ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

Międzynarodowy magazyn elektroników konstruktorów • maj • 5/2026

Grounding

największy mit w elektronice



Z praktyki ekspertów
- Złe nawyki w projektowaniu PCB – jak je zwalczać
- Dlaczego twój zasilacz impulsowy działa w laboratorium i pada w produkcji
- Korekcja współczynnika mocy
- Metodyka projektowania impulsowych przetwornic DC/DC

Moduły z Chin
- Sipeed MaixCAM – moduł kamery AI

Projekty
- Półprzewodnikowy przekaźnik NO-NC (AVT6097)

Repetytorium
- Oscyloskopy 2026

Audio bez tajemnic
- Konwersja sygnału na niezbalansowany
- Syntezatory dźwięku

AI w elektronice
- AI wbudowane we współczesne urządzenia elektroniczne

Kurs
- Programowanie w środowisku MicroPython

Felieton
- Jak amerykańskie Big Techy używają prawa do walki z konsumentami i co z tym można zrobić?

ISSN 1230-3526 Indeks 357677

9 771230 352269 05

16 zł (w tym 8% VAT)

eprasa.pl b9ff2b3523

E-prenumerata Elektroniki Praktycznej

Twoja wiedza zawsze pod ręką!

Zyskaj 30% rabatu na roczny dostęp cyfrowy (PDF)



W e-prenumeracie zapłacisz tylko:

~~**160,00 zł**~~

112,00 zł/rok

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

Dlaczego warto?

- ✔ dostęp natychmiastowy:
  czytasz nowy numer w momencie premiery – bez czekania na listonosza
- ✔ wygoda i mobilność:
  najnowsze projekty na Twoim tablecie, laptopie lub smartfonie
- ✔ eko: wspierasz nowoczesne media bez zużycia papieru
- ✔ tylko dla prenumeratorów:
  specjalne zniżki na zakup czasopism z oferty serwisu UlubionyKiosk.pl

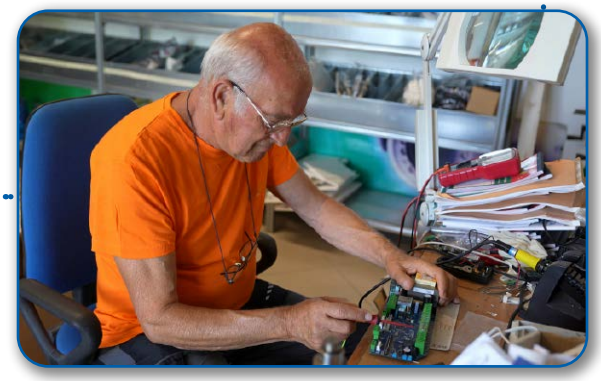
AVT-Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczynowa 11, 03–197 Warszawa
prenumerata@avt.pl | 22 257 84 22 (godz. 10.00–14.00)
rachunek bankowy: ING Bank Śląski 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013

eprasa.pl b9ff2b3523











Od hobby do profi: Ewolucja misji EP

To przełomowy moment w historii „Elektroniki Praktycznej". W 1993 roku EP powitali pasjonaci elektroniki, głównie hobbyści projektujący własne układy i urządzenia elektroniczne. Z czasem EP stała się magazynem profesjonalnych projektantów i zaawansowanych hobbystów. Coraz mniej było projektów, a coraz więcej tutoriali, zaś główną misją EP stało się ustawiczne dokształcanie. Chcemy utrzymać ten kierunek rozwoju. Chcemy tworzyć magazyn dla Czytelników o przygotowaniu inżynierskim lub równoważnym, realizując misję wyrażoną w naszym motto:

„O tym, czego nie powiedziano Ci na studiach"

Najcenniejsza jest wiedza od doświadczonych praktyków. Sięgamy do źródeł wiedzy tworzonej przez ekspertów światowych, autorów not aplikacyjnych, bestsellerowych książek, błyskotliwych seminariów i innych publikacji. Główny dział odmienionej EP nazywa się Z PRAKTYKI EKSPERTÓW. Najwybitniejszym ekspertom światowym udostępniamy też rubryki autorskie. Od ekspertów dowiadujemy się tego, czego nam nie powiedziano na studiach, bo ich wiedza praktyczna wykracza poza skrypty i podręczniki uczelniane.

Jest jeszcze wiedza nowa, której nie było w czasie naszych studiów. Tę wiedzę aplikujemy w działach AI w ELEKTRONICE oraz KURSY. Wiedza ekspertów i wiedza nowa to dwa filary EP. Jest też filar trzeci – dział REPETYTORIUM. To wiedza nie nowa, ale z czasem ulatniająca się. Warto ją przypominać i aktualizować według najnowszych źródeł.

Te trzy filary nośne wymagają solidnych objętości, a więc odmieniona EP nie zmieści się w 80 stronach. Na większą liczbę stron możemy sobie pozwolić pod jednym warunkiem – że nie będziemy ich drukować na papierze. Zatem od tego numeru miesięcznik EP, o objętości ponad 100 stron, pojawia się tylko w formie e-wydania dostępnego w prenumeracie lub jako wydanie pojedyncze na www.ulubionykiosk.pl.

Wiesław Marciniak

eprasa.pl b9ff2b3523

NIE PRZEOCZ

Nowe podzespoły 5
Koktajl newsów 118

Z PRAKTYKI EKSPERTÓW

Grounding – największy mit w elektronice. Dlaczego niemal wszystko, czego nas uczono o masie, prowadzi do błędów projektowych 12
Złe nawyki w projektowaniu PCB – jak je zwalczać 26
Dlaczego twój zasilacz impulsowy działa w laboratorium i pada w produkcji. ESR, ESL, tolerancje i pętle sprzężenia zwrotnego w realiach masowej produkcji 36
Korekcja współczynnika mocy – potrzeba stabilizacji pętli 53
Metodyka projektowania impulsowych przetwornic DC/DC. Od doboru topologii do gotowego układu – poradnik krok po kroku 58

PREZENTACJE

Łączenie wymagań technicznych z realiami codziennej pracy 64
Najbardziej kompaktowy system kontroli ruchu na rynku 66
Drukarka do najmniejszych detali. Miniaturowe komponenty z drukarki 3D 68

MODUŁY Z CHIN

Sipeed MaixCAM – budżetowy moduł kamery AI o sporych możliwościach 71

PROJEKTY

Półprzewodnikowy przekaźnik NO-NC (AVT6097) 74

AUDIO BEZ TAJEMNIC

Konwersja sygnału na niezbalansowany 77
Syntezatory dźwięku, część 7. Filtry sterowane napięciem (1) 80

AI W ELEKTRONICE

AI wbudowane we współczesne urządzenia elektroniczne. Kiedy chmura przestaje wystarczać 84

REPETYTORIUM

Oscyloskopy 2026 – od lampy Brauna do 12 bitów, część 1 88

KURS

Programowanie w środowisku MicroPython, część 12. Bluetooth Low Energy 100

FELIETON

Jak amerykańskie Big Techy używają prawa do walki z konsumentami i co z tym można zrobić? 110

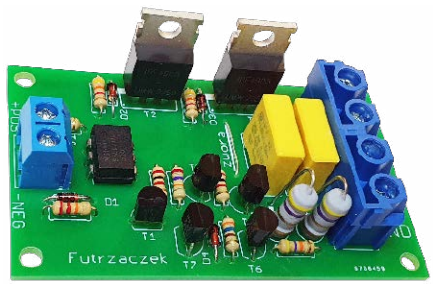
Prenumerata 2
Od wydawcy 3







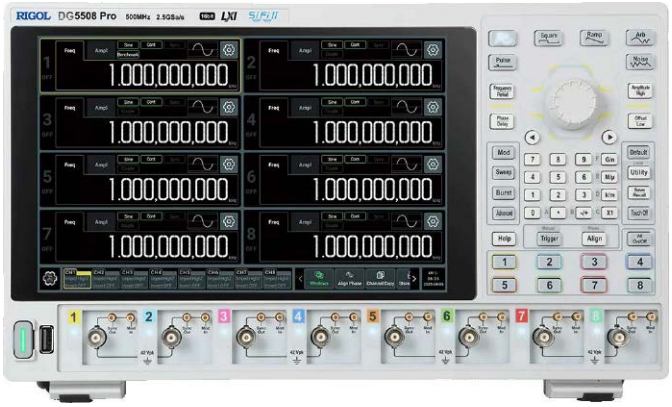




eprasa.pl b9ff2b3523

Nowe podzespoły

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



Generatory funkcyjne z serii DG5000 Pro

Generatory funkcyjne z serii DG5000 Pro stanowią wielokanałowe źródła sygnałów dla aplikacji, względem których wymagana jest wysoka precyzji odwzorowania przebiegów. Generatory serii charakteryzują się pasmem przenoszenia do 500 MHz, dzięki czemu dynamika amplitudowa i czasowa sygnałów zostaje zachowana. Jest to zapewnione przy parametrach takich jak: częstotliwość próbkowania do 2,5 GSa/s i rozdzielczość pionowa 16 bitów. Modułowa architektura generatorów daje możliwość konfiguracji do ośmiu kanałów pomiarowych. Kanały dostępne są w zwartej obudowie, a rozmieszczenie torów sygnałowych eliminuje wpływ pętli masy oraz przesłuchów międzykanałowych na obwody generacji sygnałów.

W generatorach DG5000 Pro uwzględniono technologię próbkowania SiFi II zapewniającą jitter czasowy poniżej 200 ps, co ma znaczenie w aplikacjach wymagających wysokiej stabilności czasowej. Synchronizacja pomiędzy kanałami charakteryzuje się niedopasowaniem czasowym nieprzekraczającym 500 ps, a dodatkowo możliwa jest również precyzyjna regulacja opóźnień wyjściowych w zakresie ±200 ns. W celu minimalizacji wpływu zakłóceń, wyjścia sygnałowe generatorów są izolowane galwanicznie.

Zakres funkcjonalny przyrządów obejmuje m.in. generację przebiegów wieloimpulsowych, sekwencjonowanie sygnałów arbitralnych, tworzenie pseudolosowych sekwencji bitowych oraz obsługę niestandardowych schematów kodowania. Generatory DG5000 Pro można wykorzystywać m.in. w systemach automatyki, a także w układach analizy i weryfikacji torów sygnałowych, pracujących przy wysokich częstotliwościach. Seria generatorów stanowi rozwinięcie wcześniejszych rozwiązań tej klasy, zachowując parametry kluczowe dla środowisk testowych, wymagających wysokiej dokładności oraz stabilności czasowej.

www.rigolna.com

Kondensatory ceramiczne MLCC z serii CeraLink-X



Seria CeraLink-X obejmuje wielowarstwowe kondensatory ceramiczne, przeznaczone do zastosowań w układach energoelektronicznych. Dostępne warianty podzespołów opisuje pojemność do 100 µF, przy napięciu roboczym do 500 V DC i dielektryku klasy X7R. Zastosowanie dielektryka warunkuje tolerancję pojemności ±10% w zakresie temperatury: od −55 do 125°C, który odpowiada typowym warunkom pracy układów energoelektronicznych.

Kondensatory z serii CeraLink-X charakteryzują się: rezystancją ESR poniżej 5 mΩ, oraz indukcyjnością ESL nie wyższą niż 0,5 nH. Wartości obu parametrów gwarantują niezakłóconą pracę kondensatorów zwłaszcza w obwodach filtrujących i układach sprzężenia zwrotnego, w kontekście których częstotliwość napięć nie może przekraczać 10 MHz. Wszystkie kondensatory serii przystosowane są do montażu powierzchniowego i równocześnie są oferowane w standardowych obudowach SMD o rozmiarach: 1812 i 2220.

Stabilną pracę kondensatorów gwarantuje się również przy wysokich obciążeniach impulsowych. Przeprowadzone testy wytrzymałościowe potwierdzają odporność zarówno na wstrząsy mechaniczne, jak i wibracje. Zatem kondensatory CeraLink-X mogą być stosowane w aplikacjach o podwyższonych wymogach.

Parametry elektryczne i mechaniczne kondensatorów predestynują serię CeraLink-X do zastosowań m.in. w zasilaczach impulsowych, falownikach i systemach fotowoltaicznych oraz w modułach energoelektronicznych, w których znaczenie ma wysoka gęstość energii, przy ograniczonej powierzchni płytek PCB.

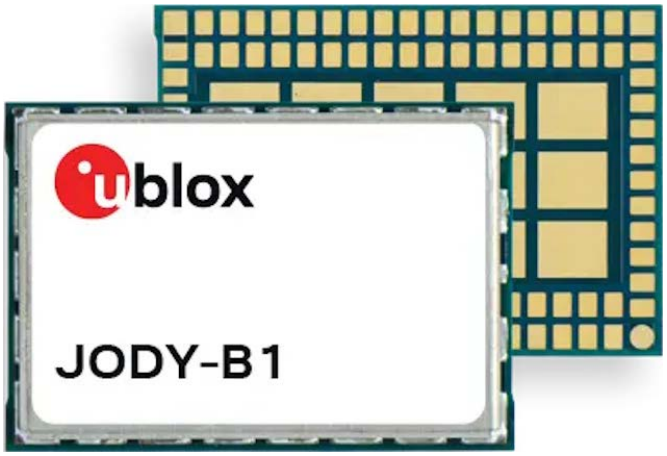
www.tdk.com

Moduł radiowy JODY-B1

JODY-B1 stanowi układ do zastosowań w systemach infotainment oraz w urządzeniach telematyki pojazdowej. Rozwiązanie zapewnia komunikację Bluetooth Dual-Mode, obejmującą zarówno tryb klasyczny, jak i tryb Low Energy o obniżonym poborze prądu. Jednostka wspiera kodeki Qualcomm aptX, dzięki czemu staje się możliwe bezprzewodowe przesyłanie strumieni audio w wysokiej jakości do szerokiej gamy urządzeń.

Moduł łączy się z zewnętrznym procesorem sterującym poprzez interfejs UART, umożliwiając wymianę danych

eprasa.pl b9ff2b3523



sterujących. Jest to podzespół charakteryzujący się całkowitą mocą wypromieniowaną (EIRP) równą 14 dBm, co bezpośrednio przekłada się na stabilny zasięg transmisji. Równocześnie w rozwiązaniu oferowane są funkcje parowania, uwierzytelniania, zarządzania kluczami oraz szyfrowania zgodnie z profilem HCI, zapewniające bezpieczne i niezawodne połączenia.

Układ oparty jest na chipsetcie Qualcomm QCA8695AU, który stanowi jego „podstawę sprzętową". Działa on w zakresie temperatur od –40 do 105 °C, co warunkuje zastosowania w wymagających środowiskach pracy. Obudowa o wymiarach 1,38×1,98×0,25 cm pozwala na instalację w ograniczonej przestrzeni, a także na wygodną integrację z systemami. Moduł wspiera radiową komunikację wielopołączeniową, zapewniając niezależność kanałów oraz minimalizując zakłócenia.

Aplikacje JODY-B1 obejmują przede wszystkim systemy audio, gwarantując efektywną interakcję z urządzeniami pojazdowymi. Jednostka sprawdza się również w urządzeniach wymagających niezawodnej obsługi połączeń Bluetooth Dual-Mode, oferując pod tym względem stabilną i bezpieczną komunikację.

www.u-blox.com

Czujnik dwutlenku węgla SCD53

Czujnik SCD53 przeznaczony jest do precyzyjnego monitorowania stężenia CO_2 w środowiskach zamkniętych. Rozwiązanie realizuje nieprzerwane pomiary dwutlenku węgla, umożliwiając wykrywanie zmian stężenia rzędu pojedynczych ppm. Konstrukcja podzespołu uwzględnia mechanizmy kompensacji wpływu temperatury i wilgotności, zapewniające liniową charakterystykę przetwarzania w standardowych warunkach pracy.

W elemencie zastosowano układ pomiarowy z mikroprocesorem sterującym, który umożliwia bezpośrednie odczyty wartości pomiarowych za pośrednictwem interfejsu cyfrowego I^2C. Realizowane odczyty wspierane są przez dedykowane procedury kalibracji. Natomiast obudowa jest kompaktowa, odporna mechanicznie



i przystosowana do montażu w urządzeniach monitorujących powietrze, systemach HVAC oraz aparaturze przemysłowej. Zapewniona jest przy tym pełna odporność na wibracje, co dodatkowo warunkuje użycie czujnika w wymagających środowiskach pracy.

Najważniejsze cechy sensora obejmują: niski czas reakcji na zmiany stężenia CO_2 oraz wysoką powtarzalność pomiarów. Podzespół umożliwia również pomiar temperatury i wilgotności względnej powietrza, pozwalając na pełną ocenę warunków środowiskowych w zamkniętych przestrzeniach. W tym zakresie czujnik spełnia wymagania norm jakości powietrza i bezpieczeństwa zarówno w budynkach, jak i obiektach przemysłowych. Jego konstrukcja jest szczególnie odpowiednia dla systemów sterowania klimatyzacją oraz systemów kontroli środowiskowej, które stanowią jego najważniejsze zastosowania.

https://sensirion.com



Diody elektroluminescencyjne OptiLamp

Diody OptiLamp to nowoczesne diody RGB z wbudowanym sterownikiem i układami monitorowania stanu pracy, zaprojektowane z myślą o kompaktowych i niezawodnych wyświetlaczach. Ich konstrukcja umożliwia tworzenie ekranów o zmniejszonej grubości i masie, przy zachowaniu wysokiej jakości obrazu. Każdy piksel oferuje precyzyjną regulację jasności i koloru, przy czym składowe:

eprasa.pl b9ff2b3523

czerwona, zielona i niebieska określone są wartościami ośmiobitowymi. Takie rozwiązanie zapewnia wierne odwzorowanie barw, głęboki kontrast oraz płynne przejścia tonalne zarówno w wizji na żywo, jak i podczas rejestracji obrazu.

Układy OptiLamp wyróżnia niski pobór mocy przy nominalnej jasności, co zwiększa efektywność energetyczną i minimalizuje straty eksploatacyjne. Wbudowane mechanizmy monitorowania oraz automatycznej kalibracji zapewniają stabilność parametrów przez cały okres użytkowania, wspierając proaktywną konserwację oraz umożliwiając szybką i skuteczną obsługę serwisową.

www.cree-led.com



Iskierniki gazowe o napięciu zapłonu 2,85...3,5 kV i krótkim czasie reakcji

Dwuelektrodowe iskierniki gazowe SA2-HS firmy Bourns zapewniają ochronę przepięciową w aplikacjach wymagających szybkiej reakcji na impulsy o krótkim czasie narastania. Stanowią one rozszerzenie serii SA2, przy czym wersje HS zostały zoptymalizowane pod kątem zapewnienia mniejszej różnicy między napięciem zapłonu i napięciem przebicia stałoprądowego, co ogranicza poziom przepięć na obwodzie chronionym.

Iskierniki SA2-HS charakteryzują się nominalnym napięciem przebicia DC wynoszącym około 3,1 kV. Zakres napięcia zapłonu przy szybkości narastania impulsu 5 kV/s mieści się w przedziale od 2,85 do 3,5 kV. Dla impulsów o czasie narastania 1 kV/µs maksymalne napięcie zapłonu wynosi 3,7 kV. Niewielka różnica między napięciem przebicia DC i napięciem zapłonu zapewnia szybką jonizację gazu i krótszy czas reakcji w porównaniu z klasycznymi odpowiednikami. Jest to istotne w układach wysokiego napięcia, gdzie szybkie impulsy wejściowe mogą powodować znaczne przepięcia na obwodach chronionych, zanim zadziała element ochronny.

Iskierniki SA2-HS charakteryzują się rezystancją izolacji co najmniej 10 GΩ przy napięciu testowym 1000 VDC. Parametr ten jest utrzymywany w szerokim zakresie temperatury roboczej od –40 do +125°C, co pozwala na zastosowania w środowiskach przemysłowych. Pojemność własna nie przekracza 1 pF przy częstotliwości 1 MHz, co ogranicza wpływ iskiernika na pracę chronionych obwodów w stanie nieaktywnym.

www.bourns.com



Oscyloskopy DPO 7. generacji do pomiaru parametrów sygnałów o częstotliwości sięgającej 25 GHz

Oscyloskopy DPO 7. generacji firmy Tektronix zostały zaprojektowane do pomiaru parametrów sygnałów o bardzo dużej częstotliwości, sięgającej 25 GHz. Mogą być stosowane w aplikacjach wymagających bardzo dobrej integralności sygnału, takich jak szybkie interfejsy komunikacyjne, badania półprzewodników czy eksperymenty naukowe.

Kluczowym elementem konstrukcji jest zestaw specjalizowanych układów ASIC i FPGA, opracowanych przez Tektronix. W torze A/C zastosowano przetwornik Tek79 o 10-bitowej rozdzielczości i niskoszumowy przedwzmacniacz Tek85. Wraz z zaawansowanymi algorytmami cyfrowego przetwarzania sygnałów, układy te umożliwiają uzyskanie dużej efektywnej liczby bitów (ENOB) w całym paśmie pracy i bardzo małego poziomu szumów własnych. Dla napięcia pełnej skali 500 mV, wejściowe napięcie szumu wynosi 523 µV @ 8 GHz i 1,13 mV @ 25 GHz. Przy częstotliwości próbkowania 125 GSps i amplitudzie sygnału bliskiej



eprasa.pl b9ff2b3523

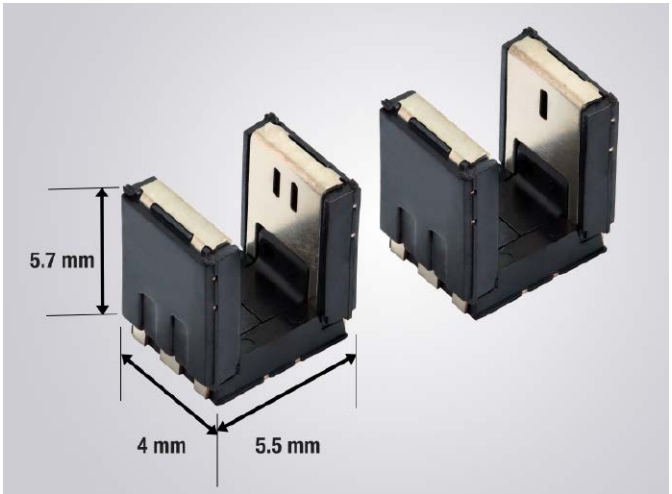
pełnej skali, ENOB osiąga około 7,5 bita dla 8 GHz i około 6,5 bita dla 25 GHz.

Integralność sygnału w zakresie w.cz. dodatkowo poprawia technologia QuietChannel z aktywną korekcją CTLE. Mechanizm ten kompensuje straty w torze pomiarowym, wynikające z tłumienia i dyspersji, co prowadzi do zmniejszenia poziomu szumów i poprawy wierności odwzorowania sygnałów o stromych zboczach. Uzupełnieniem jest automatyczna kompensacja toru sygnałowego SPC, która bez ingerencji użytkownika koryguje wzmocnienie, offset i charakterystykę częstotliwościową wewnętrznych bloków oscyloskopu w celu utrzymania stabilnych parametrów metrologicznych.

Specjalizowane układy ASIC i FPGA oraz procesor graficzny, pozwalają na równoległe wykonywanie operacji akwizycji, obróbki i analizy sygnałów. Do transmisji danych zastosowano interfejs 10 Gb/s SFP+. W zestawieniu z biblioteką TekHSI, wykorzystującą mechanizmy komunikacji o małych opóźnieniach, umożliwia to transfer dużych zbiorów przebiegów do komputera z prędkościami zbliżonymi do fizycznych możliwości łącza.

Oscyloskopy zostały wyposażone w ekran dotykowy o przekątnej 15,6" i rozdzielczości 1920×1080 px, umożliwiający bezpośrednią analizę przebiegów i wykonywanie złożonych operacji, takich jak analiza jitteru czy diagramów oka. Możliwość pracy z wbudowanym systemem operacyjnym lub z systemem Windows, uruchamianym z wymiennego nośnika SSD, upraszcza integrację z istniejącą infrastrukturą IT.

www.tek.com



Nowe czujniki szczelinowe w obudowach o powierzchni 5,5×4,0 mm i wysokości 5,7 mm

W ofercie firmy Vishay są teraz dostępne dwa nowe czujniki szczelinowe do pomiaru położenia i prędkości w aplikacjach przemysłowych i konsumenckich: jednokanałowy VT171P i dwukanałowy VT172U. Są to elementy do montażu SMT, zamykane w obudowach o powierzchni 5,5×4,0 mm i wysokości 5,7 mm, zwiększonej o ponad 40% w stosunku do wcześniejszych modeli. Zapewnia to większy prześwit pionowy pod dużymi tarczami kodowymi w konfiguracjach turn-and-push, umożliwiając integrację z enkoderami o większej średnicy i grubości. Szerokość szczeliny wynosi 3 mm.

Oba modele pracują na długości fali 950 nm i generują prąd wyjściowy o natężeniu 1,5 mA. Charakteryzują się czasami narastania/opadania odpowiednio 14 µs i 21 µs. VT171P zawiera diodę emitującą podczerwień i umieszczony naprzeciwko niej fototranzystor, co umożliwia wykrywanie przerwania wiązki światła w aplikacjach do pomiaru położenia i prędkości. VT172U zawiera diodę emisyjną i dwa fototranzystory, co pozwala na uzyskanie dodatkowo informacji o kierunku ruchu. Oba modele mogą pracować w temperaturze otoczenia od –25 do +85°C.

www.vishay.com



Układy komunikacyjne z interfejsami Wi-Fi 7, Bluetooth LE 6.0 i IEEE 802.15.4 Thread

Układy komunikacyjne nowej rodziny AIROC ACW741x oferują trzy interfejsy radiowe: Wi-Fi 7, Bluetooth LE 6.0 i IEEE 802.15.4 Thread oraz wspierają standard Matter. Ich istotną cechą jest obsługa wyłącznie kanałów Wi-Fi 7 o szerokości 20 MHz, co odpowiada wymogom urządzeń IoT, w których priorytetem jest deterministyczne zachowanie, duża odporność na zaburzenia elektromagnetyczne i bardzo mały pobór mocy, a nie zapewnienie maksymalnej przepustowości.

Sekcja Wi-Fi pracuje w pasmach 2,4 GHz, 5 GHz i 6 GHz. Obsługuje mechanizmy Wi-Fi 7, dostosowane do aplikacji IoT, w tym Multi-Link. Funkcja ta umożliwia jednoczesne utrzymywanie połączeń w kilku pasmach

eprasa.pl b9ff2b3523

z ich adaptacyjnym przełączaniem w odpowiedzi na zakłócenia i zwiększone obciążenie widma, co zwiększa niezawodność transmisji w środowiskach o dużej liczbie sieci bezprzewodowych. Zastosowanie kanałów 20 MHz pozwala na uproszczenie toru radiowego i zmniejszenie poboru mocy, zwłaszcza w trybie podtrzymania połączenia Wi-Fi.

Układ wyróżnia się bardzo małym poborem mocy w stanie połączenia, bez aktywnej transmisji danych, co ma znaczenie w aplikacjach bateryjnych, takich jak zamki elektroniczne, termostaty, czujniki bezpieczeństwa czy kamery pracujące okresowo. Zintegrowany moduł Bluetooth LE 6.0 obsługuje funkcję Channel Sounding, umożliwiającą precyzyjne wyznaczanie odległości między urządzeniami. Może być ona wykorzystywana do lokalizacji, wykrywania obecności lub kontroli dostępu. Obsługa standardu IEEE 802.15.4 pozwala na realizację połączeń w sieci Thread oraz zapewnia interoperacyjność z ekosystemem Matter, co ułatwia integrowanie urządzeń w systemach automatyki domowej i budynkowej. Z kolei obsługa mechanizmów Wi-Fi, opartych na analizie informacji o stanie kanału, umożliwia wykrywanie zmian w otoczeniu, bez dodatkowych czujników ruchu.

Struktura układu obejmuje najważniejsze bloki analogowe i radiowe, w tym przełączniki Tx/Rx, wzmacniacze mocy, wzmacniacze niskoszumowe, układy zarządzania zasilaniem oraz energooszczędny generator. Duży poziom integracji ogranicza liczbę elementów zewnętrznych i umożliwia projektowanie tanich płytek drukowanych.

www.infineon.com



Miniaturowy 6-osiowy układ inercyjny do urządzeń pracujących w trybie ciągłym

BMI423 to nowy układ inercyjny do aplikacji pracujących w trybie ciągłym, obejmujący 3-osiowy akcelerometr i 3-osiowy żyroskop. Łączy on szeroki zakres pomiarowy z małym poborem prądu oraz umożliwia lokalne przetwarzanie danych z sensorów, redukując obciążenie współpracującego mikrokontrolera.

Wewnętrzny akcelerometr w BMI423 oferuje zakres pomiarowy do ±32 g, a wewnętrzny żyroskop do ±4000 dps. Umożliwia to rejestrowanie szybkich i dynamicznych ruchów, przekraczających możliwości typowych czujników, stosowanych w urządzeniach konsumenckich. Poszerza to zakres zastosowań o analizę aktywności sportowej, interakcję w grach oraz sterowanie i monitorowanie ruchu elementów robotów, pracujących z dużymi przyspieszeniami i prędkościami kątowymi.

BMI423 charakteryzuje się bardzo małym poziomem szumów własnych. Wynosi on około 5,5 mdps/$\sqrt{\text{Hz}}$ dla żyroskopu, a dla akcelerometru 90 µg/$\sqrt{\text{Hz}}$ w zakresach do ±8 g i 120 µg/$\sqrt{\text{Hz}}$ w zakresach powyżej ±16 g. Parametry te, w połączeniu z małym dryftem temperaturowym, pozwalają na uzyskanie stabilnych i powtarzalnych wyników pomiaru w szerokim zakresie warunków pracy.

BMI423 pobiera zaledwie 25 µA prądu w trybach opartych na ciągłym pomiarze przyspieszenia, co zapewnia długotrwałą pracę urządzeń zasilanych bateryjnie. Przetwarzanie zdarzeń jest realizowane bezpośrednio w sensorze, dzięki czemu główny mikroprocesor systemu może pozostawać w stanie uśpienia do momentu wykrycia istotnej aktywności.

Jedną z funkcji zintegrowanych w BMI423 jest wykrywanie aktywności głosowej, oparte na przewodnictwie kostnym. Układ rejestruje mikrowibracje, generowane przez głos użytkownika, umożliwiając aktywowanie mikrofonu po wykryciu mowy. Pozwala to ograniczyć pobór mocy i zredukować ilość niepotrzebnie przetwarzanych danych audio. Oprócz tego, układ oferuje lokalne funkcje analizy ruchu, takie jak rozpoznawanie gestów nadgarstka, wykrywanie wielokrotnych stuknięć czy zliczanie kroków.

BMI423 może się komunikować przez interfejs I^3C, I^2C lub SPI, zapewniając łatwą integrację z różnymi platformami sprzętowymi i procesorami aplikacyjnymi. Jest zamykany w obudowie LGA o wymiarach 3,0×2,5×0,8 mm, co umożliwia jego montaż w urządzeniach o ograniczonej przestrzeni montażowej, takich jak smartwatche i opaski fitness.

www.bosch-sensortec.com

Diody TVS z kwalifikacją MIL-PRF-19500 do zastosowań wojskowych

Microchip wprowadza na rynek serię jednokierunkowych diod zabezpieczających TVS do zastosowań lotniczych i wojskowych, zgodnych z wymogami normy MIL-PRF-19500. Są to diody w plastikowych, niehermetycznych obudowach SMD, spełniające wymogi wojskowe, tradycyjnie zarezerwowane dla elementów hermetycznych. Charakteryzują się małą masą (ok. 25 g), równocześnie

eprasa.pl b9ff2b3523

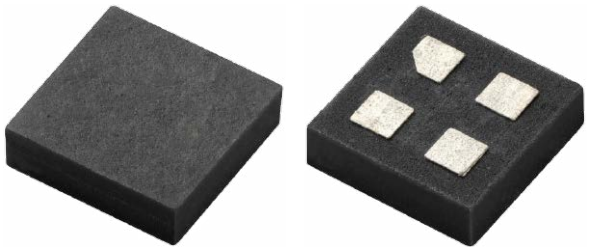


oferując parametry wymagane w aplikacjach o dużej niezawodności.

Diody JANPTX są przeznaczone do tłumienia przepięć pochodzących od wyładowań atmosferycznych, wyładowań ESD, przełączania napięcia na elementach indukcyjnych oraz udarów sieciowych. Występują w wersjach o zakresie napięcia roboczego od 5 do 175 V. Ich maksymalna moc strat wynosi 1,5 kW przy standardowym przebiegu 10/1000 µs, typowym dla testów udarowych. Czas reakcji poniżej 100 ps zapewnia skuteczną ochronę elementów półprzewodnikowych przed impulsami przepięciowymi o dużej szybkości narastania.

Diody JANPTX spełniają wymagania specyfikacji MIL-PRF-19500/716 i są przeznaczone do aplikacji, w których kluczowe znaczenie ma niskie napięcie robocze, duża niezawodność oraz stabilność parametrów w trudnych warunkach środowiskowych. Dla wybranych wersji dostępne są również odpowiedniki w obudowach hermetycznych, zarówno do montażu powierzchniowego, jak i przewlekanego.

www.microchip.com



Omnipolarne przełączniki magnetyczne TMR do układów bateryjnych

Omnipolarne przełączniki magnetyczne LF21173TMR i LF21177TMR firmy Littelfuse zostały zaprojektowane w myślą o zastosowaniach w energooszczędnych urządzeniach bateryjnych o ograniczonej przestrzeni montażowej. Zawierają sensor TMR z obwodami CMOS, co pozwala zapewnić dużą czułość przy bardzo małym poborze mocy.

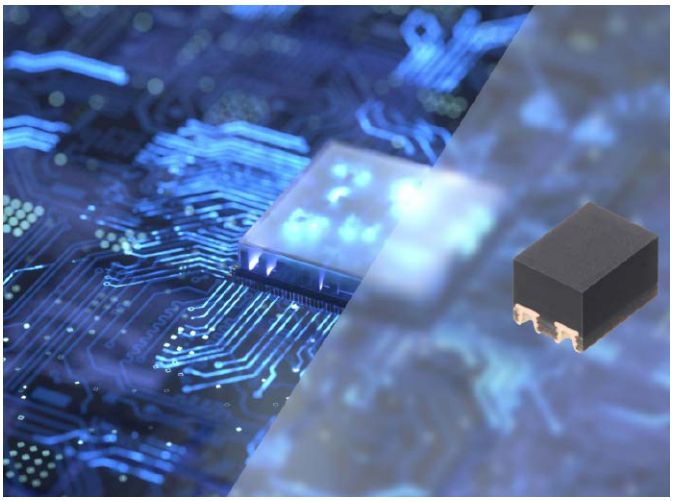
W porównaniu z klasycznymi przełącznikami Halla, w których sygnał wyjściowy jest proporcjonalny do napięcia Halla, generowanego przez przepływ prądu w polu magnetycznym, przełączniki TMR zapewniają większe napięcie wyjściowe przy znacznie mniejszym prądzie polaryzacji. Przekłada się to na mniejszy pobór mocy i bardzo dobrą stabilność parametrów w szerokim zakresie temperatury otoczenia.

LF21173TMR i LF21177TMR mogą być zasilane napięciem z zakresu od 1,8 do 5,5 V, co pozwala na współpracę z układami niskonapięciowymi. Różnią się wartością progową indukcji magnetycznej, wynoszącą od 9 do 30 Gs, co umożliwia dobór optymalnej wersji do wymogów aplikacji oraz pozwala na stosowanie mniejszych lub słabszych magnesów.

Przełączniki reagują zarówno na północny, jak i południowy biegun magnesu, co upraszcza projekt mechaniczny i montaż. Krótki czas reakcji pozwala na zastosowania w aplikacjach wymagających precyzyjnego wykrywania położenia lub ruchu.

Oba układy są zamykane w niskoprofilowych obudowach LGA4. Ich zakres zastosowań obejmuje inteligentne liczniki mediów, zamki elektroniczne, elektronikę użytkową, aparaturę medyczną i systemy automatyki przemysłowej.

www.littelfuse.com



Miniaturowe przekaźniki MOSFET do szybkich systemów pomiarowych

Przekaźniki MOSFET serii G3VM zostały zaprojektowane z myślą o zastosowaniach wymagających szybkiego przełączania i małych strat. Przykładem mogą być nowoczesne systemy testowe i pomiarowe, w których istotne znaczenie ma krótki czas odpowiedzi, duża dokładność pomiaru i możliwość zintegrowania dużej liczby kanałów w ograniczonej przestrzeni.

W ramach serii G3VM są dostępne przekaźniki jednobiegunowe SPST-NO o napięciu znamionowym 20 i 40 V. Zawierają wyjścia MOSFET, umożliwiające bezstykowe przełączanie sygnałów, bez zużycia mechanicznego i zjawisk typowych dla klasycznych przekaźników elektromechanicznych, takich jak drganie styków czy

eprasa.pl b9ff2b3523

zmiany parametrów w czasie eksploatacji. Są zamykane w 4-wyprowadzeniowych obudowach S-VSON(L) o powierzchni 2,0×1,45 mm, mniejszej o ponad 18% od standardowych obudów VSON. Masa pojedynczego przekaźnika nie przekracza 0,01 g.

Ważną zaletą przekaźników G3VM jest bardzo mała pojemność międzyzaciskowa, wynosząca zaledwie 0,6 pF. Ogranicza ona wpływ przekaźnika na transmitowany sygnał, co jest istotne zwłaszcza w aplikacjach w.cz. i torach pomiarowych o dużej impedancji. Czasy włączania i wyłączania wynoszą odpowiednio 0,08 ms i 0,12 ms (w przypadku wersji G3VM-21QR),

co skraca cykle testowe w automatycznych systemach testujących.

Prąd upływu w stanie wyłączenia jest rzędu 1 nA, co zapewnia dużą dokładność pomiaru, zwłaszcza przy bardzo małych prądach i napięciach. Cecha ta pozwala na zastosowania m.in. w aparaturze laboratoryjnej i testerach półprzewodników.

Przekaźniki G3VM mogą pracować w temperaturze otoczenia od –40 do +110°C. Występują obecnie w 6 wariantach, różniących się wewnętrzną pojemnością i rezystancją oraz czasami włączania i wyłączania.

www.components.omron.com



Kondensatory snap-in serii 193 PUR-SI w wersjach o napięciu znamionowym 550 V i 600 V

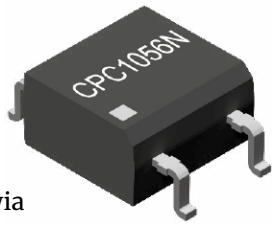
Vishay Intertechnology rozszerza serię miniaturowych kondensatorów elektrolitycznych 193 PUR-SI o nowe wersje o napięciu znamionowym 550 i 600 V. Są to kondensatory aluminiowe z wyprowadzeniami snap-in, przeznaczone do stałoprądowych obwodów pośredniczących (DC-Link), w których pozwalają zredukować powierzchnię płytki drukowanej i liczbę podzespołów. Są odporne na duże prądy tętnienia, sięgające 3,27 A. W porównaniu z odpowiednikami o podobnych gabarytach oznacza to wzrost o około 30%. Parametr ten ma kluczowe znaczenie w aplikacjach o dużej gęstości mocy, gdzie obciążenie prądowe kondensatora wpływa na jego nagrzewanie i trwałość.

Deklarowana przez producenta trwałość kondensatorów 193 PUR-SI wynosi 5000 godzin przy temperaturze +105°C. Przy pracy w niższych temperaturach otoczenia (do około +60°C), przekłada się to na czas eksploatacji przekraczający 25 lat. Większe napięcie znamionowe ogranicza naprężenia dielektryka, co również wpływa na wydłużenie żywotności i bardzo dobrą stabilność parametrów w czasie.

W ramach serii 193 PUR-SI dostępne są warianty o pojemności od 47 do 820 µF, zamykane w cylindrycznych obudowach o wymiarach od ∅ 22×25 mm do ∅ 35×60. Mogą one pracować w temperaturze otoczenia od –40 do +105°C. Ich zakres zastosowań obejmuje zasilacze impulsowe, ładowarki, systemy zarządzania akumulatorami oraz układy sterowania silników.

www.vishay.com

Przekaźnik półprzewodnikowy 1-Form-A 60 V/75 mA do energooszczędnych obwodów sterujących



Przekaźnik półprzewodnikowy CPC1056N firmy Littelfuse został zaprojektowany do zastosowań w energooszczędnych obwodach sterujących. Umożliwia przełączanie obciążeń do 60 V/75 mA. Jest przekaźnikiem typu 1-Form-A (normalnie otwartym), który dzięki wyeliminowaniu elementów mechanicznych, charakteryzuje się bezgłośną pracą, brakiem zużycia styków i bardzo dobrą stabilnością parametrów elektrycznych w długim okresie eksploatacji. Brak części ruchomych oznacza również brak zaburzeń EMI, typowych dla klasycznych przekaźników elektromechanicznych.

Sterowanie pracą przekaźnika jest realizowane za pomocą diody LED o małym prądzie polaryzacji (typ. 0,5 mA), co umożliwia bezpośrednią współpracę z wyjściami układów TTL/CMOS, bez konieczności stosowania dodatkowych stopni wzmacniających. Pozwala to na projektowanie układów energooszczędnych o małej liczbie komponentów zewnętrznych.

CPC1056N zapewnia separację galwaniczną wejście-wyjście na poziomie 1500 VRMS. Jest zgodny z wymogami norm UL 1577 i EN 62368-1, co ułatwia integrację w urządzeniach wymagających zapewnienia zgodności z normami bezpieczeństwa. Czasy włączania i wyłączania na poziomie 3 ms pozwalają na zastosowania w aplikacjach wymagających szybkiego przełączania sygnałów.

Przekaźnik jest zamykany w 4-wyprowadzeniej obudowie SOP, zapewniającej oszczędność miejsca na płytce drukowanej. Jego zakres zastosowań obejmuje systemy zabezpieczeń, liczniki energii, automatykę budynkową oraz elektronikę użytkową. Ponadto, zgodność z wymogami normy EN50130-4 pozwala na zastosowania w systemach bezpieczeństwa, w których istotna jest odporność na zaburzenia elektromagnetyczne.

www.littelfuse.com

eprasa.pl b9ff2b3523



Grounding – największy mit w elektronice

Dlaczego niemal wszystko, czego nas uczono o masie, prowadzi do błędów projektowych

Oblane testy EMC, tajemnicze szumy w torze pomiarowym, układy tracące stabilność w najmniej oczekiwanych momentach... Diagnoza zazwyczaj jest jedna: „problem z masą". W rzeczywistości to jednak nie z masą mamy problem, lecz z naszym archaicznym rozumieniem tego, czym ona naprawdę jest. W tym artykule systematycznie obalamy trzy największe mity projektowania obwodów drukowanych, pokazując, dlaczego rozdzielanie mas analogowych i cyfrowych niemal zawsze szkodzi, a grubsza ścieżka wcale nie rozwiązuje problemów z zakłóceniami. Czas wyrzucić do kosza nawyki z lat 90. i spojrzeć na projektowanie PCB przez pryzmat współczesnej fizyki – gdzie kluczem do sukcesu nie jest „wiadro na elektrony", lecz precyzyjna geometria ścieżki powrotnej.

Wszyscy wiedzą, czym jest masa. I wszyscy się mylą

Był rok 2019. Zespół inżynierów pewnej europejskiej firmy produkującej przemysłowe sterowniki PLC spędził trzy tygodnie na debugowaniu urządzenia, które zachowywało się nienagannie na stole pomiarowym, a w instalacji docelowej – w szafie sterowniczej obok falownika – traciło stabilność dokładnie w momencie, gdy silnik zaczynał hamowanie regeneratywne. Trzy tygodnie, kilkanaście iteracji oprogramowania, wymiana procesora. Rozwiązanie? Jedna przelotka przesunięta o cztery milimetry. Przelotka powrotna ścieżki sygnałowej ADC, która biegła nie pod ścieżką, lecz przez szczelinę w płaszczyźnie masy.

„Zła masa" – napisał inżynier w raporcie końcowym. I miał rację. Ale gdyby zapytać go, co dokładnie było złego w tej masie – prawdopodobnie nie potrafiłby odpowiedzieć precyzyjniej niż „no, przelotka była zła".

eprasa.pl b9ff2b3523

Ta historia nie jest wyjątkiem. Jest regułą. Od dawna słowo „masa” stało się w elektronice swego rodzaju koszem na wszystkie problemy, których nie rozumiemy. Szum w torze audio? Zła masa. Niestabilny zasilacz? Zła masa. Oblany test EMC? Na pewno masa. I często – formalnie rzecz biorąc – diagnoza jest słuszna. Problem w tym, że za słowem „masa” kryją się zupełnie różne zjawiska fizyczne, a przepis „popraw masę” jest receptą tak ogólną, jak zalecenie „weź coś na ból głowy”.

Ten artykuł jest próbą precyzyjnej odpowiedzi na pytanie, które większość z nas omijała na studiach i w praktyce zawodowej: czym naprawdę jest masa i dlaczego niemal wszystko, czego nas uczono, jest uproszczeniem prowadzącym do błędów projektowych. Będziemy polemizować z klasycznymi notami aplikacyjnymi Analog Devices i Texas Instruments – nie dlatego, że są złe, ale dlatego, że powstały w innej epoce i dla innej technologii. Będziemy powoływać się na Erica Bogatina i Ricka Hartleya – dwóch inżynierów, którzy od lat systematycznie demontują mit masy przy użyciu fizyki, pomiarów i bezlitosnej logiki. I – co ważniejsze – wyprowadzimy z tego wnioski praktyczne, które możesz zastosować w swoim następnym projekcie PCB.

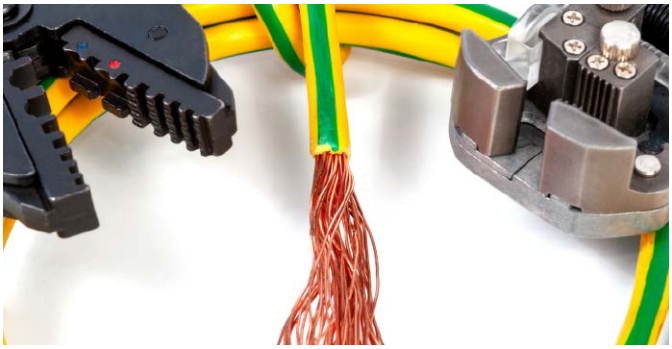
Trzy różne „masy”, jedna myląca nazwa

Chaos terminologiczny

Otwórz losową notę aplikacyjną z lat dziewięćdziesiątych dotyczącą przetwornika ADC. Z dużym prawdopodobieństwem znajdziesz tam schemat z dwoma symbolami masy: AGND i DGND, połączonymi jednym mostkiem w pobliżu układu scalonego. Pod spodem adnotacja: „Connect AGND and DGND at one point only”. Brzmi rozsądnie. Ale co to właściwie znaczy? Która z tych mas jest „prawdziwą” masą? I czy obie mają cokolwiek wspólnego z zielono-żółtym przewodem w kablu zasilającym?

Odpowiedź brzmi: nie, niekoniecznie. I tu zaczyna się problem. W elektronice funkcjonują równolegle trzy fundamentalnie różne pojęcia, wszystkie nazywane „masą”:

- **Earth ground – uziemienie ochronne:** To masa w sensie dosłownym: połączenie z potencjałem ziemi przez instalację elektryczną budynku. Jej rolą jest przede wszystkim bezpieczeństwo – odprowadzenie prądu w przypadku awarii izolacji, ochrona przed porażeniem. Dla elektroniki sygnałowej jest to w zasadzie zewnętrzny świat, z którym nasz układ może, ale nie musi mieć kontaktu. Normy bezpieczeństwa (IEC 60950, IEC 62368) regulują, kiedy i jak łączyć obwód elektroniczny z ziemią ochronną.
- **Chassis ground – masa obudowy:** To potencjał metalowej konstrukcji urządzenia. Jej rola jest dwoista: bezpieczeństwo (połączenie z earth ground przez PE) oraz ekranowanie elektromagnetyczne. Metalowa obudowa jako klatka Faradaya tłumi promieniowanie elektromagnetyczne – pod warunkiem, że jest prawidłowo połączona z układem wewnętrznym. Tu zaczynają się pierwsze kontrowersje: w jakim miejscu i ilu punktach łączyć masę obwodową z obudową?
- **Circuit ground/reference ground – masa obwodowa:** To jedyna „masa”, która faktycznie interesuje projektanta elektroniki analogowej i cyfrowej z perspektywy działania układu. Jest to węzeł odniesienia napięciowego – punkt, względem którego definiujemy wszystkie napięcia w schemacie.



I tu dochodzimy do sedna nieporozumienia: masa obwodowa to nie zbiornik ładunku. To nie „miejsce gdzie spływają elektrony”. **To geometryczna ścieżka powrotna prądu** – i to stwierdzenie zmieni sposób, w jaki myślisz o projektowaniu PCB. Jak często podkreśla podczas swoich wykładów Rick Hartley (np. w trakcie AltiumLive 2021), słowo „masa” to prawdopodobnie najczęściej nadużywany termin w całej inżynierii elektronicznej. Oznacza ono trzy zupełnie różne zjawiska fizyczne, a większość inżynierów używa go z przyzwyczajenia, nierzadko mieszając te pojęcia.

Dlaczego to rozróżnienie ma konsekwencje praktyczne

Chaos terminologiczny nie byłby problemem, gdyby nie prowadził do konkretnych błędów projektowych. Przyjrzyjmy się trzem typowym scenariuszom.

- **Scenariusz A:** Projektant myli circuit ground z chassis ground. Łączy masę obwodową z obudową w wielu punktach, „bo tak jest bezpieczniej”. W systemach niskoimpedancyjnych, przy złożonej instalacji, tworzy w ten sposób pętle prądowe między różnymi punktami uziemienia. Wynik: urządzenie jest idealnie ciche w laboratorium (zasilanie z UPS, izolowany stół pomiarowy) i wytwarza szum 50 Hz w instalacji docelowej.
- **Scenariusz B:** Projektant myli earth ground z circuit ground. Projektuje precyzyjny tor analogowy i „dla pewności” łączy AGND z PE w jednym punkcie. Jeśli instalacja elektryczna budynku jest niskiej jakości – co w halach przemysłowych jest normą, a nie

eprasa.pl b9ff2b3523

Tabela 1. Porządkuje trzy rodzaje masy z perspektywy projektanta

Cecha	Earth Ground	Chassis Ground	Circuit Ground
Definicja	Potencjał ziemi, PE	Potencjał obudowy metalowej	Węzeł odniesienia napięciowego
Rola	Bezpieczeństwo	Ekranowanie + bezpieczeństwo	Ścieżka powrotna sygnału
Reguluje	Normy IEC	Normy EMC (CISPR, EN 55032)	Projektant PCB
Łączyć z obwodem?	Zależy od izolacji	Tak – świadomie	To jest obwód
Punkt połączenia	Wymagany normą	1 lub wiele – zależy od pasma	Geometria ścieżek powrotnych

Ile punktów łączenia GND z chassis?

Klasyczna rekomendacja brzmi: jeden punkt połączenia masy obwodowej z obudową, możliwie blisko wejścia zasilania. To dobre zalecenie dla systemów niskopasmowych – eliminuje pętle 50/60 Hz między różnymi punktami uziemienia. Jednak przy wysokich częstotliwościach jeden punkt połączenia staje się indukcyjnością szeregową – i przestaje być „połączeniem" w sensie RF. Rick Hartley formułuje to prosto: obudowa ma być klatką Faradaya, a klatka Faradaya działa tylko wtedy, gdy jej „drzwi są zamknięte". Praktyczna reguła: dla sygnałów poniżej 1 MHz – jeden punkt połączenia GND–chassis. Dla sygnałów powyżej 1 MHz lub przy wymaganiach EMC – połączenie wielopunktowe, kondensatory 10...100 nF co 3...5 cm na obwodzie PCB.

wyjątkiem – wprowadza do toru pomiarowego szum sieciowy rzędu dziesiątek miliwoltów.

- **Scenariusz C – najczęstszy:** Projektant nie myśli o rozróżnieniu w ogóle. Rysuje na schemacie symbol masy, wyobraża sobie „wiadro elektronów" do którego płyną wszystkie prądy powrotne, i wierzy, że oprogramowanie do PCB „załatwi masę samo". To przekonanie jest źródłem większości problemów, o których piszemy w tym artykule.

Mit pierwszy – masa jako „wiadro elektronów" Skąd pochodzi mit

Każdy z nas zaczął przygodę z elektroniką od tego samego schematu. Bateria. Rezystor. Żarówka. I symbol masy – trzy poziome kreski, coraz krótsze, skierowane w dół. Masa jako „dno" układu, punkt do którego „spływają" elektrony po wykonaniu pracy. Model prosty, intuicyjny i – przy prądzie stałym oraz niskich częstotliwościach – całkowicie wystarczający.

Problem w tym, że ten model wchodzi nam w krew. Staje się odruchem. I kiedy kilkanaście lat później projektujemy czterowarstwowy PCB z mikrokontrolerem taktowanym na 200 MHz, wciąż myślimy kategoriami tej samej baterii i tego samego rezystora. Masa to wiadro. Prądy do niego spływają. Wystarczy żeby wiadro było wystarczająco duże – czyli płaszczyzna miedzi wystarczająco gruba – i wszystko będzie dobrze.

Nie będzie.

Model „wiadra elektronów" pochodzi z elektryki i elektrotechniki, gdzie operujemy na częstotliwościach sieciowych – 50 lub 60 Hz. W tym świecie reaktancja indukcyjna cewki o indukcyjności 10 nH wynosi zaledwie 3 µΩ – całkowicie pomijalna. Przy 200 MHz ta sama indukcyjność 10 nH daje reaktancję 12,6 Ω – wartość, która potrafi zdestabilizować zasilanie całego mikrokontrolera. A 10 nH to indukcyjność odcinka ścieżki PCB o długości około jednego centymetra. Świat wysokich częstotliwości rządzi się innymi prawami. I pierwszym krokiem do ich zrozumienia jest odpowiedź na pytanie: gdzie tak naprawdę jest energia sygnału?

Energia jest w polu, nie w przewodniku

W 1864 roku James Clerk Maxwell opublikował równania, które zmieniły fizykę. Jedną z ich konsekwencji – konsekwencją, którą elektronicy nagminnie ignorują – jest fakt, że energia sygnału elektrycznego nie jest przechowywana w przewodniku. Jest przechowywana w polu elektromagnetycznym otaczającym przewodnik.

Dla ścieżki sygnałowej na PCB oznacza to coś konkretnego: energia „płynie" nie przez miedź ścieżki, lecz w przestrzeni między ścieżką sygnałową a płaszczyzną odniesienia – czyli płaszczyzną GND. Miedź jedynie wyznacza granice tej przestrzeni. Ścieżka sygnałowa na PCB wraz z leżącą pod nią płaszczyzną GND tworzy strukturę falowodową zwaną **microstrip** (linią mikropaskową) lub **stripline** (linią paskową) dla ścieżek wewnętrznych. Energia propaguje się wzdłuż tej struktury w postaci fali elektromagnetycznej – z prędkością zależną od przenikalności dielektrycznej materiału płytki, typowo 0,55...0,65 prędkości światła.

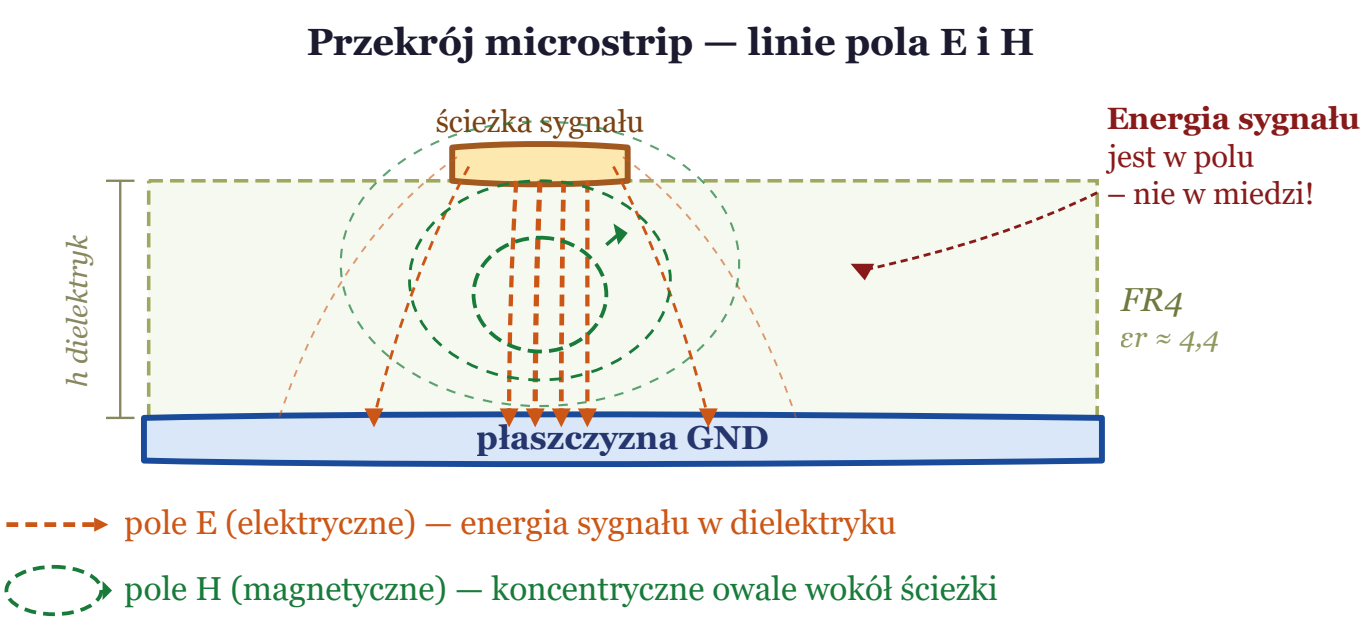
Linie pola elektrycznego (E) biegną od ścieżki sygnałowej do płaszczyzny GND – im bliżej centrum ścieżki, tym gęstsze, tym więcej energii. Linie pola magnetycznego (H) tworzą koncentryczne owale wokół ścieżki. To właśnie w przestrzeni między tymi liniami – w dielektryku FR4 – „mieszka" sygnał.

Z tego faktu wynika wniosek, który dla wielu inżynierów jest zaskakujący: jeśli usuniesz płaszczyznę GND spod ścieżki sygnałowej, nie „odłączysz masy". Zniszczysz falowód. Sygnał nie ma gdzie „mieszkać" i zaczyna się rozpraszać – promieniując energię w przestrzeń lub sprzęgając z sąsiednimi ścieżkami.

Prąd powrotny nie „spływa do masy" – płynie dokładnie pod ścieżką

Eric Bogatin w swoich publikacjach (m.in. na łamach Signal Integrity Journal) regularnie przypomina inżynierom o kluczowym fakcie: prąd powrotny wcale nie

eprasa.pl b9ff2b3523



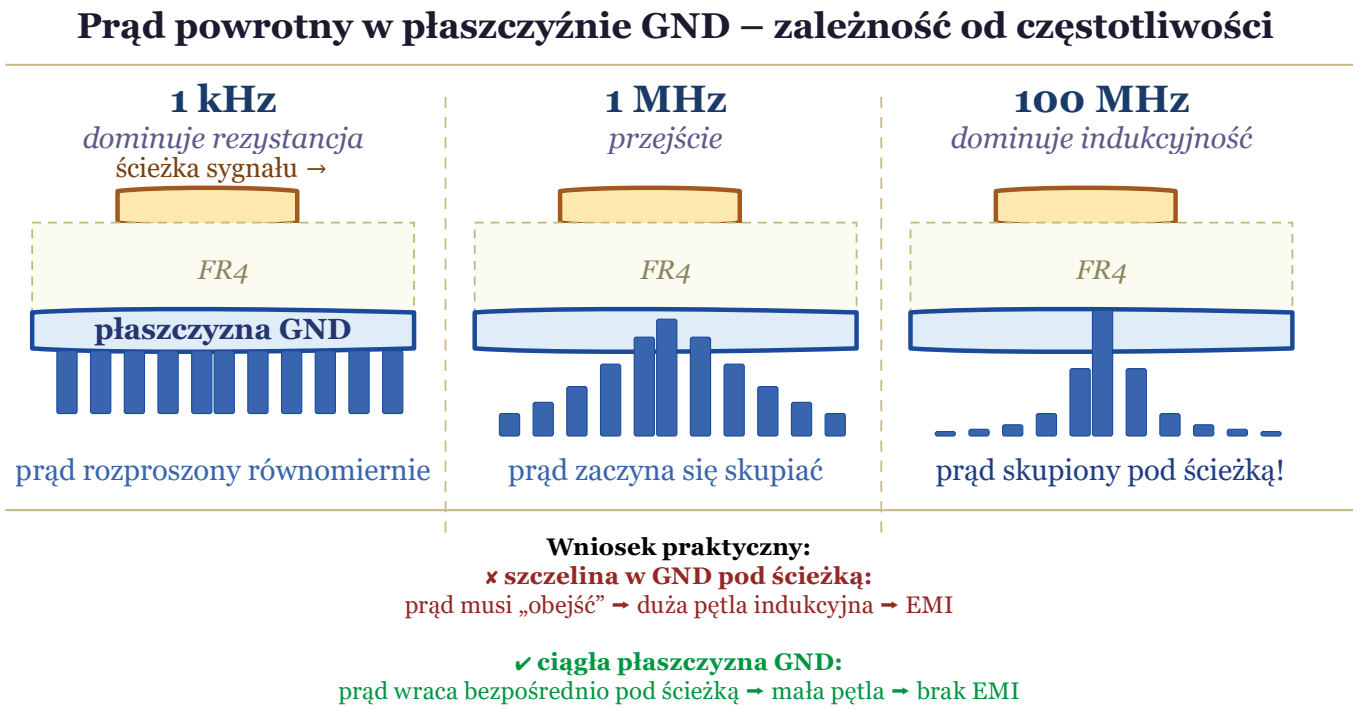
Rysunek 1. Linie pola elektrycznego (E) biegną od ścieżki do płaszczyzny GND. Linie pola magnetycznego (H) tworzą koncentryczne owale wokół ścieżki. Energia sygnału jest w polu – nie w miedzi (na podstawie: Bogatin, „Signal and Power Integrity Simplified", 2010)

przepływa bezwładnie przez całą objętość płaszczyzny masy. Płynie on w płaszczyźnie GND bezpośrednio pod ścieżką sygnałową. Przy wysokich częstotliwościach jest on ściśle ograniczony do wąskiego korytarza, którego szerokość wynosi w przybliżeniu trzykrotność grubości dielektryka.

To mechanistyczne spojrzenie jest kluczem do zrozumienia połowy problemów EMC, które trafiają na stoły inżynierów. Prąd powrotny nie „spływa do wiadra". On podąża za sygnałem – jak cień. Przy niskich częstotliwościach ten cień jest rozmyty, przy wysokich – ostry jak brzytwa.

Dlaczego? Bo układ dąży do minimalizacji energii. Przy niskich częstotliwościach dominuje rezystancja – prąd powrotny rozchodzi się równomiernie po całej dostępnej miedzi, szukając ścieżki o najmniejszym oporze. Przy wysokich częstotliwościach dominuje indukcyjność – a minimalizacja indukcyjności oznacza minimalizację powierzchni pętli prądowej. Najmniejsza pętla powstaje wtedy, gdy prąd powrotny biegnie dokładnie pod ścieżką sygnałową, jak najbliżej niej.

Konsekwencja praktyczna jest natychmiastowa: cokolwiek zakłóci tę podążającą ścieżkę powrotną, jest



Rysunek 2. Rozkład prądu powrotnego: 1 kHz/1 MHz/100 MHz + skutek szczeliny w płaszczyźnie. Przy 1 kHz prąd powrotny jest rozproszony po całej płaszczyźnie GND. Przy 100 MHz skupia się w wąskim korytarzu dokładnie pod ścieżką. Szczelina w płaszczyźnie GND wymusza pętlę indukcyjną (na podstawie: Bogatin, Signal Integrity Journal 2017; Hartley, AltiumLive 2021)

eprasa.pl b9ff2b3523

problemem. A najczęstszym sprawcą jest właśnie szczelina w płaszczyźnie GND – na przykład ta wynikająca z cięcia płaszczyzny na AGND i DGND.

Skin effect i proximity effect – dlaczego prąd „przykleja się" do ścieżki

Dwa zjawiska, jeden efekt

- **Skin effect (zjawisko naskórkowe)** – przy rosnącej częstotliwości prąd wypychany jest ku powierzchni przewodnika. Głębokość wnikania (skin depth) w miedzi: przy 1 MHz – ok. 66 µm, przy 100 MHz – ok. 6,6 µm, przy 1 GHz – ok. 2 µm. Typowa ścieżka PCB ma 35 µm grubości warstwy miedzi – przy 1 GHz prąd płynie praktycznie tylko po jej powierzchni.
- **Proximity effect (efekt bliskości)** – prądy w sąsiednich przewodnikach wzajemnie na siebie oddziałują. Prąd w ścieżce sygnałowej indukuje prąd powrotny w płaszczyźnie GND, który koncentruje się dokładnie pod ścieżką – bo tam wzajemne oddziaływanie minimalizuje indukcyjność układu.

Oba zjawiska działają w tym samym kierunku: im wyższa częstotliwość, tym ciaśniej prąd powrotny „przykleja się" pod ścieżkę. Przy 100 MHz korytarz prądu powrotnego ma szerokość rzędu trzykrotnej wysokości dielektryka – dla typowego PCB z FR4 o grubości 0,2 mm to około 0,6 mm.

Co to oznacza dla projektanta

Zmiana paradygmatu jest fundamentalna. Stare pytanie brzmiało: „czy mam wystarczająco dużo miedzi na masę?". Nowe pytanie brzmi: „czy ścieżka powrotna mojego sygnału ma ciągłą drogę przez cały tor sygnałowy?".

