A Survey and Deployment Framework for Neural Networks on Embedded Systems. Electronics 2025, 14(24), 4877. doi: 10.3390/electronics14244877 – pięć etapów metodologii, sekwencja kompresji.
[2] Heydari S., Mahmoud Q.H. Tiny Machine Learning and On-Device Inference: A Survey. Sensors 2025, 25(10), 3191 – techniki kwantyzacji, pruning, wskaźniki kompresji.
[3] Somvanshi S. et al. From Tiny Machine Learning to Tiny Deep Learning: A Survey. ACM Comput. Surv. 2025, 58(7), 168 – luki badawcze OTA, brak standardów.
[4] Adlakha R., Kabbar E. The Challenges of TinyML Implementation: A Literature Review. CITRENZ 2024 – bezpieczeństwo OTA, heterogeniczność.
[5] Promwad. AI Model Compression: Pruning and Quantization Strategies for Real-Time Devices. 2025 – hybrydowe potoki, trendy 2025.
[6] Renesas Electronics/EE World. Shaping the Future with Embedded AI. 2025 – przykłady narzędzi SDK (DRP-AI TVM, Reality AI Tools, e²studio).

REKLAMA

DEVASTATOR, czyli bombowy zegarek (AVT3128)



https://sklep.avt.pl/pl/cms/search-36.html?text=AVT3128

Estetyczny, praktyczny, efektowny, niezwykle pomysłowy zegar bomba, który zawsze wywołuje efekt WOW wśród rodziny i znajomych. Ponadto nasz dewastator to pierwszy naprawdę uniwersalny projekt DIY. Jest odbierany równie entuzjastycznie przez osoby zupełnie niezwiązanie z techniką, jak i przez doświadczonych elektroników.

Wybrane parametry:
- wyświetlacz LED 7 segmentowy 0,80" 20,3mm
- wyświetlanie czasu
- wyświetlanie daty
- wbudowany budzik
- wbudowany termometr
- funkcja minutnika – odlicza czas do zera
- funkcja stopera – mierzy czas od momentu startu
- zasilanie: 7...12 VDC/0,3A
- wymiary płytki 159×96 mm

eprasa.pl 19a5b96348

Symulacja SPICE przetwornicy obniżającej napięcie z kompensacją cyfrową

Cyfrowe sterowanie przetwornicą impulsową ma wiele zalet w porównaniu z jej odpowiednikiem analogowym. Przykładowo bieguny i zera umieszczone w kompensatorze nie zależą już od elementów biernych, których rozrzut parametrów (tolerancja, temperatura, starzenie się) wpływa na strategię kompensacji. Ponadto możliwość dynamicznej zmiany położenia tych biegunów i zer jest interesującą cechą, pozwalającą zapewnić optymalną odpowiedź przejściową w szerokim zakresie warunków pracy.

Dla tych z nas, którzy wywodzą się ze świata analogowego, kompensację można najpierw zaprojektować w dziedzinie częstotliwości, a następnie przenieść do dziedziny czasu dyskretnego za pomocą odpowiedniego odwzorowania. Po wykonaniu takiego przeniesienia warto sprawdzić obliczone współczynniki i potwierdzić, że skompensowana przetwornica ma oczekiwaną odpowiedź przejściową. LTspice oferuje prosty i skuteczny sposób weryfikacji poprawności tych obliczeń jeszcze przed zakodowaniem kompensatora – służy do tego napisane przeze mnie makro, które generuje współczynniki filtru.

LTspice może jednak pomóc także w innych aspektach projektowania kompensatora cyfrowego. Można go na przykład użyć do wyznaczenia transmitancji sterowanie–wyjście (*control-to-output*), która jest niezbędna do zaprojektowania kompensatora. Niedawno dodana funkcja FRA (analizatora odpowiedzi częstotliwościowej) znacznie to ułatwiła. Po uzyskaniu transmitancji i zaprojektowaniu kompensatora można go zasymulować w docelowym układzie mocy w LTspice, aby sprawdzić, czy zapewnia on wymagane parametry.

Następnie, korzystając ze wspomnianego makra, LTspice może wygenerować współczynniki filtru cyfrowego, będącego odpowiednikiem kompensatora typu 3. Projektanci mogą użyć tego makra do zasymulowania działania swojego filtru cyfrowego przed jego implementacją w oprogramowaniu.

Możliwości te przedstawię na przykładzie projektu kompensatora dla przetwornicy obniżającej napięcie (*buck*). Przy okazji omówię inne metody wyznaczania transmitancji, podam wskazówki dotyczące kompensacji przetwornicy oraz sposoby testowania kompensatora cyfrowego.

O autorze



Christophe Basso jest menedżerem ds. rozwoju biznesu w firmie Future Electronics, członkiem zespołu ds. zasilania obejmującego region EMEA. Wcześniej przez 24 lata był pracownikiem naukowym (technical fellow) w firmie onsemi, gdzie zainicjował powstanie wielu układów scalonych. Symulacja SPICE to również jeden z jego ulubionych tematów – jest autorem dwóch książek na ten temat. Najnowsza praca Christophe'a to „An Intuitive Guide to Compensating Switching Power Supplies". Uzyskał tytuł odpowiadający licencjatowi z elektrotechniki na Uniwersytecie w Montpellier we Francji oraz tytuł magistra elektrotechniki w Institut National Polytechnique de Toulouse we Francji. Posiada 25 patentów z dziedziny przetwarzania energii i często publikuje artykuły na konferencjach oraz w czasopismach branżowych.

Wyznaczanie transmitancji przetwornicy obniżającej napięcie

Zanim przystąpimy do kompensacji stopnia mocy – liniowego lub impulsowego – musimy wyznaczyć jego transmitancję sterowanie–wyjście. Przez transmitancję rozumiem tu małosygnałową odpowiedź zmiennoprądową, uzyskaną przez podanie pobudzenia na wejście sterujące (na przykład na wyprowadzenie sprzężenia zwrotnego) i obserwację, jak to pobudzenie propaguje się w układzie, wywołując odpowiedź – którą może być napięcie lub prąd wyjściowy.

Zespolony stosunek odpowiedzi do pobudzenia jest transmitancją badanego układu, przedstawianą w postaci wykresu Bodego. Mając ten wykres, można opracować strategię kompensacji pozwalającą osiągnąć założone parametry dynamiczne i cele dotyczące stabilności.

Transmitancję tę można uzyskać na kilka sposobów:

- Modelowanie małosygnałowe przetwornicy za pomocą modelu uśrednionego: linearyzuje się przetwornicę

eprasa.pl 19a5b96348

impulsową, na przykład z użyciem modelu przełącznika PWM (PWM *switch model*) [1], i przeprowadza analizę układu. Bywa to długie i żmudne, ale na szczęście literatura obfituje w źródła, w których wyrażenia te zostały już wyprowadzone. [2]

- Symulacja z modelem uśrednionym: model uśredniony można zaimplementować w symulatorze SPICE i wykreślić transmitancję w trybie sterowania napięciowego lub prądowego. [3] Można w ten sposób przeanalizować różne scenariusze (warunki wejściowe i wyjściowe) oraz zbadać wrażliwość na elementy pasożytnicze. Model uśredniony nie zawiera elementu przełączającego, dzięki czemu symulacja przebiega szybko.
- Symulacja z układem przełączającym: typowym narzędziem do wyznaczania odpowiedzi małosygnałowej przetwornicy impulsowej jest SIMPLIS. Dzięki modelowaniu odcinkowo-liniowemu (PWL) symulacja jest niezwykle szybka i działa dla wszystkich rodzajów sterowania, łącznie z przetwornicami rezonansowymi. [4]
- Pomiary laboratoryjne: buduje się prototyp i wyznacza jego odpowiedź małosygnałową za pomocą analizatora odpowiedzi częstotliwościowej (FRA). Zgromadzenie elementów, zmontowanie przetwornicy i doprowadzenie jej do poprawnego działania może zająć sporo czasu. Niemniej ten etap jest obowiązkowy na końcu cyklu projektowego, aby zweryfikować analizę teoretyczną. W ostatnich latach pomiary wykresów Bodego stały się łatwiejsze i bardziej dostępne dzięki pojawieniu się tanich analizatorów FRA oraz funkcji pomiaru wykresu Bodego w niektórych oscyloskopach.

Transmitancja przetwornicy obniżającej napięcie pracującej w trybie sterowania napięciowego (VM, *voltage mode*) jest transmitancją układu drugiego rzędu, którego dobroć Q zależy od sprawności układu. Na przykład ścieżki rezystancyjne są wrażliwe na wartości skuteczne prądów i powodują straty przewodzenia: rezystancje szeregowe cewki i kondensatora (oznaczone odpowiednio r_L i r_C), rezystancja $R_{DS(on)}$ tranzystora oraz rezystancja dynamiczna rd diody rozładowczej (*freewheel*).

Proces przełączania również wnosi straty w tranzystorze i diodzie – jeśli uwzględnić czas wyłączania diody (*recovery*) lub pojemności pasożytnicze wpływające na sprawność. Na dobroć wpływają wreszcie straty w elementach magnetycznych oraz rezystancja obciążenia R_L. Transmitancja sterowanie–wyjście przetwornicy obniżającej napięcie ze sterowaniem napięciowym, pracującej w trybie ciągłego przewodzenia prądu (CCM), ma postać:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{err}(s)} = H_0 \frac{1+\frac{s}{\omega_z}}{1+\frac{s}{\omega_0 Q}+\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (1)$$

Wzmocnienie stałoprądowe H_0 jest wyznaczone przez napięcie wejściowe V_{in} i szczytowe napięcie rampy modulującej V_p, jeśli pominąć rezystancję uzwojenia cewki r_L i rezystancję obciążenia R_L:

$$H_0 \approx \frac{V_{in}}{V_p} \quad (2)$$

Zero jest klasycznie wyznaczone przez kondensator wyjściowy i jego zastępczą rezystancję szeregową (ESR) r_C:

$$\omega_0 = \frac{1}{r_C C_{out}} \quad (3)$$

natomiast podwójny biegun zależy od obwodu LC i wprowadza częstotliwość rezonansową ω_0, wyrażoną w przybliżeniu jako:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{out} C_{out}}} \quad (4)$$

Dobroć Q jest opisana skomplikowanym wyrażeniem, które również się upraszcza, jeśli pominąć r_C i r_L:

$$Q \approx R_L \sqrt{\frac{C_{out}}{L_{out}}} \quad (5)$$

Gdy przetwornica przechodzi w tryb nieciągłego przewodzenia prądu (DCM), układ pozostaje układem drugiego rzędu, ale jest silnie tłumiony. Zmienia się również jego charakterystyka stałoprądowa, która zależy teraz od elementów konstrukcyjnych przetwornicy (indukcyjności i rezystancji obciążenia) oraz od częstotliwości przełączania.

W tym kontekście zaletą jest zastosowanie prostowania synchronicznego. Nie tylko zachowuje ono tę samą charakterystykę stałoprądową ($V_{out} \approx DV_{in}$) w trybach CCM i DCM, ale także tę samą transmitancję sterowanie–wyjście w obu trybach, co upraszcza strategię sterowania.

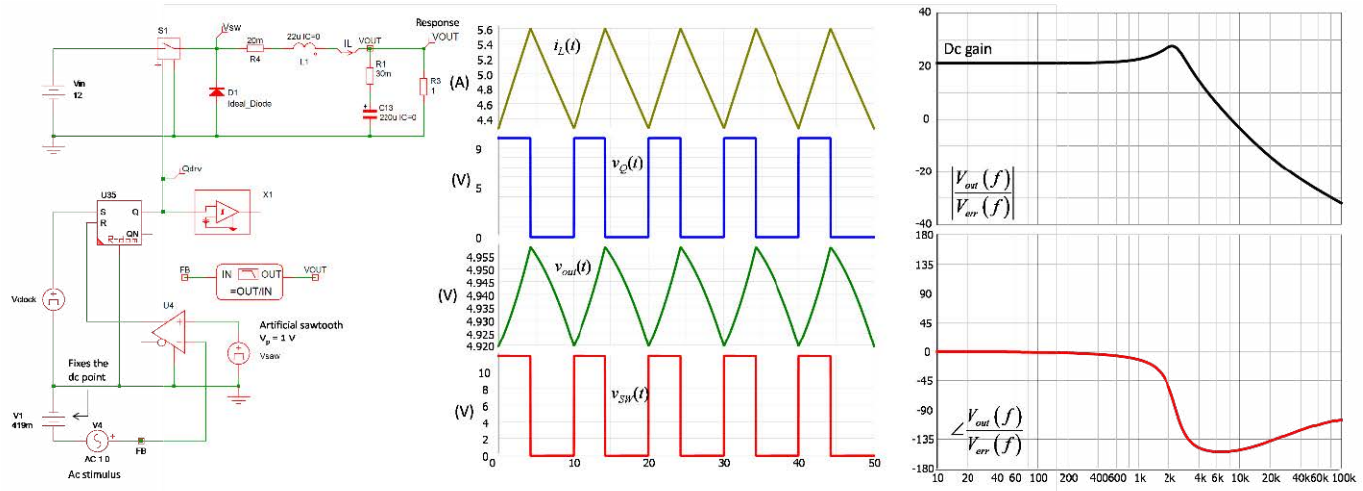
Wyznaczanie transmitancji – przykład

Jak wymieniono wyżej, do tego zadania mamy kilka możliwości. Możemy zacząć od programu SIMPLIS, który oferuje najszybszy sposób uzyskania odpowiedzi zmiennoprądowej z układu symulowanego cykl po cyklu przełączania. Na **rysunku 1** przedstawiono przetwornicę obniżającą napięcie ze sterowaniem napięciowym, pracującą w otwartej pętli [4] – pozwala ona w prosty sposób wyznaczyć odpowiedź zmiennoprądową stopnia mocy.

Po uruchomieniu symulacji SIMPLIS wyznacza okresowy punkt pracy (POP, *periodic operating point*), szybko zbiegając do stanu ustalonego, w którym wszystkie zmienne stanu osiągnęły wartości końcowe – w tym przykładzie ≈5 V dla V_{out}. Bez funkcji POP trzeba by przeprowadzić symulację trwającą kilkadziesiąt milisekund, aby przetwornica ustabilizowała się przed wykonaniem analizy zmiennoprądowej.

W tym przykładzie wyznaczenie POP i analiza zmiennoprądowa zajęły na moim komputerze mniej niż 1 s. Wykres

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 1. Prosty układ przełączający z modulatorem szerokości impulsów i idealnym kluczem pozwala w ciągu kilku milisekund wyznaczyć w programie SIMPLIS transmitancję sterowanie–wyjście

Bodego po prawej stronie rysunku 1 potwierdza wzmocnienie stałoprądowe niecowiększeniż20dB – 20log(V_{in}/V_p) ≈ 21,6 dB – oraz częstotliwość rezonansową powyżej 2 kHz. W trybie analizy zmiennoprądowej (*ac sweep*) SIMPLIS automatycznie dobiera amplitudę źródła w trakcie symulacji, zapewniając najlepszy stosunek sygnału do szumu.

Nowy analizator odpowiedzi częstotliwościowej

LTspice od pewnego czasu umożliwiał analizę zmiennoprądową układów przełączających za pomocą skomplikowanego zestawu makr umieszczanych w symulowanym układzie. Twórcy programu ostatnio jednak usprawnili ten proces, dodając wygodny symbol analizatora odpowiedzi częstotliwościowej (FRA), który można dostosować do własnych potrzeb.

W tym trybie analizy źródło sinusoidalne steruje wejściem sterującym przetwornicy – wyprowadzeniem sprzężenia zwrotnego lub sterowania – modulując zmienną sterującą (współczynnik wypełnienia w trybie VM lub szczytowy prąd cewki w trybie sterowania prądowego CM), po czym obserwuje się, jak sygnał ten propaguje się w układzie, wywołując odpowiedź. W odróżnieniu od programu SIMPLIS, tutaj trzeba zadbać o amplitudę pobudzenia – z kilku powodów.

Po pierwsze, mamy do czynienia z układem przełączającym, a sygnał modulujący – o częstotliwości zmieniającej się na przykład od 10 do 100 kHz – ginie w szumie i musi mieć wystarczającą amplitudę, aby można go było skutecznie wyodrębnić na wyjściu. Po drugie, wprowadzanie sygnału do układu zakłada, że układ ten pozostaje liniowy podczas analizy i nie wchodzi w nasycenie. To narzuca górną granicę działań podejmowanych w celu spełnienia poprzedniego wymagania.

Kolejną kwestią jest zmienność wzmocnienia pętli T. W układzie z zamkniętą pętlą dla składowej stałej wprowadzony sygnał modulujący jest traktowany jako zakłócenie, a układ sterowania przeciwdziała mu lub go tłumi, naturalnie zmniejszając jego obecność na wyjściu. Wzmocnienie pętli T jest jednak zwykle duże przy niskich częstotliwościach i maleje w miarę zbliżania się częstotliwości do punktu przecięcia (*crossover*), powyżej którego wzmocnienie pętli spada poniżej jedności.

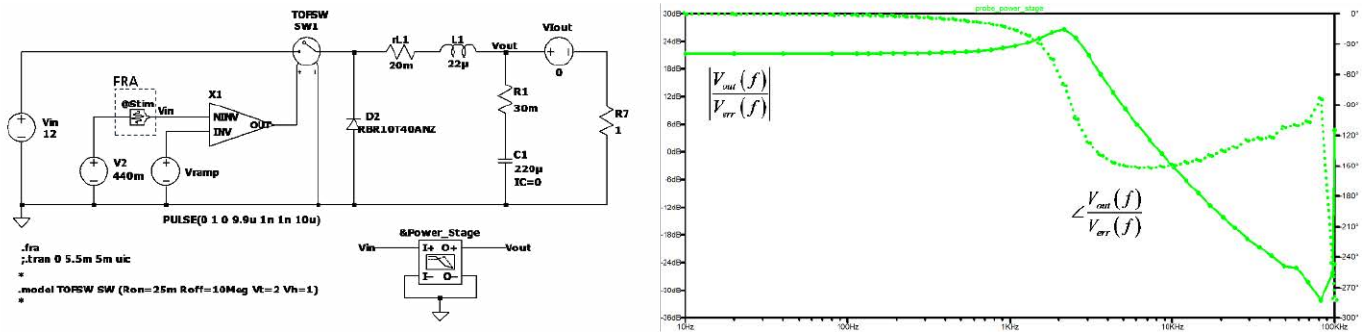
Zdolność tłumienia zakłócenia zależy od T: przy biegunie w zerze w kompensatorze (duże wzmocnienie pętli dla składowej stałej) trzeba wprowadzać sygnał o znacznej amplitudzie przy niskich częstotliwościach i zmniejszać jego poziom w miarę zbliżania się do f_c. W przeciwnym razie albo niskoczęstotliwościowa część wykresu Bodego jest zaszumiona dużymi wahaniami amplitudy i fazy z powodu niewystarczającego poziomu sygnału, albo wykres przybiera dziwne kształty, takie jak skoki amplitudy lub fazy, będące artefaktami spowodowanymi nasyceniem przetwornicy.

Wreszcie, gdy pętla jest fizycznie otwarta, ograniczenia dotyczące amplitudy modulacji są mniejsze i może ona pozostawać stała, dopóki układ pracuje liniowo. Można to sprawdzić, nieznacznie zmieniając amplitudę źródła i upewniając się, że kształt wykresu nie zmienia się istotnie. Jeśli się zmienia, wejście jest przemodulowane i należy zmniejszyć amplitudę.

Na **rysunku 2** przedstawiono typową konfigurację w LTspice [5] przetwornicy obniżającej napięcie ze sterowaniem napięciowym, z użyciem symbolu FRA. Źródło V2 zapewnia polaryzację ustalającą napięcie wyjściowe na 5 V, co odpowiada współczynnikowi wypełnienia 44% przy uwzględnieniu spadku napięcia na diodzie rozładowczej w kierunku przewodzenia.

Odpowiedź zmiennoprądowa jest zgodna z uzyskaną w programie SIMPLIS i została wyznaczona w 60 s,

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 2. Symbol FRA i związany z nim blok Bodego umieszczone w prostym modelu przetwornicy obniżającej napięcie w LTspice (po lewej). Po prawej – transmitancja sterowanie–wyjście

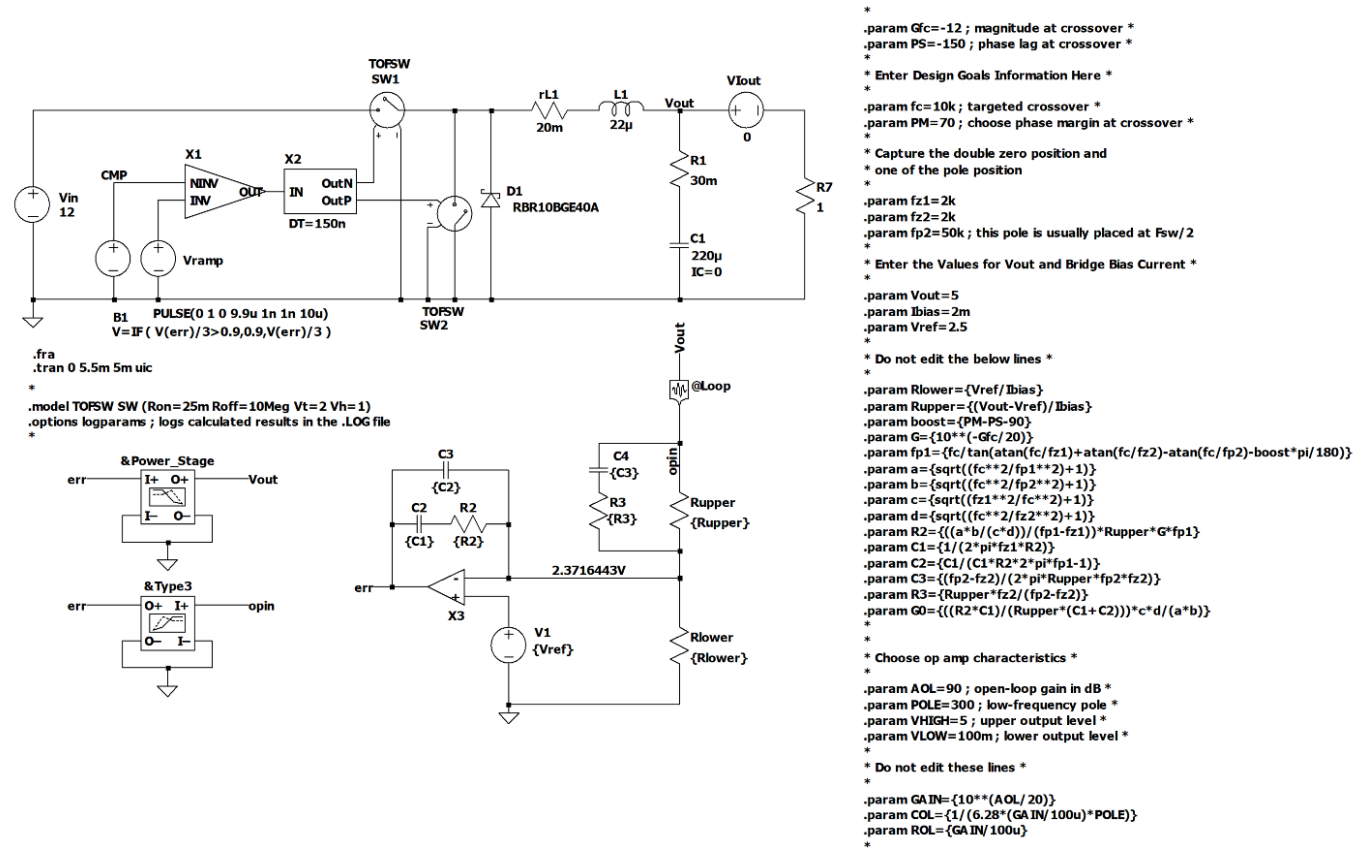
co jest akceptowalne. Amplituda źródła pobudzenia wynosi 100 mV, a napięcie polaryzacji 440 mV daje współczynnik wypełnienia 44%.

Strategia kompensacji

Jak rozmieścić bieguny i zera, mając już transmitancję stopnia mocy? Zaczynamy od wyboru częstotliwości przecięcia. Jak opisano w pozycji [6] bibliografii, częstotliwość przecięcia dobiera się na podstawie wymaganej odpowiedzi przejściowej, ale bardzo często to topologia narzuca ograniczenia.

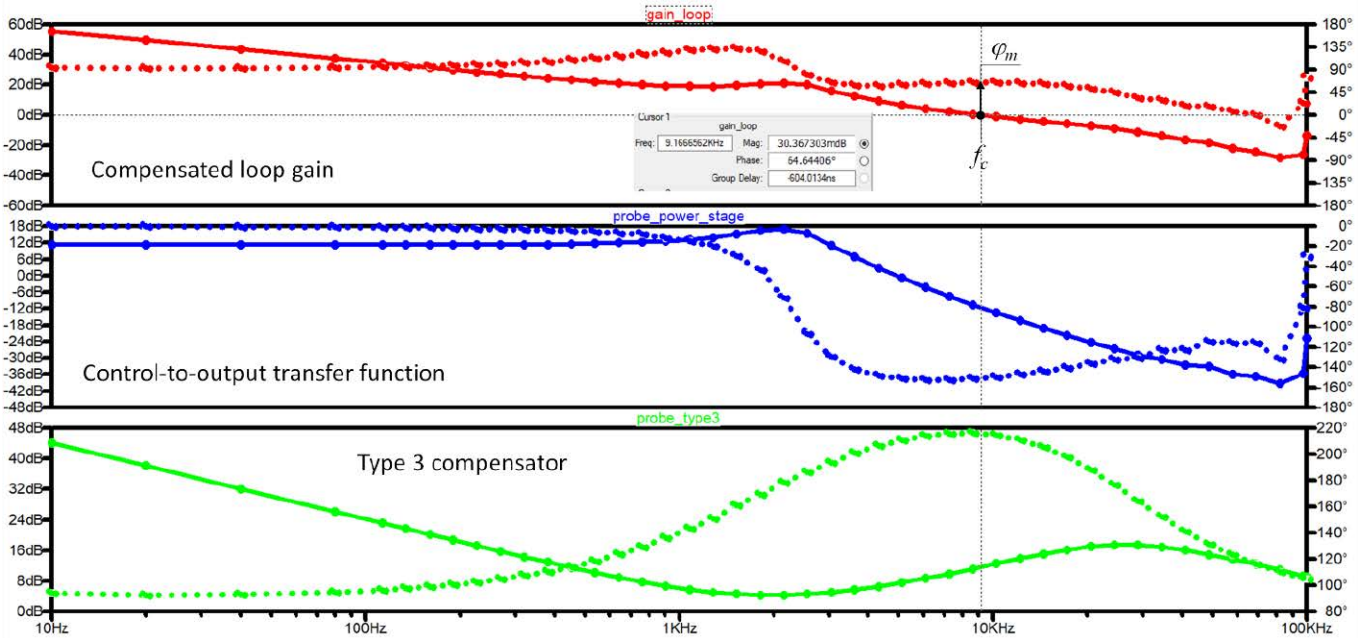
Na przykład w przetwornicy obniżającej napięcie ze sterowaniem napięciowym częstotliwość przecięcia powinna być co najmniej 3...5 razy większa od częstotliwości rezonansowej określonej równaniem (4) ($\omega_0 \approx 1/\sqrt{(L_{out}C_{out})}$). Wynika to z tego, że potrzebne jest wzmocnienie pętli, aby skompensować oscylacje powstające naturalnie po stanie przejściowym na tle wyraźnego szczytu impedancji wyjściowej.

Jeśli błędnie wybierze się częstotliwość przecięcia poniżej f_0, regulacja stałoprądowa będzie zapewniona, ale na wyjściu pojawią się oscylacje LC, co zilustrowałem na slajdzie 143 w pozycji [7] bibliografii. W przypadku przetwornicy podwyższającej napięcie (boost), również ze sterowaniem napięciowym, także należy umieścić częstotliwość przecięcia powyżej f_0 (która teraz zależy od współczynnika wypełnienia), ale zero w prawej półpłaszczyźnie ogranicza ją od góry do 20% jego najniższego położenia.



Rysunek 3. Przetwornica obniżająca napięcie w LTspice uzupełniona o kompensator typu 3, którego wartości elementów są obliczane przez makro widoczne po prawej stronie

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 4. Wykresy Bodego potwierdzają częstotliwość przecięcia bliską 10 kHz przy wygodnym zapasie fazy (od góry: skompensowane wzmocnienie pętli, transmitancja sterowanie–wyjście, kompensator typu 3)

Wracając do naszego przypadku: ponieważ przetwornica obniżająca napięcie pracuje w trybie synchronicznym, nie występuje zmiana trybu pracy i układ pozostaje w trybie CCM nawet bez obciążenia (w tym przypadku średni prąd cewki wynosi 0 A). Transmitancja stopnia mocy nie zmienia się więc, a kompensacja jest prostsza. Umieścimy dwa zera w pobliżu f0, pierwszy biegun w połowie częstotliwości przełączania, a drugi w miejscu, w którym zostanie osiągnięty założony zapas fazy.

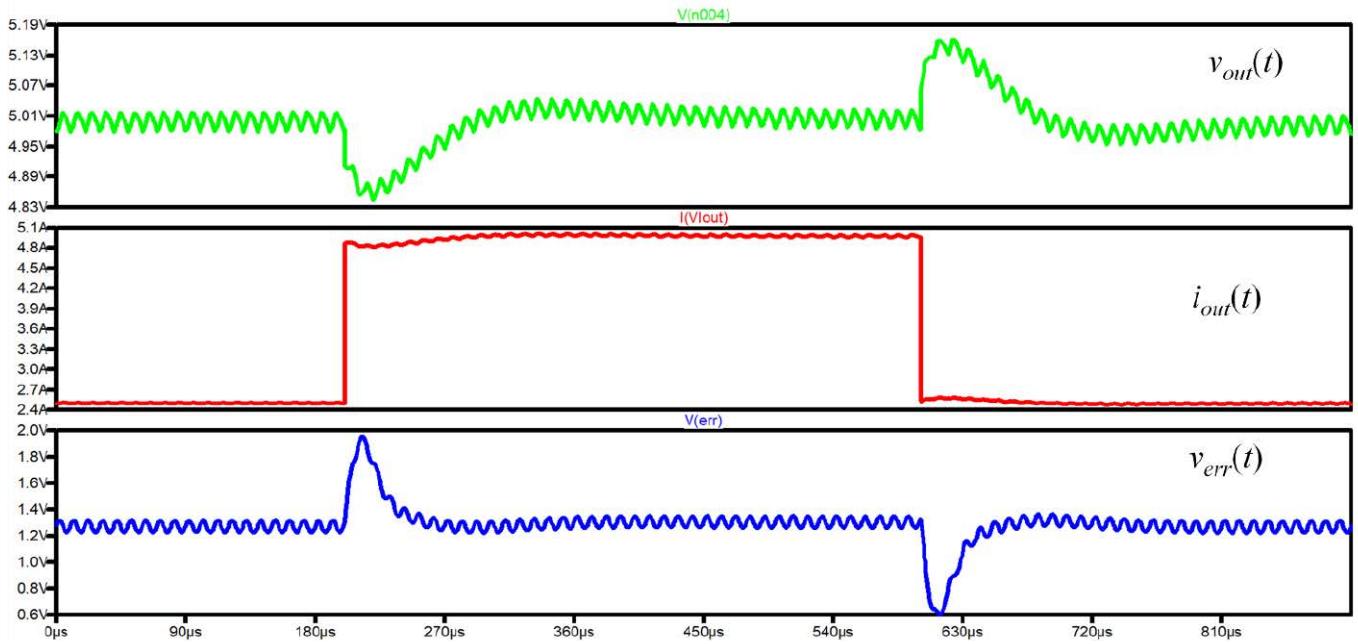
Z analizy zmiennoprądowej w LTspice odczytujemy wykres Bodego i stwierdzamy, że przy częstotliwości rezonansowej około 2 kHz częstotliwość przecięcia 10 kHz wydaje się możliwym wyborem – pod warunkiem że wzmacniacz operacyjny ma wystarczająco duże pole wzmocnienia (GBW). Odczytujemy teraz moduł i fazę przy 10 kHz:

$$|H(10\ \text{kHz})| = -3\ \text{dB}$$
$$\angle H(10\ \text{kHz}) = -150°$$

Kompensator zostanie zatem tak dobrany, aby miał wzmocnienie 3 dB przy 10 kHz i podbicie fazy [6] równe:

$$\text{boost} = \text{PM} - \text{PS} - 90° = 70° + 150° - 90° = 130° \quad (6)$$

Aby potwierdzić słuszność tego podejścia, dodałem obwód kompensacji wraz z prostownikiem synchronicznym sterowanym przez generator czasu martwego 150 ns. Układ przedstawiono na rysunku 3; po prawej stronie widoczne jest makro automatyzujące obliczenia.



Rysunek 5. Obciążenie jest zmieniane skokowo od 50% do 100% z szybkością narastania 1 A/µs, a napięcie wyjściowe spada o ≈160 mV

eprasa.pl 19a5b96348

Napięcie wzmacniacza błędu steruje modulatorem szerokości impulsów przez źródło B1 dzielące przez trzy. Pozwala to uzyskać większą dynamikę na wyjściu wzmacniacza operacyjnego, a jednocześnie ograniczyć maksymalne napięcie do wartości poniżej 1 V (szczytowe napięcie piłokształtne V_p wynosi 1 V). W rezultacie napięcie polaryzacji 0,5 V w węźle CMP (np. dla współczynnika wypełnienia 50%) oznacza napięcie błędu 1,5 V, mieszczące się z zapasem w zakresie liniowej pracy wzmacniacza operacyjnego. To klasyczne rozwiązanie projektowe – można je znaleźć także w sterownikach UC384x, gdzie dodatkowo dwie diody połączone szeregowo przesuwają punkt polaryzacji wzmacniacza operacyjnego jeszcze wyżej.

Tłumienie wprowadzane przez B1 oznacza spadek o 9,5 dB w torze powrotnym, co sprowadza moduł nowej transmitancji sterowanie–wyjście przy 10 kHz do –12,5 dB. Faza pozostaje bez zmian i wynosi –150°. Dane te wprowadza się do makra wraz z docelową częstotliwością przecięcia 10 kHz i zapasem fazy 70°. Wszystkie wartości elementów są zapisywane w pliku .log generowanym po zakończeniu symulacji. Wyniki przedstawiono na **rysunku 4**.

Częstotliwość przecięcia zbliża się do założonych 10 kHz, a zapasy fazy i wzmocnienia są doskonałe. Test odpowiedzi przejściowej potwierdza dobrą stabilność (**rysunek 5**).

Kompensator cyfrowy

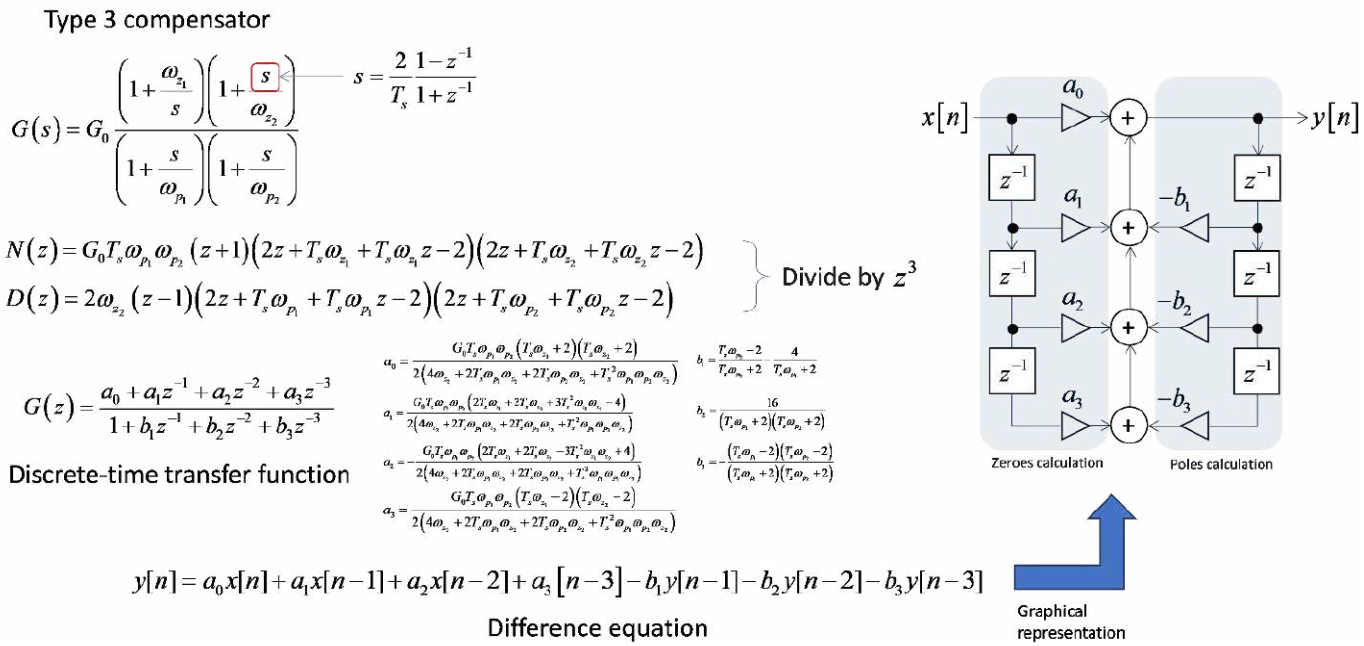
Mając poprawny zestaw biegunów i zer zrealizowany w wersji analogowej, możemy przenieść go do dziedziny cyfrowej. Istnieją różne struktury pozwalające zbudować odpowiednik kompensatora typu 3. W dziedzinie analogowej struktura typu 3 ma dwa zera i trzy bieguny. Po przeniesieniu do świata dyskretnego staje się ona filtrem o trzech biegunach i trzech zerach (3P3Z), przedstawionym poniżej (**rysunek 6**).

Jak pokazano na rysunku 6, zaczyna się od transmitancji kompensatora typu 3 wyrażonej w dziedzinie Laplace'a i stosuje się transformację biliniową Tustina, aby uzyskać równanie w dziedzinie czasu dyskretnego. Następnie można obliczyć współczynniki licznika i mianownika, oznaczone odpowiednio a_n i b_n. Zbudowałem makro, które automatycznie generuje te współczynniki kompensatora w LTspice. Makro to zostanie pokazane na jednym z dalszych rysunków.

Warto teraz sprawdzić poprawność obliczonych współczynników i upewnić się, że prowadzą one do odpowiedzi oczekiwanej od kompensatora. Istnieją do tego specjalne narzędzia, ale użycie symulatora SPICE, takiego jak LTspice, również jest właściwym podejściem. Po potwierdzeniu, że współczynniki dają wymaganą odpowiedź, można umieścić je w kodzie i kontynuować projekt.

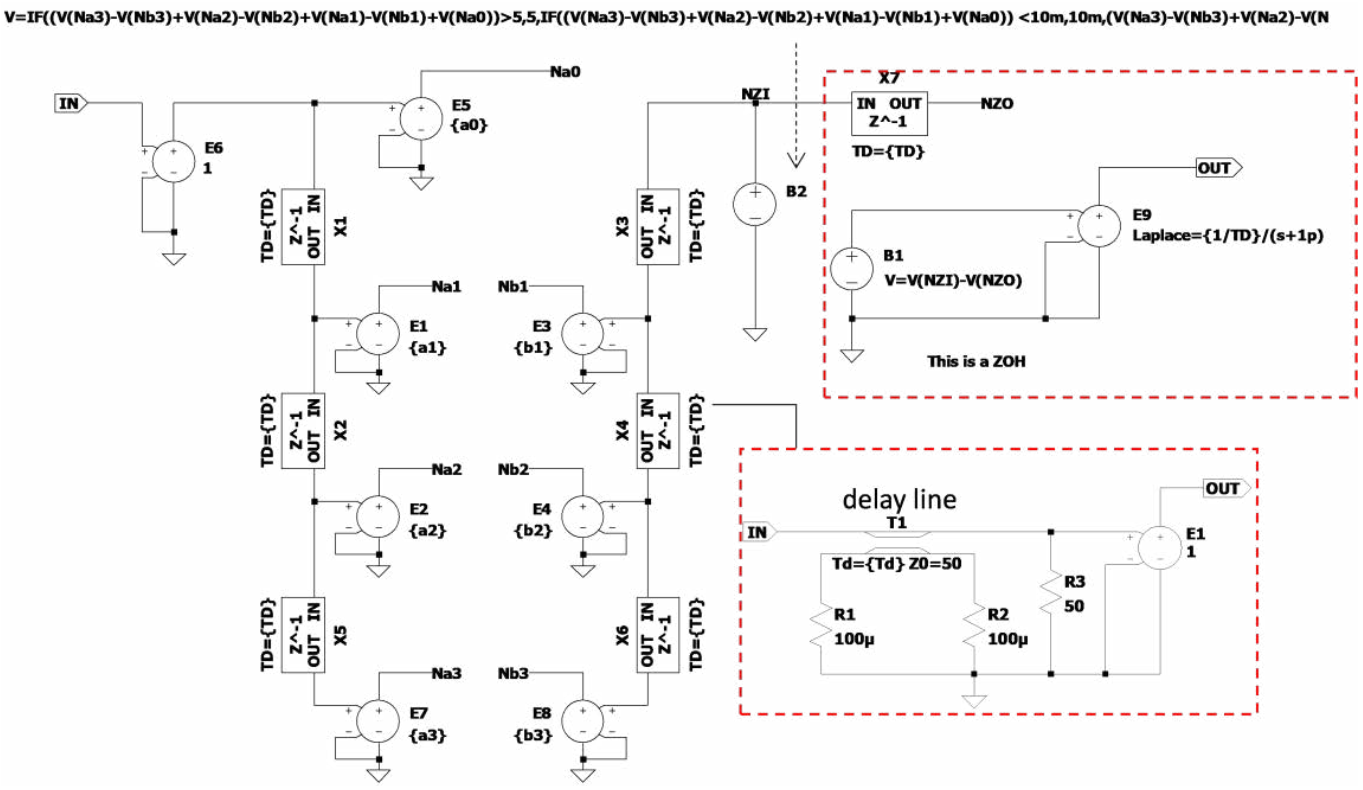
Linia opóźniająca [8] bardzo dobrze nadaje się do modelowania opóźnienia próbkowania z^{-1}, co ilustruje schemat podobwodu na **rysunku 7**. Jest to kompensator cyfrowy zamodelowany w LTspice. Proszę zwrócić uwagę na obecność ekstrapolatora zerowego rzędu (ZOH, *zero-order hold*), odtwarzającego sygnał błędu w dziedzinie czasu.

Przed włączeniem tego filtru do pełnej symulacji należy sprawdzić jego odpowiedź zmiennoprądową i porównać ją z odpowiedzią kompensatora typu 3 zbudowanego ze wzmacniaczem operacyjnym. Układ z **rysunku 8** wymusza napięcie 2,5 V na wyjściu filtru cyfrowego, a źródło zmiennoprądowe przemiata częstotliwość sygnału wejściowego. Wartości współczynników pokazano dla ilustracji jako punkty polaryzacji na schemacie, choć słowo

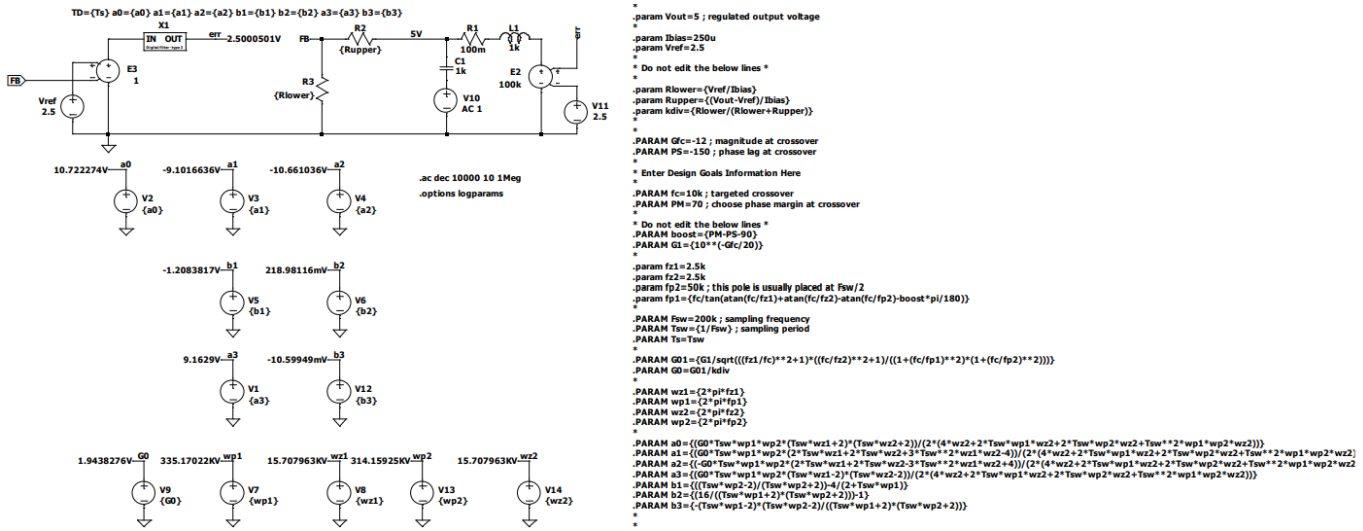


Rysunek 6. Współczynniki filtru 3P3Z oblicza się po przekształceniu z dziedziny Laplace'a do dziedziny z za pomocą transformacji biliniowej

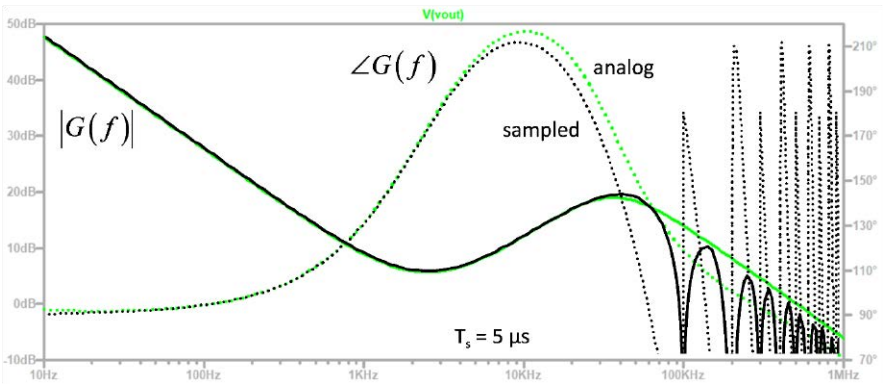
eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 7. Model cyfrowego kompensatora typu 3 w LTspice. Linie opóźniające połączono ze źródłami napięciowymi sterowanymi napięciem, odpowiadającymi współczynnikom (oznaczenia na schemacie: „This is a ZOH" – ekstrapolator zerowego rzędu, „delay line" – linia opóźniająca)

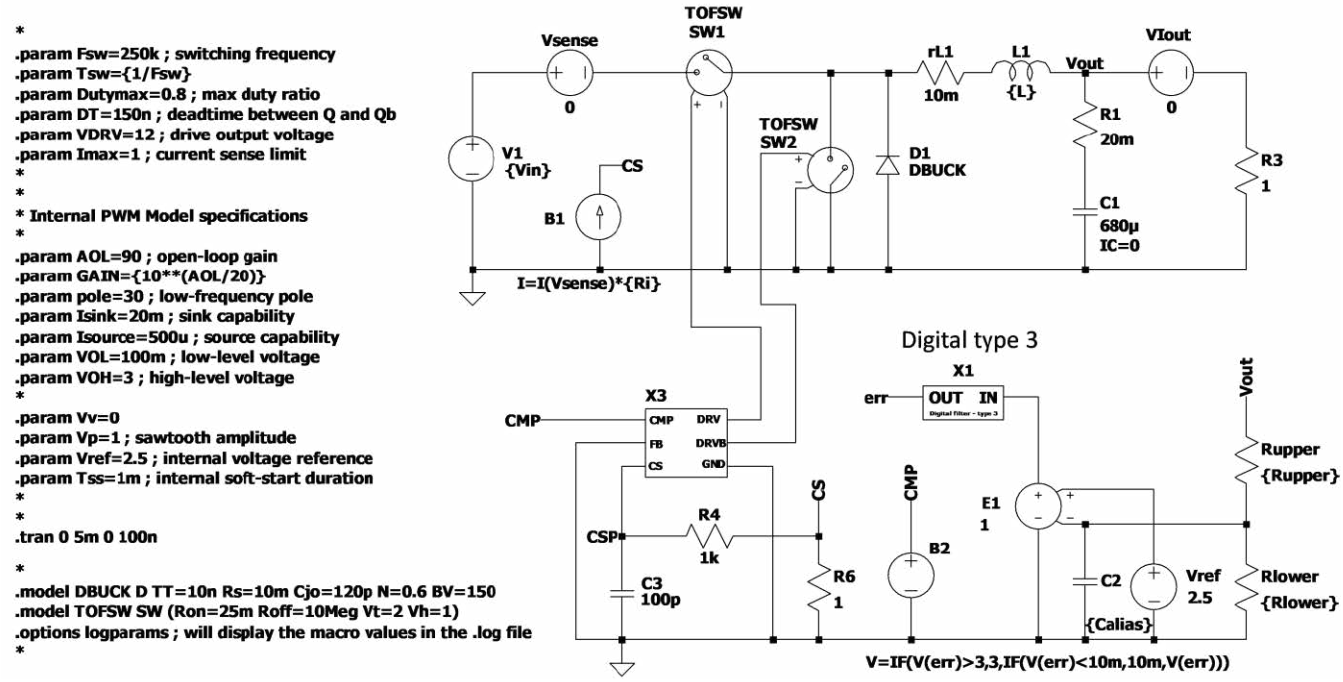


Rysunek 8. Układ testowy do sprawdzenia odpowiedzi cyfrowego kompensatora typu 3 o tych samych parametrach co na rysunku 3



Rysunek 9. Odpowiedź zmiennoprądowa cyfrowego kompensatora typu 3 jest zgodna z odpowiedzią jego analogowego odpowiednika (analog – analogowy, sampled – próbkowany)

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 10. Synchroniczna przetwornica obniżająca napięcie wyposażona teraz w filtr cyfrowy (czyli cyfrowy kompensator typu 3)

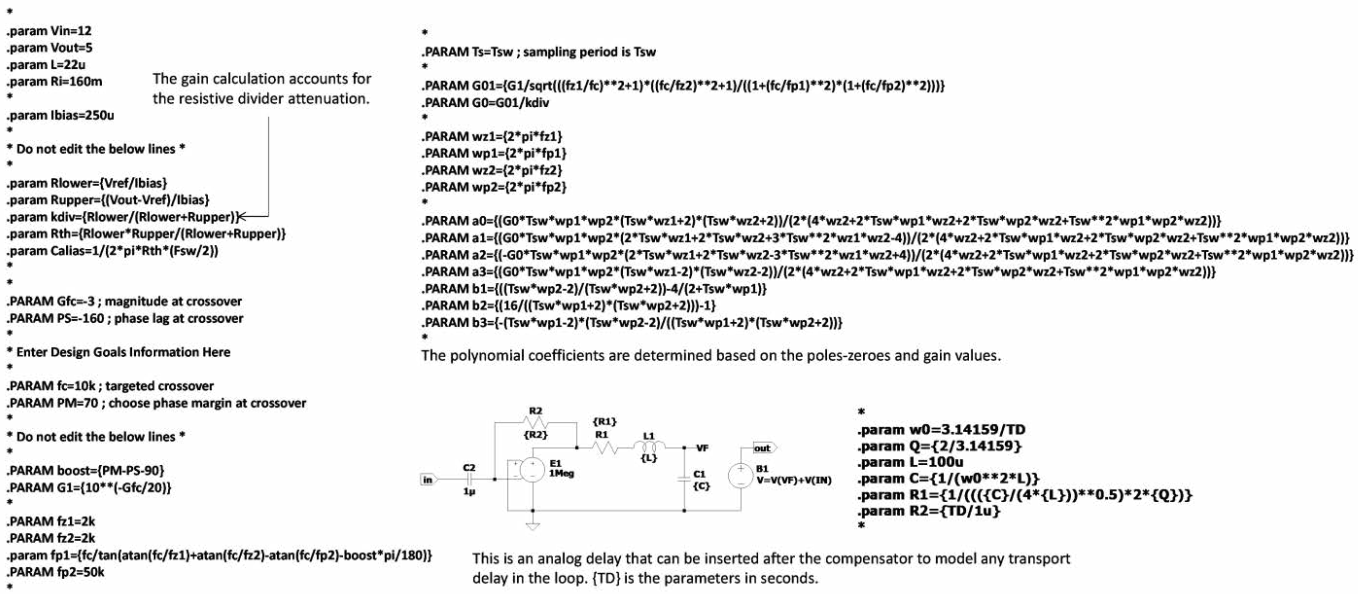
kluczowe logparams i tak zapisałoby je w pliku .log generowanym przez LTspice.

Odpowiedź przedstawiono na **rysunku 9**; potwierdza ona poprawność kompensatora typu 3 zaimplementowanego w filtrze cyfrowym.

Widoczna jest erozja fazy spowodowana efektami próbkowania. Zwiększenie częstotliwości próbkowania zmniejszyłoby te efekty, ale kosztem konieczności wyboru szybszego rdzenia obliczeniowego.

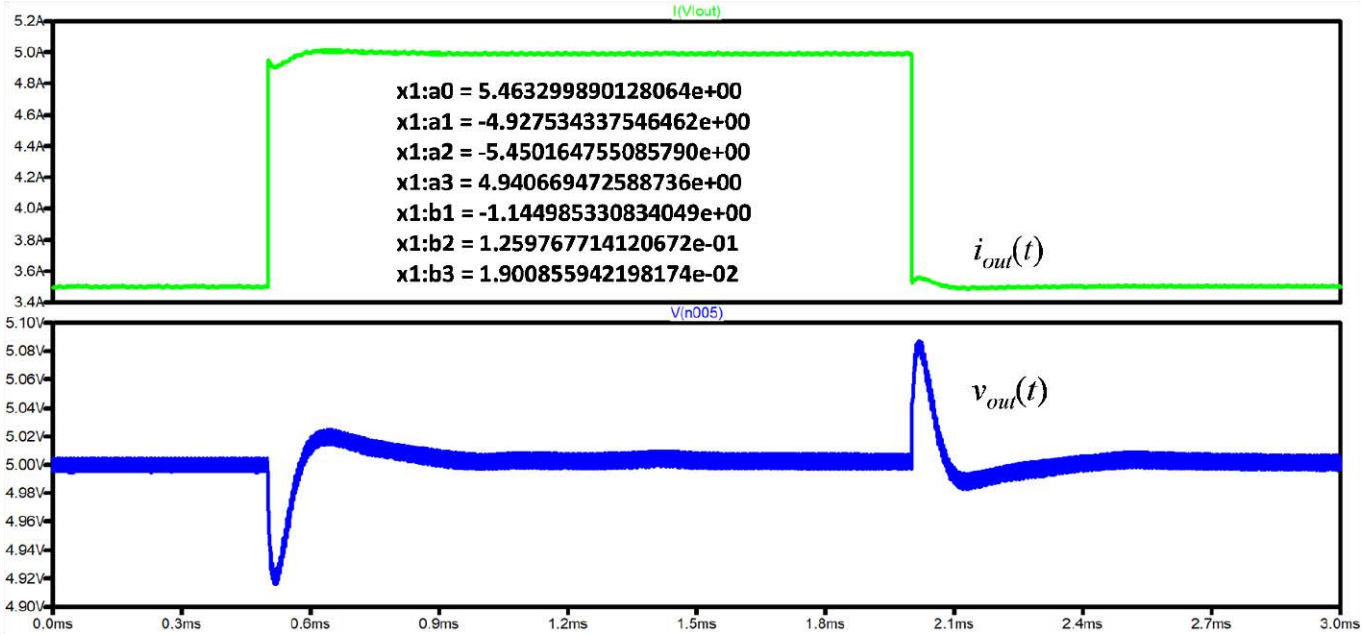
Możemy teraz przetestować kompensator w kompletnej przetwornicy obniżającej napięcie, jak pokazano na **rysunku 10**. Sterownik jest w pełni synchroniczny, a jego parametry pracy zaprogramowano po lewej stronie. Wewnątrz podobwodu sterownika nie ma bloku dzielącego przez trzy, więc docelowe wzmocnienie dyskretnego kompensatora typu 3 wraca do 3 dB. Zawartość makra przedstawiono na **rysunku 11**; uwzględnia ono tłumienie wnoszone przez rezystancyjny dzielnik napięcia wykorzystywany do regulacji.

Proszę zauważyć, że ten dzielnik wnosi tłumienie, czego nie robi on w układzie z rysunku 3. W tamtym układzie wzmacniacz operacyjny tworzy masę wirtualną dla s ≠ 0, a dolny rezystor dzielnika nie wpływa na odpowiedź zmiennoprądową. W kompensatorze cyfrowym



Rysunek 11. Makro automatyzuje obliczanie współczynników filtru cyfrowego i uwzględnia obecność dzielnika rezystancyjnego. Objaśnienia na rysunku: obliczenie wzmocnienia uwzględnia tłumienie dzielnika rezystancyjnego; współczynniki wielomianów są wyznaczane na podstawie położenia biegunów i zer oraz wartości wzmocnienia; układ na dole to analogowa linia opóźniająca, którą można wstawić za kompensatorem w celu zamodelowania dowolnego opóźnienia transportowego w pętli – parametr {TD} jest wyrażony w sekundach

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 12. Odpowiedź przejściowa jest doskonała, a przebieg napięcia wyjściowego – czysty

nie ma masy wirtualnej, a rezystor działa nie tylko dla składowej stałej (na potrzeby regulacji), ale także dla składowej zmiennej. Tłumi on sygnał, co trzeba skompensować nieco większym wzmocnieniem, jak zaznaczono w makrze.

W tej konfiguracji symulacji nie dodałem opóźnienia transportowego, ale można je łatwo uwzględnić. Linia opóźniająca nadal jest jedną z możliwości, przyznaję jednak, że spowalnia ona analizę w dziedzinie czasu. Inną możliwością jest zastosowanie rozwiązania analogowego o jednostkowym wzmocnieniu, ale opóźniającego fazę do –180°. Transmitancję tego dodatkowego układu zdefiniowano zgodnie z pozycją [2] bibliografii, a jego realizację przedstawiono zaraz po **rysunku 11**.

$$H\left(s\right) = 1 - \frac{s\cdot\tau}{1+\frac{s}{\omega Q+\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}} \quad (7)$$

$$Q = \frac{2}{\pi} \text{ i } \omega = \frac{\pi}{\tau}$$

Aby sprawdzić stabilność tej przetwornicy, przeprowadziłem test skokowej zmiany obciążenia od 3,5 do 5 A z szybkością narastania prądu 1 A/µs. Wykres z **rysunku 12** potwierdza dobrą odpowiedź uzyskaną dzięki tej strategii kompensacji. Współczynniki obliczone przez LTspice pokazano na rysunku; trzeba będzie je uwzględnić w kodzie kompensatora 3P3Z.

Podsumowanie

Opisano strategię kompensacji przetwornicy obniżającej napięcie ze sterowaniem napięciowym z użyciem kompensatora analogowego o architekturze typu 3. Następnie przedstawiono równoważną wersję w dziedzinie czasu dyskretnego, zbudowaną z prostych linii opóźniających.

Wykorzystując dyrektywy SPICE specyficzne dla LTspice, zbudowałem makro automatyzujące obliczanie współczynników kompensatora 3P3Z. Pomaga ono projektantowi przetestować przyjętą strategię – i potwierdzić, że działa ona zgodnie z oczekiwaniami – zanim zakoduje współczynniki w oprogramowaniu. Symulacja trwa nieco dłużej niż w pełni analogowa, niemniej stanowi cenne narzędzie do badania różnych strategii kompensacji.

Christophe Basso
Future Electronics, Tuluza, Francja

Tłumaczenie artykułu „SPICE Simulation Of A Digitally-Compensated Buck Converter," How2Power Today, listopad 2025

Bibliografia

1. „Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode", Vatché Vorpérian, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, no. 3, maj 1990.
2. Transfer Functions of Switching Converters, Christophe Basso, Faraday Press, czerwiec 2021.
3. Switch-Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs, Christophe Basso, McGraw-Hill, wyd. 2, sierpień 2014.
4. Ponad 150 bezpłatnych szablonów dla programu SIMPLIS: https://powersimtof.com/Downloads/Book/Book_Collection.zip
5. Ponad 150 bezpłatnych szablonów dla programu LTspice: https://powersimtof.com/Downloads/LTSpice/LTspice_SMPS.zip
6. An Intuitive Guide to Compensating Switching Power Supplies, Faraday Press, wrzesień 2024.
7. „Simulation and Analysis Applied to the Design of Buck Topologies", Christophe Basso, seminarium zawodowe APEC, Anaheim, 2019.
8. „Generic average modeling and simulation of discrete controllers", D. Adar, S. Ben-Yaakov, APEC, Anaheim, 2001.

eprasa.pl 19a5b96348

Poprzednie części w EP09/2026 i EP10/2026 – dostępne na www.UlubionyKiosk.pl

Ochrona przepięciowa układów (3)

Koordynacja, layout, weryfikacja

Znamy już zagrożenie i znamy elementy. Zostaje część najtrudniejsza: złożenie ich w działającą całość. To właśnie tutaj przepadają konstrukcje, w których każdy element z osobna dobrano poprawnie – bo dwa poprawnie dobrane ograniczniki połączone bezpośrednio ze sobą nie tworzą ochrony dwustopniowej, a najlepsza dioda umieszczona kilka centymetrów za złączem chroni gorzej niż gorsza umieszczona tuż przy nim. Na koniec wracamy do przypadku, od którego zaczął się cały cykl.

Kaskada nie działa sama z siebie

Intuicja podpowiada, że dwa ograniczniki połączone jeden za drugim dadzą ochronę lepszą niż jeden. Pierwszy, o dużej wytrzymałości, przejmie gros energii, drugi, o niższym napięciu ograniczania, dopracuje resztę. Rozumowanie jest błędne i jego błąd wykazano doświadczalnie ponad czterdzieści lat temu.

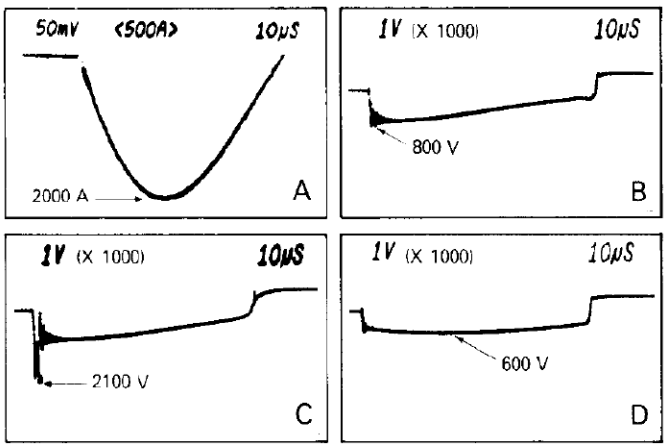
Przyczyna leży w kolejności zadziałania. Ogranicznik wtórny, o niższym napięciu ograniczania, zaczyna przewodzić wcześniej. Ponieważ zaczyna przewodzić wcześniej, utrzymuje napięcie w obwodzie na poziomie zbyt niskim, żeby ogranicznik pierwotny – wymagający wyższego napięcia zapłonu – w ogóle się załączył. W efekcie cały udar, łącznie z tą jego częścią, która miała przypaść elementowi wysokoenergetycznemu, przechodzi przez element mały. Ten ulega zniszczeniu, a element pierwotny do końca zdarzenia pozostaje bierny.

Ten sam wniosek formułują niezależnie źródła oddalone od siebie o dekady: prace Martzloffa z przełomu lat siedemdziesiątych i osiemdziesiątych oraz współczesne materiały projektowe producentów elementów ochronnych. Powtarzalność diagnozy jest tu istotniejsza od jej wieku – mówi ona, że nie chodzi o właściwość konkretnych elementów, tylko o właściwość samego układu kaskadowego.

Doświadczenie, które to pokazuje

Martzloff opisał układ pomiarowy rozstrzygający sprawę liczbowo. Obwód odbiorczy wymagał ograniczenia przepięcia do 1000 V przy zasilaniu 120 V prądu przemiennego. Dostępne wówczas ograniczniki zdolne wytrzymać 10 kA w przebiegu 8/20 µs miały poziom ochrony około 2200 V – czyli dwukrotnie za wysoki. Między złączem instalacji a chronionym obwodem była jednak pewna odległość, więc w szereg między ogranicznik a warystor o niższym napięciu ograniczania wchodziła impedancja samego przewodu. Pytanie brzmiało: przy jakim prądzie ogranicznik pierwotny zapali się dla danej długości przewodu między obydwoma elementami, uwalniając warystor od energii, której ten by nie wytrzymał.

Do badania użyto ośmiu metrów typowego przewodu dwużyłowego między ogranicznikiem a warystorem. Prąd o kształcie zbliżonym do 8/20 µs podnoszono aż do wartości, przy której ogranicznik zapalał się mniej więcej



Rysunek 1. Przeniesienie przewodzenia w układzie skoordynowanym. A – prąd wyładowczy 2000 A, przy którym następuje przeniesienie. B – napięcie na warystorze, gdy ogranicznik się nie zapalił: 800 V. C – napięcie na ograniczniku w chwili zapłonu: 2100 V; taka wartość rozeszłaby się po instalacji, gdyby nie było ogranicznika wtórnego. D – to samo zdarzenie mierzone na zaciskach warystora oddalonego o 8 m: 600 V. Źródło: F.D. Martzloff, Surge Protection Techniques in Low-Voltage AC Power Systems, rysunek 5, © 1979 IEEE

eprasa.pl 19a5b96348

Impedancja rozdzielająca

Impedancja rozdzielająca to impedancja włączona szeregowo między dwa stopnie ochrony. Jej zadaniem jest wytworzenie różnicy napięć między stopniami, dostatecznej, by stopień pierwotny zadziałał, zanim stopień wtórny zostanie przeciążony.

Skąd się bierze: może nią być indukcyjność przewodu łączącego oba elementy, celowo wstawiony rezystor albo dławik. W obwodach sygnałowych stosuje się rezystor, bo jest przewidywalny; w obwodach zasilania – rezystor jest niedopuszczalny ze względu na straty, więc rolę tę pełni indukcyjność przewodu albo dławik.

Ile jej trzeba

Rachunek jest prosty. Przewód o typowej indukcyjności rzędu 1 µH na metr, przy prądzie udarowym 2000 A narastającym w ciągu 8 µs, daje szybkość zmian prądu $2{,}5{\cdot}10^8$ A/s. Na ośmiu metrach, czyli 8 µH, napięcie na tej indukcyjności wynosi około 2000 V – i to właśnie ono dodaje się do napięcia na warystorze, wynosząc napięcie na zaciskach ogranicznika ponad próg zapłonu.

Dla obwodów sygnałowych zalecenia ITU-T serii K podają wprost wartość rezystora koordynującego: przy odgromniku gazowym o napięciu granicznym 400 V co najmniej 10 Ω w szereg. Poniżej tej wartości koordynacja przestaje być pewna.

Gdy impedancji brakuje

Sytuacja typowa dla płytki drukowanej: oba elementy leżą kilka centymetrów od siebie, więc indukcyjność między nimi to dziesiątki nanohenrów – o trzy rzędy wielkości za mało. W takim układzie kaskada nie istnieje, choć na schemacie wygląda poprawnie. Trzeba albo wstawić element szeregowy, albo zrezygnować z drugiego stopnia i dobrać jeden element na pełną energię.

w połowie prób – co wyznacza próg przeniesienia przewodzenia z warystora na ogranicznik.

Wynik czyta się następująco. Dopóki ogranicznik pierwotny się nie zapala, całą pracę wykonuje warystor i na nim panuje 800 V – przy prądzie, który go zniszczy, jeśli zdarzenie się powtórzy. Po zapłonie ogranicznika na jego zaciskach pojawia się szpilka 2100 V, ale do warystora, oddalonego o osiem metrów przewodu, dociera już tylko 600 V. Osiem metrów przewodu jest tu elementem układu ochronnego, równie istotnym jak oba ograniczniki.

Warto tu przywołać ogólniejszą uwagę Martzloffa, bo tłumaczy ona, dlaczego rozwiązanie polega na dodaniu impedancji, a nie na dobraniu lepszych elementów: w układach małej mocy impedancję szeregową wstawia się do obwodu, ale dopiero po ustanowieniu drogi odprowadzenia o małej impedancji; w układach dużej mocy taka możliwość zwykle w ogóle nie istnieje. Kolejność ma znaczenie – najpierw droga dla prądu, potem impedancja porządkująca, nigdy odwrotnie.

Gdzie umieścić element ochronny

Odpowiedź brzmi: przy złączu, po stronie wejścia, przed wszystkim innym. Powód wynika wprost z rachunku, który przeprowadziliśmy w pierwszej części cyklu. Zaburzenie o krótkim czasie narastania wytwarza na indukcyjności doprowadzeń napięcie rzędu setek woltów – kilkanaście milimetrów ścieżki wraz z przelotką to około 10 nH, a przy szybkości narastania prądu $3{\cdot}10^{10}$ A/s daje to około 300 V. Każdy centymetr ścieżki między złączem a elementem ochronnym jest więc dodatkowym spadkiem napięcia, którego element już nie ograniczy, bo powstaje ono przed nim.

Z tego samego rachunku wynika reguła dotycząca drogi powrotnej. Prąd wyładowania musi wrócić do punktu, z którego przyszedł – do obudowy, do ekranu kabla, do przewodu ochronnego. Jeżeli droga powrotna prowadzi przez płytkę, prąd udarowy przepływa przez masę sygnałową i wytwarza na niej spadek napięcia, który dla układów zasilanych z tej masy jest zaburzeniem nie do odróżnienia od przepięcia na wejściu. Element ochronny odprowadzający prąd do masy sygnałowej może więc pogorszyć sytuację zamiast ją poprawić.

Mit: dobre uziemienie załatwia sprawę

Zdanie „trzeba to porządnie uziemić” pada w rozmowach o przepięciach częściej niż jakiekolwiek inne i jest w większości przypadków bezużyteczne, a bywa szkodliwe. Powód jest fizyczny i wynika wprost z rachunków przeprowadzonych w pierwszej części cyklu.

Uziemienie to przewód, a przewód ma indukcyjność rzędu mikrohenra na metr. Przy udarze 8/20 µs o prądzie szczytowym 2000 A szybkość zmian prądu wynosi $2{,}5{\cdot}10^8$ A/s, więc na każdym metrze przewodu uziemiającego odkłada się około 250 V. Trzymetrowy przewód do szyny uziemiającej to 750 V – niezależnie od tego, jak dobre jest samo uziemienie na końcu tego przewodu. Rezystancja uziomu, wokół której toczy się większość dyskusji, przy zjawiskach mikrosekundowych jest wielkością drugorzędną wobec indukcyjności drogi.

Wniosek pierwszy: skuteczność nie zależy od jakości uziemienia, tylko od długości i geometrii drogi, którą

Trzy reguły layoutu, które decydują o skuteczności

- Element ochronny jak najbliżej złącza, po stronie zewnętrznej. Ścieżka od styku złącza do elementu ma być najkrótsza w całym torze – krótsza niż ścieżka od elementu do chronionego układu.
- Droga powrotna prądu udarowego nie może prowadzić przez masę sygnałową. Prąd należy sprowadzić do punktu odniesienia obudowy albo do wydzielonego obszaru masy przy złączu, połączonego z masą sygnałową w jednym miejscu.
- Pole pętli utworzonej przez ścieżkę sygnałową i jej drogę powrotną ma być jak najmniejsze, bo napięcie indukowane rośnie liniowo z polem tej pętli. Dwukrotne zmniejszenie pola pętli to dwukrotnie mniejsze zaburzenie – i żaden element ochronny tego nie zastąpi, bo zaburzenie powstaje już za nim.

Reguły te wynikają z fizyki sprzężenia opisanej w pierwszej części cyklu i są w praktyce ważniejsze od różnicy kilku woltów w napięciu ograniczania między dwoma katalogowymi zamiennikami.

eprasa.pl 19a5b96348

prąd do niego płynie. Wniosek drugi, mniej oczywisty: „uziemienie” w zdaniu o ochronie przepięciowej zwykle w ogóle nie oznacza połączenia z ziemią, tylko punkt odniesienia, względem którego napięcie jest ograniczane. Tym punktem bywa obudowa, ekran kabla albo płaszczyzna masy – i o jego wyborze decyduje to, dokąd prąd zaburzenia ma wrócić, a nie to, co jest podłączone do uziomu.

Sformułowanie poprawne brzmi więc: prąd zaburzenia musi mieć krótką drogę powrotną do punktu, z którego przyszedł. Jeżeli przyszedł ekranem kabla, ma wrócić do ekranu. Jeżeli przyszedł przewodem ochronnym, ma wrócić do przewodu ochronnego. Wyprowadzenie go zamiast tego w stronę odległego uziomu wydłuża drogę, podnosi napięcie i często przeprowadza prąd przez obszary układu, przez które nie powinien płynąć.

Sześć torów, sześć rozwiązań

Poniżej typowe konfiguracje. Nie są to gotowe schematy – są to zestawy decyzji wraz z uzasadnieniem, bo każda instalacja narzuca własne warunki brzegowe.

Wejście sieciowe prądu przemiennego

Warunek brzegowy: fala kombinowana o impedancji źródła 2 Ω, poziom zależny od klasy ekspozycji, do 4 kV dla klasy 4. Do tego przepięcie dorywcze, które w układzie TN-C po przerwaniu przewodu PEN podnosi napięcie fazowe do wartości bliskiej 400 V na godziny.

Rozwiązanie: warystor między przewodem fazowym a neutralnym, obowiązkowo z rozłącznikiem termicznym albo z szeregowym zabezpieczeniem nadprądowym dobranym pod scenariusz przepięcia dorywczego. Dla ochrony wobec ziemi – układ warystor plus odgromnik gazowy w szereg, co eliminuje prąd upływu do przewodu ochronnego przy normalnej pracy. Za nimi filtr przeciwzakłóceniowy, którego dławik prądu wspólnego pełni jednocześnie funkcję impedancji rozdzielającej dla dalszych stopni. Zabezpieczenie nadprądowe dobiera się według całki Joule’a tak, żeby nie przepalało się od normalnych udarów.

Zasilanie przemysłowe 24 V prądu stałego

Warunek brzegowy inny niż powyżej: brak przejścia prądu przez zero, więc każdy element przełączający napięcie grozi zatrzaskiem i pozostaje zwarty aż do zadziałania zabezpieczenia. Odgromnik gazowy jest tu wykluczony jako element samodzielny.

Rozwiązanie: dioda TVS dobrana z zapasem nad 24 V – przy uwzględnieniu dopuszczalnych wahań napięcia zasilania, które w instalacjach przemysłowych bywają znaczne – plus warystor przed nią, jeżeli linia jest długa, z indukcyjnością przewodu jako impedancją rozdzielającą. Przy wymaganiu ciągłości pracy warto rozważyć aktywny ogranicznik szeregowy zamiast bocznikowania energii do masy.

RS-485 i CAN

Warunek brzegowy: tor symetryczny, sieć sprzęgająca w badaniu podnosi impedancję źródła do 42 Ω, ale w rzeczywistej instalacji obiektowej udar przychodzi głównie w postaci wspólnej, między parą przewodów a lokalną ziemią.

Rozwiązanie dwustopniowe: odgromnik gazowy trójelektrodowy między obiema liniami a punktem odniesienia, rezystory koordynujące o wartości co najmniej 10 Ω w każdej linii, a za nimi ochronnik tyrystorowy albo dioda TVS dobrana pod poziom sygnału. Prąd szczytowy elementu wtórnego liczy się z rachunku przeprowadzonego w części pierwszej: przy 1 kV i impedancji obwodu 2 Ω popłynie 500 A i element o wytrzymałości 300 A będzie za słaby. Rezystory koordynujące muszą być wykonaniem impulsowym, nie zwykłymi grubowarstwowymi.

Ethernet i PoE

Warunek brzegowy: transformator separujący daje wysoką wytrzymałość w postaci wspólnej, ale nie chroni przed przepięciem różnicowym między żyłami pary, a przy zasilaniu PoE dochodzi napięcie robocze rzędu 48 V, przy którym element ochronny musi pozostać wyłączony.

Sylwetki

Michel Mardiguian
Autor monografii poświęconej wyładowaniom elektrostatycznym, wydanej po raz trzeci przez Wiley we współpracy z IEEE Press. Książka obejmuje fizykę zjawiska, sprzężenie wyładowania do płytek drukowanych i wiązek kablowych wraz z policzonymi amplitudami i widmami pola w funkcji odległości, specyfikacje i procedury badawcze, projektowanie pod kątem odporności oraz diagnostykę – z opisami przypadków rzeczywistych wraz z zastosowanymi rozwiązaniami. Autor licznych prac z zakresu kompatybilności elektromagnetycznej, konsultant przemysłowy i wykładowca.

Douglas C. Smith
Przepracował dwadzieścia sześć lat w AT&T Bell Laboratories, odchodząc ze stanowiska Distinguished Member of Technical Staff, następnie kierował rozwojem i badaniami w dziedzinie kompatybilności elektromagnetycznej w Auspex Systems. Autor książki o pomiarach wielkiej częstotliwości i szumach w układach elektronicznych, pozostającej podstawowym źródłem metodyki pomiaru zaburzeń impulsowych. Prowadzi zajęcia na Uniwersytecie Oksfordzkim i publikuje materiały techniczne w serwisie emcesd.com. Jego badania nad zasięgiem wyładowania elektrostatycznego – omawiane w pierwszej części cyklu – pokazują, że kontrola ESD ograniczona do stanowiska montażowego jest niewystarczająca.

eprasa.pl 19a5b96348

Rozwiązanie: elementy o małej pojemności między żyłami każdej pary, dobrane pod napięcie robocze zasilania PoE, oraz odprowadzenie postaci wspólnej do obudowy przez odgromnik lub kondensator o odpowiedniej wytrzymałości napięciowej. Napięcie ograniczania elementu należy skonfrontować z wytrzymałością układu sterownika PoE – zwykle rzędu 100 V, co wyznacza górną granicę doboru.

Interfejs szybki: USB, HDMI, tor wielkiej częstotliwości

Warunek brzegowy: pojemność wnoszona do toru jest tu ograniczeniem twardszym niż wytrzymałość udarowa. Zagrożeniem jest wyładowanie elektrostatyczne przy złączu, nie udar instalacyjny.

Rozwiązanie: element niskopojemnościowy, poniżej 0,5 pF, albo macierz diodowa, dobierany nie po katalogowym napięciu ograniczania, lecz po rezystancji dynamicznej – to ona decyduje o napięciu przy prądzie rzeczywistego wyładowania. Wartością odniesienia jest pomiar metodą TLP przy prądzie 16 A, odpowiadającym przebiegowi z IEC 61000-4-2 dla 8 kV w chwili 30 ns. Layout jest tu równie ważny jak element: droga od styku złącza do elementu i dalej do punktu odniesienia musi być liczona w milimetrach.

Wejście analogowe: pętla 4...20 mA i wejście wzmacniacza

Warunek brzegowy najtrudniejszy z całej szóstki omawianych przypadków, bo ochrona i dokładność pomiaru podążają w przeciwne strony. Każdy element ochronny wnosi prąd spoczynkowy, każdy rezystor szeregowy wnosi napięcie niezrównoważenia i szum termiczny.

Rozwiązanie zalecane przez Analog Devices w materiałach poświęconych ochronie wejść wzmacniaczy: rezystor szeregowy dobrany pod kątem zapobiegania odwróceniu fazy zwykle wystarcza jednocześnie do bezpiecznego ograniczenia prądu płynącego przez wewnętrzne diody ochronne wzmacniacza. Gdy potrzebna jest ochrona mocniejsza, dodaje się diody Schottky'ego o napięciu przewodzenia rzędu 0,4 V, które zaczynają przewodzić wcześniej niż wewnętrzne struktury ochronne układu, a rezystor ogranicza przez nie prąd. Cena jest wprost policzalna: rezystor wnosi do toru szum termiczny i błąd niezrównoważenia, a diody – własny prąd upływu, zależny od temperatury. Dla przetwornika o rozdzielczości 16 bitów i wyżej ten rachunek trzeba wykonać, a nie oszacować.

Punkt sporny: czy izolacja galwaniczna zastępuje ochronę przepięciową

W torach obiektowych powtarza się pytanie, czy zamiast rozbudowanej ochrony bocznikującej nie wystarczy oddzielić wejście izolacją galwaniczną o odpowiedniej wytrzymałości. Argumenty są po obu stronach i warto je znać, bo wybór między nimi decyduje o architekturze całego wyrobu.

Za izolacją przemawia to, że rozwiązuje ona problem u źródła. Przepięcie wspólne wynika ze wzrostu potencjału ziemi na jednym końcu instalacji względem drugiego; jeżeli wejście nie ma z tym potencjałem połączenia stałoprądowego, napięcie to nie wymusza przepływu prądu przez chroniony obwód. Rozwiązanie działa niezależnie od amplitudy do granicy wytrzymałości izolacji, nie zużywa się z każdym zdarzeniem i nie wymaga koordynacji stopni. W torach 4...20 mA, RS-485 i w wejściach dwustanowych bywa najprostszą drogą do rzeczywistej odporności.

Przeciw izolacji przemawiają trzy rzeczy. Po pierwsze, izolacja ma pojemność – rzędu pojedynczych pikofaradów – i przy zaburzeniu o czasie narastania poniżej nanosekundy ta pojemność stanowi drogę o niskiej impedancji; izolacja skuteczna wobec udaru mikrosekundowego niekoniecznie zatrzyma wyładowanie elektrostatyczne. Po drugie, wytrzymałość izolacji jest wielkością skończoną i po przebiciu nie odbudowuje się, a przebicie bariery izolacyjnej jest awarią poważniejszą niż uszkodzenie diody, bo dotyczy bezpieczeństwa, nie tylko funkcji. Po trzecie, izolacja przenosi problem, a nie usuwa go: prąd zaburzenia nadal gdzieś płynie i jeżeli po stronie odizolowanej nie ma dla niego drogi powrotnej, znajdzie ją tam, gdzie projektant jej nie przewidział.

Stanowisko praktyczne, które można przyjąć: izolacja galwaniczna i ochrona bocznikująca nie są rozwiązaniami konkurencyjnymi, tylko komplementarnymi, i rozwiązują różne części tego samego problemu. Izolacja odcina drogę stałoprądową dla przepięcia wspólnego i podnosi dopuszczalną różnicę potencjałów. Ochrona bocznikująca daje prądowi zaburzenia zdefiniowaną drogę powrotną i ogranicza napięcie na samej barierze izolacyjnej, chroniąc ją przed przebiciem. Urzadzenie odporne ma jedno i drugie, przy czym element ochronny umieszcza się po zewnętrznej stronie bariery – tak, żeby prąd wracał do obudowy, nie przez izolację.

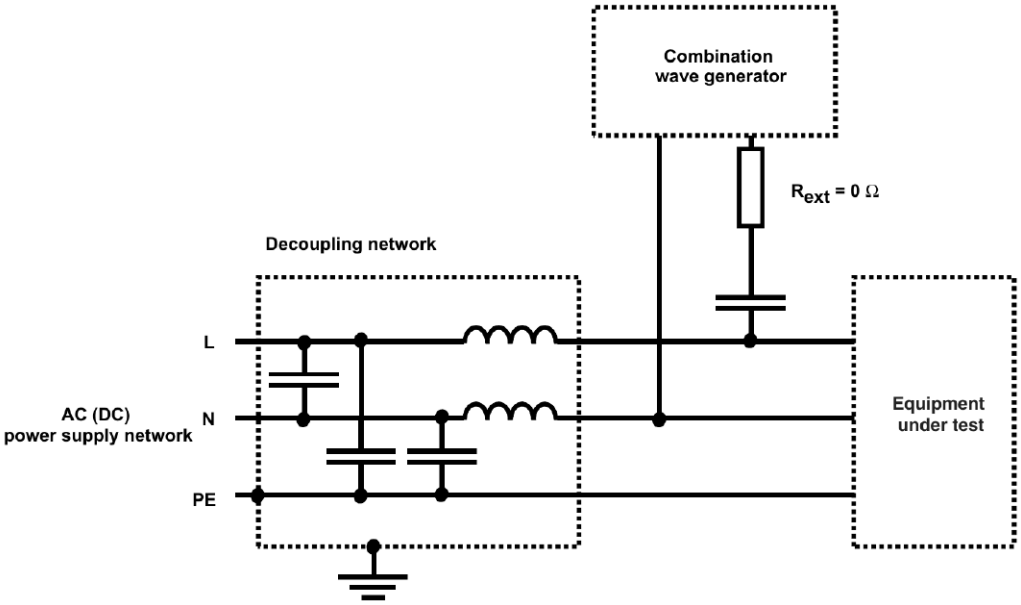
Weryfikacja – co i czym mierzyć

Ochrona przepięciowa jest jedną z niewielu dziedzin projektowania, w której nie da się sprawdzić poprawności rozwiązania inaczej niż doświadczalnie. Symulacja obwodowa nie odwzoruje ani rozkładu pola, ani indukcyjności rzeczywistego layoutu, ani zachowania elementu przy prądzie tysiąckrotnie większym niż w karcie katalogowej.

Układy badania według IEC 61000-4-5

Norma przewiduje trzy konfiguracje, różniące się rezystorem zewnętrznym i sposobem przyłączenia. Warto je znać, bo to od nich zależy, jaka część udaru faktycznie dociera do badanego wyrobu.

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 2. Układ badania przepięciem różnicowym. Generator fali kombinowanej dołączony między przewód fazowy a neutralny, rezystor zewnętrzny Rext = 0 Ω, więc impedancja źródła wynosi 2 Ω. Sieć odsprzęgająca odcina udar od sieci zasilającej. Źródło: STMicroelectronics, nota aplikacyjna AN4275, rysunek 4

Pomiar metodą TLP

Metoda impulsu linii transmisyjnej (ang. transmission line pulse) polega na rozładowaniu odcinka linii transmisyjnej o znanej impedancji na badany element. Otrzymuje się impuls prądowy o prostokątnym kształcie i czasie trwania rzędu 100 ns, w trakcie którego mierzy się napięcie ustalone na elemencie.

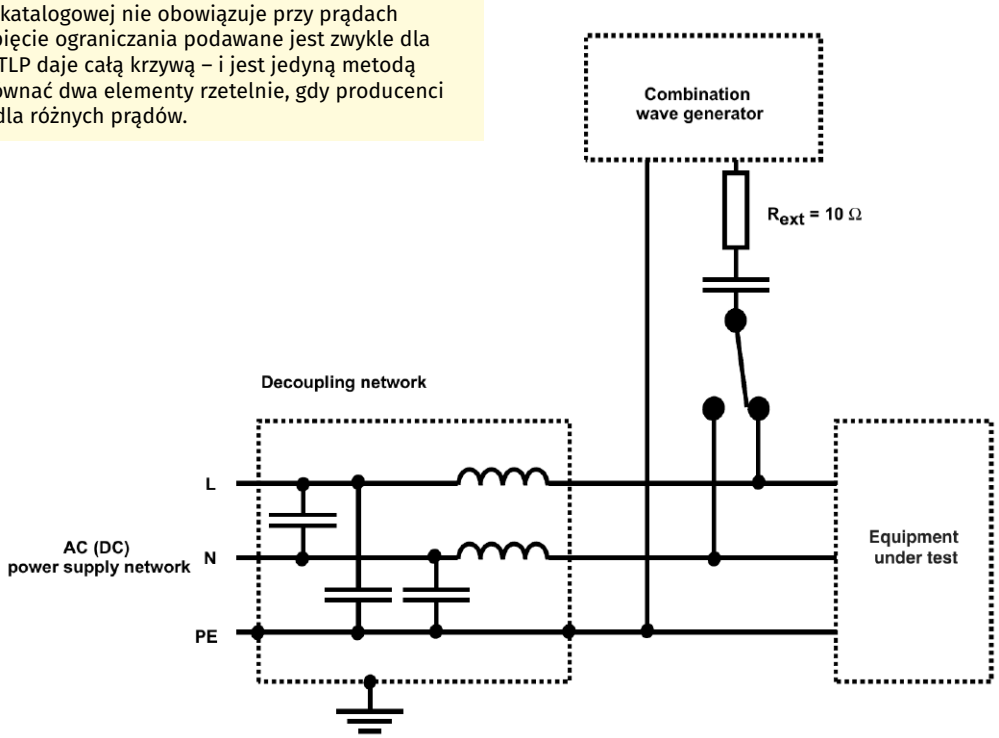
Powtarzając pomiar przy rosnących wartościach prądu, odtwarza się punkt po punkcie charakterystykę prądowo-napięciową elementu w zakresie prądów udarowych. Z nachylenia tej charakterystyki odczytuje się rezystancję dynamiczną, a z jej przebiegu – napięcie wyzwolenia i napięcie podtrzymania, jeżeli element wykazuje snapback. Metodę opisuje norma ANSI/ESD STM5.5; pracami grupy roboczej ESD Association do spraw tej metody kieruje od 2001 roku Steven Voldman.

Do czego to potrzebne konstruktorowi: charakterystyka statyczna z karty katalogowej nie obowiązuje przy prądach udarowych, a napięcie ograniczania podawane jest zwykle dla jednego punktu. TLP daje całą krzywą – i jest jedyną metodą pozwalającą porównać dwa elementy rzetelnie, gdy producenci podają wartości dla różnych prądów.

Różnica między tymi dwoma układami tłumaczy wynik, który dla wielu konstruktorów bywa zaskoczeniem: wyrób przechodzi badanie różnicowe i nie przechodzi wspólnego, albo odwrotnie. Element ochronny włączony między przewody sygnałowe nie ogranicza przepięcia wspólnego – bo to przepięcie na nim po prostu nie występuje.

Czym mierzyć zaburzenia impulsowe

Metodyka pomiaru jest osobnym rzemiosłem i w tym miejscu wypada odesłać do Douglasa C. Smitha, którego prace poświęcone pomiarom wielkiej częstotliwości i zaburzeń



Rysunek 3. Układ badania przepięciem wspólnym. Generator dołączony między przewody robocze a przewód ochronny, rezystor zewnętrzny Rext = 10 Ω, więc impedancja źródła wynosi 12 Ω. Dla portów sygnałowych symetrycznych stosuje się Rext = 40 Ω, co daje 42 Ω. Źródło: STMicroelectronics, nota aplikacyjna AN4275, rysunek 5

eprasa.pl 19a5b96348

Tabela 1. Cechy odróżniające trzy klasy uszkodzeń. Zestawienie własne redakcji na podstawie literatury przywołanej w bibliografii

Objaw	ESD	Szybkie procesy przejściowe (EFT)	Udar
Ślad na elemencie	punktowe przetopienie na krawędzi struktury, często niewidoczne bez mikroskopu	zwykle brak śladu; uszkodzenie ujawnia się jako degradacja parametrów	wyraźne przetopienie, rozerwanie obudowy, ślady sadzy
Miejsce uszkodzenia	wejście najbliższe złącza dostępnego dla użytkownika	wejścia sterujące i zegarowe; częściej zawieszenie niż uszkodzenie	element ochronny, ścieżki zasilania, izolacja galwaniczna
Powtarzalność	pojedyncze, przypadkowe, trudne do odtworzenia	skorelowane z pracą styczników, falowników, silników	skorelowane z burzami i operacjami łączeniowymi w sieci
Liczba egzemplarzy	pojedyncze sztuki, rozproszone	wiele sztuk w tym samym środowisku	wiele sztuk naraz, w jednej lokalizacji

impulsowych pozostają podstawowym źródłem. Trzy zasady wynikające z jego metodyki mają charakter praktyczny.

- Sonda napięciowa z przewodem masowym nie nadaje się do pomiaru zaburzeń impulsowych. Przewód masowy tworzy pętlę, która sama zbiera pole i staje się częścią mierzonego obwodu – mierzy się wtedy własną sondę, nie badany układ.
- Do zaburzeń w postaci wspólnej właściwym narzędziem jest sonda prądowa obejmująca cały pęk przewodów. Pokazuje ona prąd, który przez ten pęk płynie, a więc dokładnie tę wielkość, której sonda napięciowa nie widzi.
- Do lokalizowania źródła i drogi zaburzenia służy mała sonda pętlowa, którą przesuwa się nad płytką. Nie daje wartości bezwzględnych, ale pokazuje, którędy prąd faktycznie płynie – a to jest zwykle pytanie, na które trzeba odpowiedzieć jako pierwsze.

Diagnostyka po awarii

Uszkodzone urządzenie wraca z obiektu bez opisu zdarzenia. Rozróżnienie, czy przyczyną było wyładowanie elektrostatyczne, paczka szybkich procesów przejściowych czy udar, zmienia całkowicie zestaw środków zaradczych, a wskazówki są wystarczająco wyraźne, żeby postawić hipotezę.

Dwie uwagi do **tabeli 1**. Po pierwsze, brak śladu na elemencie nie oznacza, że go nie uszkodzono – struktura półprzewodnikowa może mieć zdegradowane parametry przy nienaruszonej obudowie, co ujawnia się dopiero jako wzrost prądu spoczynkowego albo obniżenie napięcia przebicia. Po drugie, uszkodzenie elementu ochronnego jest informacją, a nie tylko usterką: mówi, że element zadziałał i że zagrożenie jest większe od przyjętego przy doborze.

Pistolet ESD

Symulator wyładowania elektrostatycznego według IEC 61000-4-2 to w istocie kondensator 150 pF rozładowywany przez rezystor 330 Ω – wartości odwzorowujące pojemność ciała ludzkiego i rezystancję dłoni oraz skóry. Napięcie ładowania sięga 8 kV przy wyładowaniu kontaktowym i 15 kV przy powietrznym.

Badanie obejmuje wyładowanie bezpośrednie w dostępne dla użytkownika elementy wyrobu oraz wyładowanie pośrednie w poziomą i pionową płaszczyznę sprzęgającą, umieszczone w zdefiniowanej odległości. Ta druga procedura odwzorowuje sytuację, w której wyładowanie nastąpiło obok urządzenia, a nie w nie – i to ona, a nie wyładowanie bezpośrednie, bywa w praktyce trudniejsza do przejścia.

Rozwiązanie przypadku z pierwszej części

Wróćmy do zestawu objawów, od którego zaczęliśmy cykl trzech artykułów. Przetwornik z wyjściem prądowym 4...20 mA, dioda TVS na wejściu pętli, badanie odporności na udar według IEC 61000-4-5 na poziomie 3 zaliczone z protokołem – i seryjne uszkodzenia po instalacji na obiekcie, gdzie między szafą sterowniczą a przetwornikiem biegnie kilkaset metrów kabla w ziemi.

Analiza wymaga trzech fragmentów wiedzy zebranej po drodze.

1. Dioda TVS była włączona różnicowo, między przewody pętli. Chroniła więc przed przepięciem różnicowym. Zdarzenie na obiekcie miało charakter przepięcia wspólnego: kilkaset metrów kabla w ziemi tworzy z lokalnym uziemieniem układ, w którym przy wyładowaniu w pobliżu potencjał ziemi przy jednym końcu kabla rośnie względem potencjału przy drugim. Napięcie to pojawia się między całą pętlą a punktem odniesienia – a więc tam, gdzie diody nie ma. Dioda przez cały czas trwania zdarzenia pozostawała wyłączona.
2. Drogą, którą prąd znalazł, była izolacja wejścia. Skoro nie ma elementu odprowadzającego prąd z pętli do punktu odniesienia, prąd wspólny przepływa przez pojemność i rezystancję izolacji między wejściem a obudową, i to ona ulega przebiciu. Uszkodzeniu ulega wejście, a nie dioda – co w serwisie prowadzi do fałszywego wniosku, że dioda była za słaba.
3. Protokół badania był rzetelny i niczego nie przeoczono. Badanie na poziomie 3 wykonano zapewne w konfiguracji różnicowej albo z krótkimi przewodami, w warunkach, w których zagrożenie wspólne nie występuje w takiej postaci jak na obiekcie. Sam zapis „2 kV" nie mówi, między czym a czym te 2 kV przyłożono – a to jest w tym przypadku cała informacja.

eprasa.pl 19a5b96348

Słowniczek – hasła wprowadzone w tej części

Hasła z części pierwszej i drugiej pozostają w mocy; poniżej wyłącznie terminy, które pojawiły się po raz pierwszy w tym artykule.

Impedancja rozdzielająca – Impedancja włączona szeregowo między dwa stopnie ochrony, wytwarzająca różnicę napięć potrzebną do zadziałania stopnia pierwotnego. Bez niej kaskada nie działa.

Odgromnik trójelektrodowy – Odgromnik gazowy z trzema elektrodami we wspólnej komorze, zapewniający jednoczesne zadziałanie dla obu przewodów pary symetrycznej względem punktu odniesienia.

Pistolet ESD – Symulator wyładowania elektrostatycznego według IEC 61000-4-2: kondensator 150 pF rozładowywany przez rezystor 330 Ω, do 8 kV kontaktowo i 15 kV powietrznie.

Płaszczyzna sprzęgająca – Metalowa płyta, pozioma lub pionowa, w którą wykonuje się wyładowanie pośrednie w badaniu odporności na ESD, odwzorowujące wyładowanie obok urządzenia, a nie w nie.

Przeniesienie przewodzenia – Moment, w którym w układzie dwustopniowym prąd udarowy przejmuje ogranicznik pierwotny, odciążając ogranicznik wtórny. Zachodzi dopiero po przekroczeniu progu napięciowego wyznaczonego przez impedancję rozdzielającą.

Sonda pętlowa – Mała sonda magnetyczna do lokalizowania dróg przepływu prądu zaburzenia nad płytką drukowaną. Nie daje wartości bezwzględnych, pokazuje trasę prądu.

Sonda prądowa – Przekładnik obejmujący pęk przewodów, mierzący prąd wypadkowy – właściwe narzędzie do zaburzeń w postaci wspólnej, niewidocznych dla sondy napięciowej.

TLP – Pomiar impulsem linii transmisyjnej: prostokątny impuls prądowy o czasie trwania rzędu 100 ns, pozwalający odtworzyć charakterystykę elementu ochronnego przy prądach udarowych. Norma ANSI/ESD STM5.5.

Wyładowanie kontaktowe i powietrzne – Dwie procedury badania odporności na ESD: pierwsza z bezpośrednim dotknięciem końcówki symulatora, druga z przeskokiem iskry przez powietrze. Wyniki nie są porównywalne.

Środki zaradcze wynikają z tej analizy wprost: element odprowadzający prąd wspólny z obu przewodów pętli do punktu odniesienia obudowy, rezystory koordynujące w każdym przewodzie, ochrona różnicowa dopiero za nimi, oraz – co często okazuje się najskuteczniejsze – izolacja galwaniczna wejścia o wytrzymałości dobranej do spodziewanego wzrostu potencjału ziemi. Żadne z tych rozwiązań nie wynikało z karty katalogowej diody.

Lista kontrolna

Dwanaście pytań do przejścia przed zamknięciem projektu ochrony. Każde z nich odsyła do któregoś z trzech artykułów cyklu.

- ☐ 1. Czy dla każdego portu ustalono kształt przebiegu, amplitudę, impedancję źródła i szacowaną częstość wystąpień – a nie tylko poziom badania z normy?
- ☐ 2. Czy rozróżniono zagrożenie różnicowe i wspólne, i czy dla każdego z nich przewidziano osobną drogę odprowadzenia prądu?
- ☐ 3. Czy napięcie ograniczania sprawdzono dla prądu, który rzeczywiście popłynie, a nie tylko odczytano z nagłówka karty katalogowej?
- ☐ 4. Czy napięcie przebicia ma zapas nad maksymalnym napięciem roboczym obwodu, z uwzględnieniem wahań zasilania i temperatury?
- ☐ 5. Czy dla elementów przełączających napięcie sprawdzono, że prąd podtrzymania jest większy od prądu, jaki obwód może dostarczyć – czyli że nie dojdzie do zatrzasku?
- ☐ 6. Czy między stopniami kaskady jest impedancja rozdzielająca o wartości wynikającej z rachunku, a nie z rozmieszczenia elementów na płytce?
- ☐ 7. Czy warystor w obwodzie zasilanym z sieci ma rozłącznik termiczny albo szeregowe zabezpieczenie dobrane pod scenariusz przepięcia dorywczego?
- ☐ 8. Czy zabezpieczenie nadprądowe dobrano według całki Joule'a tak, żeby nie przepalało się od udarów przechodzących przez ogranicznik?
- ☐ 9. Czy element ochronny leży przy złączu, a ścieżka od styku do elementu jest krótsza niż od elementu do chronionego układu?
- ☐ 10. Czy droga powrotna prądu udarowego omija masę sygnałową?
- ☐ 11. Czy pojemność wnoszona przez elementy ochronne mieści się w założeniach toru sygnałowego przy najwyższej przewidzianej przepływności?
- ☐ 12. Czy przyjęte rozwiązanie zweryfikowano pomiarowo, a nie tylko obliczeniowo – i czy w protokole zapisano, między którymi punktami przyłożono napięcie badawcze?

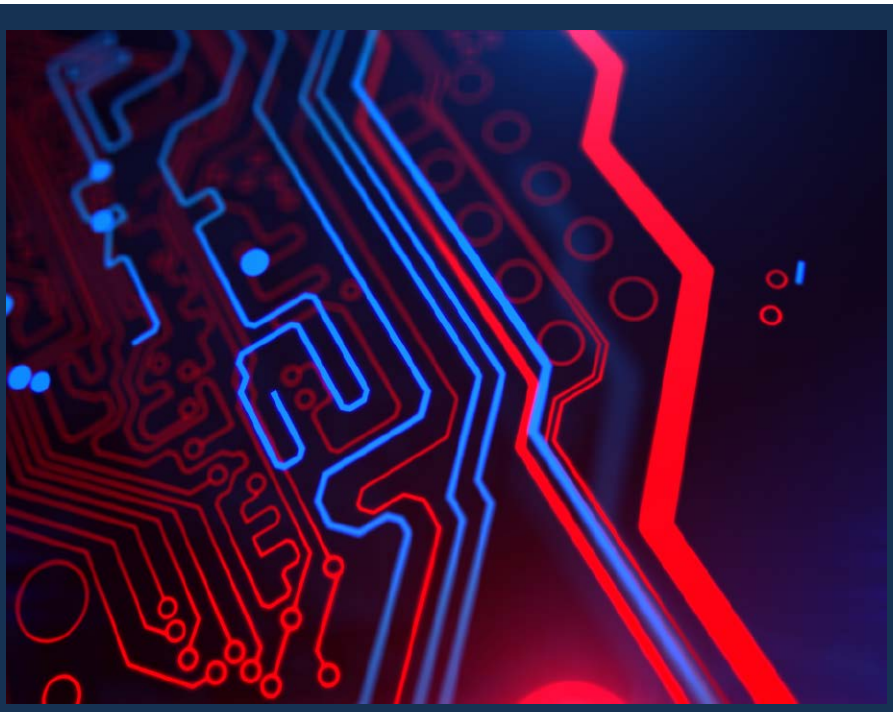
Bibliografia

1. F.D. Martzloff, Surge Protection Techniques in Low-Voltage AC Power Systems, Proceedings INTELEC '79, © 1979 IEEE; przedruk w antologii NIST: https://www.nist.gov/pml/quantum-measurement/surge-protection-low-voltage-ac-power-circuits/spd-anthology-annotated/spd
2. F.D. Martzloff, Coordination of Surge Protectors in Low-Voltage AC Power Circuits, IEEE Transactions PAS-99, nr 1, 1980.
3. Bourns, High-Speed Electronic Current Limiter Protection – opracowanie o koordynacji stopni i elektronicznym ograniczniku prądu; materiały projektowe do ochrony portu RS-485 (TBU-RS, TISP).
4. STMicroelectronics, IEC 61000-4-5 standard overview, nota aplikacyjna AN4275, DocID024389 Rev 1, 2013.
5. D.C. Smith, High Frequency Measurements and Noise in Electronic Circuits, Van Nostrand Reinhold 1993; materiały techniczne w serwisie emcesd.com.
6. M. Mardiguian, Electro Static Discharge: Understand, Simulate, and Fix ESD Problems, wyd. 3, Wiley-IEEE 2009.
7. H.W. Ott, Electromagnetic Compatibility Engineering, Wiley 2009.
8. R.B. Standler, Protection of Electronic Circuits from Overvoltages, Wiley 1989/Dover 2002.
9. Analog Devices, materiały o ochronie wejść wzmacniaczy operacyjnych i pomiarowych przed przepięciem oraz o odwróceniu fazy (MT-036, MT-069).
10. S.H. Voldman, ESD: Physics and Devices oraz ESD Basics, Wiley; ANSI/ESD STM5.5 – pomiar metodą TLP.
11. Texas Instruments, System-Level ESD Protection Guide, SSZB130.
12. Normy i zalecenia: IEC 61000-4-2, IEC 61000-4-4, IEC 61000-4-5, IEC 62305, EN 61643-11, ITU-T K.20, K.21 i K.44.

eprasa.pl 19a5b96348

Bibliografia

[1] W. G. Jung, R. Marsh, „Picking Capacitors”, Audio, luty i marzec 1980. https://www.reliablecapacitors.com/information/picking-capacitors.html
[2] C. Bateman, „Capacitor Sounds” (cykl), Electronics World, lipiec 2002 – wrzesień 2003. https://linearaudio.net/cyril-batemans-capacitor-sound-articles
[3] C. Bateman, „Capacitor Sounds 1 – Low Distortion (sub 1 PPM) 1 kHz Test Oscillator”, Electronics World, 2002. https://www.ka-electronics.com/images/pdf/Cyril_Bateman/Bateman_Notes_Cap_Sound_1.pdf
[4] C. Bateman, „Capacitor Sounds 3 – capacitances of 10 nF and smaller”, Electronics World, październik 2002 (uzupełnienie marzec 2003). https://linearaudio.net/sites/linearaudio.net/files/Bateman%20EW%2010%202002%20mar2003%2010%20nF%20and%20less.pdf
[5] C. Bateman, „Capacitor Sounds 6 – 10 to 100 µF capacitors and 100 Hz measurements”, Electronics World, styczeń 2003 (uzupełnienie marzec 2003). https://www.ka-electronics.com/images/pdf/Cyril_Bateman/Bateman_Notes_Cap_Sound_6.pdf
[6] D. Self, „Small Signal Audio Design”, wyd. 3, Routledge 2020.
[7] D. E. L. Shorter, „The Influence of High-Order Products in Non-Linear Distortion”, Electronic Engineering, kwiecień 1950, s. 152–153.
[8] N. Crowhurst, „Some Defects in Amplifier Performance Not Covered by Standard Specifications”, JAES, październik 1957, s. 195–201.
[9] E. R. Geddes, L. W. Lee, „Auditory Perception of Nonlinear Distortion – Theory” oraz „Auditory Perception of Nonlinear Distortion”, 115th AES Convention, Nowy Jork 2003. http://www.gedlee.com/Papers/Distortion_AES_II.pdf
[10] „An Interview with Dr. Earl Geddes of GedLee LLC”, Dagogo, 2012. https://www.dagogo.com/an-interview-with-dr-earl-geddes-of-gedlee-llc/
[11] K. Howard, „Euphonic Distortion: Naughty but Nice? Follow-Up”, Stereophile, lipiec 2006. https://www.stereophile.com/content/euphonic-distortion-naughty-nice-follow-july-2006
[12] C.-T. Tan, B. C. J. Moore, N. Zacharov, „The Effect of Nonlinear Distortion on the Perceived Quality of Music and Speech Signals”, JAES, t. 51, nr 11, 2003, s. 1012–1031. https://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=12197
[13] J. Boyk, G. J. Sussman, „Small-Signal Distortion in Feedback Amplifiers for Audio”, California Institute of Technology, 2003. https://www.its.caltech.edu/~musiclab/feedback-paper-acrobat.pdf
[14] D. Self, „Op amps in small-signal audio design – Part 2: Distortion in bipolar and JFET input op amps”, EE Times. https://www.eetimes.com/op-amps-in-small-signal-audio-design-part-2-distortion-in-bipolar-and-jfet-input-op-amps/
[15] D. Self, „Op amps in small-signal audio design – Part 3: Selecting the right op amp”, EE Times. https://www.eetimes.com/op-amps-in-small-signal-audio-design-part-3-selecting-the-right-op-amp/
[16] Analog Devices, „Ask the Applications Engineer – 25: Op Amps Driving Capacitive Loads”, Analog Dialogue. https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/ask-the-applications-engineer-25.html
[17] S. Groner, „Operational Amplifier Distortion”, wrzesień 2008. http://www.op316.com/pdf/ic/opamp_distortion.pdf
[18] P. Rako, „Sam Groner’s op amp distortion study”, EDN, 18 lutego 2009. https://www.edn.com/sam-groners-op-amp-distortion-study/
[19] Karty katalogowe układów NE5532 (Texas Instruments), LM4562 (Texas Instruments), OPA2134 (Texas Instruments) i TL072 (Texas Instruments).
[20] R. A. Greiner, „Amplifier-Loudspeaker Interfacing”, JAES, t. 28, nr 5, 1980, s. 310–315.
[21] F. E. Davis, „Effects of Cable, Loudspeaker, and Amplifier Interactions”, JAES, t. 39, nr 6, 1991. https://aes2.org/publications/elibrary-page/?id=5975
[22] E. Winer, „Audiophoolery”, Skeptic, t. 11, nr 3, 2005 (wersja uzupełniona). https://ethanwiner.com/audiophoolery.html
[23] E. Winer, „The Audio Expert: Everything You Need to Know About Audio”, wyd. 2, Routledge 2018.
[24] IEC TR 60725 (raport techniczny), „Consideration of reference impedances and public supply network impedances for use in determining the disturbance characteristics of electrical equipment having a rated current ≤ 75 A per phase”.
[25] J. Siau, „Audiophile Snake Oil”, Benchmark Media Systems, aktualizacja 5 kwietnia 2024. https://benchmarkmedia.com/blogs/application_notes/audiophile-snake-oil
[26] „Cable vendor slapped for unproven claims”, The Register, 13 stycznia 2011 (orzeczenie ASA w sprawie Russ Andrews Accessories Ltd). https://www.theregister.com/2011/01/13/russ_accessories/
[27] „Class-D amplifier”, Wikipedia (historia: P. J. Baxandall 1959, Sinclair X-10 i X-20, Sony TA-N88, Tripath). https://en.wikipedia.org/wiki/Class-D_amplifier
[28] E. Gaalaas, „Class D Audio Amplifiers: What, Why, and How”, Analog Dialogue, Analog Devices, czerwiec 2006. https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/class-d-audio-amplifiers.html
[29] B. Putzeys, „Simple Self-Oscillating Class D Amplifier with Full Output Filter Control”, 118th AES Convention, Barcelona 2005. https://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=13169
[30] J. Atkinson, „Buckeye Purifi Eigentakt 1ET9040BA monoblock power amplifier – Measurements”, Stereophile, 19 grudnia 2024. https://www.stereophile.com/content/buckeye-purifi-eigentakt-1et9040ba-monoblock-power-amplifier-measurements

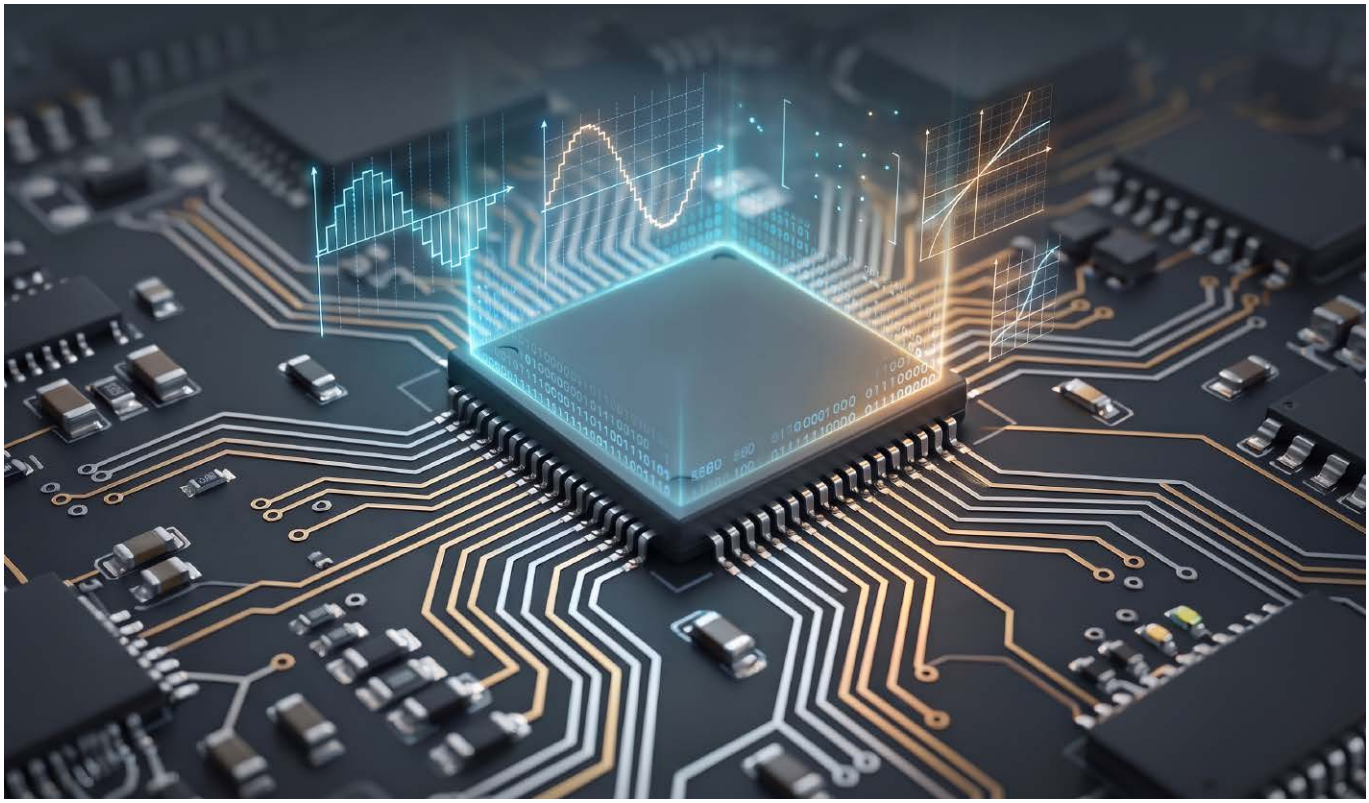


Wydanie EP05/2026 dostępne na www.UlubionyKiosk.pl

Złe nawyki w projektowaniu PCB – jak je zwalczać

Eric Bogatin – dziekan Teledyne LeCroy Signal Integrity Academy i profesor Uniwersytetu Kolorado w Boulder – przez trzy dekady szkolił inżynierów na całym świecie w zakresie integralności sygnałów i zasilania. Wykład wygłoszony na konferencji AltiumLive łączy jego doświadczenia z pracy z praktykującymi inżynierami z aktualną pracą dydaktyczną i badawczą. Centralnym pytaniem wykładu jest: skąd biorą się złe nawyki projektowe i dlaczego tak trudno je wykorzenić?

eprasa.pl 19a5b96348



Gdy nie ma FPU

Liczby stałoprzecinkowe w praktyce konstruktora: formaty, pułapki, funkcje elementarne i pomiar

Jednostka zmiennoprzecinkowa (FPU, ang. Floating-Point Unit) jest dziś w mikrokontrolerach średniej klasy czymś zwyczajnym: Cortex-M4F, M7 czy M33 (w wersji z FPU) liczą na liczbach typu float prawie tak szybko jak na całkowitych. Mogłoby się wydawać, że arytmetyka stałoprzecinkowa – sztuka liczenia ułamków za pomocą liczb całkowitych – przeszła do historii razem z 8-bitowymi procesorami. Tak nie jest. Najtańsze mikrokontrolery nadal nie mają FPU, a niektóre nie mają nawet sprzętowego mnożenia. Wiele procesorów sygnałowych audio liczy wyłącznie w formatach stałoprzecinkowych. Nawet najnowsze akceleratory sprzętowe w mikrokontrolerach STM32 przyjmują dane tylko w takiej postaci. W artykule pokazujemy, kiedy liczby stałoprzecinkowe wciąż się opłacają, jak się nimi posługiwać bez przykrych niespodzianek, jakimi metodami liczyć sinus czy pierwiastek bez FPU oraz jak sprawdzić, czy wybrana metoda jest rzeczywiście szybsza.

Czy to jeszcze potrzebne?

Bez FPU każde działanie na liczbie typu float wykonuje procedura biblioteczna, która rozkłada liczbę na znak, wykładnik i mantysę, liczy na liczbach całkowitych i składa wynik z powrotem. Jedno mnożenie zajmuje wtedy dziesiątki cykli zegara, a funkcje trygonometryczne – setki lub tysiące. Autor artykułu o szybkim sinusie dla mikrokontrolerów STM32, opublikowanego w serwisie Habr, zmierzył, że na Cortex-M4 (którego FPU liczy tylko w pojedynczej precyzji) biblioteczna funkcja sin podwójnej precyzji zajmuje ok. 2500 cykli na jedno wywołanie. W regulatorze, który ma wykonać obliczenia kilka tysięcy razy na sekundę, to za dużo.

eprasa.pl 19a5b96348

Tabela 1. Zasoby arytmetyczne wybranych rodzin mikrokontrolerów (dane z dokumentacji producentów; liczba cykli zależy od konkretnej implementacji rdzenia)

Rodzina	Mnożenie	Dzielenie	FPU	Uwagi
AVR (ATmega)	8×8 bitów, 2 cykle	brak	brak	klasyczne ATtiny nie mają nawet mnożenia
CH32V003 (RV32EC)	brak	brak	brak	wszystko programowo
Cortex-M0/M0+	32×32 → 32 bity, 1 lub 32 cykle (zależnie od wersji)	brak	brak	RP2040: dodatkowy dzielnik sprzętowy (8 cykli)
Cortex-M3	32×32 → 64 bity	sprzętowe, 2...12 cykli	brak	
Cortex-M4F, M7	jak M3 + instrukcje DSP (MAC, nasycanie)	sprzętowe	pojedynczej precyzji (M7 także podwójnej, opcjonalnie)	
STM32G4, U5, H5 i część H7	jak M4F/M33	sprzętowe	tak	koprocesor CORDIC (q1.15, q1.31)

Jakimi zasobami arytmetycznymi dysponują popularne rodziny mikrokontrolerów, zestawia **tabela 1**. Arytmetyka stałoprzecinkowa pozostaje naturalnym wyborem w czterech sytuacjach. Pierwsza to najtańsze układy: Cortex-M0 i M0+, 8-bitowe AVR czy chiński CH32V003 z rdzeniem RISC-V w odmianie RV32EC, pozbawionej rozszerzenia M, czyli sprzętowego mnożenia. Druga to procesory sygnałowe audio – na przykład popularny ADAU1701 liczy wyłącznie w formacie stałoprzecinkowym. Trzecia to akceleratory sprzętowe, takie jak koprocesor CORDIC w nowszych STM32, przyjmujący dane w formatach q1.15 i q1.31. Czwarta to układy programowalne FPGA, w których jednostka zmiennoprzecinkowa zajmuje wielokrotnie więcej zasobów niż stałoprzecinkowa. Do tego dochodzi zaleta mniej oczywista: poprawnie napisane obliczenia całkowitoliczbowe dają bitowo identyczny wynik, niezależnie od kompilatora i ustawień optymalizacji, co ułatwia testowanie – pod warunkiem, że kod omija opisane dalej pułapki języka C.

Format Q bez tajemnic

Liczba stałoprzecinkowa to zwykła liczba całkowita, której część bitów umownie traktujemy jako ułamek. W zapisie Qm.n litera m oznacza liczbę bitów części całkowitej, a n – części ułamkowej; bit znaku liczy się osobno albo wlicza do m, zależnie od przyjętej konwencji, co w dokumentacji trzeba zawsze sprawdzić. W tym artykule bit znaku wliczamy do m – stąd zapis q1.15 dla formatu Q15. Wartość rzeczywistą otrzymuje się, dzieląc liczbę całkowitą przez 2^n. Przykładowo w formacie Q15 (16 bitów, z czego 15 ułamkowych) liczba całkowita 16 384 oznacza $16\,384 / 2^{15} = 0{,}5$. Zakres takiej liczby to od −1 do prawie +1, a rozdzielczość – 2^{-15}, czyli ok. $3 \cdot 10^{-5}$.

Wybór formatu jest kompromisem między zakresem a rozdzielczością przy stałej liczbie bitów. Dane z przetwornika A/C czy próbki audio naturalnie mieszczą się w przedziale od −1 do +1, więc pasują do nich formaty Q15 i Q31. Wielkości fizyczne o większym zakresie – prędkości, temperatury, współczynniki regulatora – wymagają formatu z częścią całkowitą, np. Q16.16. Typowe formaty zestawia tabela 2. Ciekawym przypadkiem jest format 5.23 procesora audio ADAU1701: 23 bity ułamkowe dają jedynkę równą $2^{23} = 8\,388\,608$, a pięć bitów części całkowitej pozwala wewnątrz procesora przekroczyć pełne wysterowanie aż szesnastokrotnie, czyli o ok. 24 dB. Dzięki temu podbicia w korektorach nie przepełniają obliczeń; ograniczeniem pozostaje dopiero przetwornik C/A na wyjściu.

Cztery działania i ich pułapki

Dodawanie i odejmowanie liczb w tym samym formacie to zwykłe działania całkowitoliczbowe – pod warunkiem, że wynik nie wyjdzie poza zakres. Przepełnienie w arytmetyce całkowitej zawija się: suma dwóch dużych liczb dodatnich staje się nagle ujemna. W sygnale audio daje to głośny trzask, w regulatorze – skok wyjścia w przeciwną stronę. Dlatego w obliczeniach stałoprzecinkowych stosuje się nasycanie: wynik, który przekroczyłby zakres, jest ograniczany do wartości maksymalnej lub minimalnej. Rdzenie Cortex-M4 i M7 mają do tego gotowe instrukcje (np. QADD i SSAT), z których korzystają biblioteki DSP.

Mnożenie jest trudniejsze. Iloczyn dwóch liczb Q15 ma 30 bitów ułamkowych, więc trzeba go policzyć z podwójną długością (32 bity), a następnie przesunąć o 15 bitów w prawo, by wrócić do Q15. Samo przesunięcie obcina wynik, co daje błąd systematyczny w jedną stronę; lepiej przed przesunięciem dodać połowę najmniej znaczącego bitu,

Tabela 2. Typowe formaty stałoprzecinkowe

Format	Bity	Zakres	Rozdzielczość / zastosowanie
Q15 (q1.15)	16	od −1 do +0,99997	$3{,}05 \cdot 10^{-5}$; próbki audio, CORDIC 16-bitowy, CMSIS-DSP
Q31 (q1.31)	32	od −1 do prawie +1	$4{,}7 \cdot 10^{-10}$; filtry o dużej dynamice, CORDIC 32-bitowy
Q16.16	32	od −32 768 do +32 767,99998	$1{,}5 \cdot 10^{-5}$; wielkości fizyczne, biblioteka libfixmath
5.23 (ADAU1701)	28	od −16 do prawie +16	$1{,}2 \cdot 10^{-7}$; obróbka audio z zapasem 24 dB

eprasa.pl 19a5b96348

```
/* Listing 1. Mnożenie Q15 z zaokrągleniem i nasycaniem */
static inline int16_t q15_mul(int16_t a, int16_t b)
{
    int32_t p = (int32_t)a * b;    /* iloczyn w formacie Q30   */
    p += 1L << 14;                 /* zaokrąglenie             */
    p >>= 15;                      /* powrót do Q15            */
    if (p > 32767) p = 32767;      /* nasycenie: (-1)*(-1)     */
    return (int16_t)p;
}
```

czyli zaokrąglić. Pozostaje jeden przypadek szczególny: (–1) · (–1) = +1, a tej wartości w formacie Q15 nie da się zapisać. Bez nasycania wynik zmieniłby się w –1. Poprawną funkcję mnożenia przedstawia **listing 1**.

Dzielenie to najdroższe działanie i najlepiej go unikać. Gdy jest niezbędne, dzielną przesuwa się przed dzieleniem o n bitów w lewo (z podwójną długością), aby wynik zachował format. W praktyce znacznie częściej dzieli się przez stałą – i wtedy dzielenie można zastąpić mnożeniem, o czym dalej.

Pułapki języka C

Najwięcej błędów w kodzie stałoprzecinkowym nie wynika z matematyki, lecz z reguł języka C. Warto znać trzy z nich.

Przepełnienie liczb ze znakiem jest zachowaniem niezdefiniowanym. Kompilator może zakładać, że ono nigdy nie nastąpi, i usunąć test, który miał je wykrywać. Sprawdzanie przepełnienia przez porównanie wyniku po fakcie (np. czy iloczyn podzielony przez jeden czynnik daje drugi) jest więc nierzetelne – a przy zerowym czynniku kończy się dzieleniem przez zero. Takie błędy można znaleźć w przykładach publikowanych w internecie, także w popularnym artykule o klasie stałoprzecinkowej w C++ z serwisu Habr. Przepełnienie trzeba wykluczyć zawczasu: liczyć z podwójną długością i dopiero potem nasycać.

Przesunięcie w prawo liczby ujemnej jest w C zależne od implementacji. Kompilatory dla ARM i AVR wykonują przesunięcie arytmetyczne (z powieleniem bitu znaku), co daje zaokrąglenie w stronę minus nieskończoności, a nie w stronę zera jak przy dzieleniu. Różnica jest niewielka, ale w pętli całkującej regulatora może się kumulować.

Typ int na AVR ma 16 bitów. Iloczyn dwóch zmiennych typu int16_t jest tam liczony w 16 bitach i przepełnia się, zanim zostanie przypisany do zmiennej 32-bitowej. Jeden czynnik trzeba jawnie rzutować na int32_t, jak w listingu 1. Ten sam kod na ARM, gdzie int ma 32 bity, działa poprawnie – co sprawia, że błąd ujawnia się dopiero po przeniesieniu programu na inny procesor.

Dzielenie przez stałą bez dzielenia

Dzielenie przez liczbę znaną w chwili kompilacji można zastąpić mnożeniem przez jej odwrotność, zapisaną jako liczba stałoprzecinkowa, i przesunięciem. Klasyczny przykład: dla 32-bitowej liczby bez znaku x wynik dzielenia całkowitego x / 10 jest dokładnie równy (x · 0xCCCCCCCD) przesuniętemu o 35 bitów w prawo, przy mnożeniu liczonym w 64 bitach. Stała 0xCCCCCCCD to $2^{35}/10$ zaokrąglone w górę. Metodę wyprowadzania takich stałych i dowód dokładności podaje książka H. S. Warrena „Hacker's Delight", w której zebrano też wiele innych sztuczek bitowych.

Dobra wiadomość jest taka, że współczesne kompilatory robią to same: zapis x / 10 w kodzie dla Cortex-M3 czy M4 zostanie zamieniony na mnożenie z wynikiem 64-bitowym (instrukcja UMULL) i przesunięcie, jeśli dzielnik jest stałą. Wyjątkiem jest Cortex-M0, który nie ma mnożenia z wynikiem 64-bitowym – tam kompilatory zwykle wywołują biblioteczną procedurę dzielenia, więc zysk z ręcznej optymalizacji jest tam największy. Ręczna optymalizacja ma sens wtedy, gdy dzielnik zmienia się rzadko (np. jest współczynnikiem kalibracji) – odwrotność można policzyć raz, a potem tylko mnożyć.

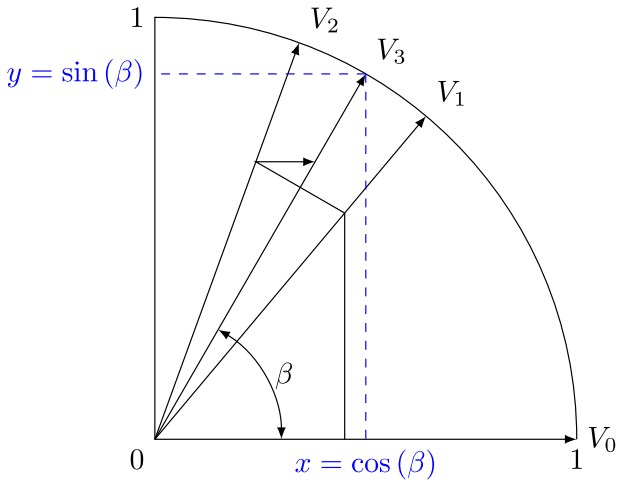
Funkcje elementarne – cztery metody

Sinus, arcus tangens, pierwiastek czy logarytm można bez FPU obliczać na cztery zasadnicze sposoby. Każdy ma inne zalety, a wybór zależy nie tylko od szybkości i dokładności, ale i od kształtu błędu.

Tablica z interpolacją. Wartości funkcji zapisuje się w tablicy dla równo rozłożonych argumentów, a między nimi interpoluje liniowo. Tak działają funkcje arm_sin_q15 i arm_sin_q31 z biblioteki CMSIS-DSP: tablica ma 512 wartości na pełny okres, a argument w formacie Q15 lub Q31 z przedziału od 0 do 1 odpowiada kątowi od 0 do 2π. Metoda jest szybka i przewidywalna. Przy interpolacji liniowej błąd maleje z kwadratem długości tablicy, ale każde jej wydłużenie kosztuje pamięć.

Wielomiany. Funkcję przybliża się wielomianem niskiego stopnia na ograniczonym przedziale, a resztę zakresu odtwarza z symetrii. Wielomian liczy się schematem Hornera – kilka mnożeń i dodawań. Przykład z praktyki: w regulatorze orientacji przestrzennej na STM32F1 (Cortex-M3) autor serwisu OlliW liczy sinus i kosinus z wielomianu 6. stopnia – 7 mnożeń i 7 dodawań, błąd poniżej $6{,}5 \cdot 10^{-6}$ – a arcus tangens dwóch argumentów (atan2) z błędem ok. 0,007°. Z kolei autor wspomnianego artykułu z Habra przybliżył ćwiartkę sinusoidy krzywą Béziera:

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 1. Zasada algorytmu CORDIC: wektor obraca się w kolejnych krokach o coraz mniejsze kąty, zbliżając się do kąta zadanego (źródło: Wikipedia)

na Cortex-M0 jego funkcja zajmuje 168 bajtów, ma błąd 0,0003 i jest co najmniej dziesięciokrotnie szybsza od funkcji bibliotecznych sin i sinf. Ten sam autor zauważył, że na Cortex-M4 z FPU zysk praktycznie znika, a biblioteczna funkcja sinf jest nawet nieco szybsza – co dobrze pokazuje, kiedy optymalizacja ma sens.

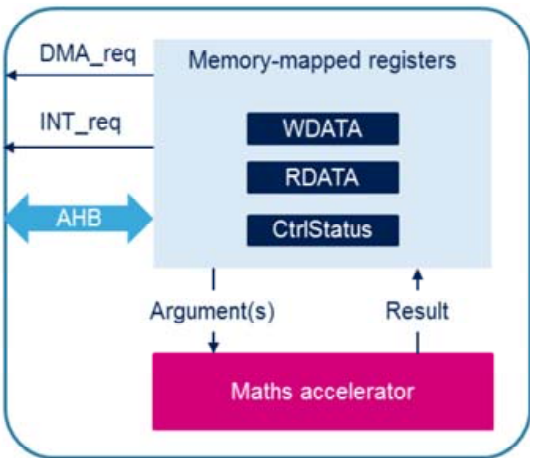
CORDIC. Algorytm opracowany w 1956 roku przez Jacka Voldera na potrzeby komputera nawigacyjnego bombowca B-58 (ang. *COordinate Rotation DIgital Computer*) oblicza funkcje trygonometryczne wyłącznie za pomocą przesunięć, dodawania i krótkiej tablicy kątów. Wektor jest obracany w kolejnych krokach o coraz mniejsze kąty, których tangensy są potęgami dwójki, więc mnożenie przez tangens sprowadza się do przesunięcia bitowego (**rysunek 1**). Każdy krok dodaje mniej więcej jeden bit dokładności. Długość wektora rośnie przy tym o stały współczynnik (ok. 1,647), który kompensuje się jednym mnożeniem na końcu lub odpowiednim doborem wektora początkowego. Programowy CORDIC jest wolniejszy od dobrego wielomianu, ale idealnie nadaje się do realizacji sprzętowej.

Metoda Newtona. Pierwiastek, a jeszcze wygodniej jego odwrotność, oblicza się iteracyjnie: każdy krok mniej więcej podwaja liczbę poprawnych cyfr. Dla odwrotności pierwiastka wzór iteracyjny zawiera tylko mnożenia i dodawania, bez dzielenia – dlatego metoda jest tak popularna przy normalizacji wektorów. Przy dobrze dobranym punkcie startowym wystarczą dwie lub trzy iteracje.

Kształt błędu ma znaczenie. Autor serwisu OlliW zwraca uwagę na rzecz, o której łatwo zapomnieć: błąd wielomianu zmienia się z argumentem płynnie, a błąd CORDIC – nieregularnie, skokowo (podobny charakter może mieć błąd tablicy z zaokrąglonymi wartościami). Gdy wynik trafia do regulatora PID, człon różniczkujący wzmacnia każdy skok. Dwie metody o tej samej dokładności maksymalnej mogą więc dawać w układzie regulacji zupełnie różne wyniki.

CORDIC w krzemie

W nowszych mikrokontrolerach STM32 – m.in. w seriach G4, U5, H5 i części H7 – CORDIC jest zrealizowany sprzętowo jako koprocesor (**rysunek 2**). Oblicza sinus, kosinus, arcus tangens, moduł wektora, funkcje hiperboliczne, logarytm naturalny i pierwiastek kwadratowy, a pośrednio (jako sumę cosh i sinh) także funkcję wykładniczą. Według noty aplikacyjnej AN5325 koprocesor wykonuje 24 iteracje w 6 cyklach zegara, a przy danych 32-bitowych osiąga dokładność ok. 19 bitów. Liczby z noty, zmierzone na STM32G4 (Cortex-M4F, 170 MHz), dobrze pokazują skalę zysku: zamiana współrzędnych biegunowych na prostokątne (sinus i kosinus jednocześnie) zajmuje 29 cykli wobec 416 cykli funkcji zmiennoprzecinkowych,



Rysunek 2. Koprocesor CORDIC w mikrokontrolerach STM32G4 (źródło: STMicroelectronics)

Tabela 3. Metody obliczania funkcji elementarnych bez FPU.

Metoda	Koszt	Zalety	Wady
Tablica z interpolacją	1 mnożenie, odczyt pamięci	szybka, przewidywalna	zajmuje pamięć
Wielomian	kilka mnożeń i dodawań	mało pamięci, gładki błąd	trzeba dobrać współczynniki i przedział
CORDIC programowy	1 krok na bit dokładności	tylko przesunięcia i dodawania; wiele funkcji jednym algorytmem	wolniejszy od wielomianu, błąd nieregularny
CORDIC sprzętowy (STM32)	kilka cykli + transfer danych	przy danych stałoprzecinkowych kilkanaście razy szybszy od funkcji zmiennoprzecinkowych	tylko wybrane układy; ograniczone zakresy argumentów
Metoda Newtona	2–3 iteracje	szybka zbieżność, bez dzielenia ($1/\sqrt{x}$)	wymaga dobrego punktu startowego

eprasa.pl 19a5b96348

a stałoprzecinkowa funkcja arm_sin_cos_q31 z biblioteki CMSIS-DSP potrzebuje 742 cykli.

Są dwa zastrzeżenia, wprost opisane w nocie. Po pierwsze, jeśli program liczy na liczbach typu float, przeliczanie danych na format q1.31 i z powrotem zjada znaczną część zysku: przewaga maleje do 3...5 razy, a w przypadku pierwiastka praktycznie znika (53 cykle wobec 58 cykli funkcji sqrtf), bo FPU ma własną instrukcję pierwiastkowania. Po drugie, argumenty muszą mieścić się w ściśle określonych przedziałach (np. kąt skalowany przez π do przedziału od -1 do +1), a wartości spoza nich dają błędne wyniki bez żadnego ostrzeżenia. Koprocesor najlepiej pasuje więc do programów, które i tak liczą stałoprzecinkowo – np. sterowania silnikami z modulacją wektorową, gdzie sinus i kosinus kąta wirnika liczy się dziesiątki tysięcy razy na sekundę.

Mierzyć, a nie zgadywać

Intuicja co do szybkości kodu na mikrokontrolerze zawodzi często – przykład sinusa, którego przyspieszenie na Cortex-M4F praktycznie znika, nie jest wyjątkiem. Każdą optymalizację warto więc zmierzyć.

Licznik cykli. Rdzenie Cortex-M3, M4, M7 i M33 mają w bloku DWT (ang. *Data Watchpoint and Trace*) 32-bitowy licznik cykli zegara CYCCNT. Wystarczy odczytać go przed wywołaniem funkcji i po nim. Rdzenie M0 i M0+ tego licznika nie mają; tam można użyć licznika SysTick albo ustawiać wyjście GPIO na czas obliczeń i mierzyć szerokość impulsu oscyloskopem lub analizatorem stanów logicznych.

Dokładność. Wynik stałoprzecinkowy porównuje się z wynikiem obliczonym w podwójnej precyzji na komputerze, dla całego zakresu argumentu – a nie tylko dla kilku wygodnych wartości. Szczególnej uwagi wymagają krańce przedziału: wartość -1, wartość maksymalna i zero, bo tam najczęściej ujawniają się przepełnienia i błędy nasycania.

Kod wynikowy. Warto zajrzeć do listingu asemblerowego wygenerowanego przez kompilator. Pokaże on, czy kompilator użył instrukcji mnożenia z wynikiem 64-bitowym i instrukcji nasycania, czy wywołuje procedury biblioteczne – a także, czy zamienił dzielenie przez stałą na mnożenie.

Słowniczek

CORDIC – ang. COordinate Rotation DIgital Computer – algorytm obliczania funkcji trygonometrycznych i hiperbolicznych za pomocą przesunięć i dodawania.

DWT – ang. Data Watchpoint and Trace – blok diagnostyczny rdzeni Cortex-M3/M4/M7/M33, zawierający m.in. licznik cykli zegara CYCCNT.

FPU – ang. Floating-Point Unit – sprzętowa jednostka obliczeń zmiennoprzecinkowych.

MAC – ang. Multiply-Accumulate – operacja mnożenia z akumulacją wyniku, podstawowa w filtrach cyfrowych.

Nasycanie – ograniczanie wyniku do największej lub najmniejszej wartości dopuszczalnej w danym formacie zamiast zawijania przy przepełnieniu.

Qm.n – zapis formatu stałoprzecinkowego: m bitów części całkowitej (w tym bit znaku), n bitów części ułamkowej.

Gotowe narzędzia

Nie trzeba zaczynać od zera. Biblioteka **CMSIS-DSP** firmy Arm zawiera wersje Q15 i Q31 większości funkcji przetwarzania sygnałów – filtrów, transformat, funkcji trygonometrycznych – zoptymalizowane pod rdzenie Cortex-M. Otwarta biblioteka **libfixmath** implementuje format Q16.16 z funkcjami trygonometrycznymi, pierwiastkiem i logarytmem. Kompilator **avr-gcc** obsługuje typy stałoprzecinkowe _Fract i _Accum opisane w raporcie technicznym ISO/IEC TR 18037, dzięki czemu na AVR można pisać działania na ułamkach bez ręcznych przesunięć. W większych projektach przydają się narzędzia do symulacji obliczeń stałoprzecinkowych, takie jak Fixed-Point Designer w środowisku MATLAB, które pozwalają dobrać formaty przed napisaniem kodu.

Podsumowanie

Arytmetyka stałoprzecinkowa nie jest reliktem przeszłości, lecz narzędziem do konkretnych zadań: w najtańszych mikrokontrolerach, w procesorach sygnałowych i w akceleratorach sprzętowych. Przy wyborze metody warto zadać sobie kilka pytań. Czy procesor ma FPU – a jeśli tak, czy optymalizacja w ogóle przyniesie zysk? Jaki zakres i jaka rozdzielczość są naprawdę potrzebne? Czy błąd może być skokowy, czy musi być gładki? I wreszcie: czy zmierzyliśmy czas wykonania i dokładność w całym zakresie argumentów? Kto odpowie na te pytania przed napisaniem kodu, ten uniknie większości kłopotów opisanych w tym artykule.

Oprac. **J.T.**

Bibliografia

[1] N. Garbuz, „STM32. Про синус”, Habr, 2022 – https://habr.com/ru/articles/659089/
[2] P. Koniew, „Арифметика fixed-point на C++”, Habr, 2019 – https://habr.com/en/articles/451922/
[3] OlliW, „Fast Computation of Functions on Microcontrollers”, 2014 – https://www.olliw.eu/?p=11524
[4] STMicroelectronics, AN5325 „Getting started with the CORDIC accelerator using STM32CubeG4 MCU Package” – https://www.st.com/resource/en/application_note/an5325-getting-started-with-the-cordic-accelerator-using-stm32cube-stmicroelectronics.pdf
[5] STMicroelectronics, „STM32G4 – Cordic Coprocessor (CORDIC)”, materiał szkoleniowy – https://www.st.com/resource/en/product_training/STM32G4-Peripheral-Cordic_Coprocessor_CORDIC.pdf
[6] Arm, CMSIS-DSP – funkcje sinus (arm_sin_q15, arm_sin_q31) – https://arm-software.github.io/CMSIS-DSP/latest/group__sin.html
[7] „CORDIC”, Wikipedia – https://en.wikipedia.org/wiki/CORDIC
[8] H. S. Warren, „Hacker’s Delight”, wyd. 2, Addison-Wesley, 2012
[9] libfixmath – biblioteka arytmetyki Q16.16 – https://github.com/PetteriAimonen/libfixmath

eprasa.pl 19a5b96348

Łagodny start odbiorników prądu stałego

Część A – projekt przykładowy: soft start do silników DC AVT1955 (ATtiny25 i tranzystor MOSFET sterowany PWM)

Włączenie silnika, żarówki czy zasilacza z dużym kondensatorem na wejściu to moment, w którym odbiornik pobiera prąd wielokrotnie większy od znamionowego. Ten udar prądowy obciąża źródło zasilania, styki i ścieżki, przyspiesza zużycie żarówek, a w napędach powoduje szarpnięcie mechanizmu. Układ łagodnego startu, nazywany po angielsku soft start, zwiększa moc dostarczaną do odbiornika stopniowo – w ciągu ułamka sekundy lub kilku sekund. Omówienie tego tematu zawiera dwie części. W części A prezentujemy projekt przykładowy – moduł soft startu do silników DC AVT1955. W części B poddajemy go komentarzowi redakcyjnemu, wyjaśniamy, skąd biorą się udary prądowe przy różnych rodzajach odbiorników, porównujemy sposoby ich ograniczania, a na koniec zestawiamy literaturę, publikacje EP oraz kity AVT.

Część A. Projekt przykładowy Soft start do silników DC AVT1955

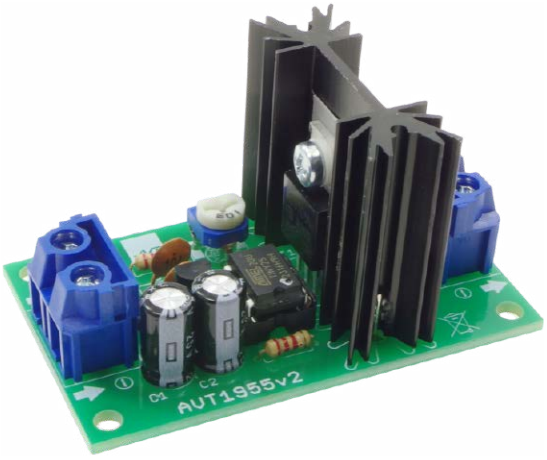
Projekt: moduł włączany między źródło napięcia stałego a odbiornik, który po włączeniu zasilania stopniowo zwiększa współczynnik wypełnienia przebiegu PWM sterującego tranzystorem MOSFET. Czas narastania regulowany potencjometrem od 0 do ok. 15 s; przebieg PWM o częstotliwości ok. 500 Hz. Sterowanie: mikrokontroler ATtiny25, element wykonawczy: tranzystor IRL3705 z diodą MUR1620 na wspólnym radiatorze. Zasilanie 12...24 V DC, prąd obciążenia do 10 A, płytka 60×36 mm.

Źródło: AVT SPV, „Soft start do silników DC", instrukcja zestawu AVT1955.

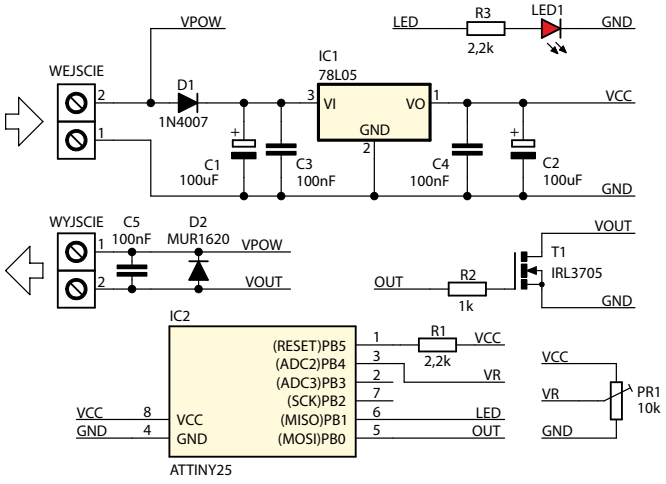
Zastosowanie: silniki prądu stałego, żarówki, taśmy LED i inne odbiorniki 12...24 V DC, którym szkodzą udary prądowe przy włączaniu; zasilanie z akumulatora lub zasilacza.

Zasilanie części sterującej

Schemat ideowy modułu przedstawia **rysunek 1**. Układ włącza się między źródło zasilania a odbiornik. Źródłem może być akumulator lub dowolny zasilacz o wydajności prądowej odpowiadającej obciążeniu. Część sterująca jest zasilana przez diodę D1, która chroni ją przed odwrotną polaryzacją napięcia, i stabilizator IC1 typu 78L05 wytwarzający napięcie 5 V dla mikrokontrolera. Kondensatory C1–C4 filtrują napięcie przed stabilizatorem i za nim. Moduł zaczyna pracę natychmiast po dołączeniu napięcia zasilania – nie ma osobnego wejścia sterującego.



Fotografia 1. Zmontowany moduł soft startu AVT1955



Rysunek 1. Schemat ideowy modułu soft startu

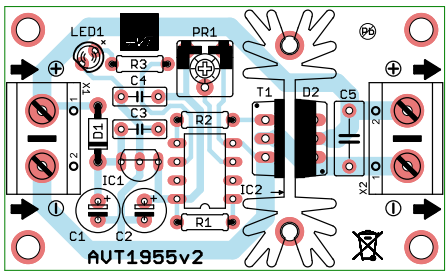
eprasa.pl 19a5b96348

Mikrokontroler i przebieg PWM

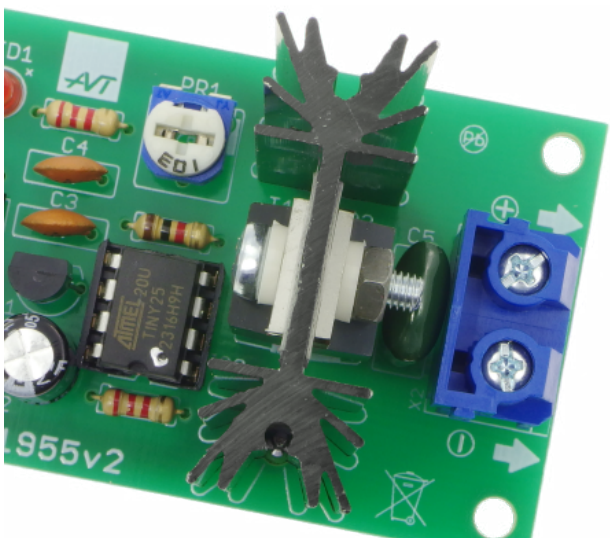
Pracą układu steruje mikrokontroler IC2 typu ATtiny25. Po włączeniu zasilania odczytuje on przetwornikiem analogowo-cyfrowym napięcie z suwaka potencjometru PR1 i na tej podstawie ustala czas narastania – od 0 do ok. 15 s. Następnie wytwarza przebieg PWM o częstotliwości ok. 500 Hz, którego współczynnik wypełnienia rośnie stopniowo od zera do 100%. Średnie napięcie na odbiorniku narasta więc płynnie, a silnik rozpędza się bez szarpnięcia. W czasie narastania dioda LED1 migocze, a po jego zakończeniu świeci światłem ciągłym; tranzystor jest wtedy włączony na stałe.

Tranzystor wykonawczy i dioda zabezpieczająca

Elementem wykonawczym jest tranzystor MOSFET T1 typu IRL3705, włączony między odbiornik a masę. Jest to tranzystor o progu przełączania przystosowanym do sterowania sygnałem logicznym, więc mikrokontroler zasilany napięciem 5 V steruje jego bramką bezpośrednio, przez rezystor R2. Równolegle do odbiornika jest dołączona szybka dioda D2 typu MUR1620. Gdy tranzystor wyłącza się w każdym okresie PWM, prąd płynący przez indukcyjność uzwojeń silnika zamyka się przez tę diodę, zamiast wytwarzać przepięcie, które mogłoby uszkodzić tranzystor.



Rysunek 2. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej



Fotografia 2. Sposób montażu diody D2 i tranzystora T1 na wspólnym radiatorze

Tabela 1. Najważniejsze elementy modułu soft startu i ich rola (wg instrukcji AVT1955)

Element	Rola w układzie
D1 (1N4007)	ochrona części sterującej przed odwrotną polaryzacją zasilania
IC1 (78L05), C1–C4	zasilanie 5 V mikrokontrolera i filtracja
IC2 (ATtiny25)	odczyt nastawy czasu, wytwarzanie przebiegu PWM ok. 500 Hz z narastającym wypełnieniem
PR1 (10 kΩ)	nastawa czasu narastania: 0...15 s
T1 (IRL3705), R2	klucz MOSFET sterowany wprost z mikrokontrolera
D2 (MUR1620)	szybka dioda gasząca dla odbiorników indukcyjnych
LED1, R3	sygnalizacja: migotanie w czasie narastania, światło ciągłe po jego zakończeniu
Parametry	12...24 V DC, do 10 A, płytka 60×36 mm

Uwaga o montażu. Obudowy tranzystora i diody w obudowach TO-220 są połączone z ich wyprowadzeniami, a na każdej z nich występuje inne napięcie. Bez podkładek i tulejek izolacyjnych wspólny radiator zwiera odbiornik.

Montaż

Moduł montuje się na płytce drukowanej o wymiarach 60×36 mm (**rysunek 2**), zaczynając od rezystorów i innych małych elementów, a kończąc na podstawce mikrokontrolera, kondensatorach elektrolitycznych, złączach śrubowych oraz tranzystorze i diodzie. Tranzystor T1 i dioda D2 są przykręcone do wspólnego radiatora (**fotografia 2**), dlatego trzeba je bezwzględnie od siebie odizolować podkładkami silikonowymi i tulejkami izolacyjnymi. Zmontowany moduł jest od razu gotowy do pracy; wymaga jedynie ustawienia czasu narastania potencjometrem PR1.

Część B. Komentarz, dyskusja rozwiązań i projekty pokrewne

Część B prowadzimy w kilku wątkach. Najpierw poddajemy projekt przykładowy komentarzowi redakcyjnemu, następnie wyjaśniamy, skąd biorą się udary prądowe przy silnikach, żarówkach i obciążeniach pojemnościowych, porównujemy sposoby ich ograniczania, a na koniec zestawiamy literaturę, publikacje EP oraz kity AVT.

Komentarz redakcyjny do projektu

To przykład, jak mały mikrokontroler upraszcza konstrukcję: kilkanaście elementów wystarcza do płynnej regulacji czasu narastania w szerokim zakresie, a ten sam moduł obsłuży silnik, żarówkę i taśmę LED. Poniżej zbieramy uwagi i kierunki rozwoju.

Dioda D1 chroni tylko część sterującą – w torze mocy odwrotne dołączenie zasilania otwiera drogę przez diodę wewnętrzną tranzystora T1 i diodę D2, co dla źródła oznacza praktycznie zwarcie. Przy zasilaniu z akumulatora warto więc dodać bezpiecznik w przewodzie zasilającym,

eprasa.pl 19a5b96348

a przy częstym przełączaniu przewodów – zabezpieczenie przed odwrotną polaryzacją także w torze mocy.

Łagodny start to nie ograniczenie prądu – moduł ogranicza udar przy włączaniu, ale nie mierzy prądu. Jeśli silnik zostanie zablokowany po rozruchu, popłynie prąd rozruchowy, który może wielokrotnie przekroczyć dopuszczalne 10 A. Przy napędach narażonych na blokadę lepszy jest sterownik z pomiarem prądu i wyłączaniem przy przeciążeniu.

Częstotliwość PWM – przebieg 500 Hz jest dobrze słyszalny jako buczenie silnika w czasie narastania; po jego zakończeniu tranzystor przewodzi na stałe i dźwięk znika. Podniesienie częstotliwości ponad pasmo akustyczne (ok. 20 kHz) usunęłoby buczenie, ale zwiększyłoby straty przełączania w tranzystorze sterowanym bezpośrednio z wyprowadzenia mikrokontrolera – przy tej częstotliwości potrzebny byłby sterownik bramki.

Obciążenia pojemnościowe – przy odbiorniku z dużym kondensatorem na wejściu, np. przetwornicy, PWM nie usuwa udaru, tylko go „szatkuje": w każdym okresie tranzystor włącza się szybko i kondensator pobiera impuls prądu ograniczony jedynie rezystancją przewodów. Do takich odbiorników lepiej nadaje się liniowe narastanie napięcia, opisane dalej.

Łagodne zatrzymanie – moduł działa tylko przy włączaniu. Funkcja łagodnego zatrzymania wymagałaby wejścia sterującego, bo przy odłączeniu zasilania mikrokontroler przestaje działać. Mikrokontroler ATtiny25 ma wolne wyprowadzenia, więc taką funkcję można dodać, zmieniając jego program.

Skąd biorą się udary prądowe

Silnik prądu stałego. Prąd silnika ogranicza w czasie pracy siła elektromotoryczna indukowana w wirującym uzwojeniu, przeciwna napięciu zasilania. W chwili startu wirnik stoi, tej siły nie ma, a prąd ogranicza wyłącznie mała rezystancja uzwojeń i szczotek. Prąd rozruchowy jest więc taki sam jak prąd przy zablokowanym wirniku i bywa kilka do kilkunastu razy większy od znamionowego. Skutkiem jest spadek napięcia zasilania, który może zresetować inne układy, oraz szarpnięcie przekładni i mechanizmu.

Żarówka. Według pomiarów R. Elliotta (Elliott Sound Products) rezystancja zimnego włókna wolframowego wynosi od 1/12 do 1/16 rezystancji włókna rozgrzanego. W chwili włączenia żarówka pobiera więc prąd 12...16 razy większy od znamionowego; udar zanika w czasie od kilkudziesięciu milisekund w małych żarówkach do kilkuset milisekund w dużych. Ten udar jest główną przyczyną przepalania się żarówek właśnie w chwili włączenia.

Obciążenie pojemnościowe. Kondensator na wejściu zasilacza impulsowego lub przetwornicy w chwili włączenia zachowuje się jak zwarcie. Nota aplikacyjna firmy Texas Instruments pokazuje, że kondensator 100 µF dołączony do szyny 3,3 V może obniżyć jej napięcie do ok. 1 V i zresetować inne moduły zasilane z tej samej szyny.

Taśma LED. Taśmy LED 12...24 V z rezystorami szeregowymi zachowują się prawie jak obciążenie rezystancyjne i nie wywołują dużego udaru. Łagodny start pełni tu przede wszystkim funkcję estetyczną – płynnego rozjaśnienia.

Jak ograniczyć udar – przegląd rozwiązań

Rezystor z przekaźnikiem obejściowym. Rezystor szeregowy ogranicza prąd w chwili włączenia, a po czasie od ułamka sekundy do kilku sekund przekaźnik go zwiera. Rozwiązanie proste i odporne, stosowane zarówno w sieci 230 V (softstart do elektronarzędzi, EP 10/2011), jak i w instalacji samochodowej (soft start żarówek reflektorów AVT1599).