To nie jest pytanie o ilość miedzi. To pytanie o geometrię. O ciągłość. O to, czy nigdzie między źródłem a odbiornikiem sygnału nie ma szczeliny, przeskoku przez warstwę bez przelotki powrotnej, ani innej przeszkody, która zmusi prąd powrotny do szukania drogi. Kiedy prąd powrotny musi ominąć przeszkodę – szczelinę, brak przelotki, wycięcie w płaszczyźnie – tworzy pętlę. Pętla ma indukcyjność. Indukcyjność przy wysokiej częstotliwości oznacza impedancję. Impedancja oznacza szum, zakłócenia, niestabilność i promieniowanie elektromagnetyczne.

To był dokładnie mechanizm awarii opisanej we wstępie artykułu. Jedna przelotka powrotna, przesunięte przez szczelinę w płaszczyźnie – i trzy tygodnie debugowania.

Mit drugi – zawsze rozdzielaj AGND i DGND

Skąd pochodzi zalecenie

Był rok 1990. Przetwornik ADC z rozdzielczością 12 bitów kosztował tyle co używany samochód, taktowany był zegarem rzędu kilkuset kiloherców, a typowy PCB miał dwie warstwy miedzi i ścieżki szerokości meandra na dywanie. W tym świecie podział masy na analogową i cyfrową był nie tylko sensowny – był konieczny.

Problem był realny i dobrze zdefiniowany: szybkie przełączanie bramek cyfrowych generuje impulsy prądowe, które przez wspólną impedancję ścieżki powrotnej wstrzykują szum bezpośrednio do węzłów analogowych. Przy ówczesnych układach różnica potencjałów między węzłami AGND i DGND rzędu kilku miliwoltów potrafiła przekroczyć LSB przetwornika. Rozwiązanie było eleganckie: rozdziel płaszczyzny masy, połącz je w jednym starannie wybranym punkcie przy przetworniku, zmuś prądy cyfrowe do krążenia wyłącznie po stronie cyfrowej.

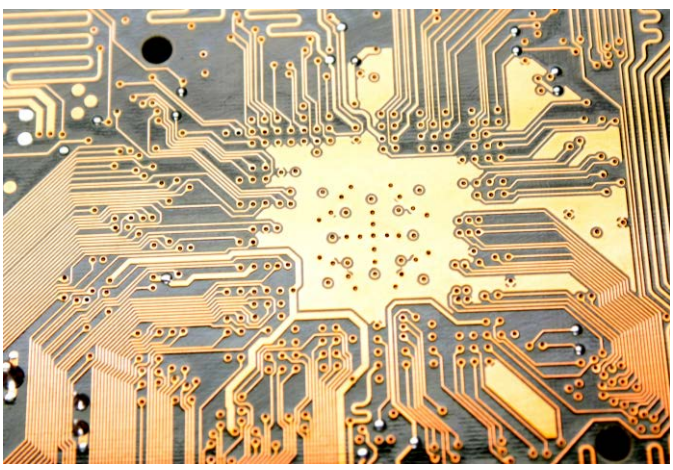
Nota aplikacyjna Analog Devices AN-577 opisuje to klasyczne podejście z rysunkową precyzją. Texas Instruments w dziesiątkach not do przetworników z lat 90. i 2000. powtarza tę samą mantrę. Przez pokolenia ta wiedza wchodziła do podręczników, poradników i – co najtrwalsze – do nawyków inżynierów. Problem w tym, że świat się zmienił. A nawyk pozostał.

Co się zmieniło

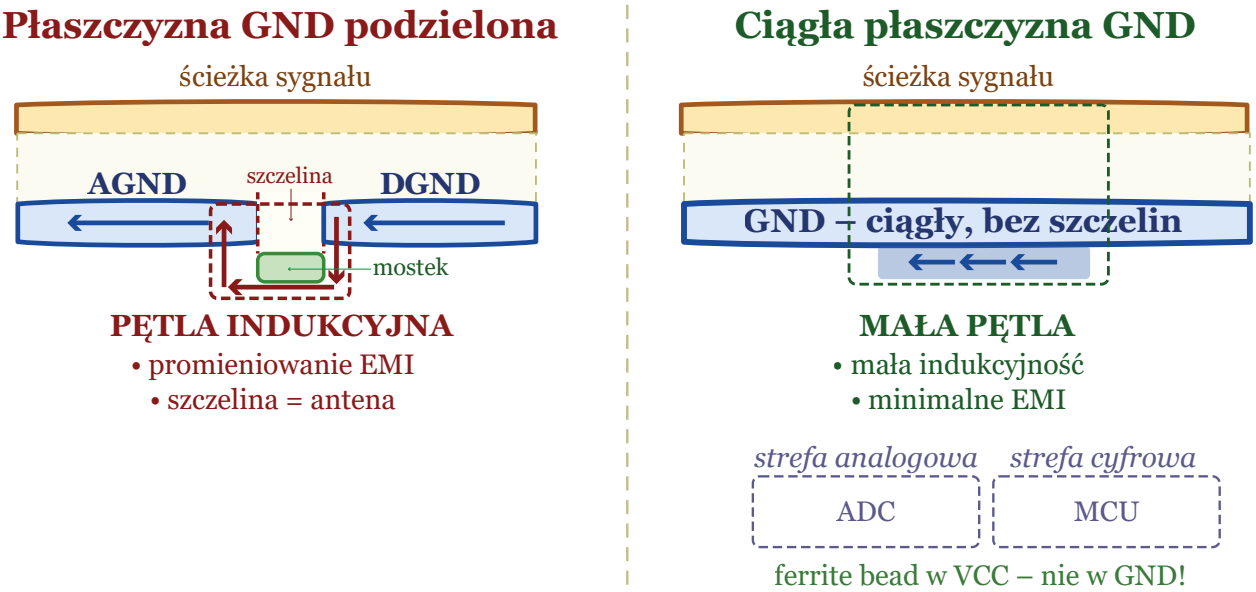
Współczesny mikrokontroler STM32H7 taktowany jest zegarem 480 MHz. Wbudowany przetwornik ADC próbkuje z częstotliwością 3,6 MSPS. Sygnały zegarowe mają czasy narastania rzędu setek pikosekund. Na czterowarstwowym PCB z rdzeniem FR4 i dielektrykiem o grubości 0,2 mm między warstwami – pracujemy głęboko w reżimie wysokich częstotliwości, gdzie obowiązują prawa omówione w rozdziale „Mit pierwszy...".

I tu pojawia się fundamentalne pytanie: co się dzieje z prądem powrotnym sygnału cyfrowego 480 MHz, gdy jego ścieżka napotyka szczelinę między DGND a AGND? Odpowiedź jest jednoznaczna i brutalna. Prąd powrotny nie „grzecznie skręca" do miejsca połączenia płaszczyzn. On szuka drogi o najmniejszej indukcyjności – i tę drogę tworzy pojemnościowo przez szczelinę, lub wymusza długą pętlę przez punkt połączenia. Obie opcje są złe.

Rick Hartley podczas swoich prezentacji (m.in. na PCB Design Conference) otwarcie piętnuje tę archaiczną już praktykę. Podkreśla on, że podział płaszczyzny masy to niemal zawsze zła odpowiedź, a lekarstwo nierzadko



eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 3. Dzielona płaszczyzna vs ciągła płaszczyzna GND – ścieżki prądów powrotnych i separacja funkcjonalna. Przy podziale płaszczyzny masy prąd powrotny musi obejść szczelinę przez mostek, tworząc pętlę indukcyjną. Przy ciągłej płaszczyźnie GND prąd wraca bezpośrednio pod ścieżką. Separację domen osiągamy przez rozmieszczenie bloków nad płaszczyzną, nie przez jej cięcie (na podstawie: Hartley 2019; TI SLYT512; Altium „How to Properly Ground ADCs")

okazuje się gorsze od samej choroby. Projektant nieświadomie tworzy potężną antenę i na koniec dziwi się, dlaczego oblał badania kompatybilności elektromagnetycznej.

Kiedy podział płaszczyzny masy aktywnie szkodzi

Szczelina w płaszczyźnie GND to nie „izolator". To przeszkoda na drodze prądu powrotnego. Przy wysokich częstotliwościach prąd nie może przepłynąć drogą rezystancyjną przez mostek – bo reaktancja indukcyjna mostka jest zbyt wysoka. Prąd albo przepływa pojemnościowo przez szczelinę (tworząc niekontrolowaną antenę), albo pokonuje długą drogę przez punkt połączenia, tworząc dużą pętlę indukcyjną. Każda z tych opcji jest gorsza niż brak podziału.

Co mówi Texas Instruments – ewolucja zaleceń

Warto prześledzić, jak zmieniało się stanowisko samych producentów układów scalonych. Znamienny jest pod tym względem artykuł z magazynu Texas Instruments „Analog Applications Journal" pt. *SLYT512: Grounding in mixed-signal systems demystified*. Inżynierowie z TI odchodzą w nim od dawnych praktyk i przyznają bez ogródek, że to właśnie nieuzasadnione dzielenie płaszczyzny masy jest najczęstszym błędem popełnianym przy projektowaniu systemów mieszanych. Błędem, który regularnie doprowadza do niższych niż oczekiwano osiągów szumowych układów ADC.

TI nie mówi tu „nie dziel mas w pewnych przypadkach". Mówi: to najczęstszy błąd. Nota ta jest przy tym wyjątkowo praktyczna – zamiast split plane (dzielonej płaszczyzny masy) proponuje projektowanie z jedną ciągłą płaszczyzną GND, przy jednoczesnej starannej separacji bloków funkcjonalnych nad tą płaszczyzną. Cyfrowe komponenty po jednej stronie PCB, analogowe po drugiej, zasilacz impulsowy z dala od torów analogowych – ale wszystkie połączone z tą samą, nieprzerwaną płaszczyzną GND.

Złota zasada współczesnego mixed-signal PCB

Myśl o płaszczyźnie GND jak o autostradzie. Nie interesuje cię, kto jeździ po tej autostradzie – auta cyfrowe czy analogowe. Interesuje cię, żeby nie było na niej żadnych zwężeń, dziur ani objazdu przez polną drogę. Separację osiągasz nie przez cięcie asfaltu, lecz przez rozmieszczenie budynków po właściwych stronach autostrady. Blok cyfrowy po lewej, analogowy po prawej – prądy powrotne każdego bloku krążą po tej samej płaszczyźnie, ale naturalnie, geometrycznie, nie mieszają się.

Powyższe to złota zasada współczesnego **mixed-signal PCB** (obwodu drukowanego sygnałów mieszanych).

Tabela 2. Podsumowanie kiedy podział płaszczyzny masy ma jeszcze sens, a kiedy szkodzi

Sytuacja	Podzielona płaszczyzna masy	Jedna ciągła płaszczyzna masy
Wolny ADC (< 100 kSPS), PCB 2-warstwowy	może pomóc	też działa
Izolacja galwaniczna (transformator, opto)	wymagana	niemożliwa
Systemy audio (20 Hz...20 kHz)	rozważyć	zwykle lepszy
MCU > 100 MHz + ADC > 1 MSPS	szkodzi	wymagany
PCB 4+ warstwowy z szybką logiką	szkodzi	wymagany
Zasilacz impulsowy > 200 kHz na płytce	szkodzi	wymagany + koralik ferrytowy

eprasa.pl b9ff2b3523

Koralik ferrytowy jako granica domen – kompromis, który działa

Kiedy chcemy oddzielić domenę analogową od cyfrowej bez cięcia płaszczyzny, mamy jedno dobre narzędzie: koralik ferrytowy w linii zasilania. Koralik ferrytowy to indukcyjność nieliniowa o dużej impedancji przy wysokich częstotliwościach. Umieszczony w linii VCC między domeną cyfrową a analogową tłumi szum prądowy przy częstotliwościach powyżej kilku MHz – tam gdzie powstają zakłócenia generowane przez logikę cyfrową.

Kluczowe: koralik ferrytowy wstawiamy w linii zasilania, nie w płaszczyznę GND. Płaszczyzna GND pozostaje ciągła – bo jak nauczyliśmy się w Rozdziale „Mit pierwszy...", to przez nią płyną prądy powrotne, i nie wolno jej przerywać.

Dobór: impedancja 600 Ω przy 100 MHz, prąd znamionowy ≥1,5× prąd maks. domeny. Typowo: Murata BLM31PG601 lub Würth 742792610.

Mit trzeci – dobra masa=gruba ścieżka masy

Intuicja, która działa przy DC i zabija przy HF

Wyobraź sobie typową rozmowę w pokoju projektantów. Ktoś zgłasza problem z szumem w układzie. Pada diagnoza: „zła masa". Pada rozwiązanie: „pogrub ścieżkę masy, dodaj więcej przelotek do GND, zrób polygon pour (wypełnienie obszaru miedzią/wylewkę poligonu)". Wszyscy kiwają głowami. Zmiany zostają wprowadzone. Czasem pomaga. Częściej – nie. Nikt nie wie dlaczego.

Ta intuicja ma solidne korzenie w fizyce – ale tylko przy prądzie stałym i niskich częstotliwościach. Przy DC rzeczywiście liczy się rezystancja, a rezystancja ścieżki maleje wraz z jej przekrojem poprzecznym. Grubsza ścieżka, mniejszy spadek napięcia, mniejsze straty. Logiczne.

Problem pojawia się gdy przekraczamy granicę – umownie kilka MHz – za którą przestaje dominować rezystancja, a zaczyna dominować reaktancja indukcyjna. I tu intuicja „gruby-znaczy-dobry" przestaje działać w sposób, który wielu inżynierów zaskakuje do dziś.

Reaktancja indukcyjna – liczby, które zmieniają perspektywę

Reaktancja indukcyjna cewki wyraża się wzorem:

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$$

Podstawmy liczby dla typowej ścieżki PCB. Indukcyjność jednostkowa prostoliniowej ścieżki PCB wynosi w przybliżeniu 1 nH na milimetr długości – niezależnie od jej szerokości, dopóki jest wąska względem długości. Ścieżka masy o długości 10 mm ma więc indukcyjność około 10 nH.

Wniosek jest bezlitosny: powyżej 10 MHz szerokość ścieżki masy przestaje mieć jakiekolwiek znaczenie dla jej impedancji. Liczy się wyłącznie indukcyjność – a ta zależy przede wszystkim od geometrii pętli prądowej, nie od szerokości przewodnika. Zgodnie z żelaznymi regułami formułowanymi m.in. przez Erica Bogatina, przy wysokich częstotliwościach to nie rezystancja gra główną rolę, lecz właśnie indukcyjność powiązana ściśle z powierzchnią pętli. Poszerzenie ścieżki masy nawet na pełną szerokość laminatu nie przyniesie żadnych korzyści, jeżeli całkowite pole pętli prądowej nie ulegnie znacznemu zmniejszeniu.

Tabela 3. Rezystancja vs reaktancja indukcyjna ścieżki PCB 10 mm w funkcji częstotliwości

Częstotliwość	Rezystancja 10 mm/0,3 mm	Reaktancja 10 nH	Co dominuje
50 Hz	~18 mΩ	~3 μΩ	Rezystancja
1 MHz	~18 mΩ	~63 mΩ	Porównywalne
10 MHz	~18 mΩ	~628 mΩ	Indukcyjność
100 MHz	~18 mΩ	~6,28 Ω	Indukcyjność ×350
500 MHz	~18 mΩ	~31,4 Ω	Indukcyjność ×1700

Ground bounce (podskok masy) – czym naprawdę jest i skąd pochodzi

Ground bounce to jedno z tych pojęć, które każdy zna, ale mało kto rozumie mechanistycznie. Klasyczny opis brzmi: potencjał masy „skacze" podczas przełączania wyjść cyfrowych. Prawda. Ale dlaczego?

Odpowiedź Hartleya jest elegancka: ground bounce to nie problem z masą – to przesłuch przez wspólną impedancję ścieżki powrotnej. Gdy bufory przełączają się jednocześnie, przez wspólną indukcyjność ścieżki powrotnej płynie szybkonarastający prąd sumaryczny. Na tej indukcyjności pojawia się napięcie:

$$V_{podskok} = L_{wspolna} \cdot \frac{d(I_A+I_B)}{dt}$$

To napięcie pojawia się bezpośrednio na węźle GND bufora, który niczego nie przełącza. Jego sygnał zostaje zakłócony przez szum, który nie pochodzi z jego własnego obwodu, lecz z cudzej, wspólnej ścieżki powrotnej.

Klasyczny „ground bounce" to nie problem ze złą masą jako taką. To problem ze zbyt dużą indukcyjnością wspólnej ścieżki powrotnej. Grubsza ścieżka masy nie zmniejszy tej indukcyjności w żadnym stopniu godnym uwagi. Płaszczyzna GND pod wszystkimi buforami – owszem.

Przelotki – ile i gdzie

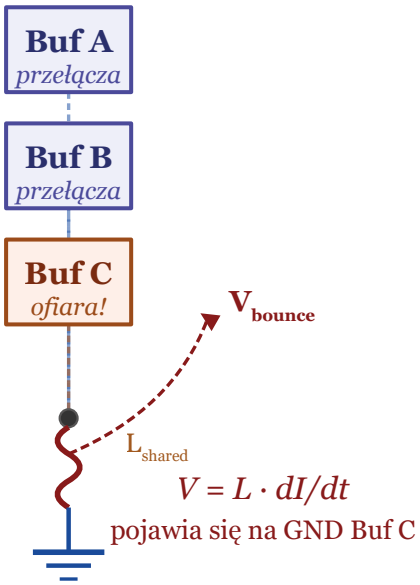
Przelotka do płaszczyzny GND nie zmniejsza rezystancji w sensowny sposób – rezystancja przelotki to ułamki milioma i nigdy nie jest problemem. Przelotka zmniejsza indukcyjność ścieżki powrotnej przez skrócenie drogi od komponentu do płaszczyzny.

- **Reguła 1:** Przelotki GND umieszczaj jak najbliżej pinu zasilania komponentu – nie gdzieś na obwodzie PCB.
- **Reguła 2:** Kondensator odsprzęgający (ang. bypass capacitor) działa tylko wtedy, gdy ma przelotkę GND w odległości mniejszej niż szerokość padu. Kondensator z przelotką w odległości 3 mm to indukcyjność

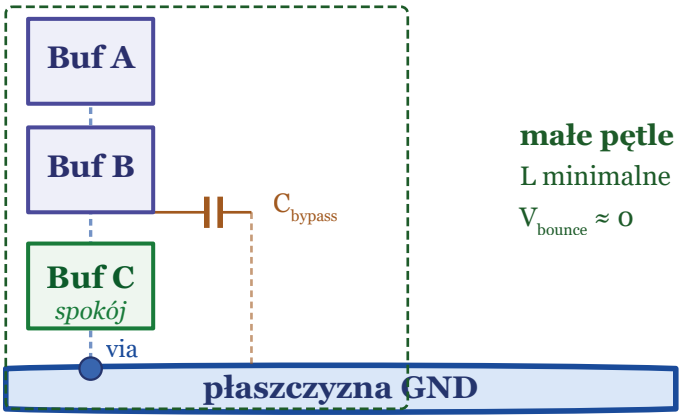
eprasa.pl b9ff2b3523

Ground bounce – mechanizm i rozwiązanie

Wspólna indukcyjność powrotu



Plane GND – L minimalne



Rysunek 4. Mechanizm ground bounce – wspólna indukcyjność powrotu vs plane GND. Wspólna indukcyjność ścieżki powrotnej jako źródło ground bounce. Płaszczyzna GND eliminuje problem przez minimalizację indukcyjności i zamknięcie każdej pętli lokalnie (na podstawie: Hartley, AltiumLive 2021; Bogatin, Signal Integrity Journal 2020)

szeregowa, która niweluje jego skuteczność powyżej kilkudziesięciu MHz.

- **Reguła 3:** Przy przejściu ścieżki sygnałowej między warstwami – zawsze dodaj przelotkę GND w bezpośrednim sąsiedztwie przelotki sygnałowej. Prąd powrotny musi mieć gdzie „przeskoczyć" między płaszczyznami GND różnych warstw.

Kondensatory odsprzęgające – lokalizacja ważniejsza niż pojemność

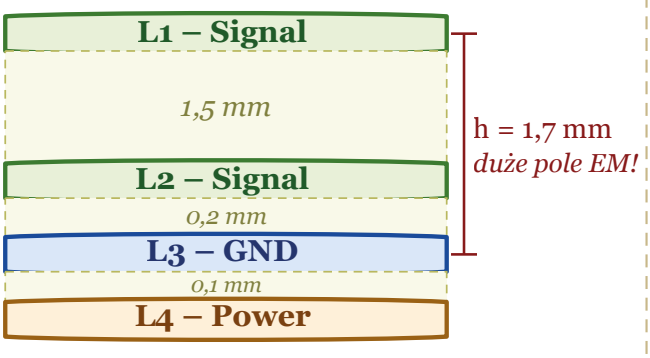
Popularny błąd: projektant rozmieszcza kondensatory odsprzęgające 100 nF przy każdym układzie scalonym – ale umieszcza je 5...8 mm od pinów zasilania, bo „tak wychodzi **routing**" (trasowanie ścieżek). Dlaczego to nie działa: ścieżka od pinu VCC do kondensatora ma ~1 nH/mm. Przy 5 mm to 5 nH indukcyjności szeregowej. Rezonans (C=100 nF, L=5 nH) wypada przy ~7 MHz – powyżej tej częstotliwości kondensator nie tłumi szumu. Poprawne podejście: kondensator odsprzęgający jak najbliżej pinu zasilania, przelotka GND natychmiast przy padzie. Przy układach >100 MHz stosuj dwa kondensatory równolegle: 100 nF + 1 nF lub 100 pF, każdy z własną przelotką. Efektywna indukcyjność kondensatora odsprzęgającego na dobrze zaprojektowanym PCB powinna wynosić poniżej 0,5 nH – wymaga przelotki w odległości <0,5 mm od padu.

Stos jako fundament – decyzja, która determinuje wszystko

Wszystkie omówione zasady działają tylko wtedy, gdy stos PCB (ang. **stack-up**) jest przemyślany. Stos to kolejność

Częsty błąd

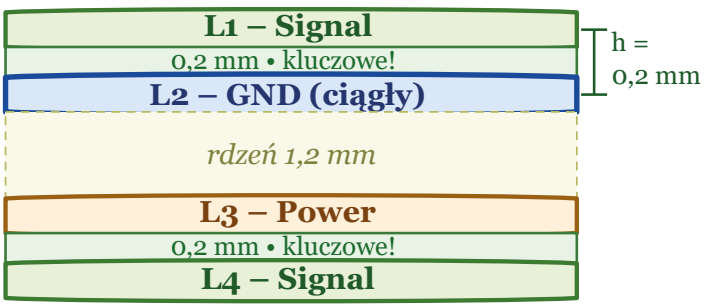
Signal – Signal – GND – Power



L1 daleko od płaszczyzny GND
• impedancja niekontrolowana
• prąd powrotny rozlany szeroko
• silne promieniowanie EMI

Poprawny

Signal – GND – Power – Signal



L1 blisko płaszczyzny GND
• impedancja ~50 Ω kontrolowana
• prąd powrotny wąski, skupiony
• minimalne promieniowanie EMI

każda ścieżka sygnałowa – plane GND obok!

Rysunek 5. Stack-up 4-warstwowy: zły (signal-signal-GND-power) vs dobry (signal-GND-power-signal). Zły stos: L1 i L3 (GND) dzieli 3,2 mm dielektryka – szeroki prąd powrotny, niekontrolowana impedancja, duże EMI. Dobry stos: L1 i L2 (GND) dzieli 0,2 mm – wąski prąd powrotny, impedancja ~50 Ω, minimalne EMI (na podstawie: IPC-2141A; Bogatin, 2018)

eprasa.pl b9ff2b3523

i grubości warstw miedzi i dielektryka – i jest to decyzja projektowa numer jeden, podejmowana zanim narysujemy pierwszy ślad.

Złota zasada stosu jest prosta: każda ścieżka sygnałowa musi mieć bezpośrednio sąsiadującą płaszczyznę odniesienia – w odległości możliwie małej. Przy typowym FR4 i grubości dielektryka 0,2 mm impedancja falowa ścieżki o szerokości 0,35 mm wynosi około 50 Ω – impedancja kontrolowana, którą można obliczyć, zmierzyć i zaprojektować pod nią zakończenia linii.

Lista kontrolna projektanta przed layoutem

Zanim otworzysz edytor PCB, odpowiedz na cztery pytania weryfikujące projekt przed przystąpieniem do przygotowywania układu przestrzennego (czyli layoutu):

1. **Jaka jest najwyższa częstotliwość w projekcie?** Nietaktowanie zegara – czas narastania zbocza. Sygnał o czasie narastania 1 ns zawiera składowe do ~350 MHz, niezależnie od częstotliwości powtarzania.
2. **Czy stos zapewnia ciągłą płaszczyznę odniesienia dla każdej ścieżki?** Jeśli nie – zatrzymaj się i przeprojektuj stos. To najtańsza zmiana.
3. **Czy ścieżka sygnałowa gdziekolwiek przechodzi między warstwami?** Przy każdym takim przejściu musi być przelotka GND w odległości mniejszej niż 0,5 mm.
4. **Czy ścieżka sygnałowa gdziekolwiek przekracza szczelinę w płaszczyźnie GND?** Jeśli tak – to jest problem numer jeden. Żadna grubość ścieżki masy go nie naprawi.

Eksperci do spraw integralności sygnałowej, jak Rick Hartley, regularnie apelują do inżynierów, aby raz na zawsze przestali pytać o zalecaną szerokość ścieżki masy. Prawidłowo sformułowane pytanie na tym etapie projektowania powinno dotyczyć wyłącznie kształtu i przebiegu ścieżki powrotnej. Są to fundamentalnie różne kwestie i tylko to drugie podejście dostarcza faktycznie skutecznego rozwiązania przeciw zakłóceniom.

Realna fizyka – projektujemy pętle, nie masy

Zmiana paradygmatu – nowy słownik projektanta

Przez cztery rozdziały systematycznie demontowaliśmy mity. Czas zbudować coś w ich miejsce – pozytywny model myślenia, który zastąpi intuicję „wiadra elektronów” czymś opartym na fizyce.

Proponuję przy projektowaniu układu PCB zastąpić słowo „masa” precyzyjniejszym terminem: **ścieżka powrotna** (ang. **return path**). To nie jest tylko zmiana słownictwa. To zmiana perspektywy – z pasywnej („mam wystarczająco dużo masy?”) na aktywną („gdzie poprowadzę prąd powrotny?”).

Tabela 4. Stary vs nowy paradygmat projektowania masy

Stary paradygmat	Nowy paradygmat
„Dodaj masę na końcu”	Ścieżka powrotna projektowana równolegle z sygnałową
„Im więcej miedzi, tym lepiej”	Geometria pętli ważniejsza niż ilość miedzi
„Masa to wiadro elektronów”	Masa=płaszczyzna minimalizująca indukcyjność pętli
„Rozdziel AGND i DGND”	Separuj bloki funkcjonalne, nie płaszczyzny
„Pogrub ścieżkę masy”	Zmniejsz powierzchnię pętli prądowej
„Gdzie jest problem z masą?”	Gdzie prąd powrotny napotyka przeszkodę?

Anatomia pętli prądowej – jedyna abstrakcja, której potrzebujesz

Każdy sygnał w układzie elektronicznym – bez wyjątku – tworzy zamkniętą pętlę prądową. Prąd wypływa ze źródła, biegnie ścieżką sygnałową do odbiornika, i wraca ścieżką powrotną z powrotem do źródła. Ta pętla zawsze istnieje. Pytanie projektanta brzmi nie „czy istnieje pętla” – lecz „jak duża jest ta pętla i gdzie przebiega”.

Indukcyjność pętli prądowej zależy od jej powierzchni. Im mniejsza powierzchnia pętli, tym mniejsza indukcyjność, tym mniejsza impedancja przy wysokich częstotliwościach, tym mniejsze promieniowanie elektromagnetyczne. To jest jedna zasada, z której wynikają wszystkie pozostałe.

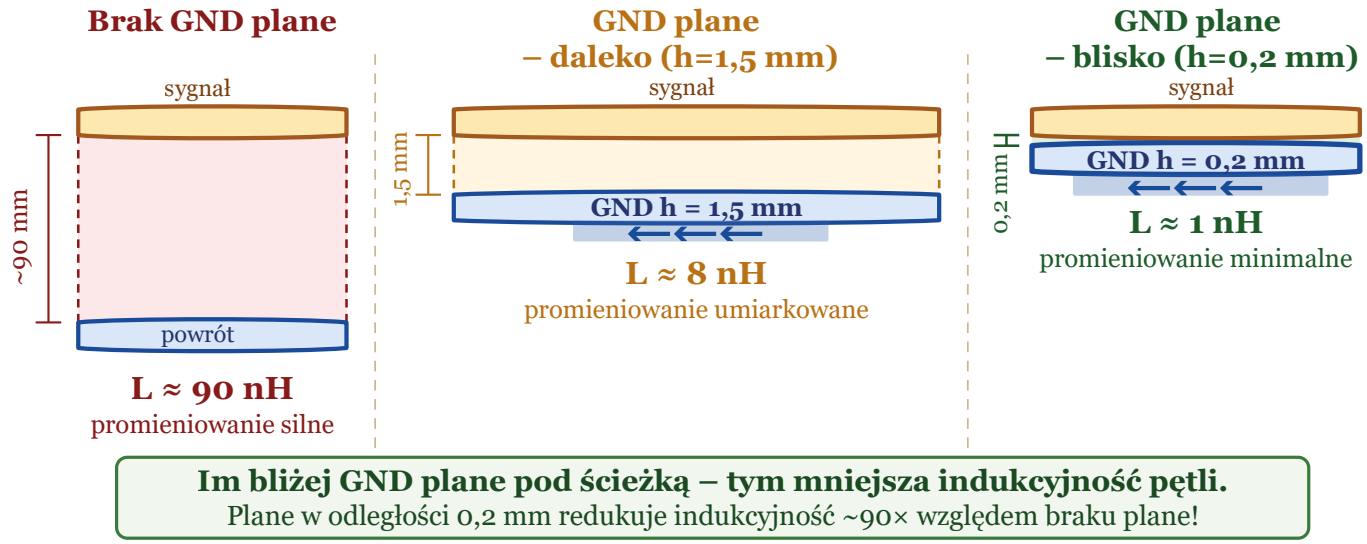
Płaszczyzna GND w odległości 0,2 mm od ścieżki sygnałowej redukuje indukcyjność pętli o dwa rzędy wielkości względem braku płaszczyzny. To jest mechanizm, za którym stoją wszystkie zalecenia dotyczące stosu, przelotek i ciągłości płaszczyzny masy.

Narzędzia diagnostyczne – jak rozpoznać problem bez VNA

Większość inżynierów nie ma w laboratorium wektorowego analizatora sieci (VNA – Vector Network Analyzer) ani specjalistycznego oprogramowania do symulacji integralności sygnału. Poniżej zestaw technik diagnostycznych dostępnych z oscyloskopem i odrobiną doświadczenia.

- **Objaw 1: Niestabilność zależna od długości kabla zasilającego.** Diagnostyka: zmierz napięcie zasilania bezpośrednio przy pinie VCC układu podczas obciążenia impulsowego. Jeśli widzisz spadki >100 mV – kondensatory odsprzęgające są źle zlokalizowane lub płaszczyzna PWR jest nieciągła.
- **Objaw 2: Szum w torze analogowym synchroniczny z zegarem cyfrowym.** Diagnostyka: zmierz różnicowo

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 6. Powierzchnia pętli prądowej vs indukcyjność: brak plane/plane daleko/plane blisko. Trzy scenariusze: brak płaszczyzny GND (L≈90 nH), płaszczyzna w odległości 1,5 mm (L≈8 nH), płaszczyzna w odległości 0,2 mm (L≈1 nH). Indukcyjność pętli redukuje się o dwa rzędy wielkości przy dobrym stosie (na podstawie: Bogatin, 2018; IPC-2141A)

napięcie między AGND a DGND w pobliżu ADC. Sygnał synchroniczny z zegarem=aktywna ścieżka zakłóceń przez wspólną impedancję. Sprawdź czy między domenami nie ma szczeliny w płaszczyźnie GND.

- **Objaw 3: Oblany test EMC przy harmonicznych zegara.** Diagnostyka bez komory: zbliż pętlę ferrytową do podejrzanych obszarów PCB – zasilacza impulsowego, ścieżek zegarowych. Największy sygnał na oscyloskopie=największa pętla prądowa.
- **Objaw 4: Zachowanie wrażliwe na dotyk płytki lub zbliżenie ręki.** Ręka wprowadza pojemność pasożytniczą. Jeśli to zmienia zachowanie – układ pracuje jako antena, czyli ma niezamknięte lub bardzo duże pętle prądowe. Często skorelowane z brakiem przelotek zszywających na obwodzie PCB.

Reguła Bogatina: policz prądy powrotne

Złota i niezwykle praktyczna zasada inżynieryjna, którą od lat propaguje Eric Bogatin, polega na systematycznej analizie przepływu prądu jeszcze przed etapem trasowania ścieżek. Doradza on, aby przed narysowaniem choćby pojedynczego połączenia, dokładnie prześledzić i odpowiedzieć sobie na pytanie, w jaki sposób wraca każdy sygnałowy prąd powrotny do swojego źródła. Brak umiejętności prześledzenia powrotu sygnału dla dowolnej sieci oznacza wprost, że nie rozumiemy zachowania prądów w naszym projekcie.

To nie jest metafora. To dosłowna instrukcja. Dla każdej ścieżki sygnałowej – szczególnie wysokoczęstotliwościowej – projektant powinien być w stanie wskazać palcem na schemacie warstwowym PCB: „prąd powrotny tego sygnału biegnie tędy, przez tę warstwę, przez tę przelotkę, i wraca tutaj”. Jeśli nie można wskazać tej drogi – prąd i tak ją znajdzie. Ale sam, bez kontroli projektanta. I wtedy zaczyna się debugowanie.

Praktyczny model trzech pytań

Trzy pytania do zadania przy każdej decyzji layoutowej, w tej kolejności:

1. **Pytanie pierwsze: Gdzie jest ścieżka powrotna tego sygnału?** Nie „czy jest płaszczyzna GND” – tylko gdzie konkretnie, na jakiej warstwie, w jakim obszarze biegnie prąd powrotny tego konkretnego sygnału. Odpowiedź powinna być: „bezpośrednio pod tą ścieżką, na warstwie L2, przez ciągłą miedź bez szczelin”.
2. **Pytanie drugie: Czy ścieżka powrotna jest ciągła?** Żadnych szczelin, żadnych wycięć, żadnych przerw. Jeśli ścieżka sygnałowa zmienia warstwę – jest przelotka powrotna przy przelotce sygnałowej? Jeśli ścieżka przebiega nad wycięciem w płaszczyźnie „dla filtra EMI” – właśnie tam powstała antena.
3. **Pytanie trzecie: Jak duża jest pętla?** Powierzchnia pętli=odległość między ścieżką sygnałową a powrotną

ADI AN-345 – realne oscylogramy ground noise

Nota aplikacyjna Analog Devices AN-345 „Grounding for Low- and High-Frequency Circuits” zawiera jedne z najbardziej pouczających oscylogramów w literaturze technicznej. Pokazują napięcie zmierzone między dwoma punktami „masy” w tym samym układzie – punktami, które zgodnie z modelem idealnym powinny być na tym samym potencjale. W układzie ze źle zaprojektowaną ścieżką powrotną różnica potencjałów między AGND a DGND przy przełączaniu wyjść cyfrowych sięga kilkudziesięciu miliwoltów i zawiera składowe o częstotliwości zegarowej oraz jej harmoniczne do kilkuset MHz. Dla 16-bitowego ADC zasilanego napięciem 3,3 V jeden LSB odpowiada napięciu około 50 µV. Szum ground noise rzędu 10 mV to 200 LSB – i żaden algorytm korekcji cyfrowej tego nie naprawi, bo błąd jest wprowadzony przed przetwornikiem.

Źródło: Analog Devices AN-345, dostępne na analog.com.

eprasa.pl b9ff2b3523



× długość toru. Przy dobrym stosie (h=0,2 mm) pętla jest automatycznie mała. Przy złym stosie – pętla może być ogromna mimo fizycznie bliskiego rozmieszczenia komponentów.

Studium przypadku – mixed-signal PCB 4-warstwowy

Założenia projektu

Weźmy projekt, który jest reprezentatywny dla codziennej pracy inżyniera elektronika: sterownik przemysłowy z mikrokontrolerem STM32H743, 16-bitowym przetwornikiem ADC (ADS8688 firmy Texas Instruments), zasilaczem impulsowym DC/DC 500 kHz oraz interfejsem CAN. Projekt ma trafić do szafy sterowniczej pracującej obok falownika – środowisko elektromagnetycznie trudne. Stos: cztery warstwy, FR4, łączna grubość 1,6 mm.

To jest projekt, który pojawia się na biurku projektanta w jednej z dwóch wersji. Pierwsza – „podejście intuicyjne" – wynika z odruchowego zastosowania zasad, które opisaliśmy jako mity. Druga – „podejście oparte na ścieżce powrotnej" – wynika z pytań, które nauczyliśmy się zadawać.

Podejście intuicyjne – mapa błędów

- **Stos (wersja A):** L1 Signal – 1,5 mm dielektryk – L2 Signal – 0,2 mm – L3 GND – 0,1 mm – L4 Power. Problem: L1 dzieli od L3 aż 1,7 mm dielektryka. Ścieżka sygnałowa na L1 ma impedancję niekontrolowaną, prąd powrotny rozlewa się szeroko, pole elektromagnetyczne jest duże.
- **Masa (wersja A):** Klasyczny split plane: AGND pod ADC, DGND pod STM32, połączone jednym mostem. Ścieżki między domenami przekraczają szczelinę – prądy powrotne szukają drogi przez mostek, tworząc pętle o wymiarach centymetrów.
- **Kondensatory odsprzęgające (wersja A):** 100 nF przy każdym pinie VCC – rozmieszczone „gdzieś w pobliżu" układów scalonych, w odległości 3–8 mm od pinów zasilania, przelotka GND po drugiej stronie padu.
- **Wyniki (wersja A):** Projekt działa na stole pomiarowym. W szafie sterowniczej szum synchroniczny z falownika PWM na wyjściu ADC. Oblany test EMC przy 156 MHz (trzecia harmoniczna zegara 48 MHz). Dwa tygodnie poprawek z filtrami EMI i ekranami – bez zadowalającego efektu.

Podejście oparte na ścieżce powrotnej – mapa decyzji

- **Stos (wersja B):** L1 Signal – 0,2 mm – L2 GND ciągły – 1,2 mm rdzeń – L3 Power – 0,2 mm – L4 Signal. Każda ścieżka sygnałowa na L1 ma płaszczyznę GND w odległości 0,2 mm. Impedancja ~50 Ω, indukcyjność pętli minimalna.
- **Rozmieszczenie (wersja B):** Trzy strefy przed routingiem (trasowaniem): lewa – domena analogowa (ADC, wzmacniacze), środek – domena cyfrowa (STM32, pamięć, CAN), prawa – zasilacz impulsowy. Granice stref: koralik ferrytowy w linii VCC. Płaszczyzna GND ciągła przez cały PCB.
- **Masa (wersja B):** Jedna ciągła płaszczyzna GND na L2 – bez żadnych szczelin. Każda przelotka sygnałowa między L1 a L4 ma przelotkę GND w odległości ≤0,5 mm. Przelotki zszywające co 5 mm na obwodzie PCB.
- **Kondensatory odsprzęgające (wersja B):** 100 nF (0402) + 10 nF (0201) w odległości ≤0,5 mm od pinu VCC, przelotka GND tuż przy padzie. Przy ADC: 100 nF + 1 nF na linii AVDD, każdy z osobną przelotką.

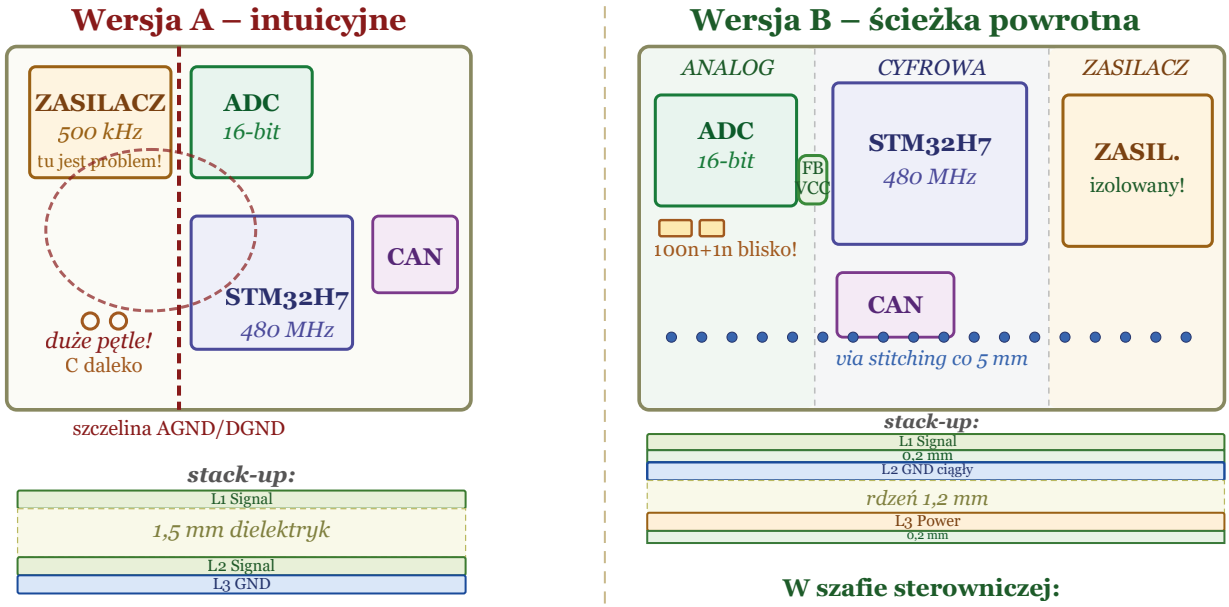
Analiza różnic – cztery decyzje, które zmieniły wyniki

- **Decyzja 1 – Stos:** Zmiana układu warstw nic nie kosztuje. Zmniejsza indukcyjność pętli prądowych o dwa rzędy wielkości. To najlepsza inwestycja w całym projekcie.
- **Decyzja 2 – Separacja funkcjonalna przed routingiem:** Zasilacz impulsowy wyizolowany w prawej strefie PCB oznacza, że jego szum prądowy zamknięty jest w małej lokalnej pętli. Nie ma geometrycznej możliwości żeby dotarł do toru analogowego. Filtry EMI stają się zbędne.

10-minutowy audyt EMC przed wysłaniem Gerberów

1. Włącz podświetlenie płaszczyzny GND: czy jest jakakolwiek szczelina? Czy żadna ścieżka jej nie przekracza?
2. Włącz L1 i L2 jednocześnie: czy każda ścieżka sygnałowa na L1 ma pod sobą ciągłą miedź GND na L2?
3. Wyszukaj wszystkie przelotki sygnałowe L1→L4: czy każde ma przelotkę GND w odległości ≤0,5 mm?
4. Sprawdź kondensatory odsprzęgające: czy żaden pad nie jest dalej niż 0,5 mm od pinu VCC?
5. Sprawdź obwód PCB: czy przelotki zszywające rozmieszczone co ≤5 mm na całym obwodzie? Pięć odpowiedzi 'tak'=projekt, który zachowa się przewidywalnie w środowisku przemysłowym.

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 7. Studium przypadku – PCB wersja A (błędna) vs wersja B (poprawna): strefy, stack-up, wyniki. Wersja A: dzielona płaszczyzna, zasilacz obok ADC, kondensatory daleko od pinów – oblany EMC, szum w ADC. Wersja B: ciągły GND, separacja funkcjonalna stref, koralik ferrytowy w VCC, kondensatory przy pinach – zaliczony EMC za pierwszym razem (na podstawie: TI SLYT512; Hartley 2019; Bogatin 2018)

- **Decyzja 3 – Ciągła płaszczyzna GND:** Usunięcie szczeliny AGND/DGND eliminuje antenę o rozmiarach całej płytki. Każdy prąd powrotny ma bezpośrednią drogę. Koralik ferrytowy w linii VCC zapewnia tłumienie szumu bez tworzenia pętli prądowych.
- **Decyzja 4 – Kondensatory odsprzęgające przy pinach:** Kondensatory 100 nF + 1 nF w odległości 0,3 mm od pinu VCC działają do częstotliwości powyżej 500 MHz. Te same kondensatory w odległości 5 mm nie działają powyżej 7 MHz.

Zakończenie: Masa nie istnieje – istnieje ścieżka powrotna

Trzy mity, jedna fizyka Zaczęliśmy od anegdoty o projekcie, który działał trzy tygodnie i jednej przelotki, która zmieniła wszystko. Teraz wiemy dlaczego.

1. **Mit pierwszy – masa jako zbiornik ładunku** – zastąpiliśmy modelem falowodowym: energia sygnału jest w polu między ścieżką a płaszczyzną odniesienia, a prąd powrotny podąża za sygnałem jak cień, skupiając się pod ścieżką z rosnącą precyzją wraz z częstotliwością.
2. **Mit drugi – obowiązkowy podział AGND i DGND** – zastąpiliśmy zasadą separacji funkcjonalnej: jedna ciągła płaszczyzna GND, bloki funkcjonalne rozmieszczone świadomie nad tą płaszczyzną, koralik ferrytowy w linii zasilania jako jedyne narzędzie separacji, które nie tworzy anten.
3. **Mit trzeci – gruba ścieżka masy jako remedium** – zastąpiliśmy rozumieniem indukcyjności: powyżej kilku MHz liczy się wyłącznie geometria pętli prądowej, a jedynym skutecznym narzędziem jest minimalizacja jej powierzchni przez dobry stos i ciągłość płaszczyzny.

Podsumowując ten rozległy wątek, warto na sam koniec przypomnieć słowa często powtarzane przez inżynierów

REKLAMA


eprasa.pl b9ff2b3523

Tabela 5. 10-punktowa lista kontrolna projektanta PCB

Nr	Zasada
1	Zanim zaczniesz routing – zdefiniuj stos. Signal–GND–Power–Signal dla PCB 4-warstwowego z sygnałami >10 MHz.
2	Każda ścieżka sygnałowa musi mieć ciągłą płaszczyznę odniesienia na sąsiedniej warstwie. Bez wyjątków.
3	Płaszczyzna GND jest niepodzielna. Żadnych szczelin bez udokumentowanego powodu. Każde cięcie to antena EMI.
4	Przy każdym przejściu sygnału między warstwami – przelotka GND w odległości ≤0,5 mm od przelotki sygnałowej.
5	Separację domen analogowej i cyfrowej osiągasz rozmieszczeniem bloków, nie cięciem masy. Koralik ferrytowy w VCC, nie w GND.
6	Kondensator odsprzęgający działa tylko gdy jest ≤0,5 mm od pinu VCC, z przelotką GND przy padzie. Dalej – to dekoracja.
7	Ground bounce=wspólna indukcyjność ścieżki powrotnej. Płaszczyzna GND eliminuje go przez minimalizację indukcyjności.
8	Przelotki zszywające co ≤5 mm na obwodzie PCB. Klatka Faradaya wymaga wielopunktowego połączenia >1 MHz.
9	Przed Gerberami: sprawdź każdą ścieżkę >10 MHz. Czy prąd powrotny ma nieprzerwaną drogę przez cały tor?
10	Jeśli układ nie działa – zanim zmienisz software, zanim wymienisz komponent, zanim dodasz filtr – zapytaj: gdzie jest ścieżka powrotna i czy jest ciągła?

z wieloletnim stażem, takich jak Rick Hartley. Postulują oni, aby w fazie trasowania ścieżek całkowicie i świadomie wyeliminować ze słownika projektanta słowo „masa", a konsekwentnie zastąpić je pojęciem „ścieżki powrotnej". Jak przekonują, to z pozoru proste działanie trwale zmienia sposób, w jaki myślimy o projekcie, a ewolucja świadomości natychmiast rzutuje na poprawę jakości fizycznie budowanych urządzeń.

WM, JT



Artykuł opracowano na podstawie koncepcji prezentowanych w seminariach i publikacjach Erica Bogatina i Ricka Hartleya – autorytetów światowych w tym temacie.

Źródła i literatura:

1. Eric Bogatin, „Ground Rules for Grounding", Signal Integrity Journal, 2017
2. Eric Bogatin, „Bogatin's 20 Rules for Engineers", Signal Integrity Journal, 2020
3. Eric Bogatin, „Signal and Power Integrity Simplified", 3rd ed., Prentice Hall, 2018
4. Rick Hartley, „How to Achieve Proper Grounding", AltiumLive Webinar, 2021
5. Rick Hartley, „Grounding Controls Noise and EMI in a PCB", ProtoExpress, 2025
6. Rick Hartley, „PCB Design Conference", 2019 i 2022 – materiały konferencyjne
7. Texas Instruments, „Grounding in mixed-signal systems demystified, Part 2", SLYT512
8. Texas Instruments, „Best Practices for Board Layout of Motor Drivers", SLVA959B
9. Analog Devices, „Grounding and Decoupling: Learn Basics Now and Save Time Later", Analog Dialogue
10. Analog Devices, AN-345 „Grounding for Low- and High-Frequency Circuits", Application Note, Analog Devices Inc., dostępna na analog.com
11. Sauerwald M., Analog Devices, AN-577 „Grounding Data Converters and Solving the Mystery of AGND and DGND", Application Note, Analog Devices Inc., dostępna na analog.com
12. IPC-2141A „Design Guide for High-Speed Controlled Impedance Circuit Boards"
13. Henry W. Ott, „Electromagnetic Compatibility Engineering", Wiley, 2009
14. Würth Elektronik, „EMC Design Guide for PCB Layout", dostępne na we-online.com

Weź udział w sondzie EP strona 109

eprasa.pl b9ff2b3523



All parts of success

CONRAD

eprasa.pl b9ff2b3523

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?



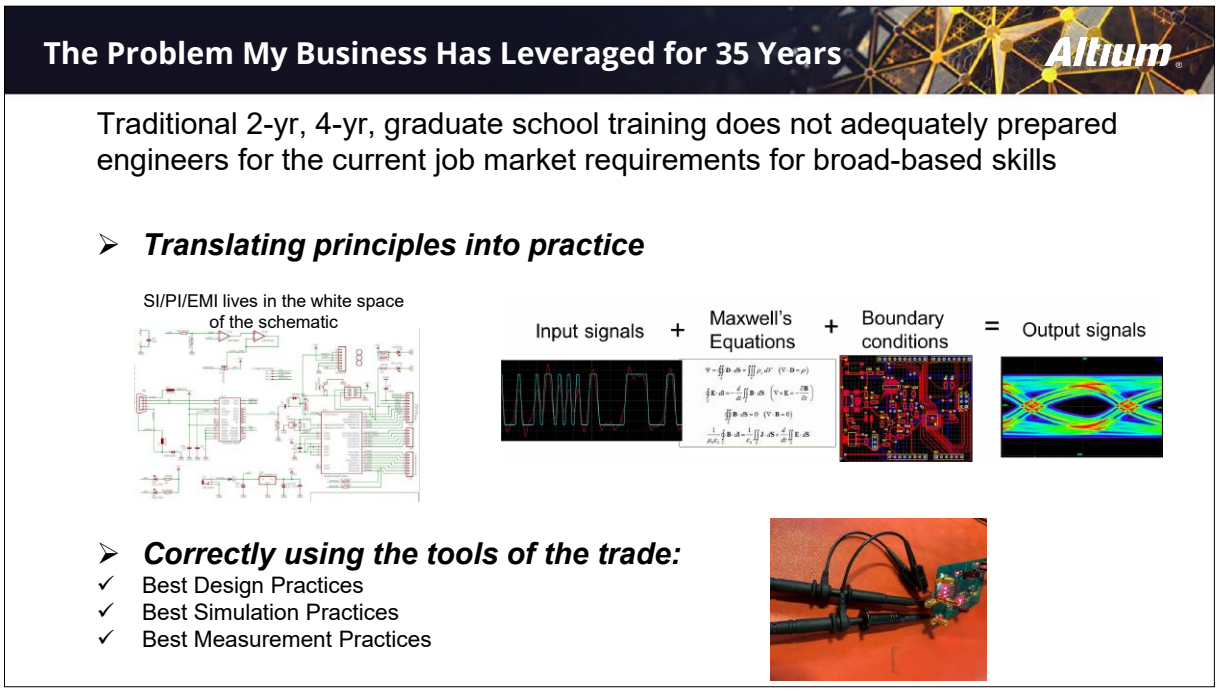
Punkt wyjścia: szkoła nie wystarczy

Bogatin zaczyna od obserwacji, która jest mu szczególnie bliska – tradycyjne kształcenie inżynierskie daje solidne podstawy matematyczne i fizyczne, ale często nie przekłada ich na praktykę projektową. Absolwenci świetnie znają równania Maxwella, lecz nie umieją ich użyć do podejmowania decyzji w procesie projektowania layoutu płytki drukowanej.

Schematyczne myślenie jest niewystarczające. Schemat elektryczny mówi nam o tym, jak elementy są połączone i jakie komponenty zostały użyte. Nie mówi jednak **absolutnie nic o szumach**. Gdy tylko mamy poprawną topologię połączeń, wszystko, co robimy dalej w procesie projektowania fizycznej płytki, jest już wyłącznie walką z szumem. Połączenia fizyczne nie poprawią nam parametrów układów scalonych – mogą jedynie je pogorszyć, dodając szum i zniekształcenia sygnałów.

Sześć kluczowych umiejętności każdego inżyniera

Bogatin poświęcił wiele lat na szkolenie praktykujących inżynierów. Teraz stara się tę wiedzę wbudować w program akademicki – tak, żeby absolwent od pierwszego dnia pracy miał właściwe nawyki. W efekcie zdefiniował sześć szeroko rozumianych kompetencji, które uważa za fundament dobrego inżyniera:



Slajd otwierający wykład: „Co to znaczy być świetnym projektantem PCB?" – lista kompetencji, które Bogatin uważa za kluczowe

eprasa.pl b9ff2b3523

1. **Przełożenie teorii na praktykę.** Umiejętność zastosowania wiedzy zdobytej na uczelni do rozwiązywania rzeczywistych problemów. Równania i prawa fizyki muszą kierować decyzjami projektowymi, a nie pozostawać tylko na papierze.
2. **Reguła nr 9 – przewiduj przed pomiarem.** Każdy inżynier powinien wiedzieć, czego się spodziewać, zanim wykona pomiar lub uruchomi symulację. Bogatin nazywa to Regułą nr 9. Jeżeli wynik jest inny niż oczekiwany – to jest właśnie moment, w którym się czegoś uczysz.
3. **Zasady debugowania.** Umiejętność znalezienia przyczyny źródłowej (ang. root cause) jest krytyczna. Naprawa problemu bez znajomości jego prawdziwej przyczyny jest czystym przypadkiem.
4. **Mistrzostwo w pracy z oscyloskopem.** Oscyloskop to szwajcarski scyzoryk każdego laboratorium. Jego właściwa obsługa – dobór sondy, techniki podłączenia, interpretacja wyników – to odrębna umiejętność, często niedoceniana.
5. **Inżynieria wsteczna.** Dokumentacja bywa niekompletna, nieaktualna lub po prostu błędna. Inżynier musi umieć samodzielnie zbadać właściwości komponentu lub układu, posługując się dostępnymi narzędziami i własną wiedzą.
6. **Komunikacja techniczna.** Precyzyjne przekazywanie wiedzy technicznej – współpracownikom, klientom, studentom – jest umiejętnością równie ważną co sama wiedza inżynierska.

> ***Reguła nr 9: Zanim wykonasz pomiar lub uruchomisz symulację – przewidź, co zobaczysz. To najważniejszy test spójności myślenia inżynierskiego.***

Skąd biorą się złe nawyki?

Bogatin pyta retorycznie: jeżeli ktoś nigdy nie uczestniczył w kursach prowadzonych przez ekspertów – ani przez niego, ani przez innego uznanego specjalistę – to skąd czerpie wiedzę o dobrych praktykach projektowych?

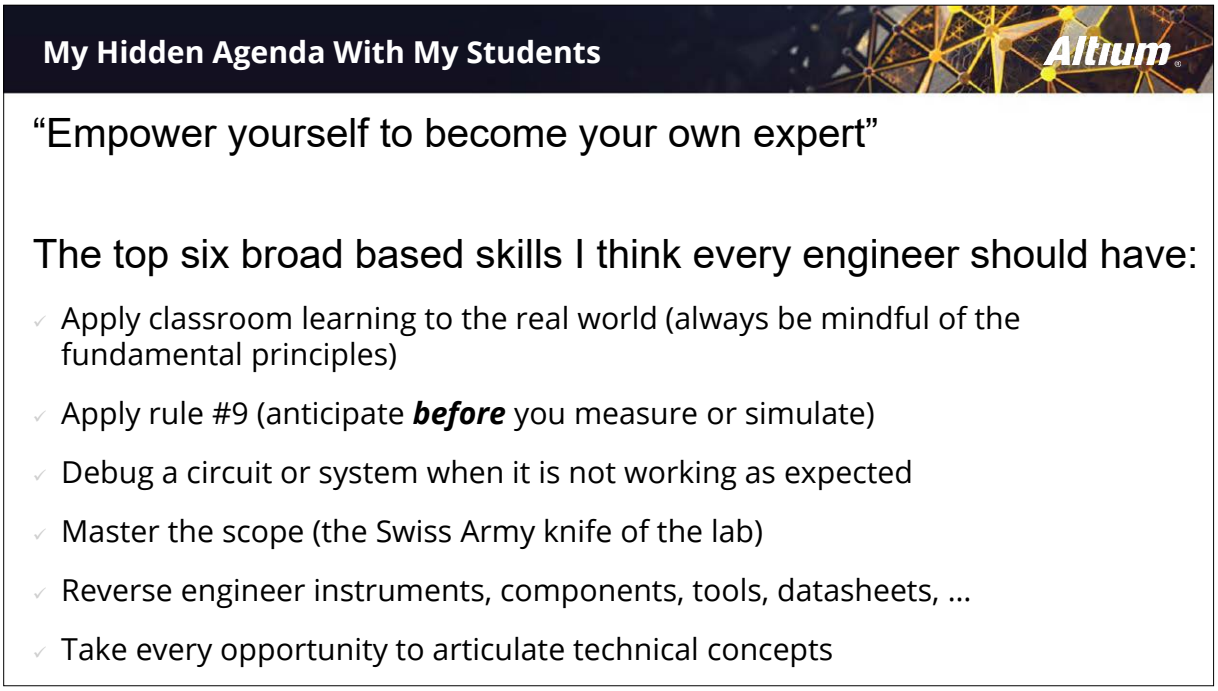
Odpowiedź jest prosta: głównie z internetu. Bogatin przywołuje słynną karykaturę z New Yorkera z 1993 roku, na której pies siedzi przed komputerem i mówi do drugiego psa: „W internecie nikt nie wie, że jesteś psem". Pointa jest prosta – fakt, że coś zostało opublikowane online lub jest częścią popularnego projektu open source, nie znaczy jeszcze, że jest to dobra praktyka projektowa.

Wiele projektów działa **pomimo** złych nawyków, a nie **dzięki** nim – i właśnie to sprawia, że złe nawyki są tak trwałe. Jeżeli płytka działa na prototypie, inżynier skłonny jest sądzić, że to co zrobił, jest właściwe. Bywa jednak, że o sukcesie decyduje margines bezpieczeństwa w krzemie, a nie jakość layoutu.

Jakie złe nawyki widzi Bogatin najczęściej?

Oto katalog błędów, które spotyka regularnie w projektach – zarówno studenckich, jak i komercyjnych:

- Nieprawidłowe używanie oscyloskopów i sond pomiarowych.
- Nieznajomość zasad lutowania (m.in. mit: „im gorętszy lut, tym lepiej").
- Nieprawidłowy dobór warstw i grubości ścieżek.
- Brak kontroli drogi powrotu prądu (ang. *return path*).
- Błędne przekonania na temat kondensatorów odsprzęgających.
- Nadużywanie wypełnienia miedzią (ang. *copper pour*).



Slajd z listą sześciu kluczowych umiejętności „broad-based skills" – kompetencji fundamentalnych dla każdego inżyniera elektronika

eprasa.pl b9ff2b3523

Dlaczego te nawyki są tak powszechne? Bogatin tłumaczy to zjawiskiem, które nazywa „czarnymi łabędziami" (ang. *Black Swan events*). Szum generowany przez złe nawyki rzadko powoduje widoczne usterki przy normalnej pracy. Dopiero szczególny zbieg okoliczności – wiele źródeł szumu zsumowanych w jednym momencie – wywołuje usterkę, której nie da się łatwo powiązać z przyczyną. Przy błędach dwubitowych standardowe kody korekcyjne zawodzą, a inżynier stoi bezradny wobec sporadycznych, niemożliwych do odtworzenia problemów.

Pułapki pomiarowe: sonda 10× pod lupą

Bogatin ilustruje problem złych nawyków pomiarowych bardzo konkretnym przykładem. Sonda 10× to jeden z najczęściej używanych przyrządów pomiarowych. W każdym laboratorium jest ich przynajmniej kilka. A mimo to kryje dwie dobrze ukryte pułapki, które mogą nas prowadzić do fałszywych wniosków.

Pułapka pierwsza: rezonans LC

Typowa sonda 10× to według uproszczonego modelu rezystor 9 MΩ w szeregu z rezystancją wejściową oscyloskopu 1 MΩ – co daje dzielnik 10:1.

Model rzeczywisty jest bardziej skomplikowany. Równolegle do rezystora 9 MΩ znajduje się kondensator o pojemności około 10 pF. Przewód uziemienia sondy wprowadza indukcyjność. Razem tworzą one szeregowy obwód LC – z rezonansem w okolicach **100 MHz**. Przy tej częstotliwości impedancja sondy drastycznie spada i znaczna część energii sygnału przenika przez tę ścieżkę. W efekcie sonda może pokazywać oscylacje, których w badanym układzie nie ma.

Pułapka druga: sonda jako antena

Druga pułapka jest jeszcze subtelniejsza i, jak twierdzi Bogatin, rzadziej rozumiana.

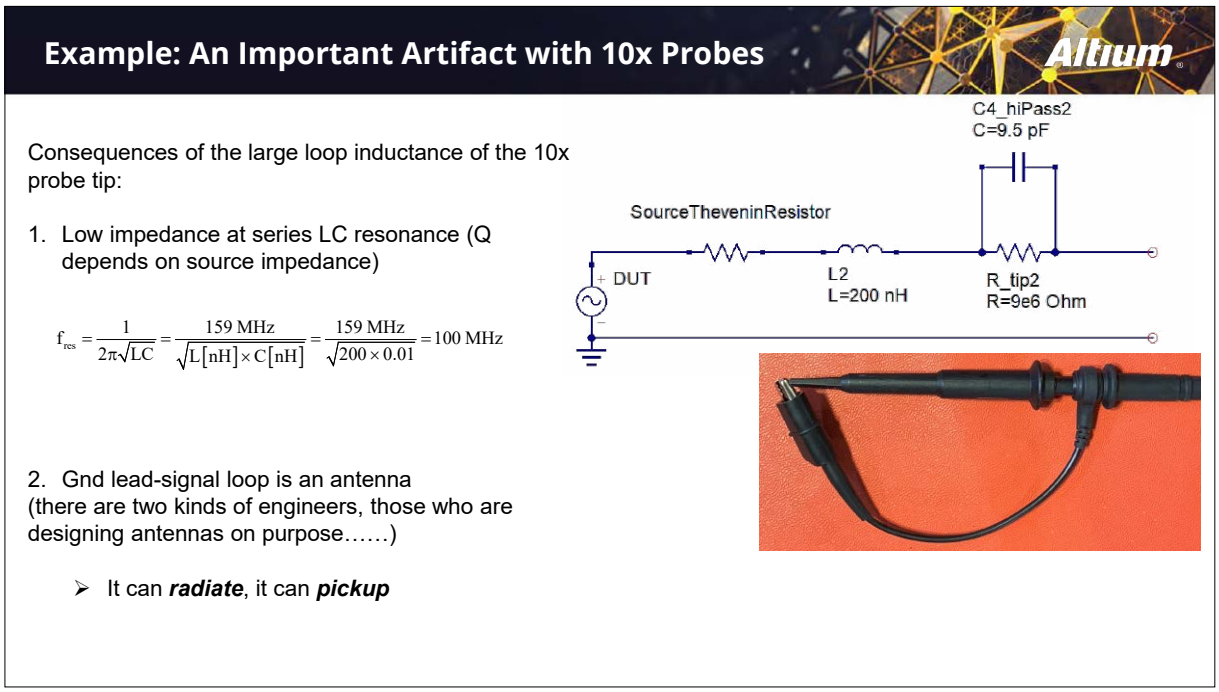
Gdy mierzymy sygnał sondą 10× i rozciągamy przewód uziemienia pomiędzy dwoma różnymi punktami na płytce – tworzymy pętlę. Każda pętla przewodząca prąd jest anteną. Mamy dwa rodzaje inżynierów: tych, którzy projektują anteny celowo – i tych, którzy robią to nieświadomie. Najczęściej sondą robimy to drugie.

Jak duże natężenie prądu płynie przez sondę 10×? Sonda nie jest rezystorem 9 MΩ dla składowych o częstotliwości 100 MHz – jest kondensatorem 10 pF. Przy 100 MHz jego impedancja wynosi około 160 Ω. Przy sygnale 3,3 V otrzymujemy ok. **20 mA prądu** płynącego przez tę „wysokoimpedancyjną" sondę. Ten prąd generuje pole magnetyczne, które jest odbierane przez każdą pobliską pętlę.

Bogatin pokazuje to na żywo. Pierwsza sonda mierzy szybko przełączający sygnał z przerzutnika 74HC. Druga sonda ma zwartą końcówkę – leży w pobliżu, nie jest podłączona do żadnego punktu płytki. Na oscyloskopie widać na niej półtora wolta szumu międzyszczytowego. Inżynier, który nie zna tej pułapki, może przypisać ten szum układowi, choć w rzeczywistości to artefakt pomiarowy.

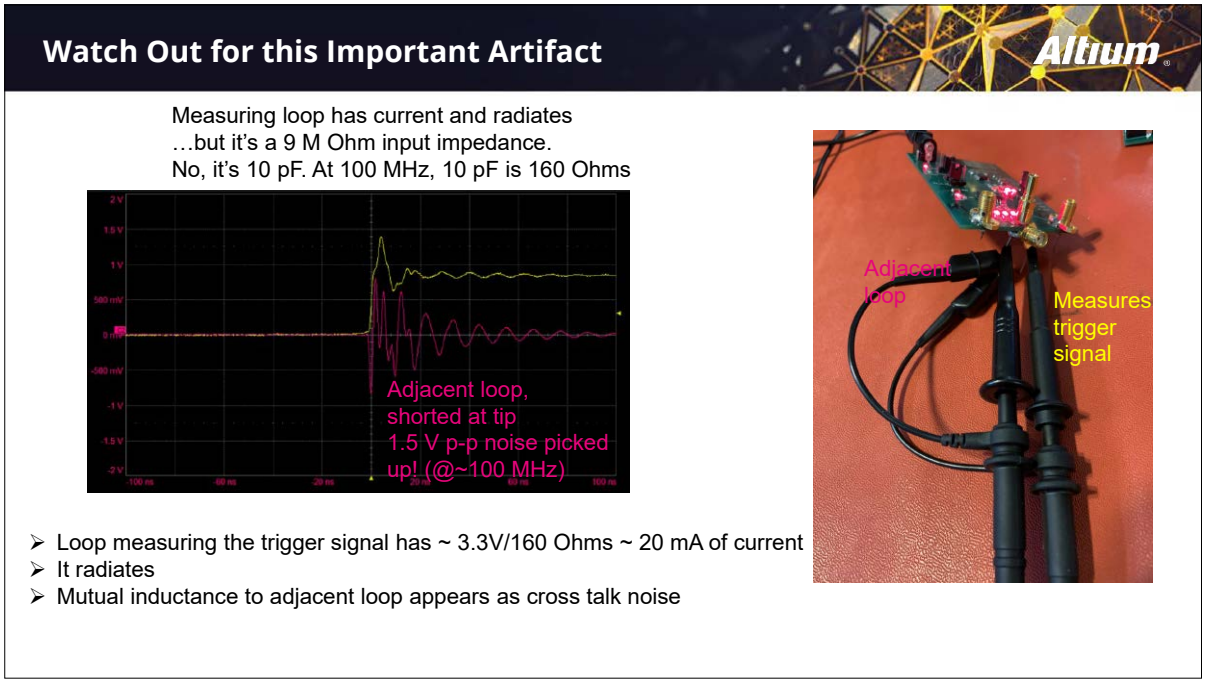
Pozytywne zastosowanie: sonda jako czujnik pola bliskiego

Bogatin obraca ten problem o 180 stopni i pokazuje, że można go wykorzystać z pożytkiem. Sonda 10×



Schemat elektryczny sondy 10× z zaznaczonymi: rezystorem 9 MΩ, kondensatorem 9,5 pF i indukcyjnością przewodu uziemienia – tworzącymi obwód LC rezonujący przy ok. 100 MHz

eprasa.pl b9ff2b3523



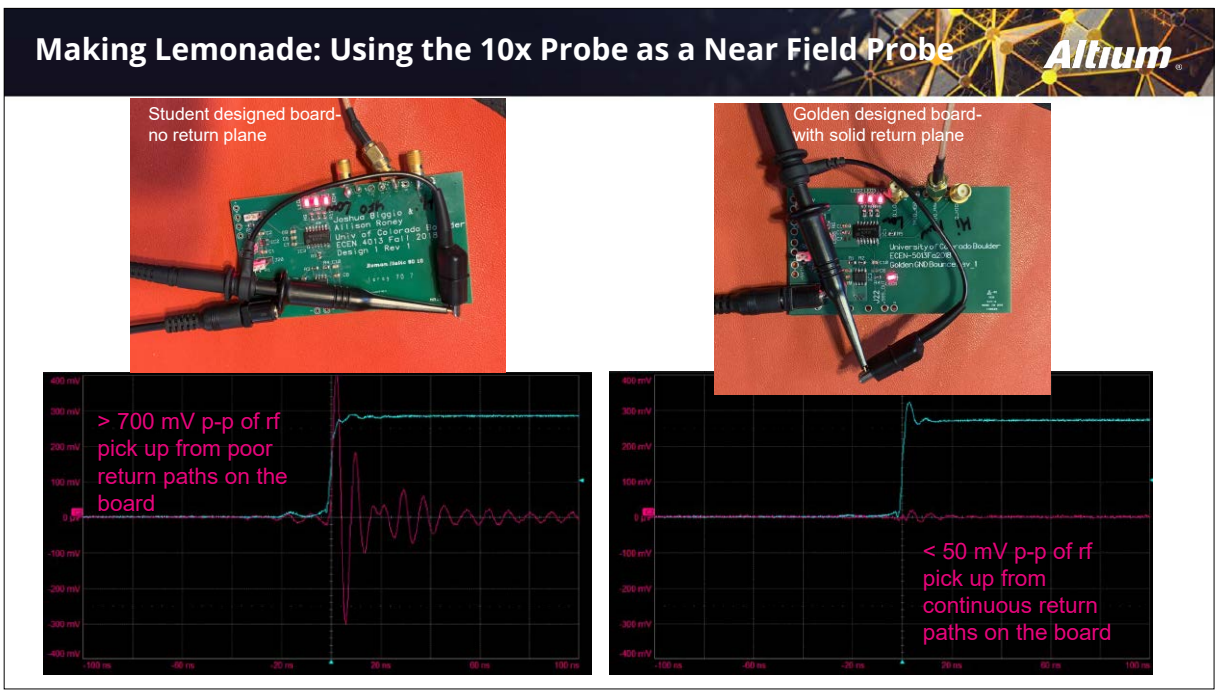
Demonstracja: dwie sondy 10× umieszczone blisko siebie – jedna mierzy sygnał przełączający, druga z zwartą końcówką tylko leży obok. Na oscyloskopie widać 1,5 V szumu na „cichej" sondzie, która niczego nie dotyka

ze zwartą końcówką jest de facto czujnikiem pola bliskiego. Można nią skanować powierzchnię płytki i badać, gdzie koncentrują się emisje elektromagnetyczne.

Bogatin demonstruje to na przykładzie prostego układu timera z heksadecymalnym inwerterem. Wykonuje dwie wersje płytki – jedną zaprojektowaną pod kątem samej łączności (bez dbałości o drogi powrotu prądu), drugą z prawidłową ciągłą płaszczyzną masy. Sonda pola bliskiego pokazuje, że pierwsza płytka promieniuje na poziomie 700 mV międzyszczytowo, natomiast prawidłowo zaprojektowana – wyraźnie mniej. Oba układy mają identyczny schemat, identyczne komponenty, identyczne rozmieszczenie – różni je wyłącznie layout.

Szum na układzie scalonym, nie na płytce

Pomiar szumu na płytce jest często mylący. Bogatin wyjaśnia to precyzyjnie, posługując się modelem obwodu zasilania.



Porównanie emisji pola bliskiego dwóch identycznych schematycznie płytek: lewa – bez kontroli drogi powrotu prądu (700 mV p-p), prawa – z ciągłą płaszczyzną masy (wyraźna redukcja emisji)

eprasa.pl b9ff2b3523



Dlaczego mierzenie szumu na płytce wprowadza w błąd?

Rozważmy układ: przełączające I/O mikrokontrolera tworzą pulsujące źródło prądu. Kondensatory odsprzęgające zamontowane na płytce są podłączone do pinów zasilania układu scalonego przez pewną indukcyjność – wynikającą z geometrii ścieżek i przelotek. Indukcyjność ta, razem z pojemnością kondensatora, tworzy filtr dolnoprzepustowy między chipem krzemowym a punktem pomiaru na płytce.

Konsekwencja jest zaskakująca: **szum zmierzony na płytce może być kilkukrotnie mniejszy od szumu rzeczywiście obecnego na chipie krzemowym (ang. die)**. Bogatin pokazuje przykład, gdzie na płytce rejestruje zaledwie 50 mV szumu, lecz bezpośrednio na chipie – aż 700 mV. Inżynier, który mierzy tylko na płytce, może być przekonany, że projekt jest znakomity.

Technika pomiaru szumu bezpośrednio na chipie

Bogatin opisuje elegancką technikę pośredniego pomiaru szumu na chipie krzemowym, nie wymagającą specjalistycznych przyrządów:

- Jeden kanał I/O mikrokontrolera jest ustawiony jako wyjście w stanie stałym niskim (ang. *quiet low*) – zawsze '0'.
- Drugi kanał I/O jest ustawiony jako wyjście w stanie stałym wysokim (ang. *quiet high*) – zawsze '1'.
- Pozostałe kanały przełączają prąd – np. sterując diodami LED – generując zakłócenia.
- Napięcie mierzone na wyjściu '*quiet low*' odpowiada potencjałowi masy na chipie. Napięcie na '*quiet high*' odpowiada potencjałowi zasilania na chipie. Obydwa bezpośrednio odzwierciedlają szum na chipie.

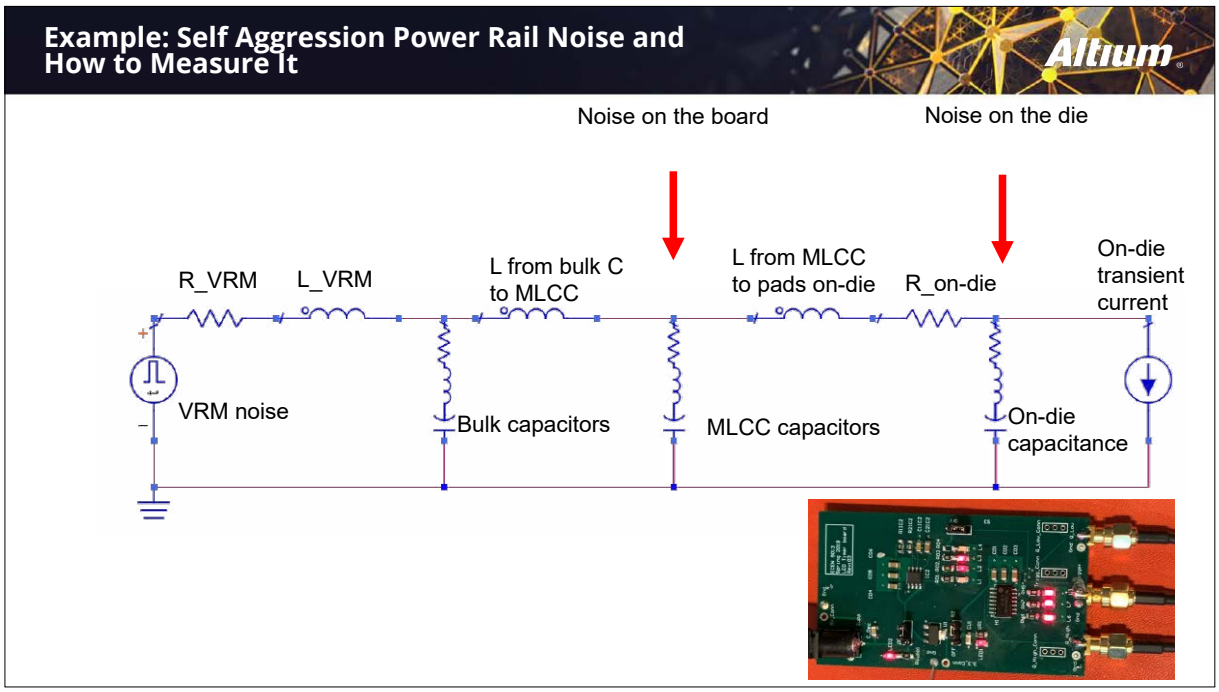
Bogatin pokazuje wynik: na płytce szum wynosi 50 mV – wynik, którym można by się pochwalić. Na chipie, mierzony tą techniką – 700 mV międzyszczytowo. To ta wartość ma znaczenie dla niezawodności układu.

Siedem nawyków skutecznego projektanta płytek dwuwarstwowych

Nawiązując do słynnej książki Stephena Coveya „7 nawyków skutecznego działania", Bogatin opracował własną listę siedmiu nawyków projektanta płytek dwuwarstwowych (choć większość z nich ma zastosowanie i w płytkach wielowarstwowych). Opublikował je szczegółowo w Signal Integrity Journal, a poniżej przedstawia esencję:

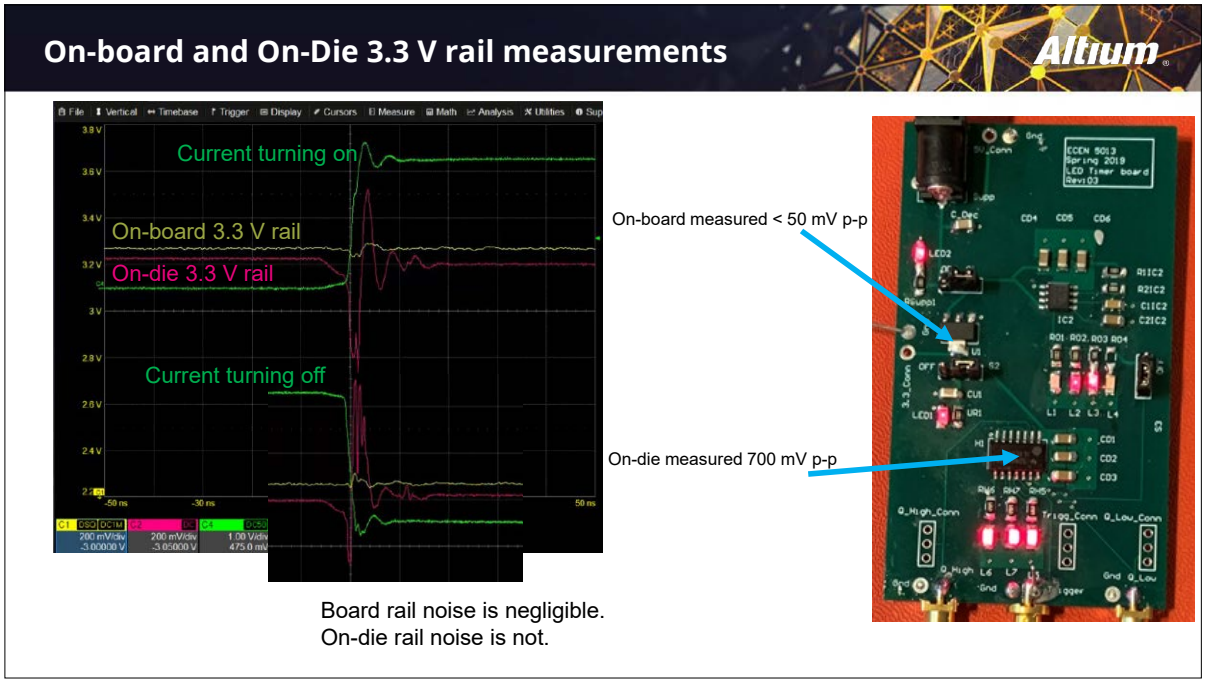
Nawyk 1: Właściwa szerokość ścieżek

6 mil dla sygnałów, 20 mil dla zasilania. Bogatin przeprowadza ze studentami ćwiczenie: ile prądu można przepuścić przez ścieżkę o szerokości 6 mil (150 µm), grubości miedzi 35 µm (standardowe 1 oz/ft^2) [1], zanim zacznie być



Model uproszczonego obwodu zasilania: źródło prądu (przełączające I/O) → indukcyjność montażu kondensatora → kondensator odsprzęgający → VRM. Strzałki pokazują różnicę między miejscem pomiaru na płytce a rzeczywistym miejscem powstawania szumu – na chipie

eprasa.pl b9ff2b3523



Zrzut ekranu z oscyloskopu: kolor zielony – sygnał przełączający (referencja), żółty – szum zmierzony na płytce (~50 mV), czerwony – szum zmierzony bezpośrednio na chipie metodą *quiet-high/quiet-low* (~700 mV p-p)

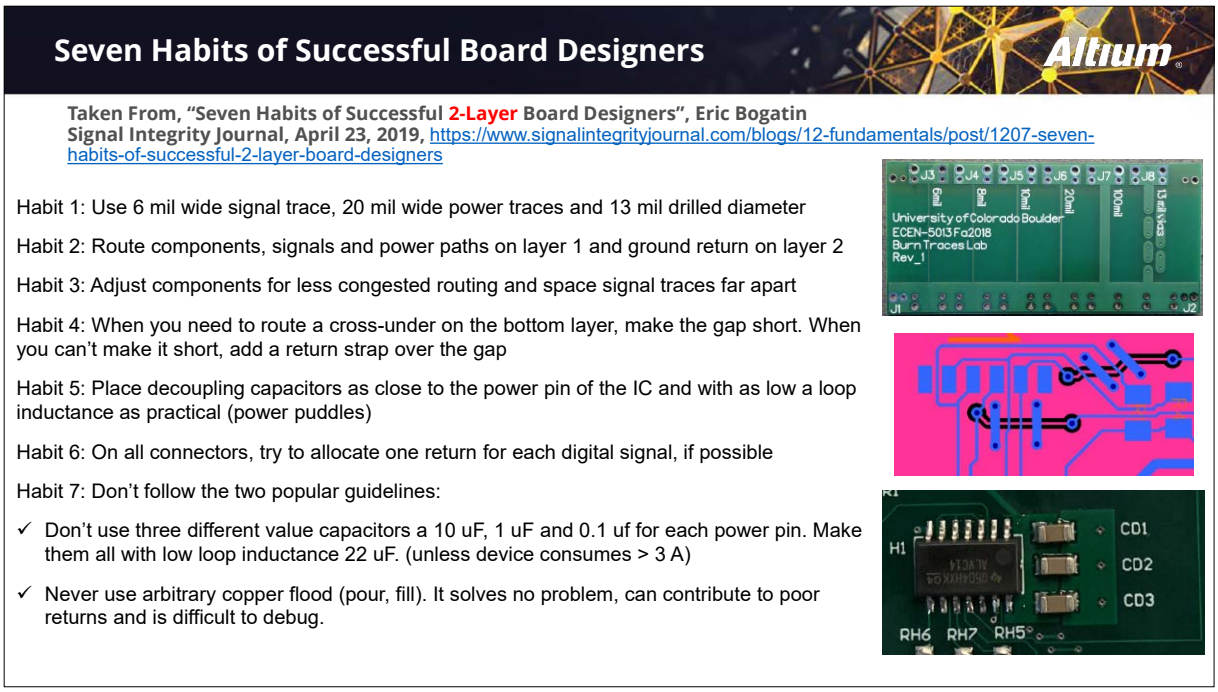
odczuwalnie ciepła? Odpowiedź zaskakuje niemal wszystkich: ok. 1 A. Ścieżka 20 mil wytrzymuje ok. 3 A, zanim się nagrzeje. Oznacza to, że w zdecydowanej większości układów opartych na mikrokontrolerach nie ma potrzeby stosowania szerokich ścieżek sygnałowych. Wąska ścieżka zapewnia większą gęstość upakowania i ułatwia routing.

Nawyk 2: Sygnały na jednej warstwie, masa na drugiej

W płytce dwuwarstwowej optymalną konfiguracją jest prowadzenie sygnałów na jednej warstwie, a masy – jako ciągłego, nieprzerwanej płaszczyzny – na drugiej. Ciągła płaszczyzna masy zapewnia niską indukcyjność ścieżki powrotu prądu dla każdego sygnału.

Nawyk 3: Minimalizacja przelotek krzyżujących

Przejście sygnału na drugą warstwę (*cross-under*) przerywa płaszczyznę masy. Bogatin zaleca: po pierwsze minimalizuj liczbę takich przejść; po drugie – gdy nie możesz ich uniknąć, utrzymuj je jak najkrótsze, by przerwa w płaszczyźnie masy była jak najmniejsza; po trzecie



Slajd z listą siedmiu nawyków skutecznego projektanta płytek dwuwarstwowych według Erica Bogatina

eprasa.pl b9ff2b3523



Zdjęcie płytki Arduino Uno podświetlonej od tyłu – widoczne przerwy w płaszczyznach miedzi na obu warstwach, będące skutkiem *copper pour* (zalania miedzią) wykonanego po *routingu*

– gdy przerwa jest nieunikniona, zastosuj mostek masy (ang. *ground strap*): dodatkową przelotkę łączącą płaszczyznę masy po obu stronach przerwy.

Nawyk 4 i 5: Kondensatory odsprzęgające – lokalizacja i indukcyjność

Kondensator odsprzęgający działa jako lokalny magazyn energii dla chwilowych szczytów prądu pobieranego przez układ scalony. Jego skuteczność zależy w decydującym stopniu od całkowitej indukcyjności pętli zasilania, w skład której wchodzi:

- indukcyjność samego kondensatora (ang. *ESL*),
- indukcyjność ścieżek łączących kondensator z pinami zasilania IC,
- indukcyjność przelotek łączących kondensator z płaszczyzną masy.

Bogatin zaleca stosowanie tzw. *power puddles* – krótkich, szerokich łączników pomiędzy kondensatorem a pinami zasilającymi IC, a nie cienkich ścieżek. Im krótsza i szersza droga prądu, tym mniejsza indukcyjność, tym skuteczniejszy kondensator.

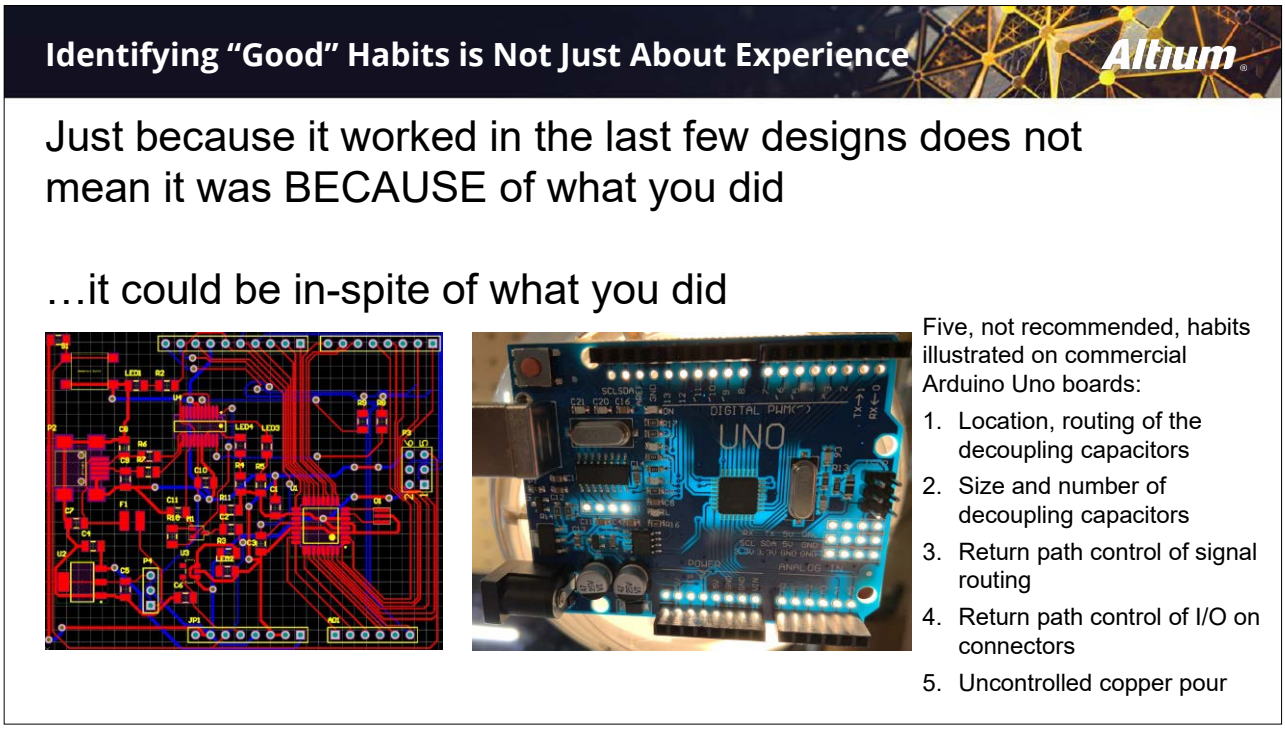
Nawyk 6: Droga powrotu prądu przy złączach

Złącza są równie ważnymi elementami trasy sygnałowej jak ścieżki. Sygnałowi wychodzącemu przez złącze musi towarzyszyć droga powrotu prądu – czyli pin masy – w bezpośrednim sąsiedztwie. Brak pinów masy przy pinach sygnałowych złącza to jeden z najczęstszych błędów w projektowaniu płytek IoT.

Nawyk 7: Mity i złe nawyki do wyeliminowania

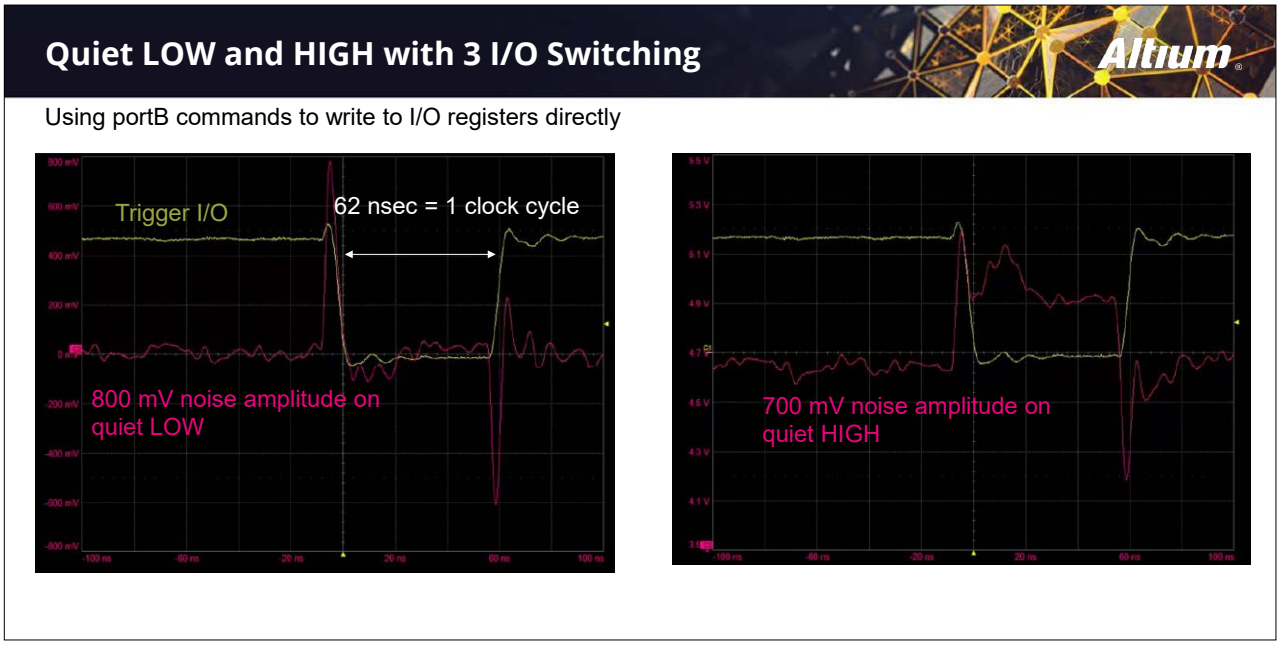
Mit trzech wartości kondensatorów. Powszechna praktyka stosowania kondensatorów o trzech różnych wartościach pojemności (np. 100 nF, 10 nF, 1 nF) w celu zapewnienia odsprzęgania w szerokim paśmie jest mitem. Zachowanie układu kondensatorów zależy przede wszystkim od indukcyjności montażu, a nie od wartości pojemności. Wiele kondensatorów o tej samej wartości i dobrym rozmieszczeniu jest skuteczniejsze niż kilka kondensatorów o różnych wartościach.

Wypełnienie miedzią (*copper pour*) – kiedy nie stosować. Bogatin jest w tej kwestii jednoznaczny: **nie stosuj copper pour, jeśli nie masz mocnego uzasadnienia**. Rozlanie miedzi po zakończeniu routingu nie tworzy



Layout Arduino Uno z zaznaczonymi (czerwone strzałki) pięcioma przykładami złych nawyków projektowych: kondensatory daleko od IC, duże pętle, brak ciągłej płaszczyzny masy, mało pinów GND przy złączu

eprasa.pl b9ff2b3523



Zrzut z oscyloskopu: szum mierzony na Arduino Uno metodą quiet-low przy trzech przełączających I/O. Żółty ślad – sygnał triggera; czerwony – szum 800 mV p-p na quiet low

automatycznie dobrej płaszczyzny masy – miedź przerwana szczelinami ma inną indukcyjność niż ciągła płaszczyzna. Drogi powrotu prądu muszą być zaprojektowane tak samo starannie jak ścieżki sygnałowe – nie można ich po prostu „zalać" miedzią.

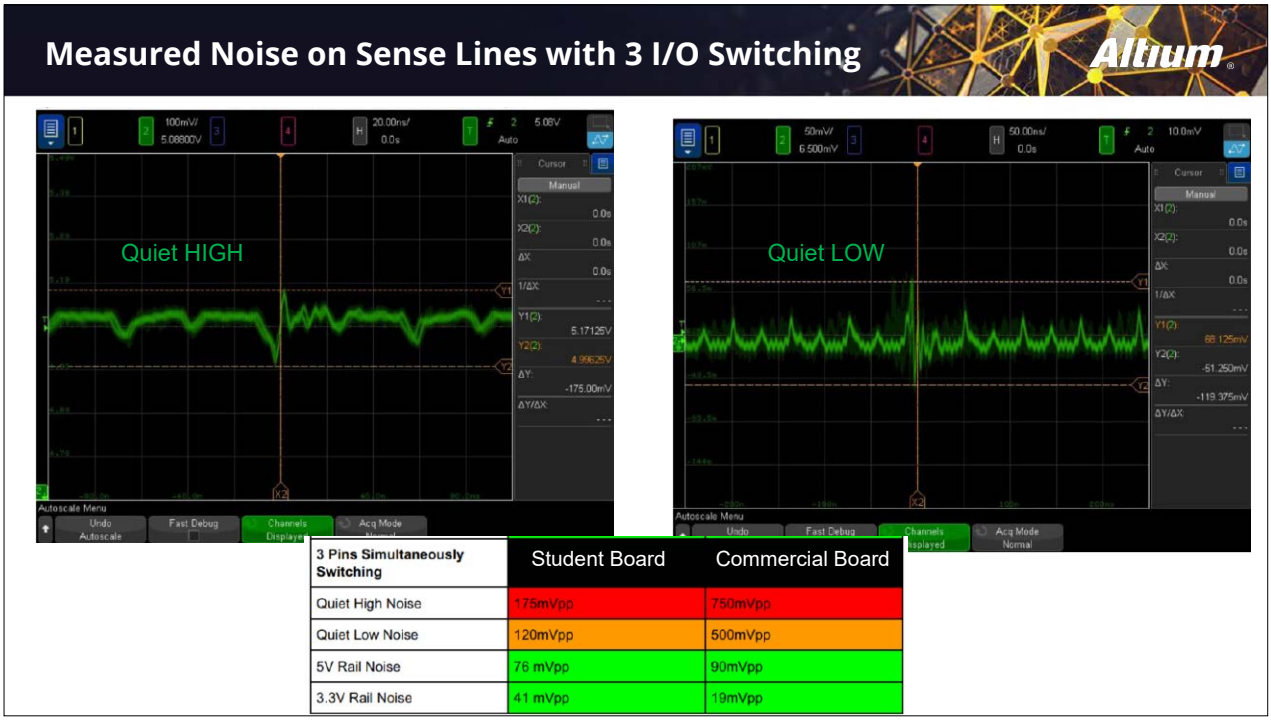
Studium przypadku: Arduino Uno i złe nawyki

Drugą tablicą projektową, którą Bogatin wprowadza w swoim wykładzie, jest *redesign* płytki Arduino Uno. To doskonały obiekt ćwiczeń, bo Arduino jest powszechnie

REKLAMA



eprasa.pl b9ff2b3523



3 Pins Simultaneously Switching	Student Board	Commercial Board
Quiet High Noise	175mVpp	750mVpp
Quiet Low Noise	120mVpp	500mVpp
5V Rail Noise	76 mVpp	90mVpp
3.3V Rail Noise	41 mVpp	19mVpp

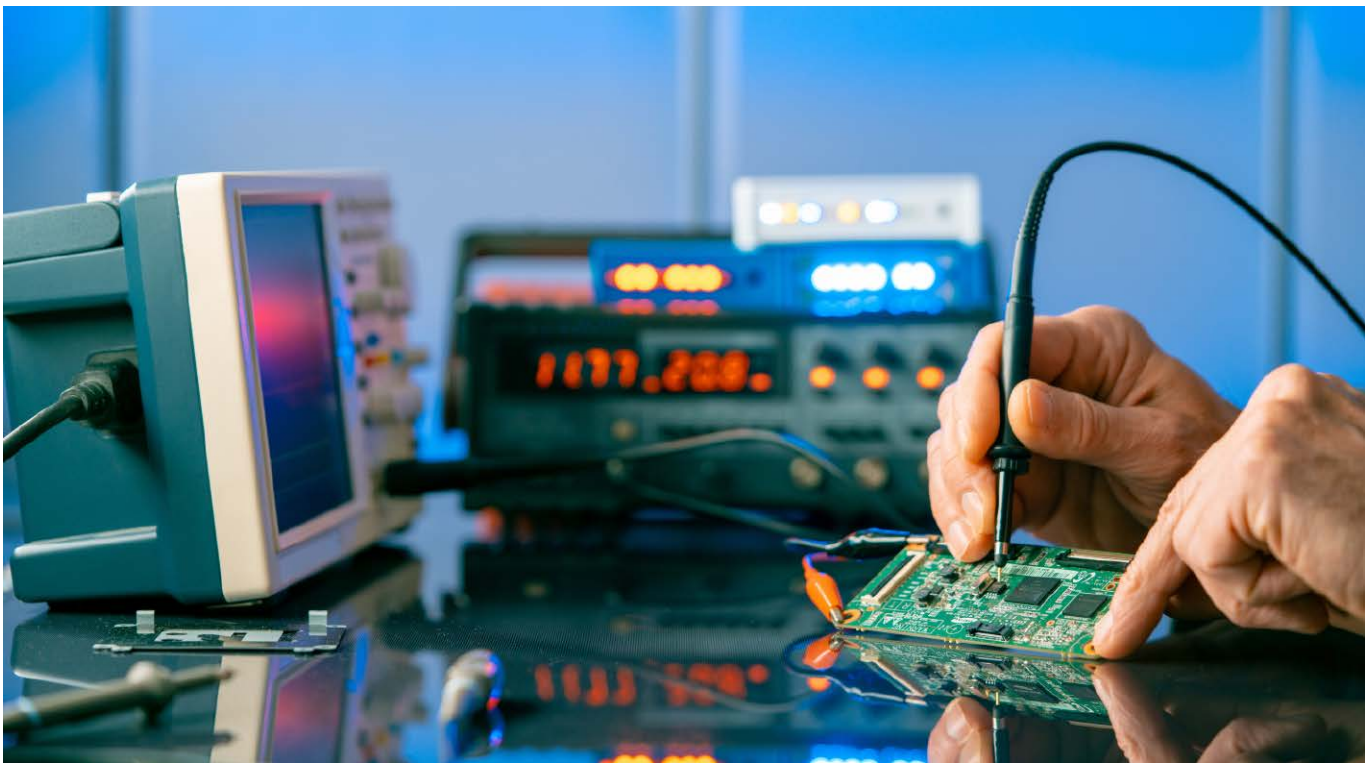
Zrzut z oscyloskopu: szum na przeprojektowanej płytce studentów – quiet low ~120 mV p-p i quiet high ~100 mV p-p przy identycznym wymuszeniu jak w pomiarach Arduino Uno. Około 7-krotna redukcja szumu

znane, powszechnie dostępne i – jak dowodzi Bogatin – pełne złych nawyków projektowych.

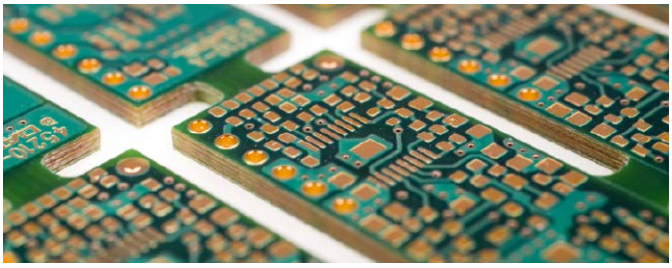
Ponad milion egzemplarzy Arduino Uno zostało wyprodukowanych. Wszystkie działają. Ale to, że coś działa, nie znaczy, że jest dobrze zaprojektowane.

Bogatin analizuje *layout* Arduino Uno z punktu widzenia siedmiu nawyków i wskazuje pięć naruszeń:

- Kondensatory odsprzęgające zlokalizowane daleko od pinów zasilania mikrokontrolera.
- Duże pętle na ścieżkach zasilających – wysoka indukcyjność.
- Arduino Uno ma tylko 3 piny masy na złączu, z których tylko jeden sąsiaduje z pinami I/O – dla 14 cyfrowych linii I/O (D0–D13) to rażący niedobór połączeń powrotnych.
- Kontrola drogi powrotu prądu niemal nieistniejąca.
- Nieciągła płaszczyzna masy w wyniku naiwnego zastosowania *copper pour*.



eprasa.pl b9ff2b3523



Pomiar szumu na Arduino Uno

Studenci Bogatina najpierw mierzą szum na oryginalnej płytce Arduino, stosując technikę *quiet-high/quiet-low*. Wyniki są wymowne. Przy jednoczesnym przełączaniu trzech linii I/O (sterujących diodami LED, ok. 30 mA każda):

- Szum na linii *quiet low*: ok. 800 mV międzyszczytowo.
- Szum na szynie zasilania (*quiet high*): ok. 700 mV międzyszczytowo.

To bardzo duże wartości jak na układ 5 V, zasilany przez stabilizowany regulator napięcia.

Redesign studentów: co zmienia dobry layout?

Studenci projektują od nowa funkcjonalny odpowiednik Arduino Uno, korzystając z tego samego schematu elektrycznego i tych samych elementów, ale stosując wszystkie siedem nawyków. Płytka jest zlecana do produkcji, montowana i mierzona identyczną metodą.

Wyniki po poprawnym zaprojektowaniu layoutu:

- Szum na *quiet high*: ok. 100 mV międzyszczytowo.
- Szum na *quiet low*: ok. 120 mV międzyszczytowo.

Redukcja szumu około 7×, **bez dodawania żadnych komponentów**, bez zmiany schematu elektrycznego, bez zmiany rozmieszczenia elementów – jedynie dzięki właściwemu *layoutowi*.

Można zapytać: po co to wszystko? Przecież milion Arduino Uno działa bez problemów. Bogatin odpowiada: chodzi o nawyki. Jeżeli projektujesz prostą płytkę z mikrokontrolerem i ona działa mimo złego *layoutu* – to nie jesteś bogatszy o nic. Ale gdy trafisz na projekt, gdzie margines sygnałowy jest węższy, gdy czynniki termiczne i produkcyjne będą niekorzystne, gdy pojawią się *Black Swan events* – zapłacisz pełną cenę za złe nawyki.

Wnioski

Wykład Bogatina jest w istocie opowieścią o świadomości – o różnicy między projektem, który działa, a projektem, który jest dobrze zaprojektowany. Kluczowe przesłania:

- Schematyczne myślenie nie wystarcza. Układ elektryczny nie mówi nic o szumach – te rodzą się dopiero na etapie layoutu fizycznego.
- Internet nie jest wyrocznią. Popularność projektu open-source nie jest równoznaczna z jego jakością.
- Pomiary trzeba wykonywać właściwie. Nawet powszechna sonda 10× może wprowadzać artefakty. Zrozumienie narzędzia jest warunkiem zrozumienia wyników.
- Mierz szum tam, gdzie ma znaczenie – na chipie, a nie tylko na płytce.
- Dobre nawyki nic nie kosztują. Poprawny layout nie wymaga dodatkowych komponentów ani większego budżetu – tylko wiedzy i dyscypliny.
- Siedem nawyków działa. Redukcja szumu około 7× bez zmiany schematu, udowodniona pomiarami studentów, jest przekonującym dowodem.

Eric Bogatin, „Breaking Bad Habits in PCB Design", AltiumLive Keynote. Pełny wykład dostępny na YouTube: https://youtu.be/DIMIzKRmync

Na podstawie wykładu prof. Erica Bogatina wygłoszonego na konferencji AltiumLive

[1] Grubość folii miedzianej w branży PCB podaje się tradycyjnie w uncjach na stopę kwadratową (oz/ft²) – jest to jednostka masy powierzchniowej, nie objętości. Jej rodowód sięga czasów, gdy miedź walcowano i sprzedawano na wagę przypadającą na jednostkę powierzchni arkusza. Przeliczenie jest proste: 1 oz/ft² odpowiada warstwie miedzi o grubości ok. 35 µm (dokładnie 34,8 µm). Spotykane standardy to: 0,5 oz/ft² (≈17 µm) – folie cienkie, stosowane w elastycznych PCB; 1 oz/ft² (≈35 µm) – najpopularniejszy standard dla płytek cyfrowych i mieszanych; 2 oz/ft² (≈70 µm) – dla aplikacji dużych prądów lub tam, gdzie wymagana jest większa wytrzymałość mechaniczna ścieżek; 3 oz/ft² i więcej – specjalne zastosowania energoelektroniczne. W europejskich arkuszach danych producentów laminatów coraz częściej podaje grubość bezpośrednio w mikrometrach, jednak oznaczenie „1 oz" pozostaje powszechne w narzędziach EDA i dokumentacji zamówienia fabów na całym świecie.

Więcej informacji od Prof. Erica Bogatina na podobne tematy znajdziesz na:

1. https://profericbogatin.substack.com/
2. https://www.fedevel.com/courses/introduction-to-electrical-engineering
3. https://teledynelecroy.bethesignal.com/learn/signin (użyj kodu promocyjnego EBQ225, aby otrzymać bezpłatną 3-miesięczną subskrypcję)
4. https://www.theeecosystem.com/masterclass
5. https://www.signalintegrityjournal.com/
6. https://www.colorado.edu/faculty/bogatin/

eprasa.pl b9ff2b3523



Dlaczego twój zasilacz impulsowy działa w laboratorium i pada w produkcji

ESR, ESL, tolerancje i pętle sprzężenia zwrotnego w realiach masowej produkcji

Każdy, kto choć raz przeszedł drogę od prototypu do produkcji seryjnej, zna ten moment. Układ działa wzorowo w laboratorium – parametry odpowiadają specyfikacji, testy zaliczone, dokumentacja przekazana. Kilka tygodni później telefon z produkcji: coś nie gra. Pierwsza partia oscyluje, przegrzewa się, wypada przy rozruchu. Egzemplarz z biurka – nadal bez zarzutu. Ten scenariusz nie dotyczy tylko zasilaczy impulsowych. Dotyczy każdego urządzenia elektronicznego, w którym zamknięta pętla regulacji, pasożytnicze parametry komponentów i rozrzut produkcyjny spotykają się w jednym miejscu i czasie. Zasilacz impulsowy jest tu wyjątkowo precyzyjnym modelem – bo wszystkie mechanizmy odpowiedzialne za przepaść między laboratorium a produkcją są w nim widoczne jak pod lupą i policzalne. Celem tego artykułu nie jest nauka projektowania zasilaczy. Jest nim pokazanie – na konkretnym, mierzalnym przykładzie – dlaczego projekt działający na jednym egzemplarzu nie jest jeszcze projektem gotowym do produkcji. I czego brakuje, by się nim stał.

Wstęp i diagnoza problemu

Zasilacz impulsowy jako model ogólnego problemu

Produkcja weryfikuje założenia, nie obliczenia

Produkcja seryjna weryfikuje projekty bezlitośnie. Nie szuka błędów logicznych ani obliczeniowych – tych projektant zwykle nie robi. Szuka czegoś subtelniejszego: założeń, które są prawdziwe dla jednego egzemplarza, w jednej temperaturze, z jednej partii komponentów – a przestają być prawdziwe, gdy tych egzemplarzy są tysiące, temperatura waha się od -25°C do +70°C, a komponenty pochodzą od kilku różnych dostawców zatwierdzonych przez dział zakupów.

Zasilacz impulsowy – SMPS, *Switch-Mode Power Supply* – jest urządzeniem elektronicznym, które tę weryfikację przechodzi z wyjątkową surowością. Nie dlatego, że jest szczególnie skomplikowany. Dlatego, że jest układem zamkniętej pętli regulacji, w którym stabilność zależy bezpośrednio od pasożytniczych parametrów kondensatorów – parametrów, które zmieniają się z temperaturą, napięciem, czasem eksploatacji i różnią się

eprasa.pl b9ff2b3523

między partiami, nawet przy tym samym numerze katalogowym. Mechanizmy, które w innych układach są tłem, tutaj stają się pierwszym planem.

Właśnie dlatego SMPS jest tak użytecznym modelem do analizy – bo problemy, które w nim ujawniają się gwałtownie i mierzalnie, w innych urządzeniach narastają wolniej i są trudniejsze do zidentyfikowania. Projektant, który nauczył się myśleć o tolerancjach, rozrzucie produkcyjnym i analizie worst-case (dla najgorszego przypadku) na przykładzie zasilacza, będzie stosował ten sposób myślenia wszędzie.

Lloyd Dixon z Unitrode – firmy przejętej przez Texas Instruments w 1999 roku – autor legendarnych seminariów Power Supply Design, publikowanych od lat 80. ubiegłego wieku i do dziś cytowanych jako wzorcowe wprowadzenie do praktycznego projektowania przetwornic, pisał wprost, że projektant, który testuje układ na jednym egzemplarzu, w jednej temperaturze, przy jednym napięciu zasilania – nie projektuje, lecz eksperymentuje. To zdanie, choć sformułowane cztery dekady temu, wybiega daleko poza zasilacze impulsowe.

Podobną diagnozę stawia **Robert Mammano**, jeden z pionierów scalonych sterowników PWM i autor dziesiątek not aplikacyjnych TI: modele komponentów w symulatorach są najczęściej typowe, nie skrajne – i właśnie to jest źródłem fałszywego poczucia bezpieczeństwa, które kosztuje inżynierów produkcyjnych i działów jakości nieproporcjonalnie wiele czasu i pieniędzy.

Co sprawia, że SMPS jest tak czułym modelem

Zasilacz impulsowy jest układem nieliniowym pracującym w zamkniętej pętli regulacji. Stabilność tej pętli zależy bezpośrednio od pasożytniczych parametrów kondensatorów – przede wszystkim od zastępczej rezystancji szeregowej (ESR, *Equivalent Series Resistance*) i zastępczej indukcyjności szeregowej (ESL, *Equivalent Series Inductance*). R.D. Middlebrook z California Institute of Technology, który wspólnie ze Slobodanem Ćukiem opracował metodę uśredniania przestrzeni stanów (*state-space averaging*) i małosygnałowego modelowania przetwornic, wykazał już w latach 70., że transmitancja otwartej pętli układu *buck* (zniżającego napięcie) czy *boost* (powiększającego napięcie) zawiera zero wynikające wprost z ESR kondensatora wyjściowego. To zero jest elementem kompensacji – celowo lub mimowolnie. Gdy ESR zmienia się między egzemplarzami, zero przesuwa się w dziedzinie częstotliwości, a margines fazy maleje lub rośnie w nieprzewidywalny sposób.

Przetwornica pracuje z sygnałami o bardzo szerokim spektrum częstotliwości – od składowej stałej, przez częstotliwość przełączania (typowo 100 kHz...2 MHz), aż po harmoniczne sięgające kilkudziesięciu megaherców. W tym zakresie indukcyjności pasożytnicze ścieżek PCB przestają być pomijalnym szczegółem. I wreszcie – co najważniejsze z perspektywy produkcji – parametry kondensatorów, rezystorów i cewek nie są stałe. Zmieniają się z temperaturą, napięciem, częstotliwością, czasem eksploatacji i różnią się między partiami i dostawcami, nawet przy tym samym numerze katalogowym.

Cel artykułu

Na kolejnych stronach przeanalizujemy – krok po kroku – mechanizmy odpowiadające za rozbieżność między laboratorium a produkcją. Zaczniemy od modelu rzeczywistego kondensatora i jego wpływu na stabilność pętli, opierając się na dorobku Middlebrooka, Dixona oraz **Christophe'a Basso**, autora monografii *Switch-Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs* – uznawanej za jedno z najlepszych praktycznych opracowań tematu. Przejdziemy przez analizę tolerancji produkcyjnych, termikę i starzenie komponentów, zasady projektowania PCB, a artykuł zamkniemy praktyczną checklistą dla inżyniera wchodzącego w fazę uruchomienia produkcji seryjnej.

Artykuł jest adresowany bezpośrednio do inżynierów z doświadczeniem w projektowaniu analogowym, którzy znają podstawy działania przetwornic – ale przede wszystkim do każdego, kto choć raz zadał sobie pytanie: *dlaczego to działało w laboratorium*?

ESR i ESL: pasożyty, które decydują o wszystkim

Model zastępczy kondensatora – rzeczywistość zamiast idealizacji

W pierwszym przybliżeniu kondensator jest elementem idealnym: impedancja odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości, zero strat, zero indukcyjności. W rzeczywistym projekcie SMPS to uproszczenie jest nie tylko niewystarczające – jest niebezpieczne.

Rzeczywisty kondensator opisuje się modelem zastępczym składającym się z trzech elementów szeregowych: pojemności właściwej C, zastępczej rezystancji szeregowej ESR (*Equivalent Series Resistance*) oraz zastępczej indukcyjności szeregowej ESL (*Equivalent Series Inductance*). Do tego dochodzi rezystancja równoległa Rp reprezentująca prąd upływu, ale w zastosowaniach SMPS jej wpływ jest zwykle pomijalny. Model ten – powszechnie stosowany i opisany szczegółowo przez Kemet, Nichicon i Würth Elektronik w ich notach aplikacyjnych – daje impedancję całkowitą kondensatora:

$$Z(f) = ESR + j \cdot \left(2\pi f \cdot ESL - \frac{1}{2\pi f \cdot C}\right)$$

eprasa.pl b9ff2b3523

Z tego równania wynikają dwa kluczowe fakty. Po pierwsze, kondensator ma częstotliwość rezonansową własnego szeregowego obwodu LC, zwaną SRF (*Self-Resonant Frequency*), powyżej której zachowuje się jak indukcyjność, a nie jak pojemność. Po drugie, minimalna impedancja kondensatora w rezonansie jest równa właśnie ESR – i to ESR, nie pojemność, decyduje o jakości filtrowania w otoczeniu częstotliwości rezonansowej.

Christophe Basso w swojej monografii *Switch-Mode Power Supplies* poświęca temu modelowi obszerny rozdział, podkreślając, że projektanci nagminnie dobierają kondensatory wyjściowe wyłącznie według pojemności i napięcia znamionowego, ignorując ESR i ESL – i że właśnie to jest jedną z najczęstszych przyczyn niestabilności w produkcji.

ESR a tętnienia napięcia wyjściowego

Wpływ ESR na tętnienia napięcia wyjściowego jest bezpośredni i policzalny. W przetwornicy *buck* pracującej w trybie ciągłym przewodzenia (CCM) tętnienia napięcia wyjściowego składają się z dwóch składowych:

$$\Delta V_{out} = \Delta V_C + \Delta V_{ESR}$$

$$\Delta V_C = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{sw} \cdot C}$$

$$\Delta V_{ESR} = \Delta I_L \cdot ESR$$

Skąd czynnik 8 w mianowniku?

Prąd kondensatora jest trójkątny (AC-składowa prądu cewki), o amplitudzie $\Delta I_{L/2}$ i okresie $1/f_{sw}$.

Ładunek przypadający na pół okresu=pole trójkąta:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{1}{2 f_{sw}} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{sw}}$$

$$\Delta V_C = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{sw} \cdot C}$$

Czynnik 8=½×½×½ pochodzi z geometrii trójkąta, NIE z przybliżenia $2\pi \approx 6{,}28$ (które dotyczy sinusoidy). Różnica wynosi ok. 21%.

Przy typowych wartościach częstotliwości przełączania rzędu 300...500 kHz i pojemnościach kondensatorów ceramicznych rzędu kilkudziesięciu mikrofaradów składowa ΔV_C staje się pomijalnie mała. Dominuje ΔV_{ESR}, liniowo zależna od tętnień prądu cewki i od ESR. Oznacza to, że jeśli ESR zmienia się o ±30% między partiami kondensatorów – co jest realnym scenariuszem dla elektrolitów przy niskich temperaturach – tętnienia napięcia wyjściowego zmieniają się proporcjonalnie.

Lloyd Dixon w seminarium *Closing the Feedback Loop* (dostępne w archiwum TI) ilustruje ten efekt rachunkiem dla typowego projektanta: inżynier mierzy tętnienia na prototypie wynoszące 15 mV i uznaje je za dopuszczalne, nie zdając sobie sprawy, że przy zimnym rozruchu w temperaturze -25°C ten sam kondensator elektrolityczny może mieć ESR trzy-, czterokrotnie wyższy – i tętnienia przekroczą 50 mV, wywołując błędy logiki zasilanej tym napięciem.

ESR jako zero w transmitancji – serce problemu stabilności

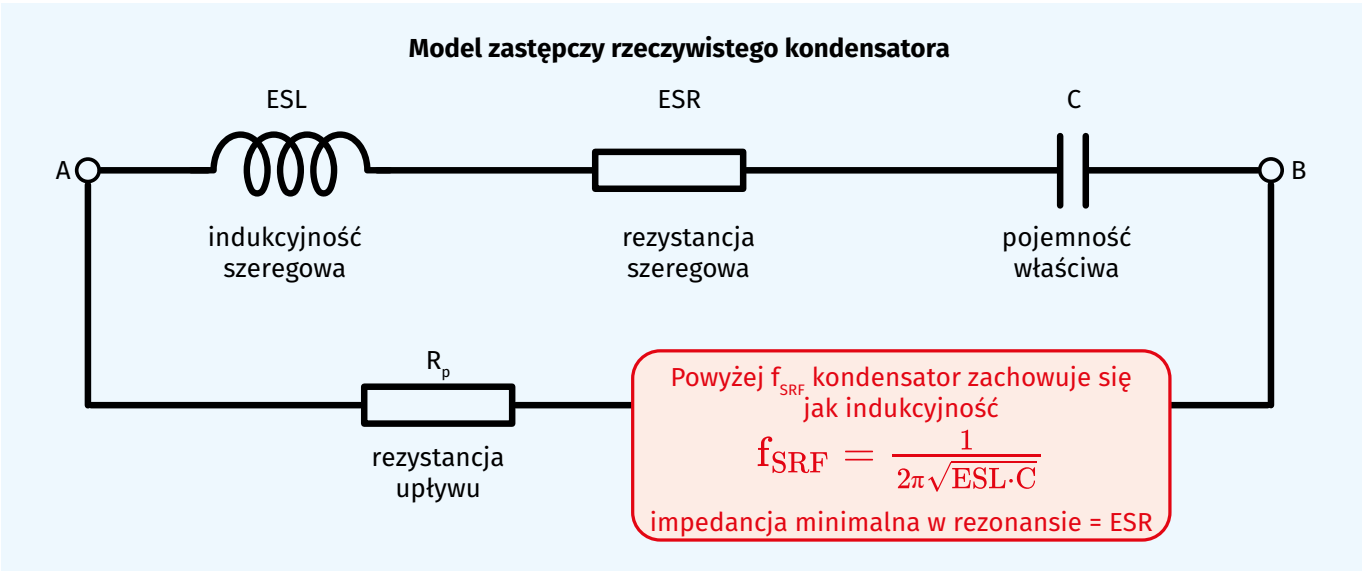
To jest punkt, w którym ESR przestaje być tylko parametrem jakości filtrowania i staje się elementem aktywnie kształtującym stabilność pętli sprzężenia zwrotnego.

Transmitancja filtra LC kondensatora wyjściowego w przetwornicy *buck* ma postać:

$$G_{LC}(s) = \frac{1 + s \cdot ESR \cdot C}{s^2 LC + s \cdot ESR \cdot C + 1}$$

Licznik tej transmitancji zawiera zero o częstotliwości:

$$f_z = \frac{1}{2\pi \cdot ESR \cdot C}$$



Rysunek 1. Model zastępczy rzeczywistego kondensatora – szeregowy RLC z rezystancją upływu Rp

eprasa.pl b9ff2b3523

To zero wprowadza do charakterystyki fazowej pętli otwartej dodatni przeskok fazy o +90°, kompensujący częściowo spadek fazy od bieguna podwójnego filtra LC. **R.D. Middlebrook** w swoim fundamentalnym artykule *Topics in Multiple-Loop Regulators and Current-Mode Programming* (IEEE PESC, 1985) wykazał, że właśnie to zero ESR jest w wielu topologiach jedynym naturalnym mechanizmem stabilizującym pętlę bez konieczności stosowania rozbudowanej kompensacji.

Konsekwencja jest poważna: jeśli ESR jest zbyt małe – co jest typowe dla kondensatorów ceramicznych MLCC (*Multi-Layer Ceramic Capacitors*) – zero przesuwa się w górę, poza pasmo regulacji, i przestaje pełnić rolę stabilizującą. Układ zaprojektowany z kondensatorem elektrolitycznym ESR=50 mΩ, zastąpiony w produkcji kondensatorem ceramicznym o ESR=2 mΩ (bo był tańszy lub elektrolit był niedostępny), może utracić kilkanaście stopni marginesu fazy i stać się układem granicznie stabilnym lub wręcz niestabilnym.

Robert Mammano w nocie aplikacyjnej TI SLUP084 – *Stability Analysis of Current-Mode Controlled Buck Converter* opisuje konkretny przykład: zamiana elektrolitu na ceramikę w węźle wyjściowym bez przeprojektowania kompensatora Typu II zamieniła margines fazy z bezpiecznych 52° na katastrofalne 8°. Układ oscylował przy każdym skokowym obciążeniu.

ESL – problem, który rośnie z częstotliwością

O ile ESR dominuje w zakresie częstotliwości pracy pętli regulacji (typowo kilka kiloherców do kilkudziesięciu kiloherców), o tyle ESL przejmuje kontrolę w okolicach częstotliwości przełączania i jej harmonicznych.

Indukcyjność pasożytnicza kondensatora wyjściowego tworzy razem z pojemnością obwód rezonansowy, który może wpaść w rezonans dokładnie w zakresie harmonicznych częstotliwości przełączania – czyli tam, gdzie przebieg prądowy jest najbardziej stromy. Skutki to: wzrost emisji elektromagnetycznej, lokalny wzrost tętnień napięcia w zakresie megaherców, a w skrajnym przypadku – wzbudzenie rezonansów wysokoczęstotliwościowych widocznych na charakterystykach Bodego jako nieoczekiwane wzrosty wzmocnienia.

Henry Ott w swojej monografii *Electromagnetic Compatibility Engineering*, choć skupia się na EMC, poświęca osobny rozdział indukcyjności pasożytniczej kondensatorów w zasilaczach impulsowych, wskazując, że niedocenianie ESL jest jedną z głównych przyczyn problemów z emisją elektromagnetyczną urządzeń w klasie B (do użytku domowego).

Praktyczną konsekwencją dla projektanta jest konieczność stosowania kondensatorów w równolegle łączonych parach o różnych pojemnościach: duży kondensator elektrolityczny (niska SRF (*Self Resonant Frequency*), ale wysoka pojemność) i mały kondensator ceramiczny (wysoka SRF, niska pojemność). **Basso** rekomenduje dobór tak, by ich własne częstotliwości rezonansu SRF były rozdzielone co najmniej dekadą częstotliwości, co zapewnia szerokopasmowe filtrowanie bez rezonansów między elementami.

Kondensator z katalogu (*datasheet*), a kondensator z produkcji

Kondensatory elektrolityczne aluminiowe mają ESR silnie zależny od temperatury. W temperaturze +25°C wartość z *datasheet* jest typowa. Przy –25°C ESR może wzrosnąć czterokrotnie, a przy –40°C nawet dziesięciokrotnie. Nichicon w swoich notach aplikacyjnych do serii UWT i UHE publikuje pełne krzywe ESR(T) – i są to dane, które powinny leżeć na biurku każdego projektanta zasilacza przeznaczonego do pracy w rozszerzonym zakresie temperatur.

Kondensatory ceramiczne MLCC kryją w sobie zupełnie inną pułapkę: zależność pojemności od napięcia stałego DC (*DC bias derating* – zależność pojemności od napięcia polaryzacji) oraz od temperatury. Kondensator X5R 10 µF/10 V, pracujący przy napięciu wyjściowym 5 V (czyli przy 50% napięcia znamionowego), może mieć rzeczywistą pojemność wynoszącą jedynie 4...5 µF. To nie jest odchyłka produkcyjna – to efekt fizyczny wynikający z nieliniowości ceramiki ferroelektrycznej, opisany szczegółowo przez Kemeta i TDK w ich notach o dielektrykach klasy II.

Konsekwencja dla pętli regulacji: jeśli pojemność kondensatora kompensacyjnego lub wyjściowego jest o 50% niższa niż nominalna, częstotliwość przecięcia (*crossover frequency*) przesuwa się, zero i bieguny kompensatora wędrują, a margines fazy zmienia się w sposób, który nie był przewidziany w projekcie.

Würth Elektronik w nocie aplikacyjnej ANP012 – *Capacitor Parasitics* dokumentuje eksperyment, w którym kondensator ceramiczny 47 µF/6,3 V w typowym węźle wyjściowym przetwornicy *buck*, zmierzony w warunkach pracy (5 V DC bias, temperatura 85°C), wykazał pojemność 11 µF – niecałe 24% wartości nominalnej. Układ zaprojektowany pod 47 µF pracował faktycznie z 11 µF.

Gorąca pętla na PCB – indukcyjność, której nie ma w schemacie

W przetwornicy impulsowej istnieje ścieżka, przez którą płyną prądy impulsowe o bardzo stromych zboczach – nazywana gorącą pętlą (*hot loop*). W topologii *buck* jest to pętla tworzona przez kondensator wejściowy, tranzystor kluczujący i diodę prostowniczą (lub synchroniczny tranzystor dolny). Przez tę pętlę przepływają prądy o wartościach szczytowych równych prądowi cewki, z czasami narastania rzędu nanosekund.

eprasa.pl b9ff2b3523

Każdy milimetr kwadratowy powierzchni tej pętli to indukcyjność pasożytnicza. **Mark Fortunato** z Texas Instruments w seminarium *Power Supply Layout and EMI* podaje wartość przybliżoną: 1 nH na każde ~20 mm² powierzchni pętli przy typowej geometrii dwuwarstwowego PCB. Przy prądzie 5 A i czasie narastania 10 ns napięcie pasożytnicze na tej indukcyjności:

$$V = L \cdot \frac{di}{dt} = 10\ nH \cdot \left(\frac{5\ A}{10\ ns}\right) = 5\ V$$

To pięć woltów napięcia zakłócającego, wstrzykiwanego bezpośrednio w węzeł zasilania – wartość porównywalna z regulowanym napięciem wyjściowym. W laboratorium, przy starannie ułożonym prototypie na płytce prototypowej z krótkim routingiem, pętla może mieć 50...100 mm². W pierwszej wersji produkcyjnego PCB, gdzie projektant PCB zoptymalizował routing pod kątem technologicznym, nie elektrycznym, ta sama pętla może mieć 400...600 mm² – i problem staje się rzeczywisty.

Model zastępczy kondensatora
Rzeczywisty kondensator=C szeregowo z ESR i szeregowo z ESL.

$$f_{SRF} = \frac{1}{2\pi\sqrt{ESL \cdot C}}$$

Powyżej f_{SRF} kondensator zachowuje się jak indukcyjność. Minimalna impedancja (w rezonansie)=ESR.

Wniosek praktyczny: dobieraj kondensator wyjściowy nie tylko pod pojemność, ale pod ESR w całym zakresie temperatury pracy – i weryfikuj DC *bias derating* (obniżenie napiecia znamionowego) dla ceramiki klasy II (X5R, X7R) przed zatwierdzeniem BOM (*Bill of Materials*).

Stabilność pętli sprzężenia zwrotnego

Teoria w pigułce – co tak naprawdę decyduje o stabilności

Pętla sprzężenia zwrotnego w przetwornicy impulsowej jest układem regulacji, którego zadaniem jest utrzymanie napięcia wyjściowego na zadanym poziomie niezależnie od zmian obciążenia i napięcia wejściowego. Brzmi prosto. Problem w tym, że każdy układ regulacji z opóźnieniem fazowym może stać się generatorem, jeśli suma opóźnień fazy w pętli osiągnie –180° przy wzmocnieniu pętli otwartej większym lub równym 0 dB.

Kryterium stabilności opisuje się dwoma parametrami: **marginesem fazy** (*phase margin*, PM) i **marginesem wzmocnienia** (*gain margin*, GM). Margines fazy to odległość fazowa od –180° mierzona przy częstotliwości, w której wzmocnienie pętli otwartej spada do 0 dB – nazywanej częstotliwością przecięcia (*crossover frequency*, f_c). Margines wzmocnienia to odwrotność wzmocnienia pętli przy częstotliwości, w której faza osiąga –180°.

Dean Venable – autor szeroko stosowanej metody pomiaru stabilności pętli za pomocą sygnału wstrzykiwanego i analizatora Bodego, opisanej w artykule *The K Factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis* – sformułował regułę praktyczną, której trzymają się projektanci do dziś: margines fazy nie mniejszy niż 45°, margines wzmocnienia nie mniejszy niż 10 dB. Wartości te zapewniają odpowiedź skokową bez przeregulowania zagrażającego stabilności i bez nadmiernego tłumienia spowalniającego odpowiedź.

Christophe Basso w monografii *Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies* idzie dalej i zaleca PM ≥60° dla układów wrażliwych na zmiany parametrów komponentów – właśnie dlatego, że w produkcji seryjnej margines fazy jest ruchomym celem.

Kompensacja Typu II i Typu III – kiedy i dlaczego

Przetwornica bez kompensatora nie spełnia kryterium stabilności Venable'a w praktycznie żadnej realistycznej topologii. Transmitancja filtra LC wprowadza podwójny biegun – spadek wzmocnienia o 40 dB/dekadę i opóźnienie fazy sięgające -180° – dokładnie w zakresie częstotliwości, w którym chcemy osiągnąć wysokie wzmocnienie pętli.