Termistor NTC. Rezystancja zimnego termistora ogranicza udar, a po nagrzaniu maleje. Rozwiązanie najtańsze, ale termistor musi zdążyć ostygnąć przed kolejnym włączeniem, a w czasie pracy wydziela ciepło; R. Elliott zaleca zwieranie go przekaźnikiem po ok. 150 ms.

PWM z narastającym wypełnieniem. Jak w AVT1955: klucz MOSFET i mikrokontroler. Bardzo małe straty,

Tabela 2. Sposoby ograniczania udaru prądowego przy włączaniu

Rozwiązanie	Przykłady	Zalety	Ograniczenia
Rezystor + przekaźnik obejściowy	AVT1648 (EP 10/2011), AVT1599	prosty, odporny, działa także w sieci 230 V	skokowe przełączenie; rezystor wymaga zabezpieczenia termicznego
Termistor NTC	zasilacze sieciowe	najtańszy	wymaga ostygnięcia; straty w czasie pracy
PWM z narastającym wypełnieniem	AVT1955, AVT5565	małe straty, regulowany czas, możliwa regulacja prędkości	nie usuwa udaru do kondensatorów; słyszalny przebieg PWM
Liniowe narastanie napięcia	klucze obciążenia z regulowanym czasem narastania (TI)	najlepsze do obciążeń pojemnościowych	duża moc strat w czasie narastania
Sterowanie fazowe (AC)	AVT1007, AVT1613 (U2008)	łagodny start i regulacja mocy w sieci 230 V	tylko odbiorniki prądu przemiennego; zakłócenia

eprasa.pl 19a5b96348

dowolnie długi czas narastania, a ten sam układ może później regulować prędkość silnika; tak działa m.in. sterownik silnika AVT5565 (PWM, łagodny start, wykrywanie przeciążenia).

Liniowe narastanie napięcia. Tranzystor MOSFET pracuje przez chwilę jako element liniowy, a napięcie na odbiorniku narasta z kontrolowaną szybkością. Do obciążeń pojemnościowych to rozwiązanie najlepsze; firma Texas Instruments oferuje scalone klucze obciążenia (load switch) z regulowanym czasem narastania. Tranzystor wydziela jednak dużą moc w czasie narastania, więc czas ten musi być krótki.

Sterowanie fazowe w sieci 230 V. Silniki komutatorowe i żarówki zasilane z sieci łagodnie uruchamia się, zwiększając stopniowo kąt przewodzenia triaka; specjalizowany układ U2008 łączy tę funkcję z regulacją mocy. Rozwiązania porównuje **tabela 2**.

Jak dobrać czas narastania

Czas narastania zależy od odbiornika. Żarówkom wystarcza czas porównywalny z czasem nagrzewania włókna, czyli ułamek sekundy. Silnikowi trzeba dać tyle czasu, ile potrzebuje, by się rozpędzić z obciążeniem: małym wentylatorom wystarcza ok. sekundy, ciężkim napędom z przekładnią – kilka sekund. Zbyt krótki czas niewiele zmienia, zbyt długi może być niebezpieczny dla silnika, który przy małym wypełnieniu PWM stoi pod prądem, ale się nie obraca i nie chłodzi. Dlatego warto ustawić najkrótszy czas, przy którym rozruch jest już płynny.

Krótko: do silników i żarówek dobrze nadaje się PWM z narastającym wypełnieniem, jak w AVT1955. Do zasilaczy i przetwornic z dużymi kondensatorami wejściowymi lepsze jest liniowe narastanie napięcia, a w sieci 230 V – rezystor z przekaźnikiem obejściowym albo sterowanie fazowe.

WM

Projekty pokrewne i literatura

Projekt źródłowy

AVT – Soft start do silników DC (AVT1955). instrukcja zestawu: opis działania, schemat, płytka, montaż tranzystora i diody na radiatorze. https://serwis.avt.pl/manuals/AVT1955.pdf

Opracowania techniczne

R. Elliott, Elliott Sound Products – Inrush Current. udary prądowe żarówek, zasilaczy z kondensatorami i transformatorów oraz sposoby ich ograniczania: termistor, rezystor z przekaźnikiem, układy aktywne. https://sound-au.com/articles/inrush.htm

R. Elliott, Elliott Sound Products – Project 126: PWM Dimmer/Motor Speed Controller. regulator PWM do silników 12 V i diod LED; dobór tranzystora i diody gaszącej. https://sound-au.com/project126.htm

A. Kaknevicius, A. Hoover, Texas Instruments – Managing Inrush Current (SLVA670). udar przy obciążeniach pojemnościowych i ograniczanie go kluczami obciążenia z regulowanym czasem narastania. https://ti.com/lit/slva670

Pozycje krajowe (Elektronika Praktyczna) i zestawy AVT

Elektronika Praktyczna 10/2011 – Softstart do elektronarzędzi (AVT1648). Miniprojekty; rezystor szeregowy zwierany przekaźnikiem po ok. 1 s, do odbiorników sieciowych. https://dl.btc.pl/kamami_wa/avt1648.pdf

AVT – Soft start do żarówek reflektorów samochodowych (AVT1599). ograniczenie prądu żarówek do ok. 5 A przez ok. 5 s. https://serwis.avt.pl/manuals/AVT1599_EN.pdf

AVT – Sterownik silnika do napędu (AVT5565). silnik DC 3–48 V, do 10 A, dwa kierunki obrotów, PWM, łagodny start, wyłączniki krańcowe, wykrywanie przeciążenia. https://serwis.avt.pl/manuals/AVT5565.pdf

AVT – Regulator obrotów silnika elektrycznego (AVT1007). sterowanie fazowe na układzie U2008, łagodny start, do 12 A w sieci 230 V. https://serwis.avt.pl/manuals/AVT1007.pdf

AVT – Regulator obrotów wentylatora 230 V z silnikiem indukcyjnym (AVT1613). triak i układ U2008, do 300 W, łagodny start. https://serwis.avt.pl/manuals/AVT1613.pdf

Układy łagodnego startu w ofercie kitów AVT

Projekt przykładowy jest zestawem AVT, a w ofercie znajduje się kilka układów łagodnego startu dla różnych odbiorników. Poniżej zestawiamy najbliższe pozycje (sklep.avt.pl).

AVT1955 „Soft start do silników DC". projekt przykładowy: 12–24 V DC, do 10 A, czas narastania 0–15 s.

AVT5565 „Sterownik silnika do napędu". PWM z łagodnym startem, dwa kierunki obrotów, ochrona przed przeciążeniem.

AVT1599 „Soft start do żarówek reflektorów". łagodne włączanie żarówek w instalacji 12 V.

AVT1648 „Softstart do elektronarzędzi" (EP 10/2011). ograniczenie udaru prądu odbiorników sieciowych.

AVT1007 „Regulator obrotów silnika elektrycznego". sterowanie fazowe z łagodnym startem do silników komutatorowych 230 V.

Bibliografia

[1] AVT SPV, „Soft start do silników DC" – instrukcja zestawu AVT1955 – https://serwis.avt.pl/manuals/AVT1955.pdf
[2] R. Elliott, „Inrush Current", Elliott Sound Products – https://sound-au.com/articles/inrush.htm
[3] R. Elliott, „Project 126: PWM Dimmer/Motor Speed Controller", Elliott Sound Products – https://sound-au.com/project126.htm
[4] A. Kaknevicius, A. Hoover, „Managing Inrush Current", Texas Instruments SLVA670 – https://ti.com/lit/slva670
[5] „Softstart do elektronarzędzi" (AVT1648), Elektronika Praktyczna 10/2011 – https://dl.btc.pl/kamami_wa/avt1648.pdf
[6] AVT SPV, „Soft start do żarówek reflektorów samochodowych" – instrukcja zestawu AVT1599 – https://serwis.avt.pl/manuals/AVT1599_EN.pdf
[7] AVT SPV, „Sterownik silnika do napędu" – instrukcja zestawu AVT5565 – https://serwis.avt.pl/manuals/AVT5565.pdf
[8] AVT SPV, „Regulator obrotów silnika elektrycznego" – instrukcja zestawu AVT1007 – https://serwis.avt.pl/manuals/AVT1007.pdf
[9] AVT SPV, „Regulator obrotów wentylatora 230 V z silnikiem indukcyjnym" – instrukcja zestawu AVT1613 – https://serwis.avt.pl/manuals/AVT1613.pdf

eprasa.pl 19a5b96348

Lewitator magnetyczny

Część A – projekt przykładowy: analogowy lewitron z różnicowym pomiarem pola (SS496A + LM324 + TL494)

Magnes zawieszony w powietrzu pod elektromagnesem przyciąga wzrok każdego, kto przechodzi obok biurka – a dla elektronika jest czymś więcej niż efektowną zabawką. Już w 1842 roku Samuel Earnshaw wykazał, że układu magnesów stałych nie da się doprowadzić do stabilnej równowagi: w co najmniej jednym kierunku magnes zawsze „ucieka". Jeżeli więc magnes wisi nieruchomo, to tylko dlatego, że elektronika bez przerwy mierzy jego położenie i koryguje prąd cewki. Lewitator jest najprostszym namacalnym przykładem regulacji obiektu niestabilnego – zadania tej samej klasy, które rozwiązują koleje magnetyczne i aktywne łożyska magnetyczne. Omówienie tego tematu zawiera dwie części. W części A prezentujemy projekt przykładowy – w pełni analogowy lewitron z różnicowym pomiarem pola i sterowaniem PWM, opublikowany w serwisie Habr. W części B poddajemy go komentarzowi redakcyjnemu, omawiamy sposoby lewitacji magnetycznej – od zjawisk fizycznych przez konstrukcje amatorskie po kolej i medycynę – oraz zestawiamy projekty pokrewne, publikacje EP i EdW i ofertę kitów AVT.



Fotografia 1. Lewitron z puszką: pusta puszka z przyklejonym magnesem neodymowym unosi się pod elektromagnesem

Część A. Projekt przykładowy
Analogowy lewitron z różnicowym pomiarem pola

Projekt: lewitator typu podwieszanego: magnes neodymowy unosi się pod elektromagnesem ze stalowym rdzeniem. Położenie magnesu mierzą dwa liniowe czujniki Halla SS496A umieszczone na obu końcach rdzenia. Sygnał różnicowy przechodzi przez człon korekcyjny RC i wzmacniacz (LM324), a następnie steruje modulatorem PWM TL494 (20 kHz) i tranzystorem IRFZ44N. Zasilanie 12 V; w stanie równowagi pobór mocy ok. 6 W. Bez mikrokontrolera.

Źródło: Fiodor (TheMozg), „Как самому собрать аналоговый левитрон" (Jak samemu zbudować analogowy lewitron), Habr, 17 czerwca 2015 r.

Zastosowanie: gadżet na biurko lub wystawę, a przede wszystkim pomoc dydaktyczna – pokaz regulacji ze sprzężeniem zwrotnym, której działanie widać gołym okiem.

eprasa.pl 19a5b96348

Dlaczego bez elektroniki się nie da

Pod elektromagnesem siła przyciągania rośnie, gdy magnes się zbliża, i maleje, gdy się oddala. Jeśli magnes znajdzie się odrobinę za blisko, przyciąganie przeważy nad ciężarem i magnes przyskoczy do rdzenia; odrobinę za daleko – przeważy ciężar i magnes spadnie. Punkt, w którym obie siły się równoważą, istnieje, ale jest równowagą chwiejną, jak ołówek postawiony na ostrzu. Twierdzenie Earnshawa mówi, że żadna konfiguracja magnesów stałych tego nie zmieni. Zmienia to dopiero pętla sprzężenia zwrotnego: czujnik mierzy położenie magnesu, a układ sterujący tak dobiera prąd cewki, by każde odchylenie zostało natychmiast skorygowane. Gotowe urządzenie przedstawia **fotografia 1** – w roli lewitującego obiektu występuje magnes z przyklejoną pustą puszką po napoju.

Zasada działania

Schemat funkcjonalny przedstawia **rysunek 1**. Autor opisuje pracę pętli jako cykl: gdy magnesu nie ma, sygnał z czujników jest zerowy i cewka pracuje z pełną mocą; gdy magnes zbliży się do rdzenia, sygnał rośnie, sterownik zmniejsza prąd cewki i magnes zaczyna opadać; gdy magnes się oddala, sygnał maleje, prąd rośnie i magnes jest znów przyciągany. W rzeczywistości magnes wcale nie wisi nieruchomo – przez cały czas opada i jest przyciągany, tylko korekty są tak drobne i szybkie, że oko widzi stałe położenie. Mówimy wtedy o równowadze dynamicznej.

Pomiar położenia: dwa czujniki zamiast jednego

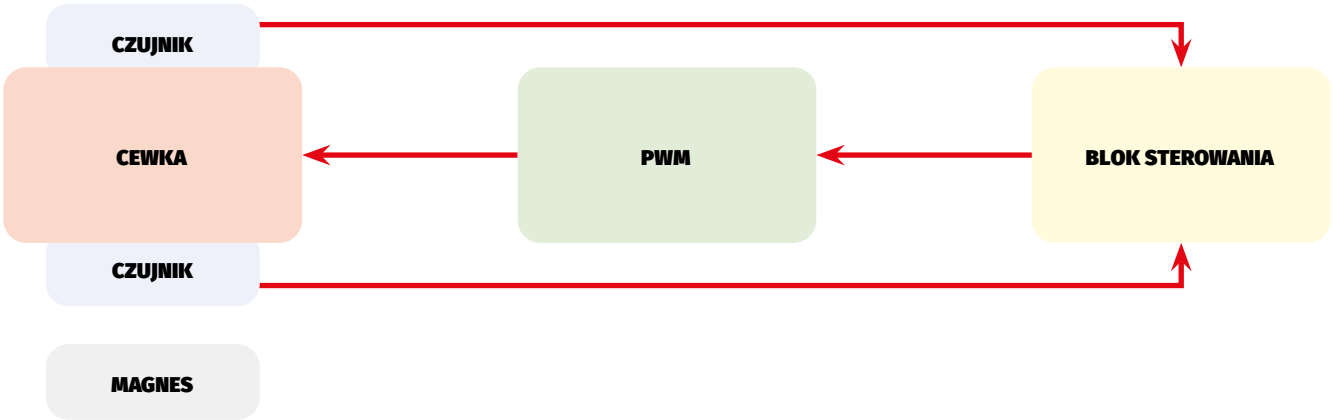
Czujnik Halla umieszczony pod rdzeniem widzi nie tylko pole lewitującego magnesu, lecz także pole samej cewki, które zmienia się wraz z jej prądem. Pętla sterowania brałaby wtedy własne działanie za ruch magnesu. Autor rozwiązał to elegancko: zastosował dwa liniowe czujniki Halla SS496A, po jednym na każdym końcu stalowego rdzenia, zorientowane jednakowo. Pole cewki działa na oba czujniki tak samo, natomiast pole magnesu – praktycznie tylko na dolny. Pierwsza sekcja wzmacniacza operacyjnego (OP1/4) pracuje jako wzmacniacz różnicowy: górny czujnik (U1) dołączono do wejścia odwracającego, dolny (U2) do nieodwracającego. Na wyjściu pozostaje napięcie zależne tylko od pola lewitującego magnesu, czyli od jego położenia. Zapytany w dyskusji pod artykułem, czy pole cewki nie zakłóca pomiaru, autor odpowiedział wprost: zakłóca oba czujniki, ale nie ich różnicę.

Czujniki muszą przy tym pracować w zakresie liniowym. SS496A ma charakterystykę liniową do 840 Gs (84 mT), a indukcja na końcach rdzenia dochodzi w tej konstrukcji do 500 Gs (50 mT), więc żaden z czujników nie wchodzi w nasycenie nawet przy pełnym prądzie cewki. Przy zamianie czujnika na inny trzeba sprawdzić oba parametry: czułość, od której zależy potrzebne wzmocnienie, i zakres liniowości. Od dokładności odejmowania zależy jakość całego pomiaru, dlatego rezystory wzmacniacza różnicowego R1–R4 (100 kΩ) autor wybrał z partii elementów tak, by ich rzeczywiste wartości były możliwie zbliżone.

Serce układu: człon korekcyjny C1–R6–R7

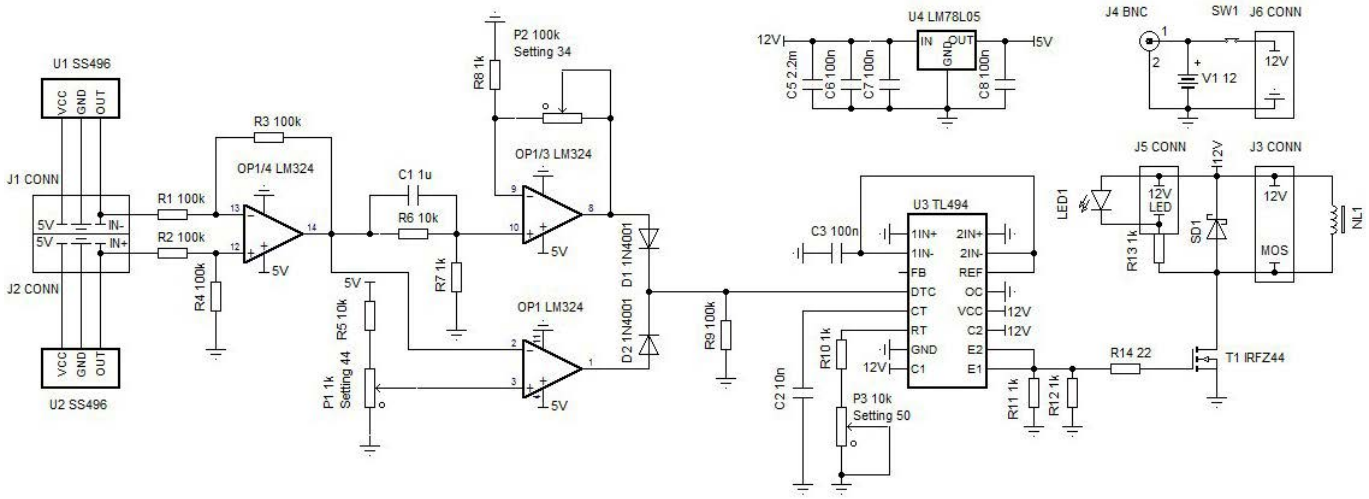
Schemat ideowy przedstawia **rysunek 2**. Za wzmacniaczem różnicowym autor umieścił trójelementową sieć C1, R6 i R7, którą sam nazywa „smaczkiem" tej konstrukcji – i trudno się z tym nie zgodzić. Składowa stała sygnału przechodzi przez dzielnik R6–R7 osłabiona 11 razy, natomiast składowa zmienna przechodzi przez filtr C1–R7 bez osłabienia. Składowa stała odpowiada położeniu magnesu, a zmienna – jego ruchowi wokół punktu równowagi, czyli prędkości. Sygnał sterujący zawiera więc dwa składniki: jeden proporcjonalny do odchylenia od położenia równowagi, drugi proporcjonalny do prędkości, z jaką magnes się porusza. W języku automatyki jest to regulator proporcjonalno-różniczkujący (PD), a sieć C1–R6–R7 to człon korekcyjny wyprzedzający fazę. Bez składnika różniczkującego magnes, nawet utrzymany w pobliżu punktu równowagi, rozkołysałby się i spadł – do tego wątku wracamy w komentarzu redakcyjnym.

Przygotowany sygnał wzmacnia kolejna sekcja wzmacniacza (OP1/3); potencjometrem P2 ustawia się podczas uruchamiania wzmocnienie potrzebne do uzyskania równowagi



Rysunek 1. Schemat funkcjonalny lewitronu: czujniki Halla na końcach rdzenia, blok sterowania i modulator PWM sterujący prądem cewki

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 2. Schemat ideowy lewitronu. Sieć C1–R6–R7 za wzmacniaczem różnicowym OP1/4 realizuje część różniczkującą regulatora

przy danym magnesie i danej cewce. Trzecia sekcja (OP1/1) pracuje jako komparator: gdy w pobliżu nie ma magnesu, wyłącza modulator PWM, a wraz z nim cewkę. Próg zadziałania ustawia potencjometr P1. Dzięki temu po zdjęciu magnesu nie trzeba odłączać zasilacza, a cewka nie grzeje się bez potrzeby.

Wartości elementów sieci korekcyjnej autor dobrał doświadczalnie, sprawdzając stabilizację magnesów różnej wielkości. Przy kłopotach ze stabilnością zaleca zwiększenie C1 do 2...5 µF, a przy bardzo małych magnesach, gdy brakuje wzmocnienia, zmniejszenie R8 do 500 Ω. Charakterystyki toru sterowania – przenoszenia, amplitudową i fazową – oraz przebiegi na wyjściu modulatora i na cewce autor dołączył do artykułu (**rysunek 3**).

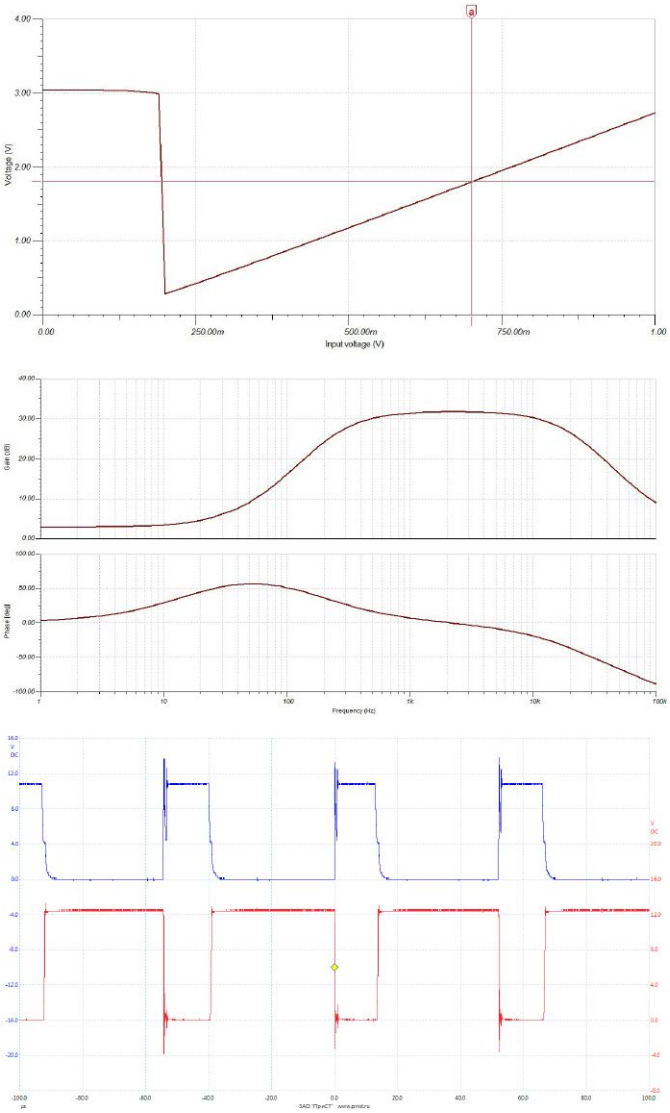
Stopień mocy: PWM 20 kHz i dioda na samoindukcję

Sygnał sterujący trafia do popularnego modulatora szerokości impulsów TL494 (U3), na wejście regulacji czasu martwego DTC – od napięcia na tym wejściu zależy współczynnik wypełnienia impulsów. Częstotliwość pracy ustalają elementy C2, R10 i P3; w projekcie wynosi ona 20 kHz. Autor wskazuje zakres 20...30 kHz jako optymalny: przy niższej częstotliwości cewka zaczyna słyszalnie piszczeć. Potencjometr P3 i rezystor R10 można zastąpić jednym rezystorem 5,6 kΩ.

Impulsy o amplitudzie 12 V przełączają tranzystor polowy IRFZ44N (T1), kluczujący prąd cewki. Przy wyborze innego tranzystora autor radzi kierować się małą rezystancją kanału i małym ładunkiem bramki; w przeciwnym razie może być potrzebny radiator. Obowiązkowym elementem jest dioda Schottky'ego SD1 (VS-25CTQ045) dołączona równolegle do cewki: przejmuje prąd cewki w chwilach wyłączenia tranzystora i nie dopuszcza do przepięcia wywołanego samoindukcją. Autor przyznaje, że wybrał ją z dużym zapasem; zwykła szybka dioda też zadziała, ale może się mocno grzać. Czujniki i wzmacniacze zasila napięcie 5 V ze stabilizatora 78L05 (U4).

Elektromagnes i lewitujący obiekt

Najważniejszym elementem konstrukcji jest elektromagnes. Na plastikowy karkas o średnicy 36 mm i wysokości 48 mm autor nawinął ciasno 78 m drutu nawojowego o średnicy 0,6 mm, co dało około 600 zwojów. Według



Rysunek 3. Charakterystyka przenoszenia, charakterystyki amplitudowa i fazowa toru sterowania oraz przebiegi na wyjściu PWM i na cewce

eprasa.pl 19a5b96348



Fotografia 2. Magnes przyklejony do puszki, płytka sterownika oraz gotowe urządzenie z elektromagnesem na wsporniku

eprasa.pl 19a5b96348

Tabela 1. Najważniejsze elementy układu i ich rola (wartości wg materiału źródłowego).

Element	Rola w układzie
U1, U2 – SS496A	liniowe czujniki Halla na końcach rdzenia (górny – odniesienie, dolny – pomiar); zakres liniowy do 840 Gs (84 mT)
OP1 – LM324	poczwórny wzmacniacz operacyjny: OP1/4 – wzmacniacz różnicowy, OP1/3 – wzmacniacz z regulacją wzmocnienia, OP1/1 – komparator wyłączający cewkę bez magnesu
R1–R4 (100 kΩ, dobierane)	rezystory wzmacniacza różnicowego; od ich zgodności zależy dokładność odejmowania sygnałów czujników
C1/R6/R7	człon korekcyjny: składowa stała osłabiona 11 razy, zmienna bez osłabienia – część różniczkująca regulatora PD
R8	wzmocnienie toru; przy małych magnesach zmniejszyć do 500 Ω
P1/P2/P3	próg komparatora/wzmocnienie/częstotliwość PWM
U3 – TL494	modulator PWM, 20 kHz (C2, R10, P3); wypełnienie zależne od napięcia na wejściu DTC
T1 – IRFZ44N	klucz MOSFET prądu cewki
SD1 – VS-25CTQ045	dioda Schottky'ego tłumiąca przepięcia samoindukcji cewki
U4 – 78L05	zasilanie 5 V czujników i wzmacniaczy
NL1 – elektromagnes	ok. 600 zwojów drutu 0,6 mm (78 m), 6,0 Ω, karkas Ø36×48 mm, rdzeń stalowy Ø20 mm
Magnes	N35H Ø15×5 mm (sprawdzone także Ø27×8 i Ø12×3 mm)
Zasilanie	12 V/3,2 A; w równowadze prąd cewki 0,5 A, pobór mocy ok. 6 W

obliczeń cewka miała mieć rezystancję 4,8 Ω i przy zasilaniu 12 V pobierać 2,5 A (30 W); zmierzona rezystancja wyniosła jednak 6,0 Ω – autor przypuszcza, że drut miał nieco mniejszą średnicę od deklarowanej. Drut okazał się zresztą najdroższą pozycją: kosztował więcej niż wszystkie pozostałe elementy razem. Rdzeniem jest stalowy pręt o średnicy 20 mm z zawiasu drzwiowego; czujniki przyklejono do jego końców klejem termotopliwym. Cewka z czujnikami wisi na wsporniku z płaskownika aluminiowego, przymocowanym do obudowy z płytką sterownika. Zewnętrzny zasilacz 12 V/3,2 A dobrano z zapasem.

Lewitującym obiektem jest magnes neodymowy N35H o średnicy 15 mm i grubości 5 mm z przyklejoną puszką po napoju. Pełna puszka jest za ciężka – autor zaleca nawiercić ją cienkim wiertłem, wylać zawartość i przykleić magnes do górnego obrzeża. Układ sprawdzono z magnesami 27×8, 15×5 i 12×3 mm. Autor zachęca też do eksperymentów: można zrezygnować z rdzenia albo użyć cieńszego drutu, pamiętając, że indukcja w osi cewki zależy od liczby zwojów, prądu i geometrii cewki.

Punkt pracy i uruchomienie

W stanie równowagi autor zmierzył następujące napięcia: na wyjściu górnego czujnika 2,9 V, dolnego 3,6 V, na wyjściu wzmacniacza różnicowego OP1/4 0,7 V, na wejściu modulatora 1,8 V. Tranzystor jest wtedy otwarty przez 25% okresu, a prąd cewki wynosi 0,5 A. Liczby te dobrze do siebie pasują: 25% z 12 V to średnio 3 V na cewce o rezystancji 6 Ω, czyli właśnie 0,5 A. Urządzenie według autora pracuje bez przerwy przez całą dobę, pobiera 6 W, a ani cewka, ani tranzystor, ani dioda się nie grzeją. Podana moc nie zgadza się jednak z pozostałymi liczbami. W cewce wydziela się $0{,}5^2$ A^2 × 6 Ω = 1,5 W, a z zasilacza prąd płynie tylko przez 25% okresu (przez resztę krąży przez diodę), więc pobór wynosi średnio ok. 0,125 A, czyli ok. 1,5 W plus pobór elektroniki. Wartość 6 W to iloczyn 12 V × 0,5 A – tyle pobierałby układ, gdyby prąd cewki płynął z zasilacza przez cały okres. Wzmacniacz LM324 przy wyłączonej cewce daje na wyjściu różnicowym ok. 20 mV zamiast zera, co w tym zastosowaniu nie ma znaczenia.

Uruchomienie sprowadza się do trzech regulacji: progu komparatora (P1), który decyduje, od jakiej odległości magnesu cewka się włącza; wzmocnienia (P2), dobieranego tak, by magnes zawisł stabilnie; oraz – w razie potrzeby – częstotliwości PWM (P3).

Część B. Komentarz, dyskusja rozwiązań i projekty pokrewne

Część B prowadzimy w trzech wątkach. Najpierw poddajemy projekt przykładowy komentarzowi redakcyjnemu, następnie omawiamy sposoby lewitacji magnetycznej – od zjawisk fizycznych przez konstrukcje amatorskie po kolej i medycynę – a na koniec zestawiamy projekty pokrewne, literaturę, publikacje EP i EdW oraz kity AVT.

Komentarz redakcyjny do projektu

To projekt, w którym kilkanaście tanich elementów realizuje pełnowartościową pętlę regulacji obiektu niestabilnego – bez mikrokontrolera, bez programu i niemal bez strojenia. Mocne strony to różnicowy pomiar pola, prosty i skuteczny człon korekcyjny, komparator wyłączający cewkę oraz staranny dobór czujników pod kątem nasycenia. Poniżej zbieramy uwagi i kierunki rozwoju.

eprasa.pl 19a5b96348

Uwaga o bezpieczeństwie

Magnesy neodymowe są silne i kruche: potrafią boleśnie przyciąć palce, a przy zderzeniu pękają na ostre odłamki. Nie wolno zbliżać ich do rozruszników serca ani nośników magnetycznych. Cewka przy pełnym wypełnieniu PWM pobiera ok. 2 A (24 W) i szybko się nagrzewa – stąd sens komparatora, który wyłącza ją, gdy pod rdzeniem nie ma magnesu.

Regulator PD, choć bez tej nazwy – autor opisuje swój człon korekcyjny intuicyjnie (składowa stała odpowiada za położenie, zmienna – za stabilność tego położenia), ale to dokładnie regulator proporcjonalno-różniczkujący. Warto rozumieć, dlaczego część różniczkująca jest niezbędna. Sam człon proporcjonalny działa na magnes jak sprężyna, a sprężyna bez tłumienia drga bez końca; w rzeczywistym układzie, z opóźnieniami wnoszonymi przez cewkę i czujnik, drgania wręcz narastają. Człon różniczkujący wprowadza tłumienie. Tę samą lekcję przerabiają studenci MIT: w opisie zestawu dydaktycznego K. Lilienkamp i K. Lundberg stwierdzają, że z samym członem proporcjonalnym lewitator jest na granicy stabilności, a większość studentów dodaje prosty analogowy korektor wyprzedzający fazę na wzmacniaczu operacyjnym.

Różnicowy pomiar pola – najcenniejszy pomysł – w tym samym opisie zestawu MIT jako wadę wymieniono to, że pole solenoidu zakłóca pomiar czujnika Halla. Dwa czujniki, których sygnały odejmuje wzmacniacz różnicowy, usuwają ten problem u źródła. Kompensacja jest jednak tylko tak dobra, jak symetria układu: oba czujniki muszą mieć zbliżoną czułość i widzieć jednakowe pole cewki. Warto zastąpić dobieranie rezystorów R1–R4 potencjometrem równoważącym i sprawdzić kompensację przed pierwszym uruchomieniem: bez magnesu napięcie na wyjściu OP1/4 nie powinno się zmieniać przy zmianie prądu cewki.

Dobór elementów metodą prób – wartości C1, R6 i R7 autor znalazł doświadczalnie. To skuteczne, ale czasochłonne. Prostą metodę daje oscyloskop: po lekkim trąceniu lewitującego magnesu obserwuje się napięcie na wyjściu wzmacniacza różnicowego. Drgania gasnące po kilku okresach oznaczają dobre tłumienie; drgania utrzymujące się długo – za mały udział składnika różniczkującego (zwiększyć C1); nerwowe drżenie i szum – za duży.

Sterowanie napięciem, a nie prądem – modulator PWM zadaje średnie napięcie na cewce, a siła zależy od prądu. Między jednym a drugim stoi indukcyjność cewki, która opóźnia narastanie prądu, oraz jej rezystancja, która rośnie wraz z temperaturą. Oba zjawiska pogarszają działanie pętli. Lepsze konstrukcje stosują wewnętrzną pętlę prądową: regulator położenia zadaje prąd, a osobny układ go utrzymuje. Tak zbudowano lewitator opisany w EP 12/2007, w którym tranzystor TIP122 pracuje jako sterowane źródło prądowe – autor podkreśla, że dzięki temu pole nie zmienia się, gdy cewka się nagrzewa – oraz dydaktyczny model lewitacji z Politechniki Poznańskiej, z osobnymi pętlami prądu i położenia.

Czujniki dostępne dziś – zamiast SS496A można zastosować współczesne liniowe czujniki Halla z wyjściem analogowym, np. DRV5055 firmy Texas Instruments, oferowany w kilku wariantach czułości. Jego wyjście jest ratiometryczne, czyli proporcjonalne do napięcia zasilania, więc stabilność zasilania 5 V wprost przekłada się na dokładność pomiaru. Przy każdej zmianie czujnika trzeba skorygować wzmocnienie i sprawdzić zakres liniowości – o czym pisze sam autor.

Jak utrzymać magnes w powietrzu – przegląd rozwiązań

Lewitacja diamagnetyczna. Twierdzenie Earnshawa nie obejmuje materiałów diamagnetycznych, które pole magnetyczne odpycha (wskazał to W. Braunbek). Diamagnetyzm grafitu pirolitycznego wystarcza, by cienka płytka unosiła się nad magnesami neodymowymi, a w polu rzędu kilkunastu tesli unosi się nawet woda – a więc i żywa żaba, co pokazali M. Berry i A. Geim w słynnej pracy z 1997 roku. Lewitacja jest stabilna bez zasilania, ale tylko dla bardzo lekkich obiektów lub w bardzo silnym polu.

Nadprzewodniki. Nadprzewodnik wypycha pole magnetyczne ze swego wnętrza (efekt Meissnera), a strumień uwięziony w nadprzewodnikach II rodzaju potrafi utrzymać magnes w ustalonym położeniu. Pokaz jest efektowny, ale wymaga chłodzenia ciekłym azotem.

Lewitron wirujący. Bączek z magnesem unosi się nad magnesem pierścieniowym, dopóki wiruje: stabilność zapewnia efekt żyroskopowy, a twierdzenie Earnshawa dotyczy obiektów nieruchomych. Zabawkę opatentował Roy Harrigan (patent USA z 1983 roku), a jej fizykę opisało wielu autorów, po polsku m.in. K. Byczuk w „Delcie". Działa bez elektroniki, ale tylko przez kilka minut i w wąskim zakresie masy bączka.

Lewitatory podwieszane z regulacją dwustanową. Komparator włącza i wyłącza cewkę, a magnes jest utrzymywany przez ciągłe drobne oscylacje. To najprostsza wersja: w projekcie z Elektor Labs elektromagnesem jest zwykły przekaźnik 5 V, sterowaniem – komparator LM311 z liniowym czujnikiem Halla, a całość zasila powerbank (ok. 50 mA). Podobnie działa lewitująca lampka nocna z Habra: wzmacniacz LM2904 w roli komparatora, magnes 20×10 mm utrzymujący do 40 g ładunku i bezprzewodowe zasilanie diod LED w lewitującej części.

Lewitatory podwieszane z regulacją ciągłą (PD). Jak projekt przykładowy: prąd cewki zmienia się płynnie, a magnes wisi nieruchomo. Czujnikiem nie musi być hallotron – w lewitronach publikowanych w EdW i EP położenie mierzy bariera optyczna: wiązka lasera lub diody podczerwieni częściowo zasłaniana przez lewitujący obiekt.

eprasa.pl 19a5b96348

Lewitatory cyfrowe. Mikrokontroler mierzy położenie przetwornikiem A/C i realizuje regulator programowo – od prostych konstrukcji na Arduino po modele dydaktyczne z regulatorem dwupętlowym (prąd i położenie) na STM32.

Podstawki odpychające. Tu przedmiot (np. globus z magnesem) unosi się nad podstawą. Siłę nośną dają magnesy stałe w podstawie, a cztery cewki połączone parami po przekątnych, sterowane z dwóch kanałów pomiaru czujnikami Halla, stabilizują położenie w poziomie, w osiach X i Y. Opisany na Habrze chiński zestaw ma dwa mostki H z tranzystorów dyskretnych, wzmacniacz LM324 i prąd szczytowy do 3 A; strojenie polega na takim ustawieniu potencjometrów, by pobór prądu był jak najmniejszy.

Zastosowania przemysłowe. Tę samą zasadę – przyciąganie stabilizowane aktywnie – wykorzystują koleje magnetyczne typu EMS (ang. *Electromagnetic Suspension*): elektromagnesy pociągu są przyciągane do stalowej szyny, a szczelina rzędu 15 mm musi być bez przerwy korygowana. Tak jeździ Transrapid w Szanghaju, w ruchu pasażerskim od 2004 roku. Koleje EDS (ang. Electrodynamic Suspension) – m.in. japoński SCMaglev, który w 2015 roku osiągnął 603 km/h – wykorzystują nadprzewodzące magnesy i prądy indukowane w torze; są stabilne dynamicznie i nie wymagają aktywnej regulacji szczeliny. Aktywne łożyska magnetyczne utrzymują bez kontaktu wirniki sprężarek i turbin (normy serii ISO 14839), a w medycynie wirnik pompy wspomagania serca HeartMate 3 jest w pełni zawieszony magnetycznie. Rozwiązania zestawia **tabela 2**.

Od komparatora do mikrokontrolera

Naturalnym rozwinięciem projektu jest przeniesienie regulatora do mikrokontrolera. Pozornie wystarczy przetwornik A/C, wyjście PWM i kilka linii programu, ale kilka spraw wymaga uwagi.

Częstotliwość pętli. Regulator cyfrowy musi próbkować położenie wielokrotnie szybciej, niż zachodzą drgania, które ma tłumić – przyjmuje się co najmniej dziesięciokrotny zapas. Każde opóźnienie w pętli, także czas obliczeń, działa jak dodatkowe przesunięcie fazy i zmniejsza zapas stabilności.

Różniczkowanie a szum. Pochodna obliczana z różnicy kolejnych próbek wzmacnia szum przetwornika, więc składnik różniczkujący trzeba ograniczyć filtrem dolnoprzepustowym. Analogowa sieć C1–R6–R7 robi to niejako za darmo: dla dużych częstotliwości jej wzmocnienie nie przekracza jedności.

Pętla prądowa. Mikrokontroler z pomiarem prądu cewki (np. na rezystorze pomiarowym) łatwo realizuje dwie pętle: wewnętrzną, prądową, i zewnętrzną, położenia – jak w modelu z Politechniki Poznańskiej. Uniezależnia to regulację od nagrzewania się cewki.

Nieliniowość siły. Siła zależy nieliniowo i od prądu, i od odległości, więc regulator nastrojony w jednym punkcie pracy gorzej działa w innym. Program może tę nieliniowość kompensować, np. tablicą nastaw, czego prosty układ analogowy nie potrafi.

Pomiary i samostrojenie. Mikrokontroler może przesyłać położenie, prąd i pobór mocy do komputera, a także sam szukać nastaw minimalizujących pobór prądu – tak jak robi to ręcznie konstruktor podstawki odpychającej.

Krótko: wersja cyfrowa daje elastyczność i możliwość pomiarów, ale wymaga świadomego podejścia do częstotliwości pętli i szumu członu różniczkującego. Analogowy pierwowzór pokazuje, że do samej lewitacji mikrokontroler nie jest potrzebny.

WM

Tabela 2. Porównanie sposobów lewitacji magnetycznej

Rozwiązanie	Zasada	Zalety	Ograniczenia
Diamagnetyczne	odpychanie materiału diamagnetycznego	stabilne, bez zasilania	tylko lekkie obiekty lub bardzo silne pole
Nadprzewodnikowe	efekt Meissnera, uwięzienie strumienia	stabilne, efektowne	chłodzenie ciekłym azotem
Lewitron wirujący	stabilizacja żyroskopowa	bez elektroniki	działa kilka minut, wąski zakres masy
Podwieszane, dwustanowe	komparator, cewka wł./wył.	najprostsze, tanie	drgania magnesu, mała odporność na zakłócenia
Podwieszane, PD (analogowe)	regulacja ciągła prądu cewki	magnes nieruchomy, mały pobór mocy	strojenie członu korekcyjnego
Cyfrowe	regulator programowy, często dwupętlowy	elastyczność, pomiary, pętla prądowa	szybka pętla, filtracja szumu
Podstawki odpychające	magnesy stałe + 4 cewki, regulacja w osiach X i Y	większa masa, efektowny wygląd	dwa kanały regulacji, strojenie
Przemysłowe (EMS, łożyska)	wielokanałowa regulacja cyfrowa	brak tarcia, duża niezawodność	złożoność i koszt

eprasa.pl 19a5b96348

Projekty pokrewne i literatura

Projekt źródłowy

Habr – Как самому собрать аналоговый левитрон (Jak samemu zbudować analogowy lewitron). pełny opis układu, schemat, charakterystyki i dobór elementów (autor: Fiodor, TheMozg, 2015). https://habr.com/ru/articles/380779/
Habr – dyskusja pod artykułem. odpowiedź autora na pytanie o wpływ pola cewki na czujniki. https://habr.com/ru/articles/380779/comments/

Fizyka lewitacji

Wikipedia – Earnshaw's theorem. treść twierdzenia Earnshawa (1842) i wyjątki: diamagnetyzm, stabilizacja żyroskopowa, aktywne sprzężenie zwrotne. https://en.wikipedia.org/wiki/Earnshaw%27s_theorem
M. V. Berry, A. K. Geim – Of flying frogs and levitrons, Eur. J. Phys. 18 (1997). klasyczna praca o lewitacji diamagnetycznej i lewitronie wirującym. https://obelix.physik.uni-bielefeld.de/~schnack/Herbstakademie/CD-2008/frog-ejp.pdf
Michaelis i in. – A variety of Levitrons: a review, Eur. J. Phys. (2020). przegląd odmian lewitronów i mechanizmów ich stabilizacji. https://strathprints.strath.ac.uk/74954/
K. Byczuk – artykuł o lewitronie (cz. I), „Delta" 11/2006. polskojęzyczne omówienie fizyki lewitronu wirującego. https://users.fuw.edu.pl/~byczuk/pub_59.html
R. M. Harrigan – patent USA nr 4 382 245 (1983). patent na lewitujący bączek magnetyczny. https://patentimages.storage.googleapis.com/cd/0c/31/375df3d1cafc59/US4382245.pdf

Konstrukcje pokrewne

Habr – lewitująca lampka nocna (2023). regulacja dwustanowa na LM2904, jeden czujnik Halla, bezprzewodowe zasilanie lewitującej części. https://habr.com/en/articles/755350
Habr – podstawka lewitacyjna z chińskiego zestawu (2020). opis i strojenie układu z czterema cewkami, LM324 i dwoma mostkami H (autor: D. Susłoparow). https://habr.com/ru/post/485884
Habr – Левитрон на Arduino (Lewitron na Arduino). wersja cyfrowa z liniowym czujnikiem Halla UGN3503UA. https://habr.com/en/articles/255647
Elektor Labs – Magnetic Levitation – The Easy Way. przekaźnik 5 V jako elektromagnes, komparator LM311, czujnik A1302/A1308, zasilanie z powerbanku (autor: PeterN, 2020). https://www.elektormagazine.com/news/magnetic-levitation-the-easy-way

Lewitacja w dydaktyce automatyki

K. A. Lilienkamp, K. Lundberg (MIT) – Low-cost magnetic levitation project kits for teaching feedback system design, American Control Conference 2004. zestaw poniżej 20 USD z czujnikiem SS495A; regulator P na granicy stabilności, korektor wyprzedzający fazę dodawany przez studentów. https://www.mit.edu/people/klund/papers/ACC04_maglev.pdf
T. H. Wong – Design of a magnetic levitation control system – an undergraduate project, IEEE Transactions on Education (1986). klasyczny opis lewitatora jako projektu studenckiego. https://scilit.com/publications/5aaaa8aba17253c06cec2e0c3ba810ca
R. Bączyk, D. Lewandowski, P. Pluciński – Pomiary i sterowanie w dydaktycznym modelu lewitacji magnetycznej, PAR 2/2012. model z Politechniki Poznańskiej: regulacja dwupętlowa (prąd i położenie), porównanie czujników położenia. https://www.par.pl/Archiwum/2012/2-2012/Pomiary-i-sterowanie-w-dydaktycznym-modelu-lewitacji-magnetycznej

Zastosowania przemysłowe i medyczne

Wikipedia – Maglev. koleje EMS i EDS, Transrapid w Szanghaju, rekord SCMaglev 603 km/h. https://en.wikipedia.org/wiki/Maglev
M. R. Mehra i in. – A Fully Magnetically Levitated Left Ventricular Assist Device – Final Report, N. Engl. J. Med. (2019). badanie kliniczne pompy HeartMate 3 z wirnikiem zawieszonym magnetycznie. https://doi.org/10.1056/NEJMoa1900486

Noty katalogowe

Texas Instruments – TL494 – Pulse-Width-Modulation Control Circuit. modulator PWM użyty w projekcie. https://www.ti.com/product/TL494
Texas Instruments – LM324 – Quad Operational Amplifier. wzmacniacz toru pomiarowego i komparator. https://www.ti.com/product/LM324
Texas Instruments – DRV5055 – Ratiometric Linear Hall Effect Sensor. współczesny zamiennik czujnika liniowego, kilka wariantów czułości. https://www.ti.com/product/DRV5055

Pozycje krajowe (Elektronika Praktyczna/Elektronika dla Wszystkich)

Elektronika dla Wszystkich – Lewitron 1 (AVT2741/1). P. Wojtowicz; stalowy obiekt pod elektromagnesem, pomiar wiązką lasera i dwoma fotorezystorami (kompensacja światła otoczenia), regulator z członem różniczkującym na LM358; cewka ok. 800 zwojów na rdzeniu M10. Nawiązuje do materiału o lewitacji z EdW 5/2004. https://serwis.avt.pl/manuals/AVT2741-1.pdf
Elektronika dla Wszystkich – Lewitron 2 (AVT2741/2). P. Ziewiec; bariera podczerwieni z kompensacją światła otoczenia, filtr RC tłumiący drgania, ogranicznik prądu cewki z zatrzaskiem. https://kamami.pl/dl/avt2741-2.pdf
Elektronika Praktyczna 12/2007 – Lewitator (Projekty Czytelników). K. Łuszcz; wskaźnik laserowy z lusterkami i fotorezystor, człon różniczkujący na LM358, sterowane źródło prądowe na TIP122; magnes Ø15×10 mm unosi się ok. 4 cm pod elektromagnesem. https://ep.com.pl/files/3628.pdf
Elektronika Praktyczna 11/2014 – Demonstracja zjawisk fizycznych w polu elektromagnetycznym (Projekty Czytelników). R. Bieganek, K. Woźniak, P. Pawlak; „latająca lampka" – stalowy obiekt pod elektromagnesem na śrubie M12, pomiar laserem i dwoma fotorezystorami. https://ep.com.pl/files/10890.pdf
Elektronika Praktyczna 8/2015 – moduł czujnika Halla AVT1880 (Miniprojekty). cyfrowy czujnik obecności pola (TLE4905L lub SS443A), zasilanie 5–24 V. https://ep.com.pl/files/11194.pdf

Lewitatory i bloki pokrewne w ofercie kitów AVT

Projekt przykładowy nie jest zestawem AVT, ale lewitacja ma w historii AVT własne konstrukcje, a bloki lewitronu – czujnik i stopień PWM – mają w ofercie bliskich krewnych. Poniżej zestawiamy najbliższe pozycje (sklep.avt.pl).
AVT2741/1 „Maglev – Lewitron 1" Lewitacja magnetyczna z czujnikiem laserowym. najbliższy funkcjonalnie: ta sama zasada podwieszania i analogowy regulator z członem różniczkującym, ale pomiar optyczny zamiast magnetycznego.
AVT2741/2 „Maglev – Lewitron 2" Lewitacja z barierą podczerwieni. rozwinięcie wersji 1: kompensacja światła otoczenia i wyłącznik nadprądowy cewki z zatrzaskiem.

eprasa.pl 19a5b96348

AVT1880 Moduł czujnika Halla (EP 8/2015). czujnik cyfrowy – wykrywa obecność magnesu, np. jako warunek włączenia cewki; do pomiaru położenia potrzebny jest czujnik liniowy.
AVT735 Regulator impulsowy DC. stopień PWM 6–25 V, do 4 A (ok. 10 A z radiatorem) – gotowy klucz do zasilania cewki przy eksperymentach z elektromagnesem.
Magnesy neodymowe walcowe (komponent). lewitujący obiekt; w projekcie przykładowym N35H Ø15×5 mm.

Bibliografia

[1] Fiodor (TheMozg), „Как самому собрать аналоговый левитрон”, Habr, 2015 – https://habr.com/ru/articles/380779/
[2] „Earnshaw's theorem”, Wikipedia – https://en.wikipedia.org/wiki/Earnshaw%27s_theorem
[3] M. V. Berry, A. K. Geim, „Of flying frogs and levitrons”, Eur. J. Phys. 18 (1997) – https://obelix.physik.uni-bielefeld.de/~schnack/Herbstakademie/CD-2008/frog-ejp.pdf
[4] Michaelis i in., „A variety of Levitrons: a review”, Eur. J. Phys. (2020) – https://strathprints.strath.ac.uk/74954/
[5] K. Byczuk, artykuł o lewitronie (cz. I), „Delta” 11/2006 – https://users.fuw.edu.pl/~byczuk/pub_59.html
[6] R. M. Harrigan, patent USA nr 4 382 245 (1983) – https://patentimages.storage.googleapis.com/cd/0c/31/375df3d1cafc59/US4382245.pdf
[7] K. A. Lilienkamp, K. Lundberg, „Low-cost magnetic levitation project kits for teaching feedback system design”, ACC 2004 – https://www.mit.edu/people/klund/papers/ACC04_maglev.pdf
[8] T. H. Wong, „Design of a magnetic levitation control system – an undergraduate project”, IEEE Trans. Educ. (1986) – https://scilit.com/publications/5aaaa8aba17253c06cec2e0c3ba810ca
[9] R. Bączyk, D. Lewandowski, P. Pluciński, „Pomiary i sterowanie w dydaktycznym modelu lewitacji magnetycznej”, PAR 2/2012, s. 456–462 – https://www.par.pl/Archiwum/2012/2-2012/Pomiary-i-sterowanie-w-dydaktycznym-modelu-lewitacji-magnetycznej
[10] Habr, lewitująca lampka nocna (2023) – https://habr.com/en/articles/755350
[11] D. Susłoparow, opis podstawki lewitacyjnej z chińskiego zestawu, Habr, 2020 – https://habr.com/ru/post/485884
[12] Habr, „Левитрон на Arduino” – https://habr.com/en/articles/255647
[13] PeterN, „Magnetic Levitation – The Easy Way”, Elektor Labs, 2020 – https://www.elektormagazine.com/news/magnetic-levitation-the-easy-way
[14] „Maglev”, Wikipedia – https://en.wikipedia.org/wiki/Maglev
[15] M. R. Mehra i in., „A Fully Magnetically Levitated Left Ventricular Assist Device – Final Report”, N. Engl. J. Med. (2019) – https://doi.org/10.1056/NEJMoa1900486
[16] Texas Instruments, „TL494 – Pulse-Width-Modulation Control Circuit” – https://www.ti.com/product/TL494
[17] Texas Instruments, „LM324 – Quad Operational Amplifier” – https://www.ti.com/product/LM324
[18] Texas Instruments, „DRV5055 – Ratiometric Linear Hall Effect Sensor” – https://www.ti.com/product/DRV5055
[19] P. Wojtowicz, „Lewitron 1” (AVT2741/1), Elektronika dla Wszystkich – https://serwis.avt.pl/manuals/AVT2741-1.pdf
[20] P. Ziewiec, „Lewitron 2” (AVT2741/2), Elektronika dla Wszystkich – https://kamami.pl/dl/avt2741-2.pdf
[21] K. Łuszcz, „Lewitator”, Elektronika Praktyczna 12/2007 – https://ep.com.pl/files/3628.pdf
[22] R. Bieganek, K. Woźniak, P. Pawlak, „Demonstracja zjawisk fizycznych w polu elektromagnetycznym”, Elektronika Praktyczna 11/2014 – https://ep.com.pl/files/10890.pdf
[23] Moduł czujnika Halla AVT1880, Elektronika Praktyczna 8/2015 – https://ep.com.pl/files/11194.pdf
[24] AVT, „Regulator impulsowy DC – AVT735” – https://serwis.avt.pl/manuals/AVT735.pdf

REKLAMA



eprasa.pl/19a8096848

Wykrywacz przewodów pod napięciem

Część A – projekt przykładowy: miniaturowy wykrywacz przewodów sieciowych AVT1429 (licznik 4017 jako czujnik pola elektrycznego)

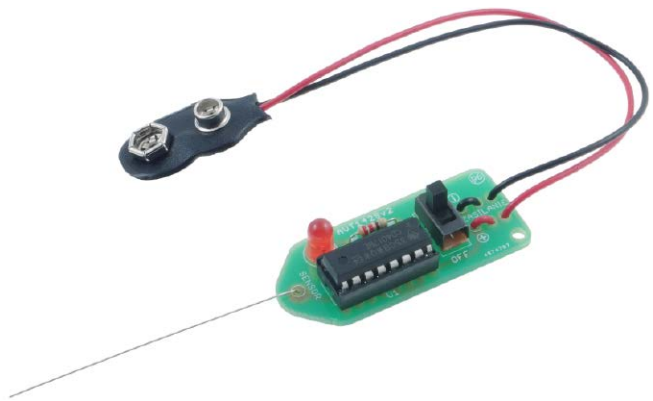
Wiercenie w ścianie bez wiedzy, którędy biegną przewody instalacji elektrycznej, kończy się czasem uszkodzeniem instalacji, a w najgorszym razie porażeniem. Dlatego wykrywacze przewodów należą do najpopularniejszych narzędzi remontowych, a ich najprostsze wersje – do najpopularniejszych projektów elektronicznych. Działają one na różnych zasadach i każda z nich ma swoje ograniczenia, które użytkownik powinien znać. Omówienie tego tematu zawiera dwie części. W części A prezentujemy projekt przykładowy – miniaturowy wykrywacz przewodów sieciowych AVT1429, w którym jedynym układem scalonym jest licznik CMOS. W części B poddajemy go komentarzowi redakcyjnemu, porównujemy wykrywanie pola elektrycznego i magnetycznego, omawiamy zasady bezpiecznego posługiwania się takimi przyrządami, przeglądamy rozwiązania profesjonalne, a na koniec zestawiamy literaturę i ofertę kitów AVT.

Część A. Projekt przykładowy Miniaturowy wykrywacz przewodów sieciowych AVT1429

Projekt: prosty wykrywacz przewodów instalacji elektrycznej będących pod napięciem: czujnikiem jest odcinek drutu dołączony wprost do wejścia zegarowego licznika CMOS 4017, a obecność przewodu sygnalizuje migająca dioda LED. Trzy elementy elektroniczne, wyłącznik suwakowy, płytka 48×20 mm, zasilanie z baterii 9 V przez złącze typu „kijanka". Bez uruchamiania i regulacji.

Źródło: AVT SPV, „Miniaturowy wykrywacz przewodów sieciowych", instrukcja zestawu AVT1429.

Zastosowanie: wstępne lokalizowanie przewodów pod napięciem w ścianach przy pracach remontowych; zestaw do nauki lutowania i pokaz działania wejścia CMOS o dużej impedancji.

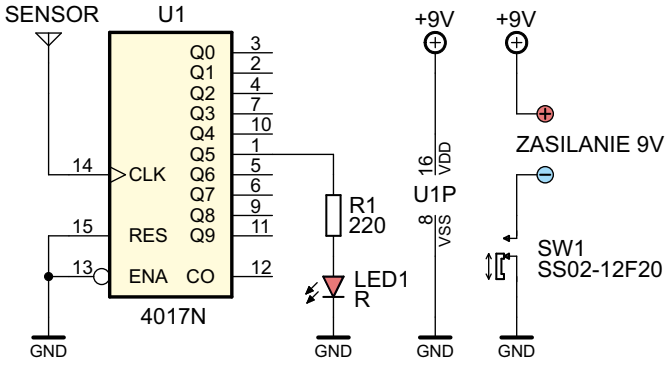


Fotografia 1. Zmontowany miniaturowy wykrywacz przewodów sieciowych AVT1429

Licznik jako czujnik

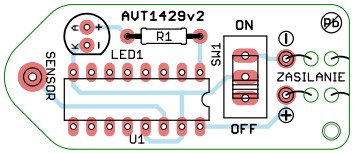
Schemat ideowy wykrywacza przedstawia **rysunek 1**. Cały układ opiera się na liczniku dziesiętnym 4017 wykonanym w technologii CMOS. Wejścia takich układów mają bardzo dużą impedancję – prąd wejściowy jest rzędu pikoamperów. Do wejścia zegarowego CLK dołączono wyłącznie czujnik: krótki odcinek srebrzonego drutu. Wejścia zerowania RES i blokady ENA są połączone z masą, więc licznik zlicza każde zbocze narastające na wejściu zegarowym.

Wokół przewodu instalacji pod napięciem występuje zmienne pole elektryczne o częstotliwości 50 Hz. Drut czujnika i przewód tworzą kondensator o bardzo małej pojemności, a druga „okładka" tego układu to masa wykrywacza, sprzężona z otoczeniem między innymi przez rękę



Rysunek 1. Schemat ideowy wykrywacza przewodów sieciowych

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 2. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej



Fotografia 2. Zmontowana płytka wykrywacza z czujnikiem z drutu

użytkownika. Zmienne pole indukuje na wejściu licznika ładunek, a dzięki dużej impedancji wejścia napięcie zmienia się na tyle, by przekraczać próg przełączania. Licznik zaczyna wtedy zliczać w rytmie napięcia sieci.

Sygnalizacja

Dioda LED1 z rezystorem R1 (220 Ω) jest dołączona do wyjścia Q5 licznika. Stan wysoki pojawia się na tym wyjściu tylko w jednym z dziesięciu stanów licznika. Gdy licznik stabilnie zlicza impulsy o częstotliwości 50 Hz, dioda zapala się na 20 ms co 200 ms, czyli miga z częstotliwością 5 Hz. Licznik pełni więc jednocześnie funkcję dzielnika częstotliwości: zamienia przebieg 50 Hz, niewidoczny dla oka, w wyraźne miganie. Gdy czujnik jest daleko od przewodu, napięcie na wejściu tylko czasami przekracza próg, licznik gubi impulsy i dioda miga nieregularnie. Instrukcja opisuje to jako miganie tym intensywniejsze, im bliżej przewodu znajduje się czujnik.

Montaż i sprawdzenie

Układ montuje się na płytce o wymiarach 48×20 mm (**rysunek 2**). Elementów jest tak mało, że montaż zajmuje kilka minut; trzeba tylko zwrócić uwagę na polaryzację diody LED i kierunek wlutowania układu scalonego. Czujnik wykonuje się z odcinka srebrzonego drutu dołączonego do zestawu. Zasilanie z baterii 9 V włącza się wyłącznikiem suwakowym SW1. Zmontowany ze sprawnych elementów wykrywacz działa od razu, bez uruchamiania i regulacji: po zbliżeniu czujnika do gniazda sieciowego lub włącznika oświetlenia dioda powinna zacząć migać.

Część B. Komentarz, dyskusja rozwiązań i projekty pokrewne

Część B prowadzimy w kilku wątkach. Najpierw poddajemy projekt przykładowy komentarzowi redakcyjnemu, następnie porównujemy wykrywacze pola elektrycznego i magnetycznego, omawiamy ograniczenia i zasady bezpiecznego posługiwania się bezdotykowymi wskaźnikami napięcia, przeglądamy przyrządy profesjonalne, a na koniec zestawiamy literaturę i ofertę kitów AVT.

Tabela 1. Najważniejsze elementy wykrywacza i ich rola (wg instrukcji AVT1429)

Element	Rola w układzie
Czujnik (drut srebrzony)	antena sprzężona pojemnościowo z przewodem pod napięciem
U1 (4017), wejście CLK	wejście CMOS o bardzo dużej impedancji reagujące na zmienny ładunek
U1, RES i ENA połączone z masą	licznik zlicza wszystkie impulsy; dzieli częstotliwość 50 Hz przez 10
LED1, R1 (220 Ω), wyjście Q5	sygnalizacja: miganie ok. 5 Hz przy stabilnym wykryciu pola
SW1	wyłącznik zasilania
Parametry	bateria 9 V, płytka 48×20 mm, bez regulacji

Uwaga o bezpieczeństwie. Wykrywacz pomaga ustalić, którędy biegną przewody, ale brak sygnalizacji nie dowodzi, że w danym miejscu nie ma przewodu ani że przewód nie jest pod napięciem. Przed wierceniem w pobliżu instalacji należy wyłączyć odpowiedni wyłącznik nadprądowy w rozdzielnicy.

Komentarz redakcyjny do projektu

To jeden z najprostszych możliwych układów elektronicznych, a mimo to dobrze pokazuje dwie ważne cechy techniki CMOS: ogromną impedancję wejść i wynikającą z niej wrażliwość na pola elektryczne. Pomysł wykorzystania licznika jednocześnie jako czujnika i dzielnika częstotliwości jest elegancki. Poniżej zbieramy uwagi i kierunki rozwoju.

Pole elektryczne, a nie elektromagnetyczne – instrukcja mówi o wykrywaniu pola elektromagnetycznego, ale w rzeczywistości układ reaguje na zmienne pole elektryczne, czyli na napięcie przewodu względem otoczenia, a nie na płynący w nim prąd. Ma to praktyczne skutki: wykrywacz zasygnalizuje przewód fazowy także wtedy, gdy nie jest włączony żaden odbiornik, ale nie wykryje przewodu neutralnego ani ochronnego, a także odcinka przewodu za wyłączonym łącznikiem.

Ochrona i czułość wejścia – drut czujnika jest dołączony wprost do wyprowadzenia układu scalonego. Ładunki elektrostatyczne, np. przy dotknięciu czujnika palcem, obciążają wtedy tylko wewnętrzne diody zabezpieczające układu. Warto dodać szeregowy rezystor o rezystancji rzędu megaomów. Rezystor o dużej rezystancji między wejściem a masą pozwala z kolei ustalić czułość: mniejsza rezystancja to mniejsza czułość, ale też mniej fałszywych wskazań. W wykrywaczu publikowanym przez Talking Electronics zastosowano na wejściu ok. 170...180 MΩ, zestawione z 17...18 rezystorów 10 MΩ połączonych szeregowo (autor dąży do 200 MΩ); według autorów rezystancja mniejsza niż 100 MΩ wyraźnie zmniejsza czułość.

Ręka użytkownika jest częścią układu – masa wykrywacza jest sprzężona z otoczeniem głównie przez dłoń trzymającą płytkę lub baterię. Sposób trzymania zmienia więc czułość, a dotknięcie czujnika palcem może wywołać miganie diody nawet z dala od przewodów, bo ciało

eprasa.pl 19a5b96348

Tabela 2. Rodzaje wykrywaczy przewodów w ścianach

Rodzaj wykrywacza	Co wykrywa	Zalety	Ograniczenia
Pojemnościowy (AVT1429, Talking Electronics)	napięcie przemienne przewodu fazowego	prosty, działa bez obciążenia	nie wykrywa przewodu N i PE ani przewodów bez napięcia; wrażliwy na wilgoć i sposób trzymania
Magnetyczny (Elektor 7/1985)	prąd płynący w przewodzie	mniej fałszywych wskazań od pól elektrycznych	wymaga włączonego odbiornika; pola przewodów kabla częściowo się znoszą
Nadajnik + odbiornik	sygnał wprowadzony do przewodu	wykrywa przewody bez napięcia, wskazuje linie instalacji	wymaga dostępu do przewodu; sprzężenia z sąsiednimi przewodami
Wykrywacz metali (indukcyjny)	przedmioty metalowe w ścianie	wykrywa przewody niezależnie od stanu instalacji	nie odróżnia przewodu od rury czy zbrojenia
Skaner wielofunkcyjny	metal, napięcie, często też drewno i tworzywa	kilka metod w jednym przyrządzie	cena; interpretacja wskazań wymaga wprawy

człowieka samo zbiera zakłócenia sieciowe. Wygodnym ulepszeniem jest metalowa płytka dotykowa dołączona do masy, za którą trzyma się przyrząd.

Sygnał dźwiękowy – przy przeszukiwaniu ściany wzrok jest skierowany na ścianę, a nie na diodę. Brzęczyk dołączony do wyjścia licznika, np. przez tranzystor, ułatwia pracę; w projekcie Talking Electronics brzęczyk „ćwierka” w rytmie sieci.

Sprawdzenie przed użyciem – instrukcja słusznie zaleca próbę przy gnieździe lub włączniku. To dobra praktyka przy każdym wskaźniku bezdotykowym: przed każdym użyciem trzeba sprawdzić, czy przyrząd reaguje na przewód, o którym wiadomo, że jest pod napięciem, bo wyczerpana bateria daje taki sam wynik jak brak przewodu.

Pole elektryczne czy magnetyczne

Przewód instalacji elektrycznej wytwarza dwa rodzaje pola. Pole elektryczne zależy od napięcia: występuje wokół przewodu fazowego zawsze, gdy jest on pod napięciem, niezależnie od tego, czy płynie prąd. Wykrywa się je czujnikiem pojemnościowym i wzmacniaczem o bardzo dużej impedancji wejściowej, jak w AVT1429. Pole magnetyczne zależy od prądu: występuje tylko wtedy, gdy włączony jest odbiornik. Wykrywa się je cewką lub czujnikiem Halla. Przykładem jest „Mains Wiring Locator” z Elektora 7/1985: cewka z przyssawką, przeznaczona do podsłuchu telefonicznego, i dwa wzmacniacze operacyjne o wzmocnieniu dobranym dla częstotliwości ok. 50 Hz. Pole magnetyczne przewodu fazowego i neutralnego tego samego kabla częściowo się znoszą, bo prądy płyną w przeciwnych kierunkach; najsilniej wykrywa się je w pobliżu przewodów.

Do lokalizowania przewodów bez napięcia służą zestawy złożone z nadajnika i odbiornika. Nadajnik dołącza się do przewodu i wprowadza do niego sygnał o określonej częstotliwości, a odbiornik przesuwany wzdłuż ściany szuka miejsca najsilniejszego sygnału. Fluke w swoim poradniku zwraca uwagę, że nadajnik nie powinien być dołączony do dwóch przewodów tej samej linii instalacji, np. fazowego i neutralnego, bo sygnał płynie jednym przewodem i wraca drugim, ich pola się znoszą i odbiornik przestaje go wykrywać. Drugi zacisk nadajnika dołącza się do osobnego uziemienia. Zestawy takie pozwalają też ustalić, który wyłącznik w rozdzielnicy zasila daną linię instalacji. Przyrządy budowlane wyższej klasy łączą kilka metod naraz: czujnik indukcyjny metali, detektor napięcia przemiennego, a czasem także radar do wykrywania tworzyw sztucznych i drewna. Rozwiązania porównuje **tabela 2**.

Granice zaufania: fałszywe wskazania i bezpieczeństwo

Wszystkie wykrywacze pojemnościowe, także profesjonalne bezdotykowe wskaźniki napięcia, mają te same ograniczenia. Mogą nie wykryć przewodu pod napięciem, gdy jest on głęboko w ścianie, ekranowany (kabel z ekranem, przewód w rurze metalowej, ściana z siatką metalową lub folią), gdy tynk jest wilgotny i „rozprowadza” pole po dużej powierzchni, gdy bateria jest słaba albo gdy przyrząd jest uszkodzony. Mogą też wskazywać napięcie tam, gdzie go nie ma – na przewodzie biegnącym równolegle do innego, będącego pod napięciem, albo w pobliżu urządzeń wytwarzających silne pola. D. Stelzer w magazynie Electrical Contractor przypomina, że taki wskaźnik informuje wyłącznie o obecności pola elektrycznego, nie podaje wartości napięcia i nie może być jedynym dowodem, że przewód nie jest pod napięciem. Jego miejsce to wstępne rozpoznanie i lokalizowanie przewodów. Brak napięcia przed pracą przy instalacji potwierdza się po wyłączeniu zasilania dwubiegunowym wskaźnikiem napięcia lub miernikiem, sprawdzonym wcześniej na gnieździe lub przewodzie pod napięciem.

Krótko: wykrywacz pojemnościowy taki jak AVT1429 dobrze nadaje się do szybkiego sprawdzenia, którędy biegnie przewód fazowy pod napięciem. Nie zastępuje wyłączenia zasilania i sprawdzenia braku napięcia przyrządem stykowym.

WM

eprasa.pl 19a5b96348

Projekty pokrewne i literatura

Projekt źródłowy

AVT – Miniaturowy wykrywacz przewodów sieciowych (AVT1429). instrukcja zestawu: zasada działania, schemat, płytka, sprawdzenie działania. https://serwis.avt.pl/manuals/AVT1429.pdf

Konstrukcje i opracowania

Talking Electronics (2014) – Mains Tracer. wykrywacz pojemnościowy na układzie CD4069UB z długą sondą, rezystorem wejściowym ok. 170...180 MΩ i brzęczykiem. https://www.talkingelectronics.com/projects/Electrician/MainsTracer.html

Elektor 7/1985 – Mains Wiring Locator. wykrywacz magnetyczny: cewka z przyssawką i dwa wzmacniacze operacyjne dostrojone do częstotliwości sieci. https://www.elektormagazine.com/magazine/elektor-198499/45504

D. Stelzer, Electrical Contractor (2024) – Should We Use Noncontact Voltage Testers? zasada działania, fałszywe wskazania i zasady bezpiecznego stosowania bezdotykowych wskaźników napięcia. https://www.ecmag.com/magazine/articles/article-detail/should-we-use-noncontact-voltage-testers-the-benefits-and-drawbacks-of-these-handy-tools

Fluke – Identyfikowanie przewodów elektrycznych w ścianach. poradnik: nadajniki i odbiorniki do lokalizowania przewodów i ustalania, który wyłącznik zasila daną linię. https://www.fluke.com/pl-pl/nauka/blog/rozwiazywanie-problemow/how-to-trace-wires

Wykrywacze w ofercie kitów AVT

Projekt przykładowy jest zestawem AVT i jest najbliższą temu tematowi pozycją w ofercie (sklep.avt.pl).

AVT1429 „Miniaturowy wykrywacz przewodów sieciowych”. projekt przykładowy: licznik 4017 jako czujnik pola elektrycznego, sygnalizacja diodą LED, zasilanie z baterii 9 V.

Bibliografia

[1] AVT SPV, „Miniaturowy wykrywacz przewodów sieciowych” – instrukcja zestawu AVT1429 – https://serwis.avt.pl/manuals/AVT1429.pdf

[2] Talking Electronics, „Mains Tracer”, 2014 – https://www.talkingelectronics.com/projects/Electrician/MainsTracer.html

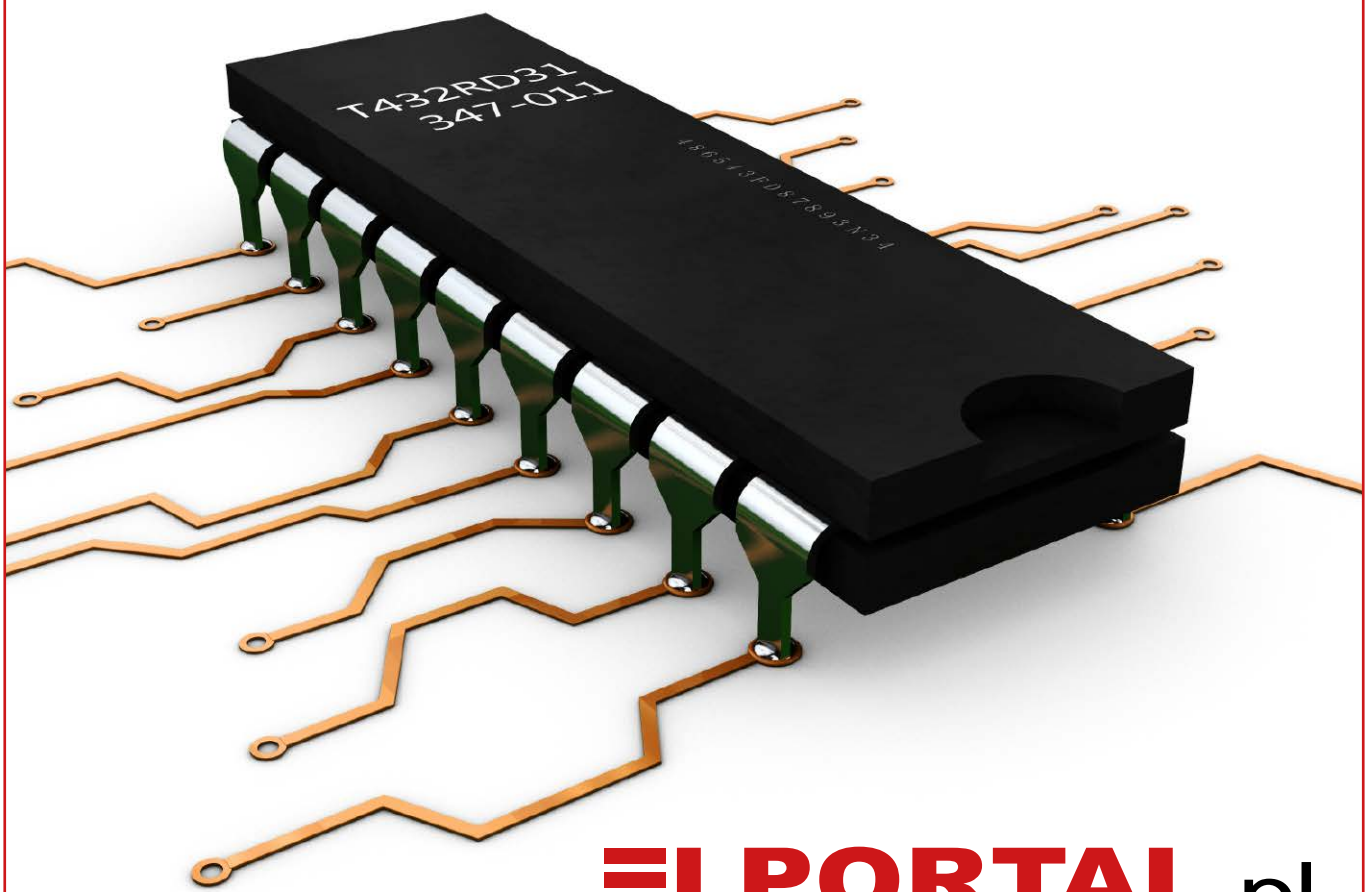
[3] „Mains Wiring Locator”, Elektor 7/1985 – https://www.elektormagazine.com/magazine/elektor-198499/45504

[4] D. Stelzer, „Should We Use Noncontact Voltage Testers?”, Electrical Contractor, 2024 – https://www.ecmag.com/magazine/articles/article-detail/should-we-use-noncontact-voltage-testers-the-benefits-and-drawbacks-of-these-handy-tools

[5] Fluke, „Identyfikowanie przewodów elektrycznych w ścianach” – https://www.fluke.com/pl-pl/nauka/blog/rozwiazywanie-problemow/how-to-trace-wires

REKLAMA

Publikujemy dla projektantów i programistów elektroniki



ELPORTAL.pl

eprasa.pl 19a5b96348

Poprzednia część w EP10/2026 – dostępna na www.UlubionyKiosk.pl

Kontrola wersji w projekcie elektronicznym, część 2 – GitHub

W pierwszej części poradnika repozytorium leżało wyłącznie na dysku konstruktora. Teraz dokładamy do niego kopię na serwerze – a wraz z nią pracę zespołową, przegląd zmian przed ich przyjęciem i automatyczne wytwarzanie plików produkcyjnych. Pokazujemy to na przykładzie GitHuba, wskazując przy okazji, kiedy lepszy będzie serwer własny.

Po co repozytorium na serwerze

Git jest systemem rozproszonym i to jest jego cecha wyjściowa: każda kopia repozytorium zawiera pełną historię projektu. Serwer nie jest więc jedynym egzemplarzem danych ani warunkiem działania systemu – jest umówionym miejscem wymiany. Pokazuje to **rysunek 1**.