Kompensator **Typu II** (jeden biegun w zerze, jedno zero, jeden biegun przy wysokiej częstotliwości) jest wystarczający w topologiach, w których ESR kondensatora wyjściowego zapewnia naturalne zero kompensujące: przetwornice *boost* z kondensatorem elektrolitycznym, niektóre konfiguracje *buck* z wysokim ESR. Kompensator ten realizowany jest klasycznie przez transkonduktancyjny wzmacniacz błędu z obwodem RC.

Kompensator **Typu III** (dwa zera i trzy bieguny) jest wymagany wszędzie tam, gdzie zero ESR leży zbyt wysoko, by skutecznie kompensować podwójny biegun LC – czyli w każdym projekcie z kondensatorami ceramicznymi MLCC jako kondensatorami wyjściowymi. **Robert Sheehan** z National Semiconductor (dziś Texas Instruments) w nocie aplikacyjnej AN-1286 – *Compensating the Current-Mode-Controlled Buck Converter* opisuje to wprost: przejście z elektrolitu na ceramikę bez przeprojektowania kompensatora z Typu II na Typu III jest jedną z trzech najczęściej popełnianych przez doświadczonych projektantów błędów w projektowaniu SMPS.

Kluczowe równania dla kompensatora Typu III:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2}$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

Zera f_{z1} i f_{z2} umieszcza się poniżej częstotliwości rezonansowej LC, bieguny f_{p1} i f_{p2} – powyżej f_c, by

eprasa.pl b9ff2b3523

tłumić harmoniczne częstotliwości przełączania. Metoda K-factor Venable'a podaje analityczną procedurę wyznaczania tych częstotliwości z zadanego marginesu fazy – jest to algorytm, który każdy poważny projekt powinien mieć wbudowany w arkusz kalkulacyjny lub narzędzie symulacyjne.

Co się dzieje, gdy ESR zmienia się o ±50%?

Przyjmijmy typowy projekt: przetwornica *buck* 12 V → 3,3 V/3 A, f_{sw}=400 kHz, kondensator wyjściowy 100 µF elektrolityczny z ESR=80 mΩ w temperaturze +25°C. Kompensator Typu II zaprojektowany metodą K-factor dla PM=55°, f_c=30 kHz.

Zero ESR leży przy:

$$f_z = \frac{1}{2\pi \cdot 0{,}08 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \approx 20\ \text{kHz}$$

To zero leży tuż poniżej f_c=30 kHz – idealnie, dokładnie tam, gdzie chcemy. Margines fazy wynosi 55°. Układ działa wzorowo w laboratorium.

Teraz linia produkcyjna. Temperatura środowiska: +5°C (hala produkcyjna zimą). ESR elektrolitów Nichicon serii UWT wzrasta przy tej temperaturze o ~60%, co daje ESR≈128 mΩ. Zero ESR przesuwa się do:

$$f_z = \frac{1}{2\pi \cdot 0{,}128 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \approx 12{,}4\ \text{kHz}$$

Zero wędruje niżej, dodając fazę wcześniej niż zakładał kompensator – margines fazy wzrasta do ~68°. To bezpieczne, choć odpowiedź dynamiczna jest nieco wolniejsza.

Teraz dostawca kondensatorów zmienia się na alternatywny (ten sam numer katalogowy, inna fabryka), ESR spada do 35 mΩ. Zero ESR przesuwa się do:

$$f_z = \frac{1}{2\pi \cdot 0{,}035 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \approx 45\ \text{kHz}$$

Zero jest teraz powyżej f_c. Nie kompensuje już podwójnego bieguna LC. Margines fazy spada do wartości poniżej 20°. Przy skokowym obciążeniu układ oscyluje.

Ten przykład – zaczerpnięty z noty aplikacyjnej **Stevena Sandlera** z AEi Systems, opublikowanej w *Power Systems Design Europe* (2006) i szeroko cytowanej w środowisku projektantów SMPS – pokazuje, że różnica ESR między dostawcami tej samej klasy komponentów może przesunąć projekt ze strefy bezpieczeństwa do granicy niestabilności bez żadnej zmiany schematu.

Pomiar marginesów fazy w praktyce – charakterystyka Bodego dla prawdziwego układu

Symulacja daje charakterystykę Bodego dla typowych wartości komponentów. Rzeczywistość wymaga pomiaru na egzemplarzu z komponentami z aktualnej partii, w temperaturze roboczej, przy pełnym obciążeniu.

Metoda pomiaru to wstrzykiwanie sygnału małosygnałowego – technika spopularyzowana przez Venable'a i opisana szczegółowo przez **Raya Ridleya** w *Power Supply Design, Volume 1: Control* (Ridley Engineering, 2006). Zasada jest prosta: w pętlę sprzężenia wstrzykuje się sygnał sinusoidalny o małej amplitudzie (typowo 10...100 mV) przez rezystor szeregowy (zwykle 10...50 Ω), a analizator dwukanałowy mierzy stosunek amplitud i różnicę faz między punktem przed i za miejscem wstrzykiwania (injekcji). Wykres tej funkcji to transmitancja otwartej pętli – czyli szukany wykres Bodego.

Kluczowe wskazówki praktyczne: miejsce injekcji ma znaczenie – Venable wskazuje, że optymalny punkt to miejsce, gdzie impedancja po lewej stronie jest znacznie wyższa niż po prawej. Amplituda sygnału injekcji musi być kompromisem: wystarczająco duża, by dominować nad szumem, wystarczająco mała, by nie wychodzić z zakresu liniowego. **Basso** zaleca sprawdzanie kształtu sygnału na oscyloskopie przed rozpoczęciem sweepingu. Pomiar należy wykonać w trzech warunkach obciążenia: minimalnym, nominalnym i maksymalnym.

Pułapka laboratorium: mierzysz jeden egzemplarz, produkujesz tysiące

W laboratorium projektant mierzy charakterystykę Bodego na jednym egzemplarzu – i otrzymuje jeden wynik. W produkcji każda sztuka ma inny margines fazy, wynikający z rozrzutu ESR, pojemności kondensatorów,

Jak mierzyć margines fazy metodą injekcji sygnału

Potrzebny sprzęt: generator funkcyjny (*sweep* 100 Hz...1 MHz) + analizator Bodego lub oscyloskop dwukanałowy z FFT/dedykowany analizator (Venable Instruments, AP Instruments, OMICRON Lab Bode 100).

Procedura:
1. Wstaw rezystor injekcji 10...47 Ω szeregowo w pętlę sprzężenia.
2. Podłącz generator przez transformator injekcji (izolacja galwaniczna – obowiązkowa).
3. Mierz CH1 przed rezystorem, CH2 za rezystorem.
4. Sweep od 100 Hz do f_{sw}/5; amplituda injekcji 20...50 mV.
5. Odczytaj f_c (gdzie |T|=0 dB) i PM (faza w tym punkcie + 180°).

Uwaga: Pomiar wykonuj przy min., nom. i max. obciążeniu oraz w temperaturze roboczej – nie tylko w +25°C na biurku.

eprasa.pl b9ff2b3523

wartości rezystorów podziału napięcia i parametrów sterownika PWM.

Robert Mammano w seminarium *Fundamentals of Power Supply Design* (TI Literature SLUP230) opisuje to jako „iluzję laboratoryjną": projektant widzi 52° marginesu fazy i czuje się bezpieczny, nie wiedząc, że rozkład statystyczny marginesów fazy w partii produkcyjnej ma odchylenie standardowe rzędu 10...15°. Przy PM=52° i σ=12° część egzemplarzy z ogonem rozkładu trafi poniżej 20° – i będzie oscylować.

Rozwiązaniem jest analiza worst-case i symulacja Monte Carlo, do których wrócimy w części 4. Wniosek projektowy jest jednoznaczny: **docelowy margines fazy w projekcie SMPS przeznaczonym do produkcji seryjnej powinien wynosić co najmniej 60°, a nie 45°** – właśnie dlatego, że te 15° zapasu to bufor pochłaniający rozrzut produkcyjny.

Tolerancje komponentów i rozrzut produkcyjny

Statystyka, której projektanci woleliby nie znać

Każdy komponent w obwodzie kompensacji SMPS ma tolerancję. Rezystory podziału napięcia wyjściowego – typowo ±1%. Kondensatory kompensacyjne – typowo ±10% lub ±20%. Kondensator wyjściowy – ±20% dla elektrolitów, a dla ceramiki klasy II efektywnie dużo więcej po uwzględnieniu temperaturowego obniżenia napięcia znamionowego (*DC bias derating*). Cewka – ±20%, a przy nasyceniu rdzenia spadek indukcyjności może być gwałtowny.

Projektant, który projektuje układ na wartości nominalne i zakłada, że tolerancje będą symetryczne i niezależne, popełnia dwa błędy jednocześnie. Pierwszy – ignoruje analizę worst-case. Drugi – zakłada, że tolerancje poszczególnych komponentów nie są skorelowane, co w warunkach produkcji masowej jest założeniem często fałszywym: komponenty z tej samej partii od tego samego dostawcy mają parametry skorelowane dodatnio.

Wes Hayward i **Bob Larkin** w klasycznym podręczniku *Experimental Methods in RF Design* (ARRL, 2003) formułują zasadę, którą warto zapamiętać: jeżeli twój projekt działa tylko przy nominalnych wartościach komponentów, to tak naprawdę jeszcze nie działa. Choć dotyczy układów RF, jest ona równie trafna w projektowaniu SMPS.

Narzędziem właściwym dla tego problemu jest analiza **worst-case** oraz symulacja **Monte Carlo**. Pierwsza jest deterministyczna – oblicza, co się dzieje, gdy wszystkie komponenty jednocześnie przyjmują wartości najbardziej niekorzystne. Druga jest probabilistyczna – losuje wartości komponentów z rozkładu statystycznego i wykonuje tysiące symulacji, dając rozkład wynikowych parametrów układu, w tym marginesu fazy.

Rezystory podziału napięcia – mały błąd, duże skutki

Napięcie wyjściowe przetwornicy jest ustawiane przez dzielnik rezystorowy między wyjściem a wejściem wzmacniacza błędu. W typowej konfiguracji ze sterownikiem mającym napięcie referencyjne V_ref:

$$V_{out} = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_{top}}{R_{bot}}\right)$$

Dla V_{out}=3,3 V i V_{ref}=0,8 V (typowe dla nowoczesnych sterowników synchronicznych) stosunek R_{top}/R_{bot} wynosi 3,125. Przy rezystorach 1% tolerancja napięcia wyjściowego wynikająca tylko z podziału napięcia to:

$$\Delta V_{out} \approx V_{ref} \cdot \frac{R_{top}}{R_{bot}} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,01 \approx \pm 33\ \text{mV}$$

To jeszcze do zaakceptowania. Ale rezystory zmieniają wartość z temperaturą. Współczynnik temperaturowy (TCR) rezystora 1% klasy ogólnej wynosi typowo ±100 ppm/°C. Przy zakresie temperatury 0°C...85°C to dodatkowe ±0,85% odchyłki na każdym rezystorze. Łączna odchyłka napięcia wyjściowego może zatem sięgnąć ±2...3% – i to zanim uwzględnimy odchyłkę napięcia referencyjnego sterownika, które samo w sobie ma tolerancję ±1...2% według *datasheet*.

Brian Huffman z Linear Technology (dziś Analog Devices) w nocie aplikacyjnej AN-84 – *A Monolithic Switching Regulator with 100 µV Output Noise* zwraca uwagę, że w aplikacjach zasilania procesorów, gdzie tolerancja napięcia zasilania rdzenia wynosi ±3%, samo sumowanie tolerancji pasywnych może pochłonąć cały budżet błędu – nie pozostawiając żadnego marginesu na starzenie się komponentów.

Kondensatory kompensacji – tolerancja, która zmienia wszystko

Elementy RC sieci kompensacyjnej Typu II lub Typu III wyznaczają pozycje zer i biegunów w charakterystyce pętli. Kondensatory w tych sieciach mają tolerancje ±10% lub ±20% – i jest to tolerancja pojemności w temperaturze +25°C bez obciążenia DC. W warunkach pracy rzeczywista pojemność może odbiegać od nominalnej znacznie bardziej.

Przyjmijmy konkretny przykład. Kompensator Typu III zaprojektowany dla f_c=40 kHz zawiera kondensator C2=1 nF (ceramiczny X7R). Pozycja zera

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2}$$

eprasa.pl b9ff2b3523

Przy tolerancji C2=±20% zero może leżeć między 33 kHz a 50 kHz zamiast w nominalnych 40 kHz. To przesunięcie o ±7 kHz zmienia margines fazy o kilkanaście stopni – zależnie od nachylenia charakterystyki fazowej w tym punkcie.

Tim Williams w *EMC for Product Designers* (Newnes, 2007) opisuje przypadek z praktyki przemysłowej: dwie partie kondensatorów ceramicznych tego samego numeru katalogowego od tego samego dystrybutora – jedna wyprodukowana przez fabrykę A, druga przez fabrykę B w ramach tego samego dostawcy – wykazały różnicę pojemności 18% przy identycznym oznaczeniu. Obie partie mieściły się w specyfikacji (tolerancja ±20%), ale projekt z kompensatorem skrojonym pod pierwszą partię oscylował z drugą.

Rozwiązanie proponowane przez **Stevena Sandlera** w jego kursie *Power Integrity: Measuring, Optimizing and Troubleshooting* (Springer, 2014) jest proste w teorii, trudne w wykonaniu: projektuj kompensator tak, by działał poprawnie dla całego zakresu tolerancji komponentów jednocześnie – czyli wykonaj analizę worst-case na parametrach kompensatora, nie na wartościach nominalnych.

Symulacja Monte Carlo w praktyce – jak ją zrobić i co z nią zrobić

Symulacja Monte Carlo polega na wielokrotnym (typowo 1000...10 000 przebiegów) uruchomieniu analizy AC z losowymi wartościami komponentów. Każdy komponent losuje wartość z rozkładu – najczęściej normalnego lub jednostajnego – o zadanym odchyleniu standardowym lub granicy tolerancji.

Narzędzia dostępne dla projektanta SMPS to przede wszystkim **LTspice** (darmowy, z obsługą Monte Carlo przez parametr TOLERANCE), **SIMPLIS** (komercyjny, specjalizowany dla SMPS, z bardzo szybką analizą pętli), oraz dedykowane kalkulatory producenckie – **LTpowerCAD** (Analog Devices) i **WEBENCH Power Designer** (Texas Instruments), które wprost pokazują wpływ tolerancji na margines fazy.

Christophe Basso w rozdziale poświęconym analizie statystycznej w *Designing Control Loops* podaje praktyczną regułę interpretacji wyników Monte Carlo: jeśli rozkład marginesu fazy ma wartość minimalną poniżej 45°, projekt wymaga przeprojektowania – nie poprawki. Marginalna korekta wartości jednego rezystora przesuwa rozkład, ale nie zmienia jego szerokości wynikającej z tolerancji komponentów.

Równie ważne jak sam wynik jest zrozumienie, który komponent najbardziej wpływa na rozrzut wyniku – analiza czułości (*sensitivity analysis*). LTpowerCAD wykonuje ją automatycznie, wskazując element sieci kompensacyjnej dominujący w rozrzucie marginesu fazy. To pozwala skoncentrować wysiłek na wąskim gardle: zastąpieniu jednego kondensatora ±20% kondensatorem ±5% zamiast na bezsensownym zacieśnianiu tolerancji wszystkich elementów.

Różne partie, różni dostawcy – ten sam numer katalogowy, inny układ

Dopuszczenie alternatywnych dostawców (*approved vendor list*, AVL) do BOM (*Bill of Materials* – lista elementów) bez weryfikacji kluczowych parametrów elektrycznych jest receptą na katastrofę przy zmianie partii.

Steven Sandler dokumentuje w *Power Integrity* typowy scenariusz: kondensator elektrolityczny 100 µF/16 V od dostawcy A ma ESR=65 mΩ przy 100 kHz i +25°C. Identycznie oznaczony kondensator od dostawcy B ma ESR=120 mΩ. Oba spełniają specyfikację katalogową – bo katalog podaje ESR przy 120 Hz, a nie przy 100 kHz. Projekt z kompensatorem Typu II skrojonym pod ESR=65 mΩ, uruchomiony z partią dostawcy B, ma margines fazy o 18° wyższy niż zakładany – układ działa stabilniej, ale wolniej. Gdyby relacja była odwrotna, układ mógłby oscylować.

Remedium jest proste, choć kosztowne w czasie: dla każdego kondensatora w węźle krytycznym należy wyspecyfikować ESR nie tylko przy 120 Hz, ale przy częstotliwości przełączania lub przy częstotliwości f_z. **Mammano** i **Dixon** są w tej kwestii zgodni: BOM bez specyfikacji ESR przy częstotliwości roboczej to BOM niekompletny.

Case study: działa w laboratorium, nie działa w produkcji

Analog Devices w dokumencie technicznym MT-088 – *Analog Devices Power Supply Rejection* opisuje przypadek projektu zasilacza ADC o bardzo niskich wymaganiach PSRR (*Power Supply Rejection Ratio* – Współczynnik tłumienia wpływu zasilania). Prototyp wykazywał doskonałe parametry. Pierwsza seria produkcyjna – degradacja PSRR o 12 dB u 30% sztuk.

Analiza wykazała trzy nakładające się problemy. Po pierwsze – zmiana dostawcy kondensatora filtrującego 10 µF przy wejściu LDO (*Low Drop-Out* – Regulator napiecia o niskim spadku): nowy kondensator miał SRF o dekadę niższe, co wprowadziło rezonans w pasmo czułości PSRR. Po drugie – tolerancja rezystora w dzieleniu napięcia referencyjnego: u części sztuk napięcie wejściowe LDO leżało bliżej granicy minimalnego spadku napięcia, gdzie PSRR degraduje się gwałtownie. Po trzecie – różnice w grubości płyty PCB między prototypem a seryjnym PCB zmieniły impedancję charakterystyczną linii zasilającej.

Żaden z tych problemów nie był widoczny na prototypie. Każdy był do przewidzenia przy właściwej analizie worst-case. Wszystkie razem ilustrują tezę Dixona: projekt SMPS jest skończony nie wtedy, gdy działa na jednym egzemplarzu, lecz wtedy, gdy udowodniono, że działa na każdym możliwym egzemplarzu w całym zakresie tolerancji, temperatury i napięcia zasilania.

eprasa.pl b9ff2b3523

Temperatura, starzenie i niezawodność

Temperatura jako zmienna projektowa, nie warunek brzegowy

W laboratorium przetwornica pracuje w temperaturze pokojowej. Na hali produkcyjnej podczas testu funkcjonalnego – też. Ale docelowa aplikacja może oznaczać szafę sterowniczą nagrzewaną do 70°C latem, skrzynkę przydrożną przy -30°C zimą albo przemysłowy zasilacz DIN, którego temperatura uzwojeń transformatora sięga 95°C przy pełnym obciążeniu. Temperatura nie jest warunkiem brzegowym, który sprawdzamy na końcu – jest zmienną projektową, którą trzeba uwzględnić od pierwszego rysunku schematu.

Marty Brown w podręczniku *Power Supply Cookbook* (Newnes, 2001) formułuje to precyzyjnie: każda specyfikacja SMPS powinna zawierać minimalną i maksymalną temperaturę pracy jako dane wejściowe do doboru komponentów, nie jako parametry testowe dla gotowego projektu. Projektant, który dobiera kompensator w +25°C i zakłada, że w innej temperaturze będzie podobnie, nie projektuje – zgaduje.

ESR elektrolitów w funkcji temperatury – krzywe, których nie wolno ignorować

Kondensatory elektrolityczne aluminiowe są podstawowym elementem filtrującym w zasilaczach impulsowych od dekad – i pozostają nim mimo popularności ceramiki, ze względu na koszt przy dużych pojemnościach. Ich słabością jest silna zależność ESR od temperatury, wynikająca z właściwości elektrolitu ciekłego będącego rzeczywistą warstwą przewodzącą.

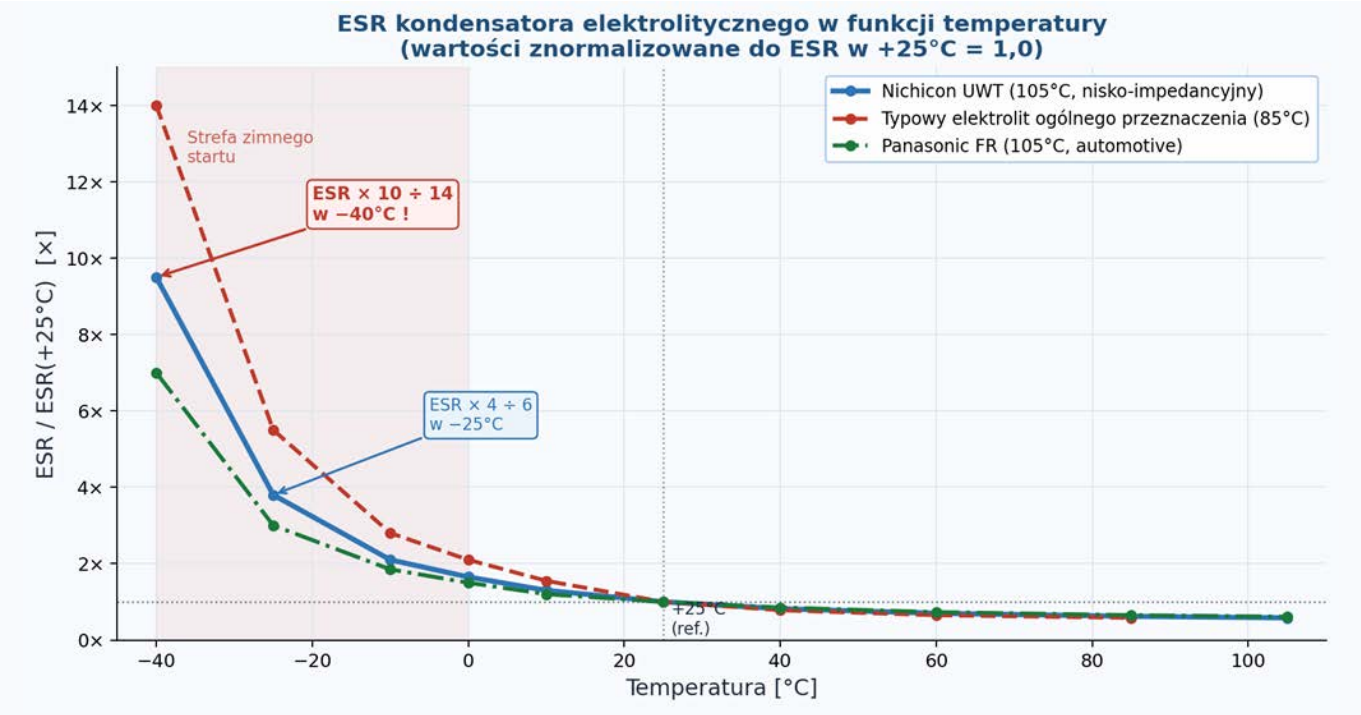
Nichicon w kartach katalogowych serii UWT (niskoimpedancyjne, 105°C) publikuje pełne krzywe impedancji w funkcji temperatury przy różnych częstotliwościach. Wnioski są jednoznaczne i powinny być znane każdemu projektantowi SMPS: w +85°C ESR spada do 60...70% wartości nominalnej; w 0°C rośnie do 150...200%; w -25°C do 300...400%; w -40°C może sięgnąć 800...1000% wartości z +25°C.

Przekładając to na przykład z części 3: elektrolit z ESR=80 mΩ w +25°C, pracujący przy -40°C, może mieć ESR=640...800 mΩ. Zero ESR przesuwa się z 20 kHz do 2...2,5 kHz – głęboko poniżej dolnej granicy sensownego pasma regulacji. Kompensator Typu II zaprojektowany dla +25°C traci swoje zero stabilizujące, a margines fazy zmienia się w sposób nie do przewidzenia bez analizy termicznej.

Ray Ridley w artykule *Temperature Effects on Switching Power Supplies* (Switching Power Magazine, 2006) opisuje ten efekt jako pułapkę zimnego startu: układ, który przeszedł testy w laboratorium w temperaturze pokojowej, może nie uruchomić się poprawnie w zimnym środowisku – nie dlatego, że jakiś komponent jest uszkodzony, lecz dlatego, że ESR elektrolitu w niskiej temperaturze całkowicie zmienia charakterystykę pętli.

DC bias i temperatura ceramiki – podwójny derating

W części 4 omawialiśmy *DC bias derating* (zależność pojemności od napiecia polaryzacji)



Rysunek 2. ESR kondensatora elektrolitycznego w funkcji temperatury – wartości znormalizowane do ESR w +25°C=1,0

eprasa.pl b9ff2b3523

kondensatorów ceramicznych klasy II. W kontekście temperatury sytuacja jest jeszcze bardziej złożona, ponieważ oba efekty – napięciowy i temperaturowy – działają jednocześnie i multiplikatywnie, nie addytywnie.

Kondensator X5R 10 µF/10 V, pracujący przy 5 V DC i temperaturze +85°C, nie ma pojemności 10 µF pomniejszonej o *DC bias* (ok. 6,5 µF) ani pojemności 10 µF pomniejszonej o *derating* temperaturowy (ok. 7 µF). Ma pojemność będącą iloczynem obu współczynników *deratingu* – rzędu 4...5 µF. To połowa wartości nominalnej, a konsekwencje dla obwodu kompensacyjnego są proporcjonalne.

Murata w dokumentacji technicznej *Capacitance Change Due to DC Bias oraz Capacitance Change Due to Temperature* publikuje interaktywne kalkulatory (*SimSurfing*), które pozwalają dokładnie określić rzeczywistą pojemność w warunkach pracy. **TDK** oferuje analogiczne narzędzie SEAT (*Serial Equivalent Analysis Tool*). Oba są bezpłatne i powinny być standardowym elementem procesu projektowego, nie opcjonalnym uzupełnieniem.

Konsekwencja dla obwodu kompensacyjnego jest poważna: kondensator C2=1 nF nominalnie może w warunkach pracy mieć zaledwie 0,5 nF, co przesuwa zero f_z1 o dekadę. **Christophe Basso** w *Designing Control Loops* nazywa ten efekt wprost: cichy zabójca projektów z ceramiką – degradacja pojemności jest niewidoczna gołym okiem i niewidoczna w schemacie, a jej skutki ujawniają się dopiero na linii produkcyjnej lub w terenie.

Starzenie kondensatorów elektrolitycznych – ESR rośnie z czasem

Kondensatory elektrolityczne aluminiowe starzeją się. Elektrolit odparowuje przez uszczelnienie, pojemność maleje, ESR rośnie. Jest to proces deterministyczny, opisany przez modele Arrheniusa, a każdy producent podaje w karcie katalogowej oczekiwane zmiany parametrów po zadanym czasie eksploatacji w nominalnej temperaturze.

Panasonic w nocie technicznej *Aluminum Electrolytic Capacitors – Technical Note* podaje typowe wartości dla kondensatorów przemysłowych 105°C: po 2000 godzin pracy w temperaturze 105°C ESR wzrasta o nie więcej niż 200% wartości początkowej, a pojemność spada o nie więcej niż 20%. W temperaturze +60°C – typowej wewnątrz szafy sterowniczej – czas życia wzrasta wielokrotnie zgodnie z regułą Arrheniusa: każde 10°C obniżenia temperatury podwaja czas życia.

Starzenie ma jednak kluczową implikację dla stabilności pętli: ESR po 5 latach eksploatacji nie jest tym samym ESR, który był zmierzony przy uruchomieniu. Projekt, który startował z marginesem fazy 35° (bo projektant użył wartości nominalnych), po kilku latach może zejść poniżej progu stabilności – bez żadnej widocznej awarii komponentu. **Lloyd Dixon** w *Closing the Feedback Loop* sformułował zasadę, którą powtarzają wszyscy jego następcy: projekt, który jest stabilny tylko w pierwszym dniu eksploatacji, nie jest stabilny.

DC bias derating (zależność pojemności od napięcia polaryzacji) kondensatorów ceramicznych klasy II

Pojemność kondensatorów X5R i X7R maleje wraz ze wzrostem napięcia DC.
Wartości przybliżone (zależą od producenta i obudowy):

Vpraca/Vznam	Pozostała pojemnosc (typowo)
10%	~95%
25%	~85%
50%	~65...70%
75%	~40...50%
90%	~25...35%

Wniosek: Kondensator 10 µF/10 V pracujacy przy 5 V ma rzeczywistą pojemność ~6...7 µF.
Zasada: napięcie znamionowe co najmniej 2× napięcie pracy (derating 50%) dla kondensatorów w węzłach krytycznych obwodu kompensacji.
Weryfikuj: TDK Product Selector, Murata SimSurfing, Kemet KSIM.

Gradient termiczny na PCB – punkt gorący, który zmienia parametry lokalnie

Temperatura na PCB nie jest jednorodna. Tranzystor kluczujący, cewka i dioda lub tranzystor synchroniczny generują straty ogrzewające lokalnie obszar płytki. Kondensatory wejściowe – umieszczone blisko tych elementów zgodnie z zasadami routingu gorącej pętli – pracują w temperaturze wyższej niż wynika to z pomiaru temperatury otoczenia.

Henry Ott w *Electromagnetic Compatibility Engineering* zwraca uwagę, że temperatura przy tranzystorze kluczującym w typowym projekcie *buck* może być o 20...35°C wyższa niż temperatura mierzona termistorem na krawędzi płytki. Kondensator elektrolityczny umieszczony 5 mm od tranzystora pracuje w temperaturze 80°C przy otoczeniu 50°C – a każde 10°C powyżej nominalnej temperatury pracy skraca jego czas życia o połowę.

Mark Fortunato z Texas Instruments w seminarium *Thermal Management of Surface-Mount Electrolytic Capacitors* (TI SLUP261) zaleca, by kondensatory elektrolityczne umieszczać możliwie dalej od źródeł ciepła. Stoi to w pozornej sprzeczności z zasadą minimalizacji gorącej pętli – rozwiązaniem kompromisowym jest stosowanie w bezpośrednim sąsiedztwie tranzystorów kondensatorów ceramicznych (wysoka odporność termiczna, brak degradacji ESR z temperaturą), a elektrolitów nieco dalej, w roli pojemności uzupełniającej przy niższej częstotliwości.

eprasa.pl b9ff2b3523

Niezawodność, MTBF i co producent naprawdę gwarantuje

Każda specyfikacja SMPS zawiera wartość MTBF (*Mean Time Between Failures*). Jest ona obliczana według norm MIL-HDBK-217, Telcordia SR-332 lub IEC 62380 z danych intensywności uszkodzeń poszczególnych komponentów. Kondensatory elektrolityczne są w tych obliczeniach dominującym składnikiem – ich intensywność uszkodzeń jest silnie zależna od temperatury pracy i stosunku napięcia pracy do znamionowego.

Michael Pecht z CALCE (*Center for Advanced Life Cycle Engineering*, University of Maryland), autorytet w dziedzinie niezawodności elektroniki, w monografii *Prognostics and Health Management of Electronics* (Wiley, 2008) ostrzega, że wartości MTBF obliczane z MIL-HDBK-217 są często źle interpretowane: MTBF to nie czas, po którym urządzenie się psuje – to wartość odwrotna intensywności uszkodzeń zakładająca wykładniczy rozkład czasu życia. Prawdziwe kondensatory elektrolityczne mają rozkład zbliżony do Weibulla z fazą starzenia, co oznacza rosnącą intensywność uszkodzeń pod koniec życia. Projekt z MTBF=200 000 h obliczonym z MIL-HDBK-217 może mieć realny czas życia 10...15 lat – jeśli temperatura pracy kondensatorów mieści się w zakładanych wartościach. Jeśli temperatura jest o 15°C wyższa niż zakładano – realny czas życia może spaść o połowę.

Projektowanie pcb pod kątem stabilności

PCB jako element elektryczny, nie mechaniczny nośnik komponentów

Jednym z najtrwalszych nieporozumień w procesie projektowania elektroniki jest podział ról: inżynier projektuje schemat, projektant PCB robi layout. W przypadku zasilacza impulsowego ten podział jest nie tylko nieefektywny – jest niebezpieczny. PCB nie jest neutralnym medium przenoszącym sygnały ze schematu do komponentów.

Temperatura a czas życia kondensatora elektrolitycznego (reguła Arrheniusa)

Czas życia kondensatora elektrolitycznego podwaja się przy każdym obniżeniu temperatury pracy o 10°C:

Temperatura pracy	Czas życia (względem T_nom)
T_nom (np. 105°C)	1× (wartość katalogowa)
T_nom – 10°C	~2×
T_nom – 20°C	~4×
T_nom – 30°C	~8×
T_nom – 40°C	~16×

Wniosek projektowy: kondensator 105°C w punkcie PCB o temperaturze 65°C ma 16-krotnie dłuższy czas życia niż gwarantowany katalogowo.
Zasada: projektuj tak, by temperatura kondensatora wyjściowego nie przekraczała T_nom – 30°C w najgorszym przypadku termicznym.

PCB jest elementem elektrycznym, który wnosi do układu rezystancje, indukcyjności i pojemności pasożytnicze – a w przypadku SMPS te pasożyty mają bezpośredni wpływ na stabilność, tętnienia, sprawność i emisję elektromagnetyczną.

Keith Kundert z Cadence i **Jacob White** z MIT w *The Designer's Guide to SPICE and Spectre* (Springer, 1995) formułują to jako zasadę ogólną: każda ścieżka PCB jest modelem RLC, a przy częstotliwościach powyżej kilku megaherców jej parametry pasożytnicze mogą dominować nad impedancją komponentów dyskretnych. W projektowaniu SMPS ta zasada obowiązuje już od kilkudziesięciu kiloherców – czyli praktycznie od pierwszej harmonicznej częstotliwości przełączania.

Wniosek jest jeden: inżynier projektujący SMPS musi albo sam kontrolować layout krytycznych pętli prądowych, albo dostarczyć projektantowi PCB precyzyjne wytyczne z uzasadnieniem elektrycznym. Przekazanie pliku schematu bez dokumentu layoutu jest błędem projektowym – nie kwestią organizacyjną.

Gorąca pętla – minimalizacja przede wszystkim

Gorąca pętla (hot loop), omówiona wstępnie w części 2, zasługuje na szczegółowe omówienie w kontekście layoutu. Jest to pętla prądowa, przez którą przepływają impulsy prądu o amplitudzie równej prądowi szczytowemu cewki i czasach narastania rzędu nanosekund. W topologii buck synchronicznej są to dwie nakładające się pętle: pętla górna (faza ON): C_in → tranzystor górny Q_H → węzeł SW; oraz pętla dolna (faza OFF): węzeł SW → tranzystor dolny Q_L → masa → C_{in}. Obie pętle muszą być minimalizowane niezależnie.

Mark Fortunato w seminarium *Power Supply Layout and EMI* (TI Power Supply Design Seminar 2010) podaje praktyczną regułę: całkowita powierzchnia gorącej pętli nie powinna przekraczać 100...150 mm² dla projektu z częstotliwością przełączania powyżej 200 kHz. Powyżej tej granicy indukcyjność pasożytnicza pętli generuje napięcia zakłócające przekraczające kilka woltów, co skutkuje wzrostem EMI i możliwością wzbudzenia pasożytniczych oscylacji przy przełączaniu.

Robert Kollman z Texas Instruments w nocie aplikacyjnej SLVA652 – *PCB Layout Considerations for Non-Isolated Switching Power Supplies* opisuje metodę minimalizacji gorącej pętli krok po kroku. Kluczowe zasady: kondensator wejściowy C_{in} umieszczaj bezpośrednio przy drenie tranzystora górnego i źródle tranzystora dolnego – nie gdzieś przy wejściu; połączenie masowe C_{in} realizuj najkrótszą możliwą ścieżką przez przelotki do wewnętrznej warstwy masy bezpośrednio pod komponentami; nie prowadź żadnych sygnałów sterujących ani napięć analogowych przez obszar gorącej pętli.

eprasa.pl b9ff2b3523

Przelotki i ich indukcyjność – ile kosztuje jedno przejście przez warstwę

Przelotka łącząca ścieżki na różnych warstwach PCB – jest elementem indukcyjnym. Indukcyjność pojedynczej przelotki o typowych wymiarach (średnica otworu 0,3 mm, grubość PCB 1,6 mm) wynosi około 0,5...1,0 nH. To wartość, której nie można zignorować w obwodach przełączających przy częstotliwościach powyżej 100 kHz.

Eric Bogatin w *Signal and Power Integrity – Simplified* (Prentice Hall, 2010) podaje wzór przybliżony na indukcyjność przelotki (ang. *via*):

$$L_{via} = 5,08 \cdot h \cdot \left[\ln \frac{4h}{d} + 1\right] \ [nH]$$

gdzie: h=wysokość via [cale], d=średnica otworu [cale]

Przykład: h=0,063", d=0,012" =>

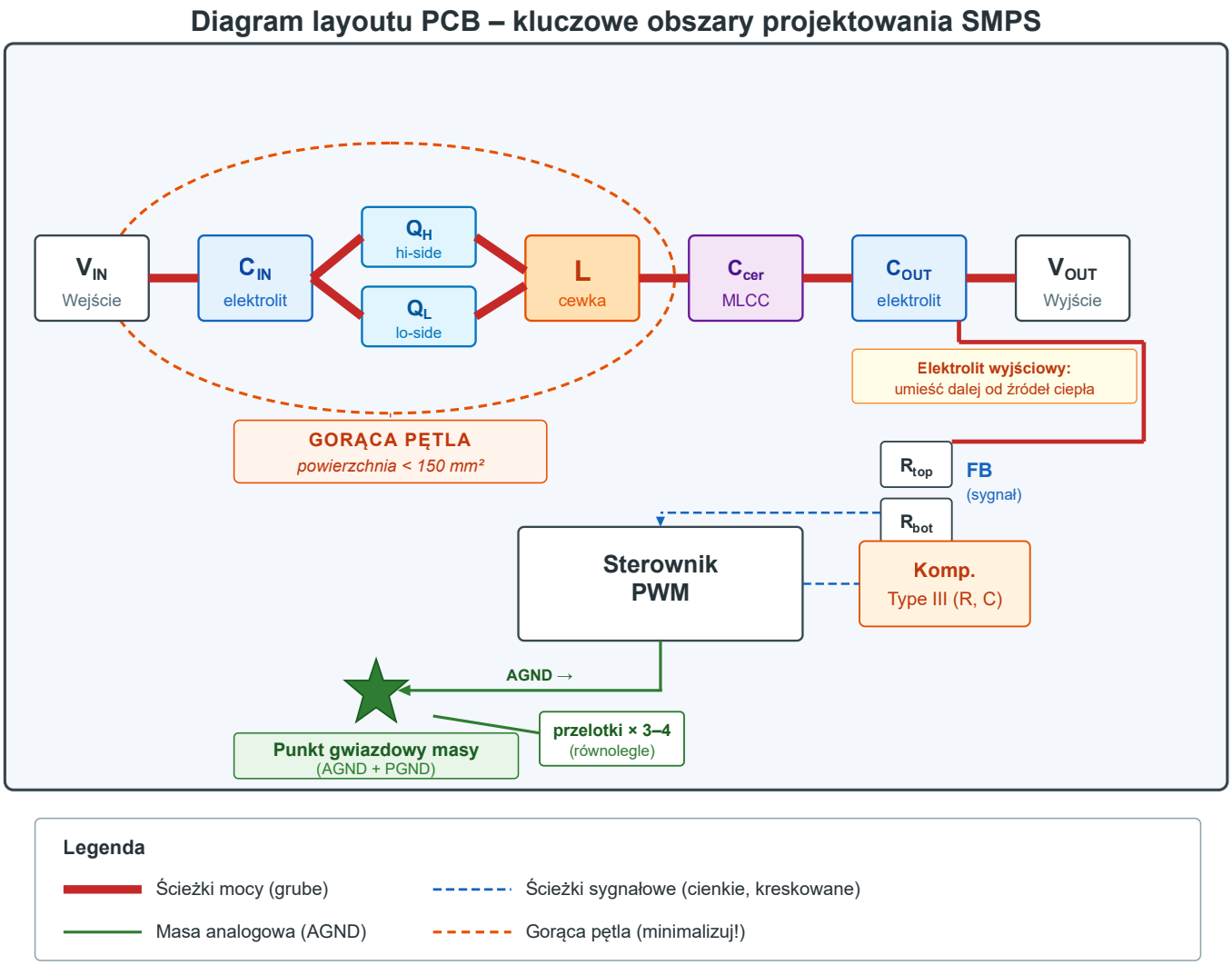
$$L_{via} = 5,08 \cdot 0,063 \cdot [\ln(21) + 1] =$$
$$0,320 \cdot 4,04 \approx 1,3 \text{ nH}$$

W praktyce oznacza to, że każda przelotka w ścieżce łączącej kondensator ceramiczny z węzłem mocy dodaje ~1 nH indukcyjności szeregowej. Przy czterech przelotach przez warstwy sumaryczna indukcyjność samych przelotek wynosi 3...4 nH – wartość porównywalna z ESL typowego kondensatora ceramicznego 0402. Cały wysiłek włożony w dobór kondensatora o niskim ESL jest zmarnowany, jeśli jest on połączony z węzłem przez łańcuch przelotów.

Zasada praktyczna: kondensatory ceramiczne filtrujące węzły mocy powinny być montowane po tej samej stronie co tranzystory i łączone z nimi ścieżkami na tej samej warstwie, bez przelotek lub z minimalną ich liczbą. Jeśli przelotki są niezbędne – stosuj przelotki w liczbie 2...4 równolegle, co redukuje indukcyjność o odpowiedni czynnik.

Separacja masy analogowej i masy mocy – punkt gwiazdowy

Masa w projekcie SMPS nie jest jednorodna. Przez masę mocy płyną prądy przełączające o amplitudach amperowych i czasach narastania nanosekund. Przez masę analogową – prądy mikro- i miliamperowe sygnałów pomiarowych, sprzężenia zwrotnego i napięcia referencyjnego. Zmieszanie tych prądów w jednym przewodniku powoduje, że zakłócenia generowane przez



Rysunek 3. Diagram layoutu PCB zasilacza impulsowego – gorąca pętla, punkt gwiazdowy masy, separacja ścieżek sygnałowych od mocy

eprasa.pl b9ff2b3523

obwód mocy modulują sygnały analogowe, co w najlepszym przypadku zwiększa tętnienia, w najgorszym – destabilizuje pętlę regulacji.

Henry Ott w *Electromagnetic Compatibility Engineering* formułuje zasadę cytowaną w całej branży: masy powinny być separowane nie przez przerwanie połączenia, lecz przez świadome poprowadzenie prądów. Masa analogowa i masa mocy powinny łączyć się w jednym punkcie – zwanym punktem gwiazdowym (*star point*) lub *single-point ground* – umieszczonym przy kondensatorze wyjściowym lub przy źródle napięcia referencyjnego sterownika. W tym punkcie potencjał masy jest najstabilniejszy, bo płyną przezeń prądy wyjściowe (stałe w szerokim paśmie), nie prądy przełączające.

Fortunato w SLVA652 opisuje typowy błąd: projektant PCB prowadzi masę analogową kompensatora i masę wejściową sterownika PWM przez ten sam łącznik do płaszczyzny mocy, w punkcie odległym od kondensatora wyjściowego. Impedancja ścieżki masy mocy między C_{in} a tym punktem wnosi kilka nanohenrów – wystarczająco, by wstrzyknąć do masy analogowej zakłócenia rzędu setek miliwoltów przy każdym przełączeniu. Układ, który symuluje się stabilnie, oscyluje w praktyce z powodu tego jednego błędu layoutu.

Ścieżka sprzężenia zwrotnego – wróg szumu i zakłóceń

Ścieżka prowadząca sygnał sprzężenia zwrotnego od dzielnika napięcia wyjściowego do wejścia wzmacniacza błędu jest jedną z najbardziej wrażliwych ścieżek w całym projekcie SMPS. Sygnał na tej ścieżce to napięcie rzędu 0,8...1,2 V z tętnieniami, które projektant chce mierzyć z dokładnością do pojedynczych miliwoltów. Jednocześnie w odległości kilku milimetrów przebiegają ścieżki z impulsami napięcia rzędu kilkudziesięciu woltów i prądami kilku amperów.

Zasady prowadzenia ścieżki FB (*feedback*) są dobrze skodyfikowane przez Kollmana i Fortunatę w materiałach TI oraz przez **Basso** w *Switch-Mode Power Supplies*. Ścieżka FB nie powinna biec równolegle do ścieżek połączonych w węźle SW ani ścieżek bramki – tworzy to kondensator pasożytniczy, przez który szpilki napięciowe indukują się bezpośrednio do sygnału FB. Jeśli ścieżka FB musi przeciąć ścieżki połączone w węźle SW, powinna to robić pod kątem prostym i na innej warstwie. Dzielnik napięcia wyjściowego umieszczaj blisko wyjścia przetwornicy – mierzysz napięcie wyjściowe tam, gdzie ono jest, nie gdzie jest wygodniej umieścić rezystory. Kondensator filtrujący na wejściu FB umieszczaj przy pinie sterownika, nie przy dzielniku – jego zadaniem jest filtrowanie zakłóceń zebranych przez ścieżkę, zanim trafią do wzmacniacza błędu.

Praktyczna checklista layoutu SMPS przed wysłaniem do produkcji

Gorąca pętla: C_in umieszczony bezpośrednio przy tranzystorach mocy. Powierzchnia pętli $C_{in} \rightarrow Q_H \rightarrow SW \rightarrow Q_L \rightarrow C_{in}$ nie przekracza 100–150 mm². Brak ścieżek sygnałowych w obszarze gorącej pętli.

Kondensatory wyjściowe: C_{out} umieszczone blisko węzła wyjściowego. Połączenie masy kondensatora z masą mocy przez krótką szeroką ścieżkę lub przelotki do wewnętrznej płaszczyzny masy. Kondensatory ceramiczne po stronie komponentów mocy, elektrolity w odległości termicznej od źródeł ciepła.

Masa: Zidentyfikowany i udokumentowany punkt gwiazdowy masy analogowej i masy mocy. Masa analogowa sterownika (AGND, GND_REF) połączona z masą mocy w punkcie gwiazdowym, nie przez płaszczyznę ogólną.

Ścieżka FB: Ścieżka FB nie biegnie równolegle do ścieżek połączonych w węźle SW ani ścieżek bramki. Dzielnik napięcia umieszczony blisko wyjścia. Kondensator filtrujący FB przy pinie sterownika.

Przelotki: Brak pojedynczych przelotek w ścieżkach prądowych kondensatorów ceramicznych filtrujących węzły mocy. Przelotki prądowe realizowane grupami po 2...4 równolegle.

Weryfikacja termiczna: Temperatura kondensatorów wyjściowych w symulacji termicznej lub pomiarze kamerą IR nie przekracza T_{nom} – 30°C przy pełnym obciążeniu i maksymalnej temperaturze otoczenia.

Wnioski i recepta dla projektanta

Cztery filary, które decydują o przejściu z prototypu do produkcji

W poprzednich sześciu częściach artykułu analizowaliśmy mechanizmy odpowiadające za rozbieżność między laboratorium a produkcją. Czas zebrać je w spójną całość.

Każda awaria SMPS na linii produkcyjnej lub w terenie ma swoje źródło w co najmniej jednym z czterech obszarów, które można nazwać filarami stabilności produkcyjnej. Rzadko kiedy jest to jeden wyizolowany problem – najczęściej jest to nakładanie się kilku efektów, z których każdy z osobna byłby tolerowany, ale razem przekraczają margines bezpieczeństwa układu.

Filar pierwszy: ESR i ESL kondensatorów. Parametry pasożytnicze kondensatorów nie są stałe – zmieniają się z temperaturą, napięciem, częstotliwością, czasem eksploatacji i różnią się między partiami. ESR kondensatora wyjściowego jest elementem transmitancji pętli otwartej, nie tylko parametrem jakości filtrowania. Ignorowanie jego zmienności to projektowanie z fałszywym poczuciem bezpieczeństwa.

Filar drugi: stabilność pętli sprzężenia zwrotnego. Margines fazy zmierzony na jednym egzemplarzu w +25°C

eprasa.pl b9ff2b3523

Checklista produkcyjna: od prototypu do serii

Przed zatwierdzeniem projektu SMPS do produkcji seryjnej sprawdź:

- ☐ Charakterystyka Bodego zmierzona przy min., nom. i max. obciążeniu – PM >=60° we wszystkich warunkach
- ☐ Charakterystyka Bodego zmierzona w min. temperaturze pracy (nie tylko w +25°C)
- ☐ Analiza worst-case ESR: czy PM >=45° przy ESR_{max} i ESR_{min} z zakresu tolerancji dostawcy?
- ☐ DC bias derating (zależność pojemności od napięcia polaryzacji) zweryfikowany narzędziem producenta (SimSurfing/SEAT/KSIM) dla wszystkich MLCC w węzłach krytycznych
- ☐ BOM (lista komponentów) zawiera specyfikację ESR przy częstotliwości roboczej dla kondensatorów wyjściowych
- ☐ AVL (lista zatwierdzonych dostawców) zweryfikowana elektrycznie – nie tylko katalogowo
- ☐ Temperatura kondensatorów wyjściowych zmierzona kamerą IR przy pełnym obciążeniu
- ☐ Test zimnego startu w minimalnej temperaturze pracy
- ☐ Layout zweryfikowany: gorąca pętla, punkt gwiazdowy masy, ścieżka FB
- ☐ Symulacja Monte Carlo lub analiza worst-case z rzeczywistymi tolerancjami z BOM

jest punktem, nie charakterystyką. Rzeczywisty projekt musi mieć PM ≥60° dla wartości nominalnych, by przy rozrzucie produkcyjnym i zmianach temperatury nigdy nie zejść poniżej 45°. Charakterystyka Bodego mierzona raz, w jednych warunkach, nic nie gwarantuje.

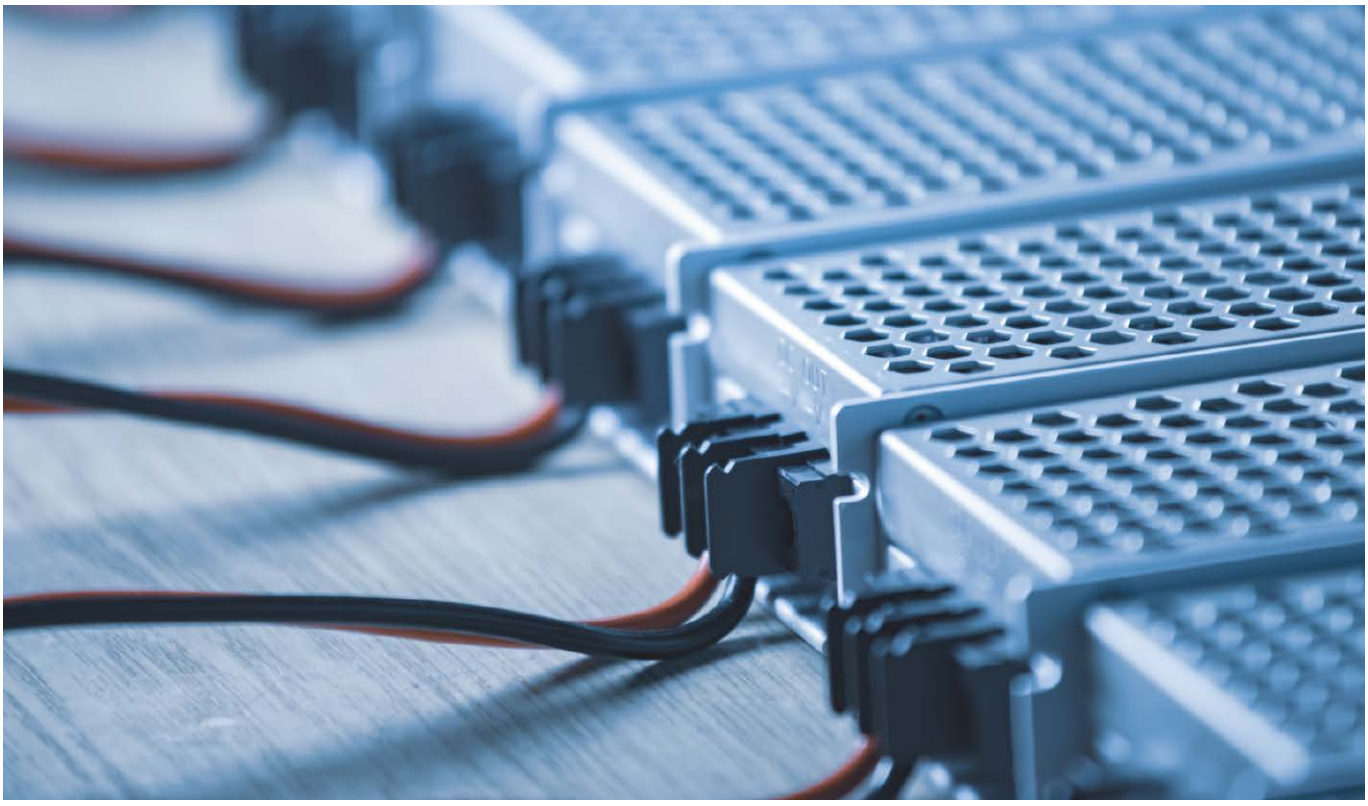
Filar trzeci: tolerancje i rozrzut produkcyjny. Każdy komponent ma tolerancję. Układ projektowany na wartości nominalne jest układem działającym tylko w nominalnych warunkach. Analiza worst-case i symulacja Monte Carlo nie są luksusem – są minimalnym standardem inżynierskim dla projektu przeznaczonego do produkcji seryjnej.

Filar czwarty: temperatura i starzenie. Parametry komponentów zmieniają się z temperaturą w zakresach, które projektant musi znać i uwzględniać ilościowo, nie jakościowo. Starzenie kondensatorów elektrolitycznych jest deterministyczne i przewidywalne – ale tylko wtedy, gdy temperatura pracy jest kontrolowana. Gradient termiczny na PCB jest częścią projektu, nie jego skutkiem ubocznym.

Moment przejścia – co odróżnia projektanta od inżyniera produkcyjnego

Lloyd Dixon w ostatnim rozdziale seminarium *Power Supply Design* zadał pytanie retoryczne, które warto zacytować: kiedy projekt zasilacza jest skończony? I sam odpowiedział: nie wtedy, gdy działa na biurku. Nie wtedy, gdy przechodzi testy EMC. Projekt jest skończony wtedy, gdy projektant jest w stanie udowodnić – analitycznie lub empirycznie – że będzie działał poprawnie na każdym egzemplarzu, wyprodukowanym przez każdego zatwierdzonego dostawcę komponentów, w całym zakresie temperatury pracy, przez cały zakładany czas życia produktu.

To jest granica między projektem laboratoryjnym a projektem produkcyjnym. I jest to granica, której przekroczenie wymaga zmiany mentalności, nie tylko wiedzy technicznej. Projektant laboratoryjny optymalizuje pod jeden egzemplarz. Inżynier produkcyjny projektuje pod rozkład



eprasa.pl b9ff2b3523

statystyczny. Projektant laboratoryjny mierzy tętnienia na oscyloskopie. Inżynier produkcyjny mierzy charakterystykę Bodego w trzech temperaturach i przy trzech poziomach obciążenia. Projektant laboratoryjny wybiera komponenty z dostępnej szuflady. Inżynier produkcyjny specyfikuje BOM z parametrami elektrycznymi przy częstotliwości roboczej i zatwierdza każdego dostawcę elektrycznie, nie tylko katalogowo.

Robert Mammano w *Fundamentals of Power Supply Design* (TI Literature SLUP230) formułuje tę różnicę precyzyjnie: prototyp to hipoteza. Produkcja seryjna to weryfikacja statystyczna tej hipotezy na tysiącach egzemplarzy. Projektant, który oddaje projekt do produkcji bez przeprowadzenia analizy worst-case i pomiaru charakterystyki Bodego w warunkach skrajnych, oddaje do produkcji nieudowodnioną hipotezę.

Narzędzia, które robią różnicę

Doświadczenie ekspertów cytowanych w tym artykule – Middlebrooka, Dixona, Basso, Venable'a, Ridleya, Sandlera, Mammano – zmierza do zestawu narzędzi, które odróżniają projekt przemysłowy od laboratoryjnego. Nie są to narzędzia egzotyczne ani kosztowne.

LTpowerCAD (Analog Devices, bezpłatny) to kalkulator projektowy dla popularnych topologii i sterowników ADI, który automatycznie wykonuje analizę tolerancji

Noty biograficzne ekspertów

Poniżej przedstawiono krótkie biogramy wszystkich ekspertów cytowanych w artykule z nazwiska, w kolejności pierwszego wystąpienia w tekście.

R. David Middlebrook (1929–2010)
Robert David Middlebrook przez całą karierę naukową był związany z California Institute of Technology (Caltech), gdzie w 1970 roku założył Power Electronics Group. Wspólnie ze Slobodanem Ćukiem opracował metodę uśredniania przestrzeni stanów (*state-space averaging*) – fundament współczesnego małosygnałowego modelowania przetwornic. Był pionierem Design-Oriented Analysis (D-OA). Laureat nagrody IEEE William E. Newell Power Electronics Award. Zmarł 16 kwietnia 2010 roku.

Lloyd Dixon
Lloyd Dixon był jedną z kluczowych postaci firmy Unitrode Corporation od końca lat 50. Przez ponad trzydzieści lat był głównym autorem i prezenterem Unitrode Power Supply Design Seminar – najważniejszego cyklu szkoleń z projektowania SMPS dla całej branży. Autor Unitrode Magnetics Design Handbook (Texas Instruments, 2001). Jego materiały dostępne w archiwum TI są do dziś wzorcowym wprowadzeniem do projektowania przetwornic.

Robert Mammano
Robert Mammano jest powszechnie nazywany ojcem branży scalonego sterownika PWM. Twórca układu SG1524 – jednego z pierwszych scalonych sterowników PWM. Posiada ponad 20 patentów. Zapoczątkował Unitrode Power Supply Design Seminar w 1983 roku. Autor not aplikacyjnych TI, w tym Fundamentals of Power Supply Design. Jego podejście kładzie nacisk na analizę statystyczną parametrów projektu i przepaść między modelem a rzeczywistością produkcyjną.

Christophe Basso
Christophe Basso przez 24 lata pracował jako Technical Fellow w firmie onsemi (dawniej ON Semiconductor) w Tuluzie. Wcześniej przez 10 lat projektował zasilacze w Europejskim Centrum Promieniowania Synchrotronowego (ESRF) w Grenoble. Posiada 25 patentów. Autor Switch-Mode Power Supplies (McGraw-Hill) oraz Designing Control Loops (Artech House, 2012). Twórca metody FACTs (Fast Analytical Circuits Techniques). Starszy członek IEEE.

Dean Venable
Dean Venable jest twórcą metody K-factor – analitycznej procedury obliczania pozycji zer i biegunów kompensatora przy zadanym marginesie fazy, opisanej w artykule The K Factor (Powercon 10, 1983). Założyciel firmy Venable Instruments, producenta analizatorów Bodego stosowanych do pomiaru stabilności pętli zasilaczy.

Ray Ridley
Dr Ray Ridley uzyskał doktorat z elektroniki energetycznej na Virginia Tech. Założyciel Ridley Engineering – firmy szkoleniowej i konsultingowej z zakresu SMPS. Twórca dyskretno-czasowego modelu regulacji prądowej. Autor Power Supply Design, Volume 1: Control. Prowadzi portal Switching Power Magazine.

Steven Sandler
Steven Sandler jest założycielem AEi Systems – firmy specjalizującej się w analizie integralności zasilania (power integrity) dla branży przemysłowej, lotniczej i obronnej. Autor monografii Power Integrity (Springer, 2014). Ekspert w dziedzinie wpływu ESR i rozrzutu komponentów na stabilność układów zasilających w warunkach produkcyjnych.

Henry Ott
Henry Ott przez ponad trzydzieści lat pracował w Bell Laboratories (AT&T). Założyciel Henry Ott Consultants. Autor Electromagnetic Compatibility Engineering (Wiley, 2009) – podstawowego opracowania EMC dla projektantów. Ceniony za analizę roli geometrii PCB w generowaniu zakłóceń. Life Fellow IEEE.

Eric Bogatin
Dr Eric Bogatin uzyskał doktorat z fizyki na University of Colorado. Pracował w Hewlett-Packard i AT&T Bell Labs. Autor Signal and Power Integrity – Simplified (Prentice Hall) – standardowego wprowadzenia do modelowania efektów pasożytniczych ścieżek PCB i przelotek. Wykładowca na konferencjach IEEE i DesignCon.

Mark Fortunato
Mark Fortunato jest starszym inżynierem aplikacyjnym Texas Instruments specjalizującym się w layoutcie PCB, emisji elektromagnetycznej i termice zasilaczy impulsowych. Autor Power Supply Layout and EMI (TI Power Supply Design Seminar 2010) oraz Thermal Management of Surface-Mount Electrolytic Capacitors (TI SLUP261).

Robert Kollman
Robert Kollman jest starszym inżynierem aplikacyjnym Texas Instruments. Autor PCB Layout Considerations for Non-Isolated Switching Power Supplies (TI SLVA652) – jednej z najczęściej pobieranych not TI poświęconych layoutowi przetwornic DC/DC.

Michael Pecht
Prof. Michael Pecht jest założycielem i dyrektorem CALCE (Center for Advanced Life Cycle Engineering) na University of Maryland. Autor Prognostics and Health Management of Electronics (Wiley, 2008). Pioneer podejścia physics-of-failure do oceny niezawodności komponentów. Fellow IEEE, redaktor naczelny IEEE Transactions on Reliability.

Marty Brown
Marty Brown jest inżynierem i konsultantem specjalizującym się w projektowaniu zasilaczy impulsowych. Autor Power Supply Cookbook (Newnes, 2001) – przystępnego podręcznika praktycznego projektowania SMPS, opartego na regułach projektowych, wzorach i checklistach.

eprasa.pl b9ff2b3523

i pokazuje wpływ rozrzutu komponentów na margines fazy. Posiada wbudowaną bazę kondensatorów z parametrami ESR w funkcji częstotliwości i temperatury.

WEBENCH Power Designer (Texas Instruments, bezpłatny) pełni analogiczną rolę dla ekosystemu TI – z dodatkiem symulacji termicznej i automatycznej analizy emisji. Jego wartość wybiega poza dobór komponentów: pozwala iteracyjnie sprawdzać, jak zmiana jednego parametru wpływa na stabilność i termikę całego układu.

SIMPLIS (SIMetrix Technologies, komercyjny) jest narzędziem symulacyjnym specjalizowanym dla SMPS – znacznie szybszym niż SPICE dla analizy pętli. Christophe Basso oparł na nim większość przykładów w *Designing Control Loops* i konsekwentnie rekomenduje go jako środowisko dające wiarygodne wyniki dla analizy małosygnałowej przetwornic z regulacją prądu.

Analizator Bodego – sprzętowy lub programowy (OMICRON Lab Bode 100, Venable Instruments, Picotest J2111A) – jest narzędziem pomiarowym, bez którego żaden poważny projekt SMPS nie powinien opuszczać laboratorium. Jego koszt jest marginalny w porównaniu z kosztem jednej serii produkcyjnej z problemem stabilności.

Kamera termowizyjna – dostępna w każdym poważnym laboratorium – pozwala w ciągu minut zidentyfikować gradient termiczny na PCB i zmierzyć temperaturę kondensatorów wyjściowych przy pełnym obciążeniu. Brak tego pomiaru przed zatwierdzeniem projektu do produkcji jest niedopatrzeniem o długofalowych konsekwencjach.

Ostatnie zdanie: różnica, która ma znaczenie

Zasilacz impulsowy jest układem, w którym wszystko jest ze sobą powiązane. ESR kondensatora wpływa na zero transmitancji, zero wpływa na margines fazy, margines fazy zależy od temperatury, temperatura zależy od layoutu PCB, layout wpływa na indukcyjność pasożytniczą, indukcyjność pasożytnicza wpływa na tętnienia, tętnienia wpływają na jakość sygnału sprzężenia zwrotnego. Nie ma w tym układzie elementu neutralnego, który można dobrać bez konsekwencji dla reszty.

Ta złożoność jest właśnie przyczyną, dla której SMPS jest projektowany poprawnie tylko wtedy, gdy projektant rozumie wszystkie te zależności jednocześnie. I dlatego – co podkreślaliśmy od pierwszego zdania tego artykułu – jest on tak użytecznym przykładem ogólnego problemu: każdego urządzenia elektronicznego, które musi przeżyć przejście z laboratorium na linię produkcyjną.

R. D. Middlebrook – twórca metody *state-space averaging* (wspólnie z Ćukiem), pionier Design-Oriented Analysis i założyciel grupy Power Electronics na Caltech – przez całą swoją karierę podkreślał, że celem modelowania nie jest skomplikowanie równań, lecz ich uproszczenie do postaci fizycznie intuicyjnej. Ta filozofia jest najlepszym przewodnikiem dla inżyniera stojącego przed pytaniem zawartym w tytule tego artykułu.

WM, JT

Bibliografia:

Pozycje ułożone tematycznie, wewnątrz kategorii w kolejności cytowania w tekście. Noty aplikacyjne i materiały seminaryjne TI/Unitrode dostępne bezpłatnie w archiwum Texas Instruments Power Supply Design Seminar: https://www.ti.com/psds

Monografie i podręczniki

[1] Basso C.P., Switch-Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs, 2nd ed., McGraw-Hill Professional, New York, 2014. ISBN 978-0-07-182346-3.
[2] Basso C.P., Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies: A Tutorial Guide, Artech House, Norwood MA, 2012. ISBN 978-1-60807-557-7.
[3] Basso C.P., Fast Analytical Techniques for Electrical and Electronic Circuits, Cambridge University Press/IEEE Press, 2016. ISBN 978-1-107-12424-3.
[4] Brown M., Power Supply Cookbook, 2nd ed., Newnes/Butterworth-Heinemann, Oxford, 2001. ISBN 978-0-7506-7329-4.
[5] Bogatin E., Signal and Power Integrity – Simplified, 2nd ed., Prentice Hall, Upper Saddle River NJ, 2009. ISBN 978-0-13-234979-7.
[6] Dixon L.H., Magnetics Design Handbook MAG100A, Texas Instruments/Unitrode, Dallas TX, 2001. Dostępne: https://www.ti.com/lit/ml/slup093/slup093.pdf
[7] Hayward W., Larkin R., Experimental Methods in RF Design, American Radio Relay League (ARRL), Newington CT, 2003. ISBN 978-0-87259-879-5.
[8] Kundert K., White J., The Designer's Guide to SPICE and Spectre, Springer Science+Business Media, New York, 1995. ISBN 978-0-7923-9571-5.
[9] Ott H.W., Electromagnetic Compatibility Engineering, John Wiley & Sons, Hoboken NJ, 2009. ISBN 978-0-470-18930-6.
[10] Pecht M. (red.), Prognostics and Health Management of Electronics, John Wiley & Sons, Hoboken NJ, 2008. ISBN 978-0-470-27802-4.
[11] Ridley R.B., Power Supply Design, Volume 1: Control, Ridley Engineering Inc., Camarillo CA, 2006.
[12] Sandler S.M., Power Integrity: Measuring, Optimizing and Troubleshooting Power Related Parameters in Electronics Systems, Springer Science+Business Media, New York, 2014. ISBN 978-1-4614-3388-4.
[13] Williams T., EMC for Product Designers, 4th ed., Newnes/Elsevier, Oxford, 2007. ISBN 978-0-7506-8170-1.