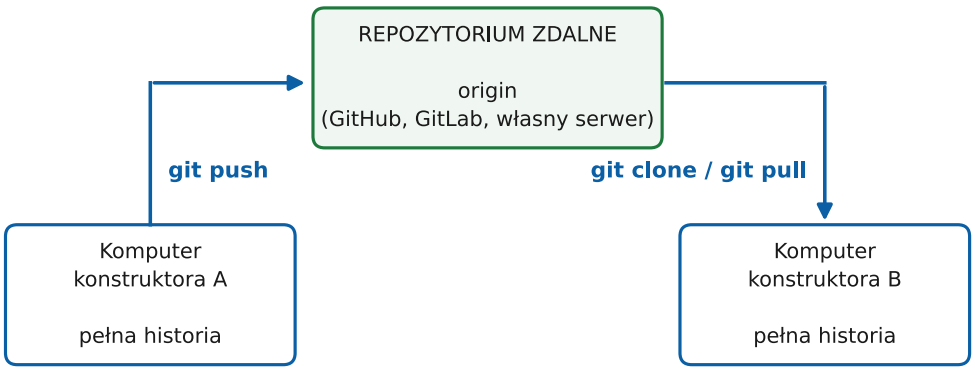
Praktyczne korzyści z takiej kopii są cztery. Dwie osoby mogą pracować nad tym samym projektem, nie nadpisując sobie plików. Zmiany można obejrzeć i omówić, zanim wejdą do wersji uznanej za dobrą. Serwer może po każdej zmianie automatycznie sprawdzić projekt i wytworzyć pliki produkcyjne. Wreszcie repozytorium przestaje znikać razem z dyskiem konstruktora, który odszedł z firmy.

GitHub jest największym z takich serwisów. Według raportu Octoverse 2025, publikowanego przez samego operatora serwisu, zgromadzono w nim ponad 180 mln kont użytkowników oraz 630 mln repozytoriów łącznie od początku istnienia serwisu – przy czym ta druga liczba obejmuje także repozytoria prywatne i porzucone, więc nie jest liczbą aktywnie rozwijanych projektów. Miesięcznie przyjmowanych jest średnio 43,2 mln zaakceptowanych propozycji zmian. Dla porządku: sam Git jest standardem branżowym niezależnie od serwisu – używa go około 93% respondentów ankiety Stack Overflow, podczas gdy GitHub jako miejsce hostowania kodu wskazuje 81%, a GitLaba 36%.

Konto i pierwsze repozytorium

Rejestracja wymaga adresu poczty elektronicznej i potwierdzenia go odnośnikiem przesłanym przez serwis. Nieograniczona liczba repozytoriów – zarówno publicznych, jak i prywatnych – jest dostępna w planie bezpłatnym; plany płatne różnią się limitami funkcji zespołowych i administracyjnych, a nie samą możliwością utworzenia repozytorium niepublicznego. Formularz tworzenia repozytorium pokazuje **rysunek 2**.

Przy zakładaniu repozytorium dla projektu firmowego należy świadomie ustawić widoczność. Repozytorium



Każda kopia zawiera całą historię projektu — serwer jest miejscem wymiany, a nie jedynym egzemplarzem danych

Rysunek 1. Repozytorium lokalne i repozytorium zdalne – każda kopia zawiera pełną historię. Rysunek własny EP

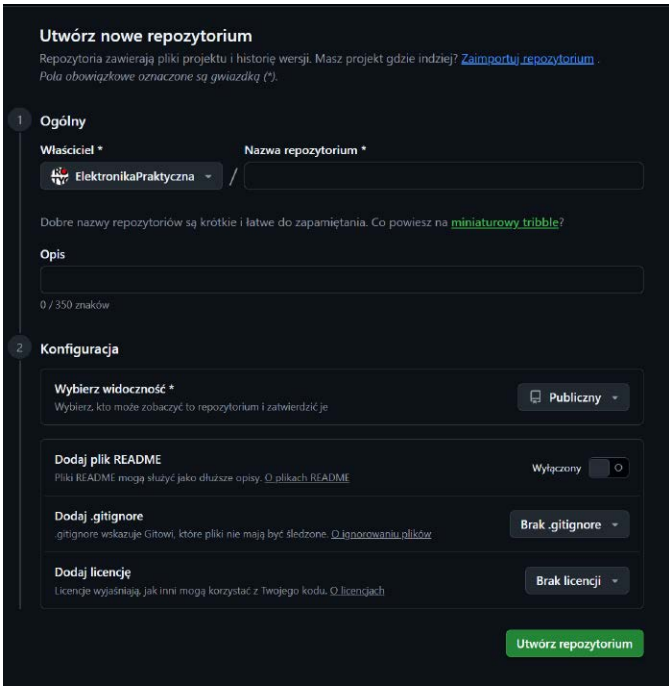
eprasa.pl 19a5b96348

publiczne oznacza, że schemat, rozkład ścieżek i firmware są dostępne dla każdego – bywa to zamierzone przy projektach otwartych, ale przy zleceniu dla klienta zwykle nie jest.

Uwierzytelnianie: hasło już nie działa

To jest miejsce, w którym najczęściej zatrzymuje się początkujący użytkownik, i przyczyna, dla której starsze poradniki nie dają się wykonać krok po kroku. Od 13 sierpnia 2021 roku GitHub nie przyjmuje hasła do konta przy uwierzytelnianiu operacji Gita. Zamiast hasła używa się osobistego tokenu dostępu, klucza SSH albo narzędzia GitHub CLI, które samo zakłada i odnawia poświadczenia. Porównanie tych trzech dróg przedstawia **rysunek 3**.

Niezależnie od wyboru obowiązuje uwierzytelnianie dwuskładnikowe: od marca 2023 roku GitHub wymaga włączenia 2FA od wszystkich użytkowników, którzy wnoszą do serwisu kod. Dla stanowiska konstruktorskiego, na którym pracuje się codziennie, najwygodniejszy jest klucz SSH z kluczem prywatnym chronionym hasłem. Token dostępu warto ograniczać zakresem uprawnień i terminem ważności – token bez terminu ważności, zapisany na stałe w konfiguracji, jest tym samym co hasło na karteczce pod klawiaturą.



Rysunek 2. Formularz tworzenia repozytorium w serwisie GitHub

Hasło do konta nie działa przy operacjach Gita od 13 sierpnia 2021 roku

TOKEN DOSTĘPU (PAT)	KLUCZ SSH	GitHub CLI (gh)
połączenie przez HTTPS nadaj termin ważności i wąski zakres uprawnień dobre do jednego stanowiska	połączenie przez SSH para kluczy na stanowisku klucz prywatny pod hasłem dobre do pracy stałej i serwerów budowania	logowanie w przeglądarce narzędzie samo zakłada i odnawia poświadczenia najprostsze na początek

Niezależnie od wyboru: uwierzytelnianie dwuskładnikowe (2FA) jest w GitHubie obowiązkowe dla wszystkich, którzy wnoszą kod

Token zapisany na stałe w pliku konfiguracyjnym repozytorium jest tym samym co hasło na karteczce pod klawiaturą.

Rysunek 3. Trzy sposoby uwierzytelniania operacji Gita wobec serwisu GitHub

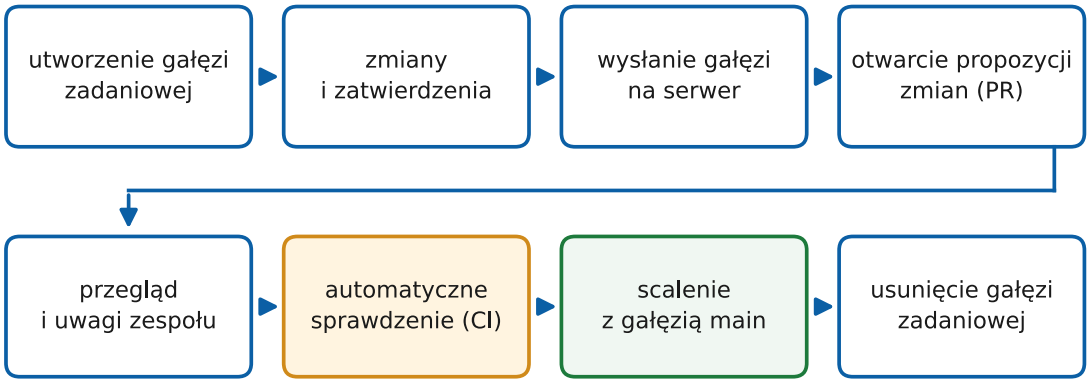
Wiersz poleceń — podłączenie repozytorium zdalnego i pierwsze wysłanie

```
$ git remote add origin git@github.com:firma-ep/zasilacz-30V.git
$ git branch -M main
$ git push -u origin main
Enumerating objects: 12, done.
Writing objects: 100% (12/12), 148.31 KiB | 4.24 MiB/s, done.
To github.com:firma-ep/zasilacz-30V.git
 * [new branch]      main -> main
branch 'main' set up to track 'origin/main'.

$ git remote -v
origin  git@github.com:firma-ep/zasilacz-30V.git (fetch)
origin  git@github.com:firma-ep/zasilacz-30V.git (push)
```

Rysunek 4. Podłączenie repozytorium zdalnego i pierwsze wysłanie historii

eprasa.pl 19a5b96348



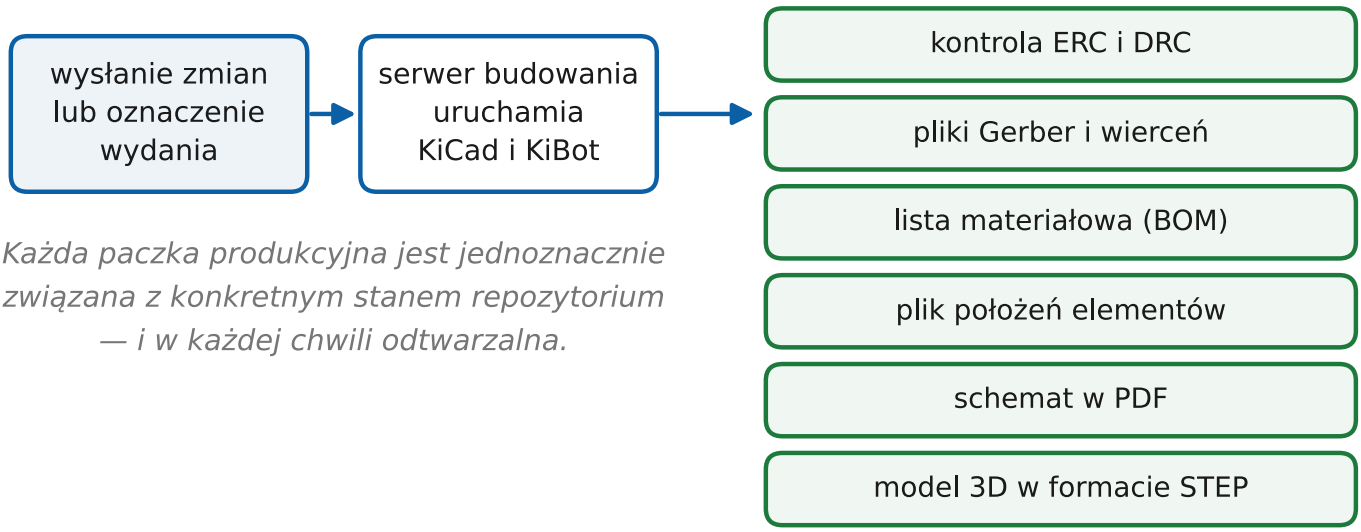
Propozycja zmian jest miejscem, w którym powstaje zapis decyzji projektowej — kto, co i dlaczego zaakceptował

Rysunek 5. Cykl pracy z gałęzią zadaniową i propozycją zmian

```
      328  +     // The level first: the transcript reads and git greps below take a while, and the band waits on none of them.
      329  +     const level = await readLevel($)
      330  +     const pending = await readPending($)
      331  +     await update($, band, b => ({ ...EMPTY, ...b, level, pending }))
      332  +
300   333         const usage = await $.session.usage()
301   334         const turns = await $.session.turns()
302         -     const level = await readLevel($)
303   335         const { removed, transcript: saved } = await load($)
304   336         const session = await $.session.id()
305   337         // Here, not at start: the first turn writes the file, and a new id (/clear, /resume) or a move (/cd, a worktree) changes it.
                @@ -364,9 +396,10 @@ export const register: Register = (on, options) => {
364   396         const avg = b.turns > 0 ? b.spent / b.turns : 0
365   397         const last = b.turnCosts[b.turnCosts.length - 1]
366   398
      399  +     // Picking the level in force again takes the pick back.
367   400         const setLevel = async (level: string) => {
368         -       await update($, band, x => ({ ...x, level }))
369         -       await run($, 'ponytail:ponytail', level)
      401  +       const picked = await update($, band, x => ({ ...x, pending: level === x.level ? '' : level }))
      402  +       await $.fs.write(await pendingFile($), picked.pending)
370   403         }
371   404         const toggle = async () => {
372   405           await update($, band, x => ({ ...x, details: !x.details }))
                @@ -395,13 +428,15 @@ export const register: Register = (on, options) => {
395   428                 : ''
396   429         const testsColor = b.tests.state === 'pass' ? 'success' : b.tests.state === 'fail' ? 'error' : undefined
397   430         const hasOpen = b.openCallers.length > 0
      431  +     const hint = `${b.pending} applies with your next message`
398   432
399   433         if (!b.details) {
400   434           return stack(
401   435             <Box flexDirection="row" alignItems="center" gap={2} width={width}>
402         -             {/* A click opens the four levels: one click, one turn, no stops on levels nobody wanted. */}
      436  +             {/* A click opens the four levels; a pick there applies with the next prompt. */}
403   437               <Button key="level" plain onPress={toggle}>
404   438                 <Text color={b.level === 'off' ? 'inactive' : 'suggestion'}>●</Text> {b.level}
      439  +                {b.pending !== '' && ` → ${b.pending}`}
405   440               </Button>
406   441               <Text>${b.spent.toFixed(2)}</Text>
```

Rysunek 6. Widok propozycji zmian z zestawieniem różnic

eprasa.pl 19a5b96348



Każda paczka produkcyjna jest jednoznacznie związana z konkretnym stanem repozytorium — i w każdej chwili odtwarzalna.

Rysunek 7. Potok automatycznego budowania dla projektu prowadzonego w KiCadzie

Podłączenie istniejącego repozytorium

Repozytorium założone lokalnie w pierwszej części poradnika podłącza się do serwera trzema poleceniami (**rysunek 4**). Pierwsze zapisuje adres repozytorium zdalnego pod umowną nazwą origin, drugie zapewnia zgodność nazwy gałęzi głównej, trzecie wysyła historię i zapamiętuje powiązanie gałęzi lokalnej ze zdalną.

Od tej chwili w codziennej pracy używa się dwóch poleceń: git push wysyła zapisane lokalnie zmiany na serwer, git pull pobiera zmiany wprowadzone przez innych. Nowe stanowisko dołącza się do projektu poleceniem git clone z adresem repozytorium – pobiera ono całą historię, nie tylko bieżący stan plików.

Praca zespołowa: propozycja zmian

Możliwość wysyłania zmian wprost do gałęzi głównej jest kusząca i w projekcie jednoosobowym wystarczająca. W zespole prowadzi jednak do sytuacji, w której nikt nie widział zmiany przed jej wejściem do wersji produkcyjnej. Rozwiązaniem jest propozycja zmian, w GitHubie nazywana pull requestem: konstruktor pracuje na gałęzi zadaniowej, wysyła ją na serwer i zgłasza wniosek o włączenie jej do gałęzi głównej. Pełny przebieg pokazuje **rysunek 5**.

Wniosek otwiera się w serwisie, wskazując gałąź źródłową i docelową. Serwis pokazuje wtedy zestawienie różnic – wiersze dodane na zielono, usunięte na czerwono (**rysunek 6**) – a pozostali członkowie zespołu mogą zgłaszać uwagi do konkretnych wierszy. Po zaakceptowaniu wniosek scala się z gałęzią główną, a gałąź zadaniową usuwa.

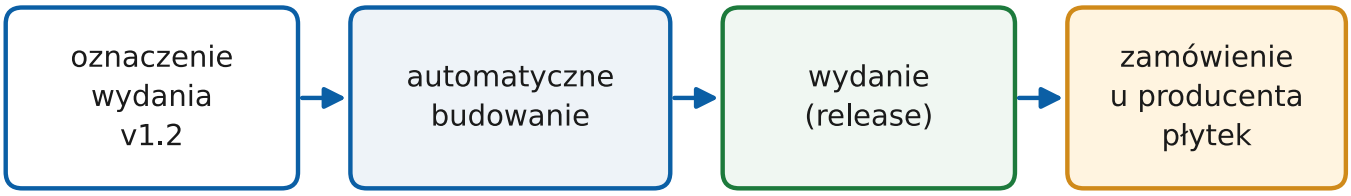
Dla projektu sprzętowego ma to wartość, której nie widać od razu. Dyskusja przy propozycji zmian zostaje w repozytorium na stałe i staje się zapisem decyzji projektowej: kto zaproponował zmianę wartości elementu,

Plik .github/workflows/produkcja.yml

```
name: Pliki produkcyjne
on:
  push:
    tags: ["v*"]          # uruchom przy oznaczeniu wydania
jobs:
  build:
    runs-on: ubuntu-latest
    steps:
      - uses: actions/checkout@v4
      - name: Generowanie plikow produkcyjnych
        uses: INTI-CMNB/KiBot@<pelna suma kontrolna>   # v2
        with:
          config: kibot.yaml
          dir:    production
      - uses: actions/upload-artifact@v4
        with: { name: produkcja, path: production }
```

Rysunek 8. Opis zadania dla serwera budowania – plik w katalogu .github/workflows

eprasa.pl 19a5b96348



Rewizja płytki wytrawiona w miedzi odpowiada dokładnie jednemu oznaczeniu w repozytorium

Rysunek 9. Od oznaczenia wydania do zamówienia płytek – droga bez ręcznego eksportuc2_r09.svg

kto ją sprawdził, jakie argumenty padły i kiedy zmianę przyjęto. Przy dochodzeniu przyczyn usterki w partii wyrobów jest to materiał wart więcej niż pamięć zespołu sprzed roku.

Warto też włączyć w ustawieniach repozytorium ochronę gałęzi głównej: wymóg, aby zmiany wchodziły wyłącznie przez zaakceptowaną propozycję. To ustawienie jednego przełącznika, które usuwa całą klasę pomyłek.

Automatyczne sprawdzanie i wytwarzanie plików produkcyjnych

To jest najsilniejszy praktyczny argument za trzymaniem projektu sprzętowego na serwerze i jednocześnie rzecz, której nie da się zrobić bez kontroli wersji. Serwer budowania – w GitHubie noszący nazwę GitHub Actions, w GitLabie GitLab CI – potrafi po każdej zmianie albo po oznaczeniu wydania uruchomić KiCada w trybie bezobsługowym i wykonać komplet czynności przygotowujących projekt do produkcji. Pokazuje to **rysunek 7**.

Narzędziem, które to wykonuje, jest KiBot – otwarty pakiet automatyzacji obsługujący KiCada w wersjach od 6 do 10. Na podstawie jednego pliku konfiguracyjnego uruchamia kontrolę reguł elektrycznych i projektowych oraz wytwarza pliki Gerber i wierceń, listę materiałową, plik położeń elementów do montażu automatycznego, schemat w PDF, model 3D w formacie STEP i interaktywną listę materiałową w HTML. Opis zadania dla serwera budowania mieści się w kilkunastu wierszach (**rysunek 8**).

Skutek jest taki, że paczka produkcyjna przestaje być plikiem, który ktoś wyeksportował ręcznie w piątek po południu i nazwał „gerbery_final_v3”. Staje się artefaktem powiązanym z oznaczonym stanem repozytorium, wytworzonym zawsze w ten sam sposób i odtwarzalnym w dowolnym momencie (**rysunek 9**).

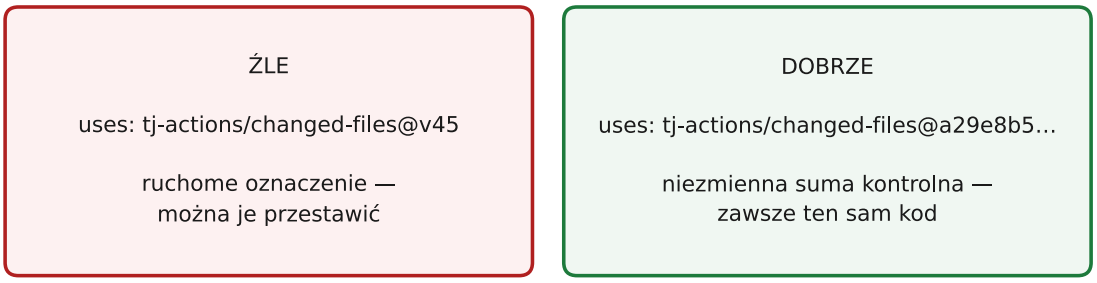
Warto zwrócić uwagę na oszczędność, która nie rzuca się w oczy. Kontrola reguł projektowych uruchamiana automatycznie przy każdej propozycji zmian wyłapuje błąd w chwili jego powstania, a nie na dzień przed wysłaniem plików do wytwórcy. Koszt jednej pomyłki wyłapanej w ten sposób pokrywa cały nakład pracy włożony we wdrożenie tego mechanizmu.

Bezpieczeństwo: repozytorium jest częścią łańcucha dostaw

Serwer budowania wykonuje kod pobrany z zewnątrz i ma dostęp do sekretów projektu – kluczy, tokenów, danych logowania do usług wytwórcy. To czyni z niego cel ataku, i nie jest to rozważanie teoretyczne.

W dniach 14 i 15 marca 2025 roku napastnik, wykorzystując przejęty osobisty token dostępu, przestawił oznaczenia wersji powszechnie używanego komponentu tj-actions/changed-files tak, aby wskazywały na złośliwe zatwierdzenie zmian. Potoki budowania w ponad 23 tysiącach repozytoriów zaczęły wtedy wypisywać swoje sekrety do dzienników budowania, w repozytoriach publicznych dostępnych dla każdego. Podatność otrzymała numer CVE-2025-30066 i została naprawiona w wersji 46.0.1 komponentu.

Wniosek jest konkretny i sprowadza się do jednego nawyku: w opisie zadania nie należy odwoływać się do ruchomego oznaczenia wersji komponentu, tylko do niezmiennej sumy kontrolnej zatwierdzenia. Oznaczenie da

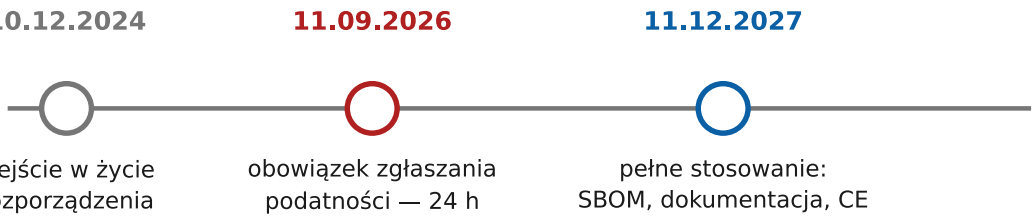


W dniach 14–15 marca 2025 roku przestawiono oznaczenia wersji tego komponentu na złośliwe zatwierdzenie zmian

Potoki budowania w ponad 23 tysiącach repozytoriów wypisały wtedy swoje sekrety do dzienników (CVE-2025-30066).

Rysunek 10. Odwołanie do komponentu przez ruchome oznaczenie wersji i przez sumę kontrolną

eprasa.pl 19a5b96348



Rozporządzenie (UE) 2024/2847 — Cyber Resilience Act. Kary do 15 mln euro albo 2,5% światowego rocznego obrotu

Rysunek 11. Kalendarium obowiązków wynikających z rozporządzenia Cyber Resilience Act

się przestawić, sumy kontrolnej nie. Pokazuje to **rysunek 10**; jest to zresztą zalecenie samego operatora serwisu, zapisane w wytycznych utwardzania konfiguracji.

Do tego dochodzą cztery nawyki, których warto pilnować od pierwszego dnia. Sekrety przechowuje się w przeznaczonym do tego magazynie serwisu, nigdy w plikach repozytorium. Tokenom nadaje się najwęższy potrzebny zakres uprawnień i termin ważności. Włącza się automatyczne wykrywanie sekretów w repozytorium. Wreszcie – każdy sekret, który choć raz trafił do historii, traktuje się jako spalony i wymienia; usunięcie go kolejnym zapisem nic nie daje, bo historia pozostaje.

Kontekst prawny: Cyber Resilience Act

Jest jeszcze jeden powód, dla którego opisany tu warsztat przestaje być kwestią wygody. Rozporządzenie (UE) 2024/2847, zwane Cyber Resilience Act, weszło w życie 10 grudnia 2024 roku i obejmuje wszystkie wyroby z elementami cyfrowymi wprowadzane na rynek Unii. Kalendarium obowiązków przedstawia **rysunek 11**.

Dwie daty są tu istotne. Od 11 września 2026 roku obowiązuje wynikający z artykułu 14 wymóg zgłaszania aktywnie wykorzystywanych podatności i poważnych incydentów, z pierwszym powiadomieniem w ciągu 24 godzin – dotyczy on także wyrobów już wprowadzonych do obrotu. Od 11 grudnia 2027 roku rozporządzenie stosuje się w pełni, wraz z wymaganiami zasadniczymi, dokumentacją techniczną, zestawieniem komponentów oprogramowania (SBOM) i oznakowaniem CE. Kary sięgają 15 mln euro albo 2,5% światowego rocznego obrotu.

Związek z tematem tego poradnika jest bezpośredni. Aby w ciągu doby zgłosić, że podatność dotyczy konkretnego wyrobu, producent musi wiedzieć, jaki kod i jakie komponenty zewnętrzne znalazły się w danej partii urządzeń. Odtworzenie tego z katalogów nazwanych datami jest niewykonalne. Odtworzenie tego z oznaczonego wydania w repozytorium jest rutyną, a zestawienie SBOM wytwarza ten sam potok budowania, który wytwarza pliki produkcyjne. Kontrola wersji staje się w ten sposób warstwą dowodową zgodności wyrobu.

Lista kontrolna wdrożenia

- ☑ Repozytorium założone w katalogu projektu, plik .gitignore uzupełniony o pliki pomocnicze programów EDA.
- ☑ Ustawione dane autora i nazwa gałęzi domyślnej main.
- ☑ Uwierzytelnianie kluczem SSH albo tokenem z terminem ważności; włączone 2FA.
- ☑ Włączona ochrona gałęzi głównej – zmiany wchodzą wyłącznie przez zaakceptowaną propozycję.
- ☑ Sekrety w magazynie serwisu, nie w plikach repozytorium; włączone wykrywanie sekretów.
- ☑ Komponenty budowania przypięte do sum kontrolnych, nie do ruchomych oznaczeń wersji.
- ☑ Kontrola ERC i DRC uruchamiana automatycznie przy każdej propozycji zmian.
- ☑ Pliki produkcyjne i zestawienie SBOM wytwarzane automatycznie przy oznaczeniu wydania.
- ☑ Numer oznaczenia wydania odpowiada rewizji płytki i jest zapisany w dokumentacji partii.

Gdzie trzymać repozytorium

GitHub nie jest jedyną możliwością i przy projektach objętych tajemnicą przedsiębiorstwa bywa niewłaściwą. Warto znać trzy drogi.

- GitHub – największa społeczność i najbogatszy zbiór gotowych komponentów budowania; w praktyce standard dla projektów otwartych.
- GitLab – dostępny jako usługa oraz do instalacji na własnym serwerze; wybierany tam, gdzie repozytorium, potok budowania i zarządzanie wydaniami mają być w jednym narzędziu. Sam projekt KiCad jest prowadzony właśnie w GitLabie, co przy okazji dobrze ilustruje, że Git i GitHub to nie to samo.
- Forgejo i Gitea – lekkie serwery repozytoriów do samodzielnej instalacji, o niewielkich wymaganiach sprzętowych, dla zespołów, które nie chcą wynosić dokumentacji konstrukcyjnej poza własną infrastrukturę.

Wybór nie jest nieodwracalny. Ponieważ każda kopia repozytorium zawiera pełną historię, przeniesienie projektu między serwisami sprowadza się do wskazania nowego adresu i wysłania historii – bez utraty czegokolwiek.

Podsumowanie

Obie części poradnika opisują warsztat, który da się wdrożyć stopniowo. Wystarczy zacząć od jednego repozytorium lokalnego dla bieżącego projektu, dołożyć do niego kopię

eprasa.pl 19a5b96348

na serwerze, potem ochronę gałęzi głównej i propozycje zmian, a na końcu automatyczne wytwarzanie plików produkcyjnych. Każdy z tych kroków ma sens samodzielnie i żaden nie wymaga przebudowy sposobu pracy zespołu.

Punktem, od którego korzyść staje się wyraźna, jest chwila, gdy nikt w zespole nie zakłada już katalogu z datą w nazwie – bo nie ma po co.

KS

Źródła

- GitHub Octoverse 2025 – doroczny raport statystyczny operatora serwisu: https://github.blog/news-insights/octoverse/octoverse-a-new-developer-joins-github-every-second-as-ai-leads-typescript-to-1/
- Stack Overflow Developer Survey 2025 – komunikat z wynikami: https://stackoverflow.co/company/press/archive/stack-overflow-2025-developer-survey/
- GitHub – wycofanie uwierzytelniania hasłem dla operacji Gita: https://github.blog/security/application-security/token-authentication-requirements-for-git-operations/
- GitHub Docs – obowiązkowe uwierzytelnianie dwuskładnikowe: https://docs.github.com/en/authentication/securing-your-account-with-two-factor-authentication-2fa/about-mandatory-two-factor-authentication
- GitHub Docs – uwierzytelnianie do serwisu (tokeny, klucze SSH): https://docs.github.com/en/authentication/keeping-your-account-and-data-secure/about-authentication-to-github
- GitHub Docs – utwardzanie konfiguracji GitHub Actions, komponenty zewnętrzne: https://docs.github.com/en/actions/security-for-github-actions/security-guides/security-hardening-for-github-actions#using-third-party-actions
- GitHub Advisory – CVE-2025-30066, incydent tj-actions/changed-files: https://github.com/advisories/GHSA-mrrh-fwg8-r2c3
- Analiza przebiegu incydentu: https://coralogix.com/blog/github-action-supply-chain-attack-cve-2025-30066/
- KiBot – automatyzacja plików produkcyjnych i dokumentacji dla KiCada: https://forum.kicad.info/t/kibot-fabrication-and-documentation-automation/24705
- Przykładowy szablon repozytorium KiCad z gotowym potokiem budowania: https://github.com/nguyen-v/KDT_Hierarchical_KiBot
- Kalendarium obowiązków Cyber Resilience Act i wymagania dotyczące SBOM: https://sbomify.com/compliance/eu-cra/

REKLAMA



W ofercie AVT*
AVT6104

Najważniejsze parametry:
- odliczanie czasu zadanego w przedziale 1...999 sekund lub 1...999 minut
- wyświetlanie aktualnego oraz zadanego czasu na trzycyfrowym, siedmiosegmentowym wyświetlaczu LED
- wygodna i szybka regulacja enkoderem
- możliwość załączania odliczania (oraz jego zatrzymywania) przez zwieranie zewnętrznego przycisku
- zapamiętywanie ustawionego czasu na wypadek zaniku zasilania
- wyjście styków NO i NC przekaźnika elektromagnetycznego
- maksymalny prąd przełączany 5 A
- maksymalne przełączane napięcie 277 V (AC) lub 30 V (DC)
- pobór prądu 30...80 mA, zależnie od zawartości wyświetlacza i stanu styków przekaźnika
- zasilanie napięciem stałym 12 V (dopuszczalny zakres 10...16 V), możliwość dostosowania do napięcia 24 V

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl
(aktywne linki do artykułów):
- Czasowy włącznik zbliżeniowy
- Programowalny układ czasowy Tajmerek
- Bedlight – sterownik oświetlenia nocnego z czujką ruchu
- Zbliżeniowy włącznik czasowy
- Wyłącznik czasowy z wejściem bistabilnym
- Wyłącznik czasowy ustawiany enkoderem
- Przekaźnikowy wyłącznik czasowy
- Programowany wyłącznik czasowy zasilania
- Automatyczny wyłącznik czasowy
- Programowany Timer
- Cyfrowy timer do montażu na szynie DIN
- Precyzyjny timer 1 sekunda...99 minut

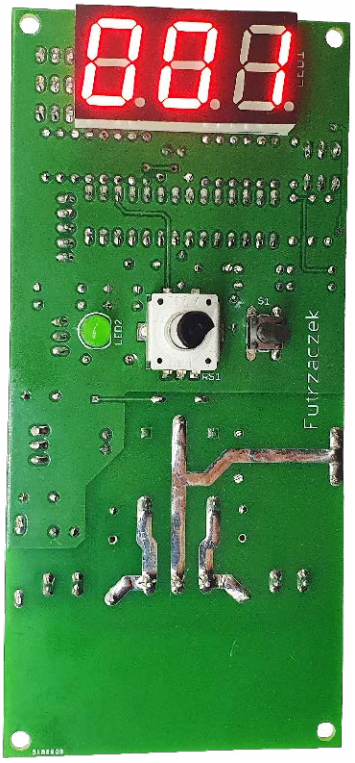
* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja **[B]** nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji **[B]** zawiera elementy elektroniczne (w tym **[UK]** – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie 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**

Regulowany wyłącznik czasowy



Elektronika może nam upraszczać życie w wielu jego aspektach. Jednym z nich niewątpliwie jest odmierzanie czasu, w którym my (jako ludzie) jesteśmy zdecydowanie gorsi od naszych półprzewodnikowych tworów. Jedno z takich urządzeń zostało niżej opisane, a pozwala ono na wyłączanie zasilania po upływie zadanej liczby minut lub sekund.

Co można zrobić w ciągu, dajmy na to, dziesięciu godzin? Wyspać się, iść do pracy, ogarnąć mieszkanie, zatracić się w książce i mnóstwo innych rzeczy. W tym czasie można również o czymś... zapomnieć. Na przykład o konieczności odłączenia prostownika ładującego akumulator kwasowy w maszynie. Można też wieczorem włączyć na godzinę czy dwie hydrofor, aby woda przezeń wydobyta ze studni nawodniła nam ogród. Tylko potem trzeba go wyłączyć...

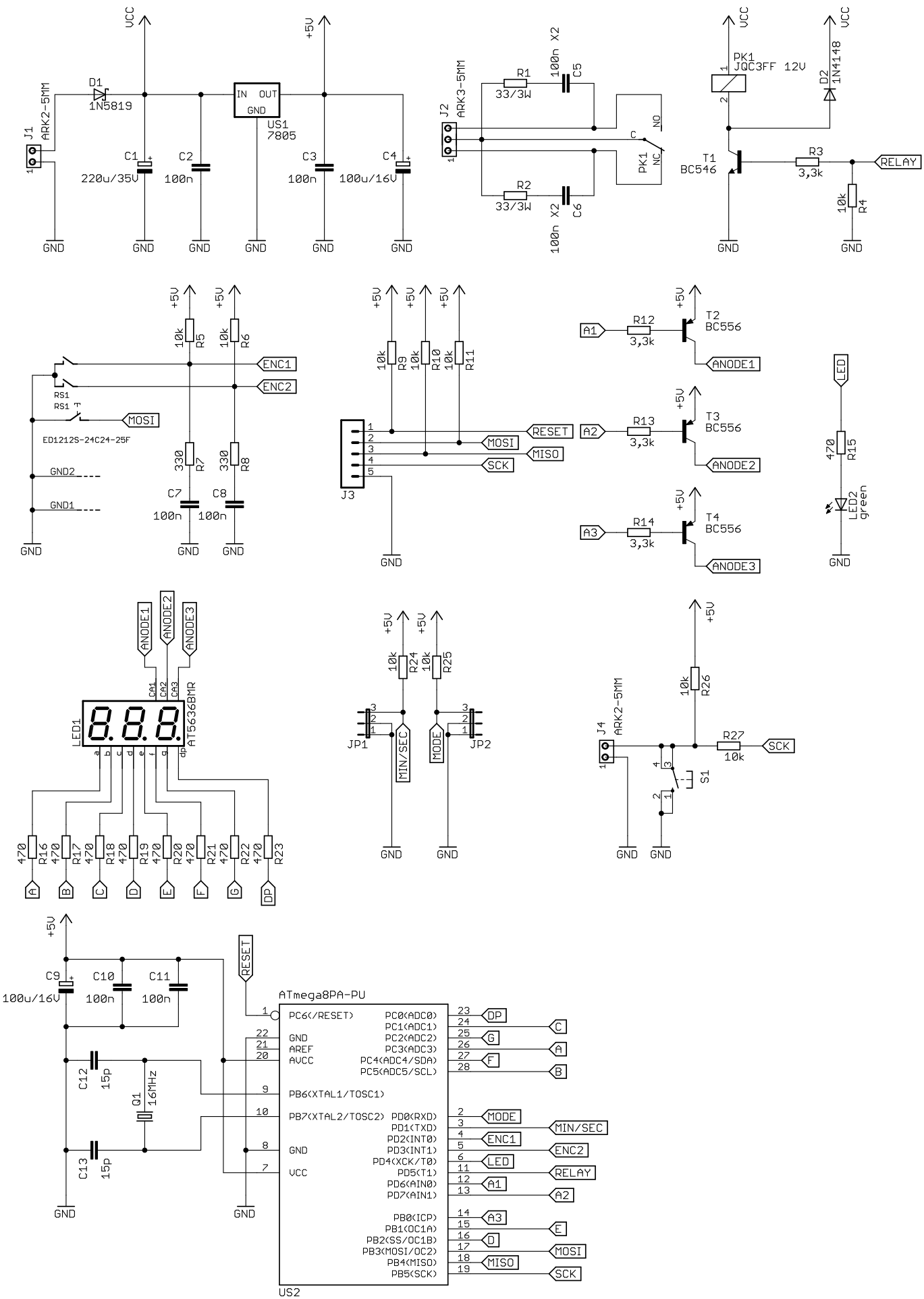
Ten układ wspaniale wyręczy naszą pamięć, jednak w czasie nie dłuższym niż 999 sekund lub 999 minut. Może nie zrobi za nas zbyt wiele, ale odłączy zasilanie czemuś, co miało być przez określony czas załączone. Nie zapomni, nie pomyli się, nie rozproszy swojej uwagi.

Budowa

Schemat ideowy omawianego układu znajduje się na **rysunku 1**. Głównym podzespołem, zawiadującym jego pracą, jest niemłody, lecz nadal użyteczny mikrokontroler typu ATmega8A-PU z 8-bitowym rdzeniem AVR. Jego rdzeń jest taktowany sygnałem o częstotliwości 16 MHz, dla którego wzorcem jest rezonator kwarcowy Q1. Wbudowany w mikrokontroler generator wzbudza drgania kryształu kwarcu, przez co układ może odmierzać czas z wysoką dokładnością – co przecież jest jego głównym zadaniem. Kondensatory C12 i C13 ułatwiają wzbudzenie drgań Q1 oraz stabilizują jego pracę. Nieopodal wyprowadzeń zasilania tego mikrokontrolera zostały umieszczone kondensatory filtrujące zasilanie C9...C11, których zadaniem jest zmniejszenie tętnień zarówno o niskim, jak i wysokim czasie narastania. Programowanie jego pamięci Flash jest możliwe poprzez wyprowadzenia złącza J3.

Siedmiosegmentowy wyświetlacz LED1 ze wspólną anodą jest sterowany w trybie multipleksowym. Prąd jednego segmentu wynosi około 7,5 mA, co wystarcza, aby

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 1. Schemat ideowy regulowanego wyłącznika czasowego

eprasa.pl 19a5b96348

Wykaz elementów:

Rezystory: (THT o mocy 0,25 W, jeżeli nie napisano inaczej)
R1, R2: 33 Ω 3 W
R3, R12...R14: 3,3 kΩ
R4...R6, R9...R11, R24...R27: 10 kΩ
R7, R8: 330 Ω
R15...R23: 470 Ω

Kondensatory:
C1: 220 µF 35 V raster 3,5 mm
C2, C3, C7, C8, C10, C11: 100 nF raster 5 mm MKT
C4, C9: 100 µF 16 V raster 2,5 mm
C5, C6: 100 nF MKP X2 305 V AC raster 15 mm
C12, C13: 15 pF raster 5 mm monolityczne

Półprzewodniki:
D1: 1N5819
D2: 1N4148
LED1: AT5636BMR
LED2: zielona 5 mm na przykład LED F5 G
T1: BC546
T2...T4: BC556
US1: 7805 TO-220
US2: ATmega8A-PU DIP28

Pozostałe:
J1, J4: ARK2/500
J2: ARK2/500
J3: goldpin 5 pin męski 2,54 mm THT
JP1, JP2: goldpin 3 pin męski 2,54 mm THT + zworka
PK1: JQC3FF/121ZS (opis w tekście)
RS1: ED1212S-24C24-25F
Q1: 16 MHz niski
S1: microswitch 6×6 13,5 mm
Jedna podstawka DIP28 wąska

świecenie cyfr było wystarczająco wyraźne nawet w słoneczny dzień. Anody tego wyświetlacza są załączane przez nasycające się tranzystory T2...T4, ponieważ sumaryczny prąd jednej cyfry może wynosić nawet 60 mA, co jest wartością zdecydowanie zbyt wysoką do przepuszczenia przez pojedyncze wyprowadzenie układu ATmega8A. Wartości rezystorów R12...R14 są tak dobrane, aby tranzystory te wchodziły w stan nasycenia, lecz bez nadmiernego przekroczenia koniecznej wartości prądu bazy, by nie przeciągał się później czas wychodzenia z tegoż stanu.

Do dyspozycji użytkownika jest enkoder mechaniczny z wyjściem kwadraturowym, który służy do ustawiania czasu. Z uwagi na iskrzenie mechanicznych styków zostały one zbocznikowane szeregowymi obwodami RC (R7+C7 i R8+C8), które znacząco redukują ten nieprzyjazny dla mikrokontrolera efekt. Bez tych filtrów nie byłoby możliwe prawidłowe zliczanie impulsów z enkodera i detekcja ich kolejności – wielokrotne impulsy będące następstwem iskrzenia utrudniłyby wykrycie tych prawidłowych. Zarówno styki samego enkodera, jak i jego przycisku zostały podciągnięte do dodatniej linii zasilającej rezystorami o wartości 10 kΩ. Moje doświadczenie wykazało, że rezystory podciągające wbudowane w mikrokontroler (załączane poprzez wpisanie odpowiednich wartości do rejestrów) są często niewystarczające podczas pracy w silnie zakłóconym środowisku.

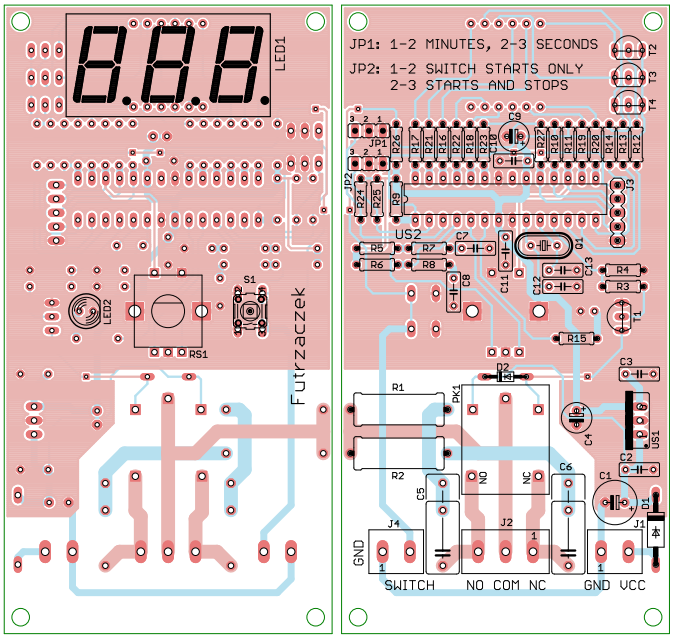
Ta sama uwaga dotyczy dwóch zworek, JP1 i JP2, które ustawia użytkownik w ramach konfiguracji urządzenia do swoich potrzeb. Wejście zewnętrznego przycisku typu NO, którym można uruchamiać i ewentualnie zatrzymywać odliczanie, znajduje się na zaciskach złącza J4. Z uwagi na możliwość powstawania przepięć w długich przewodach zasilających, wejście mikrokontrolera jest zabezpieczone szeregowym rezystorem R27, który ogranicza prąd płynący przez diody zabezpieczające owo wejście. Tutaj rezystor podciągający znalazł się „przed" tym zabezpieczającym; gdyby R26 znalazł się po stronie mikrokontrolera, wówczas mogłoby być utrudnione wymuszenie stanu niskiego na tymże wejściu po zwarciu styków przycisku S1 lub zacisków złącza J4.

Wyjściem układu są styki przekaźnika elektromagnetycznego, NO i NC, oraz ich styk wspólny COM. Dla redukcji destrukcyjnego dla materiału zestyków iskrzenia przy przełączaniu zostały dodane szeregowe obwody RC, które ten efekt redukują. Przy okazji ma to pozytywny wpływ na ograniczenie poziomu emitowanych przez układ zakłóceń elektromagnetycznych, które mogłyby wpłynąć na prawidłową pracę mikrokontrolera.

Cyfrowa część układu powinna być zasilana stabilizowanym napięciem o wartości 5 V lub do niej zbliżonej. Do uzyskania takiego napięcia doskonale nadaje się popularny stabilizator liniowy typu 7805. Jego wersja w obudowie TO-220 poradzi sobie z odprowadzeniem ciepła bez przykręcania doń dodatkowych radiatorów. Dioda D1 zabezpiecza układ przed zniszczeniem w razie omyłkowej zamiany polaryzacji zasilania podłączonego do zacisków złącza J1.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 60 mm × 115 mm. Jej wzór ścieżek oraz



Rysunek 2. Schemat montażowy płytki

eprasa.pl 19a5b96348

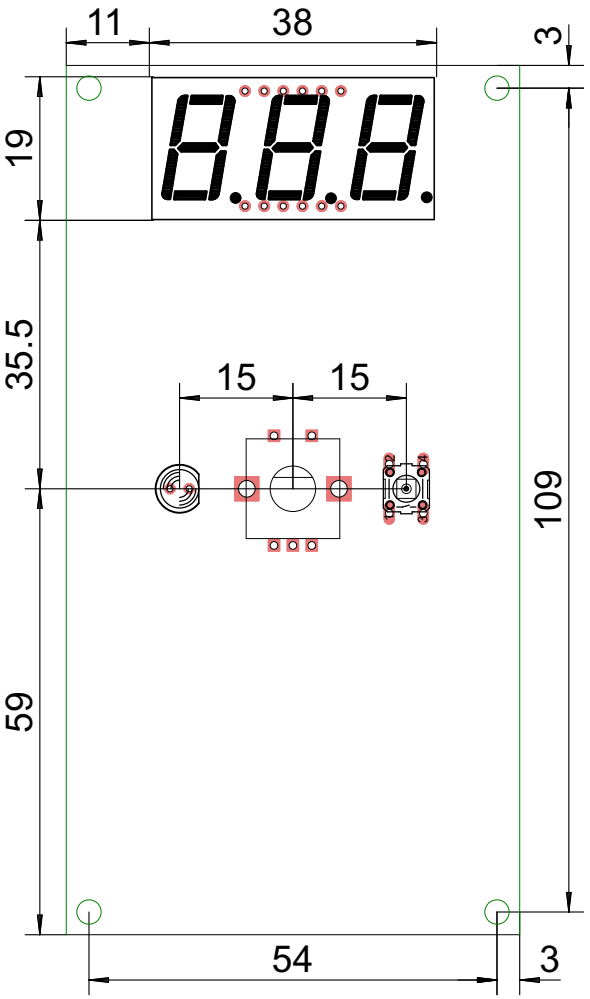
schemat montażowy przedstawia **rysunek 2**. Szczegóły na temat lokalizacji obiektów kluczowych dla wykonania obudowy (przycisku monostabilnego, wyświetlacza LED, enkodera, diody LED i otworów montażowych) znajdują się na **rysunku 3**. Wszystkie otwory montażowe mają średnicę 3,2 mm.

Montaż proponuję rozpocząć od elementów o najmniejszej wysokości obudowy, czyli rezystorów i diod półprzewodnikowych, które znajdują się na spodniej stronie płytki. Pod układ scalony US2 proponuję zastosować podstawkę, aby ułatwić jego programowanie oraz wymianę w razie uszkodzenia. Wyświetlacz LED1, przycisk S1, dioda elektroluminescencyjna LED2 oraz enkoder RS1 znalazły się na wierzchniej stronie płytki (TOP), zaś cała reszta elementów na stronie spodniej (BOTTOM). Zmontowany układ można zobaczyć na fotografii tytułowej oraz **fotografii 1**.

Na etapie uruchamiania jest konieczne zaprogramowanie pamięci Flash mikrokontrolera dostarczonym wsadem oraz zmiana jego bitów zabezpieczających. Oto ich nowe wartości:

```
Low Fuse = 0x3F
High Fuse = 0xD9
```

Szczegóły są widoczne na **rysunku 4**, który zawiera widok okna konfiguracji tychże bitów z programu BitBurner. W ten sposób zostanie uruchomiony wbudowany generator



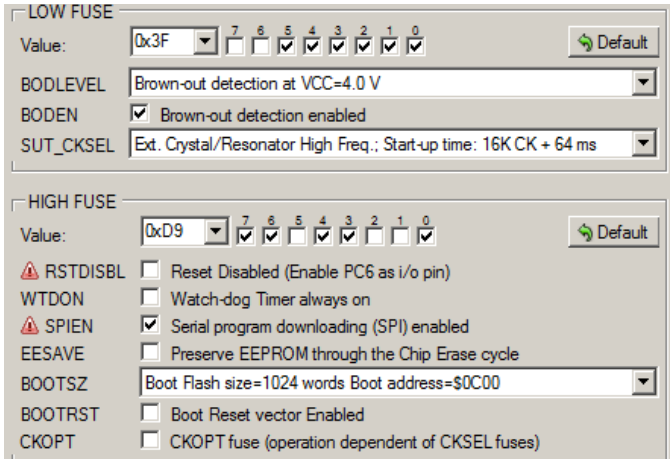
Rysunek 3. Rozmieszczenie przycisków, matryc LED oraz otworów montażowych na powierzchni płytki drukowanej

REKLAMA

Mnóstwo doskonałych artykułów: kursów, projektów i nie tylko, przeczytasz na:

EP.com.pl

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 4. Szczegóły ustawienia bitów zabezpieczających

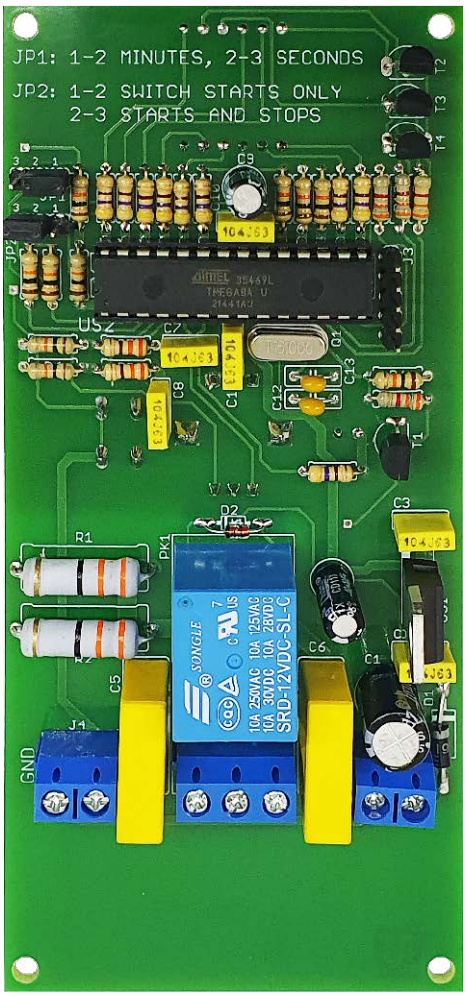
dla rezonatorów kwarcowych o wysokiej częstotliwości drgań oraz Brown-Out Detector, który wprowadzi mikrokontroler w stan zerowania, jeżeli jego napięcie zasilające spadnie poniżej 4 V. To znacznie zmniejsza ryzyko zawieszenia się mikrokontrolera podczas uruchamiania.

Poprawnie zaprogramowany układ jest gotowy do działania po podłączeniu zasilania do zacisków złącza J1. Powinno to być napięcie stałe, niekoniecznie dobrze filtrowane ani stabilizowane. Może pochodzić, na przykład, z zasilacza sieciowego lub akumulatora kwasowego 12 V. Nominalna wartość tego napięcia powinna wynosić 12 V, lecz dopuszczalne są pewne odstępstwa. Maksymalna wartość to 16 V i wynika z ograniczeń nałożonych przez notę katalogową producenta przekaźnika PK1, zaś dolną granicę można oszacować na 10 V – tak, by przekaźnik ten mógł się prawidłowo załączyć. Pobór prądu przez układ wynosi 30...40 mA przy wyłączonym przekaźniku, zależnie od zawartości wyświetlacza oraz 70...80 mA po jego załączeniu (przy zasilaniu napięciem 12 V).

Układ można przystosować do pracy z napięciem 24 V. W tym celu należy wymienić przekaźnik PK1 na taki, którego cewka jest przeznaczona do właśnie takiego napięcia. Ponadto wzrośnie moc tracona na stabilizatorze US1; warto przykręcić do niego niewielki radiator.

Eksploatacja

Po włączeniu zasilania układ pokaże na matrycach ostatnio ustawiony czas z przedziału 1...999, jak na fotografii tytułowej. Jeżeli pamięć układu była pusta, pokaże on same zera. Wciskając oś enkodera na około 2 s lub dłużej, a następnie zwalniając ją, można wejść do edycji tego czasu. Najpierw będzie migała cyfra najmłodsza (jedności); można zmieniać jej wartość, obracając oś enkodera w lewo lub w prawo. Następne wciśnięcie osi enkodera przełączy ustawianie na cyfrę dziesiątek, następne wciśnięcie – na cyfrę setek. Kolejne wciśnięcie spowoduje opuszczenie trybu ustawiania – wszystkie cyfry będą świecić stale. Po około 5 s od ostatniej zmiany układ zapamięta nastawy



Fotografia 1. Widok zmontowanej płytki prototypowej – strona BOTTOM

w nieulotnej pamięci EEPROM. Z trybu ustawień układ wyjdzie również samoczynnie, po około 5 s od ostatniej zmiany wartości którejkolwiek z cyfr.

Załączenie odliczania może odbyć się na dwa sposoby: wciskając krótko oś enkodera (i zwalniając ją) lub zwierając styki przełącznika S1 lub zaciski złącza J4. W tym czasie układ pokazuje na wyświetlaczu pozostały czas (odlicza w dół), zwarte są styki NO i COM przekaźnika oraz świeci dioda LED2. Jeżeli zworka JP2 jest ustawiona na wyprowadzeniach 2 i 3, ponowne zwarcie styków S1 (lub zacisków J4) może również wyłączyć odliczanie i przywrócić układ do pierwotnego stanu pokazywania ustawionego czasu. W przypadku, gdy na zworce JP2 są zwarte wyprowadzenia 1 i 2, wówczas możliwe jest tylko rozpoczęcie odliczania przez wciśnięcie S1 lub zwarcie wyprowadzeń J4. Zawsze jednak jest możliwe wyłączenie odliczania poprzez wciśnięcie osi enkodera, jeżeli tylko jest ono załączone. Układ nie będzie odliczał, jeżeli wartość zadana na wyświetlaczu wyniesie „000”.

W łatwy sposób można wybrać jednostki czasu odliczane przez ten układ. Zwierając pola 1 i 2 na wyprowadzeniach JP1, wybieramy minuty, zaś 2 i 3 – sekundy.

Michał Kurzela

eprasa.pl 19a5b96348



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

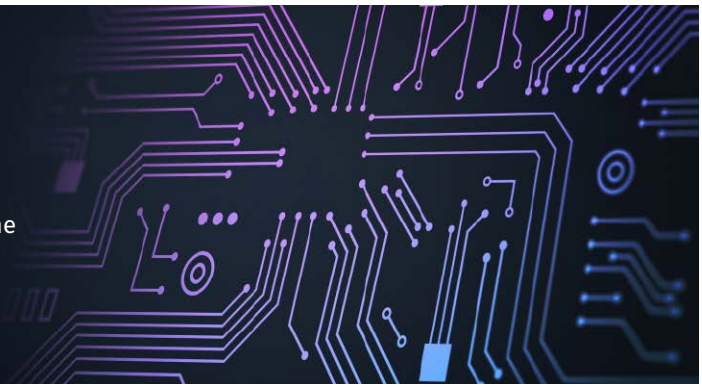


FN-1014D
Oscyloskop dwukanałowy 100 MHz; Generator sygnału DDS, FNIRSI 1014D

Poprzednie części znajdziesz w EP09 i 10/2024 – dostępne na www.UlubionyKiosk.pl

Praktyczny przewodnik konstruktora po płytkach drukowanych – od projektu przez wytwarzanie do montażu.

Ten cykl nie nauczy nikogo projektowania, wytwarzania i montażu płytek drukowanych. Cztery artykuły nie zastąpią podręcznika ani praktyki. Cykl „PCB w praktyce" ma inny cel: pokazać, gdzie w procesie od pomysłu do zmontowanej płytki leżą punkty decyzyjne, jakie są realne możliwości kooperacji, ile to kosztuje i czego trzeba się douczyć, żeby dalej radzić sobie samodzielnie. Część pierwsza dotyczy projektowania PCB. Tematy kolejnych trzech części: Integralność sygnału i EMC, Wytwarzanie PCB, Montaż modułów na PCB.



PCB w praktyce, część 3

Dwie pierwsze części dotyczyły tego, co konstruktor robi przy ekranie. Ta dotyczy tego, co dzieje się potem: jak z pakietu plików powstaje fizyczna płytka, dlaczego wytwórca podaje akurat takie tolerancje, jak dobrać laminat i wykończenie powierzchni, oraz co się zmieniło na rynku w roku 2026 – bo zmieniło się sporo i nie tylko w cenniku. Na końcu: jak odebrać dostawę i co zrobić, gdy płytki są wadliwe.

1. Płytka jest produktem procesu chemicznego

Konstruktor przywykł myśleć o płytce jak o wydruku. Rysunek idzie do wytwórcy, wytwórca go odwzorowuje, przychodzi paczka. Ten obraz jest wygodny i prowadzi wprost do dwóch najczęstszych nieporozumień: że tolerancje są kaprysem wytwórcy oraz że wszystko, co da się narysować, da się wykonać.

W rzeczywistości płytka powstaje w kilkunastu operacjach chemicznych, mechanicznych i cieplnych, z których każda ma własny rozrzut. Ścieżka nie jest drukowana – jest tym, co zostało po wytrawieniu miedzi dookoła. Otwór nie jest wycięty – jest wywiercony, a potem pokryty miedzią w procesie galwanicznym o własnej niejednorodności. Warstwy nie są ułożone – są sprasowane w temperaturze i pod ciśnieniem, przy czym materiał w tym czasie płynie i kurczy się.

Tolerancje z tabeli możliwości wytwórcy nie są więc listą zastrzeżeń prawnych. Są opisem fizyki procesu. Konstruktor, który to rozumie, przestaje traktować je jako przeszkodę i zaczyna używać ich jako danych wejściowych – a to jest dokładnie ta zmiana perspektywy, po której znika większość problemów z uzyskiem.

Opisujemy proces wytwarzania PCB w kolejności, w jakiej się odbywa, i po każdej operacji wskazujemy, co z niej wynika dla projektu.

2. Jak powstaje płytka

Opisujemy przebieg dla płytki czterowarstwowej, bo obejmuje wszystkie operacje występujące w płytkach prostszych i kilka dodatkowych.

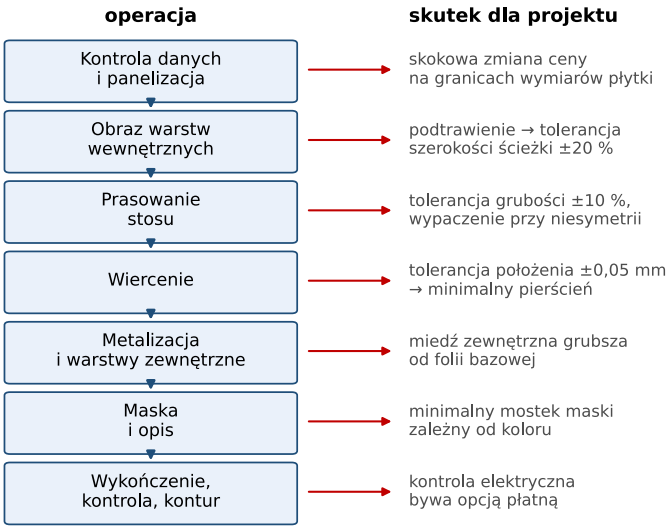
2.1. Przygotowanie danych i panelizacja produkcyjna

Pierwszą czynnością nie jest wiercenie ani trawienie, lecz kontrola danych. Dział przygotowania produkcji sprawdza pakiet pod kątem wykonalności, uzupełnia to, czego brakuje, i rozmieszcza obraz płytki na panelu produkcyjnym.

Panel produkcyjny to arkusz laminatu o wymiarach narzuconych przez linię technologiczną. Płytki układa się na nim tak, by wykorzystać jak najwięcej powierzchni, ponieważ to powierzchnia panelu, a nie liczba płytek, jest realną jednostką kosztu. Stąd bierze się zjawisko, które zaskakuje przy pierwszym zamówieniu: dołożenie kilku milimetrów do wymiaru płytki potrafi podnieść cenę skokowo, gdy przez to na panelu mieści się o rząd sztuk mniej.

Na tym etapie do panelu dołącza się kupony technologiczne: paski do pomiaru impedancji, wzorce do kontroli grubości metalizacji, znaczniki bazowe. Są one częścią panelu, nie płytki, i konstruktor ich nie widzi – poza sytuacją, gdy zamawia panel do montażu automatycznego i sam musi przewidzieć na nie miejsce.

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 1. Kolejność operacji przy wytwarzaniu płytki czterowarstwowej i skutki każdej z nich dla projektu. Tolerancje według tabeli możliwości wytwórcy – jlcpcb.com/capabilities/pcb-capabilities

2.2. Rdzeń: obraz warstw wewnętrznych

Warstwy wewnętrzne powstają na rdzeniu, czyli na utwardzonym laminacie pokrytym miedzią z obu stron. Rdzeń pokrywa się światłoczułym filmem, naświetla obrazem warstwy i wywołuje. Film pozostaje tam, gdzie miedź ma zostać, i schodzi tam, gdzie ma jej nie być.

Potem następuje trawienie: odsłonięta miedź jest rozpuszczana chemicznie. I tu pojawia się pierwsza konsekwencja projektowa. Trawiący roztwór działa nie tylko w dół, lecz także na boki, więc ścieżka jest podtrawiana pod krawędzią filmu. Przekrój gotowej ścieżki nie jest prostokątem, tylko trapezem: u podstawy szerszym, u góry węższym.

Z podtrawienia biorą się dwie rzeczy. Po pierwsze, tolerancja szerokości ścieżki, u typowego wytwórcy wynosząca dwadzieścia procent – dla ścieżki 0,1 mm oznacza to przedział od 0,08 do 0,12 mm. Po drugie, zależność minimalnej szerokości od grubości miedzi: im grubsza warstwa, tym dłużej trwa trawienie i tym więcej materiału ubywa z boków. Dlatego przy miedzi 1 oz minimalna szerokość i odstęp wynoszą 0,10 mm dla płytek dwuwarstwowych, a przy miedzi 2 oz rosną do 0,16 mm. To nie jest ostrożność handlowa, tylko arytmetyka procesu.

2.3. Prasowanie stosu

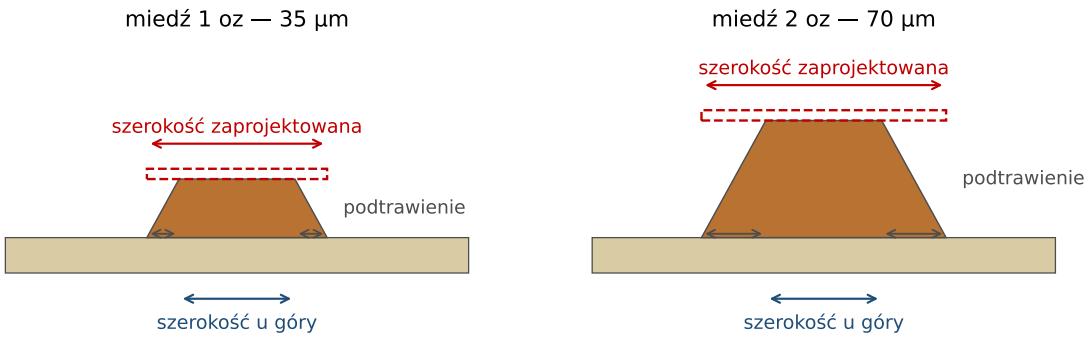
Wytrawione rdzenie układa się na przemian z arkuszami preimpregnatu i foliami miedzianymi warstw zewnętrznych, po czym cały pakiet trafia do prasy próżniowej. Preimpregnat, czyli tkanina szklana nasycona nieutwardzoną żywicą, w temperaturze prasowania mięknie, wypełnia przestrzenie między ścieżkami warstw wewnętrznych i utwardza się na stałe.

Trzy konsekwencje. Grubość gotowej płytki ma tolerancję dziesięciu procent, bo ilość żywicy wypływającej na boki zależy od tego, jak gęsto zajęta jest miedzią każda warstwa. Rozkład miedzi wpływa więc na grubość dielektryka, a przez to na impedancję – dlatego wytwórca przy impedancji kontrolowanej koryguje szerokości ścieżek dla konkretnego wsadu. I wreszcie: pakiet niesymetryczny, z gęstą miedzią po jednej stronie i pustką po drugiej, wychodzi z prasy wypaczony, bo naprężenia po obu stronach są różne.

Podczas prasowania materiał się także kurczy, i to nierównomiernie w obu osiach, ponieważ tkanina szklana ma inny splot wzdłuż i w poprzek. Wytwórca kompensuje skurcz, skalując obraz warstw zewnętrznych – ale kompensacja jest przybliżeniem i to ona jest źródłem błędu centrowania między warstwami.

2.4. Wiercenie

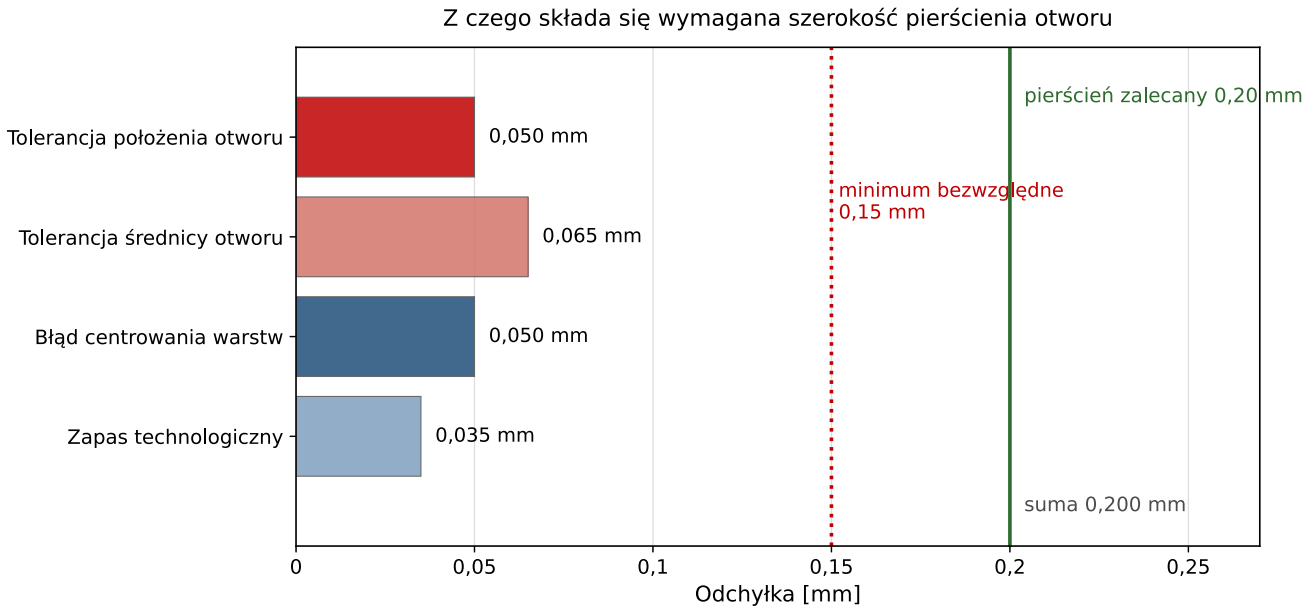
Sprasowany panel wierci się wiertarką numeryczną, zwykle w pakiecie kilku paneli naraz. Wiertła o średnicy poniżej pół milimetra pracują z prędkością rzędu stu tysięcy obrotów na minutę i zużywają się szybko – stąd dopłaty za otwory najmniejsze, bo wpływają one na częstotliwość wymiany narzędzia.



Im grubsza miedź, tym dłuższe trawienie i tym większy ubytek boczny — stąd zależność minimalnej szerokości ścieżki od grubości miedzi

Rysunek 2. Podtrawienie boczne i trapezowy przekrój ścieżki. Im grubsza miedź, tym większy ubytek boczny – stąd zależność minimalnej szerokości ścieżki od grubości warstwy

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 3. Budżet odchyłek decydujący o wymaganej szerokości pierścienia otworu. Wartości tolerancji według tabeli możliwości wytwórcy – jlcpcb.com/capabilities/pcb-capabilitiesjlcpcb.com/capabilities/pcb-capabilities

Tolerancja położenia otworu wynosi u typowego wytwórcy pięć setnych milimetra, a tolerancja średnicy otworu metalizowanego trzynaście setnych w plus i osiem w minus. Do tego dochodzi błąd centrowania między obrazem warstw a siatką wierceń. Suma tych odchyłek jest właśnie tym, na co przewidziany jest pierścień wokół otworu: zalecane 0,20 mm i bezwzględne minimum 0,15 mm dla płytek wielowarstwowych przy miedzi 1 oz. Projektowanie pierścienia o wartości minimum bezwzględnego oznacza świadomą zgodę na pewien odsetek płytek z przerwanym pierścieniem.

2.5. Metalizacja otworów i warstwy zewnętrzne

Wywiercony otwór jest izolatorem – trzeba go najpierw uczynić przewodzącym. Ścianki pokrywa się cienką warstwą przewodzącą chemicznie, a potem narasta na niej miedź galwanicznie. Średnia grubość metalizacji w otworze wynosi u cytowanego wytwórcy osiemnaście mikrometrów.

Ta sama kąpiel galwaniczna buduje jednocześnie ścieżki warstw zewnętrznych – i tu trzeba prześledzić kolejność operacji, bo jest ona odwrotna niż na warstwach wewnętrznych. Po prasowaniu warstwy zewnętrzne są pokryte ciągłą folią miedzianą i tę folię trzeba wytrawić, żeby powstały ścieżki.

Na warstwie wewnętrznej film światłoczuły zostaje tam, gdzie miedź ma zostać, i to on chroni ścieżki przed roztworem trawiącym. Na warstwie zewnętrznej jest odwrotnie: film zostaje tam, gdzie miedzi ma nie być. Odsłonięte pozostają przyszłe ścieżki i wnętrza otworów – i właśnie na nich narasta miedź galwaniczna. Na narośniętą miedź nakłada się w tej samej kąpieli cienką warstwę cyny.

Dopiero teraz film się usuwa. Spod niego wychodzi goła folia bazowa w miejscach, gdzie ścieżek ma nie być, natomiast same ścieżki są przykryte cyną. Trawienie usuwa odsłoniętą folię bazową, a cyna chroni to, co ma zostać. Na koniec cynę się zmywa. Warstwa zewnętrzna jest więc trawiona tak samo jak wewnętrzna – różnica polega na tym, że osłoną nie jest film, lecz metal naniesiony galwanicznie, a obraz na filmie jest odwrócony.

Wynikają stąd dwie rzeczy. Pierwsza to grubość miedzi: ścieżka na warstwie zewnętrznej składa się z folii bazowej i narośniętej na niej miedzi galwanicznej, podczas gdy na warstwie wewnętrznej jest samą folią. Dlatego w tabeli stosów warstwa wewnętrzna ma 0,0152 mm, a zewnętrzna 0,035 mm – to nie są dwie różne folie, tylko ta sama folia przed galwanizacją i po niej.

Druga to kształt przekroju. Trawieniu podlega tylko cienka folia bazowa, więc ubytek boczny jest mniejszy niż na warstwie wewnętrznej, ale narośnięta ścieżka wystaje ponad wytrawioną folię i tworzy nawis – przekrój przypomina grzybek, a nie trapez z rysunku 2. Do tego dochodzi niejednorodność grubości powłoki galwanicznej na powierzchni panelu. Suma tych efektów daje tę samą co na warstwach wewnętrznych tolerancję szerokości ścieżki, wynoszącą dwadzieścia procent.

2.6. Maska lutownicza i opis montażowy

Maskę nakłada się natryskowo albo kurtynowo, po czym naświetla przez wzór odsłon i wywołuje. U wytwórców, którzy przeszli na naświetlanie bezpośrednie, odsłona maski jest prowadzona w stosunku jeden do jednego do pola lutowniczego, bez rozszerzenia.

Rzeczą, która wywraca projekty z gęstymi odsłonami, jest minimalny mostek maski – pasek maski między

eprasa.pl 19a5b96348

sąsiednimi polami. Poniżej pewnej szerokości nie utrzymuje się on na płytce i odpada. Granica zależy od koloru: 0,10 mm dla maski zielonej, czerwonej, żółtej, niebieskiej i fioletowej, ale 0,13 mm dla czarnej i białej przy miedzi 1 oz, a przy miedzi 2 oz 0,20 mm niezależnie od koloru. Pigment czarny i biały pochłaniają światło inaczej niż pozostałe i wymagają innej dawki naświetlania. Ten sam projekt może więc wyjść w kolorze zielonym i nie wyjść w czarnym.

Opis montażowy nadrukowuje się na maskę. Obowiązują: minimalna szerokość linii 0,15 mm, minimalna wysokość znaku 1,0 mm i minimalny odstęp od pola lutowniczego 0,15 mm. Opis nachodzący na pole zostanie obcięty przez wytwórcę albo – gorzej – nie zostanie i farba znajdzie się na powierzchni lutowniczej.

2.7. Wykończenie powierzchni, kontrola, rozdzielenie

Odsłonięta miedź musi zostać zabezpieczona przed utlenieniem – temu służy wykończenie powierzchni, któremu poświęcamy punkt czwarty. Potem następuje kontrola optyczna, kontrola elektryczna oraz frezowanie albo nacinanie konturu.

Kontrola elektryczna zasługuje na osobne zdanie, bo bywa opcją płatną i bywa pomijana przy najtańszych zamówieniach. Polega na sprawdzeniu każdej sieci wobec netlisty – czy nie ma przerwy i czy nie ma zwarcia. Jest to jedyna kontrola, która wychwytuje wady niewidoczne gołym okiem: przerwany pierścień w warstwie wewnętrznej, mikropęknięcie w metalizacji otworu, mostek pod maską. Do jej przeprowadzenia wytwórca potrzebuje netlisty, najlepiej w formacie IPC-D-356, dołączonej do pakietu produkcyjnego.

3. Laminat: co naprawdę znaczy „FR-4”

FR-4 nie jest nazwą produktu ani nazwą producenta. Jest oznaczeniem klasy materiału: tkaniny szklanej nasyconej żywicą epoksydową o obniżonej palności. W obrębie tej klasy mieszczą się materiały o bardzo różnych właściwościach, pochodzące od różnych producentów, i to właśnie one decydują o zachowaniu płytki w warunkach pracy.

Jeden z wytwórców azjatyckich podaje wprost, że jego standardowym materiałem jest FR-4 od Shengyi, KB albo Nan Ya, o przenikalności względnej w przedziale od 4,1 do 4,5. Trzej różni producenci, jedna klasa materiału, jedna cena – i konkretny wsad, którego konstruktor nie wybiera.

3.1. Parametry, które trzeba znać

Temperatura zeszklenia, oznaczana Tg, wyznacza granicę, powyżej której żywica przechodzi ze stanu szklistego w gumowaty. Powyżej Tg gwałtownie rośnie rozszerzalność cieplna w osi grubości płytki, co rozciąga metalizację otworów. Standardowy FR-4 ma Tg rzędu 130...140 stopni, materiały o podwyższonej Tg – 170 stopni i więcej. Znaczenie praktyczne: lutowanie bezołowiowe odbywa się w temperaturze przekraczającej 250 stopni, a płytka przechodzi przez piec kilkakrotnie, licząc montaż dwustronny i ewentualne naprawy.

Temperatura rozkładu, Td, to punkt, w którym żywica zaczyna się rozkładać chemicznie i traci masę. Jest to granica nieodwracalna, w odróżnieniu od Tg.

Przenikalność względna i współczynnik strat decydują o impedancji i o tłumieniu – to zagadnienia części drugiej. Warto tu jedynie powtórzyć, że przenikalność zależy od konkretnego preimpregnatu, a nie od klasy materiału, i że różnica między 4,1 a 4,5 przekłada się bezpośrednio na impedancję.

Odporność na tworzenie włókien anodowych, oznaczana skrótem CAF, opisuje skłonność materiału do powstawania przewodzących ścieżek wzdłuż osnowy szklanej, między sąsiednimi otworami metalizowanymi, pod wpływem napięcia i wilgoci. Jest to mechanizm awarii ujawniający się po miesiącach pracy i praktycznie niewykrywalny przy odbiorze. Materiały z deklarowaną odpornością na CAF mają sens tam, gdzie płytka pracuje w wilgoci i przy wysokim napięciu, przy gęstym rozstawie otworów.

Odporność na prąd pełzający, oznaczana CTI, opisuje zachowanie powierzchni materiału pod napięciem przy zabrudzeniu i wilgoci. Ma znaczenie przy odstępach izolacyjnych w układach sieciowych i jest jednym z parametrów, do których odsyła IPC-2221C.

3.2. Jak wybierać

Dla zdecydowanej większości projektów standardowy FR-4 z oferty podstawowej jest wyborem właściwym i nie ma powodu dopłacać. Materiał o podwyższonej Tg wybieramy, gdy płytka jest gruba i wielowarstwowa, gdy przechodzi przez piec więcej niż dwa razy albo gdy pracuje w podwyższonej temperaturze. Materiał o kontrolowanej przenikalności – gdy zamawiamy impedancję z zacieśnioną tolerancją. Materiał wysokoczęstotliwościowy, na przykład z rodziny politetrafluoroetylenowych, kosztuje wielokrotnie więcej i ma sens dopiero przy gigahercach.

Podłoże aluminiowe, o którym była mowa w części pierwszej, jest osobną klasą: warstwa miedzi na cienkim dielektryku o podwyższonej przewodności cieplnej, na podłożu metalowym pełniącym funkcję radiatora. Ograniczenia procesu są zasadnicze – u typowego wytwórcy minimalna średnica otworu w podłożu metalowym wynosi 1,0 mm, a minimalna szerokość szczeliny frezowanej 1,6 mm, wobec 0,15 mm i znacznie mniejszych wartości w laminacie zwykłym. Nie ma też otworów metalizowanych, więc schemat musi dać się zrealizować na jednej warstwie miedzi.

eprasa.pl 19a5b96348

4. Wykończenie powierzchni

Odsłonięta miedź utlenia się w ciągu godzin i przestaje być lutowna. Wykończenie powierzchni chroni ją do momentu montażu, a przy okazji decyduje o płaskości pól lutowniczych, o trwałości przechowywania i o tym, ile razy płytkę można przelutować.

Wykończenie	Charakterystyka	Kiedy wybierać
HASL bezołowiowy	Zanurzenie w stopie i zdmuchnięcie nadmiaru gorącym powietrzem. Powierzchnia nierówna, grubość niejednorodna. Najtańsze, standardowe	Montaż ręczny, obudowy o rastrze od 0,65 mm w górę, prototypy
ENIG	Nikiel chemiczny pokryty cienką warstwą złota zanurzeniowego. Powierzchnia płaska, długi czas przechowywania. Droższe od HASL o 20...40 procent	Obudowy o drobnym rastrze, BGA, QFN, styki przyciskowe, płytki magazynowane
OSP	Cienka powłoka organiczna na miedzi. Powierzchnia płaska, ograniczony czas przechowywania, ograniczona liczba cykli lutowania	Produkcja seryjna montowana wkrótce po wykonaniu

Wybór sprowadza się do trzech pytań. Jaki jest najdrobniejszy raster na płytce – bo nierówność powierzchni HASL uniemożliwia równomierne nadrukowanie pasty pod obudowę o rastrze 0,4 mm. Jak długo płytki będą leżeć przed montażem – bo OSP ma termin przydatności liczony w miesiącach. Ile razy przez płytkę przejdzie ciepło – bo każdy cykl lutowania zużywa część powłoki.

Warto śledzić ofertę, bo się zmienia: jeden z wytwórców azjatyckich udostępnił OSP dla płytek od dwóch warstw wzwyż pod koniec lipca 2026 roku, bez dopłaty. Dla produkcji seryjnej montowanej od razu jest to realna oszczędność wobec ENIG.

5. Panelizacja

Płytka mniejsza niż mniej więcej pięć centymetrów w każdą stronę nie nadaje się do montażu automatycznego pojedynczo – automat nie ma jej jak chwycić ani utrzymać. Płytki łączy się więc w panel montażowy, który konstruktor projektuje albo zamawia u wytwórcy.

5.1. Dwa sposoby rozdzielenia

Nacinanie klinowe, zwane V-cut, polega na wykonaniu z obu stron arkusza rowka o przekroju klina, tak by pozostał cienki mostek materiału. Płytki wyłamuje się wzdłuż nacięcia. Metoda jest tania i szybka, ale wymaga krawędzi prostych biegnących przez cały panel oraz odsunięcia miedzi od linii nacięcia – u typowego wytwórcy o 0,40 mm, przy tolerancji położenia nacięcia rzędu 0,40 mm. Wyłamywanie wprowadza w płytkę naprężenia mechaniczne, więc elementów wrażliwych, zwłaszcza ceramicznych kondensatorów wielowarstwowych, nie umieszcza się blisko linii wyłamania i równolegle do niej.

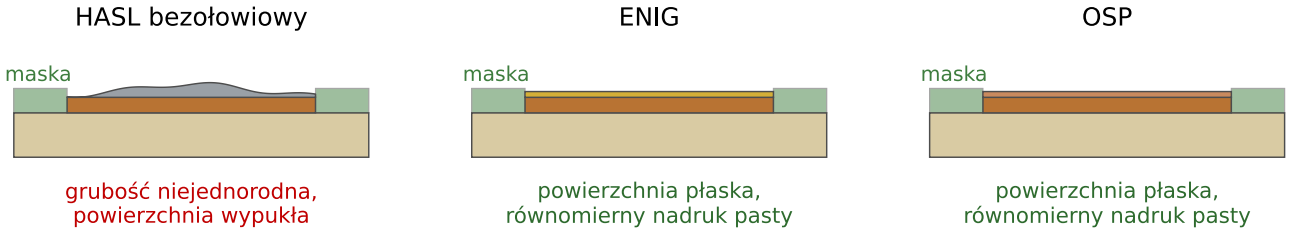
Frezowanie z mostkami, zwane potocznie mysimi zębami, polega na wyfrezowaniu konturu płytki z pozostawieniem kilku wąskich mostków, w których wierci się rząd małych otworów. Metoda pozwala na dowolny kształt konturu i wprowadza mniej naprężeń, ale zostawia na krawędzi ślad, który przy wymaganiach estetycznych trzeba usunąć.

5.2. Ramka technologiczna i znaczniki

Automat montażowy chwyta panel za krawędzie i musi mieć na nich wolny pas – zwykle około pięciu milimetrów – bez elementów i bez pól lutowniczych. Jeżeli projekt płytki na to nie pozwala, dokłada się ramkę technologiczną, czyli obrzeże panelu odłamywane po montażu.

Na ramce umieszcza się znaczniki bazowe: co najmniej trzy, rozmieszczone niesymetrycznie, tak by automat mógł ustalić nie tylko położenie, ale i orientację panelu oraz skorygować jego skurcz. Znacznik to zwykle miedziane kółko o średnicy około jednego milimetra z odsłoną w masce o średnicy dwukrotnie większej. Płytki z obudowami elementów o drobnym rastrze wymagają dodatkowo znaczników lokalnych, umieszczonych przy samej obudowie.

Decyzja, kto projektuje panel, ma skutki kosztowe. Panel zaprojektowany przez konstruktora daje pełną kontrolę nad rozmieszczeniem i ramką, ale liczy się jako jedna płytka o wymiarach panelu – a więc wpada w wyższy przedział cenowy. Panel złożony przez wytwórcę z pojedynczych płytek bywa tańszy, lecz konstruktor nie decyduje o szczegółach. Przy pierwszym zamówieniu montażu warto zapytać wprost, który wariant w danym zakładzie wychodzi taniej.



Rysunek 4. Trzy wykończenia powierzchni w przekroju pola lutowniczego. Nierówność powierzchni HASL jest powodem, dla którego obudowy o drobnym rastrze wymagają ENIG albo OSP

eprasa.pl 19a5b96348

6. Czytanie tabeli możliwości

Tabela możliwości technologicznych jest najważniejszym dokumentem w relacji z wytwórcą i jednocześnie tym dokumentem, który czyta się najrzadziej. Poniżej metoda, jak ją czytać, na przykładzie wartości jednego z wytwórców azjatyckich dla płytek FR-4 sztywnych.

Po pierwsze, rozróżniaj wartości zalecane i bezwzględne minima. Pierścień otworu metalizowanego ma wartość zalecaną 0,20 mm i minimum 0,15 mm. Projektowanie na wartości zalecanej to projekt, który wyjdzie. Projektowanie na minimum to projekt, który wyjdzie w większości sztuk.

Po drugie, sprawdzaj zależności między parametrami. Minimalna szerokość ścieżki nie jest jedną liczbą – zależy od grubości miedzi i od liczby warstw: 0,10 mm dla płytek jedno- i dwuwarstwowych przy miedzi 1 oz, 0,09 mm dla wielowarstwowych, 0,16 mm przy miedzi 2 oz dla dwuwarstwowych. Minimalny mostek maski zależy od koloru. Wybór grubszej miedzi jest więc decyzją o zagęszczeniu całego projektu i podejmuje się ją przed rozmieszczeniem, nie po nim.

Po trzecie, szukaj tego, czego w tabeli nie ma. Cytowany wytwórca nie obsługuje przelotek ślepych ani zagrzebanych – wyłącznie otwory na wylot. Projekt, który ich wymaga, trzeba zlecić gdzie indziej i po innej cenie.

Po czwarte, sprawdzaj, co jest płatne dodatkowo. Otwory o najmniejszych średnicach, małe pierścienie, impedancja kontrolowana, wypełnianie przelotek żywicą, kontrola według wyższej klasy IPC-A-600 – to wszystko podlega dopłatom, które ujawniają się dopiero w koszyku.

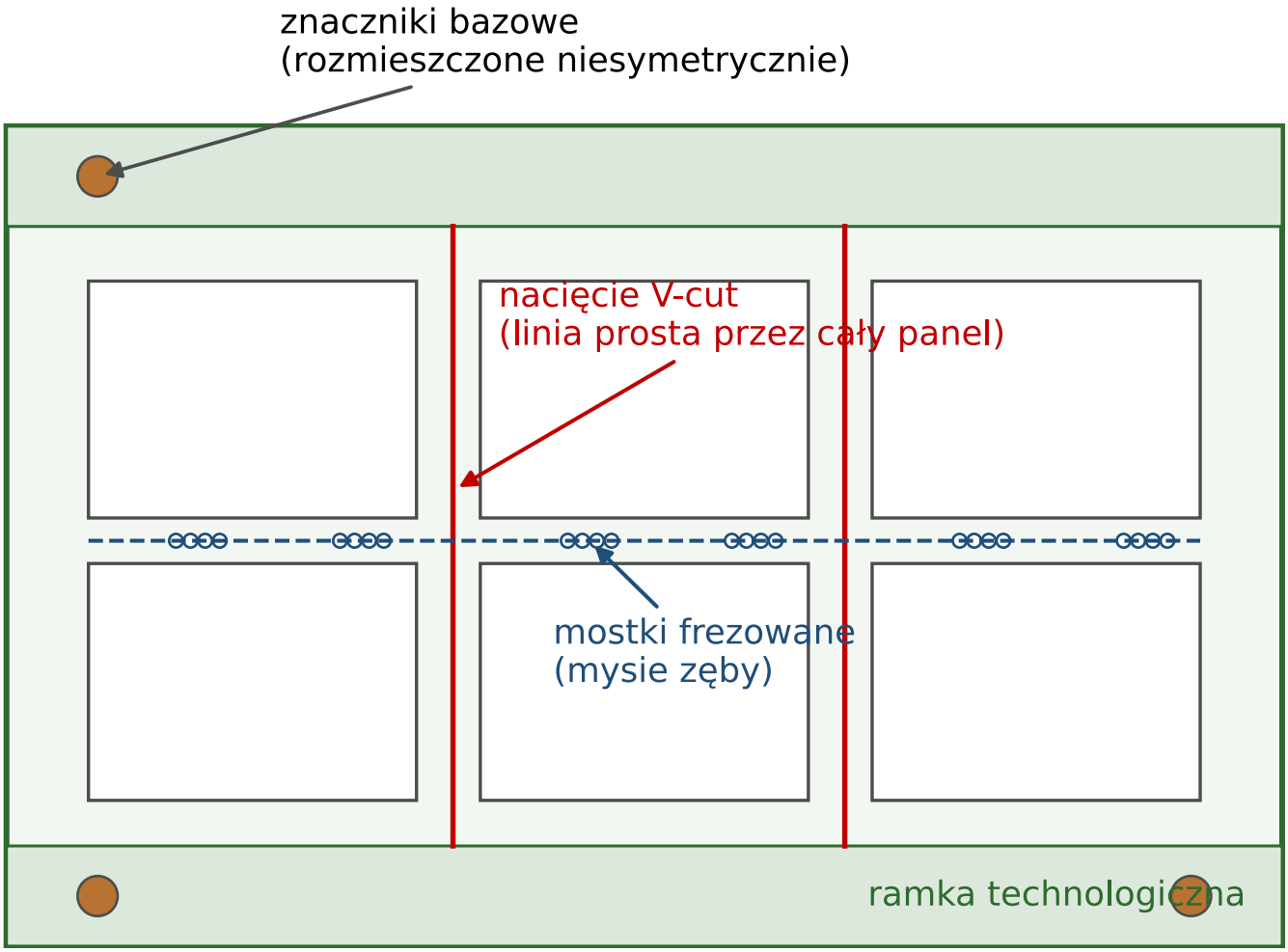
Po piąte, projektuj z marginesem. Dwadzieścia do trzydziestu procent nad wartością minimalną kosztuje zwykle niewiele albo nic, a przekłada się wprost na uzysk i na to, czy dostawa będzie kompletna.

7. Rok 2026: co się naprawdę zmieniło

Konstruktor, który ostatni raz zamawiał płytki dwa lata temu, zastanie inny rynek. Są trzy zasadnicze zmiany i warto je rozdzielić, bo mają różne przyczyny i różny horyzont.

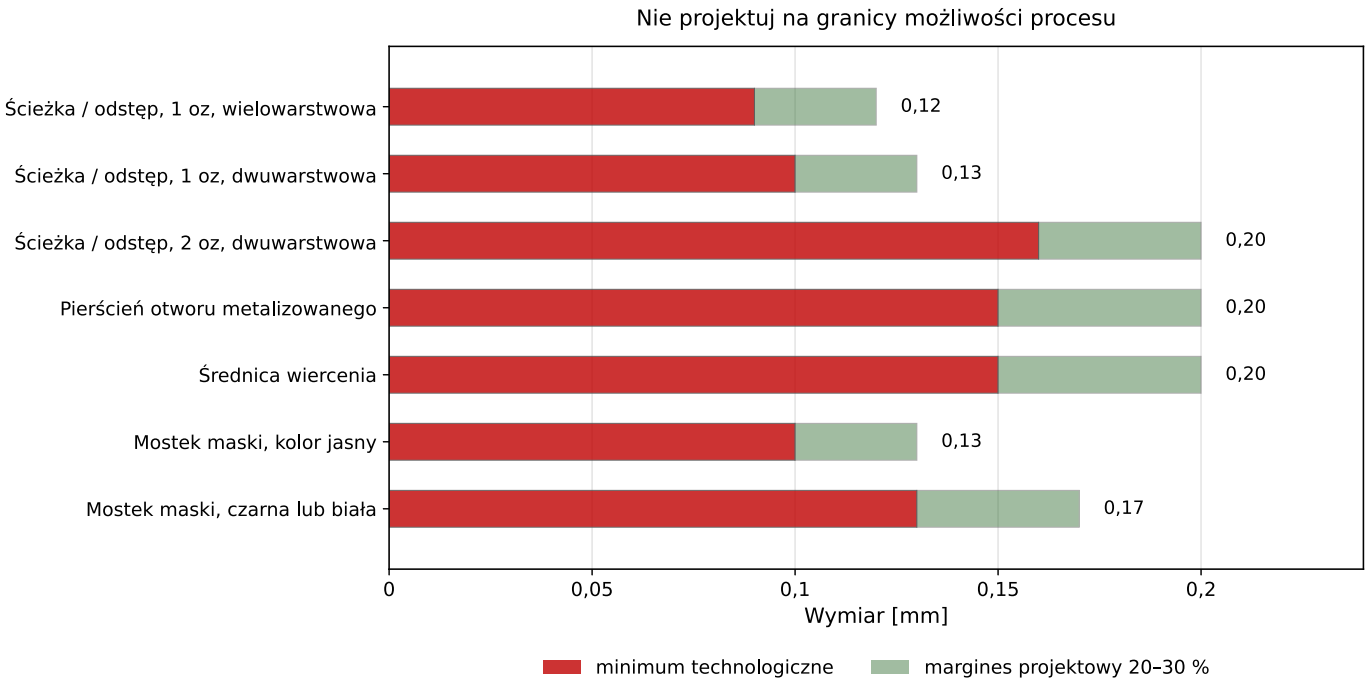
7.1. Surowiec

W czerwcu 2026 roku jeden z największych wytwórców azjatyckich ogłosił komunikat o podwyżkach, uzasadniając je gwałtownym wzrostem cen laminatu miedziowanego i koniecznością wprowadzenia dopłat



Rysunek 5. Panel montażowy: nacinanie klinowe, mostki frezowane, ramka technologiczna i znaczniki bazowe rozmieszczone niesymetrycznie

eprasa.pl 19a5b96348



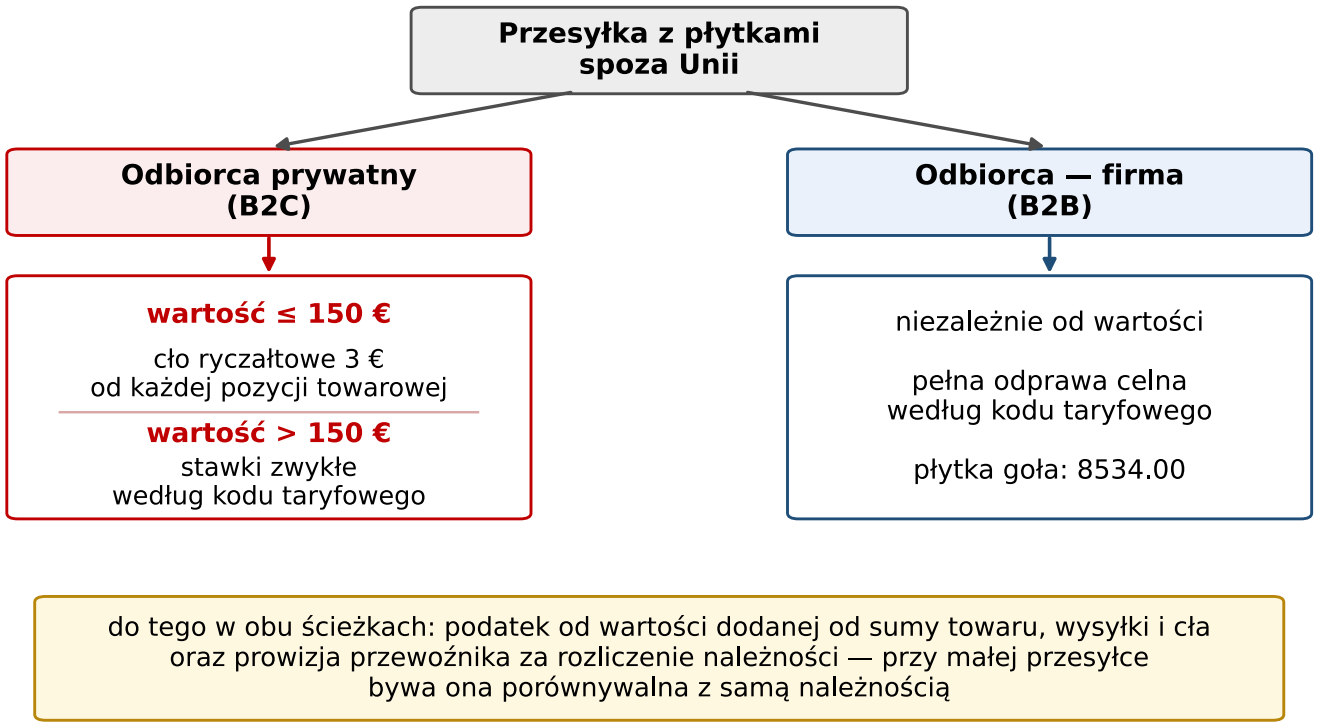
Rysunek 6. Wybrane parametry tabeli możliwości wytwórcy z zaznaczonym marginesem projektowym. Wartości minimalne według tabeli możliwości – jlcpcb.com/capabilities/pcb-capabilities

zależnych od wielkości zamówienia. Na początku sierpnia tego samego roku ten sam wytwórca ogłosił wycofanie dopłat od dużych zamówień dla płytek jedno-, dwu- i czterowarstwowych, wskazując na ustabilizowanie się kosztów surowca.

Dwa miesiące od podwyżki do korekty – to jest tempo, w jakim ceny płytek reagują dziś na rynek surowców. Wniosek praktyczny dla konstruktora prowadzącego produkcję: kalkulacja kosztu wyrobu oparta na cenie płytki sprzed pół roku jest kalkulacją nieaktualną, a przy dłuższych seriach warto wynegocjować cenę na cały nakład, zamiast zamawiać partiami po cenie bieżącej.

7.2. Cło

Zmiana najważniejsza i najczęściej opisywana błędnie. Od 1 lipca 2026 roku Unia Europejska zniosła zwolnienie celne dla przesyłek o niskiej wartości. Każda przesyłka, niezależnie od wartości, musi zostać formalnie zgłoszona i podlega cłu.



Rysunek 7. Dwie ścieżki celne obowiązujące od 1 lipca 2026 roku. Rysunek na podstawie wytycznych Komisji Europejskiej – taxation-customs.ec.europa.eu – oraz komunikatu wykonawczego wytwórcy z 27 czerwca 2026 roku – jlcpcb.com/news/eu-customs-reform-2026

eprasa.pl 19a5b96348

Rzecz, którą trzeba zrozumieć, brzmi tak: obowiązują dwa różne reżimy, zależnie od tego, kto jest odbiorcą.

Dla przesyłek do odbiorcy będącego konsumentem, o wartości towaru do 150 euro, stosuje się tymczasowe cło ryczałtowe w wysokości 3 euro – i to nie od przesyłki, lecz od pozycji towarowej. Przesyłka zawierająca trzy różne kategorie towarów oznacza 9 euro cła. Powyżej 150 euro stosuje się stawki zwykłe. Wytwórca działający w systemie IOSS może pobrać i odprowadzić podatek od wartości dodanej, ale nie może rozliczyć cła ryczałtowego – odbiorca płaci je przy imporcie, o ile nie wybrał wysyłki z cłem opłaconym.

Dla przesyłek do odbiorcy będącego przedsiębiorcą jest inaczej i to jest informacja najważniejsza dla czytelników EP. Niezależnie od wartości przesyłki obowiązuje pełna odprawa celna według rzeczywistego kodu taryfowego, z pominięciem reguły trzech euro. Płytka goła klasyfikuje się pod pozycją 8534.00 – obwody drukowane – dla której stawka celna wynosi w wielu jurysdykcjach zero, co wynika z porozumienia Światowej Organizacji Handlu w sprawie technologii informatycznej, wiążącego stawki jej uczestników na poziomie zerowym. Firma sprowadzająca gołe płytki może więc nie zapłacić cła w ogóle, podczas gdy osoba prywatna zamawiająca tę samą paczkę zapłaci trzy euro od pozycji.

Zastrzeżenie, którego nie wolno pominąć: to dotyczy płytek gołych. Płytka zmontowana klasyfikuje się według funkcji urządzenia, pod zupełnie innymi pozycjami taryfowymi, a stawki bywają tam niezerowe. Kod taryfowy dla konkretnej przesyłki należy sprawdzić w bazie TARIC, prowadzonej przez Komisję Europejską.

Do tego dochodzi opłata, o której cenniki milczą: gdy przewoźnik opłaca cło i podatek w imieniu odbiorcy, pobiera za to prowizję, której wysokość zależy od kraju i przewoźnika. Przy przesyłce wartej kilkadziesiąt euro prowizja bywa porównywalna z samą należnością.

7.3. Rynek

Trzecia zmiana jest natury strukturalnej. W sierpniu 2026 roku grupa kapitałowa największego z azjatyckich wytwórców prototypowych weszła na giełdę. Ten sam wytwórca uruchomił w tym samym miesiącu aplikację desktopową jako uprzywilejowany kanał zamówień, z cenami i stawkami wysyłkowymi niedostępnymi przez przeglądarkę. Widmowa cena dwóch dolarów za komplet płytek, którą operuje marketing, jest dziś ceną w tym kanale.

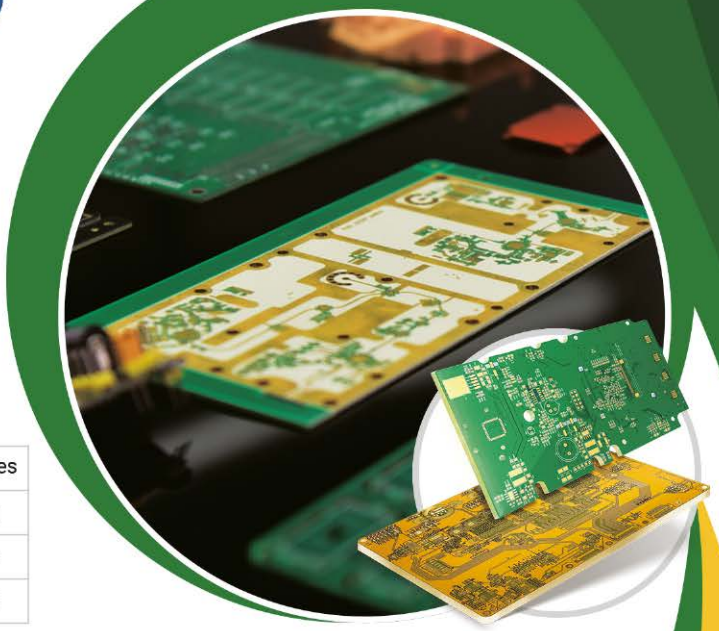
Po stronie europejskiej dojrzała alternatywa. Jeden z dostawców wykonuje płytki w Europie w jeden dzień roboczy, w cenie zaczynającej się od 14,20 euro, przy modelu rozliczenia sprowadzonym do jednej zmiennej – powierzchni

REKLAMA

PCBWay

Twój Zaufany Zagraniczny
Producent PCB

Precyzja, szybkość i elastyczność w jednym miejscu



Szybkie i ekonomiczne prototypowanie PCB:

Specyfikacja	Cena	Standardowy czas	Ekspres
2 warstwy - 100 × 100 mm - 10 szt.	5 USD	24 h	12 h
4 warstwy - 100 × 100 mm - 5 szt.	25,97 USD	4–5 dni	24 h
6 warstw - 100 × 100 mm - 5 szt.	99,04 USD	5–6 dni	24 h

01 Łatwe składanie zamówień online
- Prześlij pliki projektowe, aby natychmiast otrzymać wstępną wycenę
- Uproszczone zamówienia oraz śledzenie statusu na żywo

02 Rygorystyczna kontrola jakości
- Posiada certyfikaty ISO 9001, ISO 14001, UL, RoHS i CE
- Obsługuje szeroki zakres niestandardowych testów funkcjonalnych

03 Elastyczne opcje wysyłki
- Ponad 10 metod wysyłki, łączących szybkość i oszczędność kosztów
- Obsługa DTP i IOSS – łatwiejsza odprawa celna

www.pcbway.com service@pcbway.com

eprasa.pl 19a5b96348

płytki, bez dopłat za liczbę otworów czy przelotek. Inny prowadzi własne fabryki w Niemczech i na Węgrzech, deklaruje wykonanie wszystkich płytek według klasy 2 norm IPC-A-600 i IPC-A-610, i oferuje terminy od trzech dni roboczych dla płytek gołych w usłudze prototypowej do pięciu dni w usłudze pooling.

Rachunek się więc zmienił. Przy pięciu płytkach prototypowych Chiny nadal bywają tańsze, ale różnica po doliczeniu wysyłki, cła i prowizji przewoźnika stopniała, a różnica terminów przemawia na korzyść Europy. Przy serii liczonej w setkach sztuk przewaga cenowa Azji pozostaje wyraźna. Decyzja przestała być oczywista i to jest jej istota.

7.4. Kto właściwie produkuje płytki

Rynek jest rozwarstwiony i warto wiedzieć, na którym poziomie zmajduje się konkretna oferta. Inaczej pracuje dostawca prototypowy przyjmujący zamówienia przez formularz, inaczej wytwórca seryjny obsługujący motoryzację, a jeszcze inaczej pośrednik, który sam nie ma fabryki, lecz zarządza siecią zakładów i bierze na siebie jakość. Poniżej firmy najczęściej spotykane w praktyce polskiego konstruktora, w trzech grupach.

Dwie uwagi do tej listy. Pierwsza dotyczy pośredników: NCAB i ICAPE nie mają własnych fabryk w takim zakresie, w jakim mają je pozostali, lecz zarządzają siecią zakładów i sprzedają nadzór nad jakością. Dla konstruktora oznacza to jedną osobę do rozmowy zamiast trzech i audyt przeprowadzony cudzym staraniem, w zamian za wyższą cenę i brak bezpośredniego dostępu do hali produkcyjnej. Przy wyrobach wymagających certyfikacji bywa to układ korzystny.

Druga dotyczy skali. Lista nie jest rankingiem i nie jest kompletna – krajowych wytwórców obwodów drukowanych jest w Polsce kilkunastu, a mniejsze zakłady

Chiny i Azja

Firma	Charakterystyka
JLCPCB	Największy dostawca prototypowy zamawiany przez formularz; własne narzędzia EasyEDA i JLCDFM, magazyn części LCSC, montaż w tym samym miejscu. Grupa kapitałowa weszła na giełdę w sierpniu 2026
PCBWay	Szeroki wybór materiałów specjalnych i procesów zaawansowanych: HDI, gruba miedź, płytki elastyczne i sztywno-elastyczne. Obsługa kompleksowa od projektu po montaż w obudowie
NextPCB	Dostawca prototypowy z własnym narzędziem kontroli wykonalności HQDFM
Elecrow, Seeed Fusion	Mniejsi dostawcy prototypowi o zbliżonym modelu zamawiania
Unimicron (Tajwan)	Wytwórca przemysłowy notowany na giełdzie w Tajpej; płytki wielowarstwowe, HDI, elastyczne i podłoża układów scalonych

Europa

Firma	Kraj	Charakterystyka
Eurocircuits	BE/DE/HU	Prototypy i małe serie w modelu pooling, własne fabryki w Niemczech i na Węgrzech, wszystkie płytki w klasie 2 według IPC-A-600 i IPC-A-610
Aisler	NL	Prototypy wykonywane w Europie, rozliczenie sprowadzone do jednej zmiennej – powierzchni płytki, bez dopłat za otwory i przelotki
Beta Layout	DE	Usługa PCB-Pool, prototypy od jednej sztuki
Multi-CB	DE	Szeroki wybór wariantów technologicznych przy małych nakładach
LeitOn	DE	Szybkie prototypy z wyceną natychmiastową
Würth Elektronik	DE	Wytwórca przemysłowy w grupie Würth, integracja pionowa od laminatu do gotowej płytki
AT&S	AT	Największy europejski wytwórca; HDI i podłoża układów scalonych, w lutym 2026 zakończył rozbudowę zakładu w Leoben
Schweizer Electronic	DE	Specjalizacja w płytkach z podłożem metalowym i w zatapianiu elementów mocy w laminacie
NCAB Group	SE	Pośrednik, nie wytwórca: zarządza siecią zakładów w Azji i Europie, biorąc na siebie nadzór jakościowy i obsługę inżynierską
ICAPE Group	FR	Pośrednik notowany na Euronext, z własnym zakładem we Francji i siecią zakładów partnerskich

Polska

Firma	Siedziba	Charakterystyka
TS PCB – Techno-Service S.A.	Gdańsk	Największy krajowy wytwórca, działa od 1984 roku, certyfikaty ISO 9001 i 14001; około 60 procent produkcji trafia na eksport, głównie do Niemiec i Skandynawii
Łukasiewicz – ITR	Warszawa	Instytut badawczy z własną produkcją; HDI, płytki na podłożu metalowym, akredytowane laboratorium elektroniki AB 045, certyfikat AQAP 2110 dla zastosowań obronnych
WM Eltar	Tarnów	Wytwórca obwodów drukowanych z kontrolą procesu opartą na ponad stu parametrach
Laskar	—	Obwody jednostronne, dwustronne z metalizacją i na podłożu aluminiowym; prototypy i serie
BaZeKo	—	Płytki jedno- i dwustronne z produkcji własnej, dla oświetlenia LED, automatyki i motoryzacji
Printor, Viacom	—	Mniejsi wytwórcy krajowi z ofertą prototypową i usługami dodatkowymi

eprasa.pl 19a5b96348

bywają lepszym partnerem przy nietypowym zleceniu niż duży dostawca z kolejką zamówień. Punktem wyjścia do rozmowy powinna być zawsze tabela możliwości technologicznych, a nie miejsce w zestawieniu.

8. Zamówienie krok po kroku

Poniżej przebieg zamówienia i sposób policzenia jego rzeczywistego kosztu. Kwot końcowych nie podajemy, bo dezaktualizują się w tygodniach; podajemy strukturę rachunku, którą można wypełnić bieżącymi wartościami w kilka minut.

8.1. Przygotowanie

Konto u wytwórcy zakładamy jako firma, a nie jako osoba prywatna, jeżeli tylko jest to zgodne ze stanem faktycznym. Po zmianach celnych z lipca 2026 roku ma to bezpośredni wpływ na należności, co opisano wyżej. Numer identyfikacji podatkowej wpisujemy przy zakładaniu konta, nie przy pierwszym zamówieniu.

Pakiet danych przygotowujemy zgodnie z punktem dziewiątym części pierwszej tego cyklu artykułów. Przed wysłaniem sprawdzamy go w przeglądarce niezależnej od narzędzia projektowego oraz w narzędziu kontroli wykonalności wytwórcy. Te dwa narzędzia sprawdzają co innego i warto użyć obu.

8.2. Konfiguracja

W formularzu zamówienia decydujemy kolejno o: liczbie warstw, wymiarach, grubości płytki, grubości miedzi, wykończeniu powierzchni, kolorze maski, kolorze opisu, klasie kontroli, kontroli elektrycznej, impedancji kontrolowanej, sposobie rozdzielenia płytek i sposobie usunięcia numeru zamówienia z płytki.

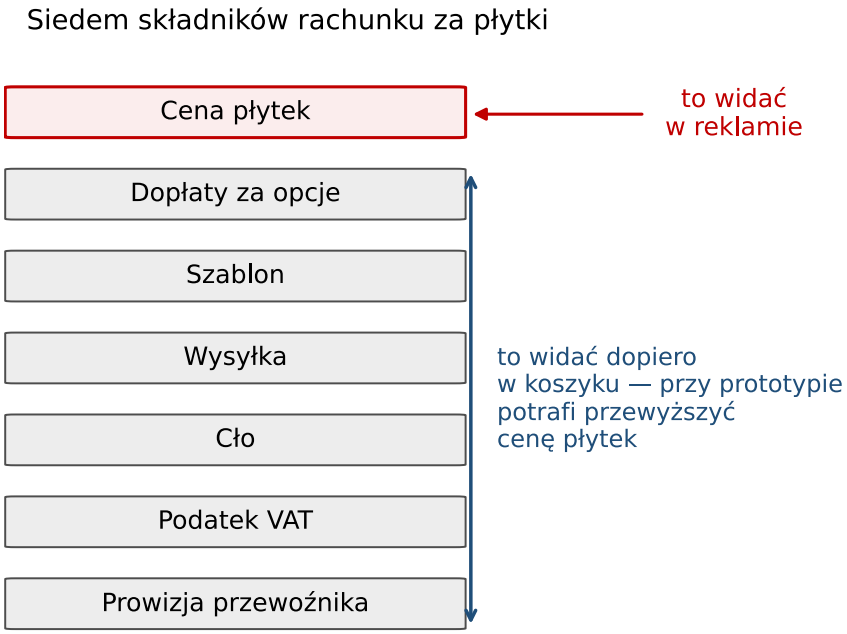
Trzy pozycje z tej listy zaskakują przy pierwszym zamówieniu. Numer zamówienia jest domyślnie nadrukowywany na płytce w miejscu wybranym przez wytwórcę – jeżeli ma się znaleźć w konkretnym miejscu albo wcale, trzeba to wskazać, przy czym całkowite usunięcie bywa płatne. Kontrola elektryczna bywa opcją, a nie standardem. Grubość płytki inna niż 1,6 mm potrafi kosztować więcej niż zmiana liczby warstw.

8.3. Rachunek

Koszt zamówienia składa się z siedmiu pozycji i tylko pierwsza z nich pojawia się w reklamie.

- Cena płytek – zależna od powierzchni panelu, liczby warstw i nakładu, skokowa na granicach przedziałów wymiarowych.
- Dopłaty za opcje – wykończenie inne niż standardowe, impedancja, otwory poniżej wartości progowej, wypełnianie przelotek, klasa kontroli.
- Szablon do pasty, jeżeli zamawiany razem z płytkami.
- Wysyłka – zależna od masy, przewoźnika i wybranego kanału zamówienia.
- Cło – zero albo stawka taryfowa dla przedsiębiorcy, trzy euro od pozycji dla konsumenta.
- Podatek od wartości dodanej – od sumy wartości towaru, wysyłki i cła.
- Prowizja przewoźnika za rozliczenie należności celno-podatkowych.

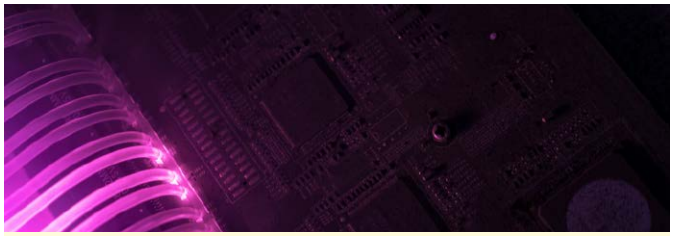
Pozycje od czwartej do siódmej potrafią przy prototypie zsumować się do kwoty przewyższającej cenę samych płytek. To jest arytmetyczna przyczyna, dla której europejscy dostawcy pooling stali się konkurencyjni przy małych nakładach, mimo wyższej ceny jednostkowej płytki.



Rysunek 8. Siedem składników rachunku za płytki. W reklamie widoczny jest wyłącznie pierwszy

REKLAMA


eprasa.pl 19a5b96348



Słowniczek

Terminy uporządkowane alfabetycznie. Pojęcia wyjaśnione w częściach pierwszej i drugiej nie są tu powtarzane.

B2B, B2C. Rozróżnienie odbiorcy przesyłki na przedsiębiorcę i konsumenta. Od 1 lipca 2026 roku obie kategorie podlegają odmiennym regułom celnym przy imporcie do Unii Europejskiej.

CAF. Mechanizm awarii polegający na powstawaniu przewodzących włókien wzdłuż osnowy szklanej laminatu, między sąsiednimi otworami metalizowanymi, pod wpływem napięcia i wilgoci.

CTI. Wskaźnik odporności powierzchni materiału izolacyjnego na powstawanie ścieżek przewodzących pod napięciem, w obecności zabrudzenia i wilgoci.

IOSS. Unijny mechanizm rozliczania podatku od wartości dodanej przy imporcie przesyłek o niskiej wartości, pozwalający sprzedawcy pobrać podatek w chwili sprzedaży. Nie obejmuje cła.

IPC-A-600. Norma opisująca kryteria akceptacji płytek gołych, z podziałem na trzy klasy wyrobu. Dokument rozstrzygający w sporach o jakość dostawy.

Kod taryfowy. Klasyfikacja towaru na potrzeby odprawy celnej. Płytka goła klasyfikuje się pod pozycją 8534.00; płytka zmontowana – według funkcji urządzenia.

Kupon technologiczny. Fragment panelu produkcyjnego z odwzorowaniem badanych struktur, służący wytwórcy do pomiaru kontrolnego, na przykład impedancji.

Metalizacja otworu. Warstwa miedzi naniesiona na ścianki wywierconego otworu, tworząca połączenie elektryczne między warstwami.

Mostek maski. Pasek maski lutowniczej pozostawiony między sąsiednimi polami. Jego minimalna szerokość zależy od koloru maski i od grubości miedzi.

Mysie zęby. Potoczna nazwa mostków pozostawionych przy frezowaniu konturu, z rzędem małych otworów ułatwiających wyłamanie płytki z panelu.

Panel montażowy. Zestaw płytek połączonych w jeden arkusz na potrzeby montażu automatycznego, zwykle z ramką technologiczną i znacznikami bazowymi.

Panel produkcyjny. Arkusz laminatu o wymiarach narzuconych przez linię technologiczną, na którym wytwórca rozmieszcza płytki. Realna jednostka kosztu wytwarzania.

Podtrawienie. Boczne działanie roztworu trawiącego pod krawędzią maski, nadające ścieżce przekrój trapezowy i będące źródłem tolerancji jej szerokości.

Ramka technologiczna. Obrzeże panelu montażowego pozostawione wolne od elementów, za które automat chwyta panel, odłamywane po montażu.

Centrowanie warstw. Wzajemne położenie obrazów poszczególnych warstw i siatki wierceń. Błąd centrowania jest jednym ze składników budżetu odchyłek decydującego o szerokości pierścienia.

TARIC. Zintegrowana taryfa celna Unii Europejskiej, baza prowadzona przez Komisję Europejską, rozstrzygająca o kodach i stawkach celnych.

Tg, Td. Temperatura zeszklenia i temperatura rozkładu laminatu. Pierwsza wyznacza granicę mięknięcia żywicy, druga – początek jej rozkładu chemicznego.

V-cut. Nacięcie klinowe wykonane z obu stron arkusza, pozwalające rozdzielić płytki przez wyłamanie wzdłuż linii prostej.

Sposób postępowania, który się sprawdza: policzyć rachunek u dwóch dostawców azjatyckich i dwóch europejskich, dla rzeczywistego nakładu i rzeczywistego terminu. Zajmuje to kwadrans i bywa źródłem zaskoczeń w obie strony.

8.4. Konsolidacja

Wskazówka, którą podaje sam wytwórca i która wygląda przewrotnie: dla odbiorcy prywatnego opłaca się łączyć zamówienia tak, by wartość przesyłki przekroczyła 150 euro. Powyżej tego progu znika ryczałt trzech euro od pozycji i stosuje się stawki zwykłe, które dla płytek gołych bywają korzystniejsze. Przy zamówieniu wielopozycyjnym, obejmującym płytki, szablon i komponenty, różnica jest odczuwalna.

9. Odbiór dostawy

Paczka przyszła. Zanim płytki trafią do montażu, warto poświęcić kwadrans na kontrolę, ponieważ termin zgłoszenia reklamacji jest ograniczony, a wada wykryta po montażu jest już wadą znacznie droższą.

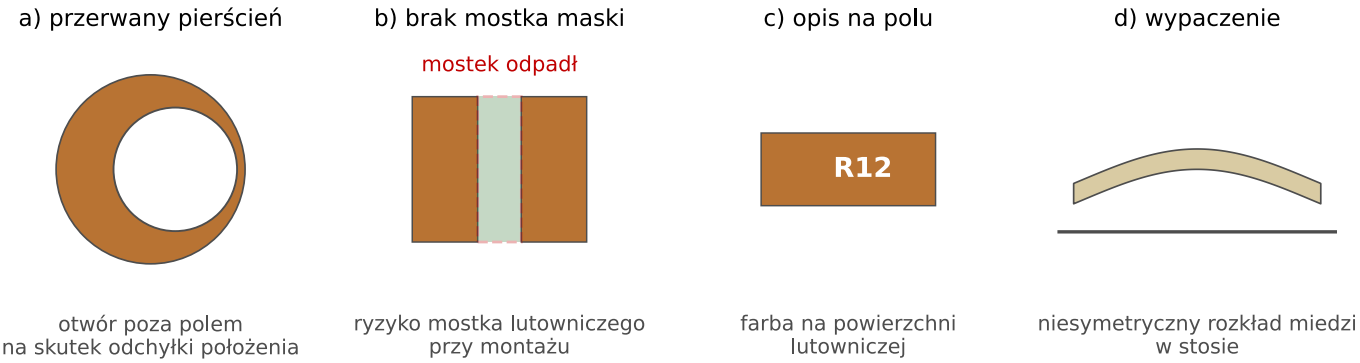
9.1. Co sprawdzić

- Zgodność wymiarów gabarytowych i grubości z zamówieniem, suwmiarką, na kilku sztukach z różnych miejsc paczki.
- Kompletność – liczba sztuk bywa mniejsza od zamówionej, jeżeli część odpadła przy kontroli, a wytwórca dopuszcza taką praktykę w warunkach.
- Wygląd pól lutowniczych pod powiększeniem: brak pozostałości maski, brak przebarwień, równomierność wykończenia.
- Mostki maski między polami obudów o drobnym rastrze – czy w ogóle są i czy się trzymają.
- Opis montażowy: czytelność, brak nachodzenia na pola.
- Otwory: obecność wszystkich, w tym niemetalizowanych, drożność, brak zadziorów.
- Wypaczenie: płytka położona na płaskiej powierzchni nie powinna się kołysać.
- Przy impedancji kontrolowanej – protokół pomiaru z kuponu, który należy się zamawiającemu.

9.2. Kryteria i klasy

Dokumentem rozstrzygającym spory o jakość płytki gołej jest IPC-A-600, opisujący kryteria akceptacji. Definiuje on trzy klasy wyrobu: klasę 1 dla wyrobów ogólnego przeznaczenia, klasę 2 dla wyrobów, od których oczekuje się nieprzerwanej pracy, i klasę 3 dla wyrobów o podwyższonej niezawodności. Wytwórcy europejscy deklarują wykonanie standardowo w klasie 2; u wytwórców azjatyckich klasa wyższa bywa opcją płatną, którą trzeba wskazać w zamówieniu.

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 9. Typowe wady płytki gołej wykrywalne przy odbiorze. Kryteria akceptacji określa IPC-A-600 – electronics.org

Konsekwencja praktyczna jest prosta: reklamacja ma sens tylko wtedy, gdy wskazuje kryterium. „Płytki wyglądają źle" nie jest zgłoszeniem. „Pierścień otworu w pozycji X przerwany na całym obwodzie, co według IPC-A-600 klasa 2 jest wadą niedopuszczalną" – jest.

9.3. Reklamacja

Zgłoszenie powinno zawierać numer zamówienia, liczbę sztuk wadliwych wobec całości, zdjęcia wady z widoczną skalą, wskazanie kryterium oraz oczekiwanie: powtórzenie wykonania albo zwrot kosztu. Wytwórcy prowadzący sprzedaż internetową mają procedury reklamacyjne opisane w warunkach i w praktyce rozpatrują zgłoszenia rzeczowo, o ile są rzeczowo złożone.

Zdjęcia warto wykonać od razu, przed montażem. Płytka, na której coś już przylutowano, przestaje być dowodem.

10. Kiedy Azja jest złym pomysłem

Cykl naszych artykułów jest praktyczny, więc trzeba powiedzieć wprost również to.

- Poufność. Pakiet produkcyjny to kompletna dokumentacja urządzenia. Jeżeli projekt jest chroniony umową z odbiorcą, warunkami przetargu albo jest przedmiotem zgłoszenia patentowego, drogę wyboru wytwórcy wyznacza dział prawny, nie cennik.
- Certyfikacja i nadzór. Wyroby wymagające certyfikacji wymagają wytwórcy poddającego się audytom i wystawiającego dokumenty w formie akceptowanej przez jednostkę certyfikującą. To jest usługa innego rodzaju niż zamówienie przez formularz.
- Powtarzalność między partiami. Przy produkcji ciągłej liczy się nie cena pierwszej partii, lecz to, czy dziesiąta będzie taka sama. Wytwórca z ustaloną relacją, kontrolą wsadu materiałowego i dostępnym inżynierem procesu jest tu wart różnicy w cenie.
- Termin. Doba w Europie wobec kilku dni w transporcie z Azji przestaje być kwestią wygody, gdy poprawka blokuje uruchomienie.
- Wielkość serii i logistyka celna. Przy regularnych dostawach formalności celne i prowizje przewoźnika stają się kosztem stałym, który trzeba wliczyć do ceny jednostkowej.

I odwrotnie: dla prototypu, dla płytki bez tajemnicy, przy nakładzie liczonym w dziesiątkach i przy terminie mierzonym w tygodniach, wytwórca azjatycki pozostaje wyborem racjonalnym. Rzecz w tym, żeby była to decyzja, a nie odruch.

Czego i gdzie douczyć się dalej

IPC-A-600, Acceptability of Printed Boards – kryteria odbioru płytki gołej, dokument, na który powołuje się reklamacja. IPC-6012, Qualification and Performance Specification for Rigid Printed Boards – wymagania techniczne i kwalifikacyjne. IPC-4101, Specification for Base Materials – klasyfikacja laminatów, w tym rozróżnienia w obrębie klasy FR-4. Spisy treści dostępne publicznie na electronics.org.

Z materiałów bezpłatnych: tabele możliwości technologicznych wytwórców, u wielkich dostawców publikowane w całości i aktualizowane, oraz ich komunikaty w dziale aktualności – to właśnie tam pojawiają się zmiany cen, procesów i terminów, zanim trafią do cennika. Baza TARIC Komisji Europejskiej rozstrzyga o kodach taryfowych i stawkach.

Z pozycji książkowych podstawą pozostaje opracowanie zbiorowe Printed Circuits Handbook pod redakcją Coombsa i Holdena – encyklopedia procesu wytwarzania, do której warto sięgać po szczegóły każdej z operacji opisanych w rozdziale drugim.

W części czwartej, zamykającej cykl, przechodzimy do montażu: kiedy zlecać, a kiedy montować samodzielnie, jak przygotować listę materiałową i plik rozmieszczenia, jak dobrać szablon i profil rozpływu, co zrobić z obudowami BGA i QFN oraz jak przeprowadzić uruchomienie płytki, żeby wykryć błędy, zanim wykryje je odbiorca.

JT

eprasa.pl 19a5b96348

Od projektu do montażu

Co można sprawdzić przed zamówieniem płytki w Eurocircuits

Najwięcej kosztują błędy wykryte dopiero na zmontowanej płytce: źle dobrana struktura warstw, pole lutownicze niepasujące do obudowy elementu albo dioda wlutowana odwrotnie. Belgijska firma Eurocircuits, producent płytek drukowanych i usługowy montażysta, buduje swoją ofertę wokół weryfikacji projektu przed rozpoczęciem produkcji. Opisujemy, co projektant może w ten sposób sprawdzić: od wyboru standardowej struktury warstw, przez płytki z częściowym HDI, po cyfrowy model zmontowanej płytki.

Standardowa struktura warstw jako punkt wyjścia

Struktura warstw (ang. stack-up) określa, jak płytka jest zbudowana: ile ma warstw miedzi, jakiej są grubości, z jakiego dielektryka są wykonane rdzenie i preimpregnaty (prepregi) oraz w jakiej kolejności się je układa. Od tych danych zależą dopuszczalna szerokość ścieżek i odstępów, rodzaje przelotek, a przy liniach o kontrolowanej impedancji także szerokość ścieżki, bo impedancja zależy od grubości dielektryka między ścieżką a warstwą odniesienia. Dlatego strukturę warstw warto wybrać przed prowadzeniem ścieżek, a nie po nim.

Eurocircuits proponuje zaczynać od jednej ze swoich sprawdzonych, standardowych struktur. Projekt pozostaje unikatowy, bo o jego wartości decydują schemat i rozmieszczenie elementów, ale budowa płytki jest znana z góry: projektant ma zdefiniowane materiały, wymiary warstw i reguły produkcyjne. Narzędzie internetowe PCB Visualizer udostępnia dane struktury warstw oraz ustawienia kontroli reguł projektowych (DRC), które można przenieść do programu CAD.

Standaryzacja ma też skutek ekonomiczny. Zamówienia o zgodnej technologii producent łączy na wspólnym panelu produkcyjnym (ang. *pooling*), więc koszty przygotowania produkcji i obróbki rozkładają się na wielu klientów, a laminat jest lepiej wykorzystany. Dzięki temu zaawansowane technologie stają się dostępne także przy prototypach i małych seriach. Eurocircuits definiuje struktury dla produkcji łączonej z myślą o późniejszej produkcji wielkoseryjnej: są to konstrukcje typowe, na powszechnie dostępnych materiałach, więc projekt łatwiej przenieść do producenta wielkoseryjnego. Strukturę warstw i specyfikację materiałów trzeba jednak z tym producentem uzgodnić przed przekazaniem projektu.

Jeden układ BGA a technologia HDI

Typowa sytuacja w projekcie systemu wbudowanego: cała płytka mieści się w zwykłej technologii wielowarstwowej, ale procesor albo pamięć ma obudowę BGA o rastrze wyprowadzeń 0,4 lub 0,5 mm. Spod takiej obudowy trzeba wyprowadzić sygnały, doprowadzić zasilanie i masę oraz umieścić tuż obok kondensatory odsprzęgające. Przy rastrze 0,4 mm między kulkami nie mieści się zwykła przelotka przechodząca przez całą płytkę – w przykładzie podawanym przez Eurocircuits ma ona otwór 0,15 mm i pole o średnicy 0,5 mm. W technologii HDI (*High Density Interconnect*) sąsiednie warstwy płytki można łączyć za pomocą mikroprzelotek, wykonywanych najczęściej laserem.

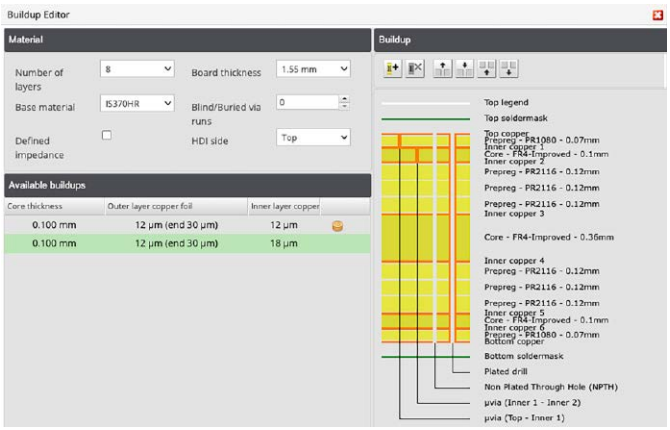
Pełna technologia HDI na całej płytce byłaby jednak kosztowna. Eurocircuits oferuje więc częściowe HDI w ramach usługi HDI Pool. Specyfikacja usługi przewiduje dwa poziomy mikroprzelotek po jednej stronie płytki, przy czym reszta konstrukcji pozostaje konwencjonalna; w ofercie są predefiniowane struktury sześcio- i ośmiowarstwowe z dopasowanymi regułami projektowymi.

Mikroprzelotki mają średnicę otworu 100 µm. Połączenia między warstwami 1 i 2 są wiercone laserem i wypełniane galwanicznie miedzią, co pozwala umieszczać je bezpośrednio w polach lutowniczych (via-in-pad) i ogranicza ryzyko powstawania pustek w lutowiu. Mikroprzelotki kolejnych poziomów są rozstawione względem siebie, a nie ułożone jedna na drugiej. **Rysunek 1** pokazuje jeden konkretny przykład takiej konstrukcji, a nie pełen zakres usługi.

Użytkownicy programu Altium Designer mogą pobrać ze swojego konta w Eurocircuits pliki struktury warstw i reguł projektowych.

Takie podejście pozwala użyć drobnych struktur tylko tam, gdzie rozwiązują konkretny problem – pod obudową

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 1. Przykładowa konstrukcja HDI Pool w edytorze struktury warstw PCB Visualizera: ośmiowarstwowa płytka o grubości 1,55 mm na laminacie IS370HR, z mikroprzelotkami po stronie Top – między warstwą Top a Inner 1 oraz między warstwami Inner 1 i Inner 2. Jest to jeden z wariantów usługi, która obejmuje struktury sześcio- i ośmiowarstwowe; źródło: Eurocircuits

BGA czy pod polem termicznym obudowy QFN – i zachować większy zapas technologiczny na reszcie płytki.

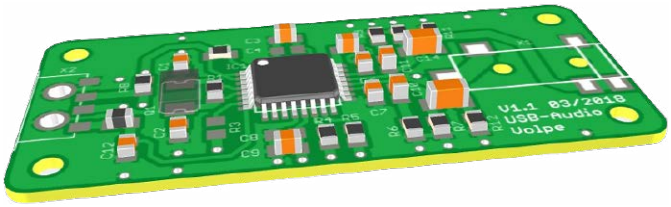
Czy pole lutownicze pasuje do elementu?

Płytka może spełniać wszystkie reguły produkcyjne, a mimo to sprawiać kłopot przy montażu. Najczęstsze przyczyny to niezgodność pól lutowniczych z obudową elementu, który faktycznie znalazł się w wykazie elementów (BOM), oraz błędy orientacji i polaryzacji w pliku rozmieszczenia elementów, z którego korzysta automat montażowy. Element o tej samej nazwie handlowej bywa produkowany w kilku obudowach, a rysunek footprintu w bibliotece CAD nie zawsze odpowiada wersji, którą zamówi dział zakupów.

Eurocircuits łączy te kontrole w PCB Visualizerze. Projektant przesyła pliki płytki, a jeśli zamawia również montaż – wykaz elementów i plik rozmieszczenia. Na ich podstawie powstaje cyfrowy bliźniak (ang. *Digital Twin*), czyli model płytki i jej montażu (**rysunek 2**). Można w nim obejrzeć miejsca wskazane przez kontrolę reguł projektowych i kontrolę wykonalności produkcyjnej (DFM), sprawdzić przypisanie elementów do pól lutowniczych, ich orientację oraz dostępność u dostawców. Po poprawieniu projektu nową wersję weryfikuje się w ten sam sposób.

Wykonalność i cena przed złożeniem zamówienia

Przed złożeniem zamówienia projektant widzi jednocześnie wybraną konstrukcję płytki, dane montażowe i cenę dla wybranych opcji produkcji i montażu. Dzięki temu skutki poszczególnych decyzji są widoczne od razu:



Rysunek 2. Cyfrowy bliźniak (*Digital Twin*) zmontowanej płytki – model tworzony z plików płytki, wykazu elementów i pliku rozmieszczenia; źródło: Eurocircuits

jeśli inna struktura warstw albo zamiana elementu zmienia wykonalność produkcyjną lub cenę, można to ocenić, zanim decyzja zapadnie. Eurocircuits nazywa to podejście „Right First Time", czyli dobrze za pierwszym razem: punktem wyjścia jest sprawdzona konstrukcja, jeśli spełnia wymagania projektu, płytkę i montaż weryfikuje się razem, a projektant zamawia dokładnie tę wersję, którą obejrzał.

Weryfikacja nie kończy się na zamówieniu. Do każdego zamówienia Eurocircuits dołącza cyfrowy paszport płytki (*PCB Passport*), czyli dokument ze specyfikacją, zmierzonymi wartościami parametrów, tolerancjami i danymi pozwalającymi zidentyfikować partię produkcyjną.

Płytki powstają w dwóch własnych zakładach firmy, na Węgrzech i w Niemczech, a montaż odbywa się również w europejskich zakładach Eurocircuits. Projektant przez cały czas pracuje na tych samych danych: od wyboru standardowej struktury warstw, przez kontrolę pól lutowniczych i rozmieszczenia elementów, po cyfrowego bliźniaka zamówionej wersji płytki.

Eurocircuits. An engineer's best friend

Słowniczek

BGA (*Ball Grid Array*) – obudowa układu scalonego z wyprowadzeniami w postaci kulek lutowia rozmieszczonych w siatce na spodzie obudowy.

BOM (*Bill of Materials*) – wykaz elementów: lista wszystkich części do montażu, z oznaczeniami producentów.

DFM (*Design for Manufacturing*) – kontrola wykonalności produkcyjnej projektu w procesach konkretnego producenta.

DRC (*Design Rule Check*) – automatyczna kontrola reguł projektowych, np. minimalnych szerokości ścieżek i odstępów.

HDI (*High Density Interconnect*) – technologia płytek o dużej gęstości połączeń, z mikroprzelotkami i drobnymi ścieżkami.

mikroprzelotka – przelotka o bardzo małej średnicy (zwykle do 150 µm) łącząca sąsiednie warstwy płytki, wykonywana najczęściej laserem.

plik rozmieszczenia elementów (ang. *pick-and-place*, CPL) – plik ze współrzędnymi, stroną płytki i kątem obrotu każdego elementu, używany przez automat montażowy.

pooling – łączenie zamówień różnych klientów o zgodnej technologii na jednym panelu produkcyjnym.

QFN (*Quad Flat No-lead*) – obudowa bez wystających wyprowadzeń, z polami lutowniczymi na krawędziach spodu i centralnym polem termicznym.

raster wyprowadzeń (ang. *pitch*) – odległość między środkami sąsiednich wyprowadzeń elementu.

struktura warstw (ang. *stack-up*) – opis budowy płytki wielowarstwowej: kolejność, grubości i materiały warstw miedzi i dielektryka.

via-in-pad – przelotka umieszczona bezpośrednio w polu lutowniczym; wymaga wypełnienia, aby lutowie nie wpływało do otworu.

O firmie
Eurocircuits powstał w 1991 roku; siedziba firmy mieści się w Mechelen w Belgii. Firma zatrudnia ponad 750 osób i obsługuje ponad 11 tysięcy aktywnych klientów, przyjmując średnio kilkaset zamówień na płytki dziennie. Specjalizuje się w prototypach, wdrażaniu nowych wyrobów do produkcji i produkcji małoseryjnej. Szczegóły usług i dostęp do PCB Visualizera: www.eurocircuits.com.

eprasa.pl 19a5b96348

Płytka, którą widać

Barwny nadruk, laminat przezroczysty i szkło w ofercie PCBWay

W październikowym numerze EP pisaliśmy o zaawansowanych płytkach drukowanych PCBWay – o technologii HDI, laminatach wysokiej częstotliwości, podłożach metalowych i ceramicznych. Wspomnieliśmy tam krótko o płytkach, które mają nie tylko działać, ale także dobrze wyglądać. Ta grupa usług szybko się rozrasta, więc poświęcamy jej osobny artykuł. Omawiamy pełnobarwny nadruk na płytce i płytki z przezroczystego laminatu, a także dwie nowsze propozycje: płytki na podłożu szklanym i nadruk świecący w ciemności.

Po co płytce wygląd

Przez dziesięciolecia płytka drukowana była zamknięta w obudowie i nikt poza serwisantem jej nie oglądał. To się zmienia. Płytki są częścią wyglądu zestawów edukacyjnych, modułów dla twórców, identyfikatorów konferencyjnych i urządzeń z przezroczystą obudową, a w płytkach ewaluacyjnych opis wyprowadzeń, schemat blokowy czy kod QR prowadzący do dokumentacji oszczędzają użytkownikowi szukania danych. Klasyczne środki – kolor maski lutowniczej i jednobarwny nadruk opisowy – pozwalają na niewiele. Usługi opisane dalej poszerzają te możliwości, a przy tym każda z nich ma ograniczenia technologiczne, które projektant powinien znać przed przygotowaniem plików.

Pełnobarwny nadruk farbami utwardzanymi UV

Do nadruku barwnego PCBWay stosuje drukarki atramentowe z farbami utwardzanymi promieniowaniem ultrafioletowym (UV). Farba zawiera fotoinicjator, który pod wpływem światła diod UV w ułamku sekundy wywołuje polimeryzację, czyli przejście ciekłej farby w twardą powłokę. Dzięki temu kolejne barwy można nanosić bez czekania na schnięcie, a proces nie emituje lotnych związków organicznych (LZO), jak przy farbach rozpuszczalnikowych. Według producenta nadruk jest odporny na blaknięcie i wytrzymuje lutowanie rozpływowe w montażu powierzchniowym (SMT).

Nadruk można wykonać na płytkach z laminatu szklano-epoksydowego, na podłożach metalowych i ceramicznych, na płytkach giętkich i sztywno-giętkich. Największy wymiar zadruku wynosi 270 × 470 mm. Grafika jest nakładana na maskę lutowniczą, a pod strony zadrukowane w pełnym kolorze producent zawsze daje maskę białą, niezależnie od koloru maski na reszcie płytki. Powód jest ten sam co w poligrafii: farby drukarskie są półprzezroczyste i dopiero na białym tle oddają barwy wiernie. Przykładem jest plansza do gry w chińczyka pokazana na **rysunkach 1** i **2**.



Rysunek 1. Płytka z pełnobarwnym nadrukiem UV – plansza do gry w chińczyka; projekt: CircuitDigest, fot. PCBWay

Domyślnie stosuje się farbę matową, która nie zwiększa zauważalnie grubości powłoki. Farba błyszcząca tworzy grubszą warstwę i przy polach lutowniczych może przeszkadzać w lutowaniu. Ogólna zasada jest prosta: grafika nie może wchodzić w otwory maski lutowniczej, czyli na pola lutownicze elementów SMT i przewlekanych. Projektant powinien też pamiętać, że nadruk jest cieńszy od maski, a więc mniej odporny na zarysowanie. Woda mu nie szkodzi, natomiast alkohol izopropylowy, powszechnie

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 2. Ta sama plansza po zmontowaniu – w polach gry świecą diody LED; projekt: CircuitDigest, fot. @CircuitDigest

używany do zmywania topnika, przy intensywnym szorowaniu może farbę usunąć. Płytki z barwną grafiką lepiej więc myć bez tarcia zadrukowanych miejsc.

Pliki przygotowuje się na dwa sposoby. Zalecany polega na narysowaniu barwnych elementów w warstwie nadruku opisowego w plikach Gerber i dołączeniu obrazu w docelowych kolorach (w formacie AI, PDF, JPEG, PNG lub TIFF) wraz z rysunkiem pokazującym jego położenie na płytce. Drugi sposób – osobna warstwa Gerber dla każdego koloru – jest dopuszczalny, ale niezalecany, bo każda taka warstwa przenosi tylko jedną barwę. Wszystkie pliki wysyła się w jednym archiwum. Dwa szczegóły często prowadzą do błędów: grafikę na stronie spodniej drukuje się przy płytce odwróconej spodem do góry, więc nie wolno jej wykonywać w odbiciu lustrzanym, a kod QR umieszczony w grafice musi dawać się pewnie odczytać po wydrukowaniu.

Płytki z przezroczystego laminatu

Zwykły laminat FR-4 ma barwę od jasnożółtej do zielonkawej i jest tylko częściowo przezroczysty, bo włókna szklane i żywica epoksydowa mają różne współczynniki załamania światła, więc światło rozprasza się na granicach włókien. W październikowym artykule opisywaliśmy płytki z czarnym rdzeniem, które blokują przenikanie światła. Płytka przezroczysta jest ich przeciwieństwem: przezroczysty laminat, przykryty przezroczystą maską lutowniczą, odsłania cały rysunek ścieżek (**rysunek 3** i **4**). Nadruk opisowy może mieć wybrany kolor.

PCBWay stosuje laminat HY-8150GT – materiał bezhalogenowy, w którym tkaninę szklaną nasyca specjalna przezroczysta żywica. Według producenta laminat ma bardzo małą nasiąkliwość, dzięki czemu znosi lutowanie rozpływowe spoiwami bezołowiowymi. Jest też odporny na udary mechaniczne i na powstawanie przewodzących włókien anodowych (CAF), czyli połączeń narastających wzdłuż włókien szklanych między sąsiednimi otworami. Obrabia się go tak samo jak FR-4,

a największa temperatura ciągłej pracy wynosi 130°C. Projektant musi jednak pamiętać o jednej różnicy: laminat ma klasę palności UL94 HB, a nie V-0, typową dla FR-4.

Tam, gdzie normy bezpieczeństwa urządzenia wymagają płytek klasy V-0 lub V-1, trzeba to uwzględnić przed wyborem materiału.

PCBWay uruchomił tę usługę we wrześniu 2025 roku dla płytek jedno- i dwuwarstwowych. Aktualna specyfikacja PCBWay, podana w poprzednim artykule, obejmuje płytki do 6 warstw, więc konstrukcje wielowarstwowe trzeba uzgadniać indywidualnie. Płytki mają grubość 1,0; 1,2 lub 1,6 mm, miedź o grubości 1 lub 2 oz (ok. 35 lub 70 µm), ścieżki i odstępy od 4 mil (ok. 0,1 mm) i otwory od 0,2 mm. Wybór wykończeń powierzchni jest szeroki: złoto immersyjne na niklu (ENIG), ENEPIG, OSP, srebro i cyna immersyjne, złocenie galwaniczne miękkie i twarde, a także ich połączenia, np. OSP ze złoconymi stykami krawędziowymi.

Projektowanie płytki przezroczystej wymaga innego podejścia niż zwykle. Widać każdą ścieżkę z obu stron płytki, a więc prowadzenie połączeń staje się elementem wyglądu.

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 3. Próbka testowa PCBWay: linijka z przezroczystego laminatu z barwną grafiką; fot. PCBWay

Duże wylewki miedzi zasłaniają podłoże i odbierają płytce przezroczystość, więc powinny być ograniczone do tego, czego wymaga układ. Przy elementach dużej mocy oznacza to zarazem gorsze odprowadzanie ciepła, co trzeba uwzględnić w projekcie. Widoczne są także spody elementów i pola lutownicze po przeciwnej stronie. Z drugiej strony przezroczyste podłoże przepuszcza światło diod LED, co pozwala budować podświetlane panele i efekty świetlne bez dodatkowych światłowodów. Producent wskazuje jako zastosowania m.in. urządzenia noszone, panele oświetleniowe LED, sprzęt audio wysokiej klasy i instalacje artystyczne.

Ze względu na ograniczoną dostępność laminatu i wymagania technologiczne każdy projekt przechodzi ocenę inżynierską przed produkcją. Płytek przezroczystych nie wycenia jeszcze automatyczny kalkulator: zamawiając je, w polu uwag (Other special request) standardowego formularza wpisuje się „I need Transparent Rigid PCB” i kontaktuje z działem sprzedaży.

Płytki na podłożu szklanym

Szkło jako podłoże układów elektronicznych zyskuje zainteresowanie głównie w obudowach układów scalonych dużej wydajności, gdzie zastępuje się nim



Rysunek 4. Ta sama linijka trzymana w dłoni – przez laminat widać palce; fot. PCBWay

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 5. Próbki testowe płytek na podłożu szklanym oglądane pod światło; fot. PCBWay

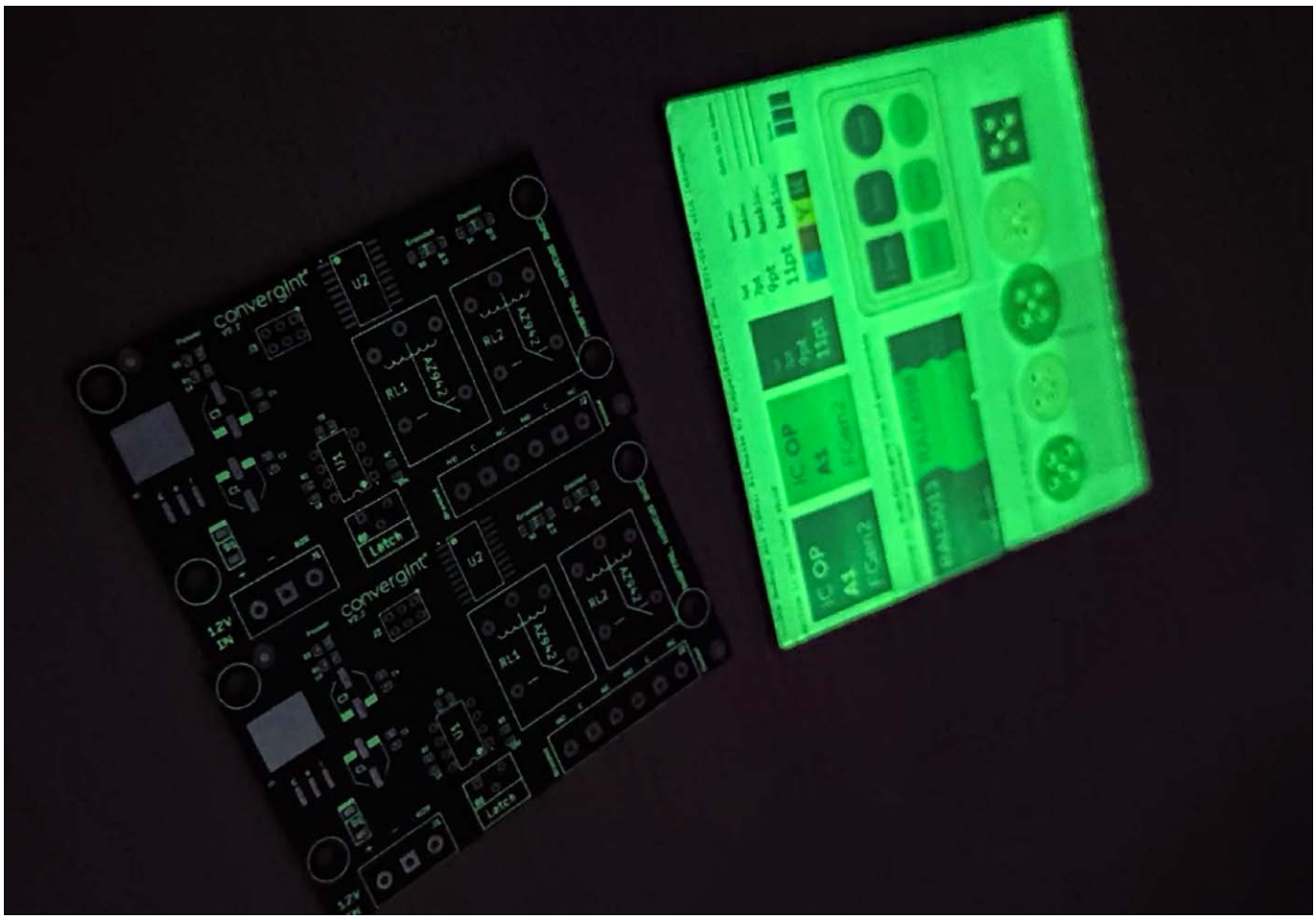
krzemowe lub organiczne podłoża pośredniczące (*interposery*). Ma ono stabilną przenikalność elektryczną i małe straty dielektryczne, współczynnik rozszerzalności cieplnej zbliżony do krzemu, a temperaturę mięknięcia – według producenta – sięgającą 1000°C.

PCBWay wykonuje jedno- i dwustronne płytki szklane o grubości od 0,4 do 4,0 mm (producent podaje, że możliwe są też podłoża cieńsze niż 100 µm), z miedzią o grubości od 6 do 35 µm i ścieżkami od 0,075 mm; panel może mieć wymiary do 1500 × 500 mm (**rysunek 5**). Płytka całkowicie przezroczysta musi być jednostronna, z otworami niemetalizowanymi, bo metalizowane przelotki zmniejszają przezroczystość.

Zastosowania wskazywane przez producenta to optoelektronika (w tym połączenia optyczne na poziomie płytki), obudowy układów 2,5D i 3D, urządzenia na fale milimetrowe i technika lotnicza. Dostępność materiału bywa ograniczona, dlatego warunki realizacji trzeba uzgodnić z PCBWay przed złożeniem zamówienia.

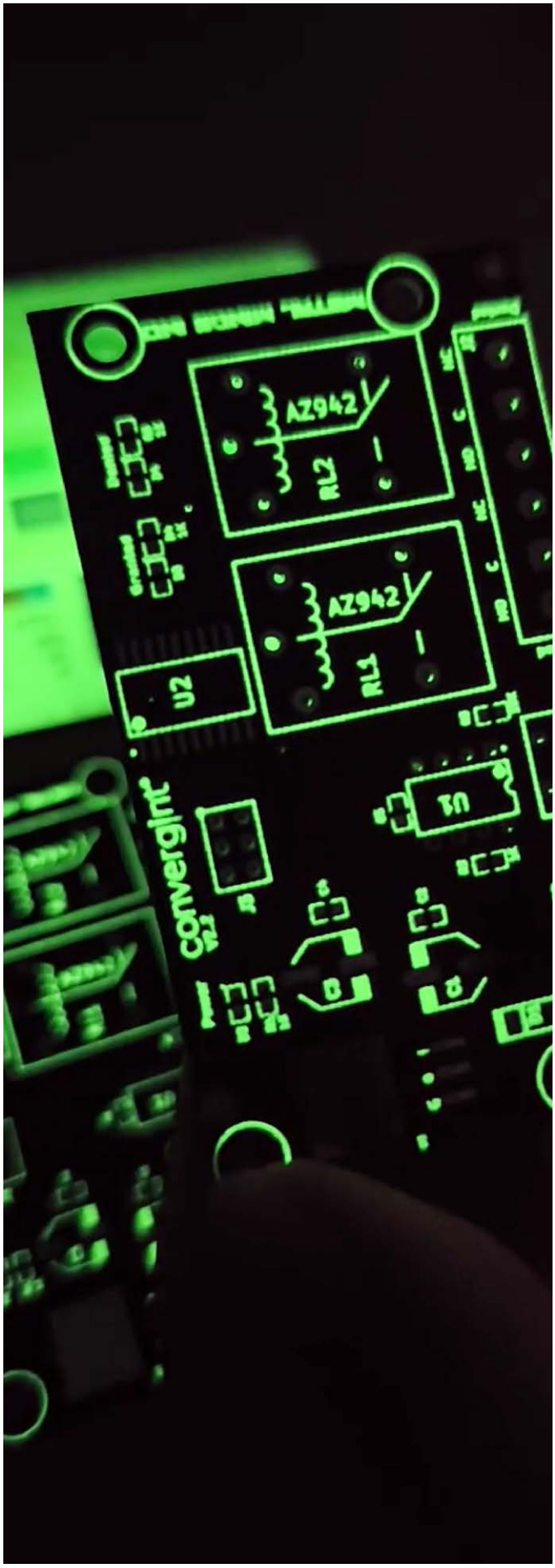
Nadruk świecący w ciemności

Jedną z usług jest nadruk opisowy z farbą fosforyzującą, pokazany przez PCBWay na targach Embedded World w marcu 2025 roku (**rysunek 6** i **7**). Fosforyzacja różni się



Rysunek 6. Nadruk fosforyzujący w ciemności: z lewej płytka zaprojektowana przez botmatrix, z prawej próbka testowa PCBWay; fot. PCBWay

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 7. Płytka z nadrukiem fosforyzującym z bliska; projekt: botmatrix, fot. PCBWay

od fluorescencji czasem świecenia: materiał fluorescencyjny przestaje świecić natychmiast po zgaśnięciu światła, a fosforyzujący gromadzi energię pobraną ze światła i oddaje ją powoli, świecąc jeszcze długo w ciemności. Do naładowania wystarcza zwykłe oświetlenie, a najszybciej działa światło z dużym udziałem nadfioletu.

Poza efektem wizualnym, który docenią twórcy identyfikatorów i gadżetów, nadruk ma zastosowania praktyczne: oznaczanie punktów pomiarowych, złącz i przełączników w urządzeniach obsługiwanych przy słabym oświetleniu, np. w szafach teleinformatycznych czy pojazdach. Producent nie podaje czasu świecenia, który zależy od czasu i natężenia naświetlania, dlatego przy zastosowaniach funkcjonalnych warto sprawdzić go na próbce.