Artykuły konferencyjne i naukowe

[14] Middlebrook R.D., Ćuk S., „A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages", Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Cleveland OH, June 1976, pp. 18–34. DOI: 10.1109/pesc.1976.7072895.
[15] Middlebrook R.D., „Topics in Multiple-Loop Regulators and Current-Mode Programming", Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Toulouse, June 1985. DOI: 10.1109/PESC.1985.7071015.
[16] Venable H.D., „The K Factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis", Proc. Powercon 10, San Diego CA, March 1983, Paper H1-1.

eprasa.pl b9ff2b3523

[17] Ridley R.B., „Temperature Effects on Switching Power Supplies”, Switching Power Magazine, Vol. 7, No. 3, 2006.
[18] Sandler S.M., „ESR Variation and Its Effect on Power Supply Stability”, Power Systems Design Europe, Vol. 3, No. 4, 2006, pp. 22–27.

Seminaria i materiały szkoleniowe Texas Instruments/Unitrode
[19] Dixon L.H., „Closing the Feedback Loop”, Unitrode Power Supply Design Seminar SEM300, Texas Instruments, 1984. Lit. nr SLUP068. Dostępne: https://www.ti.com/lit/ml/slup068/slup068.pdf
[20] Dixon L.H., „Power Supply Design (zbiór materiałów seminaryjnych)”, Unitrode/Texas Instruments Power Supply Design Seminar, lata 1981–2005. Archiwum: https://www.ti.com/psds
[21] Fortunato M., „Power Supply Layout and EMI”, Texas Instruments Power Supply Design Seminar SEM1900, Texas Instruments, Dallas TX, 2010. Lit. w archiwum TI: https://www.ti.com/psds
[22] Fortunato M., „Thermal Management of Surface-Mount Electrolytic Capacitors”, Texas Instruments Power Supply Design Seminar, Texas Instruments, Dallas TX, 2013. Lit. nr SLUP261. Dostępne: https://www.ti.com/lit/ml/slup261/slup261.pdf
[23] Mammano R., „Fundamentals of Power Supply Design”, Texas Instruments Power Supply Design Seminar, Texas Instruments, Dallas TX. https://www.ti.com/psds

Noty aplikacyjne i dokumenty techniczne
[24] Huffman B., „A Monolithic Switching Regulator with 100 µV Output Noise”, Linear Technology Application Note AN-84, Linear Technology (Analog Devices), Milpitas CA, 1999.
[25] Kollman R., „PCB Layout Considerations for Non-Isolated Switching Power Supplies”, Texas Instruments Application Report SLVA652, Texas Instruments, Dallas TX, 2014. Dostępne: https://www.ti.com/lit/an/slva652/slva652.pdf
[26] Mammano R., „Stability Analysis of Current-Mode Controlled Buck Converter”, Texas Instruments Seminar Topic SLUP084, Texas Instruments, Dallas TX. Dostępne: https://www.ti.com/lit/ml/slup084/slup084.pdf
[27] Sheehan R., „Compensating the Current-Mode-Controlled Buck Converter”, National Semiconductor Application Note AN-1286, National Semiconductor (Texas Instruments), Santa Clara CA, 2007. Lit. nr SNVA067.
[28] Analog Devices, „Power Supply Rejection”, Analog Devices Tutorial MT-088, Analog Devices Inc., Wilmington MA, 2009. Dostępne: https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-088.pdf
[29] Würth Elektronik, „ANP012 – Capacitor Parasitics”, Würth Elektronik Application Note, Würth Elektronik eiSos GmbH, Waldenburg, 2012.

Dokumentacja techniczna producentów komponentów
[30] Nichicon Corporation, „UWT Series – Low Impedance, Long Life, 105°C Aluminum Electrolytic Capacitors: Technical Specifications and ESR vs. Temperature Characteristics”, Nichicon Product Catalog, Nichicon Corporation, Kyoto, 2023. Dostępne: https://www.nichicon.co.jp
[31] Panasonic Industrial Devices, „Aluminum Electrolytic Capacitors – Technical Notes: Life Expectancy and ESR Drift”, Panasonic Technical Documentation, Panasonic Corporation, Osaka, 2022.
[32] Murata Manufacturing, „Capacitance Change Due to DC Bias Voltage/Capacitance Change Due to Temperature (X5R/X7R)”, SimSurfing Online Tool – Technical Documentation, Murata Manufacturing Co., Nagaokakyo, 2024. Narzędzie: https://www.murata.com/en-us/tool/simsurfing
[33] TDK Electronics, „SEAT – Serial Equivalent Analysis Tool: DC Bias and Temperature Derating for MLCC”, TDK Electronics Technical Documentation, TDK Electronics AG, Munich, 2023. Narzędzie: https://product.tdk.com/en/capacitor/mlcc/index.html
[34] Kemet Electronics, „KSIM – Kemet Capacitor Simulation Tool: ESR and Capacitance vs. Frequency, Temperature and Voltage”, Kemet Technical Documentation, Kemet Electronics Corporation, Greenville SC, 2023. Narzędzie: https://ksim3.kemet.com

Oprogramowanie i narzędzia projektowe
[35] Analog Devices, „LTpowerCAD – Power Supply Design Tool”, Analog Devices Design Tools, Analog Devices Inc., Wilmington MA, 2024. Dostępne: https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltpowercad.html
[36] Texas Instruments, „WEBENCH Power Designer”, Texas Instruments Design Tools, Texas Instruments, Dallas TX, 2024. Dostępne: https://www.ti.com/design-resources/design-tools-simulation/webench-power-designer.html
[37] SIMetrix Technologies, „SIMPLIS – Simulation Platform for Power Electronics”, SIMetrix/SIMPLIS Technical Documentation, SIMetrix Technologies Ltd, Thatcham UK, 2024. Dostępne: https://www.simplistechnologies.com
[38] OMICRON Lab, „Bode 100 – Vector Network Analyzer for Power Supply Stability Measurements”, OMICRON Lab Product Documentation, OMICRON electronics GmbH, Klaus Austria, 2024. Dostępne: https://www.omicron-lab.com/bode-100



eprasa.pl b9ff2b3523



Christophe Basso, urodzony w 1965 roku, to uznany ekspert w dziedzinie energoelektroniki, specjalizujący się w projektowaniu zasilaczy impulsowych oraz stabilizacji pętli sterowania. Posiada tytuł Senior Member IEEE oraz jest autorem licznych patentów. Swoją edukację techniczną rozpoczął na Uniwersytecie w Montpellier we Francji, a tytułu magistra inżyniera elektrotechniki ze specjalnością w energoelektronice uzyskał na uczelni Institut National Polytechnique w Tuluzie.

Jego bogata ścieżka zawodowa obejmuje pracę w kluczowych instytucjach i firmach technologicznych. Początkowo, przez dziesięć lat, pracował jako projektant układów zasilania w Europejskim Ośrodku Promieniowania Synchrotronowego w Grenoble. Następnie przez dwa lata był związany z działem półprzewodników firmy Motorola. Najdłuższy, trwający niemal 24 lata etap jego kariery, to praca w firmie onsemi w Tuluzie. Pełnił tam prestiżową funkcję Technical Fellow oraz dyrektora do spraw inżynierii produktu, stając się wiodącą postacią w projektowaniu i wprowadzaniu na rynek nowoczesnych kontrolerów przełączających. Po zakończeniu współpracy z onsemi kontynuował karierę w branży dystrybucji komponentów elektronicznych, gdzie wspiera wdrażanie innowacyjnych rozwiązań zasilających.

Basso jest postacią niezwykle cenioną w globalnym środowisku inżynierskim. Znany jest jako autor jedenastu książek technicznych, w tym popularnych publikacji na temat metod szybkiej analizy obwodów oraz symulacji układów zasilających. Jego wkład w branżę to nie tylko teoria, ale przede wszystkim praktyczne narzędzia. Opracował i udostępnił obszerne, darmowe biblioteki modeli symulacyjnych dla oprogramowania SPICE i LTspice, które stanowią ogromne ułatwienie dla projektantów na całym świecie. Ponadto regularnie dzieli się swoim doświadczeniem, występując jako prelegent na międzynarodowych seminariach i konferencjach branżowych.

Korekcja współczynnika mocy – potrzeba stabilizacji pętli

Termin korektor współczynnika mocy (ang. power factor corrector, PFC) oznacza przetwornicę wstępną zasilającą sekcję wejściową przekształtnika impulsowego, której zadaniem jest wymuszenie poboru sinusoidalnego prądu z sieci. Bez niej nieliniowość wynikająca z obecności prostownika dwupołówkowego prowadziłaby do poboru silnie odkształconego przebiegu prądowego, którego wartość skuteczna mogłaby znacząco ograniczyć maksymalną moc możliwą do odebrania z gniazda sieciowego zabezpieczonego bezpiecznikiem 16 A. Norma EN 61000-3-2 reguluje dopuszczalne emisje harmonicznych prądu pobieranego z sieci. Najbardziej restrykcyjne limity dotyczą klasy D (m.in. zasilacze, sprzęt komputerowy, oświetlenie) i obowiązują dla wyrobów o mocy wejściowej powyżej 75 W. Powyżej tej granicy stopień PFC staje się w praktyce niezbędny, aby spełnić wymogi normy.

Mimo bardzo niskiej częstotliwości przecięcia (*crossover*) wzmocnienia – typowo rzędu dziesięciu herców przy zasilaniu z dolnej granicy napięcia – PFC pozostaje układem regulacji z zamkniętą pętlą, dostarczającym napięcia wyjściowego wysokiej wartości. Dlatego właściwa stabilizacja przetwornicy ma kluczowe znaczenie dla jej niezawodnej i długotrwałej pracy. Niniejszy artykuł przedstawia metodykę uzyskiwania dobrych właściwości dynamicznych przy wsparciu nowoczesnych narzędzi symulacyjnych.

Stopień korekcji współczynnika mocy

Stopień PFC może być realizowany w wielu różnych topologiach, jednak na rynku dominuje przetwornica podwyższająca (*boost*), z wariantami takimi jak topologia bezdiodowa (ang. *bridgeless*) oraz totem-pole. Jednoogniwowy przekształtnik odwracający (ang. *flyback*) zyskał ostatnio popularność na rynku oświetleniowym w zastosowaniach jako izolowana przetwornica o regulowanym prądzie wyjściowym. Podobnie jak każdy przekształtnik impulsowy, PFC może pracować w różnych trybach przewodzenia, zależnie od zastosowania i poziomu mocy:

- Przy mocach poniżej 300 W zwykle wybiera się graniczny lub krytyczny tryb przewodzenia (ang. *Borderline Conduction Mode/Critical Conduction Mode*, BCM/CrM), ze względu na prostotę implementacji. Konwertery PFC pracujące w trybie przejściowym są dobrze dopasowane do kompaktowych i kosztowo wrażliwych projektów. Można w nich zastosować prostą diodę wysokonapięciową, gdyż tranzystor wyłącza się samoistnie po zaniku prądu induktora.
- Przy mocach powyżej 300 W, sięgających kilowatów, preferowanym trybem pracy PFC jest tryb ciągłego przewodzenia (ang. *Continuous Conduction Mode*, CCM). W tym przypadku konieczny jest dobór bardzo szybkiej diody, aby ograniczyć straty związane z jej czasem regeneracji. Diody z węglika krzemu (SiC), będące dojrzałą technologią, doskonale spełniają tę funkcję, ponieważ nie wykazują ładunku pojemności dyfuzyjnej podczas wyłączania. Wobec niewielkiego pojemnościowego ładunku zmagazynowanego, zapewniają czyste zbocza przełączeń i znacząco redukują zakłócenia komutacyjne w porównaniu z ultraszybkimi diodami krzemowymi.

eprasa.pl b9ff2b3523

Niezależnie od topologii, musi zostać zdefiniowane prawo sterowania realizujące korekcję współczynnika mocy. W przypadku przetwornic PFC pracujących w trybie CrM, najpowszechniejszym typem sterowania jest praca ze stałym czasem włączenia (ang. *constant-on-time*), w której sterownik dostosowuje czas włączenia tranzystora mocy do aktualnych warunków pracy. Czas włączenia pozostaje stały w trakcie jednego okresu sieci, lecz może być regulowany w celu ograniczenia dostarczanej mocy przy zasilaniu z napięcia górnej granicy, zwłaszcza w aplikacjach z zasilaniem uniwersalnym. Technika ta jest bardzo popularna i można ją znaleźć w sterownikach różnych producentów, takich jak onsemi (NCP1608, NCP1622), ST (L6562, L6563) czy MPS (rodzina MP4401x). Należy zaznaczyć, że w tych układach scalonych o stałym czasie włączenia stosowane może być zarówno sterowanie napięciowe (ang. *voltage-mode*, VM), jak i prądowe (ang. *current-mode*, CM), przy odmiennych wewnętrznych strukturach układów.

W przypadku PFC pracujących w trybie CCM istnieje wiele różnych podejść, z których każde ma swoje zalety i wady. Układy PFC oparte na strukturze UC1854 implementują konfigurację z dwiema pętlami: pętla prądowa wymusza na prądzie induktora *iL*(t) kształt narzucany przez wyprostowany przebieg napięcia sieciowego. Do realizacji tej funkcji niezbędne są: pomiar wysokiego napięcia wejściowego oraz układ mnożnika. Druga pętla obserwuje napięcie wyjściowe i dostosowuje wartość szczytową obwiedni prądu do warunków pracy. W obu pętlach musi być oczywiście przeprowadzona kompensacja zapewniająca stabilność całego układu.

Inna technika, określana mianem *metody predykcyjnej*, pozwala na sterowanie PFC bez stosowania niezależnej pętli prądowej. W literaturze technicznej można ją spotkać pod różnymi nazwami i istnieje wiele jej wariantów. W uproszczeniu: jeżeli chwilowy czas wyłączenia jest proporcjonalny do średniej wartości prądu induktora, prąd wejściowy wiernie odwzorowuje napięcie wejściowe. Bez konieczności pomiaru napięcia wejściowego, technika ta prowadzi do najbardziej kompaktowych stopni PFC pracujących w trybie CCM [1]. Podejście to można znaleźć w układzie NCP1618 firmy onsemi lub ICE1PCS02 (oraz ICE1PCS20) firmy Infineon.

Wyznaczanie transmitancji układu

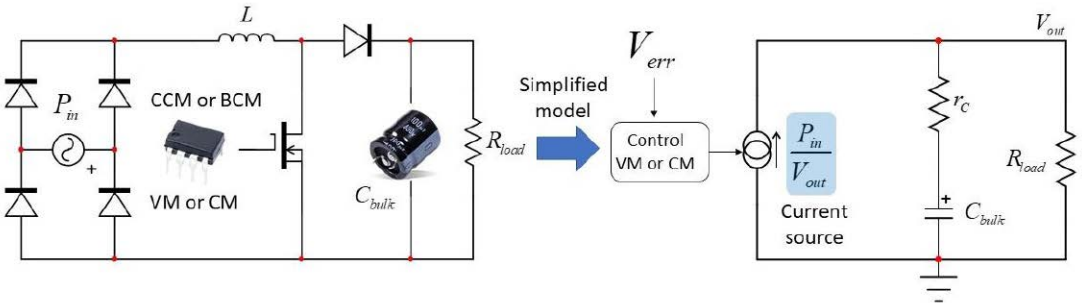
Przetwornica wstępna PFC zasilana z sieci o napięciu uniwersalnym (85...265 V rms) zazwyczaj dostarcza napięcie stałe o wartości 385 V, zapewniając wystarczający margines między maksymalną chwilową wartością napięcia wejściowego a regulowanym napięciem wyjściowym. Podobnie jak w każdym układzie regulacji z zamkniętą pętlą, konieczna jest strategia stabilizacji gwarantująca utrzymanie napięcia wyjściowego w dopuszczalnym przedziale niezależnie od warunków pracy. Z uwagi na znaczną niskoczęstotliwościową składową tętnień napięcia na wyjściu, częstotliwość przecięcia wzmocnienia musi być niska – typowo rzędu kilkudziesięciu herców. Przed opracowaniem odpowiedniej strategii kompensacji należy jednak wyznaczyć transmitancję sterowanie–wyjście (ang. *control-to-output transfer function*) rozważanej przetwornicy wstępnej PFC. Bez konieczności stosowania metody uśredniania przestrzeni stanów (ang. state-space averaging, SSA) ani modelu przełącznika PWM, stopień PFC można potraktować jako proste nieliniowe źródło prądowe zasilające obciążenie złożone z kondensatora buforowego i przetwornicy podrzędnej. Zasadę tę ilustruje **rysunek 1**.

Na schemacie stopień PFC zasila rezystancyjne obciążenie R_{load}, jednak w praktyce przetwornicę wstępną obciąża przetwornica dc-dc. Pracując w układzie z zamkniętą pętlą, ta podrzędna przetwornica wykazuje ujemną rezystancję przyrostową (ang. *negative incremental resistance*), wpływając na transmitancję przetwornicy PFC.

Dla prostego przypadku układu PFC ze stałym czasem włączenia, pracującego w trybie sterowania napięciowego lub prądowego, można wykazać, że średnia moc pobierana z sieci spełnia poniższą zależność [2]:

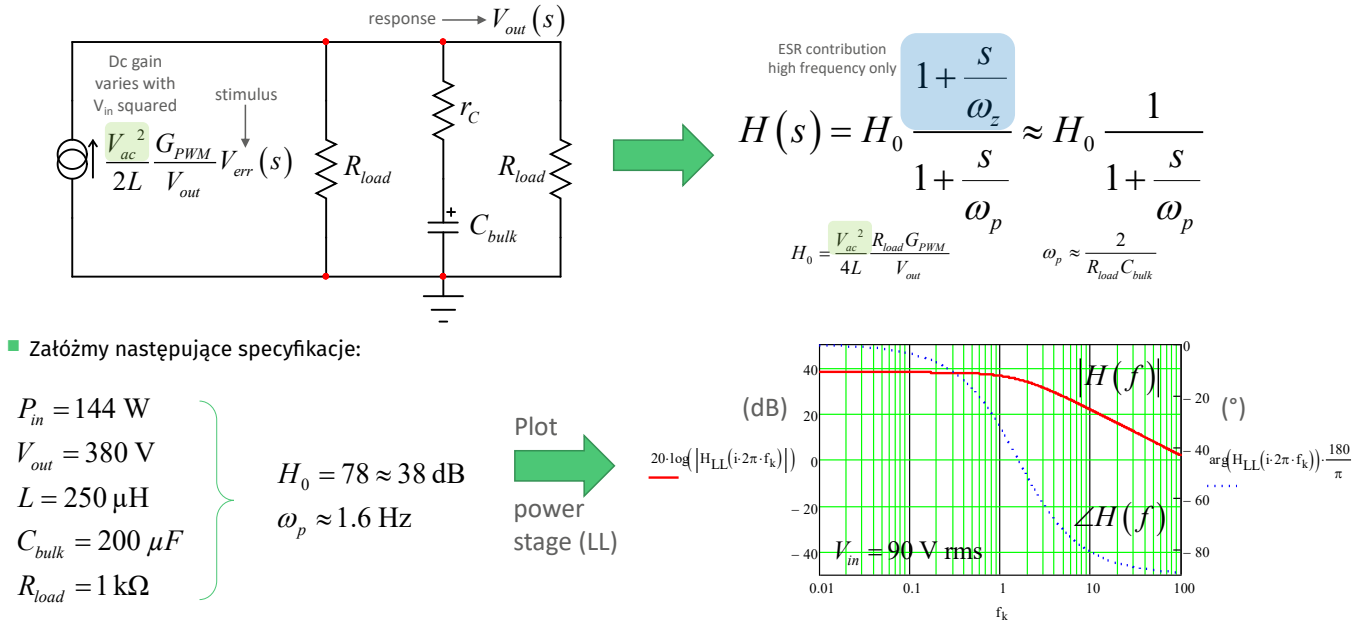
$$P_{in,avg} = \frac{V_{ac}^{\ 2}}{2L} G_{PWM} V_{err}$$

W wyrażeniu tym V_{ac} oznacza skuteczną wartość napięcia wejściowego, L – induktancję dławika boost, G_{PWM} – wzmocnienie modulatora czasu włączenia, a V_{err}



Rysunek 1. Stopień PFC można modelować przy użyciu uproszczonej reprezentacji 1. rzędu, w której źródło prądowe zasila obciążenie

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 2. Model małosygnałowy stopnia PFC ujawnia prosty układ 1. rzędu, który można łatwo poddać analizie

– napięcie sygnału błędu. Aby przekształcić wyrażenie mocowe w źródło prądowe, jak pokazano na rysunku 1, należy podzielić równanie przez V_{out}, a następnie przeprowadzić linearyzację.

Powyższy proces linearyzacji można sprawnie przeprowadzić, wyznaczając pochodne cząstkowe, co ostatecznie prowadzi do modelu małosygnałowego przedstawionego na **rysunku 2**, na podstawie którego przeprowadzana jest dalsza analiza. Transmitancja sterowanie–wyjście wyznaczana jest bezpośrednio z impedancji stanowiącej równoległe połączenie kondensatora z równoważną rezystancją szeregową (ESR) oraz dwóch rezystancji o wartości Rload. Transmitancja wykazuje niskoczęstotliwościowy biegun ω_p oraz wysokoczęstotliwościowe zero ω_z. To ostatnie można pominąć, ponieważ ESR wynosi zwykle ułamek oma i naturalnie przesuwa zero daleko powyżej częstotliwości przecięcia wzmocnienia.

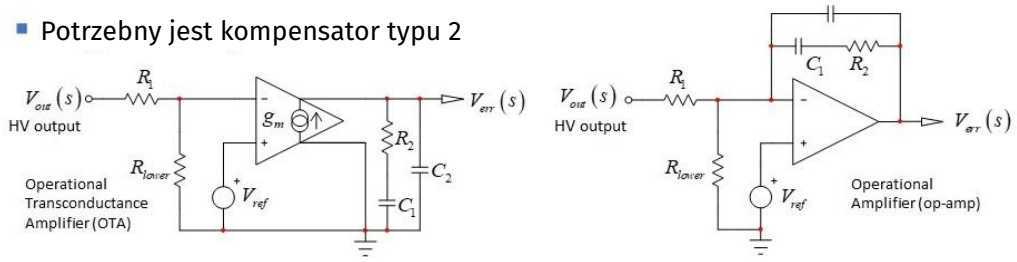
Stabilizacja pętli

Dysponując transmitancją układu, można przystąpić do opracowania strategii regulacji, której celem jest stabilizacja przetwornicy przy jednoczesnym zapewnieniu odpowiednich zapasów fazy i wzmocnienia w całym zakresie warunków pracy. Dla tego rodzaju układów dobrze sprawdza się kompensator typu 2, który umieszcza biegun w początku układu współrzędnych (dla uzyskania dużego wzmocnienia stałoprądowego i małego błędu statycznego) oraz parę biegun-zero, rozmieszczoną celowo tak, aby uzyskać przyrost fazy przy wybranej częstotliwości przecięcia wzmocnienia. Aktywny filtr pełniący funkcję kompensatora można zbudować z zastosowaniem wzmacniacza transkonduktancyjnego (ang. *operational transconductance amplifier*, OTA) lub klasycznego wzmacniacza operacyjnego (ang. *op-amp*). Oba układy prowadzą do zbliżonej transmitancji, różniącej się jednak pewnymi szczegółami: kompensator oparty na OTA nie posiada wirtualnej masy, co oznacza, że na pinie sprzężenia zwrotnego można zmierzyć skalowany obraz napięcia V_{out}. Jest to szczególnie przydatne, na przykład do realizacji funkcji zabezpieczenia przed przepięciem. Jednak w odróżnieniu od konfiguracji ze wzmacniaczem operacyjnym, rezystor dolny R_{lower} wchodzi do obliczeń elementów kompensatora, podobnie jak potencjalnie zmienna transkonduktancja g_m. Projektanci układów scalonych preferują OTA, ponieważ zajmuje on mniej powierzchni krzemu niż odpowiednik w postaci wzmacniacza operacyjnego.

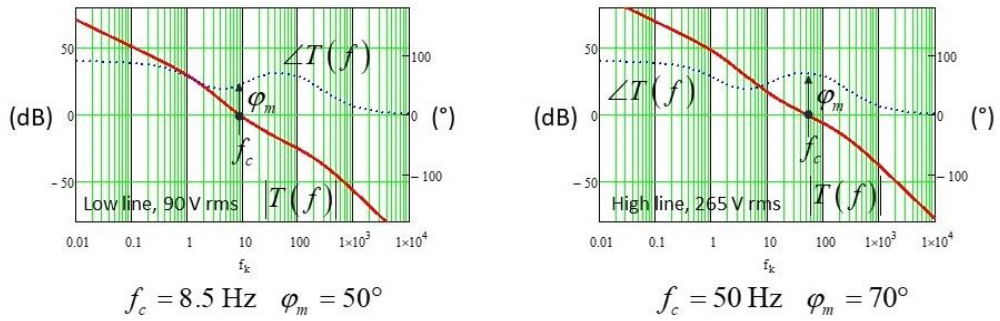
Jak opisano szczegółowo wcześniej, wzmocnienie stałoprądowe jest proporcjonalne do kwadratu skutecznej wartości napięcia wejściowego. Dlatego wzmocnienie stopnia mocy przy wybranej częstotliwości skrzyżowania zmienia się dziewięciokrotnie w zakresie wejściowym 90...265 V rms. W konsekwencji skompensowane wzmocnienie pętli wykazuje szeroką zmienność częstotliwości przecięcia w zależności od napięcia wejściowego. Istnieją metody ograniczenia tych zmian, np. sprzężenie wyprzedzające (ang. feedforward), jednak dla układów pozbawionych tej opcji można zaprojektować kompensację tak, aby częstotliwość przecięcia wynosiła 50 Hz przy górnej granicy napięcia wejściowego, co przy dolnej granicy skutkuje przecięciem na poziomie 8...9 Hz. **Rysunek 3** przedstawia typowy schemat kompensacji oraz uzyskane charakterystyki wzmocnienia pętli dla skrajnych wartości napięcia wejściowego.

eprasa.pl b9ff2b3523

- Potrzebny jest kompensator typu 2



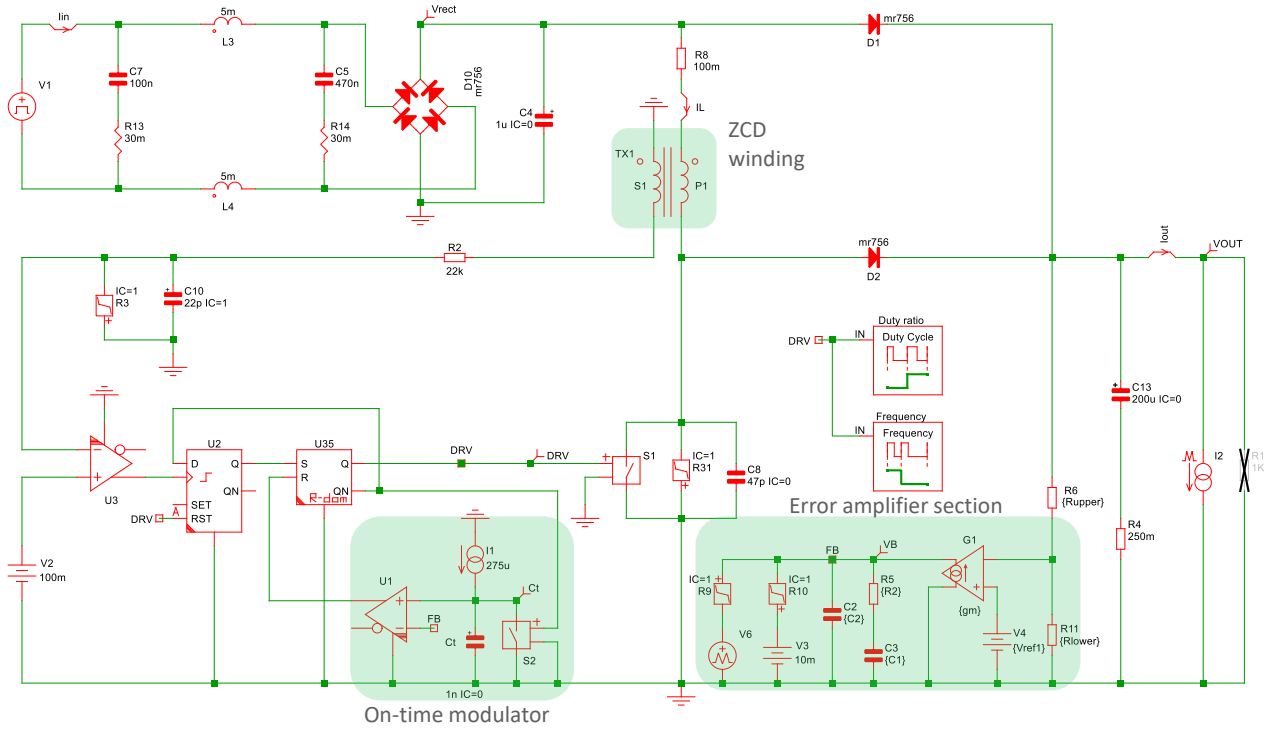
- sprawdź zwrotnicę i margines fazy na krańcach linii wejściowej $T(s)=H(s)G(s)$



Rysunek 3. Po prawidłowej kompensacji, charakterystyki wzmocnienia pętli dla dolnej i górnej granicy napięcia wykazują doskonałe zapasy stabilności

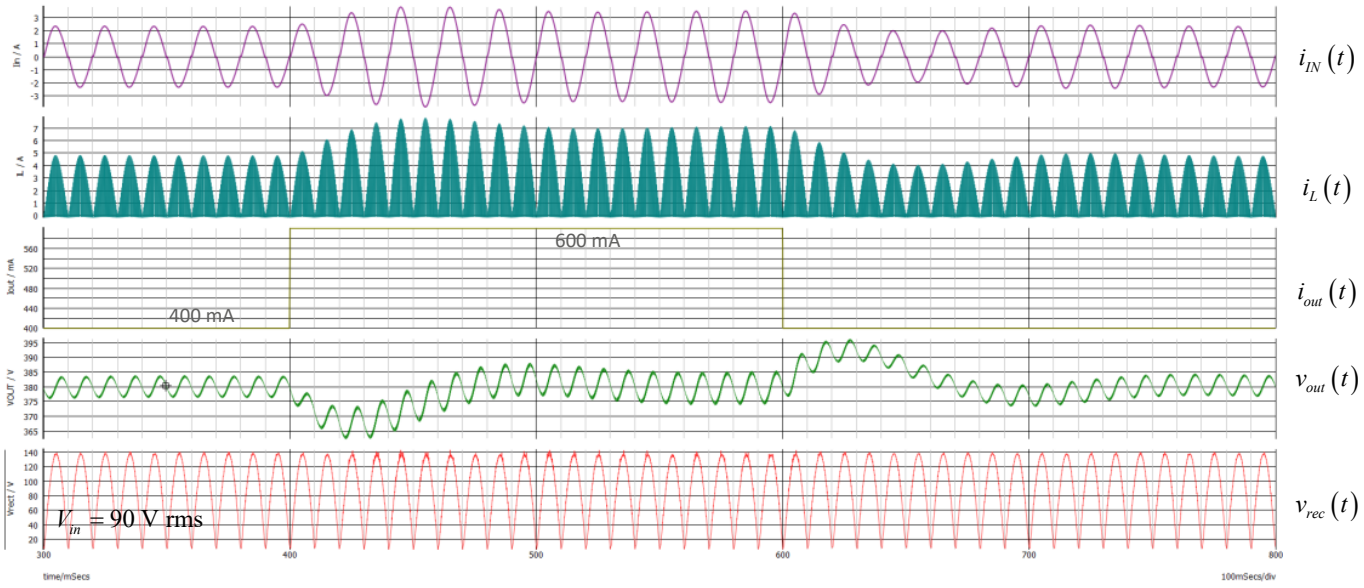
Symulacja stopnia PFC

Stopnie PFC mogą pracować ze stałą lub zmienną częstotliwością przełączania. Jednak o ile dla klasycznej przetwornicy impulsowej zazwyczaj wystarczy obserwować przebiegi w oknie czasowym rzędu kilku milisekund, o tyle w przypadku wolnego układu PFC konieczne jest rozszerzenie okna obserwacji do kilkudziesięciu milisekund, aby uchwycić reprezentatywny zestaw przebiegów. W tej sytuacji symulator oparty na silniku SPICE nie jest najlepszym wyborem ze względu na zmiennokrokową metodę całkowania i dużą liczbę generowanych punktów podczas zdarzeń przełączania. Z kolei silnik liniowy odcinkami (ang. *piece-wise linear*, PWL), taki jak SIMPLIS, znakomicie sprawdza się w symulacji PFC. Ponieważ wszystkie komponenty są modelowane za pomocą prostoliniowych segmentów, symulator nie traci czasu na dostosowywanie kroku całkowania i linearyzację układu, który z definicji jest liniowy odcinkami. Czas obliczeń jest zatem błyskawiczny, a co ważniejsze – można w łatwy sposób wyznaczać odpowiedzi małosygnałowe bez konieczności



Rysunek 4. Układ PFC pracujący w zamkniętej pętli może być szybko zasymulowany w środowisku SIMPLIS przez wiele okresów napięcia sieciowego

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 5. Skok obciążenia przy dolnej granicy napięcia potwierdza stabilną odpowiedź z umiarkowanym przeregulowaniem po odskoku obciążenia

stosowania modelu uśrednionego, jak wymagałby tego symulator SPICE. Ta unikatowa cecha stanowi ogromną pomoc przy projektowaniu przekształtników impulsowych. Schemat symulacji przetwornicy wstępnej pracującej w zamkniętej pętli przedstawia **rysunek 4** i odpowiada przetwornicy ze stałym czasem włączenia, pracującej w granicznym trybie przewodzenia.

Źródło V_1 reprezentuje sinusoidalne napięcie wejściowe o częstotliwości 50 Hz, którego wartość na potrzeby ćwiczenia ustawiono na 90 V rms. Modulator czasu włączenia odwzorowuje układy typowe dla sterownika BCM. Dobór kondensatora C_t zależy od poziomu przekazywanej mocy, ponieważ wyznacza maksymalny czas włączenia.

Bez sprzężenia wyprzedzającego czas włączenia nie zależy od skutecznej wartości napięcia wejściowego i dostarcza więcej mocy przy górnej niż przy dolnej granicy napięcia. Nowoczesne sterowniki wyposażone są w mechanizm ograniczania maksymalnego czasu włączenia przy wysokim napięciu wejściowym, dzięki czemu moc maksymalna pozostaje prawie stała niezależnie od napięcia zasilania. Kompensator typu 2 jest zbudowany na bazie OTA, zgodnie ze schematem na rysunku 3. Wartości parametrów podane w nawiasach klamrowych przy wybranych elementach (jak C_2 czy C_3) są automatycznie obliczane przez SIMPLIS za pomocą dedykowanego makra, nie przedstawionego na schemacie. Dzięki temu, po odczytaniu odpowiedzi stopnia mocy jak na rysunku 3, można łatwo zmieniać parametry docelowe – np. częstotliwość przecięcia wzmocnienia lub zapas fazy – i natychmiast obserwować wpływ tych zmian na odpowiedź przejściową układu. Wyniki symulacji przedstawione na **rysunku 5**, uzyskane po siedmiu minutach obliczeń, potwierdzają w pełni stabilną pracę układu. Na rysunku obciążenie jest skokowo zmieniane od 400 do 600 mA ze zboczem 1 A/µs. Obciążenie w tym trybie jest prostym rezystancyjnym kluczem, który można zastąpić bardziej rozbudowanym układem odwzorowującym impedancję wejściową regulowanej przetwornicy impulsowej. Dodatkowa symulacja przy górnej granicy napięcia potwierdza stabilną pracę układu również w tych warunkach.

Podsumowanie

Niniejszy artykuł przybliża znaczenie stabilizacji przetwornicy wstępnej PFC. Współczesne narzędzia analityczne i symulacyjne stanowią ogromne wsparcie w sprawnym przeprowadzeniu tego procesu. Nieprawidłowa stabilizacja prowadzi do takich problemów, jak nadmierne przeregulowania wyzwalające zabezpieczenie przed przepięciem oraz zbyt głębokie niedopięcia niepotrzebnie przeciążające przetwornicę podrzędną. Znajomość zasad stabilizacji PFC jest kluczowa dla zapewnienia bezpiecznej i niezawodnej pracy całego układu zasilania.

Literatura

1. J. Turchi, D. Dhalal, *Power Factor Correction: From Basics to Optimization*, Professional Education Seminar, Applied Power Electronics Conference, Fort Worth, 2014
2. C. Basso, *Transfer Functions of Switching Converters: Fast Analytical Techniques at Work with Small-Signal Analysis*, Faraday Press, 2021

Artykuł opublikowany za uprzejmą zgodą autora Christophe'a Basso i wydawcy magazynu „How2Power" Davida Morrisona.

eprasa.pl b9ff2b3523

Metodyka projektowania impulsowych przetwornic DC/DC

Od doboru topologii do gotowego układu – poradnik krok po kroku

Projektowanie impulsowych przetwornic napięcia stałego jest jedną z tych dziedzin elektroniki, w których teoria i praktyka przeplatają się szczególnie ściśle. Projektant musi jednocześnie rozumieć fizykę zjawisk magnetycznych, reguły rządzące stabilnością układów regulacji, ograniczenia elementów półprzewodnikowych, a także wymagania dotyczące kompatybilności elektromagnetycznej (EMC). Celem niniejszego artykułu jest przedstawienie ***uogólnionej metodyki projektowania****, niezależnej od konkretnego układu scalonego. Jako przykład szczegółowy posłuży przetwornica flyback – topologia najszerzej stosowana w zakresie mocy od kilku do kilkuset watów, wymagająca uwzględnienia największej liczby czynników projektowych. Artykuł zawiera cytaty z uznanych not aplikacyjnych wraz z oryginalnymi schematami i rysunkami wyekstrahowanymi z materiałów źródłowych.*

Klasyfikacja topologii – od czego zacząć projekt?

Zanim przystąpimy do jakichkolwiek obliczeń, należy podjąć decyzję o wyborze topologii. Wszystkie praktyczne topologie impulsowych przetwornic należą do jednej z dwóch rodzin: **buck** (energia przekazywana do odbiornika w czasie przewodzenia tranzystora) lub **flyback/buck-boost** (energia akumulowana w czasie włączenia, oddawana w czasie wyłączenia). Topologie izolowane są „izolowanymi wersjami" topologii podstawowych: przetwornica forward jest izolowaną wersją buck, flyback – izolowaną wersją buck-boost.

Tabela 1 stanowi punkt wyjścia do decyzji o wyborze topologii.

Reguła praktyczna: Jeśli aplikacja wymaga izolacji galwanicznej i mocy poniżej 150...200 W, flyback jest topologią pierwszego wyboru – minimalna liczba elementów zewnętrznych i możliwość wielu wyjść z jednego transformatora.

Ogólna metodologia projektowania – diagram procesu

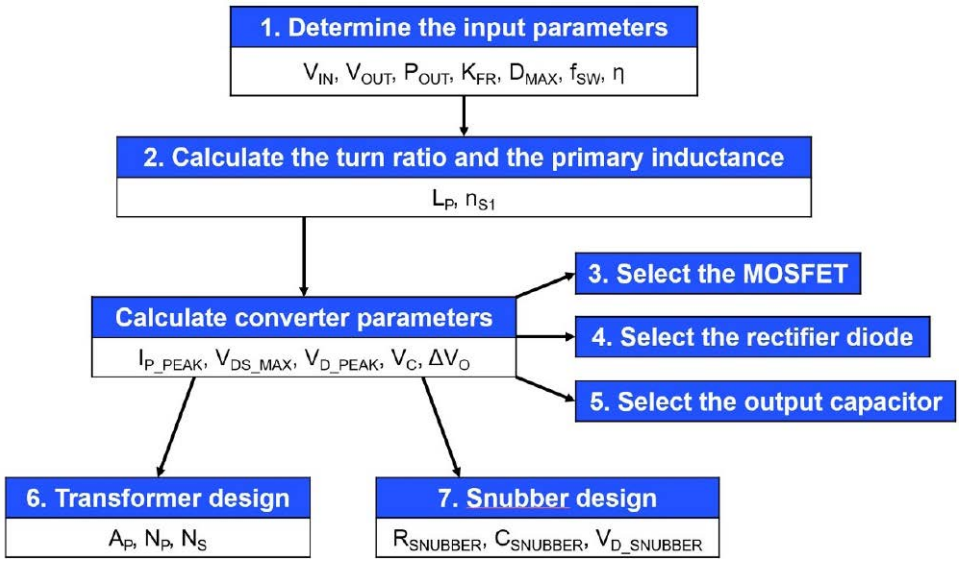
Niezależnie od wybranej topologii, proces projektowania przebiega według ustrukturyzowanej sekwencji kroków. **Rysunek 1** pokazuje diagram procesu projektowania przetwornicy flyback według inżynierów MPS (Monolithic Power Systems)– modelowy przykład, który z niewielkimi modyfikacjami można zastosować do każdej topologii.

Kluczową obserwacją wynikającą z diagramu jest **hierarchia decyzji**: parametry wejściowe wyznaczają induktancję i przekładnię transformatora, które z kolei determinują dobór wszystkich pozostałych elementów. Projekt transformatora i układu tłumiącego są krokami finalnymi – błędem byłoby zabranie się za nie przed obliczeniem parametrów bazowych.

Tabela 1. Porównanie podstawowych topologii przetwornic impulsowych

Topologia	Zakres mocy	Izol.	Konwersja	Główne zalety	Ograniczenia
Buck	1 W ... 1 MW	Nie	Obniżająca	Prostota, wysoka sprawność	Pulsujący prąd wej.
Boost	1 W ... kilka kW	Nie	Podwyższająca	Ciągły prąd wej. (PFC)	Brak ochrony przy zwarciu
Buck-boost	1 W ... ~150 W	Nie	Oba kierunki	Działa gdy VIN > i < VOUT	Odwraca napięcie
Flyback*	**~2 W ... ~200 W**	**Tak**	**Oba kierunki**	**Izolacja, wiele wyjść, mała liczba elementów**	**Projekt transformatora**
Forward	~20 W ... ~500 W	Tak	Obniżająca	Lepsza niż flyback dla mocy >150 W	Uzwojenie resetujące
LLC resonant	>100 W	Tak	Obniżająca	ZVS/ZCS, najwyższa sprawność	Złożony projekt

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 1. Diagram przebiegu procesu projektowania przetwornicy flyback. Źródło: T. Hudson, M. Ametller, AN0067 Rev. 1.0, © 2022 Monolithic Power Systems – reprodukowano za uprzejmą zgodą Autorów

Przykład szczegółowy: przetwornica flyback w trybie DCM
Zasada działania – schemat topologiczny

Rysunek 2 przedstawia podstawowy schemat przetwornicy flyback: transformator izoluje stronę wejściową od wyjściowej, a przetwornica pracuje w dwóch półokresach – t_{on} (ładowanie energii do rdzenia transformatora) i t_{off} (oddawanie energii z transformatora do odbiornika przez diodę).

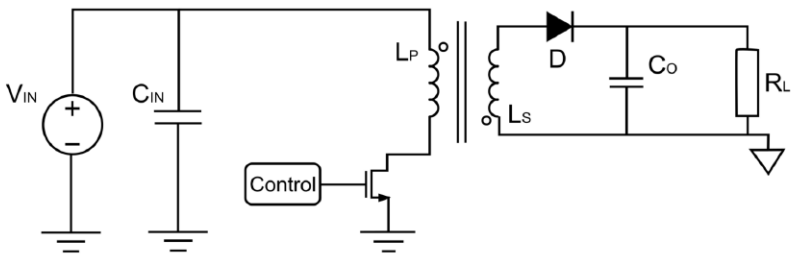
Faza pierwsza – ładowanie induktora (t_{on}). Gdy tranzystor MOSFET zostaje włączony, napięcie wejściowe V_iN zostaje przyłożone do uzwojenia pierwotnego transformatora. Prąd pierwotny narasta liniowo, akumulując energię w polu magnetycznym rdzenia. W tym czasie dioda prostownicza po stronie wtórnej jest spolaryzowana zaporowo (blokuje przepływ prądu), więc odbiornik RL jest zasilany wyłącznie prądem z naładowanego wcześniej kondensatora wyjściowego C_o.

Faza druga – oddawanie energii (t_{off}). W chwili wyłączenia tranzystora MOSFET pole magnetyczne rdzenia transformatora zaczyna zanikać. Biegunowość napięcia na uzwojeniu wtórnym zmienia znak (stąd angielska nazwa „flyback" – ruch powrotny/zwrotny), dioda prostownicza zostaje spolaryzowana w kierunku przewodzenia i prąd wtórny ładuje kondensator wyjściowy oraz zasila odbiornik R_L. Przetwornica nie przekazuje więc energii bezpośrednio – jak w topologii forward – lecz „przechowuje" ją w transformatorze w fazie t_{on}, a następnie „oddaje" do odbiornika w fazie t_{off}.

Kluczową rolę odgrywa przekładnia transformatora $n_{s1}=N_p/N_s$ (stosunek liczby zwojów pierwotnych do wtórnych). Wyznacza ona napięcie wyjściowe przy danym współczynniku wypełnienia D: $V_{iu}{}^T=V_iN\cdot(D/(1-D))\cdot(1/n_{s1})$. Ta zależność pokazuje, że flyback jest topologią „buck-boost z izolacją" – przez odpowiedni dobór n_{s1} i D można uzyskać zarówno napięcie wyjściowe wyższe, jak i niższe od wejściowego, zachowując pełną izolację galwaniczną. Możliwość wyprowadzenia dodatkowych uzwojeń wtórnych z tego samego rdzenia umożliwia zasilanie kilku niezależnych napięć z jednego transformatora – co jest jedną z głównych zalet flybacka w wielonapięciowych zasilaczach przemysłowych i konsumenckich.

Krok 1 – Parametry wejściowe i wybór trybu pracy

Pierwszym krokiem jest zebranie wszystkich parametrów projektowych. **Tabela 2** przedstawia przykładowy



Rysunek 2. Schemat topologiczny przetwornicy flyback. Źródło: T. Hudson, M. Ametller, AN0067 Rev. 1.0, © 2022 Monolithic Power Systems – reprodukowano za uprzejmą zgodą Autorów

eprasa.pl b9ff2b3523

Tabela 2. Parametry wejściowe projektu – przetwornica flyback 12 V/1 A			
Parametr	**Symbol**	**Wartość**	**Uzasadnienie**
Napięcie wejściowe	V_{IN}	32...78 V	Zakres typowy dla systemów 24/48 V
Napięcie wyjściowe	V_{OUT}	12 V	Zasilanie logiki lub peryferiów
Prąd wyjściowy	I_{OUT}	1 A	Moc wyjściowa 12 W
Tryb pracy	–	DCM	Lepsza stabilność, brak RHP zero
Współczynnik tętnień	K_{FR}	1	Praca w punkcie granicznym DCM
Maks. wsp. wypełnienia	D_{MAX}	0,5	Symetryczne obciążenie MOSFET/diody
Częstotliwość kluczowania	f_{SW}	160 kHz	Kompromis: rozmiar transformatora vs straty
Szacowana sprawność	η	80%	Typowa dla flyback małej mocy

zestaw dla przetwornicy 12 V/1 A z szerokim zakresem napięcia wejściowego, zgodnie z [MPS-AN0067].

Wybór trybu DCM ma następujące konsekwencje projektowe:

- **DCM** (tryb nieciągły): prąd induktora spada do zera przed kolejnym cyklem. **Zalety**: prosta kompensacja pętli, brak zera prawej półpłaszczyzny (RHP zero), brak problemu *reverse recovery* diody. **Wady**: wyższe prądy szczytowe, większy kondensator wyjściowy.
- **CCM** (tryb ciągły): prąd nie spada do zera. **Zalety**: niższe prądy szczytowe. **Wady**: złożona dynamika (RHP zero), trudniejsza kompensacja pętli.
- Wybór D_{MAX}=0,5 symetrycznie rozkłada obciążenie między MOSFET (faza t_{on}) a diodą prostowniczą (faza t_{off}).

Krok 2 – Obliczenie maksymalnej induktancji pierwotnej i przekładni

Induktancja pierwotna L_p jest parametrem centralnym – determinuje tryb pracy. Obliczana jest dla scenariusza *worst-case* (minimalne V_{IN}, maksymalny D_{MAX}, pełne obciążenie):

$$L_P = \frac{\eta \times D_{MAX}{}^2 \times V_{IN_MAX}{}^2}{2 \times f_{SW} \times K_{FR} \times P_O} = \frac{0,8 \times 0,5^2 \times 32^2}{2 \times 160 \times 10^3 \times 1 \times 12} \approx 53\mu H$$

Wartość L_p=53 µH to **górna granica** – induktancja musi być ≤ tej wartości, aby zagwarantować tryb DCM w warunkach *worst-case*.

Przekładnia transformatora n_{s1} (przy minimalnym V_{IN}, maksymalnym D_{MAX}, z uwzględnieniem spadku napięcia na diodzie V_D=0,7 V):

$$n_{S1} = \frac{V_{IN_MAX} \times D_{MAX}}{(1-D_{MAX}) \times (V_O + V_D)} = \frac{32 \times 0,5}{(1-0,5) \times (12+0,7)} \approx 2,5$$

Interpretacja: Na każde 2,5 V strony pierwotnej przypada 1 V strony wtórnej.

Krok 3 – Dobór tranzystora MOSFET

Maksymalne napięcie drenu z marginesem bezpieczeństwa 20% (na skoki od induktancji rozproszenia):

$$V_{DS_MAX} = V_{IN_MAX} + \frac{D_{MAX} \times V_{IN_MIN}}{1-D_{MAX}} = 78 + \frac{0,5 \times 32}{1-0,5} = 110V + 20\% = 132V$$

Maksymalny prąd szczytowy MOSFET:

$$I_{P_PK} = \frac{P_{IN}}{D_{MAX} \times V_{IN_MIN}} + \frac{D_{MAX} \times V_{IN_MIN}}{2 \times f_{SW} \times L_{P_MAX}} = \frac{12 \times \frac{1}{0,8}}{0,5 \times 32} + \frac{0,5 \times 32}{2 \times 160 \times 10^3 \times 53 \times 10^{-6}} = 1,88A$$

Zasada doboru: V_{DS} (blokowania) ≥1,3×132 V=172 V → MOSFET 200 V; I_{D_MAX}≥1,5×1,88 A → minimum 3 A.

Krok 4 – Dobór diody prostowniczej

Maksymalne napięcie wsteczne PRV z marginesem 40% (diody są bardziej wrażliwe na skoki niż MOSFET):

$$V_{D1_PK} = V_{OUT} + \frac{V_{IN_MAX}}{n} = 12 + \frac{78}{2,5} = 43,2V + 40\% = 60,5V$$

Dobór: dioda Schottky'ego 100 V/2 A. Typ Schottky zalecany ze względu na niski spadek napięcia (0,3...0,5 V) i brak problemu *reverse recovery* w trybie DCM.

Krok 5 – Obliczenie kondensatora wyjściowego

Tętnienie napięcia wyjściowego wynikające z ładowania/rozładowania kondensatora w fazie t_{on}:

$$\Delta V_O = \frac{D \times I_O}{f_{SW} \times C}$$

Minimalna pojemność dla zadanego tętnienia :

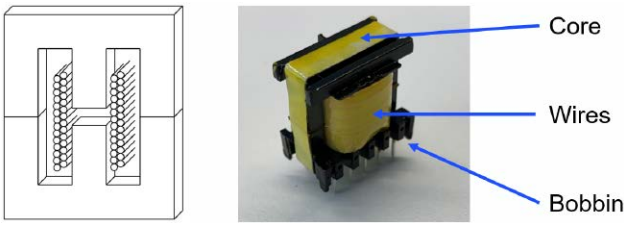
$$C_{min} = \frac{D \times I_O}{f_{SW} \times \Delta V_O} = \frac{0,5 \times 1}{160 \times 10^3 \times 0,0125} = 250\,\mu F$$

Uwaga projektanta: Obliczenie to ignoruje ESR (ekwiwalentną rezystancję szeregową) kondensatora. Dla kondensatorów elektrolitycznych ESR generuje dodatkowe tętnienie ΔV_{ESR}=$ESR \times \Delta I_L$, porównywalne z tętnieniem pojemnościowym. Zawsze należy weryfikować ESR z karty katalogowej i stosować kondensatory Low-ESR lub ceramiczne X5R/X7R.

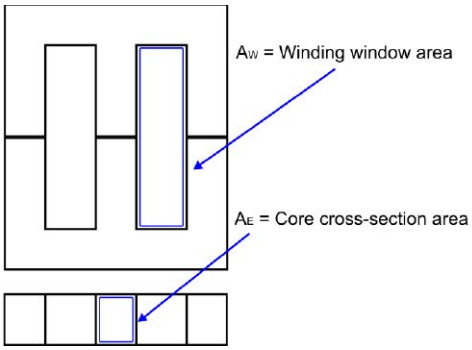
Krok 6 – Projekt transformatora

Projekt transformatora flyback jest najtrudniejszym etapem – wymaga jednoczesnego uwzględnienia

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 3. Rdzeń EE transformatora i jego elementy: Core (rdzeń ferrytowy), Wires (uzwojenie), Bobbin (karkas). Źródło: T. Hudson, M. Ametller, AN0067 Rev. 1.0, © 2022 Monolithic Power Systems – reprodukowano za uprzejmą zgodą Autorów



Rysunek 4. Metoda AP – obszary rdzenia EE: AW (pole okna uzwojenia) i AE (przekrój magnetyczny rdzenia). Źródło: T. Hudson, M. Ametller, AN0067 Rev. 1.0, © 2022 Monolithic Power Systems – reprodukowano za uprzejmą zgodą Autorów

parametrów magnetycznych rdzenia, liczby zwojów i termiki. **Rysunki 3** i **4** ilustrują budowę transformatora EE oraz metodę obliczenia wymaganego rozmiaru rdzenia.

Metoda AP (Area Product)

Metoda AP pozwala oszacować minimalny rozmiar rdzenia transformatora na podstawie parametrów elektrycznych. Wymagany iloczyn powierzchni definiuje się jako:

$$A_P = A_E \times A_W \, [mm^4]$$

gdzie A_E to przekrój magnetyczny rdzenia, a A_W to pole okna uzwojenia.

Minimalna wymagana wartość A_p:

$$A_P = \left(\frac{L_P \times I_{P_{MAX}} \times I_{P_{RMS}}}{B_{MAX} \times 0{,}0085} \right)^{\frac{4}{3}} \times 10000 =$$

$$\left(\frac{53\,\mu H \times 1{,}88\,A \times 0{,}77\,A_{RMS}}{0{,}2 \times 0{,}0085} \right)^{\frac{4}{3}} \times 10000 \approx 163\,mm^4$$

B_{MAX}=0,2 T (typowy dla rdzeni ferrytowych: 0,2...0,3 T). Z katalogu wybieramy rdzeń EE13: A_E=20,1 mm², A_W=10,5 mm² → A_p=211 mm⁴ > 163 mm⁴.

Obliczenie liczby zwojów pierwotnych:

$$N_P = \frac{L_M \times I_{PK_MAX} \times 10^6}{B_{MAX} \times A_E} = \frac{53\,\mu H \times 1{,}88\,A \times 10^6}{0{,}2 \times 20{,}1\,mm^2} \approx 25$$

Liczba zwojów wtórnych (z zachowaniem przekładni n_{s1}=2,5):

$$N_S = \frac{N_P}{2{,}5} = \frac{25}{2{,}5} = 10$$

Uzwojenie pomocnicze (zasilanie kontrolera):

$$N_{AUX} = \frac{N_P}{5} = 5$$

Krok 7 – Układ tłumiący (snubber)

Układ tłumiący jest często pomijany przez początkujących projektantów, a w praktyce decyduje on o niezawodności przetwornicy. W momencie wyłączania MOSFET energia nagromadzona w **induktancji rozproszenia** transformatora (typowo 1...5%×L_p) generuje gwałtowny wzrost napięcia na drenie – tzw. *voltage spike* – mogący wielokrotnie przekroczyć obliczone V_{DS_MAX}.

Obliczenia układu tłumiącego (przyjmując L_{LEAK}≈2%×L_p=1,06 µH):

$$V_{C(MAX)} =$$

$$V_{DS(MAX)} \times 0{,}1 + \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}} \times V_{IN(MIN)} =$$

$$132 \times 0{,}1 + \frac{0{,}5}{1 - 0{,}5} \times 32 = 45{,}2\,V$$

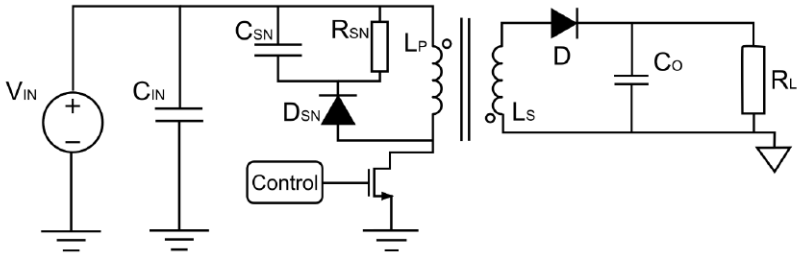
$$P_{R_{SN}} = \frac{I^2_{P(PEAK)} \times L_{LEAK} \times f_{SW}}{2} =$$

$$\frac{1{,}88^2 \times 1{,}06 \times 10^{-6} \times 160 \times 10^3}{2} = 0{,}3\,W$$

$$R_{SN} = \frac{V^2_{C(MAX)}}{P_{R_{SN}}} = \frac{45{,}2^2}{0{,}3} \approx 6{,}81\,k\Omega$$

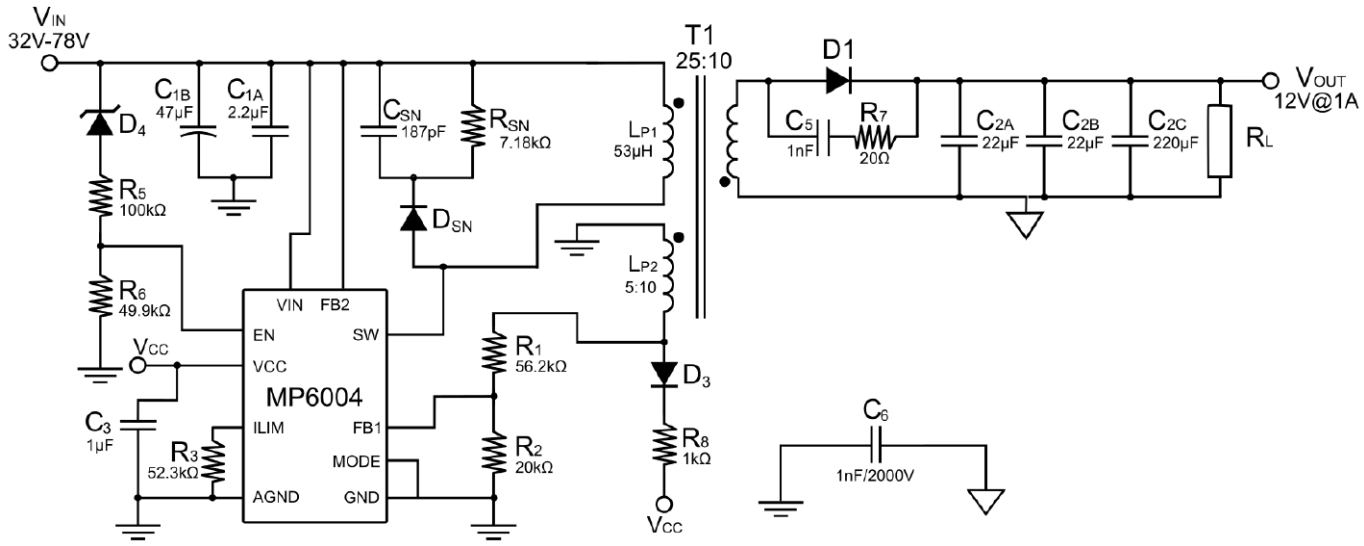
$$C_{SN} = \frac{1}{\Delta V_C \times R_{SN} \times f_{SW}} =$$

$$\frac{1}{4{,}52 \times 6810 \times 160 \times 10^3} = 4{,}9\,nF$$



Rysunek 5. Schemat przetwornicy flyback z układem tłumiącym RCD snubber (CSN, RSN, DSN). Źródło: T. Hudson, M. Ametller, AN0067 Rev. 1.0, © 2022 Monolithic Power Systems –reprodukowano za uprzejmą zgodą Autorów

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 6. Kompletny schemat przetwornicy flyback 12 V/1 A z kontrolerem MP6004 (primary-side regulation). Źródło: T. Hudson, M. Ametller, AN0067 Rev. 1.0, © 2022 Monolithic Power Systems – reprodukowano za uprzejmą zgodą Autorów

$$V_{D_{SN}(PEAK)} \approx 1,2 \times V_{DS(MAX)} = 1,2 \times 132\,V = 158,4\,V$$

Schemat finalny

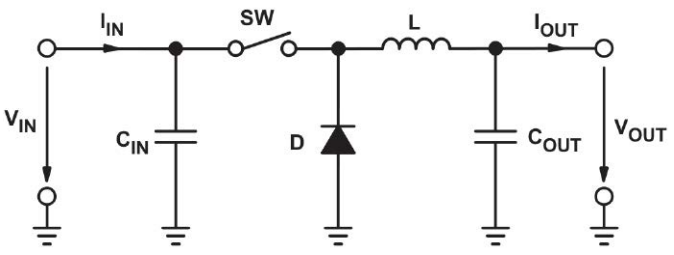
Po wykonaniu wszystkich obliczeń możliwe jest zestawienie kompletnego schematu przetwornicy. **Rysunek 6** przedstawia schemat finalny z noty MPS – zawiera on kilka elementów wartych komentarza.

Elementy schematu wymagające komentarza:

- **Równoległy filtr wyjściowy** $C_{2A} \parallel C_{2B} \parallel C_{2C}$ (22 µF + 22 µF + 220 µF): zamiast jednego kondensatora 250 µF zastosowano trzy równolegle – redukcja efektywnego ESR do ⅓ wartości pojedynczego elementu.
- **Rezystor R7 (20 Ω)**: tłumik oscylacji między induktancją rozproszenia a pojemnością pasożytniczą diody D1.
- **Kondensator C5 (1 nF)**: pojemność bootstrapowa uzwojenia pomocniczego – stabilizuje zasilanie wewnętrzne kontrolera przy rozruchu.

Topologia buck – kluczowe różnice metodyczne

Rysunek 7 przedstawia schemat przetwornicy buck ze zintegrowanym przełącznikiem – punkt wyjścia do analizy metodyki obliczeniowej tej topologii.



Rysunek 7. Schemat topologiczny przetwornicy buck ze zintegrowanym przełącznikiem. Źródło: B. Hauke, SLVA477B, © 2011–2015, Texas Instruments Incorporated

Metodyka obliczeniowa dla buck (wg [TI-SLVA477])

Maksymalny współczynnik wypełnienia z uwzględnieniem sprawności η:

$$D_{max} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(max)} \times \eta}$$

Induktancja dławika (gdy karta katalogowa nie podaje zalecanej wartości; tętnienie prądu ΔI_L=0,2–0,4×$I_{OUT(max)}$):

$$L = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{\Delta I_L \times f_S \times V_{IN}}$$

Minimalna pojemność wyjściowa dla zadanego tętnienia ΔV_{OUT}:

$$C_{OUT(min)} = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_S \times \Delta V_{OUT}}$$

Dodatkowe tętnienie od ESR kondensatora: $\Delta V_{OUT(ESR)}$=ESR×ΔI_L – dla kondensatorów ceramicznych X5R/X7R zazwyczaj pomijalne.

Aspekty pomijane w notach aplikacyjnych Projekt pętli sprzężenia zwrotnego

Noty aplikacyjne opisują dobór elementów mocy szczegółowo, natomiast kompensację pętli regulacji często delegują do narzędzi programowych. Kluczowe parametry:

- **Częstotliwość przecięcia** f_c – typowo f_{SW}/10...f_{SW}/5. Wyższe f_c → szybsza odpowiedź na stany nieustalone.
- **Zapas fazy** (*phase margin*) – minimum 45°, zalecane >60°.
- **Zero prawej półpłaszczyzny (RHP zero)** – specyficzne dla boost i flyback w trybie CCM; jego częstotliwość wynosi f_{RHP}=R_{OUT}(1–D)²/(2π$L_p n^2$). W trybie DCM RHP zero nie występuje – jeden z głównych argumentów za wyborem DCM.

eprasa.pl b9ff2b3523

Tabela 3. Porównanie metodyki obliczeniowej – buck vs flyback

Krok	Buck	Flyback
Parametr centralny	Induktancja dławika L	Induktancja L_p transformatora
Scenariusz *worst-case*	Maks. V_{IN} (maks. tętnienie)	Min. V_{IN} (granica DCM)
Przekładnia	Nie dotyczy	n_{s1} – wyznacza z V_{OUT} z D_{MAX}
Projekt elementu magnetycznego	Wybór dławika z katalogu	Projekt transformatora (metoda AP)
Układ tłumiący	Opcjonalny	Niezbędny (skoki V_{DS})
Kompensacja pętli	Typ II lub III	Typ II (DCM), Typ III (CCM)
Izolacja galwaniczna	Brak	Pełna

Primary-side regulation (PSR) a sprzężenie optoelektroniczne

Tradycyjne flybacki stosują pętlę przez sprzężenie optoelektroniczne i układ referencyjny TL431. Nowoczesne kontrolery z PSR (jak MP6004) eliminują sprzężenie optoelektroniczne przez pomiar napięcia z uzwojenia pomocniczego transformatora. Kompromis: dokładność PSR≈±5% vs ±1...2% przy sprzężeniu optoelektronicznym.

Makieta ścieżek PCB jako integralna część projektu

- **Krytyczne pętle prądowe** (kondensator wej. – MOSFET – transformator oraz transformator – dioda – kondensator wyj.) muszą być jak najmniejsze – to minimalizuje emisje EMC i pasożytnicze indukcyjności.
- **Oddzielne masy** dla strony pierwotnej i wtórnej, połączone w jednym punkcie przy kondensatorze wejściowym.
- **Elementy snubbera** (układu tłumiącego) umieszczone jak najbliżej wyprowadzeń drenu MOSFET.

Wnioski

Przedstawiona metodyka obejmuje siedem głównych kroków projektowania przetwornicy flyback, które z odpowiednimi modyfikacjami można zastosować do każdej topologii zasilacza impulsowego. Hierarchia projektowania jest nienaruszalna: parametry wejściowe determinują element magnetyczny, ten z kolei determinuje dobór elementów półprzewodnikowych, a snubber (układ tłumiący) jest ostatnim etapem dopasowania nieidealnych komponentów do rzeczywistości. Artykuł świadomie pomija kompensację pętli regulacji, szczegółowy projekt PCB oraz testowanie EMC – każde z tych zagadnień zasługuje na oddzielny artykuł.

Pracownia Konstrukcyjna

Rysunki i przykład liczbowy dla wersji flyback zaczerpnięto za uprzejmą zgodą autorów i wydawcy z publikacji: Tomas Hudson, Miguel Ametller – „How to Design a Flyback Converter in Seven Steps”

Źródła:
- [MPS-AN0067] Tomas Hudson, Miguel Ametller – „How to Design a Flyback Converter in Seven Steps”, Monolithic Power Systems, Article #0067 Rev. 1.0, 28 April 2022. monolithicpower.com
- [ST-AN1262] Claudio Adragna – „Offline Flyback Converters Design Methodology with the L6590 Family”, STMicroelectronics, Application Note AN1262, May 2001. st.com
- [TI-SLVA477] Brigitte Hauke – „Basic Calculation of a Buck Converter’s Power Stage”, Texas Instruments, SLVA477B, December 2011/August 2015. Copyright © 2015, Texas Instruments Incorporated. ti.com/lit/pdf/slva477
- [ON-AN4137] „Design Guidelines for Offline Flyback Converters Using FPS”, ON Semiconductor/Fairchild, AN-4137. onsemi.com

REKLAMA



eprasa.pl b9ff2b3523



Współtworzona przez Susanne Storch: nowa seria multimetrów firmy Voltcraft (fot. Mirja Kofler/ storytile)

Łączenie wymagań technicznych z realiami codziennej pracy

Technika pomiarowa i kontrolna zyskuje dziś rangę istotnego elementu strategii firm, zarówno na etapie projektowania, jak i w środowisku produkcyjnym. Susanne, menedżerka produktu ds. techniki pomiarowej w Conrad Electronic, przybliża najważniejsze trendy rynkowe, rzeczywiste potrzeby klientów oraz kierunki rozwoju rozwiązań pomiarowych. Wyjaśnia również, w jaki sposób Conrad Sourcing Platform buduje swoją pozycję jako partner rozwiązań w obszarze techniki pomiarowej.

W jaki sposób zmieniły się wymagania klientów wobec techniki pomiarowej w ostatnich latach?

Wymagania wyraźnie się zmieniły. Coraz rzadziej chodzi o pojedyncze, punktowe pomiary. Klienci oczekują narzędzi przystosowanych do pracy z wysokim napięciem, instalacjami OZE energii oraz systemami cyfrowymi z komunikacją Bluetooth oraz rejestracją danych w aplikacjach. Przestarzałe, nieskalibrowane urządzenia utrudniają spełnianie obowiązków dokumentacyjnych. Firma Conrad dysponuje rozbudowaną siecią dostawców oraz własnym zapleczem inżynieryjnym w obszarze techniki pomiarowej.

Conrad Electronic oferuje bardzo szeroki asortyment aparatury pomiarowej. Jak dbacie o to, aby firmy mogły łatwo znaleźć rozwiązania najlepiej dopasowane do swoich zastosowań?

eprasa.pl b9ff2b3523



Technika pomiarowa to jedna z głównych kategorii asortymentowych na Conrad Sourcing Platform (fot. Tom Bruner)

Dbamy o to, by nasza oferta była dobrze dopasowana do realnych potrzeb różnych branż. Uważnie wsłuchujemy się w wyzwania, z jakimi mierzą się klienci na co dzień. Regularnie zbieramy opinie podczas targów, co pozwala nam na bieżąco rozwijać asortyment. Równie ważne są rozmowy z dostawcami oraz zespołem sprzedaży terenowej, które dostarczają nam konkretnych informacji o aktualnych potrzebach rynku. Na tej podstawie prowadzimy zakupy w sposób zorientowany na klienta, a zebrane wymagania przekazujemy dalej naszym dostawcom.

W jaki sposób Conrad wspiera swoich klientów przy zakupie aparatury pomiarowej?

Naszym celem jest usprawnienie procesu zaopatrzenia w sprzęt techniczny, zwiększenie jego przejrzystości oraz lepsze dopasowanie do potrzeb klientów. Conrad Sourcing Platform oferuje rozwiązania z zakresu e-procurementu, które ograniczają zjawisko zakupów poza procedurami, zapewniają kontrolę kosztów i gwarantują, że zamawiana aparatura pomiarowa spełnia wszystkie wymagania. Równocześnie stawiamy na indywidualne doradztwo, dzięki któremu klienci otrzymują wsparcie przy wyborze odpowiednich urządzeń pomiarowych, często wymagających specjalistycznej wiedzy. Oferujemy szeroki zakres usług kalibracyjnych przy zakupie i dla już używanego sprzętu. Usługi te wykonujemy w naszym własnym laboratorium, a także we współpracy z partnerem Testo.

W jaki sposób Conrad dostosowuje się do specyficznych wymagań branżowych?

Jako platforma sourcingowa mamy przewagę wynikającą z szerokiej współpracy z dostawcami, dzięki czemu na bieżąco śledzimy zmiany i potrzeby rynku. Oferujemy kompleksowe rozwiązania, które łatwo dopasować do wymogów technicznych i regulacyjnych poszczególnych branż. Firmom z sektora energetycznego i zaopatrzeniowego dostarczamy urządzenia z najwyższą kategorią bezpieczeństwa CAT IV oraz narzędzia do analizy jakości sieci. Branżę motoryzacyjną i e-mobilność wspieramy zestawami przewodów wysokiego napięcia i przyrządami dopuszczonymi do pracy z akumulatorami oraz falownikami. Do konserwacji maszyn i budowy instalacji oferujemy kompaktowe kamery termowizyjne, które pozwalają szybko wykryć przegrzewające się elementy w szafach sterowniczych i ograniczyć ryzyko przestojów.

Jak Conrad Electronic ocenia dalszy rozwój technologiczny w dziedzinie techniki pomiarowej?

Rozwój technologiczny techniki pomiarowej w 2026 roku można określić jako przejście od pasywnego rejestrowania danych do aktywnego sterowania procesami. Sprzęt staje się coraz bardziej inteligentny i zintegrowany w sieciach. Systemy pomiarowe potrafią rozpoznawać trendy i proaktywnie „doradzać" maszynom lub technikom serwisowym. Oscyloskop nie ogranicza się już do prezentowania przebiegu sygnału, ale automatycznie identyfikuje rodzaj zakłócenia, na przykład zniekształcenie wynikające z obecności harmonicznych. Podobnie multimetry i mierniki cęgowe umożliwiają analizę całych serii pomiarowych z wykorzystaniem oprogramowania wspieranego przez sztuczną inteligencję.

Conrad Electronic
www.conrad.pl



Zdjęcie portretowe Susanne Storch (źródło zdjęcia: Conrad Electronic)

eprasa.pl b9ff2b3523



Najbardziej kompaktowy system kontroli ruchu na rynku

FAULHABER przedstawia nowy system kontroli ruchu. Mówiąc dokładniej: oto najmniejszy na świecie zintegrowany z napędem kontroler ruchu.

Nowy zintegrowany kontroler ruchu BX4 IMC jest zamknięty we wspólnej obudowie z silnikami bezszczotkowymi o wysokiej mocy należącymi do gamy FAULHABER BX4 oraz zachwyca użytkowników bogatą ofertą funkcji i nadzwyczajną wydajnością. Zwiększenie długości w porównaniu do samego silnika to 18 mm więcej i obejmuje kontroler serwomotoru z wszystkimi funkcjami i 12-bitowy enkoder. Co więcej, pełna wydajność silników może być użyta w wielu dostępnych konfiguracjach.

Wersja z interfejsem RS232 jest doskonała do integracji za pomocą komputera lub wbudowanego urządzenia nadrzędnego. Wersja CANopen jest idealnym rozwiązaniem dla przemysłowych sieci automatyzacji. Pełna zgodność ze standardem serwonapędów CiA 402 umożliwia bezpośrednią obsługę z typowych sterowników PLC. Ale nawet przy użyciu wersji RS232, można sterować kilkoma napędami za pomocą jednego portu urządzenia nadrzędnego. Typowe zadania, takie jak pozycjonowanie napędu, mogą

eprasa.pl b9ff2b3523



Najbardziej kompaktowy system kontroli ruchu na rynku © FAULHABER

być wykonywane bezpośrednio przez zintegrowany kontroler ruchu za pomocą lokalnych cyfrowych i analogowych wejść/wyjść.

Ponadto obie wersje mogą być obsługiwane bez urządzenia nadrzędnego w trybie „samodzielnym". Cyfrowe i analogowe wejścia/wyjścia mogą być bardzo elastycznie wykorzystywane do lokalnych zadań sterowania lub do dyskretnych wartości zadanych i rzeczywistych.

Oczywiście kompaktowy 22xx...BX4 IMC może zostać połączony z wieloma produktami z oferty produktów FAULHABER, takimi jak kompaktowe przekładnie GPT oraz nowe aktuatory liniowe FAULHABER 22L.

Skuteczny i bardzo dynamiczny

Wbudowany kontroler prądu automatycznie zapewnia ochronę przed przeciążeniem oraz pozwala korzystać z funkcji diagnostycznej. Obsługiwane jest sterowanie momentem obrotowym, prędkością lub położeniem zgodnie ze standardem serwonapędu. Oprócz wspomnianych cech, system charakteryzuje się niskimi emisjami elektromagnetycznymi oraz posiada obowiązkowe oznakowanie CE.

Silniki bezszczotkowe z nowym zintegrowanym kontrolerem ruchu BX4 IMC są dostępne w dwóch wersjach długości zapewniających doskonały stosunek pojemności do wydajności oraz niezwykle dynamiczne sterowanie. Sprawdzają się w różnorodnych segmentach przemysłu takich jak branża medyczna i sprzętu laboratoryjnego, technologii automatyzacji, robotyki i specjalnych maszyn przemysłowych.

Kompleksowe kompaktowe rozwiązanie i udowodniona jakość

Konstrukcja o średnicy zgodnej z obowiązującymi wymogami pozwala użytkownikom korzystać z rozwiązania systemowego umożliwiającego minimalizację wykorzystanej przestrzeni, zasobów i okablowania. Wystarczy połączyć rozwiązanie z odpowiednim systemem docelowym, aby móc zacząć korzystać. Co więcej, bezpłatne oprogramowanie Motion Manager 7.1 firmy FAULHABER jest prawdopodobnie najlepszym w swojej klasie narzędziem do intuicyjnej konfiguracji i integracji systemu. Interfejs użytkownika pozwala na łatwe programowanie i zapewnia dostęp do rozszerzonych funkcji diagnostycznych. Adaptery do programowania ze złączami RS232, CANopen i USB, dostępne są jako wyposażenie dodatkowe i umożliwiają szybkie rozpoczęcie pracy.

www.faulhaber.com

FAULHABER



FAULHABER
Motion Control Systems

To nie sztuczka.
To inżynieria.

FAULHABER przedstawia nowy system sterowania ruchem. A dokładniej: najmniejszy na świecie zintegrowany kontroler ruchu.

www.faulhaber.com/imc/en
FAULHABER Polska sp. z o.o.
info@faulhaber.pl

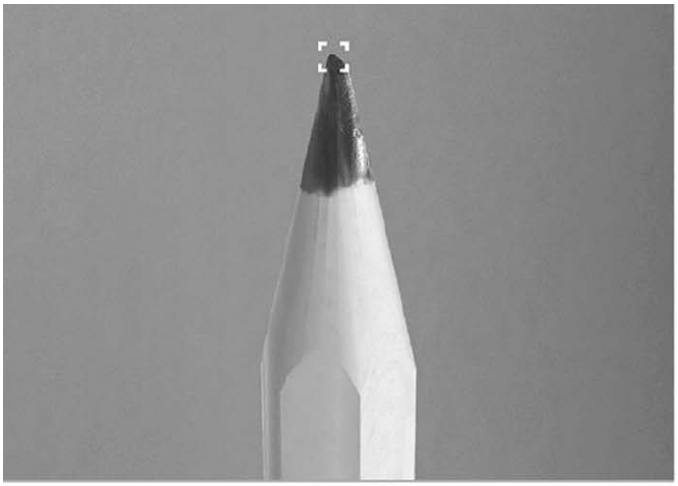


FAULHABER BX4 IMC

WE CREATE MOTION

REKLAMA

eprasa.pl b9ff2b3523









Drukarka do najmniejszych detali

Miniaturowe komponenty z drukarki 3D

Chociaż starożytne greckie „nano" oznacza „karzeł", w sektorze nano karzeł byłby gigantem. W sferze technicznej „nano" oznacza dziesięć do potęgi minus dziewiątej, czyli jedną miliardową. Można stworzyć nawet mniejsze części – na przykład skomplikowane kształty, które wychodzą z drukarki 3D NanoOne firmy UpNano. Aby je wytworzyć, cząsteczki światła są wystrzeliwane w materiał wyjściowy. Jest to proces, który odbywa się w zakresie tysięcznych części milimetra. Trzy kompaktowe, wysokowydajne silniki FAULHABER zapewniają prawidłową pozycję, aby podłoże było precyzyjnie wyrównane.

Struktury wytwarzane przez UpNano w drukarce 3D są tak małe, że nie można ich rozpoznać ani gołym okiem, ani za pomocą silnego mikroskopu optycznego. Dopiero pod skaningowym mikroskopem elektronowym najmniejsze wydrukowane struktury stają się widoczne. Są to swego rodzaju „maleńkie kuleczki" lub cząsteczki pyłu o łącznej średnicy zaledwie ułamka milimetra. Pręty tworzące konstrukcję są 100 razy cieńsze niż ludzki włos. Struktury te są wykorzystywane na przykład w eksperymentach medycznych jako, między innymi, szkielet

eprasa.pl b9ff2b3523



Zamek, mierzący zaledwie 6 milimetrów wysokości, na czubku ołówka, wydrukowany w systemie druku NanoOne, zachwyca niezwykle drobnymi szczegółami © UpNano GmbH

dla żywych komórek lub jako mikrofiltry, mikroigły lub mikrosoczewki.

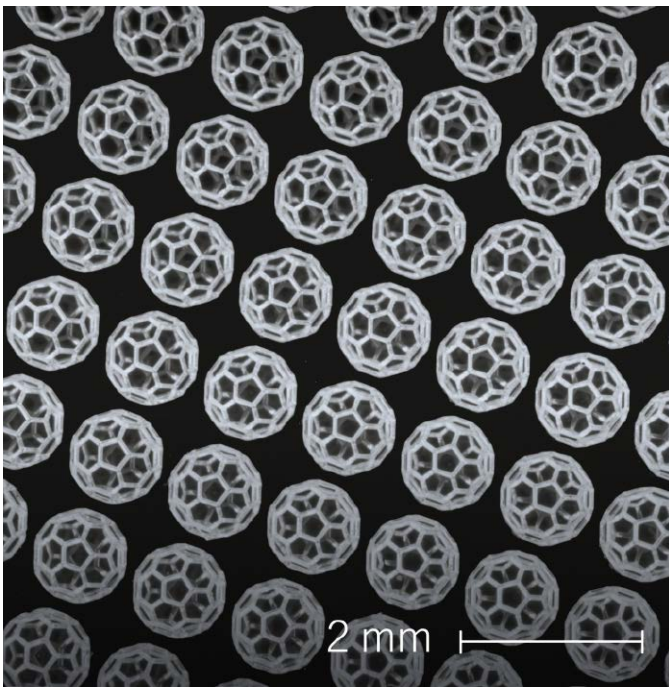
Zamek na czubku ołówka

UpNano jest spółką spin-off Uniwersytetu Technicznego w Wiedniu. Zanim założyciele przeszli na wolną gospodarkę ponad pięć lat temu, prowadzili badania na uniwersytecie w dziedzinie druku 3D o wysokiej rozdzielczości. Aby pokazać, co jest możliwe, wydrukowali model zamku – z wieloma poziomami, wykuszami, gzymsami, łukami, dwiema iglicami i eleganckimi kolumnami – na czubku ołówka. Kolumny miały zaledwie 950 nanometrów grubości. Drukarka, którą firma UpNano rozwinęła do gotowości rynkowej i sprzedaje na całym świecie, idzie nawet o krok dalej: mogą być realizowane struktury mniejsze niż 200 nanometrów w poziomie i 550 nanometrów w pionie.

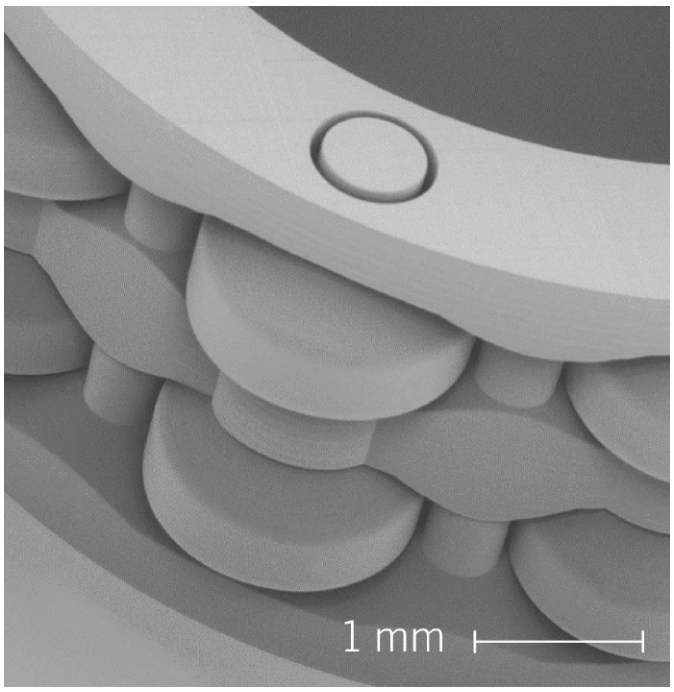
Produkcja takich zminiaturyzowanych elementów jest możliwa dzięki tak zwanej litografii 2-fotonowej, która opiera się na efekcie kwantowym między dwiema cząsteczkami światła. W ten sposób powodują one zestalenie materiału, co skutkuje tworzeniem stabilnych łańcuchów w cząsteczkach plastiku. – Aby do celu dotarły decydujące pary fotonów, musimy wystrzelić ogromną liczbę cząstek światła – wyjaśnia Peter Gruber, współzałożyciel i dyrektor techniczny UpNano. – Dzieje się tak dlatego, że potrzebujemy ogromnej gęstości fotonów w odniesieniu zarówno do czasu, jak i przestrzeni, aby doprowadzić do kontrolowanej polimeryzacji.

Dokładny laser sprawia, że to możliwe

Laser, który dostarcza fotony, wykorzystuje niezwykle krótkie impulsy o wysokiej intensywności. Co więcej, metoda ta pozwala na wysoką dokładność, jak wyjaśnia Peter Gruber: – W przypadku innych metod druku 3D opartych na świetle, polimeryzacja jest wyzwalana wzdłuż całej ścieżki wiązki. W rezultacie produkcja może być wykonywana tylko warstwami. Dzięki litografii 2-fotonowej możemy skupić je na małym punkcie. Punkt ten może być swobodnie przemieszczany po materiale przez wysokowydajną optykę naszej

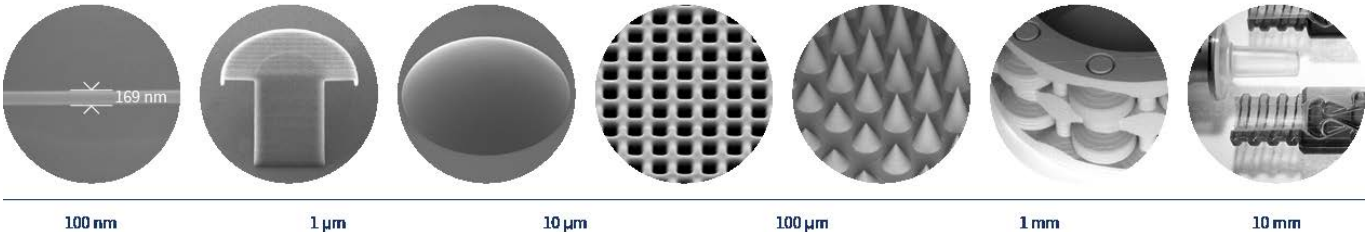


Struktura szkieletowa do badań nad komórkami i tkankami, wydrukowana w systemie druku NanoOne © UpNano GmbH



W pełni funkcjonalne, wydrukowane w 3D łożysko wałeczkowe, wydrukowane w systemie druku NanoOne © UpNano GmbH

eprasa.pl b9ff2b3523



Platforma NanoOne firmy UpNano umożliwia drukowanie detali strukturalnych o rozmiarach od submikrometrowych do centymetrowych i wysokości do 40 milimetrów © UpNano GmbH

drukarki. Pozwala nam to tworzyć niemal dowolne struktury geometryczne.

Oprócz kanałów i innych elementów do mikroprzepływów, takie struktury mogą być również wykorzystywane do tworzenia soczewek, które są drukowane na końcach pojedynczych włókien szklanych. Drukowanie może odbywać się nawet w istniejących chipach mikroprzepływowych, aby dodać tam dodatkowe struktury.

Specjalny dodatkowy moduł umożliwia również drukowanie z biomateriału, który zawiera żywe komórki. Polimeryzacja trójwymiarowych struktur zachodzi tylko w zamierzonych miejscach; komórki w przestrzeniach pomiędzy nimi pozostają nienaruszone. Konstrukcje mogą być formowane jak skupiska komórek w ludzkiej tkance. W takim układzie są one obecnie wykorzystywane do testów farmaceutycznych bez eksperymentów na zwierzętach.

Mikroendoskopy i sztuczne zapłodnienie

Klienci UpNano są jednak na ogół powściągliwi w udzielaniu odpowiedzi na pytanie, co dokładnie produkują za pomocą tych urządzeń. Wielu z nich używa ich w ścisłej tajemnicy. – Wiemy tylko o kilku konkretnych zastosowaniach, takich jak zapłodnienie in vitro, gdzie praca wykonywana jest z pojedynczymi komórkami jajowymi lub soczewkami w mikroendoskopach – informuje Peter Gruber. – Nasi klienci działają głównie w branży medycznej, farmaceutycznej i telekomunikacyjnej. Istnieje również coraz więcej branż, które odkrywają możliwości zminiaturyzowanego druku 3D do własnych zastosowań.

Skala wielkości elementów, które można wyprodukować za pomocą drukarki NanoOne, wynosi od poniżej 150 nanometrów do ponad 40 milimetrów. Cztery soczewki o różnej rozdzielczości zapewniają maksymalną elastyczność. Przepustowość ponad 450 milimetrów sześciennych na godzinę jest podstawą wysokiej wydajności. Precyzję procesu drukowania zapewnia nie tylko wysokiej jakości optyka laserowa, ale także precyzyjne wyrównanie podłoża. Jest ono zabezpieczone na ruchomym wsporniku.

Napędy FAULHABER w urządzeniach NanoOne

Nazwa „Automatic Tilt Correction Insert" (Wkładka automatycznie korygująca przechylenie) opisuje funkcję tego wspornika: koryguje on przechylenie, które jest prawie niemożliwe do uniknięcia podczas wkładania podłoża drukowanego do drukarki. Wyrównanie podłoża można zmienić w trzech osiach (x, y i z), a tym samym optymalnie ustawić. – Osiągamy płaskość w zakresie submikrometrowym – podkreśla Peter Gruber. – Gwarantuje to, że precyzyjna optyka laserowa faktycznie trafia do drukowanego materiału. Co więcej, odpowiednie komponenty są oddzielone od otaczającej technologii i obudowy. W rezultacie drukarka może po prostu stać na dowolnym stabilnym stole.

Siła mechaniczna do precyzyjnego pozycjonowania wspornika jest zapewniona przez trzy komutowane silniki DC z przekładnią z metali szlachetnych ze zintegrowanym enkoderem serii 1512 ... SR IE2-8 firmy Faulhaber. Technologia uzwojenia trzech wyjątkowo płaskich, samonośnych uzwojeń miedzianych zapewnia niezwykle kompaktową konstrukcję o średnicy 15 milimetrów i długości zaledwie 14,3 milimetra. Dzięki wysokowydajnym magnesom z metali ziem rzadkich, silnik zapewnia szczególnie wysoki moment obrotowy.

Oprócz głowicy przekładni, w napędzie zintegrowano również enkoder optyczny. – Wybraliśmy motoreduktory jako optymalne rozwiązanie dla naszych potrzeb – wspomina Peter Gruber. – Sugestia wyboru wersji z enkoderem wyszła od FAULHABER. Dzięki temu osiowanie działa jeszcze bardziej precyzyjnie i płynnie. W stosunku do swoich niewielkich wymiarów, napęd zapewnia ogromną moc. Dzięki wysokiej precyzji przyczynia się do poprawy jakości procesu drukowania naszych wyrobów NanoOne w kluczowym punkcie.

Teaser

Wykorzystując litografię 2-fotonową, systemy druku 3D NanoOne firmy UpNano wytwarzają wysokowydajne mikrokomponenty z tworzyw sztucznych. Aby zapewnić, że cząsteczki światła trafią w pożądane miejsce, podłoże jest wyrównane idealnie płasko za pomocą trzech kompaktowych, wysokowydajnych silników firmy.

www.faulhaber.com

eprasa.pl b9ff2b3523

Sipeed MaixCAM

Budżetowy moduł kamery AI o sporych możliwościach

Wykorzystanie uczenia maszynowego do rozpoznawania twarzy i obiektów oraz ich śledzenia to nie jest nowa technologia. Piesek–robot Sony AIBO śledził piłeczkę czy kość używając prostej kamery i rozpoznawania specyficznych kolorów. Obecnie jednak, dzięki postępom w zakresie uczenia maszynowego i AI, każdy może nabyć moduł zdolny rozpoznawać i klasyfikować najróżniejsze obiekty niezależnie od ich koloru czy niedużych różnic w kształcie. Komputery jednopłytkowe z rodziny Raspberry Pi były wykorzystywane w połączeniu z projektem OpenCV do budowy, na przykład, armatki wodnej odstraszającej obce koty z czyjegoś podwórka. Droższą, ale i lepszą opcją były komputery firmy Nvidia z serii Jetson. Według doniesień prasowych ostatnich lat układy NVIDIA Jetson – w tym Orin Nano – pojawiały się w rosyjskich i irańskich dronach bojowych mimo obowiązujących sankcji eksportowych. Jednak w produktach budżetowych czy w projektach amatorskich płytki Nvidii są stanowczo za drogie. Na szczęście Sipeed ma na to odpowiedź – moduł MaixCAM.

MaixCAM nie jest najpotężniejszą platformą rozwojową AI z kamerą, pod względem parametrów jest daleko za płytkami Jetson Orin Nano, ale to nie zmienia faktu, iż jest w stanie realizować typowe zadania rozpoznawania twarzy i obiektów oraz ich śledzenia. Co więcej, moduł kosztuje jedną siódmą ceny zestawu od Nvidii, co jest definitywnie ceną atrakcyjną, biorąc pod uwagę, iż w zestawie dostajemy kamerę i ekran.

Specyfikacja, zakup i zawartość zestawu

Zestaw został zakupiony w oficjalnym sklepie Sipeed na portalu AliExpress [1]. Dostępne są dwa warianty zestawu: standardowy i lite (**fotografia 1**).

Zestaw lite jest przeznaczony do gotowych projektów embedded i nie zawiera ekranu. Wersja standardowa



ma ekran oraz obudowę z plastiku. Różnica w cenie wynosi około 56 złotych. Zestawy mogą zawierać dodatkową kartę microSD z zainstalowanym systemem operacyjnym, ale można też ją dokupić oddzielnie. Do testów został zakupiony zestaw standardowy bez karty, w chwili pisania kosztuje 229,99 PLN + koszty wysyłki. Jest to przynajmniej siedem razy taniej niż cena zestawu Nvidia Jetson Orin Nano, ale wraz z różnicą w cenie mamy do czynienia z przepaścią pod względem specyfikacji. Zestaw przychodzi w prostym, plastikowym pudełku i zawiera poza samym modułem z kamerą tylko kabel USB-C sprawiający wrażenie solidnego oraz dodatkową płytkę z wtykiem i gniazdem USB-C oraz szeregiem dodatkowych pinów pozwalających na dołączenie zewnętrznego interfejsu UART oraz zasilania. Dzięki temu można zaobserwować proces bootowania modułu, a także kontrolować go za pomocą innego mikrokontrolera (po napisaniu stosownego kodu dla modułu).

MaixCAM oparty jest na układzie SOPHGO SG2002, który może poszczycić się posiadaniem trzech procesorów: główny układ to taktowany zegarem 1 GHz rdzeń RISC-V C906, na którym pracuje system Linux. Drugi rdzeń taktowany jest zegarem 700 MHz, również RISC-V, i jego zadaniem jest obsługa systemu RTOS, który wydaje się być odpowiedzialny za obsługę I/O. Trzecim rdzeniem jest sporo prostszy układ oparty na architekturze 8051 i taktowany zegarem 25...300 MHz, jest to rdzeń low power przeznaczony do monitorowania modułu, gdy główne rdzenie są nieaktywne.

eprasa.pl b9ff2b3523

Moduł ma też 256 MB pamięci RAM DDR3. Może się wydawać, iż to za mało na model AI i jeszcze system operacyjny, ale w rzeczywistości to wystarczy. Ostatnim i najważniejszym elementem MaixCAM jest akcelerator NPU o wydajności 1 TOPS @ INT8, czyli jeden bilion operacji na zmiennych ośmiobitowych. Rdzeń ten wspiera format danych BF16 (Brain Float 16-bitowy) opracowany dla sieci neuronowych i nauczania maszynowego w celu przyspieszenia pracy. Model Mobilenet v2 osiąga prędkość przetwarzania obrazu 130 FPS, a model YOLOv5 100 FPS. Tak przynajmniej twierdzi Sipeed na stronie oferty.

Zestaw standardowy zawiera ekran dotykowy o przekątnej 2,3 cala i rozdzielczości 552×368 px, według Sipeed jest to matryca IPS. Oczywiście ekran jest dotykowy i to jest główna metoda interakcji z systemem. W zestawie zamontowana jest kamera oparta na sensorze GC4653, o rozdzielczości czterech megapikseli, co pozwala na pracę z obrazem 2K przy trzydziestu klatkach na sekundę, dostępne są jednak moduły innych kamer, w tym moduł termowizyjny z czujnikiem głębi/LIDAR-em. Komunikacja między kamerą a płytką odbywa się przez interfejs MIPI CSI z czterema liniami i złączem 22-pinowym oraz możliwością rozdzielenia na dwa moduły kamer. Kamera w zestawie wymaga ręcznej regulacji ostrości dzięki wkręcanemu obiektywowi na gwincie M12, ogniskowa wynosi 3,05 mm, a stała przesłona to f/2,5. Do prototypowania i testowania to wystarczy, ale w docelowym produkcie można by się pokusić o lepszy obiektyw w standardzie C-mount. Warto dodać, iż obudowa modułu wykonana jest z plastiku, a Sipeed zapewnia dostęp do modeli 3D elementów obudowy, które można w razie potrzeby wydrukować samodzielnie. Tu jednak napotkana została pewna trudność – modele dostępne są na portalu dla drukarek 3D Bambu Lab, i choć teoretycznie można je pobrać bez rejestracji, Autorowi to się nie udało z powodu „wyczerpania limitu", cokolwiek to znaczy (nigdy wcześniej Autor nie korzystał z tego portalu i nie zamierza korzystać w przyszłości).

MaixCAM wspiera łączność Wi-Fi, a także posiada szereg interfejsów, w tym USB 2.0. Inne to I^2C, SPI i UART, czyli standard w świecie systemów wbudowanych. Po podłączeniu do komputera przez kabel USB-C (dołączony do zestawu) moduł pojawia się w systemie jako wirtualny interfejs sieciowy, co pozwala na zdalny dostęp do systemu Linux przez SSH. Jest to szczególnie przydatne dla modułów Lite, które z racji nieposiadania własnego ekranu wymagają zdalnej kontroli. Jeśli moduł MaixCAM ma skonfigurowany dostęp do Wi-Fi, można się z nim połączyć przez SSH również tą drogą. Warto nadmienić, iż po przygotowaniu własnej karty microSD i jej zamontowaniu w module przykładowe modele nie będą działać – potrzebny jest dodatkowy krok ręcznej instalacji bibliotek runtime, co można wykonać albo przez SSH, albo przez dostępną opcję na ekranie modułu. Nie wszystkie funkcje będą też działać, gdyż na przykład do pozycjonowania potrzebny jest dodatkowy moduł IMU. Moduł ten dostępny jest tylko w MaixCAM Pro (droższa wersja kamery) i w najnowszym modelu MaixCAM 2. Teoretycznie można dołączyć do MaixCAM układ IMU, na przykład używany w wersji Pro QMI8658 firmy QST. Oczywiście inne układy też będą działać po napisaniu stosownego sterownika. Sipeed w dokumentacji podkreśla fakt, iż sterownik jest oddzielnym elementem od kodu odpowiedzialnego za określanie orientacji modułu.



Fotografia 1. Sipeed MaixCAM Lite, tańszy, pozbawiony ekranu wariant MaixCAM

Środowisko programowania

Sipeed oferuje dwa środowiska programistyczne dla modułów MaixCAM. Podstawowym środowiskiem jest MaixVision, proste IDE oparte na dialekcie Pythona o nazwie MaixPy. Sipeed z góry zakłada, iż klientami docelowymi będą hobbyści, stąd ten wybór – wiele przykładów na Sipeed Wiki opiera się właśnie o to środowisko i ten język programowania. Samemu IDE nie można nic zarzucić, jest proste i czytelne, oparte na koncepcjach znanych ze środowiska programowania dla Arduino i pochodnych. To spora zaleta dla hobbystów: wszystkie istotne elementy są w odpowiednich miejscach, a funkcje zaawansowane są ukryte i nie „zaśmiecają" interfejsu, gdy nie są potrzebne. Środowisko MaixVision posiada jeszcze jedną zaletę – debugowanie z podglądem na żywo tego, co moduł „widzi" i co robi model AI. Dodatkowo zaraz po uruchomieniu nie tylko można rozpocząć nowy projekt czy otworzyć bieżący, ale też od razu jest dostęp do przykładów podzielonych na kategorie. Wadą jest wybór języka programowania. Dialekt MaixPy dziedziczy wszystkie wady Pythona, w tym niską wydajność kodu oraz, zdaniem Autora, błędną decyzję twórcy oryginału, by tzw. „białe znaki" były częścią składni języka. Warto nadmienić, iż przez tę decyzję Python i jego dialekty są trudniejsze w użyciu przez osoby niedowidzące czy niewidome, gdyż standardowo czytniki ekranu nie „czytają" białych znaków.

Dlaczego firma Sipeed zdecydowała się na wybór Pythona? Głównie ze względu na jego popularność, co jest zawsze złym kryterium wyboru.

eprasa.pl b9ff2b3523

Na szczęście dla użytkowników zaawansowanych oraz tych, którzy nienawidzą Pythona, dostępna jest dużo lepsza alternatywa, mianowicie MaixCDK, czyli pakiet bibliotek, dokumentacji i narzędzi rozwojowych oparty na języku C/C++. Jak przystało na trzecią dekadę XXI wieku, MaixCDK nie dość, że działa tylko w środowisku Linux, to jeszcze tylko w terminalu. Dla Autora jest to gigantyczna wada, w dodatku niczym nieuzasadniona – skoro można było stworzyć MaixVision oparty na Pythonie, to czemu nie dodać do niego MaixCDK, biorąc pod uwagę, iż jego narzędzia i skrypty też wymagają Pythona? Innych alternatyw, niestety, brak. Podjęta została próba wykorzystania Windows Subsystem for Linux, czyli narzędzia pozwalającego na wykorzystanie aplikacji i narzędzi linuksowych bez konieczności instalowania systemu na komputerze. Próba skończyła się kompletną destabilizacją systemu operacyjnego ze względu na problemy z oprogramowaniem i ze sprzętem. W efekcie nie udało się uzyskać dostępu do MaixCDK.

Nie wszystko jednak jest stracone, gdyż zarówno MaixVision, jak i MaixCDK zawierają podobny zestaw przykładów oraz kompletną dokumentację dostępnych API. Oba środowiska są oparte na językach obiektowych i w przykładach obiektów nie brakuje. Autor preferowałby przykłady i styl programowania funkcjonalny, bez obiektów i współtowarzyszących im problemów. O ile tworzenie dużych i złożonych aplikacji (jak na przykład pakiety biurowe, złożone aplikacje systemowe czy przeglądarki internetowe) ma sens, to w przypadku aplikacji, gdzie głównym celem jest wydajność, programowanie funkcjonalne ma więcej sensu. Niestety, Sipeed, idąc w stronę obiektowości, preferuje programistów „wychowanych" na tym paradygmacie. Dodajmy do tego ograniczenia wynikające z wydajności MaixPy i można się zastanowić, jakim cudem ta mała płytka z wcale nie najpotężniejszym układem SoC radzi sobie tak dobrze, jak sobie radzi. Aplikacje demonstracyjne dostępne wraz z systemem działają dobrze i relatywnie szybko.

Deweloper może przygotować własne modele oparte na uczeniu maszynowym, przy czym dostępne są dwie drogi trenowania modeli: lokalna i z użyciem platformy MaixHub. Platforma ta pozwala na szybkie przygotowanie modelu bez konieczności wykonywania wszystkich kroków samodzielnie. Rozwiązanie to jest dedykowane początkującym. Profesjonalista, szczególnie pracujący nad projektem wymagającym wysokiego poziomu bezpieczeństwa, może przygotować własne modele, oparte na przykład na YOLOv5, YOLOv8 czy YOLO11. Zestaw danych treningowych trzeba przygotować w odpowiednim formacie akceptowanym przez wybrany model, a gotowy model skonwertować (za pomocą odpowiedniego narzędzia) do formatu używanego przez MaixCAM. Mamy też możliwość pominięcia całej tej zabawy dzięki modelom klasyfikatora i trackera, które uczą się „samodzielnie". W przypadku klasyfikatora wykonuje się szereg zdjęć obiektów określonej klasy za pomocą MaixCAM, z różnych perspektyw i odległości, a model próbuje określić cechy wspólne. Później model sam klasyfikuje obiekty i potrafi je rozpoznawać automatycznie, podając przy okazji stopień podobieństwa nowego obiektu do obiektów użytych do nauki klasyfikatora. Wyuczone parametry klasyfikatora są zapisane w katalogu /root, skąd mogą być ładowane automatycznie przy każdym uruchomieniu klasyfikatora, a także skopiowane do innego modułu MaixCAM.

Tracker jest jeszcze łatwiejszy w użyciu – po wycelowaniu w stronę obiektu i jego wyborze tracker będzie śledził jego położenie i dystans na podstawie wielkości. Model potrafi też „odzyskać" namiar w razie zgubienia obiektu. Wszystko to jest dostępne też z poziomu API.

Ponieważ przez API mamy też dostęp do wszystkich peryferiów oraz mamy możliwość wykorzystania rdzenia z RTOS do zadań wymagających małych opóźnień (dostęp do rdzenia 8051 jest ograniczony i raczej pośredni), nic nie stoi na przeszkodzie, by zbudować wokół MaixCAM drona FPV z mechanizmem automatycznego podążania do celu nawet po utracie łączności, jak to robią ukraińskie i rosyjskie drony bojowe – operator wskazuje cel widziany przez kamerę, a prosty algorytm śledzący sam utrzymuje go w centrum i skraca dystans.

Podsumowanie

Sipeed MaixCAM to jeden z bardziej zaawansowanych modułów kamery AI, i to w bardzo przystępnej cenie. W tej cenie trudno znaleźć moduł oferujący większą moc obliczeniową, zwłaszcza dla NPU, który miałby od razu kamerę w zestawie. Nastawienie firmy Sipeed na klienta początkującego nie jest wadą, bo w zamian dostajemy przejrzyste IDE i dobrą dokumentację z licznymi przykładami. Wadą jest wybór MaixPy jako podstawowego języka programowania – Arduino pokazało niespełna dwie dekady temu, iż hobbyści są w stanie używać C/C++, więc tym bardziej dziwi brak integracji MaixCDK w MaixVision.

Kolejną zaletą MaixCAM są gotowe modele AI oraz łatwość przygotowania własnego klasyfikatora z poziomu samego modułu, czy dostępność trackera. Otwiera to ciekawe możliwości łatwego tworzenia semiautonomicznych dronów opartych na tej platformie.

Sipeed MaixCAM to dobre miejsce, by wejść w świat widzenia maszynowego i akceleracji AI bez konieczności inwestowania w dużo droższe moduły Nvidia Jetson.

Paweł Kowalczyk, EP

Źródła:

[1] https://aliexpress.com/item/1005006912917562.html

eprasa.pl b9ff2b3523

W ofercie AVT*
AVT6097

Najważniejsze parametry:
- przełączanie dodatniej linii zasilającej między dwoma wyjściami: NO i NC
- sygnał sterujący w postaci napięcia stałego o wartości 3...15 V
- izolacja galwaniczna między sygnałem sterującym a obwodem przełączanym
- napięcie przełączane 24...55 V
- maksymalny prąd przełączany: 7 A bez chłodzenia tranzystorów, do 20 A po zastosowaniu radiatora
- pobór prądu z obwodu wykonawczego ok. 6 mA

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl
(aktywne linki do artykułów):
- Energooszczędny przekaźnik bistabilny
- Uniwersalny przekaźnik czasowy ze złączem SKEDD
- Energooszczędny przekaźnik elektromagnetyczny
- Uniwersalny przekaźnik dużej mocy w standardzie Grove
- Przekaźnik czasowy start-stop
- Przekaźnik zasilany szerokim zakresem napięcia

* **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.

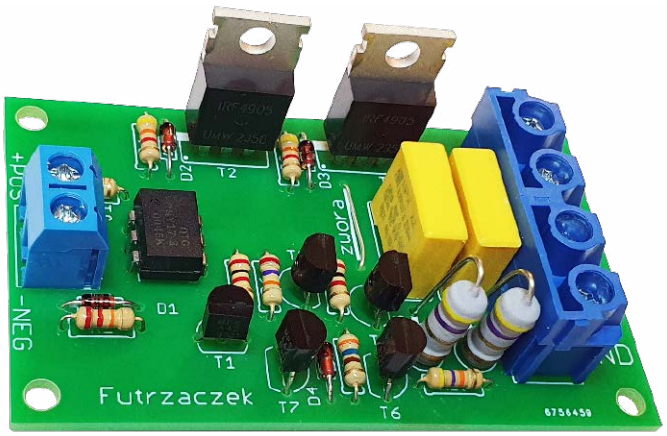
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A] +** zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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

Półprzewodnikowy przekaźnik NO-NC

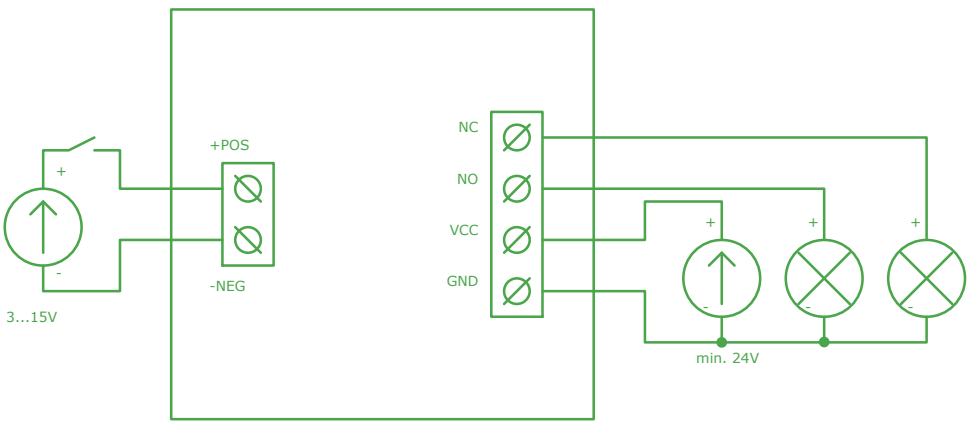
Typowe przekaźniki półprzewodnikowe mają wyjścia w postaci „styków” NO – bez napięcia sterującego są rozwarte. Tymczasem w niektórych zastosowaniach przydałby się również zacisk NC, czyli zwarty przy braku sygnału sterującego. Ten układ to propozycja rozwiązania tej niedogodności.



W przekaźnikach elektromagnetycznych, styki NO i NC tworzą się niejako „z automatu”: NC zwiera ze stykiem wspólnym COM przy braku zasilania cewki elektromagnesu, zaś NO łączy się z COM po zasileniu tejże. Powodów do zastąpienia ich przez półprzewodnikowe odpowiedniki jest wiele, a do głównych można zaliczyć trwałość oraz brak emisji zakłóceń elektromagnetycznych, których źródłem jest iskrzenie przełączających się styków. Jednak dostępne na rynku rozwiązania dają użytkownikowi do dyspozycji jedynie „styk” NO, zaś przekaźników półprzewodnikowych o stykach normalnie zwartych ze świecą szukać.

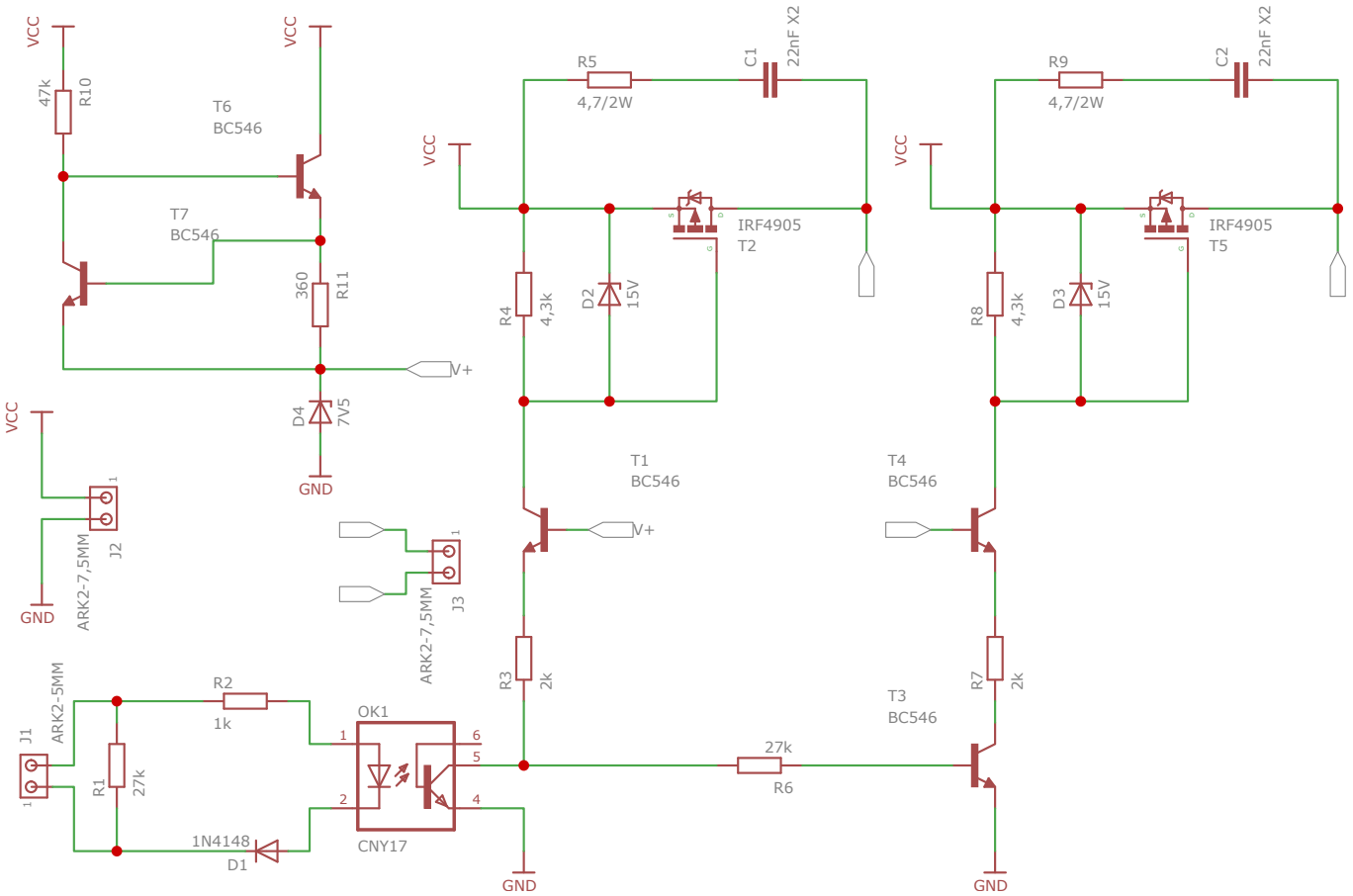
Ten układ jest odpowiedzią na takie zapotrzebowanie. Dodatnia linia zasilająca jest przełączana między dwa wyjścia, zależnie od obecności napięcia na wejściu sterującym. Tak zrealizowany układ wymaga wprawdzie zasilania prądem o niewielkim natężeniu, lecz daje użytkownikowi funkcjonalność dotąd praktycznie niespotykaną. Pracą tranzystorów mocy zawiaduje prosty układ elektroniczny zrealizowany jedynie z podzespołów dyskretnych, przez co jest odporny na zakłócenia.

W przeciwieństwie do elementów stykowych, temu układowi nie jest wszystko jedno, w którą stronę płynie przez niego prąd. **Rysunek 1** zawiera schemat podłączenia tego modułu do źródeł zasilania i obciążeń. Musi on pracować na dodatniej linii zasilającej, gdyby miał przełączać potencjał masy wówczas musiałby zostać inaczej zaprojektowany.



Rysunek 1. Schemat podłączenia układu

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 2. Schemat ideowy półprzewodnikowego przekaźnika

Budowa

Schemat ideowy omawianego układu znajduje się na **rysunku 2**. Wejściem napięcia sterującego są zaciski złącza J1. To napięcie zasila diodę LED znajdującą się w strukturze transoptora OK1. Dioda D1 chroni tę diodę przed uszkodzeniem w razie odwrotnego podłączenia napięcia, zaś rezystor R2 ogranicza jej prąd. Z kolei rezystor R1 zwiera ewentualny prąd upływu, który mógłby spowodować zadziałanie diody LED. Zauważyłem w swojej praktyce, że w wielu systemach przemysłowych prądy upływu wyjść cyfrowych (o natężeniu kilku-kilkunastu mikroamperów) są bardzo często spotykane, a ich źródłem są diody zabezpieczające, wilgoć lub po prostu zabrudzenia złącz.

W tyn układzie źródłem napięcia pomocniczego jest przewodząca w kierunku zaporowym dioda D4. Ponieważ zakres napięć zasilających ten układ może być bardzo szeroki, zdecydowano się na spolaryzowanie jej źródłem prądowym. Do jest zrealizowania użyte zostały dwa tranzystory bipolarne, T6 i T7 pracujące we wzajemnym sprzężeniu zwrotnym. W tym układzie T6 jest sterowany przez napięcie baza-emiter, odkładające się na rezystorze R11. Im niższe ono jest, tym mniej prądu swoim kolektorem „wciąga" T6, co z kolei prowadzi do wzrostu prądu bazy tranzystora T7, a to z kolei zwiększa prąd płynący przez R11, co powoduje odebranie części prądu z bazy T7. W ten sposób ten bardzo prosty i znany układ sam się stabilizuje i pracuje poprawnie w bardzo szerokim zakresie napięć zasilania oraz temperatur. W tym układzie nie ma istotnych wymagań co do stabilności ustalonego prądu, ważne jest jedynie, aby jego natężenie nie spadło poniżej 1 mA (nominalnie daje 2 mA), co jest niezbędne do zapewnienia prawidłowej pracy diody Zenera D4. Między jej zaciskami utrzymuje się napięcie stałe o wartości 7,5 V, co jest niezbędne do prawidłowej pracy pozostałej części układu – tym potencjałem polaryzowane są bazy tranzystorów T1 i T4

Kiedy pojawi się sygnał sterujący, tranzystor wyjściowy transoptora OK1 nasyca się. Spadek napięcia na nim wynosi około 0,3 V, przez co zatyka się tranzystor T3, bo jego napięcie baza-emiter spada do takiej właśnie wartości, zbyt niskiej by uzyskać przewodzenie tego złącza. Zatkany T3 nie przewodzi prądu emitera tranzystora T4, więc prąd w tej gałęzi jest zerowy. Przez to nie ma spadku napięcia na rezystorze R8, przez co tranzystor MOSFET T5 jest zatkany.

Za to pojawia się możliwość przepływu prądu przez tranzystor T1, ponieważ dolne wyprowadzenie rezystora R3 otrzymuje potencjał około 0,3 V. Uwzględniając spadek na złączu baza-emiter tranzystora T1, napięcie na tym rezystorze wynosi około 6,5 V, co wymusza przepływ prądu o natężeniu 3,25 mA. Prąd o niewiele mniejszym natężeniu (pomniejszony o prąd bazy T1) przepływa przez R4, wywołuje na nim spadek napięcia wynoszący około 14 V – w pełni wystarczający do całkowitego otwarcia. Jest

eprasa.pl b9ff2b3523

Wykaz elementów:

Rezystory: (wszystkie o mocy 0,25 W jeżeli nie napisano inaczej)
R1, R6: 27 kΩ
R2: 1 kΩ
R3, R7: 2 kΩ
R4, R8: 4,3 kΩ
R5, R9: 4,7 Ω 2 W
R10: 47 kΩ
R11: 360 Ω

Kondensatory:
C1, C2: 22 nF X2 raster 10 mm np. MKP X2 22NF/305V AC RM10

Półprzewodniki:
D1: 1N4148
D2, D3: Zener 15 V 0,4 W
D4: Zener 7,5 V 0,4 W
OK1: CNY17
T1, T3, T4, T6, T7: BC546
T2, T5: IRF4905

Pozostałe:
J1: ARK2/500
J2, J3: ARK2/750 np. DG360-7.5/2 (opis w tekście)

to jednocześnie napięcie bramka-źródło tranzystora T2, przez co ten otwiera się, przewodząc prąd z dodatniego zacisku zasilającego do wyjścia NO. Dioda Zenera D2 chroni izolator podbramkowy tranzystora T2 przed przebiciem wywołanym zbyt wysokim napięciem bramka-źródło.

Odłączenie sygnału sterującego powoduje zamianę ról: tranzystor wyjściowy transoptora OK1 zatyka się, więc przez rezystor R3 nie może płynąć prąd do masy, a jedynie niewielki (ograniczony dodatkowo rezystorem R6 o wielokrotnie większej rezystancji) prąd bazy tranzystora T3. Przewodzący, a nawet nasycony T3 umożliwia przepływ prądu przez R7, co w analogiczny sposób – wymuszając spadek napięcia na R8 – otwiera tranzystor MOSFET T5. Przez R3 płynie wtedy prąd o natężeniu tak małym (około 0,2 mA), że nie jest w stanie wywołać spadku napięcia na R4 wystarczającego do otwarcia T2 (niecałe 0,9 V – poniżej napięcia progowego).

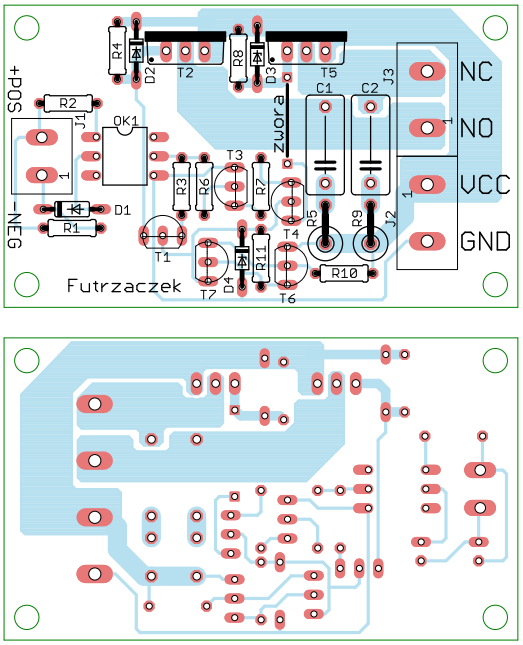
Bazując na trzech źródłach prądowych: jednym stałym, zasilającym diodę Zenera D4 i dwóch przełączanych, działających przy użyciu T1 i T4, układ ten jest niewrażliwy na napięcie zasilające. Musi ono być jedynie na tyle wysokie, by przy prawidłowej pracy diody Zenera D4 można było wymusić odpowiednio wysokie napięcie odkładające się na R4 lub R8. Naddatek napięcia odkłada się jako napięcie kolektor-emiter tranzystorów T1, T4 i T6.

Między dreny i źródła tranzystorów mocy T2 i T5 zostały włączone obwody gaszące RC, tzw. snubbery. Mają one ograniczać przepięcia powstające przy przełączaniu tranzystorów mocy, co minimalizuje ryzyko ich przebicia.

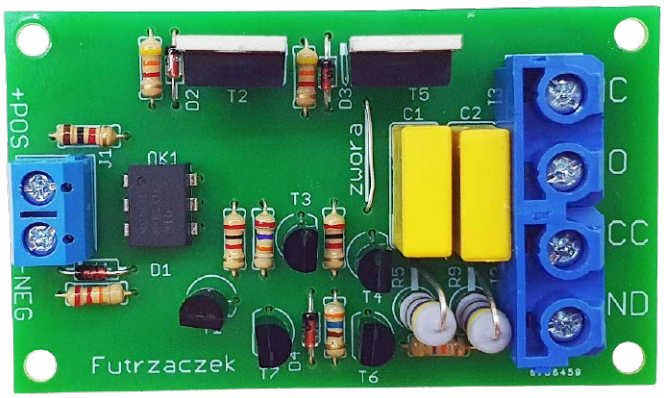
Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na jednostronnej płytce drukowanej o wymiarach 68 mm × 40 mm. Jej wzór ścieżek oraz schemat montażowy przedstawia **rysunek 3**. W odległości 3 mm od krawędzi płytki znalazły się otwory montażowe, każdy o średnicy 3,2 mm. Odległość między otworami montażowymi w tranzystorach mocy wynosi 16 mm, ta informacja może ułatwić dopasowanie odpowiedniego radiatora.

Montaż układu polecam przeprowadzić w sposób typowy, czyli od elementów najniższych (zwora, rezystory, diody)



Rysunek 3. Schemat montażowy płytki



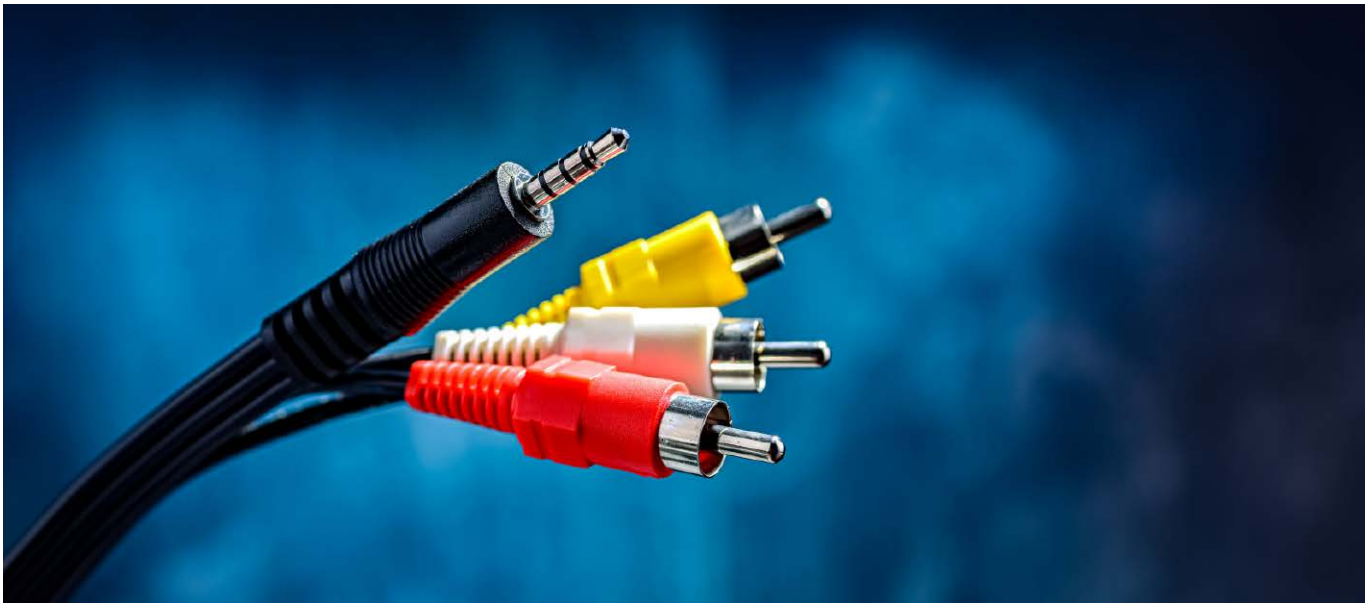
Fotografia 1. Widok zmontowanej płytki prototypowej

po najwyższe (złącza i tranzystory mocy). Prawidłowo zmontowany nie wymaga jakichkolwiek czynności uruchomieniowych i od razu gotowy jest do pracy.

Wejście sterujące można zasilać napięciem z przedziału 3...15 V i pobiera ono prąd 2...15 mA. Z kolei po stronie wykonawczej układ należy zasilać napięciem nie mniejszym niż 24 V (przewód masowy może być cienki), zaś pobór prądu niemal nie zależy od napięcia i wynosi około 6 mA. Użyte w prototypie tranzystory typu IRF4905 charakteryzują się rezystancją otwartego kanału rzędu 20 mΩ, co oznacza, że bez dodatkowego chłodzenia w postaci radiatora, może przez nie płynąć prąd o natężeniu do 7 A (wydzielana moc 1 W), a po przykręceniu ich do solidnego radiatora prąd ten można zwiększyć. Szacuję, że jego maksymalna wartość może wynieść 20 A po pogrubieniu ścieżek spoiwem lutowniczym. Przy tak wysokich prądach należy zwrócić uwagę na złącza J2 i J3, bowiem ich typowe wersje są przeznaczone do przewodzenia prądu o natężeniu do 15 A, np. DG360, użyta w prototypie.

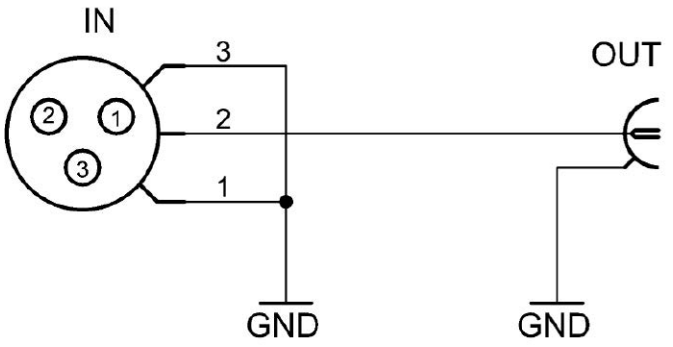
Michał Kurzela, EP

eprasa.pl b9ff2b3523

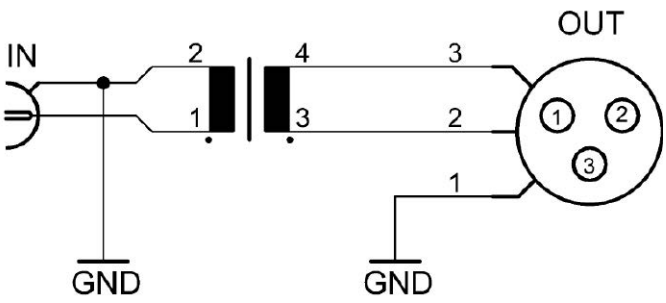


Konwersja sygnału na niezbalansowany

W EP12/2025 opisałem kilka metod wysterowania zbalansowanego (różnicowego) wejścia analogowego sygnału audio. W tym artykule opiszę działanie przeciwstawne, czyli różne sposoby konwersji sygnału różnicowego na niezbalansowany (asymetryczny).