Podsumowanie

Wszystkie opisane usługi są dostępne od jednej sztuki, ale tylko barwny nadruk zamawia się w pełni przez formularz internetowy. Płytki przezroczyste, szklane i nadruk fosforyzujący wymagają kontaktu z działem sprzedaży i oceny projektu przez inżyniera PCBWay. Warto to zrobić przed ukończeniem projektu, bo wymagania dotyczące wylewek miedzi, przelotek czy umieszczenia grafiki wpływają na rozmieszczenie elementów. Szczegóły i formularze zamówień są dostępne w serwisie www.pcbway.com.

Słowniczek

bezhalogenowy laminat – laminat bez związków bromu i chloru, stosowanych zwykle jako środki zmniejszające palność; przy spalaniu nie wydziela toksycznych i korozyjnych gazów.

CAF (*Conductive Anodic Filament*) – przewodzące włókno anodowe: połączenie narastające pod wpływem wilgoci i napięcia wzdłuż włókien szklanych laminatu między sąsiednimi otworami lub ścieżkami.

ENIG (*Electroless Nickel Immersion Gold*) – wykończenie pól lutowniczych chemicznie osadzanym niklem i złotem immersyjnym.

ENEPIG (*Electroless Nickel Electroless Palladium Immersion Gold*) – odmiana ENIG z dodatkową warstwą palladu.

FR-4 (*Flame Retardant 4*) – laminat szklano-epoksydowy o zmniejszonej palności, podstawowy materiał płytek drukowanych.

Gerber – standardowy format plików opisujących warstwy płytki drukowanej.

LZO – lotne związki organiczne (ang. VOC, *Volatile Organic Compounds*).

OSP (*Organic Solderability Preservative*) – organiczna powłoka chroniąca miedź przed utlenieniem.

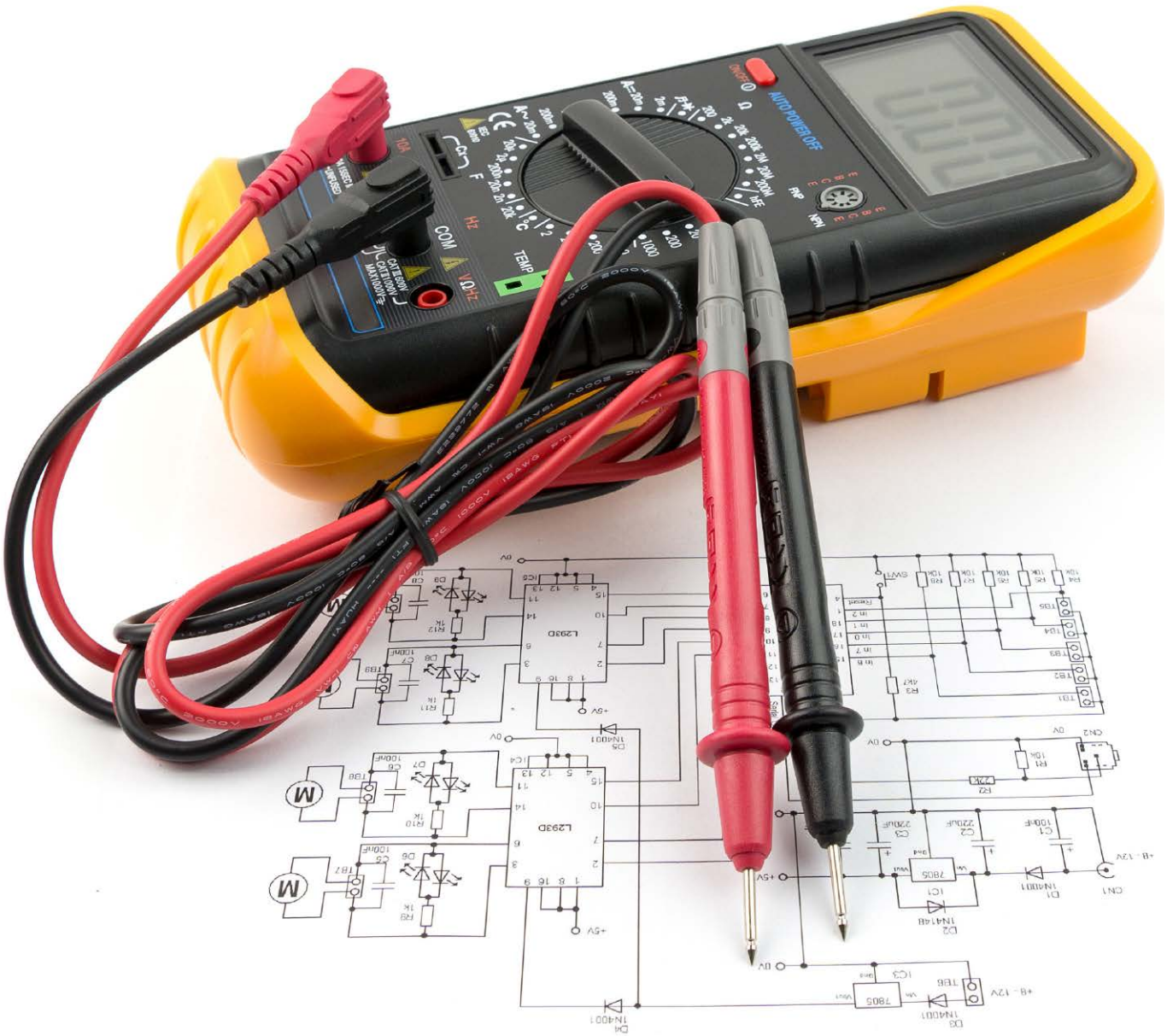
oz (uncja) – miara grubości miedzi: masa miedzi w uncjach na stopę kwadratową; 1 oz ≈ 35 µm.

SMT (*Surface Mount Technology*) – montaż powierzchniowy.

UL94 – norma klasyfikacji palności tworzyw sztucznych opracowana przez Underwriters Laboratories (UL); klasa HB oznacza powolne spalanie próbki ułożonej poziomo, a klasa V-0 – samoczynne gaśnięcie próbki pionowej w ciągu 10 s bez kapania płonącego materiału.

UV (*ultraviolet*) – promieniowanie nadfioletowe.

eprasa.pl 19a5b96348

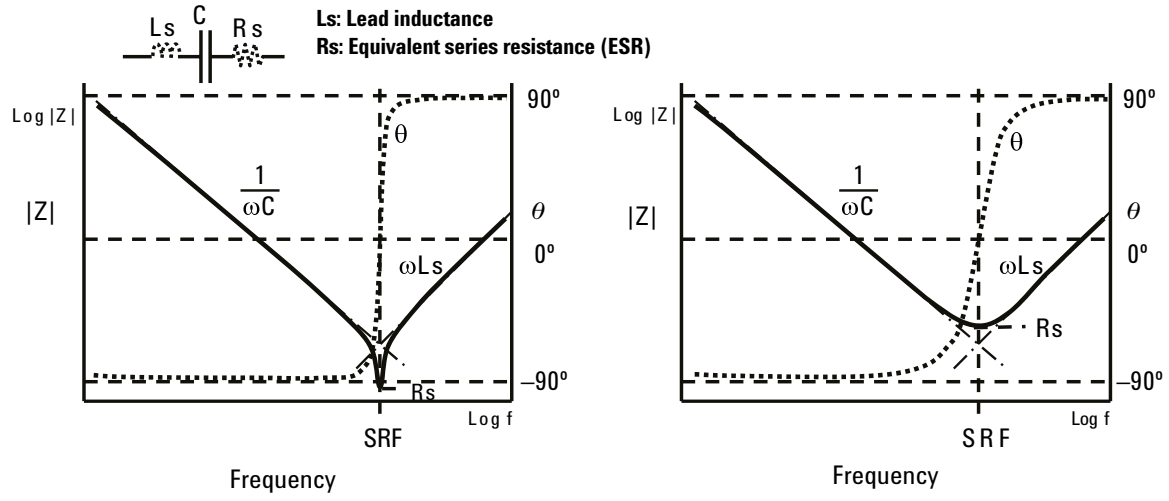


Jak mierzyć impedancję

Od testera za 30 zł do mostka z detekcją synchroniczną

Multimetr z funkcją pomiaru pojemności, tester elementów za kilkadziesiąt złotych i laboratoryjny miernik LCR potrafią pokazać dla tego samego kondensatora trzy różne wartości – i każdy z nich może mieć rację. Rzeczywisty element nie jest bowiem „czystą" pojemnością, indukcyjnością ani rezystancją, a wynik pomiaru zależy od częstotliwości, napięcia pomiarowego i sposobu dołączenia elementu. W tym odcinku Repetytorium porządkujemy wiedzę o pomiarach impedancji: czym właściwie jest mierzona wartość, jakie metody stosują przyrządy od najprostszych do laboratoryjnych, na czym polega detekcja synchroniczna i jakie błędy najczęściej popełnia się przy pomiarach.

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 1. Impedancja rzeczywistego kondensatora w funkcji częstotliwości: zakres pojemnościowy, rezonans własny, na którego dnie zostaje ESR, i zakres indukcyjny (źródło: Keysight, Impedance Measurement Handbook)

Impedancja w pigułce

Impedancja Z opisuje, jak element przeciwstawia się przepływowi prądu przemiennego. Ma dwie składowe: rezystancję R, na której energia zamienia się w ciepło, i reaktancję X, w której energia jest na przemian magazynowana i oddawana. Zapisuje się ją jako Z = R + jX albo jako moduł |Z| i kąt fazowy φ między napięciem a prądem. Reaktancja idealnego kondensatora wynosi $X = -1/(2\pi fC)$, a idealnej cewki $X = 2\pi fL$ – obie zależą od częstotliwości f. Z tego prostego faktu wynika najważniejsza zasada tego artykułu: **impedancję zawsze mierzy się przy określonej częstotliwości i określonym poziomie sygnału**, a wynik podany bez tych dwóch informacji jest niepełny.

Miernik nie widzi pojemności ani indukcyjności wprost. Mierzy napięcie i prąd (z przesunięciem fazowym), oblicza z nich R i X, a dopiero potem przelicza je na wartości elementów według przyjętego modelu zastępczego – szeregowego albo równoległego. Do oceny strat służą dwa parametry: współczynnik strat D (dla kondensatora w modelu szeregowym $D = 2\pi fC \cdot ESR$) i dobroć $Q = 1/D$, używana zwykle dla cewek ($Q = 2\pi fL/R$).

Element rzeczywisty

Rzeczywisty kondensator to pojemność C połączona szeregowo z rezystancją zastępczą ESR (ang. *Equivalent Series Resistance*) – sumą rezystancji wyprowadzeń, okładzin i elektrolitu – oraz z indukcyjnością zastępczą ESL (ang. *Equivalent Series Inductance*) wyprowadzeń i konstrukcji. Charakterystykę impedancji takiego elementu w funkcji częstotliwości pokazuje **rysunek 1**. Przy małych częstotliwościach dominuje pojemność i impedancja maleje ze wzrostem częstotliwości. Przy częstotliwości rezonansu własnego (SRF, ang. *Self-Resonant Frequency*) reaktancje pojemności i indukcyjności znoszą się i zostaje sama ESR. Powyżej rezonansu kondensator zachowuje się jak cewka. Podobnie cewka ma rezystancję uzwojenia i pojemność międzyzwojową, a powyżej swojego rezonansu staje się kondensatorem.

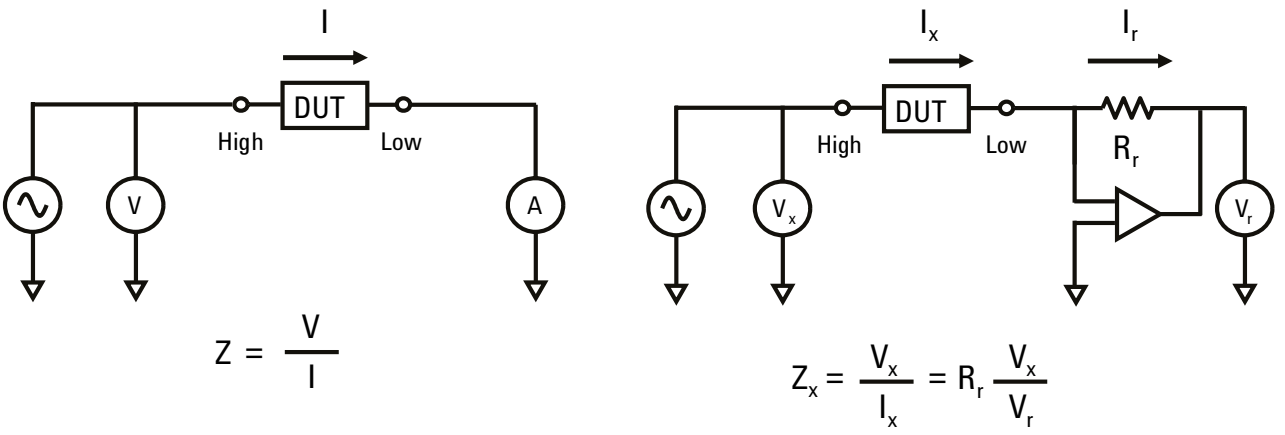
Przykład liczbowy. Kondensator elektrolityczny 100 µF ma ESR równą 0,1 Ω. Przy 120 Hz jego reaktancja wynosi $1/(2\pi \cdot 120 \cdot 100 \cdot 10^{-6}) \approx 13{,}3\ \Omega$ – jest ponad stokrotnie większa od ESR, więc pomiar przy tej częstotliwości mówi głównie o pojemności. Przy 100 kHz reaktancja spada do ok. 0,016 Ω, czyli jest sześć razy mniejsza od ESR – pomiar mówi już głównie o ESR. Dlatego producenci podają pojemność kondensatorów elektrolitycznych przy 120 Hz lub 1 kHz, a ESR i impedancję kondensatorów do zasilaczy impulsowych – przy 100 kHz, czyli w zakresie częstotliwości pracy przetwornic. Drugi przykład: ceramiczny kondensator 1 µF z indukcyjnością ESL = 1 nH ma rezonans własny przy ok. 5 MHz; powyżej tej częstotliwości już nie filtruje, lecz zachowuje się jak cewka.

Metody pomiaru – od najprostszej

Metoda czasowa. Element ładuje się przez znany rezystor lub znanym prądem i mierzy czas, po którym napięcie osiągnie określony próg. Na tej zasadzie działa większość multimetrów z funkcją pomiaru pojemności i proste mierniki z generatorem 555, jak mikroprocesorowy miernik

Model szeregowy czy równoległy? Ten sam pomiar R i X można przeliczyć na model szeregowy (C z rezystancją szeregową) albo równoległy (C z rezystancją równoległą), a wartości pojemności w obu modelach różnią się tym bardziej, im większe są straty. Reguła praktyczna z poradnika Keysight: dla elementów o małej impedancji (duże pojemności, małe indukcyjności) właściwy jest model szeregowy, dla elementów o dużej impedancji (małe pojemności, duże indukcyjności) – równoległy. Gdy dwa mierniki pokazują różne wartości, warto najpierw sprawdzić, czy oba używają tego samego modelu.

eprasa.pl 19a5b96348



(a) The simplest model for impedance measurement

(b) Impedance measurement using an operational amplifier

Rysunek 2. Zasada mostka samorównoważącego: wzmacniacz z rezystorem zakresowym utrzymuje drugi zacisk badanego elementu na potencjale masy pozornej (źródło: Keysight, Impedance Measurement Handbook)

pojemności AVT2725 z EdW (zakres od ułamków pikofarada do 5 mF, dokładność ok. 3%), a także warsztatowy multitester AVT5954 z EP 10/2022. Metoda jest prosta i szybka, ale mierzy pojemność „przy prądzie stałym": nie widzi ESR ani zależności od częstotliwości, a duży upływ kondensatora zafałszowuje wynik.

Metoda rezonansowa. Badany element tworzy z elementem wzorcowym obwód rezonansowy, a miernik liczy jego częstotliwość. Daje dobrą rozdzielczość przy małych pojemnościach i indukcyjnościach – na tej zasadzie działa popularny miernik LC z magazynu Silicon Chip, rozbudowany o pomiar ESR w konstrukcji opisanej w EdW 5/2026. Ograniczenie: elementy o dużych stratach tłumią obwód tak, że rezonans staje się nieostry albo w ogóle nie powstaje.

Metoda impulsowa dla ESR. Kondensator przełącza się między ładowaniem a rozładowaniem prądem o znanej wartości. W chwili przełączenia napięcie na kondensatorze skacze o wartość równą iloczynowi zmiany prądu i ESR, a pojemność nie zdąży się jeszcze zmienić. Wysokość skoku jest więc miarą ESR. Tak działa przystawka do oscyloskopu AVT2404 z EdW, w której ESR ocenia się z wysokości skoku napięcia widocznego na oscylogramie, i wiele mierników warsztatowych wzorowanych na konstrukcji Boba Parkera (pierwotnie w Electronics Australia, wersja Mk.2 w Silicon Chip). Do tej grupy należy też prosty miernik ESR Manfreda Mornhinwega, opisany m.in. na Habrze, którego autor podaje użyteczną regułę warsztatową: kondensator elektrolityczny z ESR powyżej 1...2 Ω uznaje się za uszkodzony (sam zaznacza przy tym, że sprawne kondensatory o pojemności do 100 µF mogą mieć ESR rzędu 2...3 Ω, więc w razie wątpliwości trzeba sięgnąć do danych producenta). Mierniki ESR pracują przy małym napięciu pomiarowym, dzięki czemu często można nimi badać kondensatory bez wylutowywania.

Mostek. Klasyczny mostek prądu przemiennego (odmiana mostka Wheatstone'a) równoważy się ręcznie, aż wskaźnik zera pokaże brak napięcia w przekątnej; wartość elementu odczytuje się z nastaw elementów wzorcowych. Metoda jest dokładna, ale żmudna i pracuje w wąskim zakresie częstotliwości.

Metoda techniczna wektorowa (I–V). Miernik mierzy napięcie na elemencie i prąd płynący przez niego (zwykle jako spadek napięcia na rezystorze wzorcowym) wraz z przesunięciem fazy, a impedancję oblicza z ich stosunku.

Tabela 1. Metody pomiaru impedancji i ich ograniczenia

Metoda	Co mierzy	Zalety	Czego nie widzi
Czasowa (RC, 555)	C (czasem L)	prosta, tania	ESR, zależności od częstotliwości; myli się przy upływie
Rezonansowa	małe L i C	dobra rozdzielczość	elementów o dużych stratach
Impulsowa (ESR)	ESR kondensatorów	szybka, często bez wylutowywania	dokładnej pojemności i zależności od częstotliwości
Mostek ręczny	Z w wąskim paśmie	duża dokładność	wygody – wymaga ręcznego równoważenia
I-V wektorowa	R i X	prosta, obie składowe	bardzo małych i bardzo dużych impedancji
Mostek samorównoważący	R i X od mΩ do ok. 100 MΩ	szeroki zakres, regulowane f i poziom	wielkich częstotliwości (granica ok. 100 MHz)

eprasa.pl 19a5b96348

To najprostsza metoda, która wyznacza obie składowe impedancji.

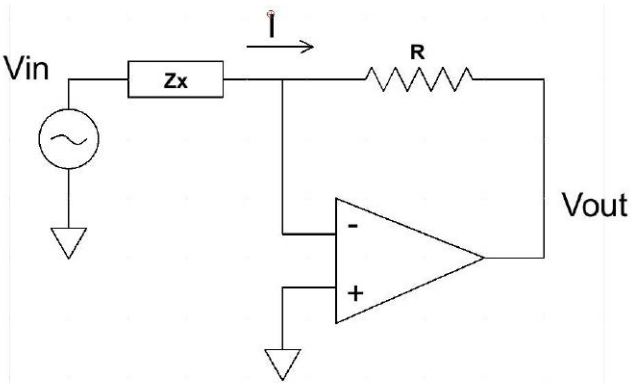
Mostek samorównoważący. Rozwinięcie metody I-V stosowane w laboratoryjnych miernikach LCR (**rysunek 2**). Generator podaje napięcie na jeden zacisk badanego elementu. Drugi zacisk jest dołączony do wejścia odwracającego wzmacniacza operacyjnego, który przez rezystor zakresowy w pętli sprzężenia zwrotnego utrzymuje na nim potencjał masy (masa pozorna). Prąd elementu płynie więc w całości przez rezystor zakresowy, a impedancja to stosunek napięcia na elemencie do napięcia na rezystorze, pomnożony przez znaną rezystancję. Wymiana rezystora zakresowego pozwala objąć zakres od miliomów do ok. 100 MΩ.

Detekcja synchroniczna bez wzorów

Aby z napięcia i prądu wyznaczyć dwie składowe impedancji, trzeba zmierzyć nie tylko amplitudy, ale i przesunięcie fazy. Najdokładniej robi się to detekcją synchroniczną. Sygnał mierzony mnoży się przez przebieg odniesienia o tej samej częstotliwości co sygnał pomiarowy, pochodzący z tego samego generatora, a wynik uśrednia filtrem dolnoprzepustowym. Po uśrednieniu zostaje napięcie stałe proporcjonalne do tej części sygnału, która jest zgodna w fazie z odniesieniem. Powtarzając to samo z odniesieniem przesuniętym o 90°, otrzymuje się drugą składową. Z dwóch napięć stałych – składowej zgodnej w fazie (oznaczanej I) i kwadraturowej (Q) – wynikają wprost R i X.

Ogromną zaletą metody jest odporność na zakłócenia: wszystko, co ma inną częstotliwość niż sygnał pomiarowy – przydźwięk sieci, szum, harmoniczne – po pomnożeniu i uśrednieniu daje zero. Detektor działa więc jak filtr o bardzo wąskim paśmie, „dostrojony" dokładnie do częstotliwości generatora. Ta sama zasada pracuje we wzmacniaczach fazoczułych (ang. *lock-in*) w laboratoriach fizycznych, w odbiornikach radiowych z przemianą kwadraturową, a nawet w programowym odbiorniku GPS, w którym korelatory też liczą parę wartości I i Q. Mnożenie realizuje się analogowo (klucze przełączane w takt odniesienia, specjalizowane układy mnożące) albo cyfrowo – próbki z przetwornika A/C mnoży się przez tablicę wartości sinusa i kosinusa. Odrzucanie harmonicznych dotyczy jednak tylko odniesienia sinusoidalnego: detektor z kluczami przełączanymi przebiegiem prostokątnym przepuszcza nieparzyste harmoniczne sygnału, osłabione odpowiednio 3, 5, 7... razy.

Przykład konstrukcji amatorskiej. Najlepszym udokumentowanym przykładem jest miernik LCR z Elektora, opublikowany w 2013 roku jako „500 ppm LCR Meter", a w 2020 roku w nowej wersji „LCR Meter Revisited" (**rysunek 3**). Nowa wersja to mostek samorównoważący z czterema wzmacniaczami zakresowymi i detekcją synchroniczną, w której przebieg odniesienia wytwarza drugi generator DDS, zsynchronizowany z generatorem pomiarowym. Przyrząd mierzy przy częstotliwościach od 50 Hz do 2 MHz i napięciach od 100 mV do 1 V skut., może polaryzować kondensatory napięciem stałym do 5 V, a cewki prądem do 50 mA, i obejmuje impedancje od kilkudziesięciu miliomów do ponad 100 MΩ.



Rysunek 3. Miernik LCR z detekcją synchroniczną z Elektora: generator DDS, mostek samorównoważący, drugi DDS jako źródło przebiegu odniesienia (źródło: Elektor)

Pułapki praktyczne

Rozładuj kondensator przed pomiarem. Kondensator z zasilacza sieciowego może przechowywać napięcie zdolne uszkodzić wejście miernika – autor wspomnianego miernika ESR z Habra przyznaje, że wbudowane rezystory rozładowujące w praktyce nie chronią wzmacniacza operacyjnego TL062, dlatego kondensatory sieciowe rozładowuje wcześniej osobno, a układ scalony montuje w podstawce.

Przewody pomiarowe też są impedancją. Przy pomiarze małych impedancji – ESR rzędu dziesiątych części oma, małych indukcyjności – rezystancja i indukcyjność przewodów oraz styków są porównywalne z mierzoną wartością. Rozwiązaniem jest połączenie czteroprzewodowe (metoda Kelvina): jedna para przewodów doprowadza prąd, druga mierzy napięcie bezpośrednio na wyprowadzeniach elementu. Mierniki laboratoryjne rozwijają to w układ czterech par zacisków ekranowanych (4TP, ang. *Four-Terminal Pair*).

Kompensacja rozwarcia i zwarcia. Przed pomiarem elementów o skrajnych wartościach trzeba zmierzyć sam przyrząd z przewodami: raz z rozwartymi zaciskami (pojemność i upływność przewodów), raz ze zwartymi (ich rezystancja i indukcyjność). Miernik odejmuje potem te wartości od wyniku. Bez kompensacji rozwarcia nie da się rzetelnie zmierzyć pojemności rzędu pikofaradów, a bez kompensacji zwarcia – ESR rzędu miliomów.

Kondensatory ceramiczne zależą od napięcia. Kondensatory ceramiczne klasy 2 (X7R, X5R)

eprasa.pl 19a5b96348

tracą pojemność pod napięciem stałym. I. Novak w „Signal Integrity Journal" podaje przykład kondensatora 1 µF/16 V w obudowie 0603, który przy napięciu 12 V stracił 60...70% pojemności. Pojemność zależy też od amplitudy sygnału pomiarowego (przy małym poziomie może być o 20...30% mniejsza od katalogowej) i maleje z czasem (dla X7R ok. 2,5% na dekadę czasu). Tester, który mierzy przy prawie zerowym napięciu stałym, pokaże wartość, jakiej kondensator w układzie nigdy nie osiągnie. Kondensatory ceramiczne klasy 1 (C0G) oraz foliowe takich zależności praktycznie nie mają.

Cewki zależą od prądu. Cewka z rdzeniem ferromagnetycznym, zmierzona małym sygnałem, może mieć indukcyjność zgodną z katalogiem, a w przetwornicy, przy prądzie stałym bliskim prądowi nasycenia – znacznie mniejszą. Dlatego lepsze mierniki LCR pozwalają polaryzować cewkę prądem stałym podczas pomiaru.

Temperatura. ESR kondensatorów elektrolitycznych silnie rośnie w niskiej temperaturze. Pomiar „na zimno" w nieogrzewanym warsztacie i pomiar w nagrzanym urządzeniu mogą się wyraźnie różnić – porównując wyniki, trzeba mierzyć w tych samych warunkach.

Ile wart jest tester za 30 zł

Najpopularniejszym tanim przyrządem do badania elementów są chińskie testery z wyświetlaczem graficznym (np. LCR-T4 i pokrewne). Ich pierwowzorem jest otwarty projekt testera tranzystorów na mikrokontrolerze AVR, zapoczątkowany przez Markusa Frejka i rozwijany przez Karla-Heinza Kübbelera. Tester rozpoznaje rodzaj elementu i układ jego wyprowadzeń, mierzy rezystancję, pojemność (u kondensatorów o większej pojemności także ESR) i parametry półprzewodników. Jako przyrząd do identyfikacji elementów i szybkiej selekcji kondensatorów jest znakomity. Trzeba jednak pamiętać, czego nie umie: mierzy przy niskim napięciu i bez wyboru częstotliwości, więc nie pokaże zachowania kondensatora ceramicznego pod napięciem, indukcyjności cewki przy prądzie pracy ani ESR przy 100 kHz. Dokładność klonów zależy od elementów użytych przez producenta i jest nieznana, dopóki samodzielnie nie porówna się testera z przyrządem wzorcowym.

Do zapamiętania

- Impedancję mierzy się zawsze przy określonej częstotliwości i poziomie sygnału – wynik bez tych danych jest niepełny.
- Ten sam pomiar daje różne wartości elementu w modelu szeregowym i równoległym: dla małych impedancji stosuje się model szeregowy, dla dużych – równoległy.
- ESR kondensatorów do zasilaczy impulsowych ocenia się przy 100 kHz, pojemność – przy 120 Hz lub 1 kHz.

Słowniczek

D (współczynnik strat) – stosunek rezystancji do reaktancji elementu; dla kondensatora w modelu szeregowym D = 2πfC·ESR.

DDS – ang. *Direct Digital Synthesis* – generator, który wytwarza przebieg sinusoidalny z próbek obliczanych cyfrowo.

Detekcja synchroniczna – pomiar składowych sygnału przez mnożenie go przez przebieg odniesienia (w fazie i przesunięty o 90°) i uśrednianie wyniku.

ESL – ang. *Equivalent Series Inductance* – zastępcza indukcyjność szeregowa kondensatora.

ESR – ang. *Equivalent Series Resistance* – zastępcza rezystancja szeregowa kondensatora.

Metoda Kelvina – pomiar czteroprzewodowy: osobne przewody prądowe i napięciowe, eliminujące wpływ rezystancji przewodów.

Q (dobroć) – odwrotność współczynnika strat; dla cewki Q = 2πfL/R.

SRF – ang. *Self-Resonant Frequency* – częstotliwość rezonansu własnego elementu.

- Przy małych impedancjach konieczne jest połączenie czteroprzewodowe i kompensacja zwarcia, przy dużych – kompensacja rozwarcia.
- Kondensatory ceramiczne X7R i X5R mierzy się przy napięciu pracy, a cewki z rdzeniem – przy prądzie pracy.
- Detekcja synchroniczna mierzy obie składowe impedancji i odrzuca zakłócenia o innych częstotliwościach – to zasada działania laboratoryjnych mierników LCR.
- Tani tester służy do identyfikacji i selekcji elementów, a nie do pomiarów odniesienia.

JT

Bibliografia

[1] Keysight Technologies, „Impedance Measurement Handbook", nota aplikacyjna 5950-3000 – https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-06840/application-notes/5952-1087.pdf; wyd. 4 (Agilent), z którego pochodzą numery rysunków: https://xdevs.com/doc/HP/pub/5950-3000.pdf
[2] Elektor Labs, „LCR Meter Revisited (AU2019)" – https://www.elektormagazine.com/labs/remake-lcr-meter
[3] Elektor, seria artykułów „500 ppm LCR Meter" – https://www.elektormagazine.com/tags/500-ppm-lcr-meter-article-series
[4] I. Novak, „How Much Capacitance Do We Really Get?", Signal Integrity Journal, 2017 – https://www.signalintegrityjournal.com/articles/457-how-much-capacitance-do-we-really-get
[5] „Lock-in amplifier", Wikipedia – https://en.wikipedia.org/wiki/Lock-in_amplifier
[6] AVR Transistortester (M. Frejek, K.-H. Kübbeler), mikrocontroller.net – https://www.mikrocontroller.net/articles/AVR_Transistortester
[7] BiW, „Простейший измеритель ESR электролитических конденсаторов", Habr, 2012 – https://habr.com/en/articles/144431
[8] P. Górecki, Z. Orłowski, „Miernik rezystancji kondensatorów" (AVT2404), Elektronika dla Wszystkich – https://serwis.avt.pl/manuals/AVT2404.pdf
[9] R. Biadalski, „Mikroprocesorowy miernik pojemności" (AVT2725), Elektronika dla Wszystkich – https://www.cyfronika.com.pl/kityavt3/avt2725pdf.pdf
[10] R. Szymaniak, „Warsztatowy multitester" (AVT5954), Elektronika Praktyczna 10/2022 – https://serwis.avt.pl/manuals/AVT5954.pdf
[11] S. Matthysen, „Miernik indukcyjności, pojemności i ESR", Elektronika dla Wszystkich 5/2026 – https://elportal.pl/projekty/pracownia-elektronika/9794-miernik-indukcyjnosci-pojemnosci-i-esr

eprasa.pl 19a5b96348

Poprzednie części znajdziesz od numeru EP05/2024 – dostępna na www.UlubionyKiosk.pl

Druk 3D w służbie elektroniki (12)

W poprzedniej części rozpoczęliśmy nowy, praktyczny projekt z wykorzystaniem druku 3D – konstrukcję zaawansowanego drona FPV. Omówione zostały komponenty oraz wybrano materiały konstrukcyjne: ASA-GF dla ramy i PCTG dla elementów osłonowych. W tej części skupimy się na projekcie kluczowych elementów ramy.

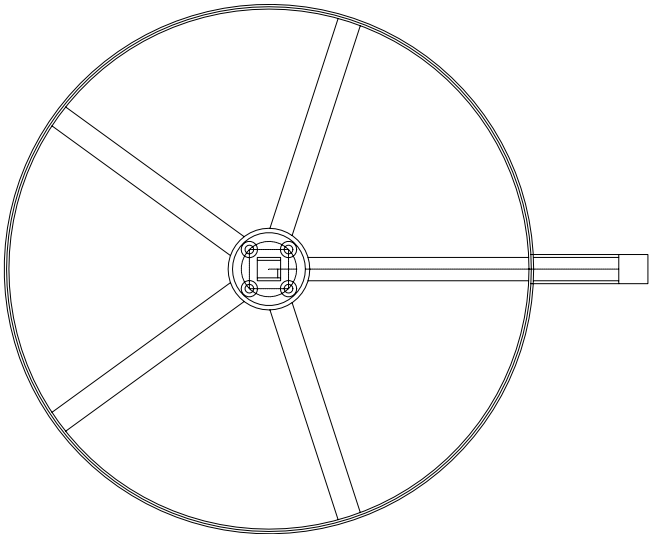
Jedną z decyzji projektowych było oddzielenie ramy drona od korpusu dla akumulatorów. Dzięki temu projekt może być dostosowany do różnych wariantów zasilania. Autor rozważył tę kwestię dość dokładnie i koncepcja użycia pojedynczego akumulatora 6S3P o pojemności 12 Ah została zastąpiona wariantem, w którym użyte zostaną cztery mniejsze akumulatory 3S o pojemności 5...8 Ah każdy, połączone w układ szeregowo-równoległy. Rozwiązanie to ma tę zaletę, iż akumulatory 3S są tańsze i bardziej dostępne. Dostosowanie rozmiaru pojemnika do użytych akumulatorów pozwala poprawić ich ochronę w razie niefortunnego wypadku. Inną podjętą decyzją jest wykorzystanie wtapianych, mosiężnych wkładek gwintowanych w konstrukcji ramy. Mimo iż rama będzie wyżarzana celem zwiększenia jej trwałości, użycie metalowych elementów, które stopią przy montażu warstwy filamentu ze sobą, dodatkowo wzmocni szkielet. Wirniki będą obudowane i wyposażone w stożki Coandy, ale ich konstrukcja jest relatywnie prosta, więc zaczniemy od nich.

Wirnik i ramię nośne

Na zespół wirnika składa się pięć elementów: dolna osłona ze zintegrowanym ramieniem nośnym łączącym silnik BLDC z główną częścią ramy, osłona górna chroniąca śmigło, stożek Coandy oraz pierścień uszczelniający obie połowy duktu i klips stożka. Zintegrowanie dolnej osłony z ramieniem zwiększa efektywną objętość tworzywa przenoszącego obciążenie z silnika do głównej części drona, a oddzielenie jej od górnej części osłony ułatwia sam proces druku. Warto jednak pamiętać, iż obie połowy osłony powinny łączyć się pewnie i szczelnie, by zapobiec ucieczce strumienia powietrza pod ciśnieniem w innych kierunkach niż dolny, co obniżyłoby sprawność. Zjawisko Coandy, które będzie zachodzić zarówno na stożku, jak i na wewnętrznych krawędziach osłony, dodatkowo podnosi wydajność napędu. Stożek Coandy pełni też dodatkową funkcję – maskuje śruby montażowe silnika. Średnica wewnętrzna osłony w górnej części jest zależna od średnicy samego śmigła. W projekcie użyto trójłopatowych śmigieł 7", co przekłada się na średnicę 177,8 mm. Wewnętrzna średnica osłony powinna być zbliżona do średnicy śmigła, by maksymalizować uzyskany ciąg i zredukować niepożądane turbulencje na krawędziach zewnętrznych łopat. Jako że drukarka 3D jest relatywnie precyzyjną maszyną, zwłaszcza po kalibracji, zdecydowano się na średnicę 178,4 mm, co daje 0,3 mm marginesu. Dolna część osłony powinna się nieznacznie rozszerzać, co w dalszym stopniu poprawia parametry lotne. Dodatkowo sam dukt powinien się zwężać zgodnie z typowymi formami profili lotniczych, co spowoduje, iż struga powietrza wylatująca z tak zaprojektowanego duktu „porwie" powietrze na zewnątrz osłony, dodatkowo zwiększając ciąg. Forma samego stożka Coandy też ma znaczenie, element ów nie powinien bowiem nadmiernie wystawać poza krawędź duktu, zaś promień jego krzywizny powinien być mniejszy niż połowa szerokości szczeliny między stożkiem a duktem. Warto też dodać, iż elementy aerodynamiczne powinny być możliwie gładkie, zatem konieczne będzie ich szlifowanie i/lub lakierowanie.

Również górna część osłony wymaga precyzyjnego projektu formy. Dla najlepszych efektów otwór wlotowy powinien się rozszerzać, wykorzystując profil eliptyczny o promieniu równym 10...15% promienia otworu wlotowego. Oznacza to promień 9...12 mm. Wysokość tej krzywizny ponad dysk wirnika powinna być dwukrotnością promienia. Zewnętrzna część duktu w tym miejscu również się zwęża, jak w formie dzwonowej. Również wsporniki silnika wymagają optymalnej, opływowej formy aerodynamicznej. By oszczędzić masę, wsporniki będą relatywnie wąskie, zwężając się dalej ku dołowi. Krawędź natarcia wsporników będzie częścią osłony górnej, wykonanej z PCTG. Dalszą optymalizacją jest liczba wsporników. W projektowanym rozwiązaniu zastosowanych zostanie

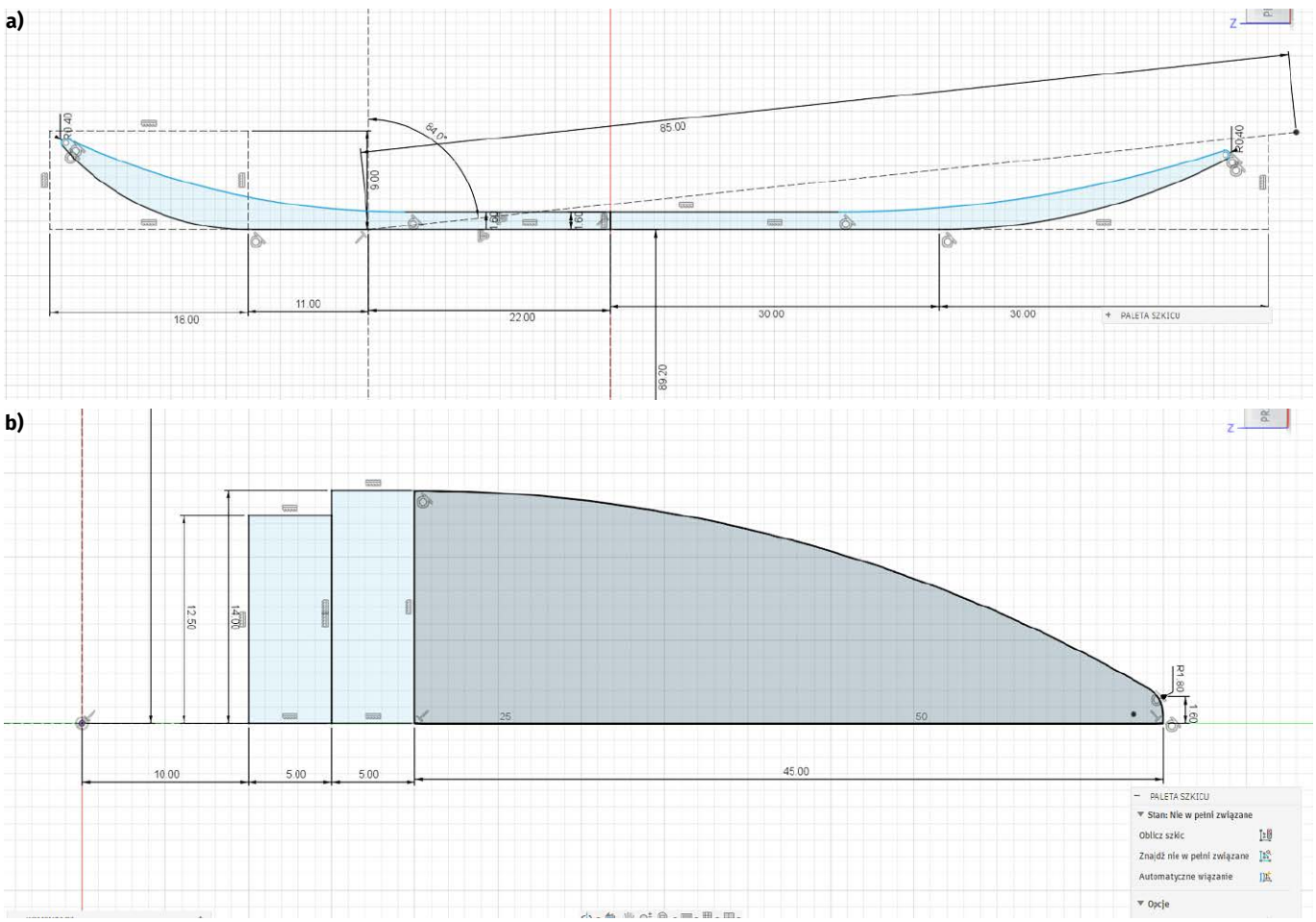
eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 1. Szkic duktu – widok od góry. Szkic różni się od gotowego modelu, co opisano dokładniej w tekście

pięć wsporników, gdyż jest to liczba optymalna zarówno dla śmigieł trójłopatowych (jak w projektowanym dronie), jak i dwu- i czterołopatowych. Profile górnej części wsporników są asymetryczne, tworząc klasyczne krawędzie natarcia skrzydła. Dzięki temu wir powietrza generowany przez ruch obrotowy śmigła zostanie zatrzymany, a jego energia skonwertowana w laminarny ruch powietrza w dół. Oznacza to też konieczność drukowania dwóch różnych wariantów osłony górnej – jednego dla śmigieł prawoskrętnych, drugiego dla lewoskrętnych. W obu osłonach wykonano rowek składający się w ośmiokątny otwór o średnicy 5 mm, co pozwoli przepuścić przezeń przewody silnika Emax ECOII 2807 bez zaburzania przepływu powietrza. Detal ten jest często zapominany w projektach dronów.

W trakcie projektowania osłony wirnika doszło do zmian względem pierwotnej wersji, omówionych powyżej. **Rysunek 1** przedstawia szkic duktu w widoku od góry. Uwagę zwraca centralny otwór w formie kwadratu z dodatkowymi liniami. Jest to element montażu stożka za pomocą dodatkowego elementu, który będzie wklejony w stożek. Ścianki duktu mają grubość 1,6 mm; przy okazji dokonano kolejnej zmiany, tworząc dodatkowy pierścień o grubości 6 mm, z wcięciem na przewód. Dzięki tej modyfikacji obie połówki osłony mogą być bezproblemowo wydrukowane z minimalną liczbą podpór. Pierścień uszczelniający może zatem być wydrukowany z ASA-GF, PCTG, a nawet z TPU. Wsporniki mają grubość 8 mm, ale tylko przez pierwsze 3 mm grubości, potem stopniowo się zwężają do 0,4 mm, czyli typowej średnicy dyszy drukarki 3D. Średnica części montażowej silnika jest mniejsza od średnicy samego silnika (wynoszącej 33,5 mm), dzięki czemu turbulencje wokół



Rysunek 2. Szkic profilu duktu (a) i stożka Coandy (b)

eprasa.pl 19a5b96348

samego silnika oraz jego chłodzenie w trakcie lotu będą lepsze niż gdyby silnik był bardziej zabudowany. Długość ramienia poza korpusem wynosi 40,8 mm przy przekroju kwadratowym 10×10 mm. **Rysunek 2** przedstawia szkic boczny profili duktu i stożka Coandy. Używając wymiarów silnika z noty katalogowej, wyznaczono położenie dolnej powierzchni dysku śmigła i od tego punktu na krawędzi wewnętrznej duktu wyznaczono linię konstrukcyjną pod płytkim kątem. Celem tej linii jest wyznaczenie maksymalnej średnicy otworu wylotowego duktu zależnie od jego długości. Zakres optymalnych kątów wynosi 4...7°. W tym wypadku wybrano 6°. Górna część duktu też jest wywinięta na zewnątrz w celu redukcji turbulencji, tym razem profil łuku oparty jest na wymiarach samego otworu duktu, średnica rośnie o 10...15%, długość łuku to dwukrotność przyrostu średnicy. W tym wypadku wybrano 9 mm i 18 mm.

W tym miejscu podjęto decyzję o zmianach wymiarów ramienia duktu. Łatwiej było jednak użyć narzędzia wyciągania do zmiany jego wymiarów. Przekrój został zwiększony z 10×10 mm na 20×20 mm za pomocą narzędzia Pchnij/Ciągnij. Koniec pylonu ma ścięte narożniki, gdyż kąty wewnętrzne druku nie są idealnie proste. Znaleźć tu też można otwór rozmiaru M3 do łączenia z główną częścią drona. Klips stożka ma relatywnie prosty kształt, a jego projekt pozwala łatwo wkleić go w stożek. Otwór centralny duktu otrzymał delikatne fazowanie, co ułatwia łączenie. Również kanał przewodu w dolnej osłonie uległ modyfikacji – przedłużono go do kwadratowego otworu centralnego. Przy zalewaniu gipsem dentystycznym przed wyżarzaniem ułatwi to penetrację. Gotowy projekt przedstawia **rysunek 3**. Należy pamiętać, iż osłona górna musi zostać wydrukowana w dwóch sztukach w odbiciu lustrzanym, jako że dwa z czterech wirników pracują w kierunku lewoskrętnym, a profil skrzydła na pylonach jest niesymetryczny.

Główny szkielet drona

Główna część szkieletu drona składa się z dwóch elementów: płyty dolnej z pręgami wzmacniającymi oraz mniejszej płytki górnej, której zadaniem jest wzmocnienie miejsc łączenia wirników z resztą drona. Rozdzielenie tych dwóch elementów ułatwia druk, gdyż nie wymaga użycia kłopotliwych podpór. Element ten może też pełnić funkcję klipsa dla przewodów silników. Centralnym elementem całej konstrukcji jest komora na kontroler drona i sterownik silników. W tradycyjnych szkieletach FPV elektronika nie ma żadnej osłony przed warunkami atmosferycznymi czy uszkodzeniami mechanicznymi. Tylko modele komercyjne mogą sobie pozwolić na luksus obudowy – oraz ten dron wykonany w technologii druku 3D. Drugą innowacją w projekcie jest dodanie punktów montażowych dla

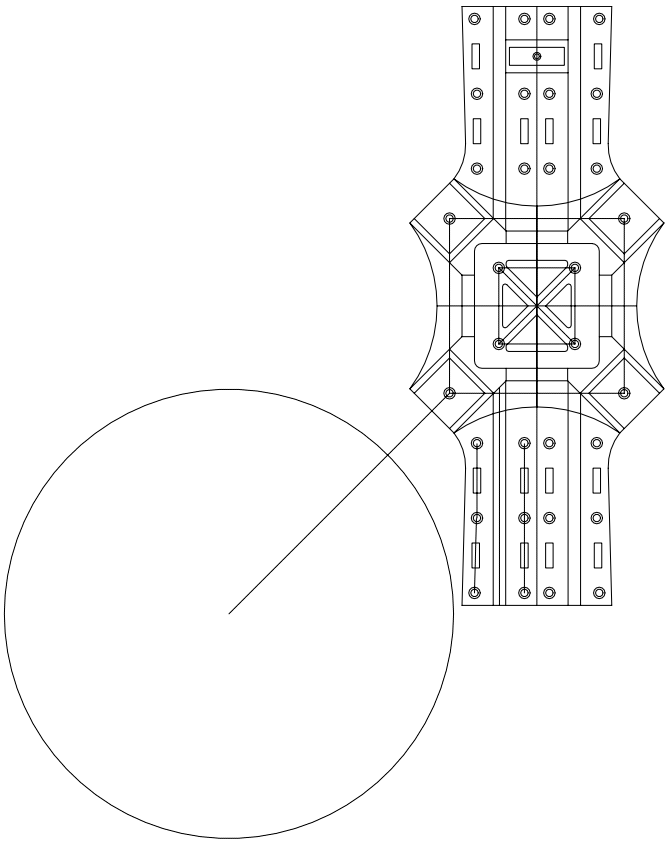


Rysunek 3. Gotowy model osłony wirnika. Poszczególne elementy oznaczono różnymi kolorami

małych płytek z PCTG, do których będą przytwierdzone takie elementy, jak nadajnik wideo czy odbiornik sygnału RC z anteną. Płytki te można zamocować do szkieletu na dwa sposoby: używając klipsów oraz otworów montażowych. Rozwiązanie to jest uniwersalne i bardzo elastyczne. W otworach montażowych można też zastosować wtapiane wkładki mosiężne, które stopią ze sobą warstwy materiału. Wybierając standardowe wkładki mosiężne M3, otwory montażowe muszą mieć średnicę 4,6 mm (więcej o wkładkach jest w części piątej tego cyklu, w EP 01/2025). Wkładki mają długość od 3 do 6 mm, ale w projekcie użyte zostaną wkładki M3×4 mm przy grubości płyty szkieletu 5 mm, co ułatwi ich montaż. Wkładki te będą też miały znaczenie dla montażu wirników oraz obudowy z akumulatorami.

Rysunek 4 przedstawia szkic szkieletu ramy. W centralnej części znajduje się sekcja przeznaczona dla kontrolera. Duże otwory w podstawie pozwolą na wyprowadzenie przewodów zasilania do pojemnika na akumulatory. Dla kontrolera wymagany jest rozstaw śrub 30,5×30,5 mm. Symetrycznie względem punktu centralnego wykonano też mocowania dla wirników. Ścianki mocowań, a także ścianki osłaniające elektronikę będą miały grubość 20 mm, z wyjątkiem centralnych wcięć, które będą miały 18 mm. Łuki i zaokrąglenia ułatwiają druk i redukują naprężenia, pozwalając łagodniej przenosić siły działające na szkielet. Na bazie tego rysunku wykonany też będzie element górny, stąd dodatkowe łuki między lewymi i prawymi uchwytami. W następnej kolejności została narysowana ¼ pozostałej ramy. W tym celu dodano też linię konstrukcyjną i okrąg o średnicy 180 mm, by symulować położenie wirnika. Długość całkowita szkieletu drona wynosi

eprasa.pl 19a5b96348

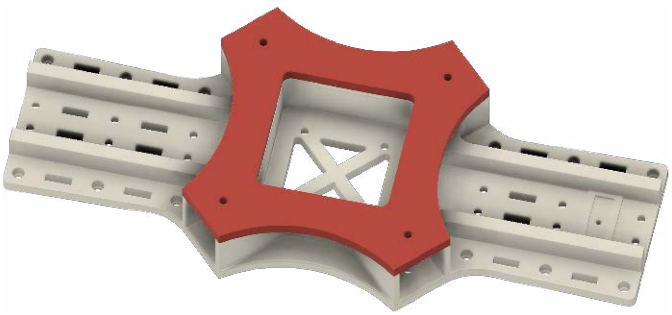


Rysunek 4. Szkic ramy drona

240 mm, szerokość w części montażowej 60 mm. Na rysunku rozmieszczono też otwory montażowe w rzędach po bokach pręgi wzmacniającej. Rozstaw tych otworów wynosi 30×20 mm. Między nimi znajdują się prostokątne otwory 10×3 mm do montażu elementów na wcisk (dzięki klipsom). Za pomocą odbić lustrzanych stworzono pozostałe części szkieletu. Z tego powodu rozstaw otworów między żebrami wzmacniającymi wynosi 30×10 mm. W przedniej części jednak otwory 10×3 mm między żebrami zostały zastąpione miejscem montażowym dla kamery z otworem M2 pod wkładkę gwintowaną M2×4.

Jak wspomniano wcześniej, szkielet ramy ma grubość 5 mm, a użyte wkładki gwintowane – 4 mm. Istotna jest kolejność wyciągania profili. Dwanaście zewnętrznych otworów ma wkładki wprowadzane od góry, jako że będą one użyte do montażu między innymi pojemnika na akumulatory. Żebra wzmacniające mają wysokość 10 mm nad powierzchnią ramy, element montażu kamery zaś 1 mm. Główna część ramy ma wysokość 20 mm nad górną powierzchnią, z wyjątkiem wcięć na przewody, które mają 18 mm. Płytka górna ma grubość 5 mm. Po wyciągnięciu całości dodano zaokrąglenia na narożnikach (promień 2,5 mm) i na łączeniu żeber z otworami do montażu wirników (5 mm). Gotową ramę przedstawia **rysunek 5**.

Na sam koniec wszystkie elementy drona zostały skonwertowane do plików STL, a następnie użyto slicera Orca Slicer do sprawdzenia końcowej masy całej konstrukcji



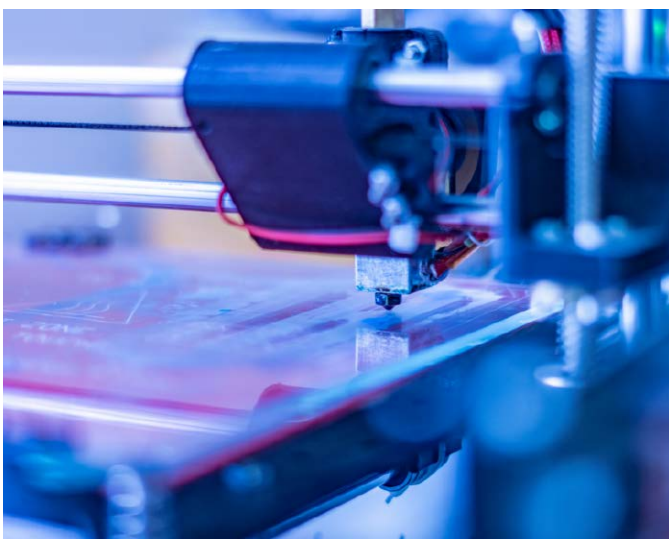
Rysunek 5. Gotowy model ramy drona

drona, nie licząc elementów metalowych. Główna część ramy z ASA-GF waży 125 g, górna część zaś 25 g. Dolne części duktów ważyć będą po 97 g. Daje to łącznie 538 gramów filamentu ASA-GF. Stożki Coandy zużyją 30 gramów PCTG przy wypełnieniu 10%, klipsy dodają kolejne 7,7 g przy stuprocentowym wypełnieniu. Pierścienie łączące połówki duktów łącznie potrzebują 9,2 g materiału. Dla górnych części duktów wybrano wypełnienie 20%, co dało 77,5 g na element. Łącznie masa elementów z PCTG wyniesie 357,5 grama. Masa całego szkieletu wyniesie zatem 895,5 grama, sporo więcej niż w przypadku szkieletu z laminatu węglowego. W wyliczeniach brakuje też masy elementów metalowych, osłon, elementów montażowych dla komponentów i pojemnika na akumulatory.

Zakończenie

W tej części zaprojektowany został podstawowy szkielet drona i wyliczono wstępne zużycie materiałów i masę szkieletu. W następnej części zaprojektowane zostaną elementy montażowe elektroniki, a także pojemnik na akumulator (bądź akumulatory). W kolejnych częściach elementy drona zostaną wydrukowane, zajmiemy się procesem wyżarzania, a na koniec złożymy ten model. Ponieważ projekt ewoluuje, pliki modelu zostaną opublikowane po zakończeniu fazy projektowej i Czytelnik będzie mógł sam wykonać takiego drona.

Paweł Kowalczyk



eprasa.pl 19a5b96348

Poprzednie części znajdziesz w EP09 i 10/2024 – dostępne na www.UlubionyKiosk.pl

Zaawansowane funkcje oscyloskopów cyfrowych dla niezaawansowanych (3)

Jak dokonywać trudniejszych pomiarów i unikać pomyłek

W poprzednich częściach cyklu przyjrzeliśmy się podsystemom wspólnym dla wszystkich oscyloskopów cyfrowych. W tej części skupimy się na podsystemach i funkcjach dostępnych tylko w niektórych modelach i ocenimy ich sensowność.

Wiele z tych zaawansowanych funkcji oszczędza czas lub upraszcza niektóre pomiary, lecz często dzieje się to kosztem wyższej ceny samego urządzenia. Są oczywiście modele relatywnie tanie, głównie dla hobbystów i małych pracowni, ale często ich funkcjonalność jest mimo wszystko ograniczona. Modele droższe oferują lepszą specyfikację, ale cena jest często znacząco poza zasięgiem klienta indywidualnego. Czasem wręcz opłaca się kupić oddzielne urządzenie, by uzyskać podobną funkcjonalność, czasami z lepszą specyfikacją. Zaczniemy od właśnie takiego przypadku.



Fotografia 1. Oscyloskop Hantek DSO2D15

Arbitralny generator funkcyjny (AWG)

Generator funkcyjny to obok oscyloskopu jeden z istotniejszych instrumentów, szczególnie w elektronice analogowej. W elektronice cyfrowej bywa stosowany do generowania sygnałów zegarowych lub sygnałów testowych dla przetworników ADC czy procesorów DSP. W przypadku układów analogowych generator pozwala na pomiary wzmocnienia, zniekształceń czy choćby na prześledzenie drogi sygnału w poszczególnych sekcjach badanego urządzenia. W dawnych czasach telewizji analogowej opartej na lampach kineskopowych dedykowany generator wzorcowy pozwalał na regulację geometrii i kolorów obrazu czy regulację toru audio. Modulowane sygnały AM/FM wciąż są wykorzystywane w testowaniu torów odbiorczych, a modulacja FSK/PSK przydaje się w przypadku torów cyfrowych. Generalnie nie sposób przecenić użyteczności generatora funkcyjnego, szczególnie arbitralnego, pozwalającego na generowanie przebiegu o dowolnym kształcie. Nie dziwi więc, iż producenci zdecydowali się na integrację tego instrumentu w oscyloskopie.

Przykładem rozwiązania przyjaznego kieszeni hobbysty może być oscyloskop Hantek DSO2D15 (**fotografia 1**). Oscyloskop ten to typowy „kombajn” oferujący tylko dwa kanały analogowe, ale o paśmie 150 MHz. Pamięć próbkowania to 8 Mpts, typowa dla tej klasy urządzenia. Wszystkie typowe funkcje są dostępne, w tym szeroki wybór typów wyzwalania oraz funkcje dekodowania protokołów. Drugą częścią „kombajnu” jest wbudowany multimetr z typowymi funkcjami taniego narzędzia pomiarowego. Trzecim elementem jest wbudowany

eprasa.pl 19a5b96348



Fotografia 2. Skopometr Owon HDS2102S

jednokanałowy generator arbitralny o częstotliwości 25 MHz dla przebiegu sinusoidalnego. Większość pozostałych przebiegów nie może przekraczać 10 MHz, a fala trójkątna jest ograniczona do 1 MHz. Generator ten pozwala też wczytać wzór fali z pamięci próbek albo z pliku CSV, co nieco rozszerza jego funkcjonalność, lecz znów częstotliwość jest ograniczona do 1 MHz dla przebiegów z pamięci i 10 MHz dla wczytanych z pliku. Dla hobbysty pracującego z Arduino, konstruktora wzmacniaczy czy radioamatora taki „kombajn" pomiarowy to może być rozsądny budżetowo wybór, ale tylko dwa kanały analogowe to w obecnych czasach jednak trochę za mało. Firmy Hantek i Owon oferują też podobne, równie ograniczone skopometry zasilane z wbudowanego akumulatora, które mogą znaleźć zastosowanie tam, gdzie badane urządzenie zasilane jest z sieci elektrycznej, lub gdy jest zwyczajnie za duże do przeniesienia. Przykładem może być skopometr Owon HDS2102S (**fotografia 2**), oferujący dwukanałowy oscyloskop 100 MHz i generator arbitralny 10 MHz, oraz funkcję multimetru. Model ten kosztuje około 800 złotych, co jest niezłą ceną za wielofunkcyjny, choć ograniczony przenośny przyrząd pomiarowy do warsztatu.

Przedstawicielem klasy profesjonalnej może być oscyloskop GW Instek MDO-2104EG (**fotografia 3**); nie jest to najbardziej rozbudowany oscyloskop w rodzinie, ale posiada wbudowany generator arbitralny i analizator widma; ta druga funkcja jest dużo bardziej zaawansowana niż standardowa analiza FFT. Generator arbitralny w tym modelu ma dwa kanały i oferuje częstotliwość do 25 MHz. Oferuje on typowe funkcje dobrej klasy generatora arbitralnego, w tym generowanie sygnałów modulowanych: AM, FM i FSK, oraz funkcję omiatania pasma (*sweep*). Tańszym modelem jest Uni-T MSO2204-S, oscyloskop 4 × 200 MHz z generatorem i szesnastoma



Fotografia 3. Oscyloskop GW Instek MDO-2104EG



Fotografia 4. Przystawka Siglent SAG1021

kanałami cyfrowymi. Generator ma dwa kanały i maksymalną częstotliwość 50 MHz. Tymczasem firma Siglent poszła w stronę zewnętrznych generatorów dołączanych do oscyloskopów. I tak dla oscyloskopu z serii SDS800X HD (i innych serii) moduł SAG1021 (**fotografia 4**) za ponad 1220 złotych oferuje jeden kanał 25 MHz. Ale to nie wszystko, do pracy potrzebna jest też licencja, i tak klucz licencyjny Siglent SDS800XHD-FG kosztuje dodatkowe 500 złotych.

Alternatywą dla oscyloskopów z wbudowanym generatorem, a szczególnie dla rozwiązania Siglenta jest zakup zewnętrznego generatora arbitralnego. Dla przykładu



Fotografia 5. Generator funkcyjny Uni-T UTG962E

eprasa.pl 19a5b96348



Fotografia 6. Przystawka Siglent SLA1016 to pełnoprawny analizator stanów logicznych, który jednak nie działa bez oscyloskopu Siglent



Fotografia 7. Oscyloskop Uni-T MSO1254HD-S

generator Uni-T UTG962E (**fotografia 5**) kosztuje niewiele ponad połowę ceny rozwiązania Siglenta z licencją włącznie, a oferuje dwa kanały 60 MHz. Z praktycznego punktu widzenia jedyną różnicą między używaniem zintegrowanego generatora funkcyjnego a generatora zewnętrznego jest (zazwyczaj odpłatna) funkcja generowania wykresów Bodego. W rzeczywistości są inne metody ich rysowania, wliczając w to tradycyjną, odręczną metodę. W niektórych modelach oscyloskopów można uchwycić przebieg i użyć go w generatorze arbitralnym, ale ta funkcja nie wymaga, by oscyloskop i generator były jednym urządzeniem – wykres na oscyloskopie można zapisać do pliku CSV, a następnie wgrać go do generatora jako przebieg arbitralny. Choć taka integracja dwóch urządzeń oszczędza miejsce na blacie, to w praktyce zintegrowany generator ma zazwyczaj gorsze parametry od oddzielnego urządzenia.

Analizator logiczny, czyli oscyloskop MSO

Jeśli praca elektronika wymaga częstego obserwowania wielu sygnałów cyfrowych naraz, szczególnie zaś interfejsów równoległych czy kilku wyjść szeregowych naraz, posiadanie analizatora stanów logicznych bardzo takie zadanie ułatwia. Integracja tej funkcjonalności w oscyloskopie sprowadza się do dodania kilku układów buforowych i translatorów napięcia między wejściami analizatora a układem FPGA bądź ASIC oscyloskopu. Przy okazji objawia się wielka zaleta takiej integracji – możliwość korelacji tego, co dzieje się w domenie cyfrowej z tym, co ukazują sygnały analogowe. Funkcja ta jest na tyle prosta w integracji, iż nawet tanie oscyloskopy często ją posiadają. Przykładem może być wspomniana wcześniej seria oscyloskopów Siglent SDS800X-HD. Oscyloskopy te wspierają 16 kanałów cyfrowych natywnie i bez konieczności dokupienia klucza licencyjnego. Zamiast tego potrzebna jest zewnętrzna sonda logiczna SLA1016 za skromne 1750 złotych, za trochę ponad 1780 złotych (cena promocyjna) można mieć oscyloskop SDS804X-HD. Czytelnika może zdziwić ta wysoka cena za prosty interfejs, ale w praktyce okazuje się, iż SLA1016 (**fotografia 6**) to pełnoprawny analizator logiczny, który tylko komunikuje się z oscyloskopem.

Innym rozwiązaniem są tanie oscyloskopy MSO, jak na przykład Uni-T MSO1254HD-S (**fotografia 7**) w cenie około 3885 złotych. W tym wypadku otrzymujemy cztery kanały analogowe o paśmie 250 MHz + 16 kanałów cyfrowych. Porównywalny zestaw od Siglenta to koszt wyższy o ponad 800 złotych, a i tak o paśmie tylko 200 MHz. Model ten oferuje typowe możliwości współczesnych oscyloskopów budżetowych, i typowe możliwości budżetowych analizatorów logicznych w jednym, rozsądnie wycenionym opakowaniu. Tańszym wyborem może być Hantek MSO5202D kosztujący około 2730 złotych, ale w tym wypadku pasmo sięga 200 MHz przy tylko dwóch kanałach analogowych.

Istnieją dwie alternatywy dla oscyloskopów MSO: analizatory stanów logicznych USB oraz starsze, używane analizatory sprzed dwudziestu i więcej lat. Analizatory oparte na łączności z komputerem mają tę zaletę,



Fotografia 8. Analizator stanów logicznych Saleae Logic 8 Pro Red oferuje wysoką jakość wykonania, ale specyfikacja pozostawia wiele do życzenia

eprasa.pl 19a5b96348



Fotografia 9. Analizator stanów logicznych Fnirsi DLA-32

iż oferują wygodniejszy interfejs i możliwość przechwytywania ilości danych ograniczonej jedynie wielkością pamięci RAM. Liderem na rynku takich analizatorów od lat jest firma Saleae Logic. Jakość wykonania jest bardzo dobra, ale możliwości mimo wszystko są ograniczone. Saleae Logic 8 Pro Red (**fotografia 8**) kosztuje 5200 złotych, ale maksymalna częstotliwość sygnałów cyfrowych wynosi ledwo 100 MHz. Model 16-kanałowy jest prawie dwa razy droższy. Wypada jeszcze gorzej przy kosztującym około cztery tysiące złotych analizatorze DSLogic U3Pro32, który posiada 32 kanały i maksymalną prędkość próbkowania 1 GHz/s dla ośmiu, 500 MHz/s dla szesnastu i 250 MHz/s dla trzydziestu dwóch kanałów. W trybie streamingu tylko z trzema kanałami osiąga się maksymalną prędkość, dla sześciu jest to już 500 MHz/s, 250 MHz/s dla dwunastu i 100 MHz/s dla szesnastu kanałów. Jeszcze tańszym, bo kosztującym nieco ponad 900 złotych wyborem jest analizator Fnirsi DLA-32 (**fotografia 9**). Model ten jest wolniejszy w trybie streamingu (tylko 250 MHz/s – 8 kanałów i 50 MHz/s – 32 kanały), ale w trybie standardowym osiąga reklamowaną prędkość 1 GHz/s – 8 kanałów, co w połączeniu z wbudowaną pamięcią RAM 4 Gb powinno dać dość długi rekord do dalszej analizy. Firma Fnirsi znana jest z produkcji bardzo tanich narzędzi pomiarowych z często niedopracowanym oprogramowaniem i przereklamowanymi możliwościami, ale celuje w segment przede wszystkim hobbystów. Fnirsi chwali się też, iż ich oprogramowanie posiada funkcję automatycznego tłumaczenia 170 różnych protokołów do czytelnej postaci. Trudno oceniać parametry na papierze produktu od firmy znanej z zawyżania możliwości swoich sprzętów.

Jeśli celem jest praca z wolniejszymi protokołami albo naprawa retrokomputerów ośmiobitowych, to już za niespełna 30 złotych można nabyć analizator ośmiokanałowy kompatybilny z oprogramowaniem Saleae, o prędkości próbkowania 24 MHz. Wadą analizatorów USB (oraz analizatorów stacjonarnych, jak na przykład używany Hewlett Packard 1664A w cenie od 700 zł + koszty dostawy z USA) jest brak korelacji wyników z obrazem sygnałów analogowych uchwyconych przez oscyloskop. Można jednak poświęcić jeden z kanałów analogowych, by łączył się z sygnałem sondowanym przez analizator celem synchronizacji pracy.

Wykresy Bodego, analiza zasilania, analiza widma

Niektóre oscyloskopy oferują możliwość wykonania wykresów Bodego przedstawiających zależność amplitudy i fazy od częstotliwości dla badanego obwodu. Wymaga to wbudowanego lub zewnętrznego generatora funkcyjnego. Siglent oferuje tę możliwość w swojej serii SDS800X-HD (i w innych seriach) pod warunkiem posiadania kompatybilnego generatora funkcyjnego. Co ciekawe, oscyloskop może kontrolować dowolny generator Siglent serii SDG przez sieć LAN, więc jeśli taki generator znajduje się w pracowni, nie potrzeba dokupywać przystawki podłączanej przez USB, ani dopłacać za licencję. Większość oscyloskopów z wbudowanym generatorem potrafi generować wykresy Bodego, używając do tego dwóch kanałów analogowych. Jest to niekiedy przydatna funkcja, lecz jeśli nie jest używana na co dzień, to nie warto za nią dopłacać – te same pomiary można zrobić ręcznie (wybierając szereg częstotliwości i mierząc amplitudę oraz przesunięcie fazowe na oscyloskopie, po czym notując wyniki w tabeli) lub półautomatycznie. W tym drugim przypadku generator jest skonfigurowany w trybie sweep o czasie trwania 10 s, podczas gdy oscyloskop ma podstawę czasu ustawioną na 1 s/dz. Obwiednia wykresu będzie reprezentowała liniowo pasmo przenoszenia badanego układu. Nie jest to jednak rozwiązanie zbyt eleganckie. Pewną ciekawostką może być tu oscyloskop/kombajn wspomnianej wcześniej firmy Fnirsi, DPOS350P (**fotografia 10**). To urządzenie w cenie około tysiąca złotych oferuje dwa kanały o paśmie 350 MHz, wbudowany generator funkcyjny o częstotliwości dla sinusa wynoszącej 50 MHz, funkcję analizatora widma od 200 kHz do 350 MHz, i właśnie

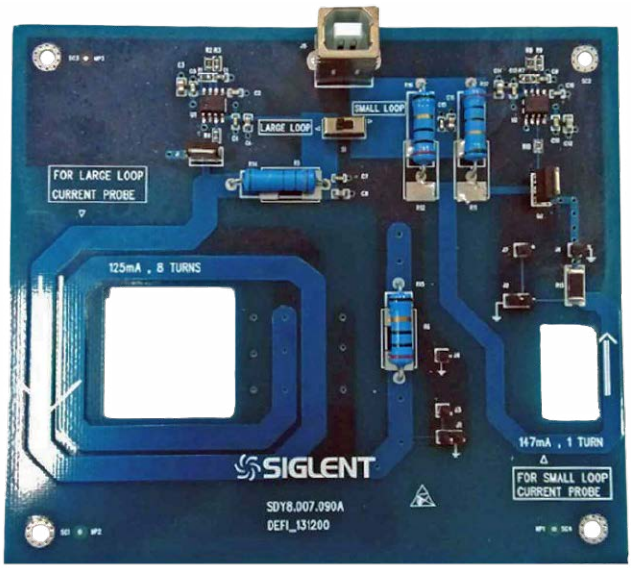


Fotografia 10. Wyjątkowo tani oscyloskop 4-w-1 Fnirsi DPOS350P

eprasa.pl 19a5b96348

generowanie wykresów Bodego. Sądząc po opiniach w internecie, urządzenie działa relatywnie poprawnie, ale są problemy z firmware'em, jak na przykład wyświetlanie skali logarytmicznej o trzech dekadach niezależnie od ustawienia zakresu częstotliwości. Na szczęście pomiary kursorami są dość dokładne.

Różni producenci oscyloskopów oferują opcjonalne narzędzia analizy zasilania, co jest przydatne szczególnie przy projektowaniu zasilaczy i przetwornic. By wykorzystać w pełni te możliwości, użytkownik musi posiadać dwie różnicowe sondy wysokonapięciowe oraz dwie sondy prądowe, gdyż pełna analiza, zwłaszcza sprawności zasilacza, wymaga pomiaru napięcia i prądu pobieranego jednocześnie na jego wejściu oraz parametrów na wyjściu. Z punktu widzenia norm zgodności istotnym jest pomiar zniekształceń harmonicznych, które wnosi zasilacz do sieci energetycznej oraz pomiar współczynnika mocy. Narzędzia analizy będące częścią oprogramowania oscyloskopu pozwalają łatwo skonfigurować takie pomiary i podają wartości w sposób czytelny i powtarzalny. Pomiar strat przełączania pozwoli lepiej zaprojektować obwody sterujące i zmniejszyć te straty, a przy tym niepożądane zakłócenia RF. Analiza napięcia i prądu wyjściowego pozwoli wskazać w powtarzalny sposób poziom tętnień i bezpieczny obszar pracy (SOA). Oczywiście te i inne pomiary można wykonać samodzielnie, ale użycie gotowej funkcji znacząco upraszcza pracę. Większość producentów udostępnia tę opcję, a Siglent dostarcza ją nawet w swoich budżetowych oscyloskopach serii SDS800X-HD. Rozwiązanie to wymaga klucza licencyjnego za ponad 1200 złotych oraz przystawki kalibracyjnej DF2001A (**fotografia 11**) za ponad 1150 złotych. Przystawka ta dostarcza sygnał napięciowy o stromych zboczach oraz



Fotografia 11. Przystawka kalibracyjna Siglent DF2001A jest zdecydowanie zbyt droga



Fotografia 12. Oscyloskop Tektronix MDO3012

pętlę prądową dla sond prądowych z tym samym sygnałem. Po podłączeniu doń sondy napięciowej i prądowej można ręcznie lub automatycznie skalibrować przesunięcie między sygnałami tak, by te się pokrywały zboczami (*deskew*). Cena ponad tysiąc złotych za płytkę drukowaną zawierającą prosty generator impulsów, pętlę ze ścieżki z otworem dla sondy, kilka kołków dla klipsów sondy i bezindukcyjny rezystor dla obciążenia wyjścia to zdaniem autora lekka przesada. Większość czytelników będzie potrafiła zestawić taki obwód, używając układu 74AC14, używając pojedynczego inwertera, by stworzyć oscylator i łącząc pozostałe równolegle, by uzyskać dużą wydajność prądową. Zamiast rezystora bezindukcyjnego można użyć terminatora 50 Ω.

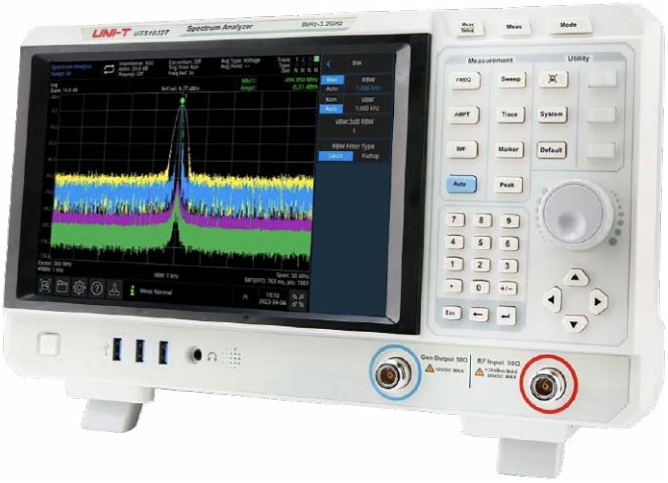
W środowisku produkcyjnym czy przy testowaniu i prototypowaniu zasilaczy dedykowana funkcja analizy zasilania znacząco upraszcza pracę, zarówno skracając czas ustawiania wszystkiego do testów, jak i gwarantując powtarzalność wyników. Nawet nieco przepłacony kalibrator zwróci się już po kilku testach. Dlatego ze wszystkich wspomnianych do tej pory funkcji dodatkowych oscyloskopu ta wydaje się najbardziej opłacalną inwestycją.

Wspomniany wyżej oscyloskop Fnirsi DPOS350P oferuje dedykowaną funkcję analizatora widma. Funkcja ta jest

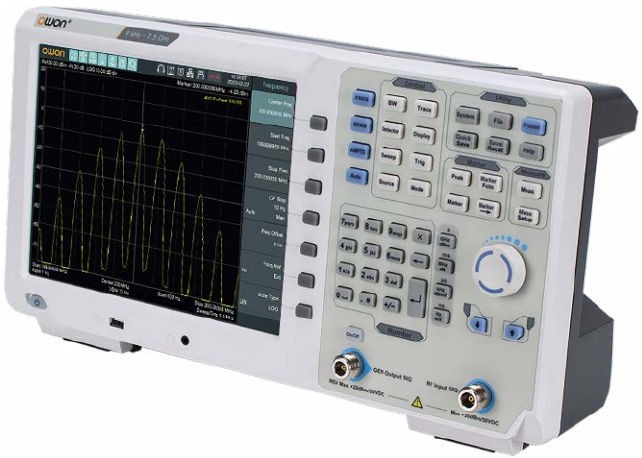


Fotografia 13. Analizator widma Siglent SSA3015X Plus

eprasa.pl 19a5b96348



Fotografia 14. Analizator widma Uni-T UTS1032T ma najlepszy stosunek ceny do możliwości



Fotografia 15. Analizator widma Owon XSA1015P-TG

ograniczona przez liczbę binów, tylko 32 tysiące. W efekcie przy zbyt dużym zakresie częstotliwości rozdzielczość częstotliwościowa jest zwyczajnie mała. Często prosta analiza FFT dostępna w innych oscyloskopach bywa o wiele dokładniejsza niż ten analizator widma. Rigol w serii DHO800 i DHO900 oferuje dedykowany tryb analizatora widma, z wieloma użytecznymi funkcjami i parametrami pod kontrolą użytkownika. Siglent w serii SDS800X-HD zamiast tego oferuje bardzo rozbudowany tryb FFT, i od lat jest znany z wysokiej jakości trybu FFT w swoich tanich produktach. Jednakże koszt profesjonalnego analizatora widma w oscyloskopie jest znacząco większy i wymaga zakupu oscyloskopów Tektronix serii MDO3000 lub MDO4000. Model MDO3012 (**fotografia 12**), zawierający analizator widma 1 GHz i oferujący dwa kanały 100 MHz, kosztuje skromne 17 tysięcy złotych. I to jest najtańszy model. Alternatywą może być zakup oddzielnego analizatora widma. Dla przykładu Siglent oferuje model SSA3015X Plus (**fotografia 13**) w cenie niespełna 6200 złotych. Analizator pracuje w zakresie 9 kHz...1,5 GHz z rozdzielczością do 1 Hz. W zestawie jest też dożywotnia licencja (wcześniej była



Fotografia 16. Przenośny analizator widma Hantek HSA2016B

odpłatna) na wbudowany generator śledzący o zakresie pracy 100 kHz...1,5 GHz. Dzięki temu otrzymujemy poza możliwością analizy widma także funkcję zdejmowania charakterystyk częstotliwościowych testowanych komponentów i obwodów. Nie pozwala jednak na zdejmowanie charakterystyk fazowych. Nieco droższym wyborem jest Uni-T UTS1032T (**fotografia 14**), analizator widma z generatorem śledzącym, oba z zakresem pracy od 9 kHz do 3,2 GHz, w cenie poniżej 7850 złotych. W cenie od 5900 złotych do 6500 złotych można nabyć analizator Owon XSA1015P-TG (**fotografia 15**), który ma pasmo do 1,5 GHz. Jeśli mniejszy ekran nie jest problemem, a przenośność jest pożądana, to Hantek oferuje model HSA2016B (**fotografia 16**) za niespełna pięć tysięcy złotych. Model pracujący w zakresie do 3,2 GHz kosztuje podobnie, tyle że w euro. Oznacza to cenę zbliżoną do dwudziestu tysięcy złotych.

Zakończenie

Tę część cyklu poświęconego zaawansowanym pomiarom oscyloskopowym można podsumować dość prosto: większość dodatkowych, często odpłatnych funkcji zmieniających i tak złożony instrument w wielofunkcyjny kombajn pomiarowy zwyczajnie się nie opłaca. Lepiej jest mieć oddzielne instrumenty realizujące jedną funkcję, ale realizujące ją dobrze, niż opierać się na niepełnej implementacji w oscyloskopie. Tylko analiza zasilania i funkcje MSO mają uzasadnienie, jako że faktycznie potrafią ułatwić pracę i oszczędzić czas.

Paweł Kowalczyk

eprasa.pl 19a5b96348

Poprzednie części w EP09/2026 i EP10/2026 – dostępne na www.UlubionyKiosk.pl

Analizator stanów logicznych i dekodowanie magistrali: I²C, SPI, CAN

Rozdział 5. Gdy 16 kanałów MSO to za mało – stan zamiast przebiegu, wyzwalanie na treści protokołu i czytanie magistrali jak listingu

W rozdziale 4 oscyloskop mieszany dołożył do kanałów analogowych kilkanaście linii cyfrowych i pokazał, jak dekodować magistralę. To wystarcza do wielu zadań, ale ma granice. Gdy linii są dziesiątki, gdy liczy się nie kształt, lecz stan – to, co „widzi" procesor w chwili taktu – i gdy chcemy wyzwalać się na treści protokołu, a nie na zboczu, wchodzą dwa narzędzia: dedykowany analizator stanów logicznych oraz pełne dekodowanie magistrali szeregowych. Ten rozdział pokazuje jedno i drugie na trzech najczęstszych magistralach systemów wbudowanych: I²C, SPI i CAN.

1. Od MSO do analizatora logicznego

Analizator logiczny można opisać jako bardzo szybki, jednobitowy „przetwornik" pracujący na progu: dla każdego kanału daje tylko 0 albo 1, ale kanałów ma dziesiątki, a w systemach modularnych setki. Do tego dokłada to, czego oscyloskop nie ma: akwizycję stanu, wyzwalanie sekwencyjne (wielopoziomowe), kompresję czasu bezczynności i bardzo głęboką pamięć. Systemy modularne (jak Keysight 16900 czy Tektronix TLA) łączą moduły po kilkadziesiąt–kilkaset kanałów, a spinając obudowy, sięgają tysięcy linii – tam, gdzie szesnaście kanałów MSO to zdecydowanie za mało. Fundamenty tej techniki dobrze opisuje materiał producenta (Keysight, Logic Analyzers).

Warto zacząć od obrazu poglądowego. Na magistrali równoległej analizator próbkuje jednocześnie zegar, linie adresowe, linie danych i sygnały sterujące – i „dekodowanie" sprowadza się do odczytania stanu każdej linii w chwili taktu. To właśnie pokazuje oscylogram Tektronixa (Tektronix, Figure 1 (strona 2)). Problem w tym, że współczesne układy porzuciły szerokie magistrale równoległe na rzecz szeregowych – mniej ścieżek, mniej pinów, niższy koszt – a to zmienia reguły gry.

Skala robi tu różnicę. Moduły analizatorów modularnych mają po kilkadziesiąt kanałów (rzędu 68 na moduł), a w jednej obudowie da się ich zestawić kilkaset; łącząc

Mapa kursu

Wydanie I (EP09/2026)
1. Oscyloskop 12-bit: rozdzielczość, ENOB, High-Res
2. Wyzwalanie i pomiary automatyczne

Wydanie II (EP10/2026)
3. Oscyloskop jako analizator widma (FFT)
4. Oscyloskop mieszany (MSO): analog i cyfra w jednym oknie

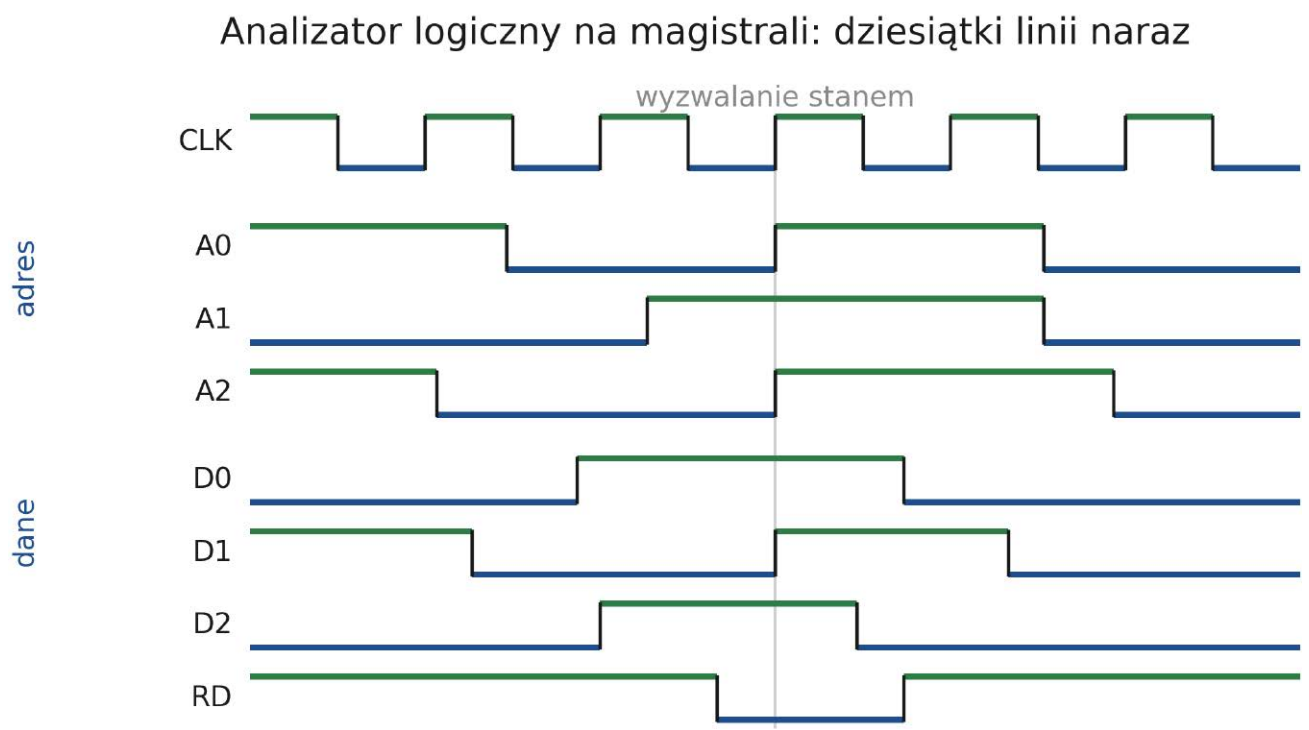
Wydanie III (EP11/2026)
5. Analizator stanów logicznych: I²C, SPI, CAN
6. Analizator widma na biurku

Wydanie IV (EP12/2026)
7. Przystawki USB – mobilne laboratorium
8. Sondy i akcesoria: pomiar mówi prawdę albo kłamie

Wydanie V (EP01–02/2027)
9. Case: zasilacz SMPS pod ostrzałem
10. Case: precyzyjny tor analogowy

Wydanie VI (EP03/2027)
11. Case: szybka magistrala – eye diagram i jitter
12. Twój lab 2027: park pomiarowy i wzorcowanie

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 1. Analizator logiczny na magistrali równoległej: zegar, linie adresowe i danych oraz sterowanie próbkowane naraz. Odczyt kolumny bitów w chwili taktu (wyzwalanie stanem) daje wartość. Oryginalny rysunek – Tektronix, Figure 1 (strona 2)

obudowy, dochodzi się do tysięcy linii wyrównanych w czasie. Do tego dochodzi głęboka pamięć stanu (rzędu dziesiątek milionów stanów na kanał) i mechanizm selektywnego zapisu, który pomija próbki bezczynności, oszczędzając bufor. Dzięki temu analizator udźwignie to, przy czym oscyloskop z szesnastoma liniami się poddaje: równoległe magistrale pamięci, wielobitowe szyny adresowe, złożone układy synchroniczne.

2. Timing kontra stan

Są dwie techniki akwizycji, o których wspominaliśmy przy MSO – tu warto je domknąć. Akwizycja czasowa (timing, asynchroniczna) próbkuje linie własnym, szybkim zegarem, niezależnie od badanego układu; pokazuje kształt przebiegu logicznego, glitche i dokładne odstępy między zboczami. Akwizycja stanu (*state*, synchroniczna) rejestruje wartości dopiero w chwili wyznaczonej zegarem systemu – wtedy, gdy dane są ważne i stabilne. To druga daje obraz magistrali „oczami procesora”: kolejne stany tak, jak widzi je układ, bez zaglądania w analogowe szczegóły między taktami.

3. Dekodowanie magistrali – wspólna idea

Na magistrali równoległej wartość odczytasz „na oko” z kolumny bitów. Na szeregowej – nie. Pojedynczy przewód niesie naraz adres, sterowanie, dane, a często i zegar; do tego dochodzi wypełnianie bitami (*bit stuffing*) i kodowanie. Nawet wprawne oko nie odczyta z takiego przebiegu treści komunikatu, a klasyczne wyzwalanie stanem czy wzorcem tu nie pomoże: aby złapać konkretny komunikat, układ wyzwalający musiałby mieć głębokość dziesiątek–setek stanów (po jednym na bit) i trzeba by go programować bit po bicie. Potrzebne jest wyzwalanie i dekodowanie świadome protokołu.

Idea jest we wszystkich przyrządach ta sama. Wskazujesz, na których kanałach są zegar i dane oraz jakie są progi logiczne – i od tej chwili przyrząd „rozumie” protokół. Efekt to trzy sprzężone widoki: surowy przebieg, zdekodowana magistrala (kolorowe pola z treścią) i tabela wyników (*lister*) ze znacznikami czasu, którą czyta się jak listing firmware – kliknięcie w wiersz przenosi na odpowiedni fragment przebiegu. Sposób prezentacji i konwencje kolorów pokazuje materiał źródłowy (Tektronix, dekodowanie I²C, strona 5).

Jest jeszcze różnica, która bywa niedoceniana: dekodowanie sprzętowe kontra programowe. Gdy przyrząd dekoduje protokół sprzętowo, obraz odświeża się szybko, więc rośnie szansa na wychwycenie rzadkiego błędu; dekodowanie programowe (*post-processing*) potrafi

Akwizycja czasowa vs stanu

Akwizycja czasowa (timing) = własny zegar analizatora. Widać kształt, glitche i czasy między zboczami – to obraz „elektryczny”. Używasz jej, gdy szukasz problemu fizycznego: za wolne zbocze, zakłócenie, przesłuch, naruszenie czasu.

Akwizycja stanu (state) = zegar badanego układu. Analizator zapisuje wartość tylko w chwili ważności danych – dostajesz ciąg stanów magistrali taki, jaki widzi procesor. Używasz jej, gdy interesuje cię logiczna treść przebiegów (adresy, dane, ramki), a nie ich elektryczny kształt. Dedykowany analizator robi to natywnie i dla wielu linii naraz; MSO odtwarza podobny obraz, dekodując akwizycję czasową względem wskazanego zegara.

eprasa.pl 19a5b96348

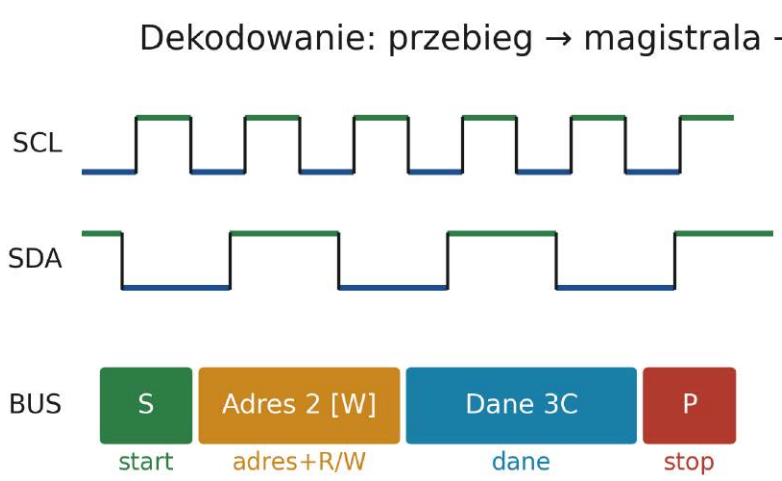


tabela wyników

czas	typ	wart.
0,0 µs	S	—
0,4 µs	Adr	2 W
1,6 µs	Dan	3C
2,9 µs	P	—

Rysunek 2. Trzy widoki tej samej wymiany: surowy przebieg (SCL/SDA), zdekodowana magistrala (Start, adres z R/W, dane, Stop) i tabela wyników ze znacznikami czasu. Konwencje kolorów wg materiału źródłowego – Tektronix, strona 5

odświeżać się wolno – czasem sekundy na aktualizację – zwłaszcza przy głębokiej pamięci. Producenci high-end podkreślają tu przewagę akceleracji sprzętowej (Keysight, I²C/SPI decode). Do tego dochodzi pamięć segmentowana: przyrząd pomija bezczynność i zapisuje kolejne pakiety, ze znacznikami czasu rzędu setek pikosekund.

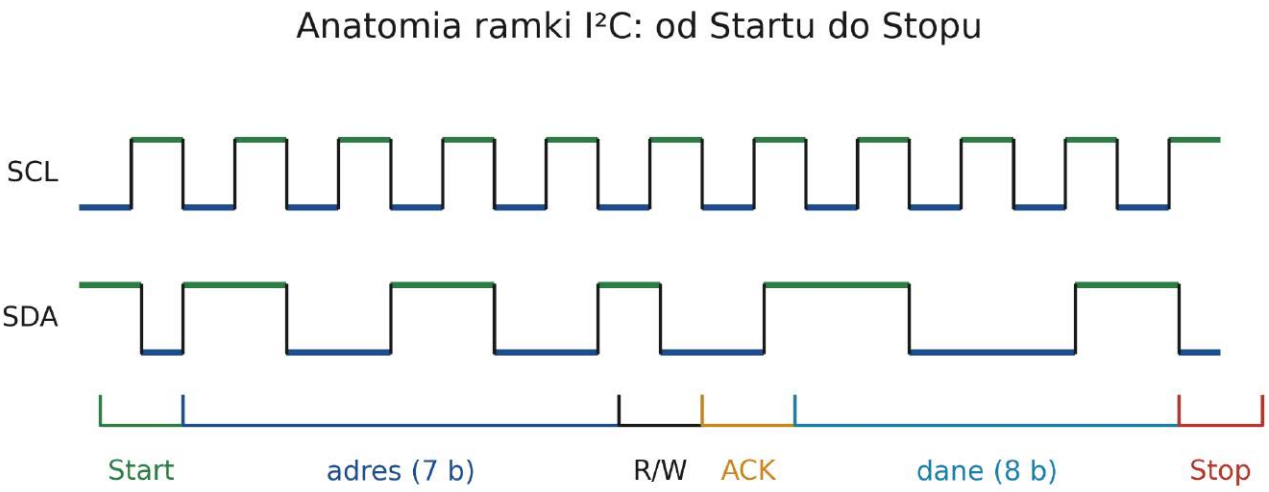
Dwie cechy dopełniają obraz. Po pierwsze, przyrząd potrafi zdefiniować i dekodować wiele magistrali naraz – w rozbudowanych modelach nawet do szesnastu – co pozwala śledzić komunikat wędrujący między szynami. Po drugie, tabela wyników jest sprzężona z przebiegiem: to nie osobny wydruk, lecz interaktywny indeks. Wskazujesz wiersz, a przyrząd sam przybliża odpowiadający mu fragment sygnału. Przy głębokich zapisach (od dwudziestu do dwustu pięćdziesięciu milionów punktów w topowych oscyloskopach) to właśnie dekodowanie i wyszukiwanie zamieniają godziny ręcznego przewijania w sekundy.

4. I²C: dwie linie, jasna anatomia

I²C (*Inter-Integrated Circuit*, opracowany przez Philipsa na początku lat 80.) to najprostsza z omawianych magistrali: dwie linie – zegar SCL i dane SDA – typu otwarty dren, adresowanie 7- lub 10-bitowe, jeden aktywny master naraz. Ramka ma czytelną budowę: Start, adres, bit R/W (odczyt/zapis), potwierdzenie ACK od układu adresowanego, jeden lub więcej bajtów danych (każdy z własnym ACK) i Stop. Prędkości to 100 kb/s (*standard*), 400 kb/s (*fast*) i 3,4 Mb/s (*high-speed*).

Dekodery pokazują te pola konwencjonalnie: Start jako zielony pasek, adres w żółtym polu z oznaczeniem [W] (zapis) lub [R] (odczyt), dane w polach niebiesko-cyjanowych, brak potwierdzenia (Missing Ack) jako wykrzyknik w czerwonym polu, a Stop jako czerwony pasek. Strukturę ramki najlepiej prześledzić na rysunku źródłowym (Tektronix, Figure 4 (strona 4)).

Dwie praktyczne uwagi. Liczba układów na magistrali I²C jest ograniczona pojemnością linii (około 400 pF,



Rysunek 3. Anatomia ramki I²C na liniach SCL/SDA: Start, adres (7 bitów), R/W, ACK, bajt danych (8 bitów) i Stop. Struktura źródłowa – Tektronix, Figure 4 (strona 4)

eprasa.pl 19a5b96348

Wyzwalanie na treści protokołu

To, co odróżnia dekoder od zwykłego oscyloskopu, to wyzwalanie na zdarzeniach protokołu, nie na zboczu. Dla I²C typowo dostępne są: Start, Powtórzony Start, Stop, Missing Ack (brak potwierdzenia), adres (7/10-bit, także adresy specjalne), dane (kilka–kilkanaście bajtów) oraz kombinacja adres+dane.

Analogicznie w innych magistralach: w SPI wyzwalasz na aktywacji SS albo na danych MOSI/MISO; w CAN – na identyfikatorze (ID), danych, typie ramki czy błędzie. Dzięki temu łapiesz dokładnie ten komunikat, którego szukasz, nawet jeśli pojawia się raz na dobę. A ponieważ te same kryteria działają jako filtry wyszukiwania (search & mark) na już zarejestrowanym zapisie, po wyzwoleniu można przejrzeć wszystkie wystąpienia zdarzenia.

czyli z grubsza 20...30 urządzeń). I druga: adres bywa grupowany na dwa sposoby – jako 7 bitów plus osobny bit R/W (zgodnie ze standardem, tak liczą go inżynierowie firmware) albo jako pełny bajt, w którym R/W jest najmłodszym bitem. Dekoder potrafi pokazać oba; warto wiedzieć, którego używa twój rozmówca, żeby nie pomylić się o czynnik dwa przy odczycie adresu.

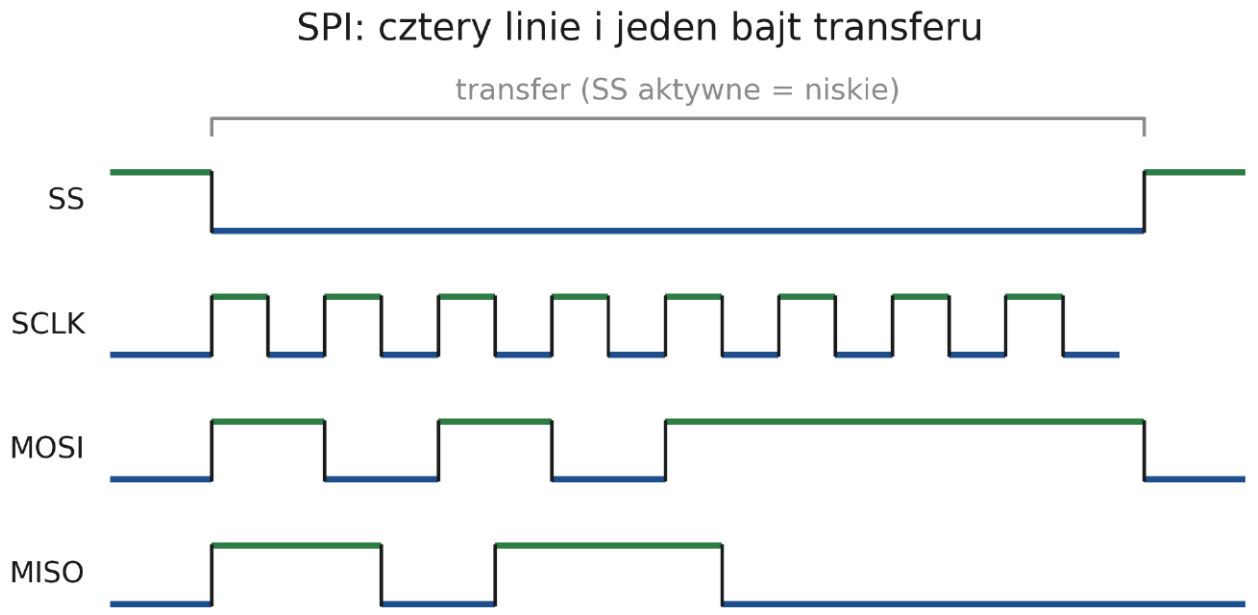
Siła dekodowania ujawnia się w wyzwalaniu na treści. Zamiast łapać zbocze i ręcznie czytać bajty, wyzwalasz się na tym, co istotne: na Starcie, Powtórzonym Starcie, Stopie, na braku potwierdzenia (*Missing Ack*), na konkretnym adresie czy danych. Udokumentowany przypadek: przyrząd wracał z reklamacją, bo się przegrzewał i wyłączał. Sterownik wentylatora odpytywał po I²C dwa czujniki temperatury (adresy 18 i 19). Ustawiono wyzwalanie na zapis do adresu 18 – i okazało się, że sterownik dwukrotnie próbował pisać do czujnika 18, ale nie dostawał ACK, podczas gdy czujnik 19 odpowiadał normalnie. Przyczyna: jedna z linii adresowych czujnika nie była poprawnie przylutowana; czujnik nie odzywał się na magistrali, więc regulacja temperatury nie działała. Diagnoza zajęła minuty zamiast godzin (Tektronix, przypadek I²C, strona 5).

5. SPI: cztery linie, pełny dupleks

SPI (*Serial Peripheral Interface*, opracowany przez Motorolę pod koniec lat 80. dla rodziny 68000) to magistrala *master–slave* o czterech liniach: zegar SCLK, dane od mastera MOSI, dane do mastera MISO oraz wybór układu SS (slave select). Zegar generuje master; dane płyną w obu kierunkach jednocześnie (pełny dupleks) – 8 bitów wychodzi na MOSI, gdy 8 bitów wchodzi na MISO. SPI nie ma adresowania: to sygnał SS wybiera, z którym układem trwa wymiana, więc każdy slave potrzebuje własnej linii SS (istnieje też wariant łańcuchowy, *daisy-chain*). Cztery kombinacje polaryzacji i fazy zegara (CPOL/CPHA) muszą się zgadzać po obu stronach.

Udokumentowany przypadek dobrze pokazuje wartość dekodowania SPI. Syntezer sterowany po SPI miał ustawić VCO na 2,5 GHz, ale „przykleił się" do szyny, generując 3 GHz. Wyzwalając na aktywacji SS syntezera i włączając zasilanie układu, przechwycono komendy startowe. Według karty katalogowej trzy pierwsze transfery powinny kończyć się nibblem (pojedynczą cyfrą szesnastkową) 3, 0 i 1 – a na magistrali widniało 0, 0, 0. To klasyczny błąd: bity w 24-bitowym słowie były w oprogramowaniu ładowane w odwrotnej kolejności. Po poprawce VCO poprawnie zaskoczył na 2,5 GHz (Tektronix, przypadek SPI, strona 8). Bez dekodowania trzeba by ręcznie odczytywać dziesiątki bitów z surowego przebiegu.

Warto znać dwie pułapki SPI. Pierwsza to zgodność zegara: polaryzacja (CPOL) i faza (CPHA) dają cztery kombinacje, wzajemnie niezgodne – master i slave muszą używać tej samej, inaczej dane odczytywane są na złym zboczu. Druga to dowolność implementacji: gdy komunikacja od slave'a nie jest potrzebna, linię MISO się pomija; przy jednym slave'ie sygnał SS bywa zwarty do masy (tak zwane 2-wire SPI).



Rysunek 4. SPI: zegar SCLK, dane MOSI i MISO oraz wybór SS. Transfer bajtu trwa, gdy SS jest aktywne (niskie); dane wychodzą i wchodzą jednocześnie (pełny dupleks)

eprasa.pl 19a5b96348

Dekodowanie protokołów zeszło do budżetu (Siglent, Rigol)

Jeszcze dekadę temu wyzwalanie i dekodowanie magistrali bywało kosztowną opcją z górnej półki. Dziś jest w cenie sprzętu budżetowego. Siglent SDS3000X HD dekoduje I²C, SPI, UART, CAN, LIN, a także CAN FD, FlexRay, I²S, MIL-STD-1553B, SENT, Manchester i ARINC429. Rigol DHO900 (12-bit, 16 kanałów cyfrowych standardowo) obsługuje dekodowanie szeregowe i równoległe, w tym I²C/SPI/UART/CAN/LIN, już od kilkuset dolarów.

To ta sama demokratyzacja, o której pisaliśmy przy 12 bitach: nie nowa technika, lecz sprowadzenie pełnego zestawu funkcji na tanie biurko. Warto tylko pamiętać, że przy najtańszych konstrukcjach realną różnicę robią szybkość odświeżania dekodera (a więc szansa złapać rzadki błąd), głębia pamięci przy wielu aktywnych kanałach oraz dojrzałość oprogramowania – i tu high-end (także dedykowane analizatory) wciąż prowadzi.

Ta swoboda oznacza, że przed dekodowaniem trzeba ustalić realną konfigurację magistrali, a nie zakładać „typową".

6. CAN: różnicowo i z arbitrażem

CAN (Controller Area Network, opracowany przez Boscha w latach 80., pierwsze auto – Mercedes 1992) to inny świat: magistrala różnicowa, dwuprzewodowa, odporna na zakłócenia, z wbudowanym arbitrażem. Węzły nadają asynchronicznie, a gdy dwa zaczną naraz, o pierwszeństwie rozstrzyga bitowy arbitraż po identyfikatorze. Ramka danych ma pola: początek ramki (SOF), pole arbitrażu z identyfikatorem (11 bitów w wersji 2.0A lub 29 w 2.0B) i bitem RTR, pole sterujące (w tym DLC – liczba bajtów danych), od zera do ośmiu bajtów danych, 15-bitowe CRC, pole ACK i koniec ramki (EOF). Strukturę pokazuje rysunek źródłowy (Tektronix, Figure 29 (strona 21)).

Dekoder CAN wyzwala się na początku ramki, typie ramki, identyfikatorze (z kwalifikacją odczyt/zapis), danych, braku ACK czy końcu ramki. Klasyczne zadanie motoryzacyjne: zmierzyć opóźnienie od naciśnięcia przełącznika „szyba w dół" w drzwiach kierowcy do ruchu silnika szyby w drzwiach pasażera. Wyzwalając na identyfikatorze modułu drzwi kierowcy i danych komendy, a jednocześnie sondując przełącznik i napęd, dostajesz pomiar wprost – zamiast ręcznego przeglądania ramki po ramce. Przyrząd potrafi dekodować wiele magistrali naraz (typowo do szesnastu), więc prześledzenie komunikatu wędrującego z jednej magistrali na drugą (np. LIN → CAN → LIN) staje się proste.

Kilka faktów, które ułatwiają diagnostykę CAN. Bity są kodowane w NRZ z wypełnianiem (bit stuffing), by zapewnić dość zboczy do synchronizacji; najszybszy standardowy bieg to 1 Mb/s (przy nim typowo do 40 m kabla), a magistralę zamyka się rezystorami na obu końcach. Obsługa błędów jest wbudowana: węzeł, który wykryje błąd, nadaje ramkę błędu, przez co wszystkie węzły uznają bieżący komunikat za nieważny, a nadawca go powtarza – dlatego wyzwalanie na ramce błędu bywa najszybszą drogą do źródła problemu. Tam, gdzie CAN jest przesadą (sterowanie szybami, zamkami, czujnikami deszczu), stosuje się tańszy, jednoprzewodowy LIN; oscyloskop dekoduje go tak samo prosto, a tabela zdarzeń zestawia ruch z obu magistrali.

7. Czym dekodować w 2026

Narzędzie dobiera się do skali problemu. Na oscyloskopie lub MSO – gdy magistrali jest kilka, a liczy się korelacja z sygnałami analogowymi; dziś dekodowanie I²C/SPI/UART/CAN/LIN jest tam standardem lub tanią opcją, także w budżetowych konstrukcjach. Dedykowany analizator stanów logicznych (bench lub modularny) – gdy linii są dziesiątki–setki, gdy potrzebna jest akwizycja stanu, wyzwalanie sekwencyjne i głęboka pamięć (np. długie przechwyty magistrali pamięci). Przystawki USB do komputera – najtańszy sposób na kilka–kilkanaście linii i dekodowanie protokołów; do nich wrócimy w rozdziale 7.

8. Checklista konstruktora

Trzy rzeczy warte zapamiętania

Analizator logiczny to dziesiątki–setki linii, akwizycja stanu i wyzwalanie sekwencyjne – tam, gdzie 16 kanałów MSO to za mało.

Dekodowanie zamienia surowy przebieg w czytelną magistralę i tabelę wyników; klucz to wyzwalanie na treści protokołu, nie na zboczu.

I²C (2 linie, adres+ACK), SPI (4 linie, SS wybiera, pełny dupleks), CAN (różnicowo, arbitraż po ID) – trzy różne filozofie tej samej idei.

W następnym rozdziale: analizator widma na biurku – filtry RBW/VBW, detektory i poziom szumów, czyli tam, gdzie FFT na oscyloskopie z rozdziału 3 przestaje wystarczać.

WM

Źródła
- Tektronix, Debugging Serial Buses in Embedded System Designs (48W-19040) – anatomia I²C/SPI/CAN, konwencje dekodowania i kolorów, wyzwalanie na treści protokołu, udokumentowane przypadki (przegrzewający się system na I²C, syntezer na SPI), dekodowanie do 16 magistral naraz.
- Keysight, Logic Analyzers / Fundamentals of Logic Analysis – akwizycja synchroniczna (stan) vs asynchroniczna (timing), systemy modularne (setki–tysiące kanałów, głęboka pamięć).
- Keysight, I²C and SPI Triggering and Hardware-based Decode – dekodowanie sprzętowe vs programowe (szybkość odświeżania a łapanie rzadkich błędów), pamięć segmentowana ze znacznikami czasu.
- Siglent SDS3000X HD i Rigol DHO900 – dekodowanie I²C/SPI/UART/CAN/LIN (i więcej) w budżetowych oscyloskopach 12-bitowych.

eprasa.pl 19a5b96348

Analizator widma na biurku: RBW, detektory i poziom szumów

Rozdział 6. Tam, gdzie FFT z rozdziału 3 przestaje wystarczać – superheterodyna, rozdzielczość, czułość, a na koniec analizator czasu rzeczywistego

W rozdziale 3 policzyliśmy widmo na oscyloskopie za pomocą FFT. To wygodne i często wystarcza, ale ma granice: ograniczony zakres dynamiki, wysoki poziom szumów, brak prawdziwych, wąskich filtrów rozdzielczości i skromny zakres częstotliwości. Gdy trzeba zobaczyć słaby sygnał tuż obok silnego, zmierzyć harmoniczne 80 dB poniżej nośnej albo wychwycić krótkotrwałe zakłócenie w paśmie radiowym, sięga się po dedykowany analizator widma. Ten rozdział pokazuje, jak on działa i czym różni się od FFT z oscyloskopu.

1. Po co osobny analizator widma

Zacznijmy od definicji. Na najbardziej podstawowym poziomie analizator widma to częstotliwościowo-selektywny, reagujący na wartość szczytową woltomierz, wyskalowany tak, by pokazywać wartość skuteczną (rms) sinusa. To nie miernik mocy, choć potrafi wyświetlać moc: znając wartość sinusa i impedancję, woltomierz skaluje się na moc. Ta pozornie skromna definicja wyjaśnia, dlaczego dedykowany przyrząd bije FFT-na-oscyloskopie tam, gdzie liczy się czułość i zakres dynamiki: ma tor wielkiej częstotliwości zaprojektowany pod pomiar słabych sygnałów, znacznie niższą podłogę szumów i selektywne filtry, których oscyloskop nie ma.

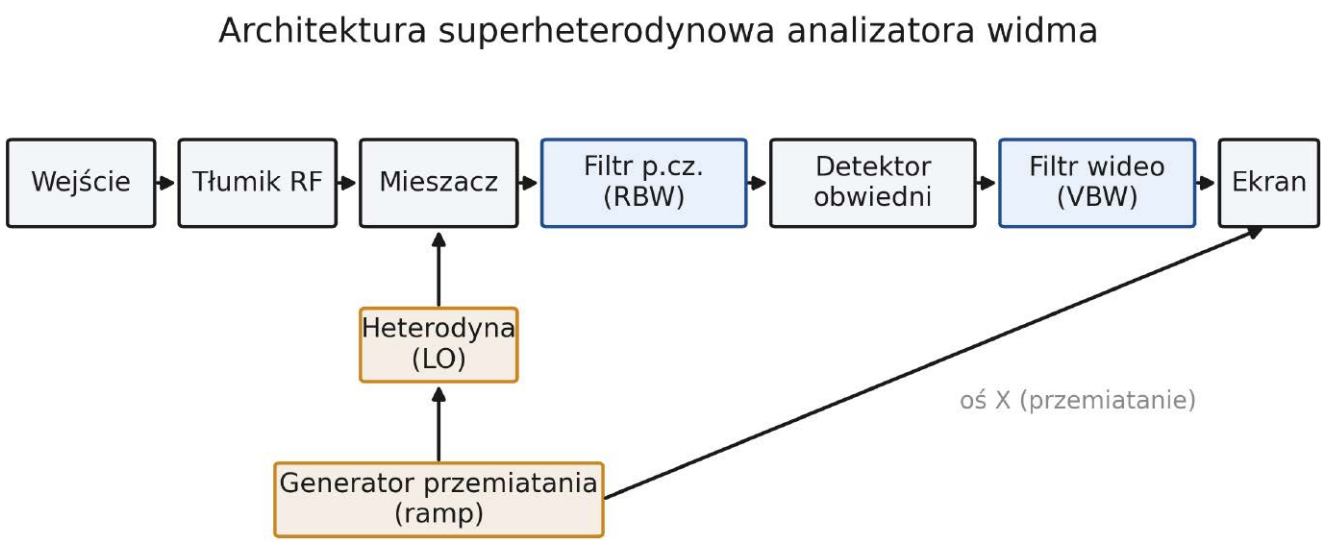
Różnica sprowadza się do architektury. Oscyloskop najpierw digitalizuje szerokie pasmo, a potem liczy FFT – cały szum toru wejściowego trafia do widma. Analizator superheterodynowy odwraca kolejność: najpierw wąskim, przestrajanym filtrem wybiera jeden fragment pasma, a dopiero potem mierzy jego poziom. To dlatego analizator „widzi” sygnały schowane głęboko w szumie, które na oscyloskopie giną.

2. Architektura superheterodynowa

Klasyczny analizator jest bliskim krewnym superheterodynowego radia AM. Sygnał wejściowy przechodzi przez tłumik wielkiej częstotliwości i filtr dolnoprzepustowy do mieszacza, gdzie miesza się z sygnałem heterodyny (LO). „Heterodyna” znaczy mieszać, czyli przenosić częstotliwość; „super” odnosi się do częstotliwości ponadakustycznych. Ponieważ mieszacz jest nieliniowy, na jego wyjściu pojawiają się sumy i różnice częstotliwości. Ten produkt mieszania, który trafi w pasmo filtru pośredniej częstotliwości (p.cz.), jest wzmacniany, wykrywany przez detektor obwiedni i wyświetlany. Generator przemiatania (*ramp*) przesuwa ślad po ekranie od lewej do prawej i jednocześnie stroi LO – dlatego oś pozioma jest wyskalowana w częstotliwości (Keysight AN150, Figure 2-1 (strona 9)). Filtr p.cz. wyznacza rozdzielczość (RBW), a filtr wideo za detektorem – wygładzanie (VBW).

Strojenie opiera się na prostym równaniu: częstotliwość sygnału = częstotliwość LO minus częstotliwość pośrednia. Ponieważ heterodyna jest przestrajana, każdej jej częstotliwości odpowiada inny fragment widma trafiający w filtr p.cz. Częstotliwość pośrednią wybiera się powyżej najwyższej mierzonej – inaczej sygnał równy p.cz. przechodziłby przez tor niezależnie od strojenia, tworząc „dziurę” w zakresie. Aby uzyskać bardzo wąskie RBW, stosuje się zwykle dwa–cztery stopnie mieszania, schodząc do końcowej, niskiej p.cz. Skończona izolacja mieszacza sprawia, że sam LO przecieka na wyjście i przy zerowej

eprasa.pl 19a5b96348



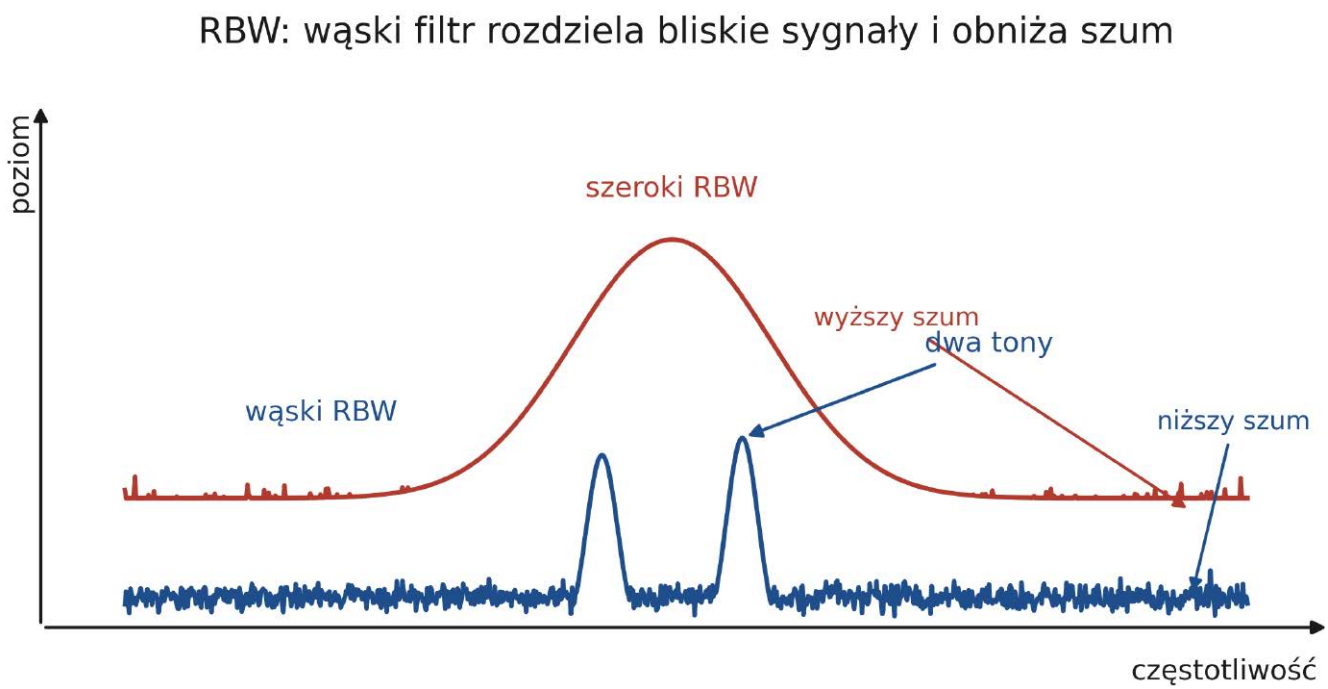
Rysunek 1. Tor superheterodynowy: wejście → tłumik → mieszacz → filtr p.cz. (RBW) → detektor obwiedni → filtr wideo (VBW) → ekran. Heterodynę (LO) i oś poziomą stroi wspólny generator przemiatania. Schemat źródłowy – Keysight, Figure 2-1 (strona 9)

częstotliwości daje odpowiedź (*LO feedthrough*), która potrafi maskować bardzo niskie częstotliwości.

3. RBW: rozdzielczość

Rozdzielczość (RBW, *resolution bandwidth*) to szerokość filtru pośredniej częstotliwości. Fourier mówi, że sinus ma energię w jednym punkcie, więc dwa sygnały powinny dać dwie kreski. W praktyce, gdy przestrajany produkt mieszania przechodzi przez filtr p.cz., analizator obrysowuje na ekranie kształt tego filtru – i to on nadaje odpowiedzi skończoną szerokość. Dwa sygnały o równej amplitudzie da się rozdzielić, gdy dzieli je co najmniej szerokość filtru na poziomie 3 dB; zbyt szeroki RBW zleje je w jeden garb (Keysight, rozdzielczość (strona 13)). Wąski RBW ma jeszcze jedną zaletę: obniża wyświetlany poziom szumów, bo do wąskiego filtru wpada mniej mocy szumu. To dlatego słabe sygnały wychodzą z szumu dopiero przy wąskim RBW.

Sama szerokość 3 dB to nie wszystko. O rozdzielaniu sygnałów o różnej amplitudzie decyduje selektywność filtru (*shape factor*) – stosunek szerokości na poziomie 60 dB do szerokości na 3 dB. Filtry analogowe osiągają około 12,7:1, cyfrowe około 4:1, więc słabszy sygnał, który u analogowego ginie pod zboczem odpowiedzi silniejszego, u cyfrowego bywa jeszcze widoczny. Jest też twarda granica od strony przyrządu: szum fazowy heterodyny. Nawet gdy z rachunku 3 dB i selektywności wynika, że dwa nierówne sygnały się rozdzielą, szum fazowy LO



Rysunek 2. Szeroki RBW zlewa dwa bliskie tony w jeden garb i pozostawia wysoką podłogę szumów; wąski RBW rozdziela je na dwa piki i obniża szum. To ten sam kompromis, co między rozdzielczością a czasem pomiaru

eprasa.pl 19a5b96348

RBW a czas przemiatania

Za rozdzielczość płaci się czasem. Filtr p.cz. potrzebuje czasu na naładowanie i rozładowanie, więc jeśli przemiatać go zbyt szybko, spada wyświetlana amplituda. Dla analogowych filtrów czas przemiatania rośnie z kwadratem zawężenia RBW: $ST \approx k \cdot Span / RBW^2$. W praktyce dziesięciokrotne zawężenie RBW wydłuża pomiar około stukrotnie – dlatego nie warto ustawiać RBW węższego, niż wymaga zadanie.

Nowoczesne analizatory omijają ten kompromis cyfrowo: dla wąskich RBW liczą widmo przez FFT zamiast przemiatać filtrem, skracając pomiar z sekund do milisekund. Dlatego cyfrowy tor p.cz. to nie tylko lepsza selektywność filtru, ale i realnie szybszy pomiar.

może przykryć ten słabszy – dlatego przy pomiarach blisko nośnej liczy się nie tylko RBW, ale i jakość heterodyny.

4. VBW: wygładzanie

Filtr wideo (VBW, *video bandwidth*) to filtr dolnoprzepustowy za detektorem obwiedni. Uśrednia (wygładza) ślad, redukując rozrzut szumu i pozwalając dostrzec słaby sygnał na jego tle. Uwaga na subtelność: VBW nie obniża rzeczywistej podłogi szumu, a jedynie jej wahania. W trybie detekcji szczytowej mniejszy VBW obniża wyświetlany poziom szumu (bo wygładza szczyty), ale w trybie uśredniającym poziom szumu pozostaje stały – zmienia się tylko gładkość śladu. Stopień wygładzenia zależy od stosunku VBW do RBW: przy 0,01 i mniej wygładzanie jest bardzo silne (Keysight, VBW (strona 28)). Gdy VBW jest mniejszy od RBW, wydłuża się też czas przemiatania.

5. Detektory: z „kosza” próbek do jednego punktu

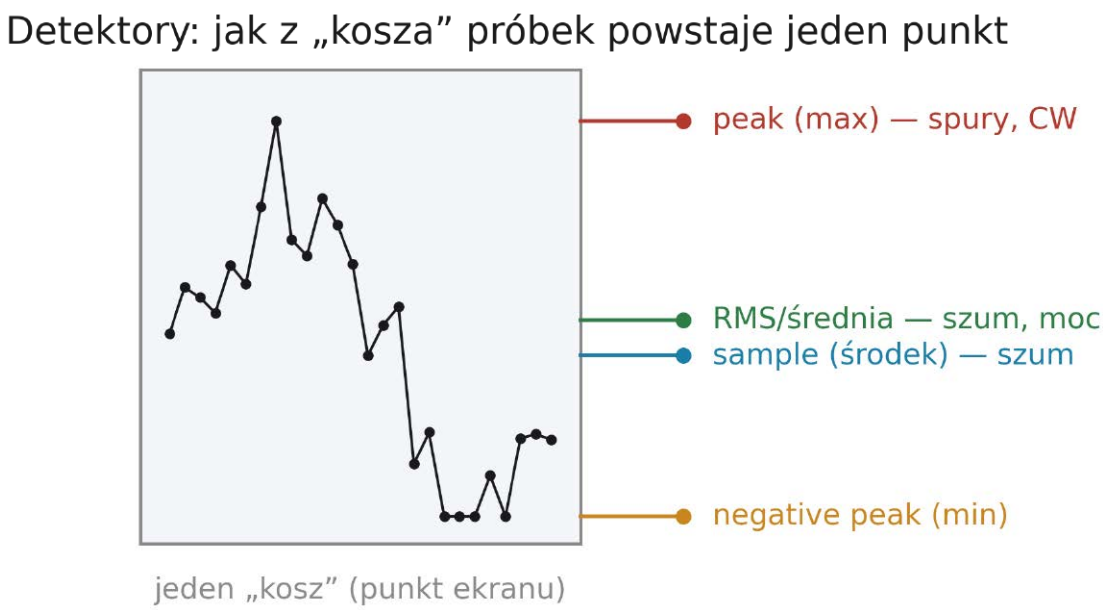
Ekran ma skończoną liczbę punktów, a każdy reprezentuje pewien wycinek częstotliwości i czasu – „kosz” (*bucket*). W koszu jest wiele próbek; detektor decyduje, którą wartość pokazać. Stąd sześć trybów. Peak (szczytowy) bierze maksimum w koszu – domyślny, bo nie gubi żadnego sinusa, świetny do spurów i sygnałów CW, ale zawyża szum. Sample bierze próbkę ze środka kosza – dobry do oglądania szumu, ale gubi wąskie sygnały. Negative peak bierze minimum. Normal (*rosenfell*) to kompromis: w koszach, w których sygnał i rośnie, i opada, pokazuje na przemian maksima i minima. Average/RMS uśrednia wszystkie próbki – właściwy do sygnałów szumopodobnych i pomiaru mocy w kanale. Quasi-peak to detektor ważony, używany w pomiarach EMC (Keysight, detektory (strona 22)). Reguła: peak do sygnałów CW wystających z szumu, sample do samego szumu, normal do jednego i drugiego.

Tryb normal (*rosenfell*) zasługuje na słowo wyjaśnienia, bo bywa domyślny. Gdy w koszu sygnał i rośnie, i opada (czyli wygląda jak szum), algorytm pokazuje na przemian: w koszach nieparzystych maksimum, w parzystych minimum – dzięki temu szum wygląda naturalnie, a sinusy nie giną. Detektor uśredniający też ma warianty: uśrednianie mocy (rms) daje prawdziwą moc i jest właściwe do sygnałów złożonych; uśrednianie napięcia bywa używane w EMC; uśrednianie logarytmiczne najlepiej oddaje sinusy

Detektory – kiedy który

Peak (szczytowy): maksimum w koszu. Nie gubi sinusów – domyślny do wyszukiwania spurów, harmonicznych i sygnałów CW. Zawyża jednak szum, więc do jego pomiaru się nie nadaje.

Sample: wartość ze środka kosza – dobrze oddaje losowość szumu, ale przy RBW węższym od kosza może przeoczyć wąski sygnał. Average/RMS: uśrednia wszystkie próbki, daje prawdziwą moc – właściwy do sygnałów szumopodobnych (np. cyfrowej modulacji) i mocy w kanale. Quasi-peak: ważony repetycją, wymagany w pomiarach EMC wg CISPR – mierzy „uciążliwość” zakłócenia, nie tylko jego amplitudę.



Rysunek 3. W jednym „koszu” (punkcie ekranu) jest wiele próbek; detektor wybiera z nich jedną wartość: peak (maksimum), sample (środek), negative peak (minimum) lub RMS/średnią. Dobór detektora zależy od tego, co mierzysz

eprasa.pl 19a5b96348

blisko szumu. Wybór trybu zmienia więc nie tylko wygląd śladu, ale i to, co liczba na ekranie naprawdę znaczy.

6. Czułość i poziom szumów

Czułość analizatora opisuje DANL (*displayed average noise level*) – jego własna, wyświetlana podłoga szumów. Im niższy DANL, tym słabszy sygnał i mniejszy spur da się zmierzyć. Na DANL wpływa kilka nastaw: wąski RBW obniża wyświetlany szum (mniej mocy szumu w filtrze), tłumik wejściowy dokłada się do szumu, a preamplifikator obniża współczynnik szumów całego toru i realnie poprawia czułość. Cały łańcuch trzeba ustawiać świadomie: poziom odniesienia (górna linia ekranu), poziom sygnału na mieszaczu i tłumienie decydują o kompromisie między zniekształceniami a szumem, czyli o zakresie dynamiki (Keysight, czułość i szum (strona 46)). Przy słabym stosunku sygnał/szum dokładanie tłumienia pogarsza pomiar, bo moc szumu dodaje się do sygnału.

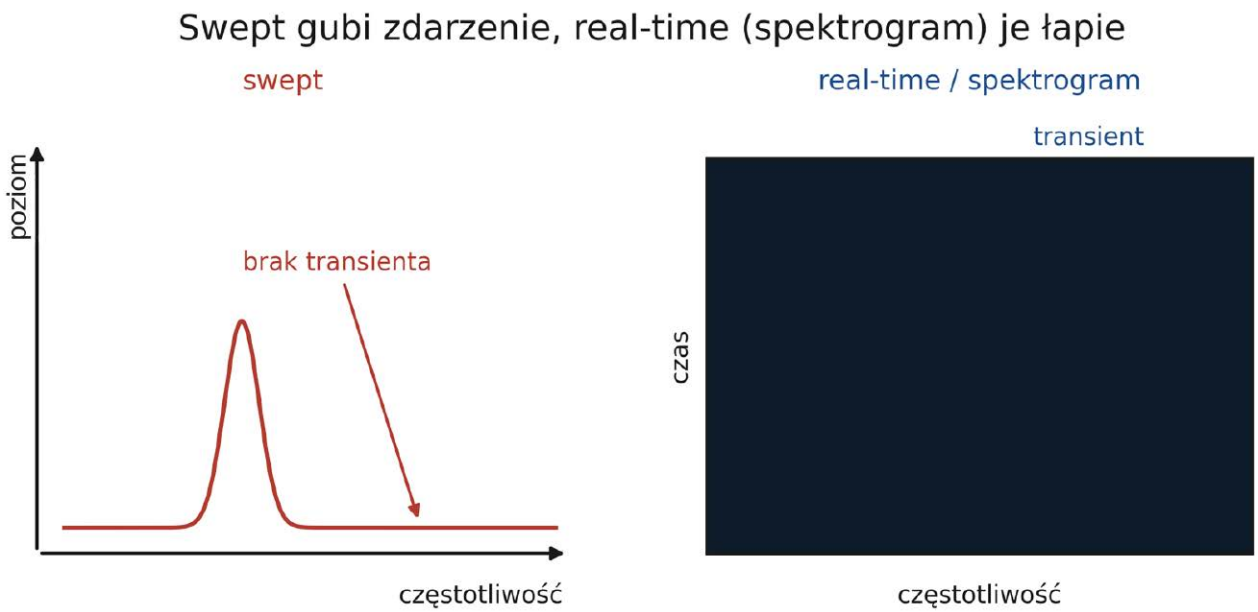
Do zakresu dynamiki wracają też pojęcia z toru w.cz.: punkt 1 dB kompresji (górna granica, powyżej której tor się nasyca), punkt przecięcia trzeciego rzędu (TOI/IP3, opisujący produkty intermodulacji) oraz sygnały pasożytnicze (*spury*). Dobra praktyka to trzymać sygnał na mieszaczu na tyle wysoko, by wyjść ponad szum, ale na tyle nisko, by nie generować zniekształceń – i tu analizator z niskim DANL i dużym zakresem dynamiki daje przewagę, której FFT na oscyloskopie nie dorówna.

Dwie uwagi praktyczne. Logarytmiczna skala amplitudy pozwala pokazać naraz sygnały różniące się o 70...100 dB (na skali liniowej to zaledwie 20...30 dB) – dlatego w analizie widma pracuje się niemal zawsze w dB. I druga: dopasowanie impedancji. Ani analizator, ani źródło nie mają idealnej impedancji, a niedopasowanie (opisane przez VSWR) wprowadza błąd amplitudy, który przy dzisiejszej dokładności przyrządów bywa istotny; poprawia je dobrze dopasowany tłumik na wejściu. Warto też pamiętać, że najgorsze dopasowanie analizator ma przy tłumieniu 0 dB – więc tej nastawy się unika.

7. Swept kontra real-time

Klasyczny analizator przemiata pasmo wąskim filtrem – a skoro w danej chwili patrzy tylko na jeden fragment widma, zdarzenie, które wypadnie między przemiataniami, może przeoczyć. Analizator czasu rzeczywistego (RTSA) rozwiązuje to inaczej: w granicach swojego pasma natychmiastowego digitalizuje całe okno i liczy tysiące, a w topowych konstrukcjach miliony transformat na sekundę, nie zostawiając luk (Tektronix, real-time). Efekt to dwa nowe widoki. Wyświetlacz gęstościowy (DPX) koduje kolorem, jak często sygnał pojawia się w danym punkcie, ujawniając zdarzenia krótkie i słabe, niewidoczne dla przemiatania. Spektrogram układa kolejne widma jeden pod drugim: oś pozioma to częstotliwość, pionowa to czas, a kolor to amplituda – jak rejestrator paskowy mocy w funkcji częstotliwości i czasu.

Do wychwytywania rzadkich zdarzeń dochodzą wyzwalania częstotliwościowe: maska częstotliwości (wyzwól, gdy widmo przekroczy zadany kontur) i wyzwalanie gęstościowe (wyzwól, gdy w wyznaczonym oknie częstotliwość–amplituda pojawi się dość energii). Kluczowy parametr to prawdopodobieństwo przechwycenia (POI): najkrótsze zdarzenie łapane ze 100-procentową pewnością bywa rzędu mikrosekund. To domena diagnostyki zakłóceń, sygnałów przeskakujących częstotliwość i pomiarów przedcertyfikacyjnych EMI.



Rysunek 4. Analizator przemiatany może przeoczyć krótki transient między przemiataniami; analizator czasu rzeczywistego łapie go i pokazuje na spektrogramie (częstotliwość poziomo, czas pionowo, amplituda kolorem)

eprasa.pl 19a5b96348

Analizator widma zszedł do budżetu (Siglent, Rigol)

Jeszcze niedawno analizator z niskim DANL i trybem czasu rzeczywistego był sprzętem z górnej półki. Dziś Siglent SSA3000X (9 kHz...3,2 GHz, RBW od 1 Hz, DANL poniżej –161 dBm/Hz, wbudowany preamplifikator, generator śledzący, pakiet EMI pre-compliance) mieści się w budżecie małej pracowni. Wersja SSA3000X-R dokłada tryb czasu rzeczywistego (do 40 MHz pasma analizy, POI 7,2 µs, gęstość i spektrogram), a SSA5000A sięga 26,5 GHz z DANL –165 dBm/Hz. Podobne miejsce w gamie zajmuje Rigol (seria RSA – real-time, oraz budżetowe DSA).

To ta sama demokratyzacja, o której pisaliśmy przy 12 bitach: nie nowa fizyka pomiaru, lecz sprowadzenie pełnego zestawu – z real-time i EMI włącznie – na tanie biurko. High-end (Keysight, Rohde & Schwarz, Tektronix) wciąż prowadzi w najniższym DANL, szumie fazowym, zakresie częstotliwości i dojrzałości oprogramowania pomiarowego; ale do nauki, prototypów i pomiarów przedcertyfikacyjnych budżetowy analizator w zupełności wystarcza.

Naturalnym polem analizatora – przemiatanego i czasu rzeczywistego – są pomiary kompatybilności elektromagnetycznej. Przedcertyfikacyjne badania EMI korzystają z detektorów CISPR (quasi-peak, średni), linii limitów nanoszonych wprost na widmo oraz korekcji toru (sonda, antena, LISN, kabel). Pozwala to wcześnie, na własnym biurku, sprawdzić, czy urządzenie ma szansę przejść formalną certyfikację – zanim trafi do akredytowanego laboratorium. Budżetowe analizatory oferują dziś ten zestaw standardowo, co przesunęło pomiary przedcertyfikacyjne z laboratorium do pracowni konstruktora.

8. Czym mierzyć w 2025

Narzędzie dobiera się do zadania. FFT na oscyloskopie (rozdział 3) – do szybkiego podglądu widma sygnału, który i tak oglądasz w dziedzinie czasu. Dedykowany analizator biurkowy – gdy liczy się czułość, zakres dynamiki i prawdziwe filtry RBW. MDO (oscyloskop z torem RF) – gdy trzeba skorelować widmo z przebiegami czasowymi na jednym przyrządzie. A do rzadkich, krótkich zdarzeń – analizator czasu rzeczywistego.

9. Checklista konstruktora

Trzy rzeczy warte zapamiętania

Analizator widma to selektywny woltomierz rms z torem w.cz.: bije FFT-na-oscyloskopie czułością i zakresem dynamiki tam, gdzie liczy się słaby sygnał obok silnego.

RBW rozdziela sygnały i ustala poziom szumu (kosztem czasu przemiatania), VBW wygładza ślad, a detektor decyduje, którą próbkę z „kosza" pokazać.

Swept gubi zdarzenia między przemiataniami; real-time (DPX, spektrogram, maska częstotliwości) łapie krótkie i rzadkie – i zeszło już do budżetu.

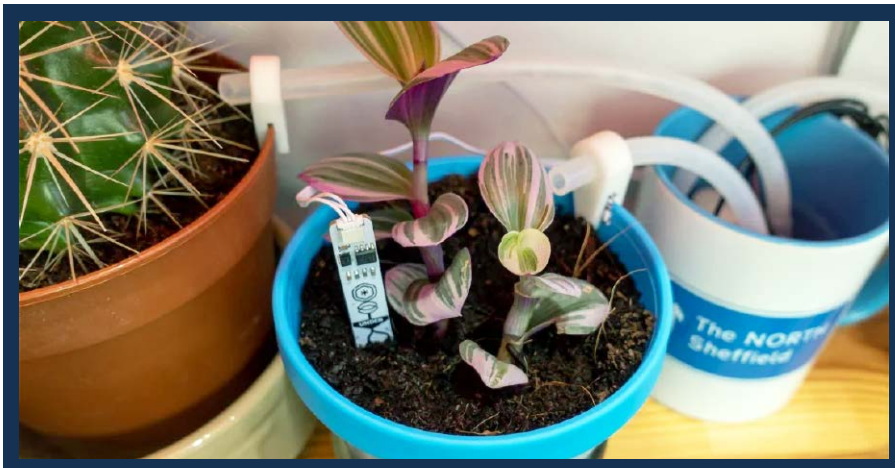
W następnym rozdziale: przystawki USB do komputera – tanie analizatory i generatory podłączane do laptopa, czyli laboratorium, które mieści się w plecaku.

WM

Źródła

- Keysight, Spectrum Analysis Basics (Application Note 150, 5952-0292) – definicja analizatora, architektura superheterodynowa (Fig. 2-1), RBW/VBW, czas przemiatania (ST ≈ k·Span/RBW²), sześć typów detektorów, czułość i DANL, preamplifikatory.
- Tektronix, Fundamentals of Real-Time Spectrum Analysis/DPX – swept vs real-time, cyfrowy fosfor (DPX), spektrogram, wyzwalanie maską częstotliwości i gęstościowe, prawdopodobieństwo przechwycenia (POI).
- Siglent SSA3000X/SSA3000X-R/SSA5000A – analizatory biurkowe: RBW od 1 Hz, DANL do –165 dBm/Hz, tryb czasu rzeczywistego (POI 7,2 µs, spektrogram), EMI pre-compliance; Rigol (RSA/DSA) – analogicznie w budżecie.
- Rohde & Schwarz – podstawy analizy widma i analizatory high-end (uzupełniająco, jako punkt odniesienia dla DANL, szumu fazowego i oprogramowania).

Nota redakcyjna: oscylogramy i przebiegi widmowe w tym kursie pochodzą z cytowanych źródeł producentów lub są oznaczonymi rekonstrukcjami/symulacjami; nie są pomiarami redakcji. Rysunki źródłowe nie są reprodukowane – czytelnika odsyłamy do materiałów producentów przez podane odnośniki.



Wydanie EP06/2024 dostępne na www.UlubionyKiosk.pl

Internet Rzeczy w pomiarach środowiskowych
Zestaw do kontrolowania wilgotności gleby Enviro Grow

Pielęgnacja kwiatów doniczkowych to wdzięczne zajęcie poprawiające atmosferę domu, ale też świetna okazja do poznania układów IoT zawierających nie tylko czujniki, lecz także elementy wykonawcze. Doskonałym do tego celu produktem, umożliwiającym natychmiastowe uruchomienie działającego urządzenia, okazuje się zestaw do kontrolowania wilgotności gleby uprawianych roślin Enviro Grow (PIM637) firmy Pimoroni. Zestaw przeznaczony jest do projektów automatycznego ogródka.

eprasa.pl 19a5b96348

Poprzednie części w EP06...10/2026 – dostępne na www.UlubionyKiosk.pl

Rozdział 9. Emulacja karty: Pico udaje MIFARE Classic

Ten rozdział nie ma odpowiednika w żadnym kursie RC522. Układ RC522 potrafi tylko czytać i pisać karty – jest zawsze inicjatorem. PN532 ma trzeci tryb pracy: tryb targetu (TG – Target), w którym sam staje się kartą. Raspberry Pi Pico z PN532 może udawać kartę MIFARE Classic: odpowiadać na REQA, przejść przez antykolizję, odpowiadać na SELECT i obsługiwać komendy READ/WRITE z własnej pamięci. Z punktu widzenia czytnika lub smartfona – to jest karta RFID.

Trzy tryby pracy PN532

PN532 obsługuje trzy fundamentalnie różne tryby pracy, konfigurowane komendą TgInitAsTarget lub przez normalną inicjalizację czytnika (**tabela 1**)

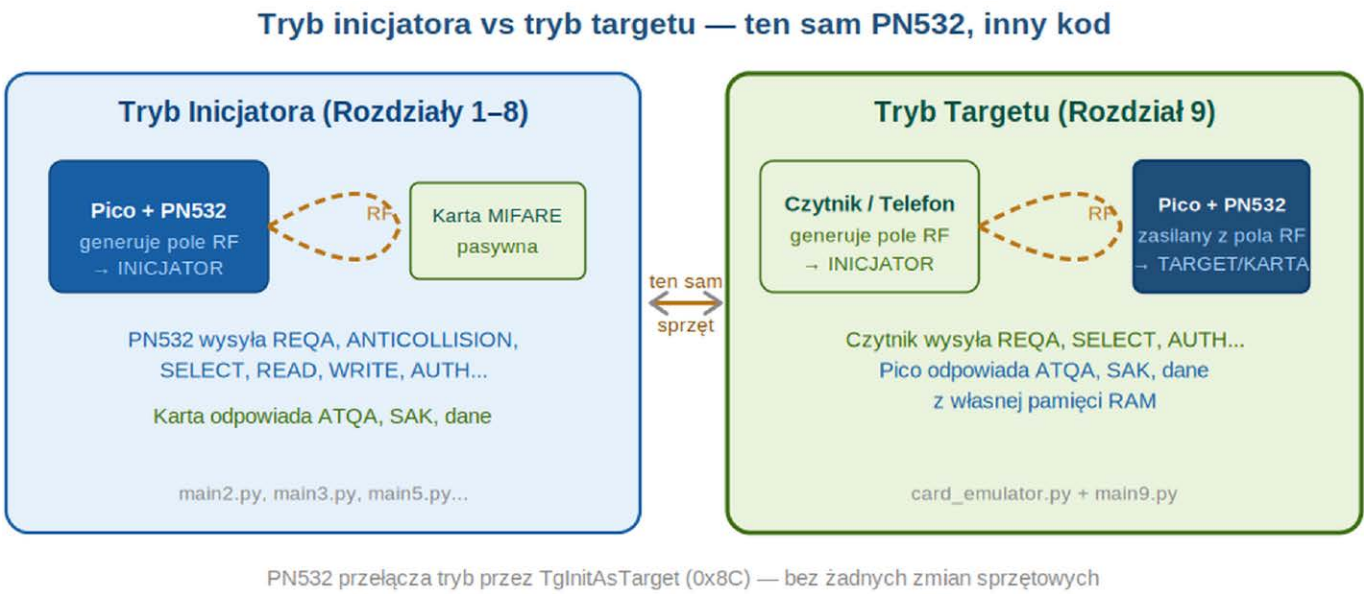
Przełączenie między trybami jest wyłącznie softwarowe – ten sam moduł PN532, te same połączenia SPI, inny kod. W trybie inicjatora PN532 generuje pole RF 13,56 MHz i szuka kart. W trybie targetu wyłącza własne pole i czeka pasywnie na pole zewnętrznego czytnika, które zasila go indukcyjnie dokładnie tak jak zasila zwykłą kartę MIFARE.

Jak działa emulacja – automat stanów

Gdy PN532 jest w trybie targetu, obsługuje automatycznie warstwę RF (modulację ASK i load modulation) oraz częściowo warstwę ISO 14443-3 (odpowiedź na REQA, procedurę antykolizyjną z naszym UID i odpowiedź na SELECT z naszym SAK). Reszta – autentykacja,

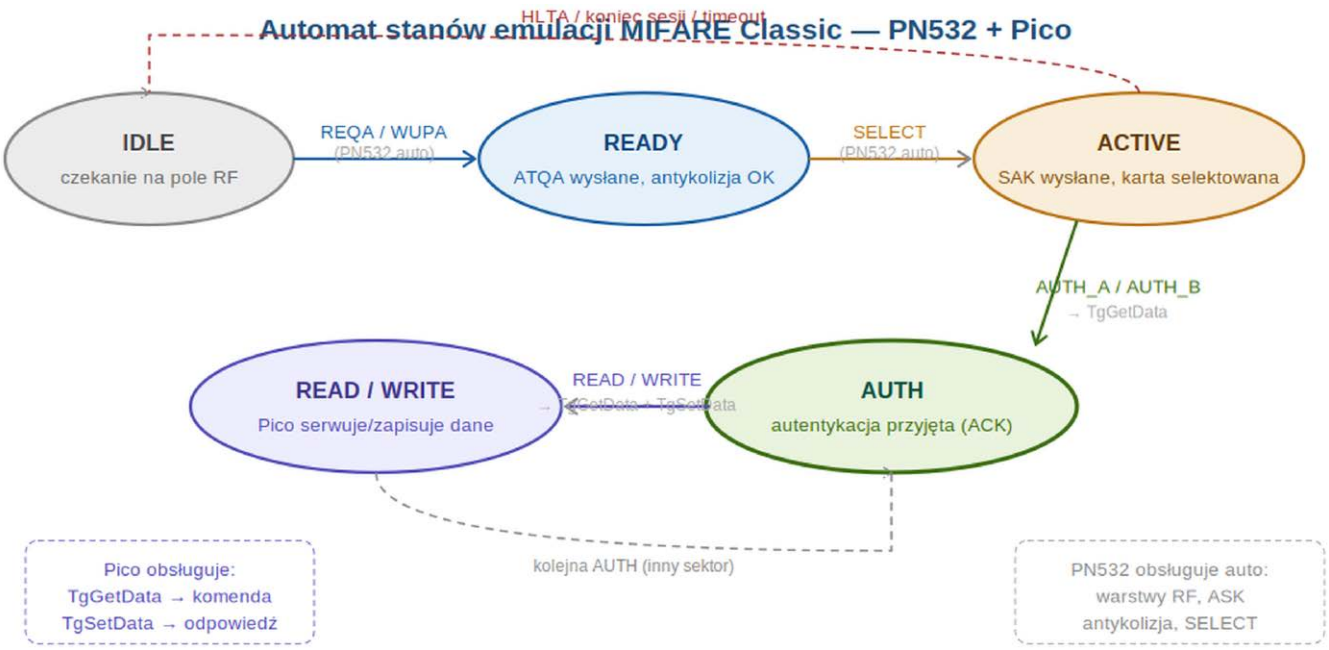
Tabela 1.

Tryb	Nazwa	PN532 jest...	Używane rozdziały
Initiator (czytnik)	Reader/Writer	czytnikiem – wykrywa i odpytuje karty	1...8
Target (karta)	Card Emulation	kartą – odpowiada na pole czytnika	9 (ten rozdział)
Peer-to-Peer	NFC-IP1/LLCP	partnerem – wymiana danych z innym PN532	(poza kursem)



Rysunek 1. Porównanie trybu inicjatora (rozdziały 1...8) i trybu targetu (rozdział 9). Ten sam moduł Pico+PN532 – w trybie inicjatora generuje pole RF i czyta karty; w trybie targetu jest zasilany z zewnętrznego pola i udaje kartę MIFARE. Przełączenie wyłącznie przez kod (TgInitAsTarget). Źródło: opracowanie własne na podstawie: NXP PN532 User Manual UM10232, sekcja 8.5 – nxp.com

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 2. Automat stanów emulacji MIFARE Classic. PN532 obsługuje warstwy RF, antykolizję i SELECT automatycznie (stany IDLE→READY→ACTIVE). Pico przejmuje sterowanie przy AUTH, READ i WRITE przez komendy TgGetData i TgSetData.
Źródło: opracowanie własne na podstawie: NXP PN532 User Manual UM10232, sekcja 8.5–8.7 – nxp.com

READ, WRITE – jest przekazywana do mikrokontrolera przez komendy TgGetData i TgSetData.

Komendy TgInitAsTarget, TgGetData, TgSetData

Trzy komendy PN532 tworzą kompletny interfejs do emulacji:

- TgInitAsTarget (0x8C) – konfiguruje PN532 jako target z podanym UID, ATQA i SAK. Blokuje do momentu gdy inicjator nawiąże połączenie (SELECT) lub upłynie timeout. Po powrocie PN532 jest gotowy do wymiany APDU.
- TgGetData (0x86) – pobiera kolejną komendę od inicjatora (czytnika). Blokuje do momentu gdy inicjator wyśle dane. Zwraca surowe bajty komendy MIFARE (np. [0x60, 0x04] = AUTH_A, blok 4).
- TgSetData (0x8E) – wysyła odpowiedź do inicjatora. Po wysłaniu PN532 wraca do stanu oczekiwania na kolejną komendę. Pico musi odpowiedzieć w ciągu ~5 ms – dłuższa przerwa skutkuje timeoutem czytnika.

Ograniczenia emulacji przez PN532

PN532 w trybie targetu nie wykonuje prawdziwego Crypto1. Cały protokół 3-pass authentication jest obsługiwany przez Pico, który w naszej implementacji akceptuje każdy klucz. To oznacza że emulowana karta nie weryfikuje kluczy – każdy czytnik z dowolnym kluczem przejdzie autentykację.

Dla celów edukacyjnych i testowych to idealne – możemy skupić się na protokole, nie kryptografii. Do pełnej emulacji kryptograficznej (z weryfikacją kluczy) potrzeba dedykowanego hardware'u (np. Proxmark3 w trybie sim) lub oprogramowania Crypto1 po stronie Pico.

Zasięg emulacji: typowo 2...4 cm od czytnika lub telefonu. Antena PN532 jest mniejsza niż antena karty ISO credit-card – to normalne.

UID i pamięć emulowanej karty

Emulowana karta ma pełną 64-blokową pamięć MIFARE Classic 1k – przechowywaną jako słownik w RAM Pico. Blok 0 (*Manufacturing Block*) jest inicjalizowany UID-em i SAK podanym w konstruktorze. Sector Trailers dostaje klucz fabryczny i bity dostępu fabryczne. Wszystkie pozostałe bloki zaczynają od zera.

Możesz wstępnie załadować dane do pamięci przed uruchomieniem emulatora – tak jak w main9.py, gdzie blok 4 dostaje 'Pico says hello!' a blok 8 'AVT kurs RFID'. Możesz też reagować na komendy WRITE od czytnika i aktualizować pamięć na bieżąco.

Wybór UID

UID emulowanej karty możesz wybrać dowolnie – to 4 bajty. Dwie strategie:

- Nowy UID (np. 0xDE 0xAD 0xBE 0xEF) – tworzysz wirtualną kartę, której nie ma w żadnym systemie. Dobra do testów izolowanych.

UID-only vs pełna autentykacja – ważna różnica

Systemy dostępu dzielą się na dwie kategorie:

UID-only: czytnik sprawdza tylko UID karty (bez autentykacji Crypto1). Wystarczy przyłożyć kartę z odpowiednim UID – nieważne czy to oryginał czy emulacja. Te systemy są podatne na replay attack – ktokolwiek odczyta Twój UID może go sklonować.

Z autentykacją: czytnik sprawdza UID ORAZ wykonuje 3-pass Crypto1 z kluczem. Emulacja bez prawdziwego Crypto1 nie przejdzie. Systemy zbudowane na MIFARE Classic z niestandardowymi kluczami są odporne na prostą emulację przez PN532.

Demo z tego rozdziału pozwala zademonstrować oba przypadki – i pokazać klientom, dlaczego warto inwestować w systemy z autentykacją.

eprasa.pl 19a5b96348

- UID skopiowany z karty Gen1a – dosłownie piszesz UID prawdziwej karty z backdoorem. Emulowana karta przejdzie jako ta karta przy prostym odczycie UID, ale nie przy pełnej autentykacji Crypto1 z prawdziwymi kluczami. Przydatne do testowania systemów UID-only (bez autentykacji) – i do demonstracji ich słabości.

Praktyczne demo – trzy scenariusze testowe

Scenariusz A: smartfon z NFC

Uruchom main9.py na Pico, a następnie zbliż smartfona (Android lub iPhone) do anteny PN532. Telefon wykryje tag NFC i zależnie od zainstalowanych aplikacji pokaże UID karty lub zaproponuje otwarcie aplikacji do obsługi RFID. Aplikacja ‚NFC Tools' (Android/iOS, bezpłatna) wyświetli typ karty (MIFARE Classic), UID i wykona odczyt pierwszych bloków.

Scenariusz B: drugi czytnik PN532

Jeśli masz dwa moduły PN532, możesz na jednym uruchomić main9.py (emulator), a na drugim main2.py (skaner z rozdziału 2). Zbliż oba moduły antenami do siebie w odległości 2...3 cm. Skaner wykryje emulowaną kartę, odczyta UID i zidentyfikuje ją jako ‚MIFARE Classic 1k' (SAK=0x08). Możesz też uruchomić main3.py na skanerze i odczytać dane z bloków 4 i 8.

Scenariusz C: zmiana UID w trakcie działania

Klasa CardEmulator pozwala na zmianę UID między sesjami. W main9.py możesz w pętli uruchamiać kolejne sesje z różnymi UID – symulując kilka różnych kart tym samym sprzętem. Każde wywołanie emulator.run() obsługuje jedną sesję z czytnikiem.

Możliwe rozszerzenia emulatora

Bazowa klasa CardEmulator to punkt startowy. Poniżej kilka kierunków rozbudowy, które wychodzą poza zakres kursu, ale naturalnie z niego wynikają:

- Trwała pamięć – zapisz słownik _memory do flash Pico przez moduł ‚json' lub ‚uos'. Po restarcie Pico emulowana karta zachowa dane zapisane przez czytnik.
- Symulacja wielu kart – zamiast jednego UID przechowuj tabelę kart i rotuj między nimi. Przydatne do demonstracji systemów wielokartowych.
- Callback na WRITE – zamiast tylko zapisywać dane do pamięci, wywołaj funkcję callback gdy czytnik zapisze do konkretnego bloku. Pozwala reagować na zdarzenia (np. zapalić LED, wysłać dane przez UART).
- Logowanie sesji – zapisuj do logo każdą komendę od czytnika. W połączeniu z trwałą pamięcią daje pełny audit trail każdej interakcji.
- Emulacja NTAG216 – PN532 obsługuje też emulację kart Ultralight (tryb 0x04 w TgInitAsTarget). Emulowany NTAG216 z zawartością NDEF można przetestować smartfonem bez żadnej karty.