Rysunek 1. Najprostsze podłączenia wejścia zbalansowanego

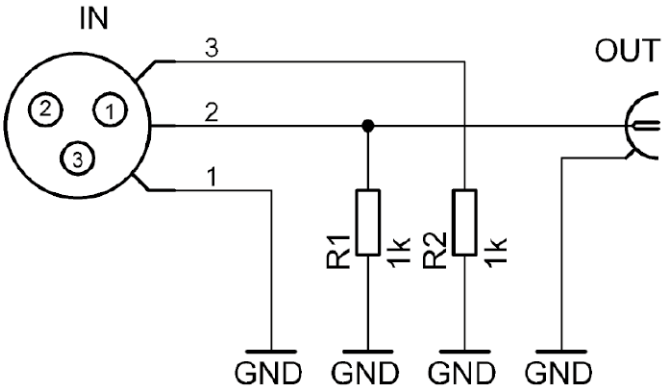


Rysunek 2. Transformator w roli konwertera sygnału na zbalansowany

Na początku proponuję ustalić terminologię – by wszystkim żyło się łatwiej. Sygnał prowadzony jedną żyłą, który jako linię powrotną dla prądu ma masę, będę nazywał niezbalansowanym. Takie połączenia formalnie nazywane są asymetrycznymi, zaś w terminologii angielskiej dominują określenia *unbalanced* oraz *single-ended*. Tworzymy je kablami ze złączami jack lub RCA. Skoro jest unbalanced, to musi też być balanced i tak jest w rzeczywistości. To są z kolei połączenia różnicowe, czyli te, w których informacja użyteczna jest przenoszona jako różnica potencjałów między dwiema żyłami, zaś potencjał masy jest dla nich (niemal) nieistotny. Takie połączenia najczęściej realizuje się kablami ze złączami XLR. Tyle wstępu.

Skoro mamy na wejściu naszego urządzenia sygnał zbalansowany, a w dalszej jego części chcemy go przetwarzać jako niezbalansowany, to trzeba dokonać stosownej konwersji. Czy na pewno trzeba? Niektórzy twierdzą, że wcale nie, to tylko taki tam wymysł (można jeszcze dodać: audiofilski – dla oddania pełni zaangażowania emocjonalnego) i stosują coś takiego jak na **rysunku 1**. Ech, jakby to skomentować... Wszystkie zalety transmisji różnicowej zostają wsadzone do kosza, bo odbiornik wcale nie „widzi” sygnału w sposób różnicowy. Poza tym,

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 3. Propozycja podłączenia wejścia zbalansowanego

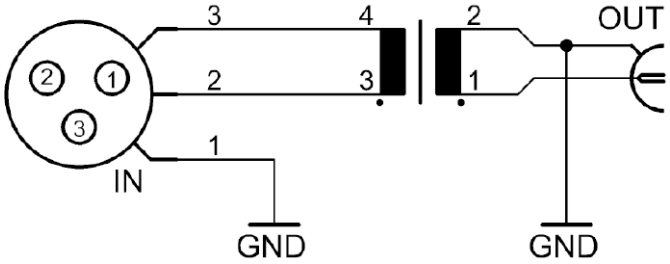
jeżeli nie mamy pojęcia w jaki sposób jest sterowane wyjście nadajnika tego sygnału – a często trzeba przyjąć, że źródłem sygnału może być dowolne urządzenie – to jego linia odwrócona (nóżka 3 złącza XLR) jest w ten sposób zwarta z masą. Wzmacniacze operacyjne nie będą zachwycone tym rozwiązaniem. Można tego połączenia nie dawać, lecz wtedy nadajniki czysto zbalansowane, jak chociażby zwykły transformator (przykład na **rysunku 2**) nie będą działały poprawnie. Krótko mówiąc, wielu tak robi, choć są nieco lepsze sposoby.

Jeżeli już mamy potrzebę używania tak drastycznie prostych wejść zbalansowanych – bo to prototyp, bo miejsca brak, bo na szybko, bo cokolwiek – to niech to ma przysłowiowe ręce i nogi. Moja propozycja znajduje się na **rysunku 3** i sprawuje się bardzo dobrze w miejscach, w których trzeba dokonać takiego podłączenia bez zbytniego oglądania się na różnicową redukcję zakłóceń addytywnych oraz dopasowanie falowe, ale trzeba poprawnie obsłużyć wyjście zbalansowane dowolnego źródła sygnału. Poniżej analiza możliwych wariantów.

Źródło sygnału zawiera dwa wtórniki na wzmacniaczach operacyjnych (lub innych elementach aktywnych), sterujące każdą żyłą z osobna, a oplot kabla jest połączony z masą nadajnika. Wtedy jeden rezystor obciąża wyjście jednego wtórnika, drugi wyjście drugiego, zaś sygnał użyteczny jest pobierany niemal bez straty swojej amplitudy – jedyną stratę może wprowadzać obciążona rezystancja wyjściowa źródła sygnału.

Źródło sygnału zawiera na swoim wyjściu transformator (jest podobne do tego z rysunku 2), wtedy rezystory R1 i R2 obciążają uzwojenie wtórne tego transformatora, tworząc również quasi-dopasowanie na końcu linii. Sygnał jest pobierany z 6 dB stratą, wynikającą z dzielnika napięciowego, jaki tworzy się między R1 i R2.

Źródło sygnału jest zbudowane podobnie prymitywnie jak omawiany odbiornik, więc wyprowadzenia 1 i 3 złącza XLR zostały połączone z masą, zaś sygnał przyłożono do wyprowadzenia 2. W takiej sytuacji również nie wydarzy się nic złego, cały sygnał użyteczny zostanie

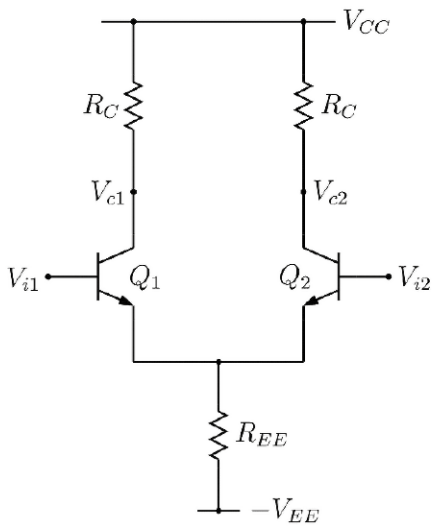


Rysunek 4. Transformatorowy konwerter sygnału na niezbalansowany

wprowadzony do toru niezbalansowanego z ewentualną stratą wynikającą z rezystancji wyjściowej nadajnika.

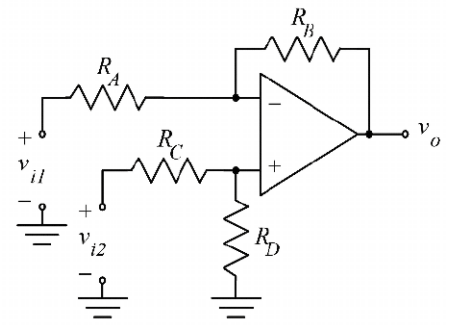
Bardzo dobrą metodą, która przy okazji może zapewnić separację galwaniczną, jest użycie transformatora – **rysunek 4**. Ten schemat wygląda bliźniaczo podobnie do układu z rysunku 2, ba! Jest wręcz identyczny, bowiem transformator doskonale przenosi energię w obie strony. Wyprowadzenie 1 złącza XLR połączyłem z masą układu, ponieważ zauważyłem, że takie rozwiązanie znacząco zmniejsza przydźwięk sieciowy w porównaniu do „pełnej" izolacji galwanicznej (wyprowadzenie 1 niepodłączone). Ten układ nie wprowadza strat w poziomie sygnału, może go nawet zwiększyć – pod warunkiem odpowiedniego doboru przekładni transformatora. I tak mamy tutaj zysk w porównaniu z „układem" z rysunku 1, bowiem na wyjście (przy założeniu przekładni 1:1) trafia sygnał o amplitudzie równej amplitudzie składowej różnicowej, a nie tylko jej połowa.

Do odbioru sygnału zbalansowanego można również użyć wzmacniacza różnicowego. Najprostszym przykładem jest tranzystorowy układ różnicowy (**rysunek 5**), który ma jednak spore wady w postaci choćby niskiej impedancji wejściowej, niskiego CMRR, wąskiej strefy przejściowej, zależności wzmocnienia od wartości składowej sumacyjnej i tak dalej. Jest to jednak jakiś punkt wyjścia do dalszej analizy, bowiem CMRR można poprawić przez zastosowanie

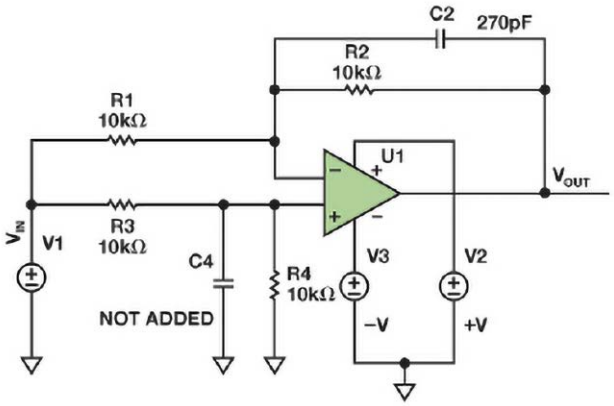


Rysunek 5. Najprostszy, dwutranzystorowy wzmacniacz różnicowy [1]

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 6. Wzmacniacz różnicowy ze wzmacniaczem operacyjnym [2]

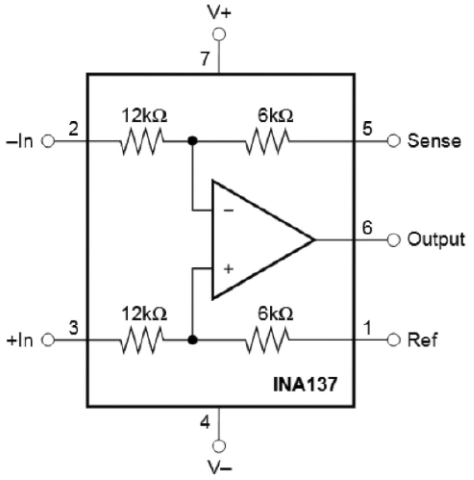


Rysunek 7. Wzmacniacz różnicowy z filtrem dolnoprzepustowym [3]

źródła prądowego o niskiej upływności. Strefę przejściową można rozszerzyć poprzez dodanie rezystorów w emiterach tych tranzystorów, co dodatkowo zwiększy odporność na rozrzuty między egzemplarzami. W kolektorach można użyć lustra prądowego, które dodatkowo podniesie wzmocnienie – i tak dalej, i tak dalej. Niektórzy widzą zalety w projektowaniu takich układów „na piechotę", z elementów dyskretnych i nie można im tego odmówić. Są one również na pewno bardzo kształcące.

Bardziej praktycznym rozwiązaniem, jak na 3. dekadę XXI wieku, jest wzmacniacz operacyjny w roli wzmacniacza różnicowego – **rysunek 6** przedstawia jego najbardziej klasyczną realizację. Jest to układ prosty i szybki w obliczeniu oraz w uruchomieniu, a także podatny na modyfikacje. Co równie istotne, nie ma w nim krytycznych podzespołów, niemożliwych do zastąpienia (doświadczenia covidowe...), więc utrzymanie ciągłości produkcji przez lata jest jak najbardziej możliwe. Z mojego doświadczenia polecam stosowanie wzmacniaczy operacyjnych o wysokim Slew-Rate, na przykład TL082 lub pokrewnych.

Polecam ograniczenie pasma przenoszenia dla zmniejszenia poziomu szumu na wyjściu. Najprościej można to uczyć poprzez dodanie dwóch kondensatorów ceramicznych z dielektrykiem dobrej jakości (np. C0G) jak na **rysunku 7**. Ograniczenie nimi pasma przenoszenia do nawet kilkudziesięciu kiloherców nie wpływa odczuwalnie na jakość dźwięku, a słyszalnie redukuje głośność szumu.



Rysunek 8. Schemat wewnętrzny specjalizowanego układu INA137 [4]

Istnieją również specjalizowane układy scalone, produkowane z myślą o tym właśnie zastosowaniu. Co ciekawe, ich struktura wewnętrzna wcale nie odbiega od „klasycznego" wzmacniacza różnicowego z rysunku 6. Przykładem jest chociażby INA137 (w wersji podwójnej INA2137), którego schemat wewnętrzny można zobaczyć na **rysunku 8**. Jego przewagą w stosunku do układu budowanego samodzielnie jest obecność dobrze dobranych rezystorów. Całość została zoptymalizowana pod kątem niskich zniekształceń sygnału – rzędu 0,0005% dla częstotliwości 1 kHz, co jest trudne do osiągnięcia w układzie z rysunku 6.

Michał Kurzela, EP

Źródła:

[1] https://www.ee.iitb.ac.in/~sequel/ee230/mbpth_diff_1.pdf
[2] https://home.sandiego.edu/~ekim/e130f03/e130l2.pdf
[3] https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/deeper-look-into-difference-amplifiers.html
[4] https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina137.pdf

REKLAMA



eprasa.pl b9ff2b3523



Syntezatory dźwięku, część 7

Filtry sterowane napięciem (1)

W syntezatorach złożony dźwięk tworzony jest przez mieszanie ze sobą prostych tonów lub ich wzajemną modulację. Drugim elementem tego procesu jest usuwanie zbędnych częstotliwości fundamentalnych i harmonicznych z tak powstałego bogatego sygnału. Proces ten odbywa się przez wykorzystanie filtrów.

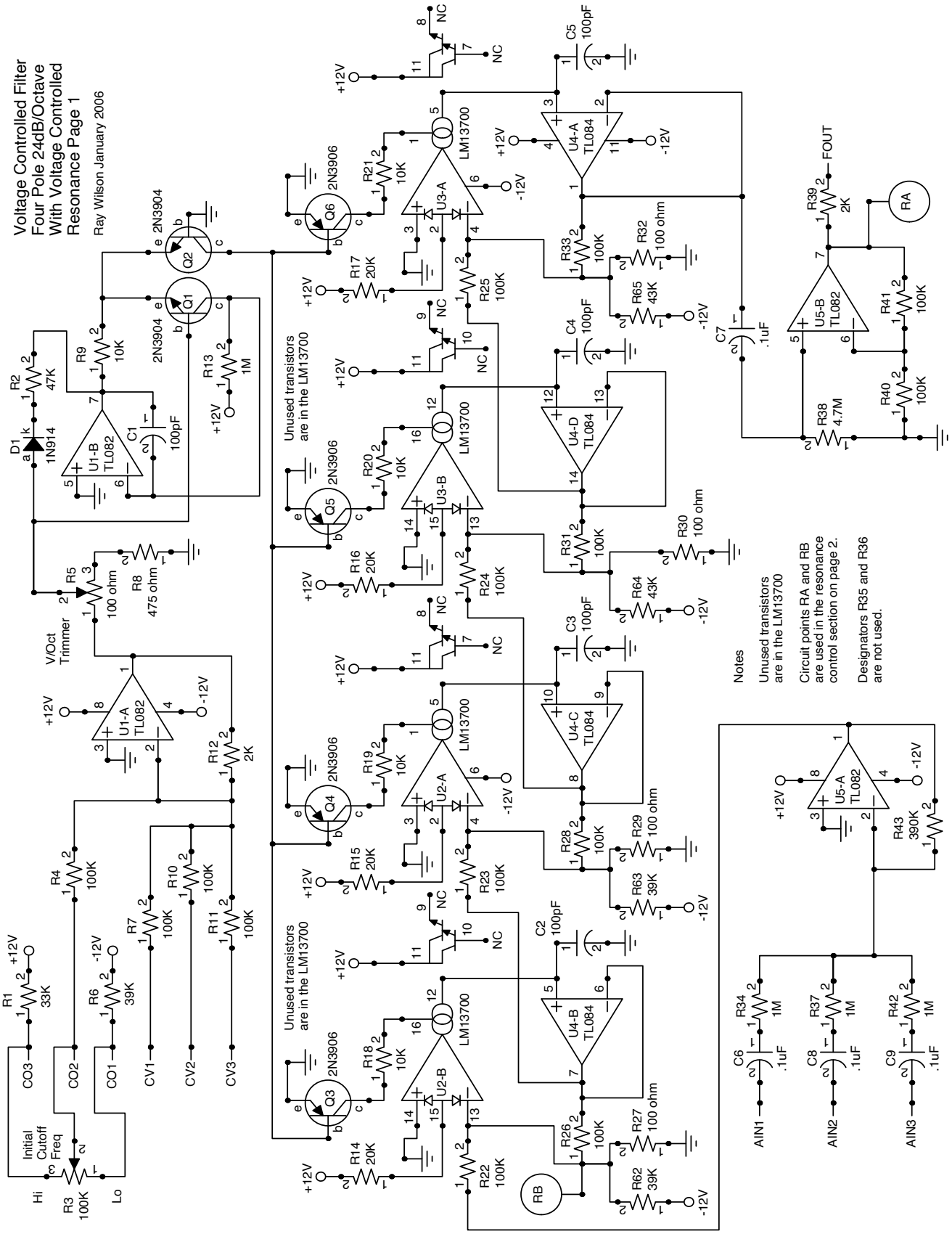
Istnieje wiele typów i topologii filtrów analogowych, które można podzielić na dwie grupy: pasywne i aktywne, a każdą z tych grup można podzielić według tego, jaki mają charakter. Istnieją więc filtry dolnoprzepustowe (*low pass*), górnoprzepustowe (*high pass*), pasmowe bądź środkowoprzepustowe lub pasmowoprzepustowe (*band pass*) oraz filtry pasmowo-zaporowe (*notch*). W syntezatorach najczęściej spotyka się filtry dolnoprzepustowe i górnoprzepustowe, łącząc je szeregowo można uzyskać filtr pasmowy, a równolegle filtr pasmowo-zaporowy. Filtry pasywne wykorzystują komponenty RLC, zawsze obniżają poziom sygnału wyjściowego względem wejściowego, a nachylenie zbocza (czyli zależność amplitudy od częstotliwości) za częstotliwością odcięcia (–3 dB) wynosi –6 dB/oktawę. By uzyskać lepszą charakterystykę odcięcia można łączyć szeregowo więcej segmentów filtra pasywnego, lecz wymaga to przeliczenia wartości dla każdego z nich, gdyż każdy kolejny filtr w łańcuchu obciąża filtr poprzedni i zmienia jego charakterystykę. Dlatego też w praktyce stosuje się zazwyczaj filtry aktywne, które dodają wzmocnienie i charakteryzują się wyższą impedancją wejściową i niższą impedancją wyjściową.

W syntezie analogowej często stosuje się filtry, których częstotliwość odcięcia można kontrolować napięciem. Filtry mają też pewną częstotliwość rezonansową, przy której wzmocnienie może wzrastać. Podobnie jak w obwodach rezonansowych stopień wzmocnienia tej częstotliwości względem częstotliwości sąsiednich nazywany jest dobrocią filtra i oznaczany literą Q. Filtry stosowane w syntezatorach mają regulowany współczynnik dobroci, zazwyczaj oznaczany jako „Resonance”. Niekiedy spotyka się filtry, których częstotliwość odcięcia jest kontrolowana tym samym sygnałem, co częstotliwość oscylatorów, przy regulowanej dobroci pozwala to uzyskać podobne brzmienie za filtrem dla każdego dźwięku, podczas gdy filtr bez tej funkcjonalności będzie traktować inaczej tony niskie, a inaczej wysokie.

eprasa.pl b9ff2b3523

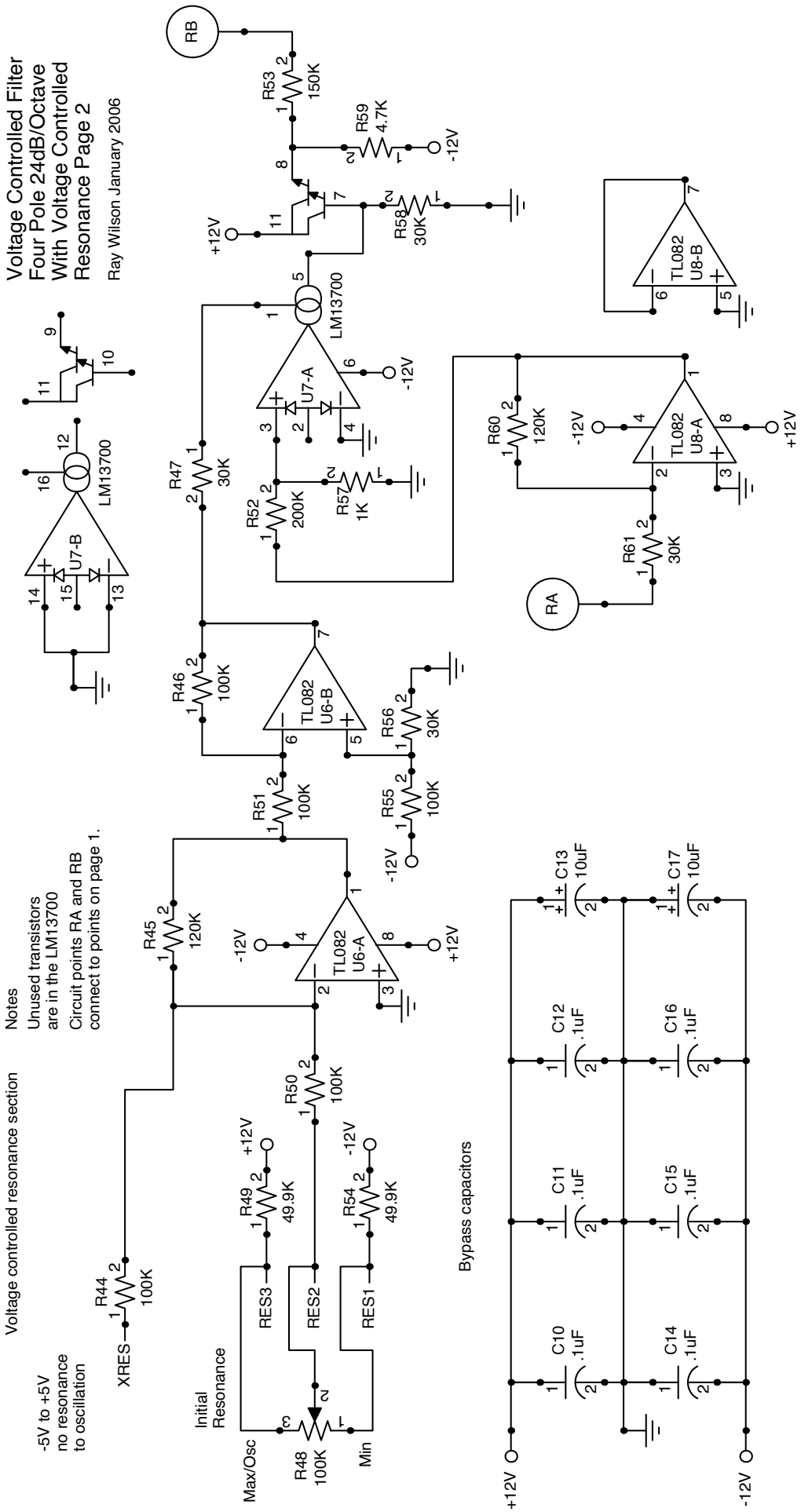
Dolnoprzepustowy filtr sterowany napięciem z regulacją rezonansu i zboczem 24 dB/okt.

Rysunki 1 i **2** przedstawiają schemat filtra wedle projektu Raya Wilsona ze strony Music From Outer Space [1]. Jest to sterowany napięciem filtr dolnoprzepustowy czwartego rzędu, a dokładniej rzecz biorąc cztery filtry pierwszego rzędu połączone szeregowo i kontrolowane wspólnym sygnałem sterującym. Rysunek 1 przedstawia główną część filtra. Sygnały z wejść



Rysunek 1. Schemat filtra sterowanego napięciem – sekcja główna

eprasa.pl b9ff2b3523



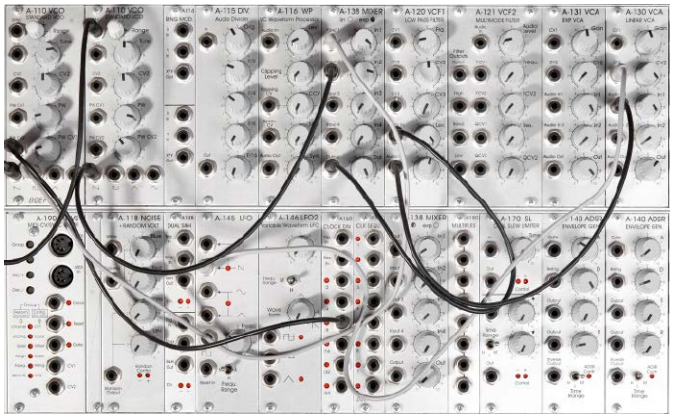
Rysunek 2. Schemat filtra sterowanego napięciem – sekcja sprzężenia zwrotnego/rezonansowa

eprasa.pl b9ff2b3523

AIN1–AIN3 są mieszane przez aktywny mikser zbudowany na układzie U5-A. Kondensatory separacyjne C6, C8 i C9 oraz duże wartości połączonych z nimi rezystorów wejściowych tworzą filtr górnoprzepustowy o na tyle niskiej częstotliwości odcięcia, by to nie wpływało negatywnie na sygnały prostokątne. Mikser ma wzmocnienie wynoszące 0,39 i oczekuje na wejściach sygnałów o amplitudzie ±5 V, dla większych amplitud rekomendowana jest redukcja wartości R43, dla mniejszych jej podniesienie by zachować duży odstęp sygnału od szumu. Sygnał wędruje dalej na wejście pierwszego filtra opartego o U2-B, który jest wzmacniaczem transkonduktancyjnym. R14 polaryzuje diody wejściowe wzmacniacza, a R18 dostarcza sygnał sterujący prądem ładowania i rozładowywania kondensatora C2, w tej konfiguracji LM13700 pracuje jako układ całkujący sterowany napięciem. U4-B pracuje jako bufor dla tego kondensatora, do czego przydaje się wysoka impedancja wejść JFET TL084. Sygnał wyjściowy wzmacniacza trafia jednocześnie na wejście kolejnego stopnia przez R23 oraz na wejście U2-B przez rezystor R26. Rezystor R52 kompensuje wpływ R14 na wejście U2-B, jego celem jest utrzymanie napięcia niezrównoważenia jak najbliżej masy. W przypadku ostatniego stopnia sygnał z U4-A przechodzi przez kondensator separacyjny C7 do wzmacniacza wyjściowego U5-B, a stamtąd na wyjście i do sekcji rezonansowej przez wyjście RA. Sygnał z sekcji rezonansowej zaś wraca na wejście U2-B przez wejście RB.

Sygnały sterujące częstotliwością odcięcia CV1–CV3 trafiaja na wejście wzmacniacza U1-A, który również pracuje w roli aktywnego miksera. Dodatkowo na jego wejście trafia sygnał z potencjometru wstępnej regulacji częstotliwości R3 (R1 i R6 ograniczają napięcie przy skrajnych położeniach potencjometru). U1-A sumuje te sygnały i odwraca przy wzmocnieniu wynoszącym 0,02. Potencjometr R5 i rezystor R8 pozwalają na kalibrację skali regulacji, tak by zmiana napięcia o 1 V zmieniała częstotliwość o jedną oktawę. Filtr oczekuje napięć wejściowych w zakresie od −5 V do 10 V. Wzmacniacz U1-B oraz tranzystor Q1 pracują razem z towarzyszącymi elementami jako wzmacniacz logarytmiczny, jest to konfiguracja znana z obwodów generatorów sterowanych napięciem omawianych w poprzednich częściach cyklu. Q1 i Q2 pracują razem jako konwerter wykładniczy, przy czym prąd kolektora Q2 kontroluje prądy kolektorów Q3, Q4, Q5 i Q6, które to z kolei kontrolują rezystancję integratorów opartych o układy LM13700. Q1 i Q2 powinny być sparowane pod względem napięcia V_{BE} oraz wzmocnienia prądowego. Podobne dobranie tranzystorów Q3...Q6 poprawi liniowość regulacji filtra.

Rysunek 2 przedstawia sekcję filtra odpowiedzialną za regulację rezonansu, czyli inaczej dobroci filtra. Sygnał z wyjścia filtra trafia przez wejście RA



na wzmacniacz odwracający U8-A o wzmocnieniu 4, sygnał z tego wzmacniacza zaś trafia na wzmacniacz transkonduktancyjny U7-A, który pracuje jako wzmacniacz sterowany napięciem. Sygnał z tego wzmacniacza wraca przez RB na wejście pierwszego filtra w układzie, zatem U7-A pozwala na regulację głębokości sprzężenia zwrotnego, aż do oscylacji filtra. Sygnał sterujący XRES jest mieszany z sygnałem z potencjometru wstępnej regulacji R48 (R49 i R54 ograniczają zakres regulacji) przez wzmacniacz U6-A. Wzmacniacz U6-B przesuwa napięcie tak, by na rezystorze R47 i przez to wejściu polaryzacji wzmacniacza U7-A miało zakres 0...10 V, podczas gdy napięcie na wejściu XRES ma zakres ±5 V.

Dla poprawy pracy układu autor zaleca nie tylko sparowanie tranzystorów, ale też dodanie dwóch rezystorów do obwodu: rezystora o wartości 7,5 kΩ równolegle do R12 i rezystora 68 kΩ równolegle do R2. Na przygotowanym przez autora wzorze płytki drukowanej Q1 i Q2 są obok siebie, podobnie obok siebie są Q3...Q6. Generalnie w takich układach zaleca się, by tranzystory były ze sobą połączone termicznie, szczególnie jeśli są dobrze dobrane – minimalizuje to wpływ różnic w temperaturze na różnice w napięciu V_{BE}. Na stronie projektu można znaleźć próbki audio demonstrujące działanie filtra, a także wzory płytki drukowanej i panelu frontowego.

Zakończenie

To tylko jeden przykład filtra sterowanego napięciem spośród wielu różnorodnych rozwiązań. Niektóre filtry, jak filtr drabinkowy Mooga, są na tyle charakterystyczne, iż kreują rozpoznawalne brzmienia. O ile generatory sygnałów, obwiedni, miksery i wzmacniacze sterowane napięciem decydują o możliwościach syntezatora, to filtry decydują o jego ostatecznym brzmieniu. W następnej części spojrzymy na kilka innych filtrów.

Paweł Kowalczyk

Źródła:

[1] https://musicfromouterspace.com/analogsynth_new/VCFJAN2006/VCFJAN2006.html

eprasa.pl b9ff2b3523



AI wbudowane we współczesne urządzenia elektroniczne

Kiedy chmura przestaje wystarczać

Przez ostatnią dekadę budowaliśmy Internet Rzeczy na jednym założeniu: urządzenie zbiera dane, chmura myśli. To założenie okazało się błędne – nie dlatego, że chmura jest zła, lecz dlatego, że świat nie czeka na jej odpowiedź.

Pół sekundy, które wszystko zmienia

Wyobraź sobie autonomiczny pojazd, który w ułamku sekundy musi zdecydować, czy gwałtownie zahamować. System przesyła dane do chmury, czeka na wynik klasyfikacji, odbiera odpowiedź. W tradycyjnych architekturach IoT czas tego cyklu wynosi od 10 do 500 milisekund – często więcej. Przy prędkości 100 km/h samochód przejeżdża w tym czasie od 0,3 do nawet 14 metrów. Konsekwencje mogą być katastrofalne.

To nie jest scenariusz akademicki. Jak zauważają Heydari i Mahmoud w swoim przeglądzie TinyML opublikowanym w 2025 roku w czasopiśmie Sensors, w systemach czasu rzeczywistego oczekiwanie na decyzję podejmowaną w chmurze może prowadzić do bezpośredniego zagrożenia bezpieczeństwa. Rozwiązaniem nie jest szybsza sieć – jest nim przeniesienie momentu decyzji tam, gdzie powstają dane: do samego urządzenia.

Skala problemu staje się jasna, gdy popatrzymy na konkretne liczby. Systemy TinyML realizują inferencję w czasie od 0 do 5 milisekund. Klasyczne podejście z chmurą

> ***TinyML oferuje niemal zerową latencję usług ML przez ograniczenie zależności od zewnętrznej komunikacji – kluczowa zaleta w systemach krytycznych dla bezpieczeństwa.***
>
> **– Heydari S., Mahmoud Q.H.**
> Sensors 2025, 25(10), 3191

eprasa.pl b9ff2b3523

Tabela 1. Porównanie kluczowych parametrów – tradycyjny IoT vs. TinyML on-device. Dane: Heydari i Mahmoud, Sensors 2025

Parametr	Tradycyjny IoT (chmura)	TinyML (on-device)
Latencja inferencji	10...500 ms	0...5 ms
Dokładność modelu	~95%	~85%
Zależność od sieci	wymagana	opcjonalna
Ryzyko wycieku danych	wysokie (transmisja)	minimalne (dane lokalne)
Koszt transmisji	wysoki	bliski zeru
Działanie offline	niemożliwe	pełne

– 10 do 500 ms. Różnica to nie kwestia wygody, lecz zasadnicza granica między tym, co może działać w czasie rzeczywistym, a tym, co nie może. Co istotne, ta przewaga latencyjna nie jest darmowa: dokładność modeli TinyML jest niższa niż modeli chmurowych – szacunkowo o około 10 punktów procentowych (95% vs ~85% w analizach porównawczych). Zadaniem inżyniera jest ocena, czy ta różnica jest akceptowalna w danym zastosowaniu.

Cztery siły, które zmieniły reguły gry

Latencja to najjaskrawszy argument za przetwarzaniem lokalnym, ale nie jedyny. Za transformacją, którą obserwujemy w branży, stoi zbieżność czterech niezależnych procesów technologicznych i rynkowych, które dojrzały niemal równocześnie.

Cztery megatrendy transformacji edge AI

1. Konwergencja technologiczna – IoT, AI i sieci 5G osiągają dojrzałość produktową w tym samym oknie czasowym.
2. Decentralizacja inteligencji – aplikacje masowo rozproszone generują dane, których chmura nie jest w stanie efektywnie przetworzyć.
3. Nowy model projektowania – AI przestaje być warstwą dodawaną po fakcie, staje się kryterium wyboru architektury sprzętowej.
4. Eksplozja danych – ilość danych generowanych na końcach sieci rośnie w tempie przekraczającym możliwości transmisji i centralnego przetwarzania.

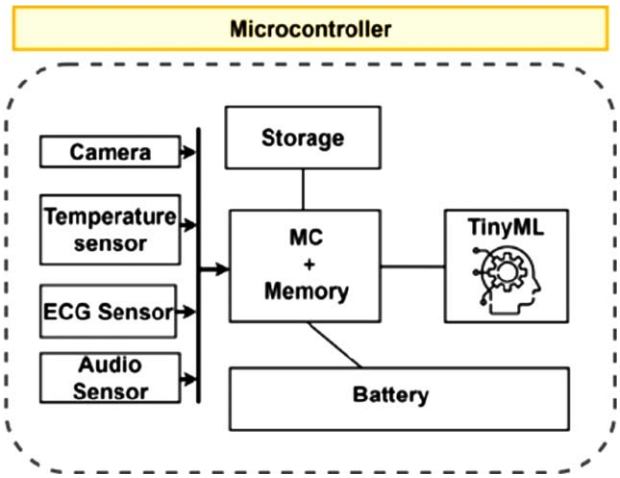
Konwergencja to nie metafora – to synchronizacja harmonogramów rynkowych. Tanie czujniki MEMS, wydajne rdzenie ARM w mikrokontrolerach za kilka dolarów i miniaturowe modele sieci neuronowych stały się dostępne w tym samym czasie, w którym 5G zaczął oferować łączność o ekstremalnie niskich opóźnieniach dla przypadków, gdy połączenie z siecią jest konieczne. To zbieżność, a nie pojedynczy przełom, otworzyła bramę dla Edge AI.

Decentralizacja inteligencji jest odpowiedzią na konkretne doświadczenie z ostatniej dekady. Architektura cloud-centric IoT ujawniła swoje słabości: ogromne ilości danych ze źródeł rozproszonych po całym świecie generowały wąskie gardła w przepustowości, rosnące koszty transmisji i – co krytyczne – niemożność sensownej reakcji w sytuacjach wymagających decyzji w ułamkach sekund. Branża odpowiedziała nie likwidacją chmury, lecz usunięciem niepotrzebnej zależności od niej.

Eksplozja danych to wreszcie argument czysto fizyczny. Nowoczesny pojazd bez napędu autonomicznego wyposażony jest średnio w sto czujników współpracujących z trzydziestoma do pięćdziesięciu mikrosterownikami, które uruchamiają łącznie około milion linii kodu i generują szacunkowo jeden terabajt danych na pojazd na dobę. Wysyłanie tego wszystkiego do chmury nie jest już kwestią wyboru architektury – jest fizycznie i ekonomicznie niewykonalne.

Mapa pojęć: Edge AI, Endpoint AI, TinyML

Terminologia w tej dziedzinie jest niespójna – różne źródła używają tych samych słów w różnych znaczeniach. Dla potrzeb tego opracowania przyjmujemy hierarchię, która odzwierciedla fizyczne miejsce przetwarzania danych i skalę zasobów obliczeniowych.



Rysunek 1. Schemat pokazuje, jak model TinyML jest osadzony w urządzeniu edge: dane z czujników → lokalny model → decyzja. Wybór modelu zależy od zadania i dostępnych zasobów sprzętowych. Źródło: Tiny Machine Learning and On-Device Inference: A Survey Heydari S., Mahmoud Q.H. | Sensors 2025, 25(10), 3191 | doi: 10.3390/s25103191 | CC BY 4.0

Edge AI to pojęcie najszersze – obejmuje wszelkie przetwarzanie danych przy użyciu algorytmów sztucznej inteligencji realizowane poza centrum danych, możliwie blisko miejsca ich powstawania. W tym sensie Edge AI to paradygmat architektoniczny, nie konkretna technologia.

Endpoint AI (albo On-Device AI) zawęża tę definicję do urządzeń końcowych – tych, które faktycznie wchodzą w interakcję ze światem fizycznym: czujniki, kamery, mikrofony, silniki. Inferencja odbywa się bezpośrednio na procesorze urządzenia, bez wysyłania surowych danych do zewnętrznego serwera.

eprasa.pl b9ff2b3523

TinyML to najbardziej rygorystyczna kategoria: uczenie maszynowe uruchamiane na sprzęcie z ekstremalnie ograniczonymi zasobami. Formalna definicja zakłada działanie przy poborze mocy poniżej 1 mW, z pamięcią SRAM rzędu 32...512 kB i pamięcią Flash poniżej 1 MB. Urządzenia TinyML z reguły nie mają systemu operacyjnego ani sprzętowego akceleratora zmiennoprzecinkowego – cała inteligencja musi zmieścić się w oprogramowaniu firmware.

Definicja robocza: trzy poziomy

EDGE AI – AI poza centrum danych, na dowolnym sprzęcie przy brzegu sieci

ENDPOINT AI/ON-DEVICE AI – AI bezpośrednio na urządzeniu końcowym

TinyML – AI na mikrokontrolerach: <1 mW, <1 MB Flash, 32...512 kB SRAM

Każdy poziom to podzbiór poprzedniego. W tym opracowaniu koncentrujemy się na Endpoint AI i TinyML.

Trzy architektury inferencji – i kiedy każda ma sens

Decyzja 'chmura czy urządzenie' rzadko jest binarna. W praktyce inżynierowie dysponują spektrum rozwiązań, których wybór zależy od konkretnych wymagań aplikacji: tolerancji na opóźnienia, wymagań prywatności, dostępności sieci i budżetu obliczeniowego.

Inferencja on-device to podejście, w którym cały model ML – zarówno ekstrakcja cech, jak i klasyfikacja – działa na tym samym urządzeniu, co sensory zbierające dane. Zapewnia to minimalną latencję transmisji i najniższe ryzyko wycieku danych. Wadą jest ograniczenie do modeli, które fizycznie mieszczą się w dostępnej pamięci. Modele zbyt duże dla urządzenia po prostu nie wchodzą w grę.

Inferencja serwerowa (cloud inference) deleguje cały model na zewnętrzny serwer. Urządzenie przesyła surowe lub wstępnie przetworzone dane i czeka na wynik. Przy dostępnym połączeniu sieciowym i tolerancji na latencję powyżej 0,3 sekundy podejście to jest uzasadnione – zwłaszcza gdy model jest zbyt złożony lub zbyt często aktualizowany, żeby wdrażać go w firmware.

Inferencja kooperatywna (cooperative inference) to rozwiązanie pośrednie: wstępna ekstrakcja cech odbywa się na urządzeniu edge, natomiast właściwa klasyfikacja lub predykcja – na serwerze. Urządzenie przesyła wektory cech, nie surowe dane sensoryczne, co znacząco redukuje objętość transmisji i ryzyko naruszenia prywatności. Złożoność tego rozwiązania jest jednak wyższa: wymaga starannego podziału modelu i zarządzania dwoma środowiskami wykonania.

Badania wskazują, że przy ograniczeniu latencji do 0,3 sekundy lub mniej inferencja on-device jest porównywalna z podejściami serwerowymi i kooperatywnymi pod względem dokładności i zużycia energii. Przy łagodniejszych wymaganiach czasowych (powyżej 1 sekundy) podejścia oparte na serwerze wykazują przewagę energetyczną. Ta obserwacja daje inżynierowi praktyczną regułę: jeśli aplikacja wymaga odpowiedzi w czasie krótszym niż 300 ms – inferencja on-device jest naturalnym wyborem.

Tabela 2. Trzy architektury inferencji – porównanie. Opracowanie własne na podstawie: Heydari i Mahmoud, Sensors 2025

Architektura	Latencja	Prywatność	Złożoność modelu	Działanie offline
On-device (TinyML)	0...5 ms	maksymalna	ograniczona	pełne
Kooperatywna	5...100 ms	wysoka	średnia	częściowe
Serwerowa (chmura)	10...500 ms	niska	nieograniczona	brak

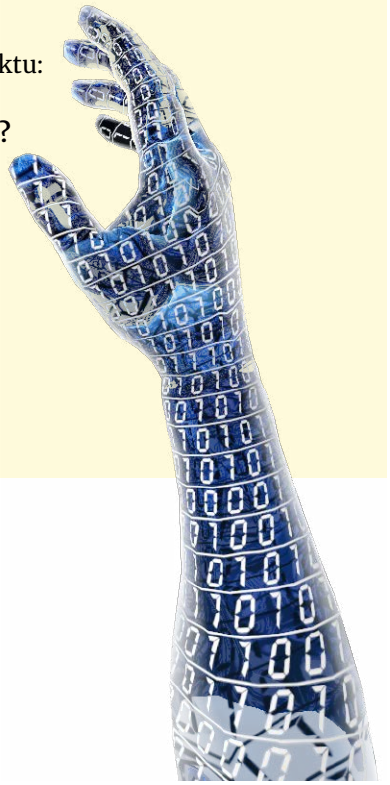


eprasa.pl b9ff2b3523

Pytania do projektu

Zanim przejdziesz dalej, odpowiedz sobie na trzy pytania dotyczące Twojego projektu:

1. **Jaka jest maksymalna akceptowalna latencja inferencji w Twojej aplikacji?**
   < 5 ms → rozważ tylko inferencję on-device
   5...300 ms → masz wybór między on-device a kooperatywną
   > 300 ms → wszystkie trzy architektury są technicznie możliwe
2. **Czy dane przetwarzane przez system są wrażliwe prywatnie lub prawnie?**
   TAK → inferencja on-device silnie preferowana
3. **Czy urządzenie musi działać bez połączenia z siecią?**
   TAK → tylko inferencja on-device lub kooperatywna z buforem lokalnym



Co to oznacza dla inżyniera elektronika

Zmiana paradygmatu z cloud-centric na edge-centric ma konkretne konsekwencje projektowe, które inżynier odczuwa przy biurku, nie w sali konferencyjnej.

Po pierwsze, decyzja o wyborze mikrokontrolera lub procesora musi uwzględniać wymagania modelu ML jeszcze przed napisaniem pierwszej linii kodu. Wybór MCU o 128 kB SRAM przy późniejszym odkryciu, że model potrzebuje 512 kB, oznacza przeprojektowanie płytki. Co-design sprzętu i algorytmu przestaje być zaleceniem, staje się koniecznością.

Po drugie, optymalizacja modeli – kwantyzacja, przycinanie sieci, destylacja wiedzy – staje się umiejętnością firmware developera, nie tylko badacza AI. Modele, które w środowisku chmurowym zajmują setki megabajtów, muszą zostać skompresowane do kilkudziesięciu kilobajtów bez niedopuszczalnej utraty dokładności. Jak pokazują badania, techniki takie jak kwantyzacja (redukcja precyzji wag z 32-bitowej do 8-bitowej lub mniejszej) mogą osiągnąć wskaźniki kompresji rzędu 49×, zachowując akceptowalną dokładność.

Po trzecie, architektura bezpieczeństwa systemu musi być projektowana od zera inaczej niż w tradycyjnym IoT. Dane, które nie opuszczają urządzenia, nie są narażone na przechwycenie w drodze do chmury. To fundamentalna zmiana modelu zagrożeń – i szansa na projektowanie systemów, które z natury rzeczy są bezpieczniejsze.

Podsumowanie

Migracja inteligencji z chmury na urządzenia końcowe nie jest trendem – jest odpowiedzią na fizyczne i ekonomiczne ograniczenia architektury cloud-centric. Tradycyjny IoT wprowadza latencję rzędu 10...500 ms i uzależnia działanie systemu od niezawodności sieci. TinyML redukuje czas inferencji do 0...5 ms, eliminuje zależność od łączności i minimalizuje ryzyko naruszenia prywatności – kosztem ograniczonej złożoności modeli i konieczności ich starannej optymalizacji.

Dla inżyniera elektronika ten shift oznacza konkretną zmianę w sposobie myślenia o architekturze systemu: wybór procesora musi uwzględniać wymagania modelu ML, optymalizacja sieci neuronowych wchodzi w zakres kompetencji firmware developera, a projektowanie bezpieczeństwa zaczyna się od założenia, że dane nie opuszczają urządzenia.

Kolejny rozdział pyta, jak daleko zaszedł sprzęt – i czy mikroskopijne komputery wbudowane w urządzenia elektroniczne są już wystarczająco silne, żeby naprawdę myśleć.

Pracownia Konstrukcyjna

Źródła:

[1] Heydari S., Mahmoud Q.H. Tiny Machine Learning and On-Device Inference: A Survey of Applications, Challenges, and Future Directions. Sensors 2025, 25(10), 3191. doi: 10.3390/s25103191 – sekcje 1, 2.1, 2.3.
[2] Abou Ali M., Dornaika F. Edge Artificial Intelligence: A Systematic Review of Evolution, Taxonomic Frameworks, and Future Horizons. arXiv 2510.01439, 2025 – taksonomia warstw Edge AI.
[3] Renesas Electronics/EE World. Shaping the Future with Embedded AI. Digital Ebook, 2025 – megatrendy AIoT, dane rynkowe.
[4] Liu S. et al. Energy-Efficient Optimal Mode Selection for Edge AI Inference. IEEE Trans. Mob. Comput. 2024, 23, 14248–14262 – porównanie latencji architektur inferencji [za: Heydari 2025].

eprasa.pl b9ff2b3523

Oscyloskopy 2026 – od lampy Brauna do 12 bitów, część 1

Oscyloskop towarzyszy elektronikom od końca XIX wieku, ale to, co dziś stoi na stole konstruktora, ma niewiele wspólnego z urządzeniem, na którym uczono nas pomiarów na studiach. Lampę kineskopową zastąpił LCD, miejsce mechanicznych potencjometrów zajęły enkodery i menu ekranowe, a obok klasycznego przebiegu napięcia w funkcji czasu pojawiły się dekodery I^2C/SPI, analiza FFT realizowana sprzętowo i pomiary mocy. W ostatnich kilku latach do segmentu budżetowego weszły 12-bitowe przetworniki ADC – cecha, która jeszcze niedawno była zarezerwowana dla najwyższej półki. Ten artykuł ma dwa cele: przypomnieć wiedzę, którą czytelnik wyniósł ze studiów, i dołożyć warstwę tego, co zmieniło się w ostatnich kilkunastu latach. Artykuł składa się z trzech części, publikowanych w trzech kolejnych wydaniach EP.

Po co jeszcze jeden artykuł o oscyloskopach

Przeglądając dostępne dziś materiały dydaktyczne, można odnieść wrażenie, że temat jest wyczerpany: klasyczne tutoriale Tektroniksa, Keysighta i Rohde & Schwarza zawierają komplet podstaw, a w internecie znajdziemy dziesiątki kursów dla początkujących. W praktyce inżynierskiej widać jednak wyraźną lukę. Z jednej strony jest „oscyloskop ze studiów" – zwykle analogowy lub wczesny DSO, omówiony pod kątem toru pionowego, podstawy czasu i wyzwalania. Z drugiej – oscyloskop współczesny, w którym 12-bitowy ADC, segmentowa pamięć akwizycji, dekodowanie protokołów i analiza widmowa są oczywistym standardem nawet w klasie poniżej 10 000 zł. To repetytorium ma wypełnić tę lukę: wrócić do fundamentów i nałożyć na nie warstwę zmian z ostatniej dekady.

Co znajdziesz w kolejnych rozdziałach

Część 1

- **Rozdział 1.** Krótka historia oscyloskopów
- **Rozdział 2.** Architektura współczesnego DSO – tor pionowy, ADC i pamięć akwizycji.

Część 2

- **Rozdział 3.** Próbkowanie, wyzwalanie i akwizycja – w tym tryby high-resolution i pamięć segmentowa.
- **Rozdział 4.** Sondy i integralność sygnału – co realnie ogranicza nam pomiar.

Część 3

- **Rozdział 5.** 12 bitów i MSO w klasie budżetowej – co naprawdę zmieniło się w latach 2020–2026.
- **Rozdział 6.** Praktyka konstruktora i porównanie modeli reprezentatywnych dla 2026 r.

Punktem wyjścia są klasyczne noty aplikacyjne producentów – „Oscilloscope Fundamentals" Keysighta (AN 5989-8064), „XYZs of Oscilloscopes" Tektroniksa oraz „Oscilloscope Fundamentals" R&S, uzupełnione o nowsze materiały dotyczące architektur wysokorozdzielczych (white paper „Comparing High Resolution Oscilloscope Design Approaches" Teledyne LeCroy). Tam, gdzie obraz rynku 2026 wymaga osadzenia w realiach, sięgamy po przeglądy branżowe – w tym artykuł EE Times Asia „Oscilloscopes Undergoing Significant Tech Transformation" oraz poradniki Distrelec i Tespol.

Zakres i konwencja

Tekst dotyczy oscyloskopów ogólnego przeznaczenia w trzech klasach: budżetowej (hobby/edukacja), inżynierskiej (laboratorium konstruktora) oraz R&D/hi-res. Pomijamy celowo specjalistyczne oscyloskopy próbkujące (*sampling scopes*) o pasmach >50 GHz oraz analizatory czasu rzeczywistego zorientowane na RF (RTSA), tą niszową tematyką zajmiemy się przy innej okazji. Schematy blokowe i wzory podajemy w postaci tylko niezbędnej dla zrozumienia konsekwencji praktycznych – po szczegóły matematyczne odsyłamy do oryginalnych dokumentów producentów.

Konwencja terminologiczna: stosujemy polskie odpowiedniki (pasmo, próbkowanie, akwizycja, wyzwalanie), z angielskimi określeniami w nawiasach przy pierwszym wystąpieniu. Wartości katalogowe podajemy tak, jak w danych katalogowych (*datasheetach*) producentów – z wyraźnym rozdzieleniem wartości typowych i gwarantowanych.

eprasa.pl b9ff2b3523

ROZDZIAŁ 1. Krótka historia oscyloskopów

Historia oscyloskopu składa się z dwóch równoległych nurtów: zapisu mechanicznego (oscylograf z piórem na papierze) oraz wizualizacji elektronowej za pomocą lampy katodowej (CRT – *Cathode Ray Tube*). Ten drugi nurt – który ostatecznie wygrał – rozpoczął się dokładnie w 1897 roku w Strasburgu.

Przed lampą katodową: mechaniczne oscylografy

Pierwsze próby graficznego zapisu przebiegów elektrycznych pochodzą jeszcze z XIX wieku. Francuski fizyk André Blondel zaprezentował w 1893 r. oscylograf elektromechaniczny – urządzenie z atramentowym piórem zamocowanym na cewce w polu magnetycznym, kreślące przebieg na przesuwanym papierze. Konstrukcja przypominała współczesny sejsmograf i miała bardzo ograniczone pasmo. Niedługo potem podobne rozwiązania rozwijał William Duddell.

Krokiem w stronę większych częstotliwości była redukcja masy elementu pomiarowego – z pióra na małe lustro oscylacyjne. Wiązka światła odbita od lustra trafiała na papier fotograficzny lub ruchomą taśmę filmową, co pozwalało zapisywać sygnały o paśmie sięgającym kilku kHz. Tego typu rozwiązania używane były w laboratoriach połowy dwudziestego wieku do zapisu wielokanałowego, jednak fundamentalne ograniczenie – masa mechaniczna układu pomiarowego – nie pozwalało wejść w obszar rzeczywiście wysokich częstotliwości. Termin „oscyloskop” w obecnym znaczeniu pojawił się w literaturze w 1907 r.

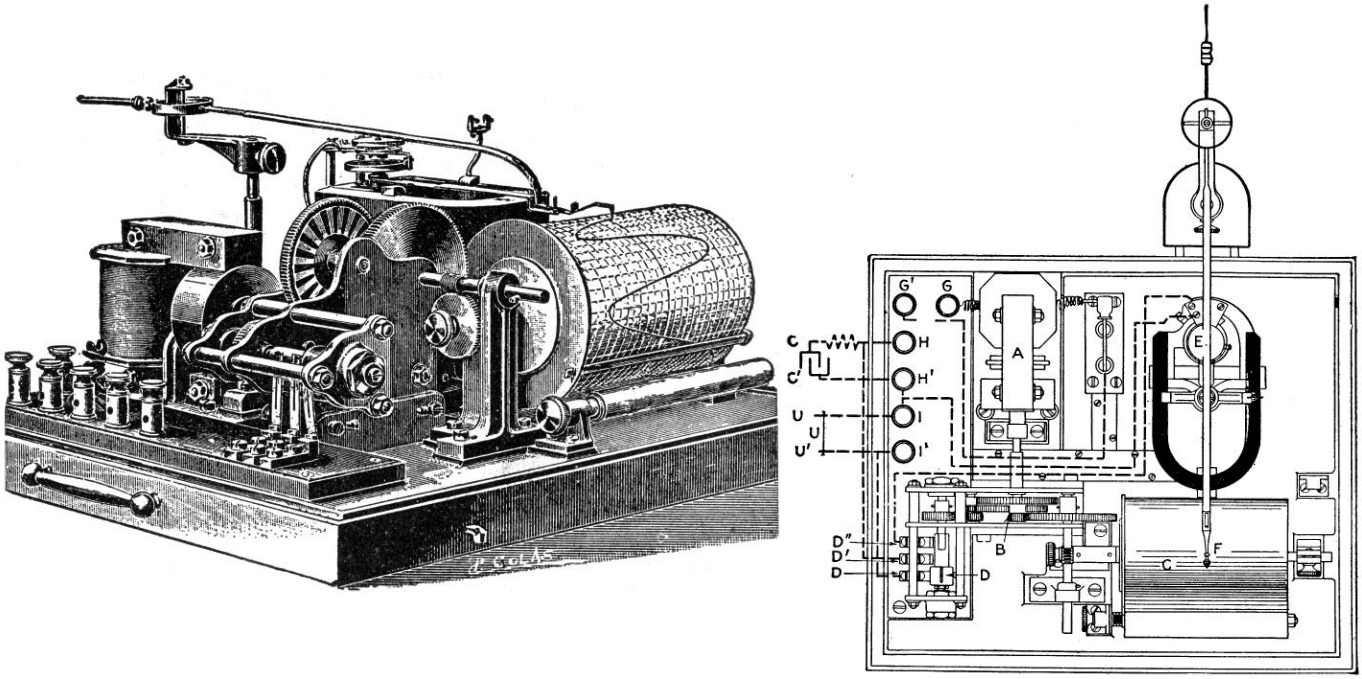
1897: Karl Ferdinand Braun i lampa katodowa



Rysunek 2. Karl Ferdinand Braun (1850–1918) – tworca pierwszej lampy oscyloskopowej, laureat Nagrody Nobla z fizyki 1909. Źródło: Wikimedia Commons (domena publiczna)

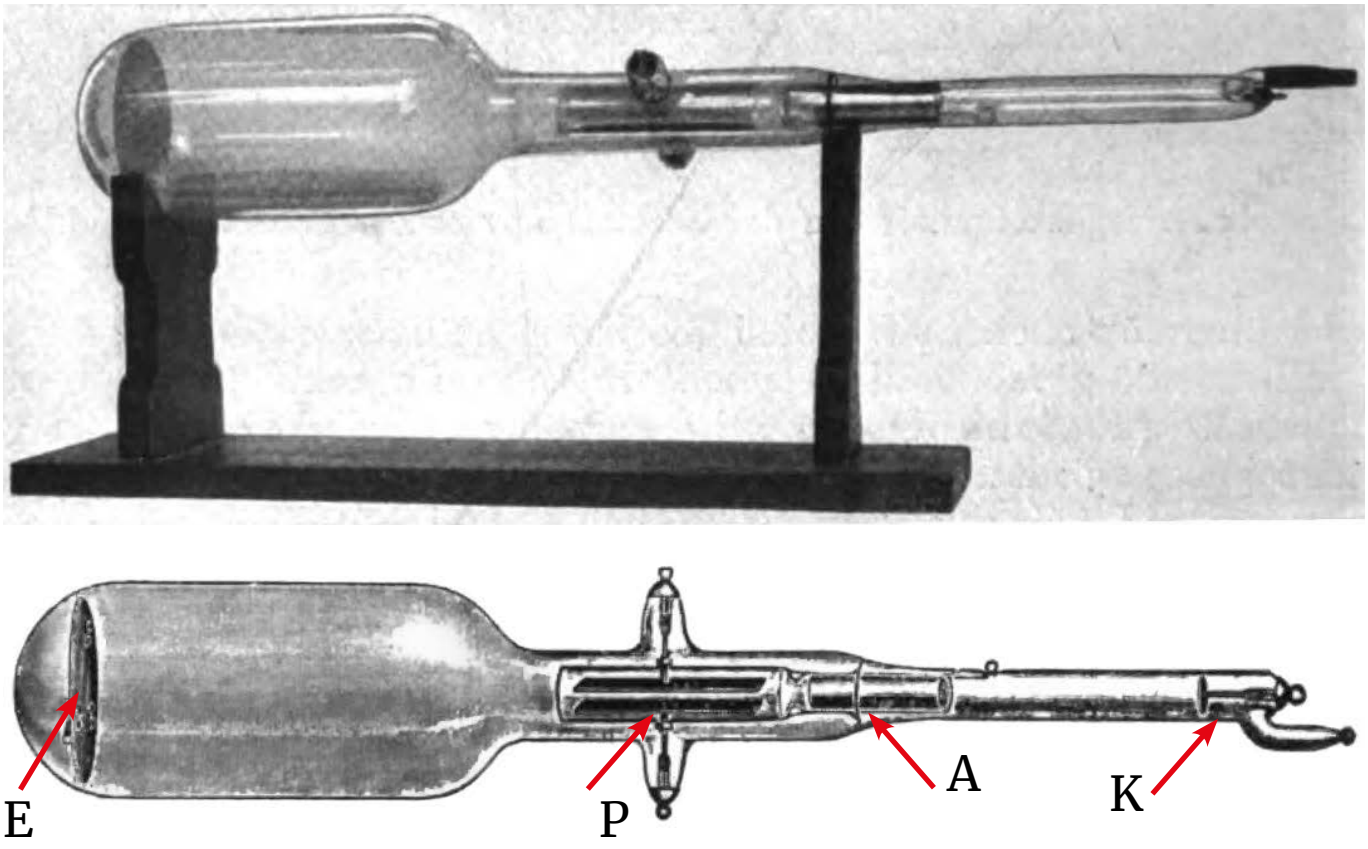
Karl Ferdinand Braun, kierując Instytutem Fizyki Uniwersytetu w Strasburgu, opublikował w „Annalen der Physik” w 1897 r. opis nowego przyrządu do badania prądów wysokich częstotliwości. Idea była prosta: na końcu lampy próżniowej naniesiono fluorescencyjną warstwę, a strumień elektronów emitowany z katody odchylano polem elektrycznym (i magnetycznym), by „rysować” przebieg na ekranie. Pierwsze lampy Brauna wymagały napięć przyspieszających rzędu 20...30 kV, miały zimną katodę i dość ograniczoną stabilność. Odchylanie poziome realizowano w pierwotnej wersji za pomocą obracającego się lustra przed ekranem – Braun mógł odchylać wiązkę tylko w jednej osi.

W 1899 r. Jonathan Zenneck, asystent Brauna, dodał płytki kształtujące wiązkę i wprowadził pole magnetyczne do odchylania w drugiej osi. Termiczna emisja elektronów (z podgrzewanej katody) pozwoliła pod koniec lat 20. obniżyć napięcie pracy do kilkuset woltów, a w 1931 r. Vladimir Zworykin opisał w pełni szczelną, wysokopróżniową lampę z termoemiterem. Dopiero ta konstrukcja – stabilna i powtarzalna – pozwoliła



Rysunek 1. Oscylograf Blondela/Hospitalier Ondograph – mechaniczny zapis przebiegów. Źródło: Wikimedia Commons (domena publiczna)

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 3. Oryginalna lampa Brauna z 1897 r. (K – katoda, A – anoda, P – płyty odchylające, E – ekran fluorescencyjny). Źródło: Wikimedia Commons (domena publiczna)

firmie General Radio zbudować oscyloskop, który wyszedł poza laboratorium akademickie.

1946: Tektronix 511 i przełom wyzwalania

Lampa Brauna i jej następcy z lat 30. mieli jeden uciążliwy problem: niestabilny obraz. Podstawa czasu była niesynchronizowana z sygnałem – generator piłokształtny biegł swobodnie, a obraz przebiegu okresowego „dryfował" po ekranie. Rozwiązaniem było dodanie do generatora podstawy czasu układu porównawczego, którego wyzwolenie zależało od progu sygnału wejściowego. Ten pomysł – wyzwalanie sterowane sygnałem (*triggered sweep*) – Howard Vollum poznał w czasie wojny w Niemczech, gdzie podobne układy stosowano w systemach radarowych. Po wojnie wraz z Melvinem Murdockiem założył w 1946 r. firmę Tektronix i rok później wprowadził na rynek model 511.

Czym różni się oscylograf od oscyloskopu?

Termin „oscylograf" (zaproponowany przez Blondela w 1893 r.) odnosi się historycznie do urządzenia z mechanicznym zapisem przebiegu na papierze lub kliszy fotograficznej. „Oscyloskop", używany od ok. 1907 r., dotyczy urządzenia, które wyświetla przebieg w czasie rzeczywistym na ekranie luminescencyjnym – pierwotnie CRT (*Cathode Ray Tube*), dziś LCD (*Liquid Crystal Display*). W literaturze polskiej oba terminy bywały używane wymiennie, ale formalnie oscylograf zapisuje, oscyloskop pokazuje. Po wyparciu zapisu mechanicznego przez DSO (*Digital Signal Oscilloscope*) oba terminy w praktyce się zlały.



Rysunek 4. Tektronix 511 (1947) – pierwszy oscyloskop ze stabilnym wyzwalaniem (triggered sweep). Pasmo 10 MHz, masa ok. 30 kg, cena 795 USD. Źródło: https://w140.com/tekwiki/wiki/511

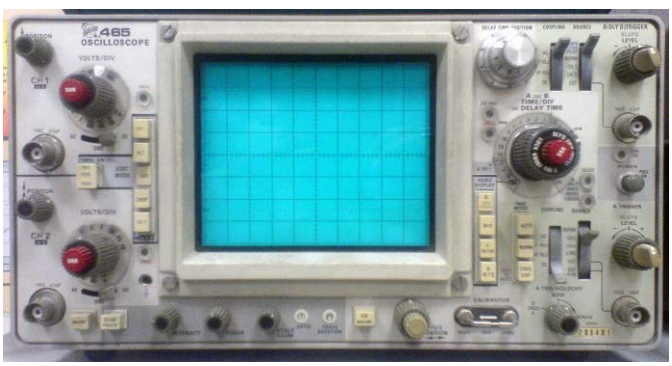
eprasa.pl b9ff2b3523

Tektronix 511 miał pasmo 10 MHz, ważył ok. 30 kg i kosztował 795 USD (równowartość ok. 10 000 USD w cenach bieżących). Z dzisiejszej perspektywy parametry wydają się skromne, ale zmiana jakościowa była gigantyczna: po raz pierwszy można było uzyskać stabilny, kalibrowany obraz przebiegu okresowego, mierzyć czasy narastania, częstotliwości i fazy bez „łapania" obrazu w locie. To wyzwalanie zrobiło z oscyloskopu narzędzie pomiarowe, a nie demonstracyjne. Do końca lat 50. Tektronix zdominował rynek oscyloskopów laboratoryjnych, a model 511 stał się archetypem konstrukcji, którą rozwijano przez następne dekady.

Lata 50.–70.: złota era oscyloskopu analogowego

W latach 50. i 60. Tektronix wprowadził dwa rozwiązania, które długo definiowały rynek. Pierwszym był system pluginów – wymiennych modułów wejściowych i podstawy czasu w jednej obudowie (serie 530/540, później 7000). Drugim była lampa pamięciowa o bezpośrednim podglądzie (DVBST – *Direct View Bistable Storage Tube*) wprowadzona w 1963 r., która po raz pierwszy pozwoliła obejrzeć pojedynczy nieperiodyczny impuls bez fotografowania ekranu. Najbardziej zaawansowane konstrukcje analogowe – jak Tek 7104 z lampami z płytkami mikrokanalikowymi (*micro-channel plates*) – osiągały pasmo 1 GHz.

Na rynku pojawiły się również oscyloskopy Hewlett-Packard (od modeli 130A i 150A z 1956 r., później oscyloskopy próbkujące) oraz brytyjski A. C. Cossor z pierwszymi oscyloskopami dwukanałowymi z lat 30. W okresie powojennym znaczącymi graczami była również firma DuMont – którą Tektronix wyprzedził w pozycji lidera ok. 1954 r. – oraz Hewlett-Packard, początkowo nastawiony na inne segmenty, lecz w latach 60. budujący własne oscyloskopy próbkujące. Klasycznym symbolem tej epoki dla wielu inżynierów pozostaje Tektronix 465 z lat 70. – przenośny, dwukanałowy, 100 MHz – który w wielu polskich laboratoriach pracował jeszcze w XXI wieku.