Jak wygląda to od strony telefonu

Android z aplikacją 'NFC Tools':
Typ tagu: NFC-A (ISO 14443-3 Type A)
Technologie: MifareClassic
UID: DE:AD:BE:EF
ATQA: 0x0004
SAK: 0x08
Rozmiar: 1024 B (16 sektorów)
Producent: (Pico odpowiada danymi z bloku 0)

Kod: klasa CardEmulator

Plik card_emulator.py to warstwa specjalna – poza normalną hierarchią warstw 1–4. Klasa CardEmulator bezpośrednio korzysta z PN532 (warstwa 1) i implementuje protokół MIFARE Classic jako target.

Uruchomienie krok po kroku

- Wgraj card_emulator.py i main9.py na Pico (obok pn532.py).
- Uruchom main9.py przez F5 w Thonny – w konsoli pojawi się ‚Emulator: czekam na czytnik...'
- Zbliż smartfon lub drugi czytnik do anteny PN532 – od razu, nie z opóźnieniem.
- W konsoli pojawi się ‚Emulator: połączono! UID=de:ad:be:ef SAK=0x08'.
- Po zakończeniu sesji program wypisuje stan bloków 0, 4 i 8.

Debugowanie: jeśli telefon nie wykrywa karty

Upewnij się że PN532 jest w trybie SPI (SEL0=1, SEL1=0) – tryb emulacji działa tylko przez SPI.

Zbliż telefon od razu po starcie main9.py – TgInitAsTarget ma timeout 30 s.

Antena PN532 jest mała – telefon musi być bardzo blisko, 1...3 cm.

Na iPhonie NFC działa tylko gdy ekran jest odblokowany.

Jeśli masz Androida – sprawdź w ustawieniach czy NFC jest włączone.

Podsumowanie

Emulacja karty to najbardziej spektakularna funkcja PN532 – i jedyna, która absolutnie nie ma odpowiednika w RC522. Pico z PN532 staje się kartą RFID: odpowiada na pole czytnika, przechodzi antykolizję, akceptuje autentykację i serwuje dane z własnej pamięci RAM.

Implementacja jest celowo uproszczona: brak prawdziwego Crypto1, brak weryfikacji kluczy. To wystarczy

eprasa.pl 19a5b96348

```
# Listing 1: card_emulator.py - warstwa specjalna: emulacja karty MIFARE Classic
# Kurs RFID, rozdział 9
# UWAGA: Wymaga modułu PN532 Elechouse V3/V4 - RC522 tego nie potrafi!

import time
from pn532 import PN532

# ── Komendy PN532 do emulacji karty ──────────────────────────────
CMD_TG_INIT_AS_TARGET  = 0x8C   # inicjalizacja PN532 jako cel (karta)
CMD_TG_GET_DATA        = 0x86   # odczytaj dane od inicjatora (czytnika)
CMD_TG_SET_DATA        = 0x8E   # wyślij odpowiedź do inicjatora

# ── Odpowiedzi MIFARE ────────────────────────────────────────────
MIFARE_ACK             = bytes([0x0A])  # ACK - 4 bity, rozszerzone do bajtu
MIFARE_NAK             = bytes([0x00])  # NAK - odmowa

# ── Komendy, które czytnik wyśle do emulowanej karty ─────────────
CMD_REQA               = 0x26   # czytnik szuka kart Type A
CMD_WUPA               = 0x52   # czytnik budzi uśpione karty
CMD_SEL_CL1            = 0x93   # SELECT kaskada 1
CMD_SEL_CL2            = 0x95   # SELECT kaskada 2
CMD_HLTA               = 0x50   # HALT - uśpij kartę
CMD_AUTH_A             = 0x60   # autentykacja kluczem A
CMD_AUTH_B             = 0x61   # autentykacja kluczem B
CMD_READ               = 0x30   # odczyt bloku
CMD_WRITE              = 0xA0   # zapis bloku


class CardEmulator:
    """Emulacja karty MIFARE Classic 1k przez PN532 w trybie targetu.

    PN532 przejmuje rolę karty: odpowiada na REQA, antykolizję, SELECT
    i komendy READ/WRITE. Dane przechowywane są w słowniku self._memory.

    OGRANICZENIA SPRZĘTOWE:
    - PN532 nie emuluje pełnego Crypto1 - autentykacja jest symulowana
    - Do pełnej emulacji kryptograficznej potrzebny jest Proxmark3 lub
      dedykowany hardware. PN532 akceptuje każdy klucz bez weryfikacji.
    - Zasięg emulacji: ~3 cm od czytnika (typowe dla anteny PN532)
    """

    def __init__(self, pn532: PN532, uid, atqa=0x0004, sak=0x08):
        """Inicjalizuj emulator.

        uid:  bytes(4) - 4-bajtowy UID emulowanej karty
        atqa: 2-bajtowe ATQA (domyślnie jak MIFARE Classic 1k)
        sak:  1-bajtowy SAK (domyślnie 0x08 = Classic 1k)
        """
        if len(uid) != 4:
            raise ValueError('UID musi mieć dokładnie 4 bajty')
        self._pn532  = pn532
        self._uid    = bytes(uid)
        self._atqa   = atqa
        self._sak    = sak
        self._auth   = False   # czy sektor jest autentykowany
        self._memory = self._init_memory()

    def _init_memory(self):
        """Inicjalizuj pamięć 64 bloków jak czysta MIFARE Classic 1k.

        Blok 0: UID + BCC + SAK + dane producenta
        Bloki 3, 7, 11... (Sector Trailers): klucze FF i bity dostępu fabryczne
        Reszta: zera
        """
        mem = {i: bytearray(16) for i in range(64)}
        # Blok 0 - Manufacturing Block
        bcc = self._uid[0] ^ self._uid[1] ^ self._uid[2] ^ self._uid[3]
        mem[0][0:4] = self._uid
        mem[0][4]   = bcc
        mem[0][5]   = self._sak
        mem[0][6:10]= b'\x04\x00NXP'  # dane producenta (symulacja)
        # Sector Trailers - klucz fabryczny + bity dostępu fabryczne
        for s in range(16):
            trailer = s * 4 + 3
            mem[trailer][0:6]  = b'\xff' * 6  # Klucz A
            mem[trailer][6:9]  = bytes([0xFF, 0x07, 0x80])  # bity dostępu
            mem[trailer][9]    = 0x69  # data byte
            mem[trailer][10:16]= b'\xff' * 6  # Klucz B
        return mem
```


eprasa.pl 19a5b96348

```
    def _build_mifare_params(self):
        """Zbuduj parametry MifareParams dla CMD_TG_INIT_AS_TARGET.

        Format: SENS_RES (ATQA, 2 B LSB) + SEL_RES (SAK, 1 B) + NFCID (UID, 4 B)
        """
        atqa_lsb = bytes([self._atqa & 0xFF, (self._atqa >> 8) & 0xFF])
        return atqa_lsb + bytes([self._sak]) + self._uid

    def start(self, timeout_ms=30_000):
        """Uruchom emulację - czekaj aż czytnik nawiąże połączenie.

        Wysyła CMD_TG_INIT_AS_TARGET i blokuje do momentu gdy inicjator
        (czytnik lub telefon) zainicjuje komunikację.
        Zwraca True jeśli połączono, False jeśli timeout.
        """
        mifare_params = self._build_mifare_params()
        # Bajt trybu: 0x00 = pasywny 106 kbps (ISO 14443A)
        payload = bytes([0x00]) + mifare_params + bytes(18) + bytes(47)
        self._pn532._send_command(CMD_TG_INIT_AS_TARGET, payload)
        try:
            resp = self._pn532._read_response(
                CMD_TG_INIT_AS_TARGET, data_length=64)
            return resp[0] == 0x01   # 0x01 = inicjator połączony
        except Exception:
            return False

    def get_command(self):
        """Odbierz komendę od czytnika. Zwraca bytes lub None."""
        try:
            self._pn532._send_command(CMD_TG_GET_DATA, bytes([0x01]))
            resp = self._pn532._read_response(CMD_TG_GET_DATA, data_length=32)
            if resp[0] != 0x00:
                return None
            return bytes(resp[1:])
        except Exception:
            return None

    def send_response(self, data):
        """Wyślij odpowiedź do czytnika."""
        payload = bytes([0x01]) + bytes(data)
        self._pn532._send_command(CMD_TG_SET_DATA, payload)
        try:
            resp = self._pn532._read_response(CMD_TG_SET_DATA, data_length=2)
            return resp[0] == 0x00
        except Exception:
            return False

    def handle_command(self, cmd):
        """Obsłuż komendę czytnika i wyślij odpowiedź.

        Implementuje uproszczony automat stanów MIFARE Classic:
        REQA → ATQA, SELECT → SAK, AUTH → ACK, READ → dane, WRITE → ACK.
        """
        if not cmd:
            return
        ins = cmd[0]

        if ins == CMD_AUTH_A or ins == CMD_AUTH_B:
            # Akceptuj każdy klucz (brak prawdziwego Crypto1)
            block_num = cmd[1] if len(cmd) > 1 else 0
            self._auth = True
            self._current_block = block_num
            self.send_response(MIFARE_ACK)

        elif ins == CMD_READ:
            block_num = cmd[1] if len(cmd) > 1 else 0
            if block_num in self._memory:
                self.send_response(bytes(self._memory[block_num]))
            else:
                self.send_response(MIFARE_NAK)

        elif ins == CMD_WRITE:
            block_num = cmd[1] if len(cmd) > 1 else 0
            # Faza 1: ACK i czekaj na dane
            self.send_response(MIFARE_ACK)
            data_cmd = self.get_command()
            if data_cmd and len(data_cmd) >= 16 and block_num != 0:
                self._memory[block_num][:16] = data_cmd[:16]
                self.send_response(MIFARE_ACK)
            else:
```


eprasa.pl 19a5b96348

```
                self.send_response(MIFARE_NAK)

        elif ins == CMD_HLTA:
            self._auth = False
            # HLTA - karta 'usypia', nie wysyłamy nic

    def run(self, timeout_ms=30_000):
        """Główna pętla emulacji - start + obsługa komend.

        Zwraca liczbę obsłużonych komend lub -1 przy błędzie połączenia.
        """
        print('Emulator: czekam na czytnik...')
        if not self.start(timeout_ms):
            print('Emulator: timeout - brak czytnika.')
            return -1
        print(f'Emulator: połączono! UID={self._uid.hex(":")}  SAK={self._sak:#04x}')
        count = 0
        while True:
            cmd = self.get_command()
            if cmd is None:
                break
            self.handle_command(cmd)
            count += 1
        return count
```

```
# Listing 2: main9.py - rozdział 9: emulacja karty MIFARE Classic
# Pico z PN532 udaje kartę MIFARE Classic 1k

from machine import SPI, Pin
from pn532 import PN532
from card_emulator import CardEmulator

spi     = SPI(0, baudrate=1_000_000, polarity=0, phase=0,
              sck=Pin(18), mosi=Pin(19), miso=Pin(16))
czytnik = PN532(spi=spi, cs_pin=17)

# UID emulowanej karty - możesz wpisać UID prawdziwej karty Gen1a
# lub dowolne 4 bajty dla nowej wirtualnej karty
EMULOWANY_UID = bytes([0xDE, 0xAD, 0xBE, 0xEF])

# Dane do wpisania w blok 4 (pierwsza strona danych sektora 1)
DANE_BLOK4    = b'Pico says hello!'   # dokładnie 16 bajtów

print(,Rozdział 9 - emulacja karty MIFARE Classic')
print(f'Emulowany UID: {EMULOWANY_UID.hex(":")}')
print()

emulator = CardEmulator(
    pn532 = czytnik,
    uid   = EMULOWANY_UID,
    atqa  = 0x0004,   # jak MIFARE Classic 1k
    sak   = 0x08,     # jak MIFARE Classic 1k
)

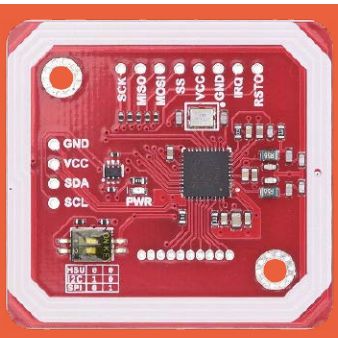
# Wpisz dane do pamięci emulatora przed uruchomieniem
emulator._memory[4][:16] = DANE_BLOK4
emulator._memory[8][:16] = b'AVT kurs RFID   '

print('Opcje testu:')
print('  A) Przyłóż smartfon z NFC - telefon zobaczy kartę RFID')
print('  B) Przyłóż drugi czytnik PN532 z main2.py - odczyta UID')
print('  C) Użyj main3.py na drugim Pico - odczyta bloki danych')
print()

while True:
    wynik = emulator.run(timeout_ms=30_000)
    if wynik < 0:
        print('Brak połączenia - czekam...')
    else:
        print(f'Sesja zakończona. Obsłużono {wynik} komend.')
        # Wypisz stan pamięci po sesji
        for b in [0, 4, 8]:
            print(f'  Blok {b:2d}: {bytes(emulator._memory[b]).hex(" ")}')
    print()
```

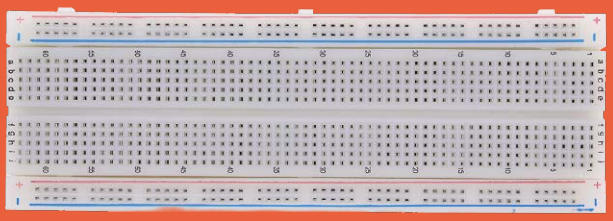

eprasa.pl 19a5b96348

Zestaw do kursu RFID dostępny w sklep.avt.pl zawiera wszystkie elementy potrzebne do zrealizowania każdego rozdziału i projektu końcowego

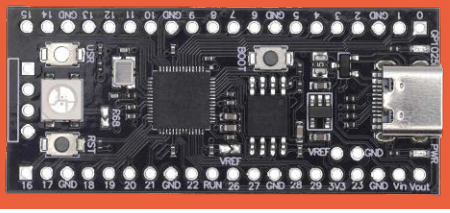












Kod całego kursu dostępny w repozytorium:
https://ep.com.pl/files/bnh/13794-kurs_rfid_pn532_-_listingi.zip

do demonstracji protokołu i testowania czytników. Scenariusz z dwoma PN532 – jeden emuluje kartę, drugi ją czyta – jest szczególnie pouczający, bo pokazuje cały protokół MIFARE w pełnym cyklu: od REQA do READ i WRITE.

W rozdziale 10, ostatnim, połączymy wszystko: czytnik (rozdziały 1...3), zabezpieczenia (rozdziały 4), Ultralight/NTAG (5...7), ISO 14443-4 (8) i emulację (9) w jeden działający projekt – system kontroli dostępu z NTAG216 jako karty, MIFARE Classic jako tokenu administracyjnego i buzzerem/LED jako sygnalizacją.

Pracownia Konstrukcyjna

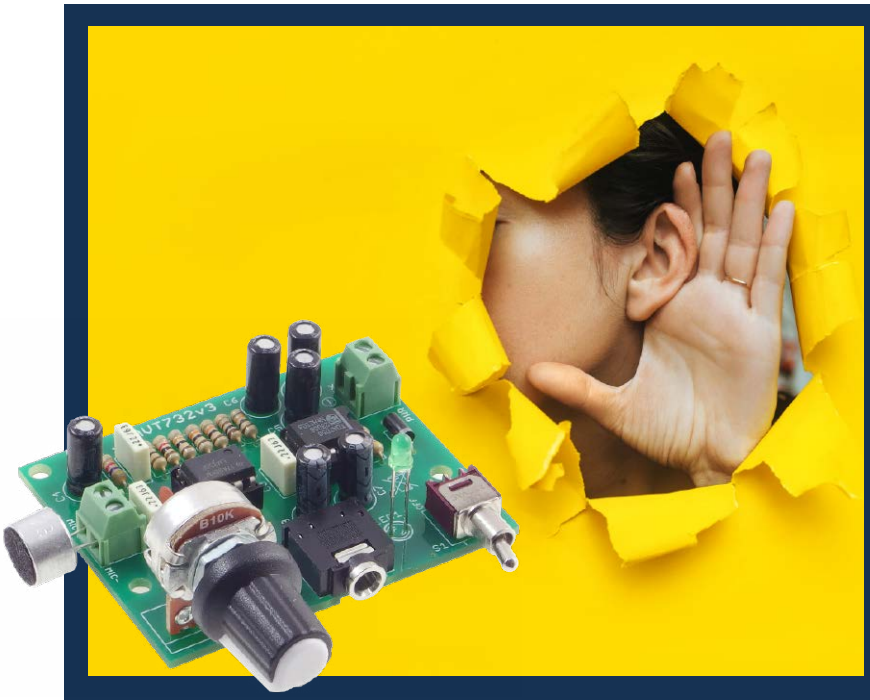
Materiały do dalszej lektury

NXP PN532 User Manual UM10232, rozdz. 8.5–8.7 – opis komend TgInitAsTarget, TgGetData, TgSetData z pełnym formatem parametrów.

libnfc – biblioteka open-source obsługująca emulację kart przez różne adaptery, w tym PN532. github.com/nfc-tools/libnfc

Proxmark3 Wiki – ‚hf mf sim' – zaawansowana emulacja MIFARE Classic z prawdziwym Crypto1 na dedykowanym hardware.

NFC Forum Card Emulation – specyfikacja HCE (Host Card Emulation) dla Androida – emulacja kart przez aplikację na telefonie (bez dodatkowego hardware).



Whisper – KIT AVT732: sklep.avt.pl

Superczuły wzmacniacz mikrofonowy Whisper pozwala słuchać bardzo cichych dźwięków przez słuchawki i regulować poziom wzmocnienia

AVT732 wzmacnia sygnał z mikrofonu elektretowego i umożliwia odsłuch przez słuchawki. Układ nadaje się do doświadczeń audio, testowania czułości mikrofonu i obserwowania dźwięków, które zwykle są trudne do usłyszenia.
Tor audio składa się ze wzmacniaczy operacyjnych LM358 oraz końcowego wzmacniacza TDA7050. Potencjometr pozwala płynnie regulować wzmocnienie, a zasilanie bateryjne ułatwia pracę poza stanowiskiem laboratoryjnym.
Wersja B obejmuje płytkę PCB oraz podzespoły przewidziane do zlutowania wzmacniacza mikrofonowego Whisper.

eprasa.pl 19a5b96348

Rozdział 10. Projekt: system kontroli dostępu

Przez dziewięć rozdziałów budowaliśmy stos warstw: PN532, ISO 14443-3, MIFARE Classic, Ultralight EV1, NTAG216, NDEF, ISO 14443-4 i emulator karty. Teraz sklejamy to wszystko w jeden działający projekt, który robi coś użytecznego. System kontroli dostępu to klasyczne zastosowanie RFID – i doskonały test architektury warstwowej. Przekonamy się, że dobrze zaprojektowane warstwy pozwalają na złożony projekt w zaskakująco małej liczbie linii kodu.

Architektura projektu

System obsługuje dwa typy kart i jeden token administracyjny. Każdy element pochodzi z innego rozdziału kursu (**tabela 1**).

Działanie systemu

System działa w nieskończonej pętli. Każde przyłożenie karty wywołuje jeden z trzech scenariuszy:

Scenariusz 1: karta użytkownika (NTAG216)

System odczytuje UID, sprawdza go w słowniku AUTHORIZED_CARDS i opcjonalnie odczytuje imię z rekordu NDEF na karcie. Jeśli UID jest w bazie – zielona LED, krótki dźwięk, OLED wyświetla imię i ‚DOSTĘP OK'. Jeśli nie ma w bazie – czerwona LED, trzy dźwięki, OLED wyświetla ‚ODMOWA'.

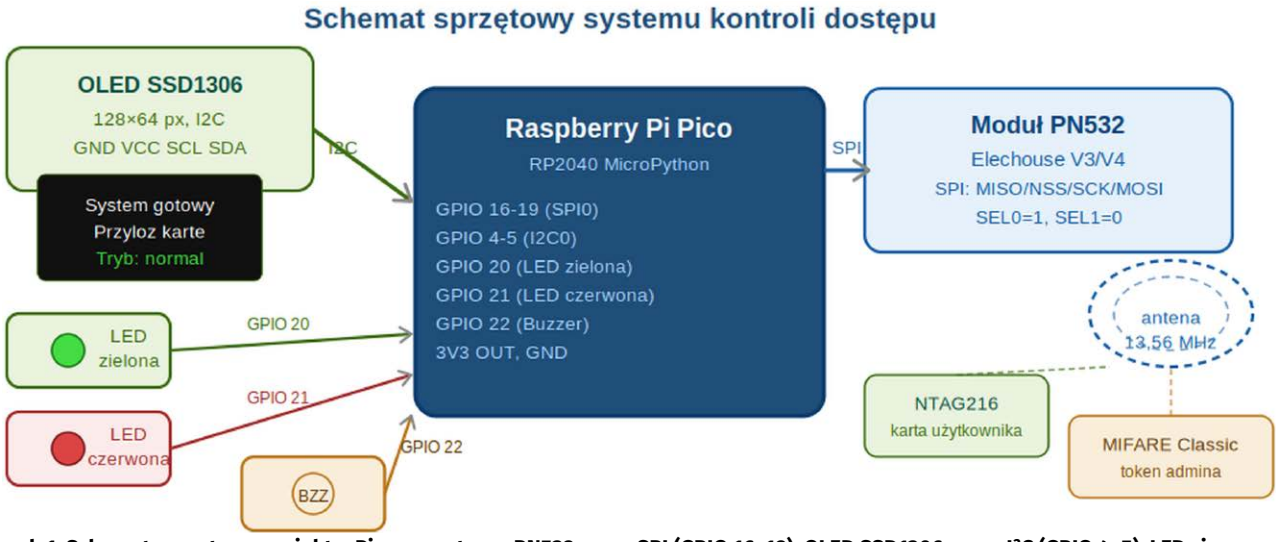
Dodatkowy bonus: jeśli karta ma mirror UID+NFC_CNT (rozdział 6), licznik rośnie przy każdym przyłożeniu – system może go odczytać i logować liczbę wejść na użytkownika.

Scenariusz 2: token administratora (MIFARE Classic)

System sprawdza UID i próbuje autentykacji kluczem A (niestandardowym). Jeśli autentykacja się powiedzie

Tabela 1.

Element	Typ karty	Rozdziały	Rola w projekcie
Karta użytkownika	NTAG216	5...7	UID jako identyfikator; NDEF z imieniem; mirror UID+licznik
Token administratora	MIFARE Classic 1k	3...4	autentykacja kluczem A; sygnatura 'ADMIN' w bloku 4
Czytnik	PN532 + ISO 14443	1...2	detekcja i identyfikacja kart
Sygnalizacja	LED + buzzer	10	zielona = OK, czerwona = odmowa, podwójne = admin
Wyświetlacz	OLED SSD1306 128×64	10	UID, imię i status na wyświetlaczu



Rysunek 1. Schemat sprzętowy projektu: Pico w centrum, PN532 przez SPI (GPIO 16–19), OLED SSD1306 przez I²C (GPIO 4–5), LED zielona (GPIO 20) i czerwona (GPIO 21) z rezystorami 330Ω, aktywny buzzer (GPIO 22). Karty NTAG216 i MIFARE Classic komunikują się z PN532 przez pole RF

eprasa.pl 19a5b96348

Tabela 2. Schemat połączeń sprzętowych

Pico GPIO	Pin nr	Podłączony do	Uwagi
GPIO 16 (MISO)	21	PN532 MISO	SPI0 – jak w rozdziałach 1...9
GPIO 17 (CS)	22	PN532 NSS	SPI0 chip select
GPIO 18 (SCK)	24	PN532 SCK	SPI0 zegar
GPIO 19 (MOSI)	25	PN532 MOSI	SPI0 dane
GPIO 4 (SDA)	6	OLED SDA	I²C0 dane
GPIO 5 (SCL)	7	OLED SCL	I²C0 zegar
GPIO 20	26	LED zielona + R330Ω	anoda LED przez rezystor do GND
GPIO 21	27	LED czerwona + R330Ω	anoda LED przez rezystor do GND
GPIO 22	29	Aktywny buzzer	pin sygnału modułu buzzera
3V3 OUT (pin 36)	36	VCC PN532, VCC OLED	zasilanie 3,3 V
GND (pin 38)	38	GND wszystkich elementów	wspólna masa

i blok 4 zawiera sygnaturę ‚ADMIN' – system przełącza tryb między ‚normal' i ‚admin'. Sygnał: naprzemienne mignięcia obu LED.

Scenariusz 3: nieznana karta w trybie admin

Gdy system jest w trybie admin i przyłożona zostaje nieznana karta – zostaje automatycznie dodana do bazy z rolą ‚user'. To uproszczony mechanizm przeglądu kart: administrator używa swój token, potem każda nowa karta jest automatycznie rejestrowana. Zielony sygnał z napisem ‚Nowa karta dodana' na OLED.

Uwaga: OLED SSD1306 4-pinowy I²C

Moduł OLED z zestawu ma 4 piny: GND, VCC, SCL, SDA. Podłącz SCL do GPIO 5 (pin 7) i SDA do GPIO 4 (pin 6). Biblioteka ssd1306 jest wbudowana w oficjalny firmware MicroPython dla Pico – nie trzeba nic instalować.

Jeśli OLED nie odpowiada: sprawdź adres I²C przez skaner: ‚import machine; i2c=machine.I2C(0,sda=machine.Pin(4),scl=machine.Pin(5)); print(i2c.scan())' – typowy adres to 0x3C lub 0x3D.

Kod projektu

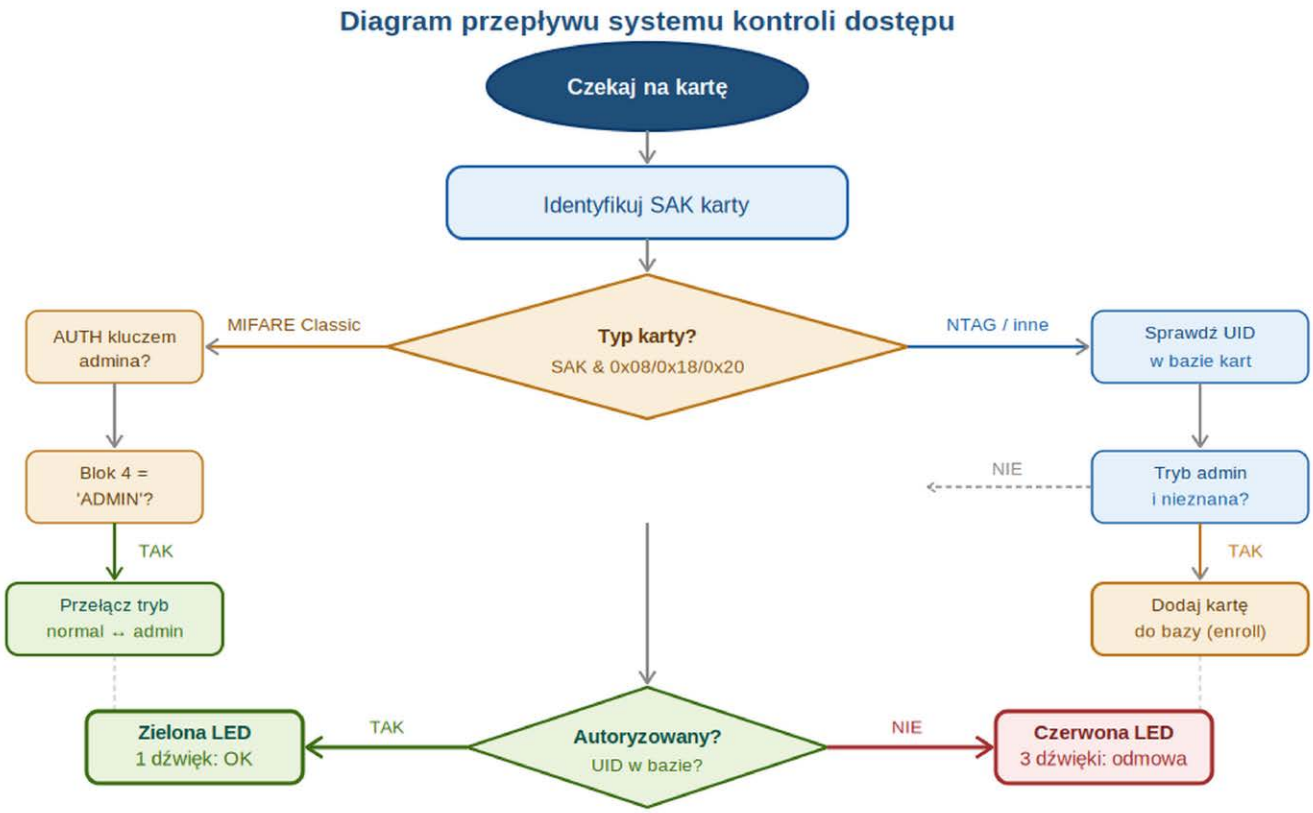
Projekt składa się z trzech plików: access_control.py z klasą główną, setup_cards.py do konfiguracji kart i main10.py jako punkt wejścia. Wszystkie pliki z poprzednich rozdziałów (pn532.py, iso14443.py, mifare_classic.py, ntag216.py, ndef.py itd.) muszą być na Pico.

Uruchomienie krok po kroku

Krok 1: wgraj wszystkie pliki na Pico

Na Pico musi być komplet plików z całego kursu oraz nowe trzy pliki projektu. Lista plików:

- pn532.py – warstwa 1 (rozdział 1)
- iso14443.py – warstwa 2 (rozdział 2)
- mifare_classic.py – warstwa 3a (rozdział 3)
- access_bits.py – kalkulator bitów (rozdział 4)



Rysunek 2. Diagram przepływu systemu: identyfikacja SAK → rozgałęzienie na MIFARE Classic (autentykacja kluczem admina) i NTAG/inne (sprawdzenie UID w bazie). Dostęp przyznany: zielona LED + 1 dźwięk. Odmowa: czerwona LED + 3 dźwięki. Tryb admin: przegląd nieznanych kart

eprasa.pl 19a5b96348

```
# Listing 1: access_control.py – system kontroli dostępu
# Projekt końcowy, rozdział 10
# Łączy: PN532, ISO14443, NTAG216, MifareClassic, NDEF, LED, buzzer, OLED

import time
from machine import SPI, I²C, Pin, PWM

# Warstwy 1–4
from pn532      import PN532
from iso14443   import ISO14443
from ntag216    import Ntag216
from mifare_classic import MifareClassic, DEFAULT_KEY, KEY_A
from ndef       import NdefMessage, NdefRecord

# OLED SSD1306 – wbudowana biblioteka MicroPython
from ssd1306    import SSD1306_I²C

# ── Piny sprzętowe ──────────────────────────────────────────
PIN_LED_GREEN  = 20   # LED zielona – dostęp przyznany
PIN_LED_RED    = 21   # LED czerwona – dostęp odrzucony
PIN_BUZZER     = 22   # aktywny buzzer
PIN_I²C_SDA    = 4    # OLED SDA
PIN_I²C_SCL    = 5    # OLED SCL

# ── Baza autoryzowanych kart ────────────────────────────────
# Klucz: UID jako hex string (małe litery, bez separatorów)
# Wartość: słownik z danymi użytkownika
AUTHORIZED_CARDS = {
    'deadbeef':         {'name': 'Jan Kowalski',  'role': 'admin'},
    '041a2b3c4d5e6f':   {'name': 'Anna Nowak',    'role': 'user'},
    '04aabbccddeeff':   {'name': 'Test NTAG216', 'role': 'user'},
}

# UID tokenu administracyjnego (MIFARE Classic z własnym kluczem)
ADMIN_TOKEN_UID = bytes.fromhex('deadbeef')
ADMIN_KEY_A     = bytes([0xA0, 0xA1, 0xA2, 0xA3, 0xA4, 0xA5])


class AccessController:
    """System kontroli dostępu łączący wszystkie warstwy kursu.

    Obsługuje dwa typy kart:
    - NTAG216: karty użytkowników (odczyt UID i NDEF z imieniem)
    - MIFARE Classic: token administratora (autentykacja kluczem)
    """

    def __init__(self):
        # ── SPI + PN532 (warstwa 1) ──────────────────────────
        spi = SPI(0, baudrate=1_000_000, polarity=0, phase=0,
                  sck=Pin(18), mosi=Pin(19), miso=Pin(16))
        self._pn532  = PN532(spi=spi, cs_pin=17)

        # ── ISO 14443 (warstwa 2) ────────────────────────────
        self._iso    = ISO14443(self._pn532)

        # ── Warstwy 3 ────────────────────────────────────────
        self._ntag   = Ntag216(self._iso)
        self._mifare = MifareClassic(self._iso)

        # ── I²C + OLED ───────────────────────────────────────
        i2c = I²C(0, sda=Pin(PIN_I²C_SDA), scl=Pin(PIN_I²C_SCL),
                  freq=400_000)
        self._oled   = SSD1306_I²C(128, 64, i2c)

        # ── Sygnalizacja ─────────────────────────────────────
        self._led_g  = Pin(PIN_LED_GREEN, Pin.OUT, value=0)
        self._led_r  = Pin(PIN_LED_RED,   Pin.OUT, value=0)
        self._buzz   = Pin(PIN_BUZZER,    Pin.OUT, value=0)

        # ── Stan systemu ─────────────────────────────────────
        self._log    = []   # ostatnie 5 zdarzeń
        self._mode   = 'normal'   # 'normal' lub 'admin'

    # ── Sygnalizacja ────────────────────────────────────────

    def _signal_ok(self):
        """Sygnał dostępu – zielona LED + 1 krótki dźwięk."""
        self._led_g.on()
```


eprasa.pl 19a5b96348

```
        self._buzz.on(); time.sleep_ms(100); self._buzz.off()
        time.sleep_ms(900)
        self._led_g.off()

    def _signal_fail(self):
        """Sygnał odmowy – czerwona LED + 3 krótkie dźwięki."""
        self._led_r.on()
        for _ in range(3):
            self._buzz.on(); time.sleep_ms(80)
            self._buzz.off(); time.sleep_ms(80)
        time.sleep_ms(760)
        self._led_r.off()

    def _signal_admin(self):
        """Sygnał trybu admina – naprzemienne mignięcia LED."""
        for _ in range(3):
            self._led_g.on(); self._led_r.on()
            time.sleep_ms(150)
            self._led_g.off(); self._led_r.off()
            time.sleep_ms(150)

    # ── Wyświetlacz OLED ──────────────────────────────────────

    def _oled_idle(self):
        self._oled.fill(0)
        self._oled.text('System gotowy', 0, 0)
        self._oled.text('Przyloz karte', 0, 16)
        self._oled.text(f'Tryb: {self._mode}', 0, 40)
        self._oled.show()

    def _oled_card(self, uid_hex, name, status):
        self._oled.fill(0)
        self._oled.text('UID:', 0, 0)
        self._oled.text(uid_hex[:16], 0, 12)
        self._oled.text(name[:16], 0, 28)
        icon = 'DOSTEP OK' if status else 'ODMOWA'
        self._oled.text(icon, 0, 48)
        self._oled.show()

    # ── Logowanie ─────────────────────────────────────────────

    def _log_event(self, uid_hex, name, granted):
        ts = time.time()
        entry = {'uid': uid_hex, 'name': name, 'ok': granted, 'ts': ts}
        self._log.append(entry)
        if len(self._log) > 50:
            self._log.pop(0)

    # ── Obsługa kart ──────────────────────────────────────────

    def _handle_ntag(self, karta):
        """Obsłuż kartę NTAG216 – odczytaj UID i sprawdź autoryzację."""
        uid_hex = karta.uid.hex()
        user    = AUTHORIZED_CARDS.get(uid_hex)
        name    = user['name'] if user else 'Nieznana karta'
        granted = user is not None

        # Opcjonalnie: odczytaj imię z rekordu NDEF na karcie
        try:
            raw = self._ntag.read_ndef()
            if raw and len(raw) > 5:
                # Prosty parser: szukaj tekstu po bajcie 'T'
                idx = raw.find(0x54)   # 'T' = typ rekordu Text
                if idx >= 0 and idx + 4 < len(raw):
                    lang_len = raw[idx+1] & 0x3F
                    name_from_ndef = raw[idx+2+lang_len:idx+2+lang_len+20]
                    if name_from_ndef:
                        name = name_from_ndef.decode('utf-8', errors='ignore')
        except Exception:
            pass   # NDEF nieobowiązkowe

        return uid_hex, name, granted

    def _handle_mifare_admin(self, karta):
        """Obsłuż token administratora – autentykacja kluczem A."""
        if karta.uid != ADMIN_TOKEN_UID:
            return False
        try:
```


eprasa.pl 19a5b96348

```
            self._mifare.authenticate(
                4, key=ADMIN_KEY_A, key_type=KEY_A, uid=karta.uid)
            block = self._mifare.read_block(4)
            # Weryfikacja: blok 4 musi zaczynać się od 'ADMIN'
            return block[:5] == b'ADMIN'
        except Exception:
            return False

    # ── Tryb administracyjny ──────────────────────────────────

    def _admin_add_card(self, karta):
        """Dodaj kartę do bazy autoryzowanych użytkowników."""
        uid_hex = karta.uid.hex()
        if uid_hex not in AUTHORIZED_CARDS:
            AUTHORIZED_CARDS[uid_hex] = {
                'name': f'Uzytkownik {uid_hex[:4]}',
                'role': 'user'
            }
            print(f'  Admin: dodano kartę {uid_hex}')
            return True
        return False

    # ── Główna pętla ──────────────────────────────────────────

    def run(self):
        """Główna pętla systemu kontroli dostępu."""
        print('System kontroli dostępu - gotowy.')
        print(f'Autoryzowanych kart: {len(AUTHORIZED_CARDS)}')
        self._oled_idle()

        while True:
            karta = self._iso.wait_for_card(timeout_ms=5_000)
            if karta is None:
                self._oled_idle()
                continue

            uid_hex = karta.uid.hex()
            print(f'Karta: UID={karta.uid_hex()}  typ={karta.type}')

            # ── Token administratora (MIFARE Classic) ─────────
            if karta.type == 'MIFARE Classic 1k':
                if self._handle_mifare_admin(karta):
                    self._mode = 'admin' if self._mode == 'normal' else 'normal'
                    self._signal_admin()
                    self._oled.fill(0)
                    self._oled.text(f'Tryb admin: {self._mode}', 0, 24)
                    self._oled.show()
                    print(f'  Tryb administratora: {self._mode}')
                    time.sleep_ms(2000)
                else:
                    # Classic ale nie admin - traktuj jak user
                    user = AUTHORIZED_CARDS.get(uid_hex)
                    granted = user is not None
                    name = user['name'] if user else 'Karta Classic'
                    self._oled_card(uid_hex, name, granted)
                    self._signal_ok() if granted else self._signal_fail()
                    self._log_event(uid_hex, name, granted)

            # ── Karta użytkownika (NTAG216 lub inne) ──────────
            else:
                uid_hex, name, granted = self._handle_ntag(karta)

                if self._mode == 'admin':
                    # W trybie admina - dodaj nieznane karty
                    if not granted:
                        self._admin_add_card(karta)
                        granted = True
                        name = 'Nowa karta dodana'

                self._oled_card(uid_hex, name, granted)
                self._signal_ok() if granted else self._signal_fail()
                self._log_event(uid_hex, name, granted)
                print(f'  {name}: {„OK” if granted else „odmowa”}')

            time.sleep_ms(500)   # debounce
```


eprasa.pl 19a5b96348

```
# Listing 2: setup_cards.py – konfiguracja kart do systemu
# Uruchom raz, żeby przygotować karty NTAG216 i token admin MIFARE

from machine import SPI, Pin
from pn532 import PN532
from iso14443 import ISO14443
from ntag216 import Ntag216, MIRROR_BOTH
from mifare_classic import MifareClassic, DEFAULT_KEY, KEY_A
from access_bits import ACCESS_READ_A_WRITE_B, validate_access_bits
from ndef import NdefMessage, NdefRecord

spi     = SPI(0, baudrate=1_000_000, polarity=0, phase=0,
              sck=Pin(18), mosi=Pin(19), miso=Pin(16))
czytnik = PN532(spi=spi, cs_pin=17)
iso     = ISO14443(czytnik)
ntag    = Ntag216(iso)
mifare  = MifareClassic(iso)

ADMIN_KEY_A = bytes([0xA0, 0xA1, 0xA2, 0xA3, 0xA4, 0xA5])
ADMIN_KEY_B = bytes([0xB0, 0xB1, 0xB2, 0xB3, 0xB4, 0xB5])

def setup_ntag_user(name, language='pl'):
    """Nagraj kartę NTAG216 z imieniem i konfiguracją mirror."""
    print(f'Przyłóż kartę NTAG216 dla: {name}...')
    karta = iso.wait_for_card(timeout_ms=15_000)
    if karta is None:
        print('Brak karty.'); return

    # Wgraj NDEF z imieniem
    msg = NdefMessage(
        NdefRecord.text(name, language=language),
        NdefRecord.uri('https://sklep.avt.pl/kurs-rfid'),
    )
    ntag.write_ndef(msg)

    # Skonfiguruj mirror UID+NFC_CNT do strony 220
    ntag.configure_mirror(MIRROR_BOTH, mirror_page=220)

    print(f'  Gotowe! UID: {karta.uid_hex()}')
    print(f'  NDEF: {len(msg.to_bytes())} B, mirror str.220')
    print(f'  Dodaj do AUTHORIZED_CARDS:')
    print(f'  "{karta.uid.hex()}": {{"name": "{name}", "role": "user"}}')

def setup_admin_token():
    """Nagraj token administratora (MIFARE Classic z własnym kluczem)."""
    print('Przyłóż kartę MIFARE Classic na token administratora...')
    karta = iso.wait_for_card(timeout_ms=15_000)
    if karta is None:
        print('Brak karty.'); return

    if 'Classic' not in karta.type:
        print(f'Potrzebna karta MIFARE Classic, masz: {karta.type}'); return

    # Zmień klucze w sektorze 1 (bloki 4-7)
    mifare.write_trailer(
        sector_num=1,
        key_a=ADMIN_KEY_A,
        access_bits=ACCESS_READ_A_WRITE_B,
        key_b=ADMIN_KEY_B,
        uid=karta.uid,
    )

    # Wpisz sygnaturę do bloku 4
    mifare.authenticate(4, key=ADMIN_KEY_A, uid=karta.uid)
    mifare.write_block(4, b'ADMIN TOKEN RFID')

    print(f'  Token admin gotowy! UID: {karta.uid_hex()}')
    print(f'  Ustaw ADMIN_TOKEN_UID = bytes.fromhex("{karta.uid.hex()}")')

# ── Uruchom konfigurację ──────────────────────────────────
print('=== Konfiguracja kart do systemu kontroli dostępu ===')
print('1. Token administratora (MIFARE Classic)')
print('2. Karta użytkownika (NTAG216)')
wybor = input('Co konfigurować? (1/2): ').strip()

if wybor == '1':
    setup_admin_token()
elif wybor == '2':
    imie = input('Imię i nazwisko: ').strip()
    setup_ntag_user(imie)
else:
    print('Nieznana opcja.')
```


eprasa.pl 19a5b96348

```
# Listing 3: main10.py - punkt wejścia projektu
from access_control import AccessController

ctrl = AccessController()
ctrl.run()
```

- mifare_ultralight.py, mifare_ultralight_ev1.py – warstwa 3a EV1 (rozdział 5)
- ntag216.py – warstwa 3b (rozdział 6)
- ndef.py – warstwa 4 (rozdział 7)
- access_control.py, setup_cards.py, main10.py – projekt (rozdział 10)

Krok 2: skonfiguruj karty przez setup_cards.py

Uruchom setup_cards.py i podążaj za instrukcjami. Dla tokenu admina: przyłóż kartę MIFARE Classic z zestawu i potwierdź. Program zmieni klucze i wpisze sygnaturę ‚ADMIN' do bloku 4. Skopiuj wypisany UID do stałej ADMIN_TOKEN_UID w access_control.py.

Dla kart użytkowników: uruchom setup_cards.py ponownie, wybierz opcję 2, wpisz imię i przyłóż kartę NTAG216. Program wgra NDEF z imieniem, ustawi mirror UID+NFC_CNT i wypisze linię do wklejenia do słownika AUTHORIZED_CARDS.

Krok 3: uruchom main10.py

Uruchom main10.py i odłącz kabel USB od Thonny (lub uruchom main10.py jako boot.py żeby system startował automatycznie po włączeniu zasilania). System jest gotowy gdy na OLED pojawi się ‚System gotowy / Przyloz karte'.

Co dalej – możliwe rozszerzenia

System kontroli dostępu, który właśnie zbudowałeś, to pełnoprawny projekt RFID – nie demo, nie zabawka. Kilka kierunków, w których można go rozwinąć:

- Trwała baza kart w JSON – zapisz AUTHORIZED_CARDS do pliku cards.json w flash Pico przez moduł json. Baza przeżyje restart.
- Logo dostępu na karcie microSD – Pico obsługuje karty SD przez SPI. Zapisuj każde zdarzenie do pliku CSV z timestampem (moduł utime.localtime() z synchronizacją przez RTC).

Wynik w konsoli po przyłożeniu autoryzowanej karty

```
System kontroli dostępu – gotowy.
Autoryzowanych kart: 3
Karta: UID=04:1a:2b:3c:4d:5e:6f  typ=MIFARE Ultralight / NTAG
  Anna Nowak: OK
Karta: UID=de:ad:be:ef  typ=MIFARE Classic 1k
  Tryb administratora: admin
Karta: UID=11:22:33:44:55:66:77  typ=MIFARE Ultralight / NTAG
  Uzytkownik 1122: OK  (nowa karta dodana w trybie admin)
```

Autonomiczna praca bez komputera

Żeby system działał samodzielnie po odłączeniu USB, skopiuj main10.py do pliku boot.py na Pico (lub utwórz plik main.py). Pico uruchamia main.py automatycznie przy starcie.

Zasilanie: Pico działa z 5 V przez pin VSYS (pin 39) lub port micro-USB. Wystarczy zasilacz 5 V / 500 mA.

Trwała baza kart: słownik AUTHORIZED_CARDS jest w RAM – resetuje się po restarcie. Dla trwałej bazy użyj ‚import json' i zapisuj do pliku cards.json w flash Pico.

- Serwer WWW – Pico W (wersja z Wi-Fi) może wystawiać prosty serwer HTTP. Podgląd logów i zarządzanie kartami przez przeglądarkę.
- Przekaźnik – zamiast LED podłącz przekaźnik SSR (Solid State Relay) i steruj elektrozamkiem lub elektrozaworową kłódką.
- Drugi PN532 w trybie emulacji – jeden Pico czyta karty, drugi emuluje token administracyjny bez fizycznej karty MIFARE.

Podsumowanie kursu

Dziesięć rozdziałów, jedna biblioteka, jedna zasada: każda warstwa zna tylko warstwę bezpośrednio niżej. Zaczęliśmy od surowych ramek SPI do PN532, a skończyliśmy na systemie kontroli dostępu z OLED, buzzerem i dwoma rodzajami kart. Po drodze poznaliśmy MIFARE Classic i jego słabości, Ultralight bez kryptografii, NTAG216 z mirror, format NDEF, ISO 14443-4 z DESFire i emulację karty przez PN532.

Architektura warstwowa sprawdziła się w praktyce. main10.py ma kilka linii. access_control.py importuje gotowe klasy i łączy je logiką biznesową. Żadna z klas wyższych warstw nie wie, co to SPI. Jeśli jutro PN532 zostanie zastąpiony innym układem – zmieniamy tylko pn532.py i cała reszta działa dalej.

Zestaw do kursu RFID dostępny w sklep.avt.pl zawiera wszystkie elementy potrzebne do zrealizowania każdego rozdziału i projektu końcowego. Kod całego kursu dostępny w repozytorium: https://ep.com.pl/files/bnh/13794-kurs_rfid_pn532_-_listingi.zip.

Pracownia Konstrukcyjna

Kompletna lista plików kursu na Pico

Warstwa 1: pn532.py
Warstwa 2: iso14443.py · iso14443_4.py
Warstwa 3a: mifare_classic.py · access_bits.py
Warstwa 3a: mifare_ultralight.py · mifare_ultralight_ev1.py
Warstwa 3b: ntag216.py
Warstwa 4: ndef.py

Specjalna: card_emulator.py

Projekt: access_control.py · setup_cards.py · main10.py

Łącznie: 13 plików · ok. 1500 linii kodu MicroPython

eprasa.pl 19a5b96348

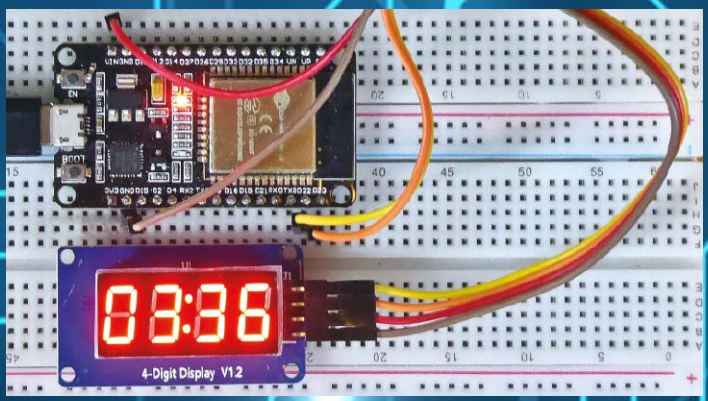
ELEKTRONIKA dla wszystkich

W wydaniu listopadowym m.in.:









PROJEKTY dla elektroników

- Analizator sygnałów mieszanych na Raspberry Pi Pico
- Symulator szumu fal morskich
- Komputer Pico – terminal z modułem Raspberry Pi

DIY dla wszystkich

- Bezbateryjny wyświetlacz e-papierowy
- Pomiar pH w systemie hydroponicznym
- Zliczanie drobnych elementów z wykorzystaniem platformy Edge Impulse

TUTORIALE

- Nauka elektroniki z modułem ESP32, część 4. Wyświetlacze LED
- Chirurgia obwodowa: Rezystancja sterowana elektronicznie, część 4
- Edukacja w EdW dla szkół i uczelni: Wykład 47: Praca z impulsami
- Audio OUT: Dyskretny wzmacniacz operacyjny, część 1

JUNIOR

- Dwudzieste dziewiąte spotkanie z najmłodszymi pasjonatami elektroniki

www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 19a5b03348

Elektronik w krainie Pingwinów



W życiu każdego bardziej zaawansowanego elektronika nadchodzi moment, w którym nie ma wyboru i musi się zmierzyć z Linuksem. Zwykły użytkownik peceta zwykle unikał takich eskapad, gdyż Windows działa, a w krainie Pingwinów ponoć żyją smoki. Jednakże są takie chwile, gdy nie ma wyboru i trzeba wybrać się do tej krainy, czasem tylko na wakacje, a czasami na dłuższy pobyt.

Moje wyprawy do krainy Pingwinów mają długą historię, liczącą ponad 25 lat. Z większości z nich, szczególnie za młodu, wróciłem po krótkim czasie, ledwo uchodząc z życiem i zdrowymi zmysłami. W późniejszych latach wyprawy moje stały się nieco łatwiejsze, lata doświadczeń, mentalne blizny oraz przewodnik „The UNIX-HATERS Handbook" [1] pomogły mi przeżyć. Ale i sama kraina się zmieniła – w dziczy pojawiły się oznaki cywilizacji. Za to w krainie Okienek zaczęła się mała apokalipsa, więc wyboru za bardzo nie miałem. Spakowałem więc plecak, naostrzyłem maczetę i ruszyłem na podbój tej tajemniczej krainy. A com tam przeżył, opisuję poniżej.

Przygotowania i pierwsze wyprawy

Od dłuższego czasu borykałem się z losowymi restartami komputera pod kontrolą Windows 11. Nie chciałem jednak reinstalować systemu na czysto, gdyż jeden z programów, który kupiłem lata temu, jest już niedostępny do pobrania, a jego pliki instalacyjne straciłem w awarii dysku twardego. Narzędziem tym był zestaw głosów IVONA 2, których od lat używałem jako alternatywy dla systemowego syntezatora mowy. Rosnąca niestabilność systemu jednak zmusiła mnie do podjęcia działania. Przyczyny problemów nie mogłem zdiagnozować, aktualizacje nie chciały się instalować, a w pewnym momencie nawet zegar systemowy przestał działać poprawnie. Zacząłem więc stosowne przygotowania na wypadek, gdyby coś poszło katastrofalnie nie tak.

Pierwszym krokiem był zakup drugiego dysku SSD i jego instalacja. Potem, używając narzędzia YUMI, przygotowałem pendrive z licznymi obrazami systemowymi. Poza instalatorem Windows 11 dodałem obrazy dla Ubuntu, antiX, Zorin OS, Tiny Core Linux, VoidPup oraz Linux Mint Debian Edition. Listę uzupełnia obraz Ultimate Boot CD zawierający bogatą kolekcję narzędzi diagnostycznych. Po restarcie i wyborze bootowania z przygotowanego napędu wybór padł na Ubuntu, jako iż jest to jedna z najpopularniejszych dystrybucji Linuksa, przeznaczona dla początkujących użytkowników. To nie było moje pierwsze spotkanie z tym systemem. Pierwszy raz napotkałem Ubuntu prawie 20 lat temu, jednak wtedy system nie był kompatybilny z moim ówczesnym komputerem. Kolega, który jest zatwardziałym pingwiniarzem, powiedział mi wtedy, iż muszę kupić komputer pod Linuksa. W tamtych czasach Windows XP po prostu działał, a Vista dopiero zaczynała zapychać dyski systemowe folderem WinSxS zawierającym same linki symboliczne, które widziane były nie jako małe pliki liczące kilkaset bajtów, lecz jako liczące dziesiątki megabajtów pliki, do których linkowały, zapełniając partycję niczym. Wtedy pod Ubuntu z ledwością udało mi się skonfigurować GPU, by mieć obraz w rozdzielczości wyższej niż 640×480. Na pisaniu tajemniczych inkantacji w terminalu i edytowaniu dziwnych plików spędziłem wtedy wiele godzin. Moim największym sukcesem wtedy było odpalenie gry z Windowsa za pomocą WINE. Co prawda nie miałem w ogóle efektów oświetlenia i cieni, a obraz wyglądał płasko, ale było to ciekawe i surrealistyczne doświadczenie.

Pierwszym pozytywnym zaskoczeniem było to, iż Ubuntu wystartowało bez problemów i z automatu wczytało wszystkie sterowniki, ustawiając odpowiednią rozdzielczość ekranu i rozpoznając obie karty sieciowe – coś, z czym w dawnych czasach były kłopoty. Od razu też mamy wybór: instalacja czy praca w wersji Live. Wybrałem

eprasa.pl 19a5b96348

instalację. Pierwszy zgrzyt: skróty ułatwień dostępu nie działają. A dokładniej nie działa funkcja odwracania kolorów, o której w internecie było napisane, iż jest dostępna. Okazuje się, iż środowisko GNOME wymaga instalacji najpierw w ogóle funkcji rozszerzeń, a potem konkretnego rozszerzenia ze strony. Na szczęście dostępny był motyw ciemny w ustawieniach. Instalacja była bardzo szybka, i po kilkunastu minutach miałem Ubuntu na dysku i na ekranie. I tu pierwszy zgrzyt – internet nie działa. Z jakiegoś powodu Ubuntu wyłączyło połączenie przewodowe, a Wi-Fi w komputerze w ogóle nie mam. Kliknięcie opcji w menu ukrytym w narożniku rozwiązało ten problem. Poza tym drobiazgiem pierwsze wrażenia miałem jak najbardziej pozytywne. Drugi zgrzyt napotkał mnie, gdy chciałem zajrzeć na dysk systemowy Windows. Otóż nie mogłem go odnaleźć. Przed wyprawą nadałem wszystkim dyskom przyjazne nazwy, i Ubuntu wszystkie zamontował poprawnie. Z wyjątkiem partycji „Dysk Systemowy". Linux wspiera długie nazwy i spacje w nazwach, ale ich nie lubi. Zmiana nazwy partycji na „Systemowy" rozwiązała problem. Wymagało to powrotu do Windowsa, ale tylko na chwilę. Sam powrót zakończył się nagłym restartem, więc wyruszyłem do Ubuntu. Dysk się pojawił, ale był nadal niedostępny. Co poszło nie tak? Musiałem sięgnąć po drastyczne środki.

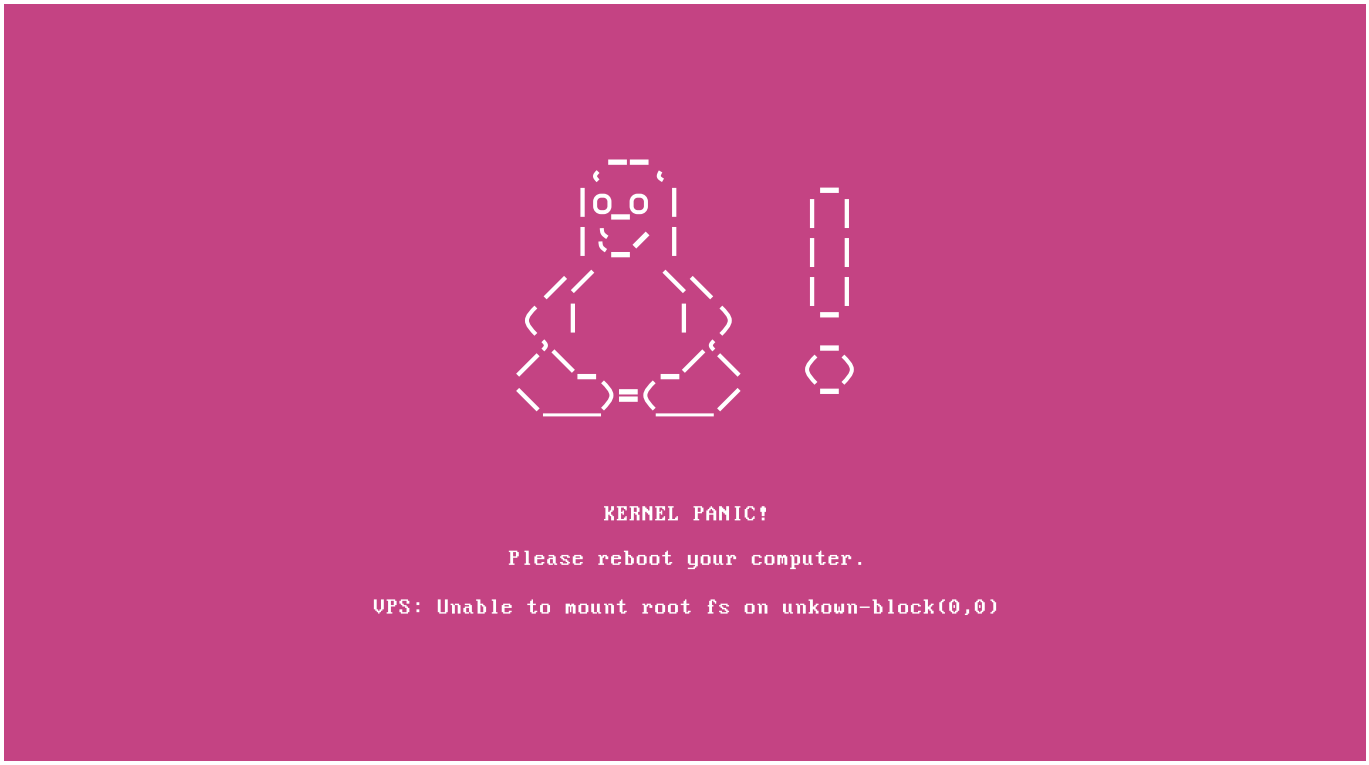
Jednym z aspektów Linuksa, których od zawsze nie lubiłem, był terminal. Oczywiście, kto zaczynał w czasach DOS-a i Windows 3.11, a potem miał Windows 98SE przez długi czas, ten zna wiersz poleceń. Ale Linux jest trochę inny. Komendy są inne, i często mają głupie lub niejasne nazwy, niewyjaśniające ich zastosowania. Sięgnąć po terminal i pisać tajemne inkantacje, by egzorcyzmować system, jednak musiałem. Trzy komendy później odkryłem przyczynę problemu i dysk przywróciłem do widoczności – Windows uszkodził dane o hibernacji i dlatego dysku Linux otworzyć nie mógł. Zwykle po restarcie Windows sam naprawia problem, który stworzył. Przy okazji, będąc w terminalu, zabrałem się za instalację i konfigurację paru rzeczy oraz aktualizację GRUB-a. Po to głównie, by przy starcie domyślną opcją w menu tego bootloadera był Windows – to z myślą o rodzinie. Nie wiem, może to kwestia wieku, albo może faktu, iż przez ostatni rok codziennie musiałem wpisywać polecenia w terminalu Windows, by system choćby chwilowo ustabilizować, ale terminal w Ubuntu nie był aż taki straszny, jak go pamiętałem. Ba, zwykły użytkownik w ogóle nie musi do niego sięgać w większości przypadków. Te wczesne wyprawy do krainy Pingwinów zakończyła konfiguracja przeglądarki i klienta poczty. I tu dwa zgrzyty, których przyczyna jest po stronie Mozilli. Thunderbird może stworzyć skompresowany plik profilu mający więcej niż 2 GB (ale na to marudzi), ale nie może takiego pliku odczytać, by profil przywrócić. Firefox nie ma problemów z synchronizacją ustawień, z wyjątkiem paru rozszerzeń, ale zupełnie nie jest w stanie wgrać ikonek stron (*favicons*) – ten plik trzeba ręcznie skopiować. Po tych dodatkowych zgrzytach zdecydowałem się wrócić do kraju Okienek. Ale niestety nie na długo.

Okienkowiec na uchodźstwie

Pewnego pięknego dnia Windows wziął i przestał działać. Zupełnie i całkowicie. Błąd systemu był nienaprawialny. W efekcie musiałem się przerzucić na Ubuntu i skopiować co istotniejsze pliki z partycji systemowej, głównie dane użytkownika i dokumenty. Tu pojawił się kolejny zgrzyt, który odkryłem za późno – Ubuntu nie każdy plik pozwoliło skopiować. Co poszło nie tak? Ubuntu jest Linuksem, a cała rodzina Linuksów jest funkcjonalną kopią rodziny Unix (do której należy też BSD). Jedną z cech łączących to multiwersum jest podejście do bezpieczeństwa plików. Zapomniałem o tym i przed kopiowaniem nie zmieniłem uprawnień. Część plików i katalogów w ogóle nie została skopiowana, a część mogłem skopiować, ale potem nie mogłem ich przenieść w drugą stronę, dopóki nie zmieniłem uprawnień na „pełny dostęp". Na szczęście jedyne, co straciłem, to moja stara instalacja Minecraft w wersji 1.12.2 z dwiema setkami modów, której nie odpalałem od kilku lat.

Z ciężkim bólem serca zainstalowałem system na nowo, formatując dysk systemowy – proces trwał tylko cztery godziny. Ubuntu zrobiło to zdecydowanie szybciej i nie potrzebowało dwóch godzin, by pobrać aktualizacje, jednocześnie próbując wcisnąć mi subskrypcje pakietu Office czy OneDrive. Przy okazji system Microsoftu z automatu instaluje sztuczną inteligencję, by suplementowała naturalną głupotę (głównie amerykańskich) użytkowników. Na co to komu, nie wiem. Mnie się nie przyda, ale o zdanie mnie nie pytano. I tu znów kamyk do ogródka krainy Pingwinów – każdy instalator Linuksa, odkąd pamiętam, pozwala wybrać składniki, które zostaną zainstalowane. Oczywiście są pewne opcje domyślne w większości instalatorów, ale na przykład Arch Linux jest znany z tego, iż użytkownik musi z góry określić, co chce mieć zainstalowane i jak ustawione. Wymaga to nieco więcej wiedzy i doświadczenia w krainie Pingwinów, ale zaawansowani użytkownicy lubią taką wolność. Tymczasem po instalacji Windowsa moim kolejnym krokiem była instalacja sterowników. Domyślnie Windows ma swoje własne, często uniwersalne sterowniki, ale jak coś jest do wszystkiego, to z reguły jest do niczego, więc tego kroku nie wypada pomijać. Najważniejszy jest przy tym sterownik GPU. I tu znów przewaga Linuksa – jak tylko producenci kart udostępnili sterowniki, systemy z rodziny Linux instalują je z automatu, i to w najnowszej, dostępnej wersji. Nie widziałem, by Windows 11 kiedykolwiek to robił.

eprasa.pl 19a5b96348



Rysunek 1. Ekran kernel panic w Ubuntu – coś, co nie zdarza się zbyt często

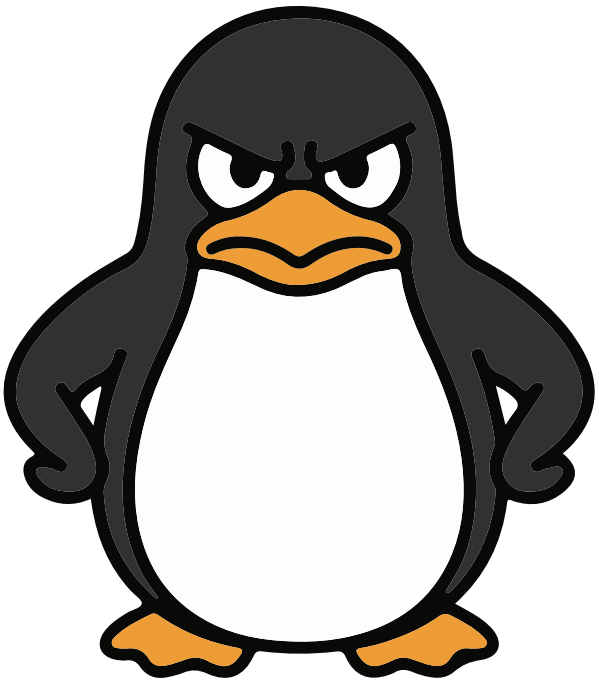
Po instalacji sterowników utworzyłem punkt przywracania systemu, a potem zabrałem się za instalację aplikacji. Ale powoli, bo reszta rodziny chciała koniecznie dostępu do komputera, więc musiałem dawać im doń dostęp, pod Ubuntu. Przy okazji sam testowałem opcje ułatwień dostępu pod tą odmianą Linuksa. Szczerze pisząc, to nie jest do końca przyjazny system. Instalacja rozszerzenia do GNOME odwracającego kolory (preferuję jasne litery na ciemnym tle) wymaga odwiedzenia strony internetowej, której twórcy nie słyszeli ani o ułatwieniach dostępu, ani o trybie wysokiego kontrastu, ani nawet o zwykłym kontraście. Szare litery na białym tle. Tfu! Ubuntu ma też wbudowany syntezator mowy i czytnik ekranu podobny do Narratora dostępnego w Windows, o nazwie Orca. Sam głos na moje ucho oparty jest na układzie Texas Instruments TMC0280, dzięki czemu nowoczesny system operacyjny w 2026 roku brzmi jak zabawka z 1978 roku. Są alternatywy, a jakże, w tym oparte na relatywnie lekkich modelach LLM. Instalacja głównie przez terminal, a jakże. Ale to tak nie doskwiera. Doskwiera brak wygodnej aplikacji, która pozwala wgrać plik lub wkleić tekst i skonwertować go do formy audio lub zapisać jako nagranie. Pod Windowsem używam do tego aplikacji Balabolka. W zestawie z głosami IVONA 2 była też aplikacja IVONA Reader, potomek innej aplikacji, Expressivo (nie wiem, gdzie mam płytę z tą aplikacją i głosami), ale nie działa za dobrze powyżej Windowsa 7. Mógłbym głosy IVONA 2 i Balabolkę odpalić za pomocą WINE, i być może kiedyś to zrobię.

Po kilku kolejnych godzinach instalacji różnych aplikacji mogłem wrócić do Windowsa jako głównego systemu, co też uczyniłem. Oczywiście system się zrestartował parę razy w sposób niespodziewany, ale dzięki temu, iż jest relatywnie czysty i nie jest „styrany życiem”, tym razem logi pozwoliły zawęzić problem do aspektu sprzętowego. Tylko to mnie trochę dziwi, bo Ubuntu nawet po kilku godzinach ciągłego używania nie zgłaszało żadnych problemów sprzętowych, ani się nie zawiesiło, nie zresetowało ani nie wywaliło żadnego ekranu śmierci. Czy Linux w ogóle ma ekran śmierci? Okazuje się, że tak, ale prawie nikt go nie widział. Rysunek 1 przedstawia to unikalne doświadczenie.

Narzędzia, aplikacje, gry

Na co dzień korzystam z wielu darmowych aplikacji, w tym z dużej kolekcji aplikacji Open Source. Dla przykładu słowa te piszę w LibreOffice Writer. Przejście do Linuksa nie jest więc zbyt wielkim problemem, bo prawie wszystkie aplikacje o otwartych źródłach pochodzą właśnie z tych systemów. Nie obejmuje to jednak wszystkiego. Niektóre aplikacje, zwłaszcza komercyjne, nie występują pod Linuksem. Dobrymi przykładami są Autodesk Fusion i DipTrace. Są jednak ich linuksowe odpowiedniki, jak FreeCAD i KiCad. FreeCAD w ostatnich latach znacząco się poprawił pod względem interfejsu, ale wciąż mu wiele brakuje do aplikacji komercyjnych. Próbowałem używać ostatniej wersji, ale nie było to miłe doświadczenie. Większe sukcesy miałem z KiCad, ale ten program ma dziwną filozofię działania. W DipTrace każdy komponent

eprasa.pl 19a5b96348



ma przypisaną obudowę, więc na etapie projektowania schematu wybiera się konkretny element, na przykład mikrokontroler w obudowie DIP, SOIC albo TQFP. W KiCad robi się to, przechodząc do edytora PCB, gdzie trzeba palcem wskazać rodzaj obudowy. Przynajmniej tak było, jak ostatnim razem go używałem, czyli parę lat temu. Pamiętam też, że rysując schemat, jeśli przesunąłem element, to i linie łączące ten komponent z innymi musiałem przesunąć. DipTrace „przypina" połączenia. KiCad pod wieloma względami przypomina inny, komercyjny program, EAGLE, i jest to niemiłe dla mnie skojarzenie.

To jest ogólnie moje wieloletnie doświadczenie z Linuksem i Open Source – popularne aplikacje i narzędzia są dobre, często nawet lepsze od płatnych czy zamkniętych odpowiedników, ale wiele zaawansowanych narzędzi i programów jest zwyczajnie niedopracowanych, nieintuicyjna lub niekompletna. Szkoda, bo Linux jako alternatywa dla systemu Microsoftu ma wiele do zaoferowania, a Ubuntu w tej chwili jest równie przyjazne i łatwe w instalacji i codziennym użyciu, co Windows XP. Wszystko po prostu i zwyczajnie działa. Nie jest idealnie, ale jest dobrze, i widać, iż będzie jeszcze lepiej. Obecnie coraz popularniejsze staje się rozwiązanie o nazwie Flatpak, czyli sposób instalacji aplikacji linuksowych, który uniezależnia je od dystrybucji. Wszystkie aplikacje są uruchamiane w niezależnych piaskownicach, i każda korzysta z tego samego zestawu uniwersalnych bibliotek. Coś takiego Microsoft robił i nadal robi za pomocą bibliotek DLL, środowiska Visual Studio czy .NET Framework. Język Java z kolei używa wirtualnej maszyny, by oddzielić to, co robi program, od tego, co potrafi system operacyjny przez tę warstwę abstrakcji. Nie zdziwiłoby mnie, gdyby za kilka lat Microsoft dodał obsługę Flatpaka do Windowsa, tak jak dodał Windows Subsystem for Linux (WSL) instalujący elementy wybranej dystrybucji Linuksa, by móc odpalać aplikacje dla niej skompilowane.

Jednak prawdziwą rewolucję zapoczątkowała firma Valve, tworząc SteamOS, Steam Deck i Proton. Proton to opracowane we współpracy z CodeWeavers rozwiązanie pozwalające uruchamiać znakomitą większość gier dostępnych na Steam w systemach Linux. Proton wykorzystuje WINE jako bazę, dodając własne biblioteki tłumaczące polecenia Direct3D w wersjach od 8 do 12 na komendy Vulkan. Valve zbudowało własny system operacyjny oparty na Arch Linux – SteamOS. System ten jest zainstalowany na konsoli Steam Deck i jest przyczyną jej sukcesu. Gracze dość szybko zauważyli, iż lekka dystrybucja Linuksa w połączeniu z Protonem pozwala uzyskać większą wydajność w grach. Valve przygotowało wersję Steam dla Linuksa, dzięki czemu na Linuksie można grać w fajne gry. Równolegle sam Microsoft doprowadził do spadku wydajności Windowsa dla graczy, problemów ze stabilnością i powoli rosnącego zaśmiecenia systemu przez ich średnio udane rozwiązania AI, o które nikt nie prosił. Przez to coraz więcej użytkowników przerzuca się na Linuksa jako system do codziennej pracy i zabawy. Mnie to nie dziwi, a wręcz cieszy – im większa baza użytkowników, tym więcej dużych firm zdecyduje się na migrację na tę platformę. Już teraz Epic Games pracuje nad wersją swojego launchera dla Linuksa oraz nad rozwiązaniem anticheat dla gier sieciowych (obecnie oszukiwanie w multiplayerze na Linuksie jest łatwiejsze niż na Windowsie). Plus, kolejne państwa rezygnują z oprogramowania i usług sieciowych czy chmur Microsoftu, Amazona i Google na rzecz rozwiązań opartych na wolnym oprogramowaniu. Im więcej państw, instytucji i firm przerzuci się na rozwiązania Open Source, tym więcej pieniędzy trafi do deweloperów i tym większa będzie presja wywierana na firmy komercyjne, by też na Linuksa migrować. Tu warto wspomnieć projekt Blender, który rozwijał się powoli, choć miał tragiczne i niewygodne GUI. Duże studia filmowe zajmujące się zarówno filmami animowanymi, jak i efektami specjalnymi w filmach aktorskich, a także studia tworzące gry komputerowe zaczęły finansować ten projekt, dzięki czemu w ciągu kilku ostatnich lat Blender został mocno rozwinięty, a interfejs użytkownika przestał tego użytkownika nienawidzić.

Na koniec warto dodać jeszcze jeden punkt: wiele rozwiązań wbudowanych (*embedded*) opartych jest na jakimś wariancie Linuksa albo ma środowiska programistyczne stworzone pod Linuksa. Kraina Pingwinów od zawsze była ziemią obiecaną programistów, i dlatego po stronie serwerowej czy na superkomputerach Linux rządzi. Sam przez lata byłem sceptyczny, ale po kilku nieudanych próbach użycia WSL przy okazji recenzji różnych

eprasa.pl 19a5b96348

zestawów rozwojowych chyba już na zawsze ten aspekt mojej pracy zostanie przeniesiony na Ubuntu (albo inną dystrybucję – w końcu mogę mieć więcej niż jedną). Pozostanie jeszcze sprawdzenie, czy DipTrace da się uruchomić przez WINE.

Warto wspomnieć o jeszcze jednej, ciekawej perspektywie przyszłości. Otóż grupa programistów zmęczona niemoralnymi praktykami subskrypcyjnymi Adobe i Microsoftu postanowiła stworzyć alternatywy Open Source, które będą lepsze od obecnych opcji. Ich metoda to skopiować funkcjonalność i GUI komercyjnych programów za pomocą modelu Claude i stworzyć/wygenerować wersje Open Source. Ponieważ nie zamierzają celowo kopiować chronionego prawem autorskim kodu źródłowego ani zastrzeżonej ikonografii, tworząc zasadniczo implementację typu Clean Room, są w teorii chronieni przed potencjalnym pozwem. Metodę Clean Room jako pierwsza zastosowała firma Compaq, realizując projekt klona komputera IBM PC. IBM udostępnił schematy, specyfikację, a nawet listing BIOS-u, ale właśnie BIOS był chroniony prawem autorskim. Compaq obszedł to, dzieląc inżynierów na dwie grupy. Jedna grupa analizowała listingi BIOS-u, pisząc specyfikację funkcji. Ta specyfikacja została przekazana drugiej grupie inżynierów, którzy nigdy nie widzieli kodu źródłowego BIOS-u IBM. Pod czujnym okiem prawników napisali własny BIOS realizujący funkcje zapisane w specyfikacji. W 1982 roku przenośny komputer Compaq trafił do sprzedaży. Potem firma Phoenix powtórzyła ten proces, z tą różnicą, iż w „czystym pokoju" był jeden programista, który nigdy wcześniej nie pracował z komputerem PC. Phoenix sprzedawał swój BIOS na licencji każdej firmie chcącej stworzyć swojego klona IBM PC. Ten proces jest obecnie naśladowany przez twórców projektu ArtCraft [2] z wykorzystaniem AI. Przed nimi jeszcze długa droga i mam wątpliwości co do jakości kodu generowanego przez AI, ale jako że to projekt Open Source, to jest spora szansa, iż ktoś dba o jego jakość. Pożyjemy, zobaczymy.

Zakończenie

Moje ostatnie wyprawy do krainy Pingwinów zakończyły się sukcesem. I choć Ubuntu w szczególności, a Linux w ogólności nadaje się do pracy na co dzień, a także do zabawy i gier, to jeszcze przyjdzie mi poczekać, aż wszystko, co jest mi potrzebne, będzie dostępne w krainie Pingwinów. Zachęcam jednak Czytelników do odwiedzenia tej krainy, jeśli tego jeszcze nie zrobili.

Paweł Kowalczyk

Spis odnośników:
[1] https://web.mit.edu/~simsong/www/ugh.pdf
[2] https://getartcraft.com/apps



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:
Wiesław Marciniak

Sekretarz Redakcji:
Dariusz Welik

Menedżer Magazynu:
Katarzyna Gugała, katarzyna.gugala@ep.com.pl

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Jakub Sobański

Zespół marketingu i reklamy:
Katarzyna Gugała, Bożena Krzykawska, Grzegorz Krzykawski

Stali współpracownicy:
Paweł Kowalczyk, Michał Kurzela, 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 19a5b96348

KURS PRAKTYCZNY AI

Praktyczne podejście. Zero marketingowej mgły!



Zyskaj **15%** rabatu

W prenumeracie tylko

~~116,00 zł~~

98,60 zł

prenumerata drukowana 4 kolejnych wydań

(zima 2026, wiosna, lato, jesień 2027)

Zamów na www.UlubionyKiosk.pl

lub zeskanuj kod QR i zaprenumeruj w 1 minutę

Wydania archiwalne (wiosna, lato, jesień 2026)
są dostępne na www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 19a5b96348