Rysunek 5. Tektronix 465 – klasyczny analogowy oscyloskop dwukanałowy 100 MHz z lat 70., szeroko opisywany jako „wzorzec" inżynierski epoki analogowej. Źródło: By Elborgo – Own work, CC BY 3.0, https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=2841283

1971–1985: narodziny DSO

Przełom cyfrowy w oscyloskopach nastąpił w dwóch krokach. Pierwszym był pierwszy oscyloskop z cyfrowym zapisem – Nicolet Explorer I z 1972 r., zbudowany przez Nicolet Test Instrument z Madison (Wisconsin). Wykorzystywał on wolny przetwornik analogowo-cyfrowy 1 MSa/s i 12-bitowy, przeznaczony głównie do analizy drgań i sygnałów medycznych. Drugim – i znacznie bardziej brzemiennym w skutki – krokiem był pierwszy DSO (*Digital Storage Oscilloscope*) o paśmie odpowiednim dla elektroniki, opracowany przez Waltera LeCroy'a po doświadczeniach z budowaniem szybkich digitizerów dla CERN-u. LeCroy zaoferował wtedy DSO model 9400 (1985) o paśmie 175 MHz, 200 MS/s i 8-bitowej rozdzielczości – do dziś standard rozdzielczości w klasycznych konstrukcjach DSO.

Od początku lat 80. cyfrowe oscyloskopy z lampą zastępowaną przez ekran rastrowy zaczęły wypierać konstrukcje analogowe. Kluczowe powody: możliwość zapisu pojedynczych zdarzeń (*single-shot*), pre-trigger (oglądanie sygnału sprzed wyzwolenia), elastyczne pomiary numeryczne i postanaliza FFT. Po roku 2000 udział oscyloskopów analogowych w nowo sprzedawanych urządzeniach zmalał do niszowych zastosowań edukacyjnych i kolekcjonerskich – dziś trzej najwięksi światowi producenci to Keysight, Tektronix i Teledyne LeCroy, a szybkie wejście na rynek azjatyckich marek (Rigol, Siglent, UNI-T) sprawiło, że bariera cenowa wejścia do segmentu DSO zeszła do kilkuset złotych.

Do tego obrazu rynku oscyloskopowego trzeba dorzucić jeszcze jedną firmę, która do segmentu DSO dołączyła stosunkowo późno, ale dziś jest jednym z czterech globalnych liderów. Niemiecka Rohde & Schwarz powstała w 1933 r. w Monachium i przez dziesięciolecia specjalizowała się w aparaturze pomiarowej dla łączności radiowej i RF. Własnych oscyloskopów R&S nie produkowała – obecność w tej kategorii uzyskała dopiero w 2005 r., przejmując niemiecką firmę HAMEG, znaną głównie z dydaktycznych i serwisowych oscyloskopów obecnych w niemieckich szkołach technicznych i uniwersytetach od 1957 r.

Punktem zwrotnym był rok 2010, kiedy R&S wprowadziła na rynek własne, zaprojektowane od podstaw rodziny oscyloskopów: high-endową serię RTO (1 i 2 GHz, 10 GSa/s, oparta na własnym ASIC-u w technologii 90 nm) oraz uniwersalną serię RTM (do 500 MHz). RTO była pierwszym oscyloskopem na rynku z całkowicie cyfrowym układem wyzwalania – w klasycznej architekturze trigger jest analogowy i pracuje na własnej ścieżce sygnałowej, co generuje jitter wyzwalania. W RTO trigger i akwizycja korzystają z tej samej, cyfrowej ścieżki sygnału, dzieląc wspólną podstawę czasu. Marka HAMEG była przez kilka lat utrzymywana jako oddzielna linia, ale w latach 2014–2016 została w pełni

eprasa.pl b9ff2b3523



Siedziba Spółdzielni Pracy RADIOTECHNIKA – Wrocław, lata 60. (źródło: https://rtserwis.com/historia/)

Polski wątek – oscyloskopy z Wrocławia i z Warszawy (1952–lata 90.)

Polska elektronika powojenna miała własną gałąź konstrukcji oscyloskopowych, choć przez cały okres pozostawała 5...10 lat za czołówką światową – ograniczeniem nie były zwykle pomysły konstruktorów, lecz dostęp do podzespołów. Pierwszy polski oscyloskop katodowy OKR-1 powstał w 1952 r. w Spółdzielni Pracy Radiotechnika we Wrocławiu (założonej w 1947 r. przez przedwojennych pracowników wileńskiej fabryki Elektrit). Po nim Radiotechnika produkowała kolejne modele: OKR-2 (1954–55), OK-6 (1957–63), a w latach 60. małe oscyloskopy dydaktyczno-serwisowe serii OK-9U, OK-12 i OK-14 o paśmie kilku MHz – odpowiedniki popularnego potem Mini 4 produkowanego w warszawskim Zakładzie Doskonalenia Zawodowego.

Drugim ważnym ośrodkiem były Zakłady Radiowe im. Marcina Kasprzaka (ZRK) w Warszawie, działające w latach 1949–1999 i wchodzące w skład Zjednoczenia Przemysłu Elektronicznego UNITRA. W ZRK powstały oscyloskopy uznawane za polski „high-end" przełomu lat 60. i 70.: OS-102 i OS-150. Ten drugi miał pasmo 60 MHz przy wkładce jednokanałowej (krótkie wyprowadzenia płytek odchylających na boku lampy zamiast standardowego cokołu istotnie ograniczyły szkodliwe pojemności), modułową architekturę z wymiennymi wkładkami wejściowymi (jedno-, dwu- i czterokanałową) oraz – jak wspominają użytkownicy – charakterystyczną L-kształtną linię opóźniającą zwiniętą z kabla koncentrycznego, biegnącą przez całą wysokość obudowy. OS-150 ważył kilkadziesiąt kilogramów i kosztował na tyle dużo, że pozostawał głównie domeną instytutów i uczelni; w prywatnych pracowniach radioamatorskich pozostawał obiektem westchnień.

W latach 70. Radiotechnika (działająca pod znakami KABID-Radiotechnika i ZAE-Radiotechnika) wprowadziła serię ST-315/315A – jednokanałowe oscyloskopy o paśmie ok. 10 MHz, popularne w warsztatach RTV i serwisach. Lata 80. to w polskiej produkcji serie KR (m.in. KR-7001A, KR-7203, KR-7401, KR-4701) i DT (DT-3100, DT-4200, DT-5100, DT-5200, DT-6620), w tym oscyloskopy pamięciowe wykorzystujące lampy B13S13 oraz 4-kanałowe konstrukcje z lupą czasową. Z lat 70.–80. pochodzi też OSA-601, oscyloskop sygnowany skrótem BUTJ (Biuro Urządzeń Techniki Jądrowej); modele OSA-601 są dziś poszukiwane przez muzeum Radiotechniki we Wrocławiu).

Polska produkcja oscyloskopowa wygasła w latach 90. wraz z transformacją ustrojową i otwarciem rynku – Radiotechnika kontynuuje działalność do dziś jako Radiotechnika Serwis i Radiotechnika Marketing, ale w obszarach niezwiązanych już z konstrukcją oscyloskopów. Mimo to polski wątek warto pamiętać: konstrukcje ZRK i Radiotechniki przez kilka dekad stanowiły realne wyposażenie laboratoriów uczelnianych w Polsce, a wiele egzemplarzy OS-150, OK-12 czy KR-7203 nadal pracuje – lub przynajmniej daje się uruchomić – w prywatnych warsztatach pasjonatów.

UNITRA

Cyfrowy trigger, czyli o co chodziło w R&S RTO 2010

W tradycyjnym oscyloskopie analogowy układ wyzwalania porównuje sygnał wejściowy z poziomem progu, a następnie startuje akwizycję. Trigger żyje na własnej ścieżce sygnału, równolegle do toru akwizycyjnego. W praktyce oznacza to dwa problemy: (a) jitter wyzwalania na poziomie kilku ps, bo dwie ścieżki nie są idealnie zsynchronizowane, oraz (b) pewna „ślepa" frakcja w cyklu akwizycji, w której oscyloskop w ogóle nie patrzy na sygnał (klasycznie ok. 0,5%).

R&S w RTO odwróciła ten układ: trigger jest cyfrowy, pracuje na danych wychodzących z ADC, dzieli ścieżkę sygnałową i podstawę czasu z akwizycją. Konsekwencje praktyczne: bardzo niski jitter wyzwalania, dokładne odniesienie czasowe między triggerem a próbkami i akwizycja w czasie rzeczywistym sięgająca znacznie wyższego procentu cyklu. To jeden z mechanizmów, który pozwala wyłapywać rzadkie zdarzenia jednorazowe.

zintegrowana i wszystkie oscyloskopy są dziś sprzedawane wyłącznie pod znakiem Rohde & Schwarz.

W kolejnych latach R&S poszerzyła ofertę w dół – w 2017 r. pojawiła się seria RTB2000 z 10-bitowym ADC, pojemnościowym ekranem dotykowym 10" i pamięcią 10 Mpts/kanał (160 Mpts w trybie segmentowym) – a także w górę, do oscyloskopów MXO z 12-bitowym przetwornikiem opisanych w dalszych częściach repetytorium. Z perspektywy konstruktora EP najistotniejsze jest to, że R&S w segmencie do 1 GHz dziś realnie konkuruje z Keysight i Tektronixem, a 10-bitowy RTB2000 (a wcześniej HAMEG HMO) bywa praktycznym wyborem do laboratoriów uczelnianych i działów R&D.

Oś czasu i spojrzenie do przodu

Patrząc na rozwój oscyloskopu z lotu ptaka, daje się wskazać kilka okresów charakterystycznych. Od końca XIX w. do II wojny światowej dominowały konstrukcje laboratoryjne z lampą Brauna i niestabilną podstawą czasu. Druga połowa lat 40. i lata 50....70. to złota era analogu z wyzwalaniem stabilnym – Tektronix, później HP. Lata 80. i 90. to powolne wypieranie analogu przez DSO z 8-bitowym ADC i ekranem rastrowym. Lata 2000. wprowadziły kolorowe ekrany TFT, dotyk i głębokie (o dużej pojemności) pamięci akwizycji. Lata 2010. – fosforowe

Trzy „kamienie milowe" oscyloskopu w jednym akapicie

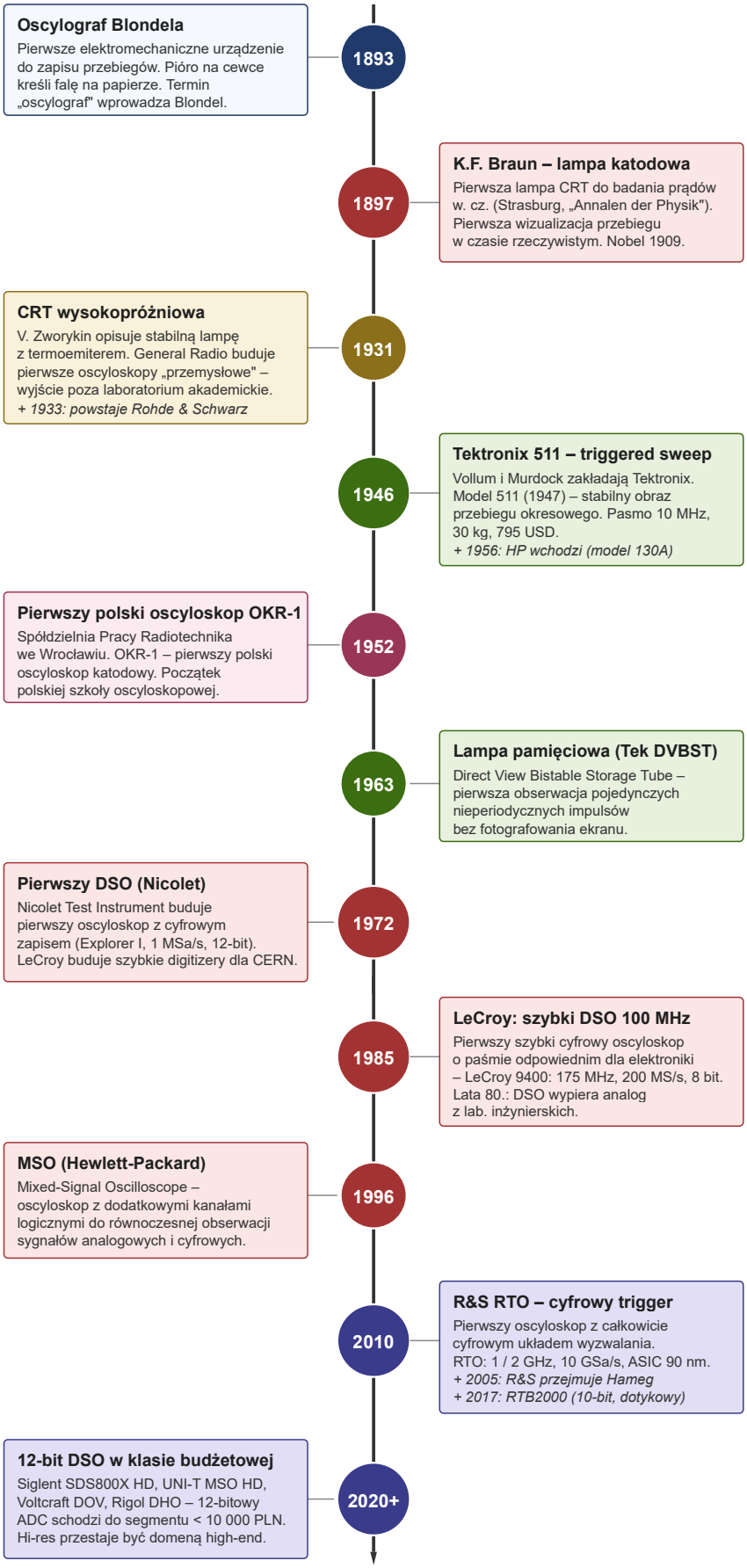
- 1897 – lampa Brauna (CRT) jako pierwsza wizualizacja przebiegu w czasie rzeczywistym.
- 1947 – Tektronix 511: triggered sweep (synchronizacja przebiegu przez wyzwalanie podstawy czasu) jako fundament pomiaru kalibrowanego.
- 1985 – pierwszy szybki DSO LeCroy (100 MHz, 8 bit) jako początek epoki cyfrowej.

Dwie późniejsze fale, których konsekwencje opisujemy w dalszych częściach: ekran kolorowy i menu ekranowe (lata 2000.) oraz 12-bitowe ADC w klasie budżetowej (lata 2020–2026).

eprasa.pl b9ff2b3523

Oś czasu rozwoju oscyloskopu

Od oscylografu mechanicznego (1893) do 12-bitowego DSO w klasie budżetowej (2020+)



Rysunek 7. Oś czasu rozwoju oscyloskopu z kluczowymi kamieniami milowymi (1893–2026). Źródła: Wikipedia („History of the oscilloscope", „Tektronix", „Rohde & Schwarz"); rtserwis.com (Radiotechnika); allaboutcircuits.com; microwavejournal.com; Opracowanie graficzne: redakcja Elektroniki Praktycznej.

eprasa.pl b9ff2b3523

DSO (DPO – *Digital Phosphor Oscilloscope*) z analizą gęstości próbek symulującą zachowanie analogowej lampy P31. Wreszcie lata 2020.: 12-bitowe ADC, MSO (*Mixed Signal Oscilloscope*) ze zintegrowanymi kanałami logicznymi i dekodowaniem protokołów schodzą do klasy poniżej 10 000 zł.

W kolejnej części repetytorium przejdziemy od historii do współczesnej architektury DSO – pokażemy, co dzieje się między sondą a ekranem we współczesnym oscyloskopie inżynierskim, dlaczego 12-bitowy ADC nie jest tylko liczbą w karcie katalogowej, i co zmienia obecność dedykowanego ASIC-a akwizycji (konstrukcje klasy R&S MXO czy Keysight InfiniiVision).

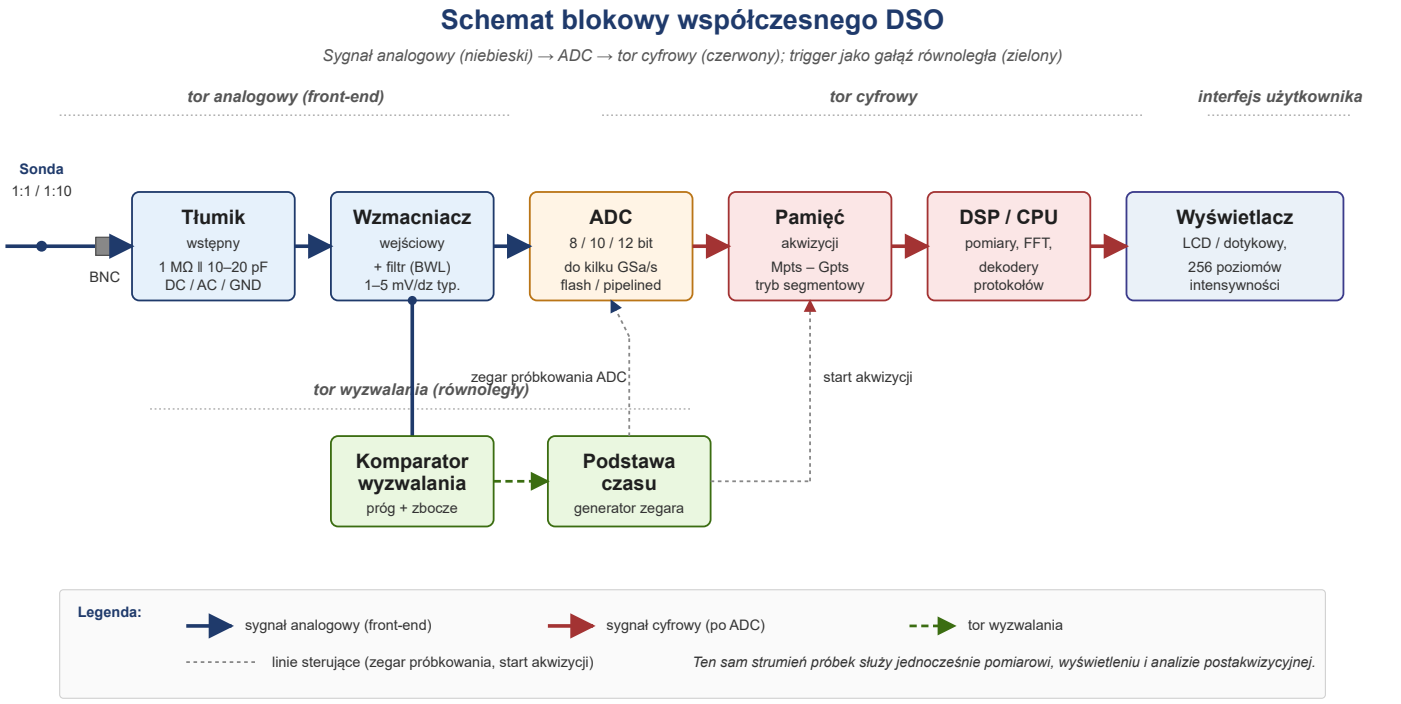
Rozdział 2. Architektura współczesnego DSO – tor pionowy, ADC i pamięć akwizycji

W rozdziale 1 prześledziliśmy, jak oscyloskop ewoluował od lampy Brauna i mechanicznych oscylografów Blondela do współczesnego DSO – *Digital Storage Oscilloscope*. Teraz odpowiadamy na pytanie, co właściwie dzieje się między sondą a ekranem we współczesnym oscyloskopie inżynierskim. Zaczniemy od ogólnego schematu blokowego, a następnie omówimy poszczególne bloki: tor pionowy (front-end analogowy), przetwornik analogowo-cyfrowy (ADC), pamięć akwizycji oraz cyfrową obróbkę sygnału z wyświetleniem. Cel jest praktyczny: pokazać, które parametry karty katalogowej naprawdę decydują o jakości pomiaru i które kompromisy konstrukcyjne są ukryte za hasłami marketingowymi typu „12 bit” lub „1 GHz pasma”.

Tekst opieramy na trzech klasycznych tutorialach producentów – „Oscilloscope Fundamentals” Keysighta (AN 5989-8064), „XYZs of Oscilloscopes” Tektroniksa (03W-8605) i „Oscilloscope Fundamentals” Rohde & Schwarz – oraz na białej księdze Teledyne LeCroy „Comparing High Resolution Oscilloscope Design Approaches”, która porządkuje terminy ENOB, hi-res mode i interleaving. Pomocny okazuje się też artykuł R. Gobbo „The History and Technology of Oscilloscopes” (Università di Padova), w którym znajdziemy zwięzłe omówienie schematu blokowego z perspektywy akademickiej.

Schemat blokowy DSO – widok z lotu ptaka

Współczesny DSO można narysować jako sześć bloków szeregowych w torze sygnałowym oraz dwa bloki równoległe w torze wyzwalania. Szereg sygnałowy przebiega w jednym kierunku: sonda i złącze BNC, tłumik wejściowy, wzmacniacz wejściowy z filtrem ograniczającym pasmo, przetwornik ADC, pamięć akwizycji, blok DSP/CPU i wreszcie wyświetlacz. Tor wyzwalania odgałęzia się od wyjścia wzmacniacza wejściowego, przechodzi przez komparator zbocza sygnału i steruje generatorem podstawy czasu, który z kolei taktuje ADC i decyduje o tym, kiedy zatrzymać akwizycję.



Rysunek 8. Schemat blokowy współczesnego DSO. Tor analogowy (niebieski) prowadzi sygnał od sondy przez tłumik i wzmacniacz wejściowy do ADC; po prawej stronie tor cyfrowy (czerwony) zarządza pamięcią, DSP/CPU i wyświetlaczem. Tor wyzwalania (zielony) odgałęzia się od wzmacniacza i steruje akwizycją oraz zegarem ADC. Źródło: opracowanie graficzne EP, wzorowane na Keysight Technologies, „Basic Oscilloscope Fundamentals”, Application Note 5989-8064EN, Figure 12 „Digitizing oscilloscope architecture” (str. 12); układ uzupełniony o szczegóły front-endu i toru wyzwalania na podstawie Tektronix „XYZs of Oscilloscopes” (03W-8605) oraz Rohde & Schwarz „Oscilloscope Fundamentals”

eprasa.pl b9ff2b3523

Granica między „torem analogowym” (front-endem) a „torem cyfrowym” przebiega na wyjściu przetwornika ADC. Wszystko, co znajduje się przed ADC – sonda, tłumik, wzmacniacz, filtr antyaliasingowy – ma charakter analogowy i to ono ostatecznie ogranicza górne pasmo oraz szumy własne oscyloskopu. Wszystko, co znajduje się za ADC – pamięć akwizycji, DSP, dekodery protokołów, FFT, ekran – operuje na tym samym strumieniu próbek i jest, z perspektywy konstruktora, oprogramowaniem (czasem realizowanym w dedykowanym ASIC-u). Ta granica będzie nam się wielokrotnie przydawać przy interpretacji parametrów katalogowych.

Tor pionowy – co dzieje się między sondą a ADC

Tor pionowy (czyli *front-end* analogowy) realizuje cztery zadania: (1) zapewnia kontrolowaną impedancję wejściową, (2) skaluje napięcie wejściowe do okna pomiarowego ADC, (3) sprzęga sygnał na DC, AC lub odcina go (GND) oraz (4) ogranicza pasmo, jeśli włączymy filtr BWL (bandwidth limit). Sumarycznie front-end definiuje to, co podajemy w karcie katalogowej jako „pasmo analogowe”, „czułość”, „impedancję wejściową” i „maksymalne napięcie wejściowe”.

Standardowa impedancja wejściowa oscyloskopów ogólnego przeznaczenia to 1 MΩ równolegle z pojemnością 10...20 pF (w klasie do 1 GHz). Ta wartość pojemności jest jednym z głównych ograniczeń w pomiarach wysokoczęstotliwościowych: przy 100 MHz reaktancja 15 pF wynosi już ok. 100 Ω, więc dla źródeł sygnału o impedancji rzędu setek omów obciążenie pojemnościowe sondy zaczyna istotnie wpływać na mierzony obwód. Dla pasm powyżej 1 GHz dominującym standardem staje się drugie wejście – 50 Ω, dopasowane do typowych źródeł RF i sond aktywnych. Większość oscyloskopów high-end (od R&S RTO/RTM, Tek MSO5/6 do Keysight Infiniium) ma obie impedancje przełączane.

Tłumik wejściowy to kompensowany dzielnik napięcia, który pozwala oscyloskopowi pracować z różną czułością na działkę – od typowo 1 mV/dz do 5 V/dz. Tłumik musi być kompensowany pojemnościowo, żeby przy zmianie zakresu nie zmieniała się charakterystyka częstotliwościowa toru. Sprzężenie DC/AC/GND jest przełączane przed wzmacniaczem: w trybie AC szeregowo z wejściem włącza się kondensator (typowo kilka µF) odcinający składową stałą, w trybie DC kondensator jest zwarty, a w GND wejście jest odcięte i zwarte do masy (przydatne do referencyjnego ustawienia poziomu zera na ekranie). Wzmacniacz wejściowy jest zwykle różnicowy, niskoszumny, i to jego szum własny ostatecznie decyduje o najmniejszej rozdzielczości napięcia, którą realnie widać na ekranie – nie krok kwantyzacji ADC.

Tłumik kompensowany – dlaczego sondy 1:10 mają trymer

Sondy pasywne 1:10 zawierają wewnętrzny rezystor 9 MΩ, który razem z 1 MΩ wejścia oscyloskopu daje dzielnik 10:1. Gdyby był to czysto rezystorowy dzielnik, charakterystyka przenoszenia w paśmie radiowym byłaby zła – pojemność wejściowa oscyloskopu (10...20 pF) i pojemność kabla (~50...100 pF) tworzyłaby z rezystorem 9 MΩ filtr dolnoprzepustowy o stałej czasowej rzędu kilku µs i paśmie do kilkudziesięciu kHz.

Rozwiązaniem jest dodanie kompensującego kondensatora równolegle do rezystora 9 MΩ – tak dobranego, żeby stała czasowa RC w obu gałęziach dzielnika była identyczna. Dzieje się to przez trymer w obudowie sondy. Kalibracja sondy (procedura „compensate probe”) polega na podaniu na sondę sygnału prostokątnego z wyjścia kalibratora oscyloskopu i pokręcaniu trymerem aż prostokąt na ekranie ma pionowe zbocza i poziomy szczyt – bez przeregulowania (*overshoot*) i bez zaokrąglenia (*rolloff*). Sonda nieskompensowana mierzy poprawnie tylko DC.

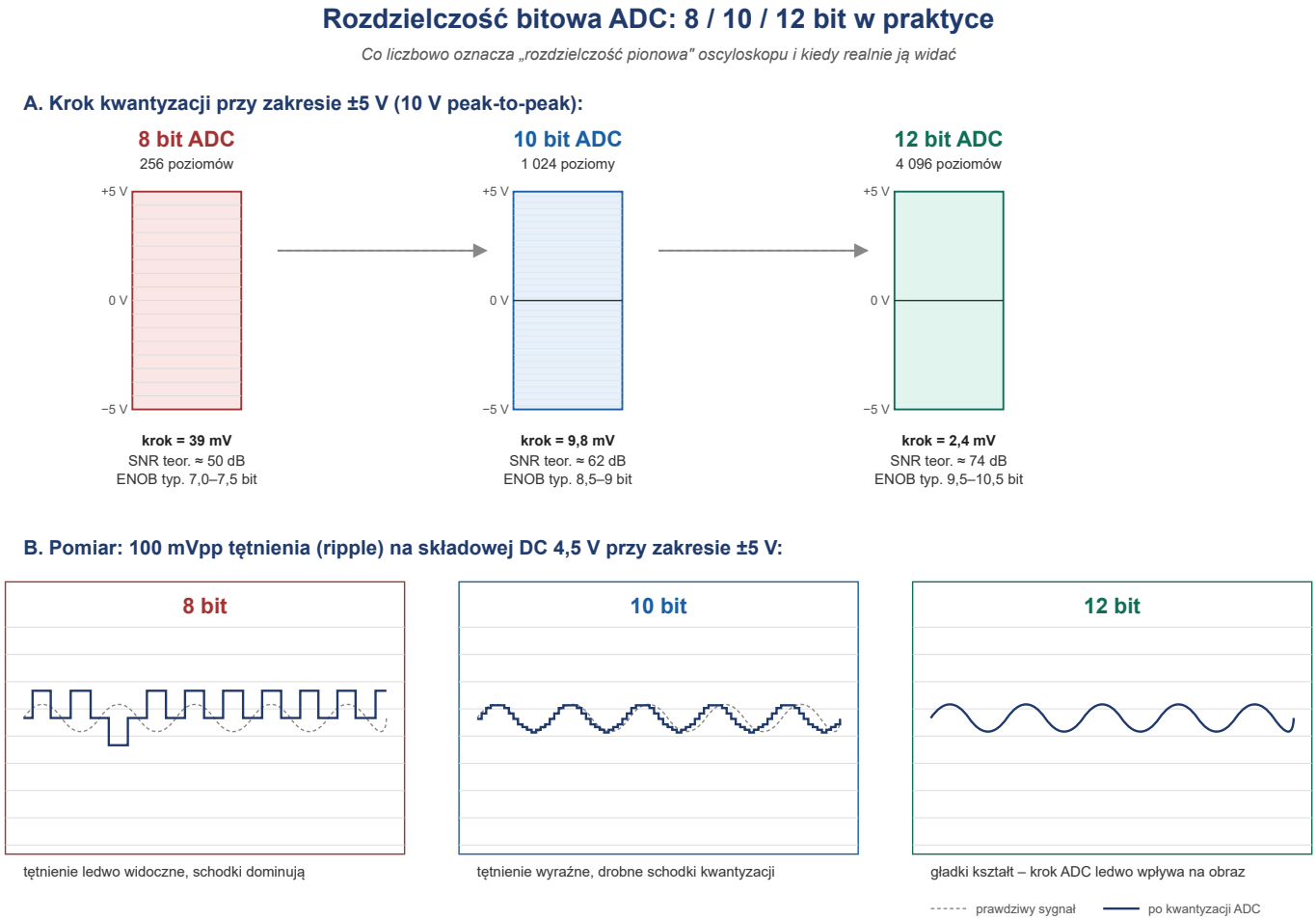
Filtr BWL (*Bandwidth Limit*) jest opcjonalnym filtrem dolnoprzepustowym wbudowanym w front-end, typowo o częstotliwości granicznej 20 MHz lub 200 MHz w zależności od klasy oscyloskopu. Włączamy go, kiedy chcemy obejrzeć powolny sygnał (np. tętnienie zasilacza) i nie chcemy oglądać równocześnie szumu i zakłóceń RF z otoczenia. W trybie 12-bitowym BWL bywa szczególnie pomocny: zmniejsza pasmo szumu, więc efektywne ENOB (*Effective Number of Bits*) rośnie. To jeden z punktów, w którym bity karty katalogowej i bity „realne” zaczynają się rozjeżdżać – wrócimy do tego w sekcji „Przetwornik ADC”.

Przetwornik ADC – co naprawdę oznacza „rozdzielczość pionowa”

Przetwornik analogowo-cyfrowy (ADC) zamienia sygnał z wyjścia wzmacniacza na strumień próbek. Trzy parametry kompletnie definiują jego pracę: rozdzielczość bitowa, częstotliwość próbkowania (*sample rate*) oraz architektura wewnętrzna. Każdy z nich ma znaczenie praktyczne i każdy z nich w marketingowych specyfikacjach bywa nadinterpretowany.

Rozdzielczość bitowa N określa, na ile poziomów ADC dzieli okno pomiarowe – jest ich 2^N. Klasyczny DSO 8-bitowy ma 256 poziomów, co przy zakresie ±5 V daje krok kwantyzacji ok. 39 mV. To jest powód, dla którego na 8-bitowym oscyloskopie nie zobaczymy 100 mVpp tętnienia „siedzącego” na 4,5 V składowej DC – krok kwantyzacji jest zbyt duży w stosunku do amplitudy sygnału. ADC 10-bitowy (1024 poziomy) daje krok ok. 9,8 mV, ADC 12-bitowy (4096 poziomów) – ok. 2,4 mV. Dlatego seria Siglent SDS800X HD czy R&S RTB2000 z 10/12-bitowym ADC potrafią pokazać tętnienie zasilacza na tle

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 9. Porównanie rozdzielczości 8/10/12 bit ADC. Górny rząd – krok kwantyzacji i SNR teoretyczne dla zakresu ±5 V. Dolny rząd – ten sam sygnał (100 mVpp tętnienie na DC 4,5 V przy zakresie ±5 V) widziany przez ADC o różnej rozdzielczości. Na 8-bitowym dominuje krok kwantyzacji (schodki), na 10/12-bitowym kształt sinusoidalny jest poprawnie odtworzony. Źródło: opracowanie graficzne EP. Idea porównania przebiegu 8-bit (schodki) z 12-bit (gładki) wzorowana na Teledyne LeCroy, „Comparing High Resolution Oscilloscope Design Approaches" (biała księga, 2020) – patrz także podobne wizualizacje w datasheetach serii HDO4000A/HDO6000A. Wartości teoretyczne SNR i kroku kwantyzacji obliczone dla zakresu ±5 V według wzoru SNR = 6,02 · N + 1,76 dB; orientacyjne ENOB na podstawie typowych specyfikacji DSO klasy inżynierskiej (ww. opracowanie LeCroy oraz Keysight „Evaluating Oscilloscope Sample Rate vs. Sampling Fidelity")

składowej stałej w jednym przebiegu, podczas gdy klasyczny DSO 8-bitowy wymaga sprzężenia AC i dodatkowego wzmocnienia.

Teoretyczny stosunek sygnału do szumu kwantyzacji wyraża wzór SNR (*Signal -to -Noise Ratio*)=6,02·N+1,76 dB. Daje to ok. 50 dB dla 8-bitowego ADC, ok. 62 dB dla 10-bitowego i ok. 74 dB dla 12-bitowego. To są jednak wartości czysto teoretyczne, zakładające idealny ADC – w praktyce trzeba sięgnąć po ENOB (*Effective Number Of Bits*), parametr uwzględniający szum cieplny ADC, jitter zegara próbkowania, nieliniowości i sumę szumów front-endu. Typowe wartości ENOB w oscyloskopach inżynierskich: 7,0...7,5 bit dla 8-bitowych, 8,5...9 bit dla 10-bitowych, 9,5...10,5 bit dla 12-bitowych. Innymi słowy: 12-bitowy ADC w karcie katalogowej daje realnie ok. 10 bitów dynamiki, jeśli front-end jest dobrze zaprojektowany. Jeśli front-end ma wysoki szum, różnica między 12 bit a 10 bit potrafi się zatrzeć.

Architektura ADC ma znaczenie dla tego, jak wartości katalogowe rozdzielczości i sample rate da się ze sobą pogodzić. W oscyloskopach od dawna dominują trzy rodziny: flash, pipelined i SAR (*Successive Approximation Register*). ADC flash daje najszybsze próbkowanie (do dziesiątek GSa/s), ale jest ograniczony do rozdzielczości 8 bit – dla każdego kolejnego bitu trzeba podwoić liczbę komparatorów, co przy 12 bitach daje już 4096 komparatorów na pojedynczym chipie i przestaje być praktyczne. ADC pipelined to kompromis: 10...14 bitów przy próbkowaniu rzędu kilkuset MSa/s do kilku GSa/s; właśnie ta architektura pojawiła się w klasie budżetowej około 2020 r. i pozwoliła R&S, Siglentowi, UNI-T i Rigolowi wprowadzić 12-bitowe ADC w klasie poniżej 10 000 PLN. ADC SAR – wolniejsze, ale o najwyższej rozdzielczości – stosuje się w specjalistycznych oscyloskopach pomiarowych.

Drugi mechanizm uzyskiwania wyższej efektywnej rozdzielczości to interleaving – łączenie wyjść kilku ADC pracujących z przesuniętą fazą zegara. Przykładowo dwa 8-bitowe ADC 5 GSa/s pracujące naprzemiennie dają jeden wirtualny ADC 10 GSa/s 8 bit. Tak konstruuje się pasma 1+ GHz w klasycznych DSO. Interleaving nie zwiększa jednak rozdzielczości bitowej – do tego służy zupełnie inny

eprasa.pl b9ff2b3523

mechanizm, tzw. tryb hi-res (*high resolution*), czyli oversampling z uśrednianiem. Próbkujemy z największą dostępną szybkością (np. 2 GSa/s) i przed zapisem do pamięci uśredniamy N kolejnych próbek; każde czterokrotne uśrednienie daje teoretycznie jeden bit więcej rozdzielczości i połowę pasma, więc z 8-bitowego ADC 2 GSa/s można wycisnąć 10 bit przy 500 MSa/s lub 12 bit przy 125 MSa/s. Tryb hi-res obecny był już w klasycznych konstrukcjach Tek/Keysight z lat 2000.; ważne jest jednak, żeby pamiętać, że uzyskane w ten sposób „dodatkowe bity" są wynikiem obróbki cyfrowej sygnału z 8-bitowego przetwornika i kosztują redukcję pasma – wystarczają do powolnych sygnałów (zasilacze, czujniki, sygnały audio), ale nie do obserwacji szybkich sygnałów.

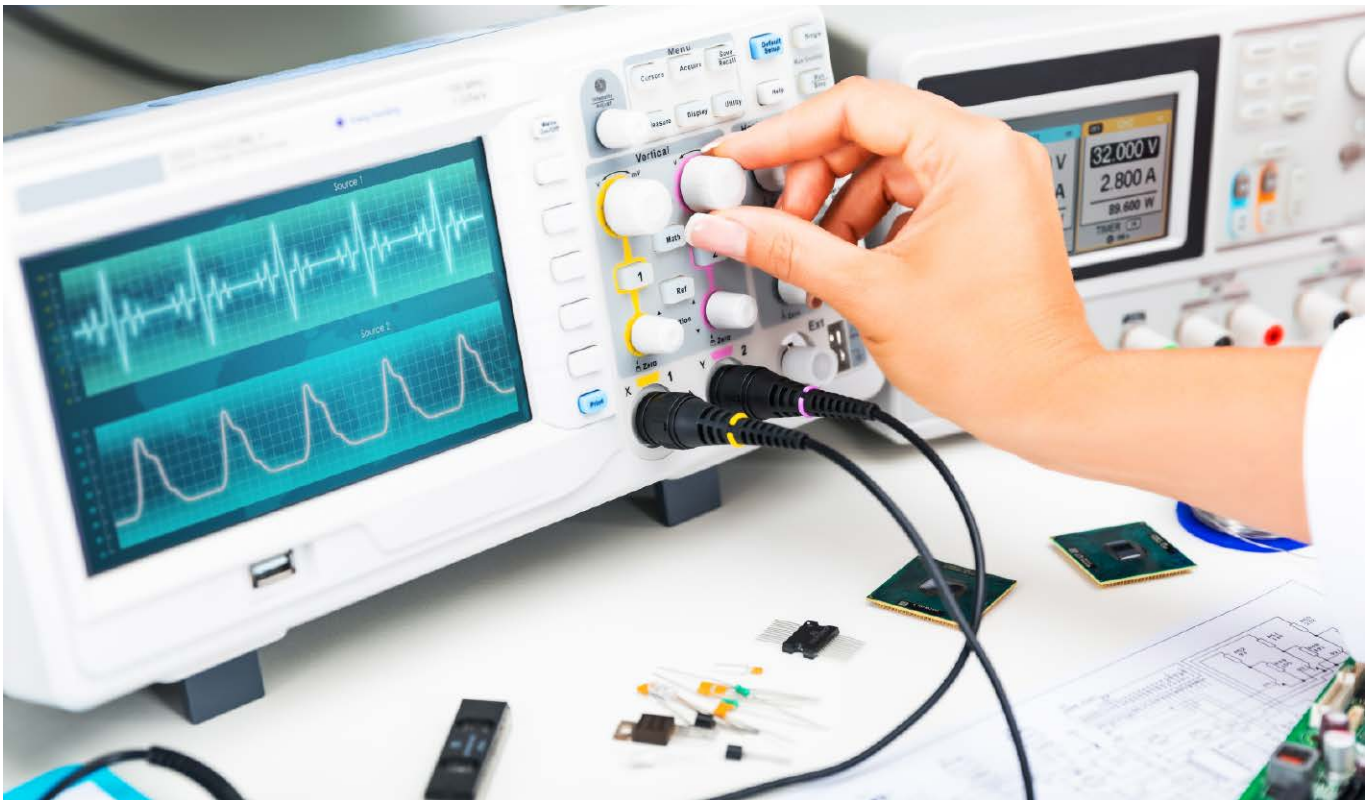
Biała księga Teledyne LeCroy z 2020 r. jasno rozróżnia te dwie ścieżki uzyskiwania „12 bit": oscyloskop ze sprzętowym, natywnym 12-bitowym ADC – w którym 12 bit pochodzi bezpośrednio z przetwornika – oraz oscyloskop, w którym 12-bitową rozdzielczość uzyskuje się obróbką cyfrową (uśrednianiem) sygnału z 8-bitowego ADC, czyli właśnie opisanym w poprzednim akapicie trybem hi-res. Z punktu widzenia konstruktora-praktyka różnica jest istotna. W pierwszym przypadku (sprzętowe 12 bit) pełna rozdzielczość jest dostępna natychmiast, przy pełnym paśmie i pełnym sample rate, oraz w czasie rzeczywistym. W drugim przypadku (12 bit z obróbki cyfrowej) deklarowane 12 bit pojawia się dopiero po znacznej redukcji pasma analogowego i sample rate, więc na rzeczywistym sygnale o szerokim widmie efektywna rozdzielczość pozostaje bliżej 8 bit. Karta katalogowa typowo podaje obie wartości – warto czytać uważnie, w której kolumnie jest napisane 12 bit, a w której pasmo i sample rate.

Pamięć akwizycji – ile sygnału mieścimy w jednym ujęciu

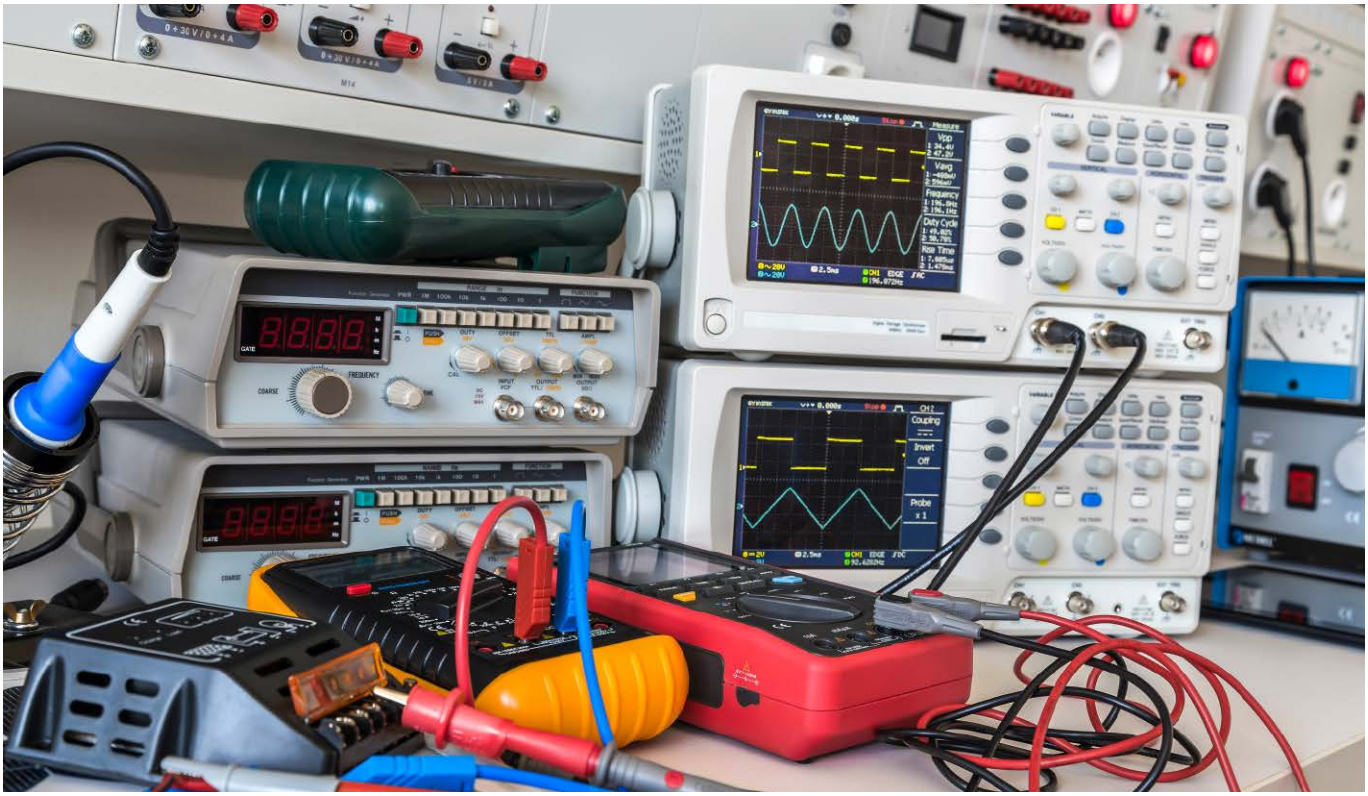
Pamięć akwizycji (*memory depth*) określa, ile próbek oscyloskop zapisuje w jednym przebiegu (*single acquisition*). Z prostej arytmetyki wynika fundamentalny związek: czas obserwacji = pojemność pamięci/częstotliwość próbkowania. Oscyloskop z pamięcią 1 Mpts pracujący przy 1 GSa/s ma długość zapisu 1 ms; ten sam oscyloskop przełączony na wolniejszą podstawę czasu, np. 10 ms/dz (czyli 100 ms na cały ekran 10 działek), albo zmniejszy sample rate do 10 MSa/s, albo zacznie pracować w trybie roll. Innymi słowy: pamięć głęboka (o dużej pojemności) pozwala oglądać długie odcinki sygnału z pełną szybkością próbkowania.

Klasyczne 8-bitowe DSO z lat 2000. miały typowo 1...10 Mpts pamięci. Współczesne oscyloskopy klasy inżynierskiej oferują 50...500 Mpts (Siglent SDS3000X HD, R&S RTM3000), a high-end sięga 2...5 Gpts na kanał (R&S RTO6, Tek MSO 6/MSO5 z opcją deep memory, Keysight Infiniium S/Z). Dla protokołów komunikacji szeregowej (CAN, LIN, I²C, SPI) pojemność pamięci jest krytyczna – realne przebiegi mogą ciągnąć się przez sekundy, a chcemy je widzieć z rozdzielczością czasową nanosekund.

Drugą ważną funkcją współczesnej akwizycji jest pamięć segmentowa (*segmented memory*). W trybie segmentowym oscyloskop nie zapisuje jednego ciągłego okna, lecz dzieli pamięć na N segmentów aktywowanych przez



eprasa.pl b9ff2b3523



kolejne wyzwolenia. Przy obserwacji rzadkich impulsów (np. transmisji burst w I²C, rozjazdów impulsów PWM) klasyczna akwizycja zmarnowałaby pamięć na puste odstępy między impulsami. W trybie segmentowym oscyloskop zapisuje krótkie okno wokół każdego wyzwolenia, dorzuca etykietę czasową i przeskakuje do następnego. R&S RTB2000 ma 160 Mpts pamięci segmentowej w wersji standardowej, RTM3000 do 400 Mpts, RTA4000 do 1 Gpts. Tek i Keysight nazywają to FastFrame i Segmented Memory odpowiednio.

Pułapka, o której warto wiedzieć: w wielu oscyloskopach pojemność pamięci podana w specyfikacji to maksimum dostępne tylko dla jednego aktywnego kanału. Włączenie drugiego (lub czwartego) kanału może obciąć dostępną pamięć na kanał do połowy lub czwartej części, bo pamięć dzielona jest między kanały. Drugą pułapką jest decimacja: w trybach roll lub na bardzo wolnych podstawach czasu oscyloskop nie zapisuje wszystkich próbek z ADC, tylko co N-tą, co oznacza utratę rozdzielczości czasowej. Przy zakupie warto sprawdzić kartę katalogową na hasła „interleaved memory" i „decimation".

Procesor i wyświetlacz – od próbek do obrazu

Po stronie cyfrowej DSP/CPU oscyloskopu realizuje cały zestaw funkcji, które kiedyś były domeną oddzielnych przyrządów: pomiary parametryczne (wartość skuteczna, międzyszczytowa, częstotliwość, czas narastania, jitter), analiza widmowa (FFT z opcjonalnymi oknami Hanning/Hamming/Blackman), dekodowanie protokołów (UART/RS-232, I²C, SPI, CAN, LIN, USB low/full-speed, ARINC, MIL-1553), maska testowa (*mask testing*) oraz wyświetlanie. We współczesnych konstrukcjach klasy inżynierskiej te funkcje pracują równolegle: pomiar parametryczny ekranowy, dekodowanie protokołu i wyświetlanie obrazu odbywają się na tym samym strumieniu próbek.

Wyświetlacz w klasycznym DSO miał rastrowy ekran TFT i pokazywał przebieg jako zwykłą krzywą – każda próbka zapalała jeden piksel, jaśniej lub ciemniej w zależności od liczby próbek przez niego przechodzących. Klasyczne oscyloskopy lat 80. i 90. odświeżały obraz z prędkością ok. 1000 przebiegów na sekundę (waveforms/sec), co dla rzadkich zdarzeń typu glitch (krótkotrwałe zakłócenie, usterka) oznaczało dużą martwą frakcję cyklu – większość czasu oscyloskop „nie patrzył" na sygnał, bo był zajęty przetwarzaniem ostatniego przebiegu i jego wyświetleniem. To była realna ślepota – glitch krótszy od pojedynczego okna akwizycji, występujący statystycznie raz na kilkadziesiąt minut, nie pokazywał się na ekranie wcale.

Pierwszy istotny przełom przyniósł 1998 r. i wprowadzona przez Tektronix architektura DPO (*Digital Phosphor Oscilloscope*). Pomysł był prosty: zamiast wyświetlać każdy przebieg jako oddzielną krzywą, oscyloskop akumuluje próbki w bitmapie z 256 poziomami intensywności, gdzie liczba próbek przechodzących przez dany piksel decyduje o jego jasności. Tak symuluje się zachowanie analogowej lampy P31 z fosforyzującym ekranem, gdzie częsty przebieg jest „jasny", a rzadki – ledwo widoczny. Co istotniejsze, akumulacja w bitmapie pozwala oscyloskopowi

eprasa.pl b9ff2b3523

pracować z prędkością 100 000 do ponad 1 000 000 przebiegów na sekundę. Pozwala to złapać glitch, który przy 1000 wfm/s byłby praktycznie niezauważalny.

Architektury akwizycji o wysokiej liczbie waveforms/sec są dziś standardem u wszystkich liderów rynku, choć różnią się szczegółami implementacji. U Keysighta to MegaZoom IV i V – ASIC dedykowany do akwizycji i renderingu, dający 1 milion wfm/s w InfiniiVision serii 3000T/4000X/6000X. U Tektroniksa to FastAcq – architektura DPX, która na MSO5/6 osiąga do 500 000 wfm/s i pozwala równocześnie akumulować bitmapę i prowadzić pomiary parametryczne. U R&S w serii MXO konstruktorzy poszli w jeszcze większą integrację: dedykowany ASIC (ten sam, który implementuje cyfrowy trigger, opisany w rozdziale 1) realizuje akwizycję, trigger i pierwsze pomiary w jednym układzie, osiągając ponad 4,5 miliona wfm/s przy 12-bitowym ADC. To jest praktycznie różnica między „widzę glitch w ciągu sekund" a „widzę glitch w ciągu minut".

Z perspektywy konstruktora-praktyka warto pamiętać, że marketingowe „intensity grading" z 256 poziomami nie jest tylko ozdobą wizualną – jest narzędziem diagnostycznym. Jeśli widzimy na ekranie ślad podstawowy jasny i ledwo widoczny ślad poboczny, oznacza to, że na sygnale jest rzadki wariant przebiegu, który częstotliwościowo nie domyka się z głównym ujęciem. To bywa zarodek sporadycznego błędu w timingu – warto wtedy skorzystać z wyzwalania na warunkach złożonych (*rise time*, *runt*, *glitch*, *time-out*) i zbadać sprawcę.

Podsumowanie i co dalej

Architektura współczesnego DSO układa się w spójną opowieść o sześciu blokach. Front-end (sonda, BNC, tłumik, wzmacniacz) definiuje pasmo, czułość i szum własny – to one ostatecznie ograniczają realną dynamikę pomiaru, niezależnie od bitów ADC. Przetwornik ADC daje rozdzielczość pionową, ale parametr „bity" w karcie katalogowej trzeba czytać przez pryzmat ENOB i architektury (sprzętowe 12 bit z natywnego ADC vs. cyfrowo uzyskane 12 bit w trybie hi-res z 8-bitowego ADC). Pamięć akwizycji decyduje o najdłuższym oknie obserwacji przy pełnej szybkości próbkowania, a tryb segmentowy potrafi rozciągnąć tę obserwację na minuty rzadkich zdarzeń. DSP/CPU i architektura akwizycji (DPO/MegaZoom/MXO ASIC) decydują o tym, jak szybko oscyloskop „patrzy" na sygnał i czy ma szanse zobaczyć glitch.

W rozdziale 3 zajmiemy się akwizycją w detalach: kryterium Nyquista i aliasing, tryby akwizycji (*sample*, *peak detect*, *hi-res*, *average*, *envelope*), wyzwalanie zaawansowane (zboczowe, impulsowe, *runt*, *time-out*, sekwencyjne), oraz tryb segmentowy w praktyce. Pokażemy także, dlaczego „1 GSa/s" w karcie katalogowej oscyloskopu z dwoma kanałami nie zawsze oznacza 1 GSa/s na każdym kanale, oraz jak interleaving i decimation wpływają na to, co realnie widzimy na ekranie.

Wiesław Marciniak

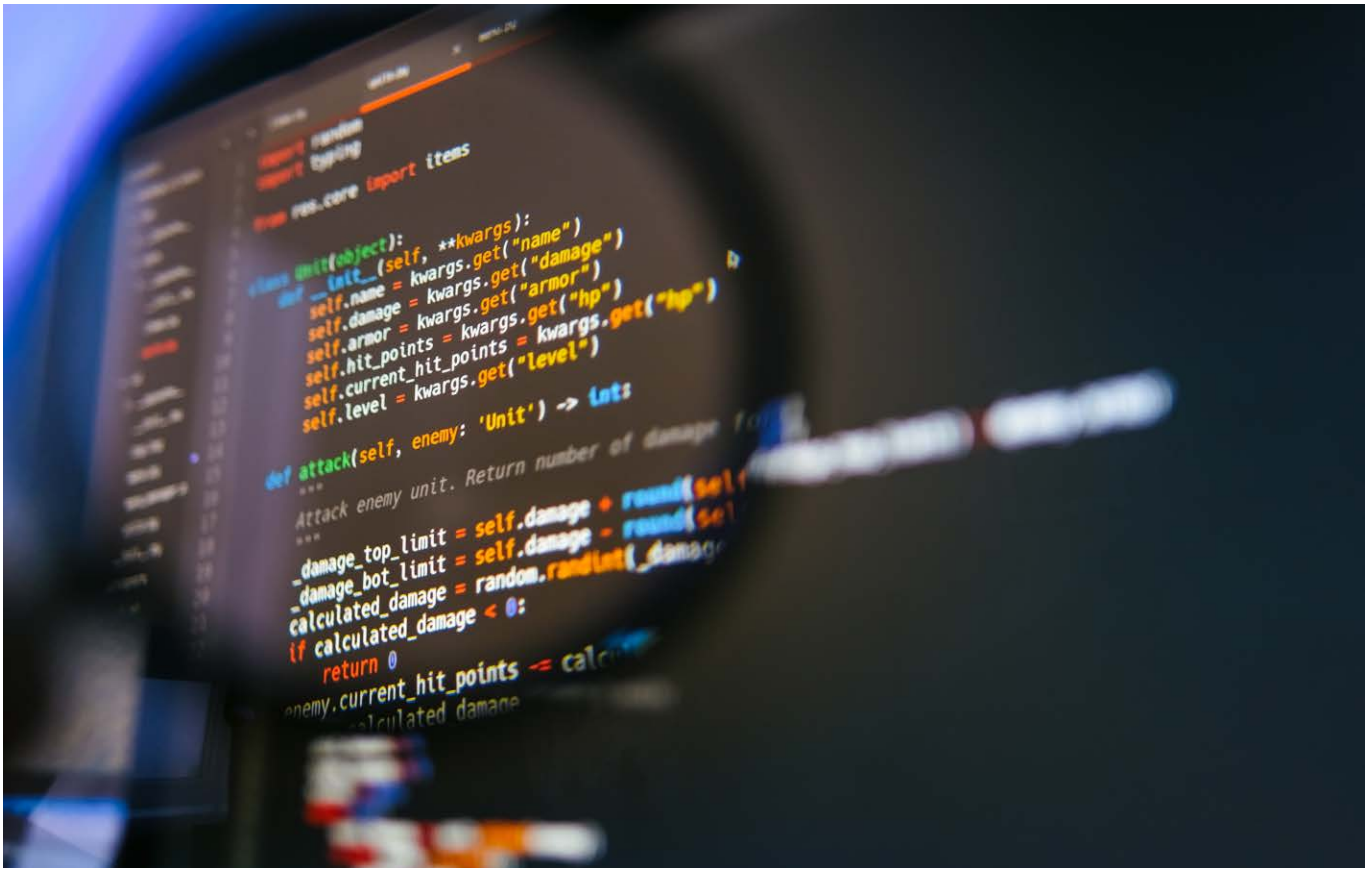
Co warto sprawdzić w karcie katalogowej DSO – w jednym akapicie

Pasmo analogowe (przy konkretnej impedancji wejściowej i sondzie). Częstotliwość próbkowania w trybie jedno- i wielokanałowym. Rozdzielczość ADC plus typowy ENOB. Pamięć akwizycji w trybie jedno- i wielokanałowym oraz w trybie segmentowym. Liczba waveforms/sec w trybie ciągłym (nie maksymalna, tylko realna w trybie pomiarowym). Sprzężenia (DC/AC/GND), dostępne BWL, sprzężenie sond aktywnych. Lista dekoderów protokołów wbudowanych vs. opcjonalnych. Maksymalne napięcie wejściowe (przy 1 MΩ i 50 Ω osobno). To są parametry, które w praktyce decydują o przydatności oscyloskopu do projektu – zwykle ważniejsze niż sama liczba „GHz pasma" na okładce.

Bibliografia:

1. Wikipedia, „History of the oscilloscope" – en.wikipedia.org/wiki/Oscilloscope_history, wersja aktualizowana, dostęp: kwiecień 2026
2. Wikipedia, „Tektronix" – en.wikipedia.org/wiki/Tektronix, wersja aktualizowana, dostęp: kwiecień 2026
3. EEWorld, „A brief history of oscilloscope development" – artykuł online, dostęp: kwiecień 2026.
4. Gobbo R., „The History and Technology of Oscilloscopes", IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, vol. 9, no. 3, czerwiec 2006, s. 64–67 (autor afiliowany przy Università di Padova).
5. „Oscilloscope History" – dokument udostępniony na portalu Scribd, data publikacji nie podana, dostęp: kwiecień 2026 (przegląd rozwoju od XIX w. do pierwszych DSO LeCroy dla CERN).
6. Keysight Technologies, „Basic Oscilloscope Fundamentals", Application Note 5989 8064EN, wydanie ok. 2014 r., ostatnia rewizja: marzec 2025, materiał aplikacyjny producenta.
7. Tektronix, „XYZs of Oscilloscopes – Primer", dokument 03W 8605, kolejne wydania od 2000 r.; wydanie 03W 8605 4: 2009 r., aktualne wydanie online, dostęp: kwiecień 2026.
8. Rohde & Schwarz, „Oscilloscope Fundamentals/Oscilloscope Basics" – materiał edukacyjny producenta, wersja online, dostęp: kwiecień 2026.
9. Distrelec KnowHow, „Przewodnik kupującego: wybór właściwego oscyloskopu" – artykuł online, sierpień 2023, dział poradnikowy Distrelec.
10. Tespol, „Jak wybrać oscyloskop – poradnik dla inżynierów i techników" – artykuł online, materiał poradnikowy dystrybutora, dostęp: kwiecień 2026.
11. EE Times Asia, „Oscilloscopes Undergoing Significant Tech Transformation" – artykuł online, serwis EE Times Asia, dostęp: kwiecień 2026.
12. Teledyne LeCroy, „Comparing High Resolution Oscilloscope Design Approaches" – biała księga (white paper), autor: Ken Johnson, pierwsze wydanie ok. 2018 r., kolejne rewizje 2019–2020, materiał techniczny dostępny na stronie producenta.
13. Harris M., „Oscilloscope Basics – A Beginner's Guide", Altium Resources – artykuł online w serwisie Altium, dostęp: kwiecień 2026.
14. Keysight Technologies, „Evaluating Oscilloscope Sample Rate vs. Sampling Fidelity", Application Note 5989 5732, pierwotne wydanie ok. 2011 r., ostatnia znana rewizja: 2023 r.
15. Tektronix, „DPO and Digital Phosphor Technology", Application Note 55W 22011 – nota aplikacyjna opisująca architekturę DPO;
16. Keysight Technologies, „MegaZoom Smart Memory Architecture" – materiał produktowy opisujący architekturę pamięci oscyloskopów Keysight InfiniiVision (technologia obecna od ok. 2014 r.), wersja online, dostęp: kwiecień 2026.
17. Rohde & Schwarz, „R&S MXO Series Acquisition Architecture" – materiał produktowy opisujący architekturę akwizycji serii MXO (MXO 4 wprowadzona w 2023 r., MXO 5 w 2024 r.), wersja online, dostęp: kwiecień 2026.

eprasa.pl b9ff2b3523



Programowanie w środowisku MicroPython, część 12

Bluetooth Low Energy

Standardu Bluetooth nikomu nie trzeba przedstawiać. Obsługuje go każdy współczesny telefon, komputer, tablet, niektóre pralki, lodówki, zegarki, a nawet wiertarki. Oczywiście obsługują go także moduły z rodziny ESP32, co będzie tematem dzisiejszego – i ostatniego – odcinka kursu programowania w MicroPythonie.

Bluetooth jest standardem z wieloletnią historią, który próbowano przystosować do wszystkiego. W rezultacie Bluetooth jest jak USB. Dla użytkownika jest bardzo prosty, lecz projektantów może przyprawić o ból głowy. Nie będziemy tu studiować dokładnie wszystkich możliwości, profili, charakterystyk i całej masy różnych skrótowców, jakie są związane z tym tematem. Zamiast tego zapoznamy się z dwoma praktycznymi przykładami.

Pierwszym będzie prosty kod, którego zadaniem jest utworzyć coś w rodzaju terminala pomiędzy telefonem a modułem ESP32. Zobaczymy w jaki sposób można przesyłać krótkie wiadomości tekstowe pomiędzy tymi urządzeniami. Na telefonie należy zainstalować aplikację obsługującą terminal, na przykład Serial Bluetooth Terminal. Działa na Androidzie i można ją bezpłatnie pobrać ze Sklepu Play.

W drugiej części zobaczymy, w jaki sposób można zrobić skaner. Napiszemy prosty kod, który będzie przez zadany czas szukał urządzeń w zasięgu i wyświetlał informacje o nich na konsoli MicroPythona.

Oba przykłady można uruchomić także na Raspberry Pi Pico W oraz 2W bez konieczności żadnych zmian w kodzie.

Terminal

Kod programu przedstawiono na **listingu 1**.

Analizę programu zaczniemy od linii 21, gdzie znajduje kod, który wykonuje się jako pierwszy. W tym miejscu

eprasa.pl b9ff2b3523

```
# Plik ble_terminal.py

import bluetooth
import binascii
from micropython import const

DEVICE_NAME = "ESP32-S3"                                                    # 1

_IRQ_CENTRAL_CONNECT    = const(1)                                          # 2
_IRQ_CENTRAL_DISCONNECT = const(2)
_IRQ_GATTS_WRITE        = const(3)
_IRQ_GATTS_READ_REQUEST = const(4)
_IRQ_MTU_EXCHANGED      = const(21)
_IRQ_CONNECTION_UPDATE  = const(27)

events = {                                                                  # 3
    _IRQ_CENTRAL_CONNECT:    "Connect",
    _IRQ_CENTRAL_DISCONNECT: "Disconnect",
    _IRQ_GATTS_WRITE:        "Write",
    _IRQ_GATTS_READ_REQUEST: "Read",
    _IRQ_MTU_EXCHANGED:      "MTU Exchanged",
    _IRQ_CONNECTION_UPDATE:  "Connection update"
}

# Uart Microchip
UART_UUID = bluetooth.UUID("49535343-FE7D-4AE5-8FA9-9FAFD205E455")          # 4

UART_TX = (                                                                 # 5
    bluetooth.UUID("49535343-1E4D-4BD9-BA61-23C647249616"),
    bluetooth.FLAG_READ | bluetooth.FLAG_NOTIFY,
)

UART_RX = (                                                                 # 6
    bluetooth.UUID("49535343-8841-43F4-A8D4-ECBE34729BB3"),
    bluetooth.FLAG_WRITE,
)

UART_SERVICE = (                                                            # 7
    UART_UUID,
    (UART_TX, UART_RX,),
)

SERVICES = (UART_SERVICE,)                                                  # 8

def bluetooth_interrupt(event, data):                                       # 9
    print(f"- bluetooth_interrupt, event={events[event]}, data={data}")

    if event == _IRQ_CENTRAL_CONNECT:                                       # 10
        global conn_handle
        conn_handle = data[0]

    elif event == _IRQ_CENTRAL_DISCONNECT:                                  # 11
        global conn_handle
        conn_handle = None
        advertiser(DEVICE_NAME)

    elif event == _IRQ_GATTS_WRITE:                                         # 12
        buffer = ble.gatts_read(data[1])
        buffer = buffer.decode("UTF-8")
        buffer = buffer.strip()
        print(f"Received: {buffer}")

def advertiser(device_name):                                                # 13
    print(f"advertiser({device_name})")
    if isinstance(device_name, str):                                        # 14
        device_name = device_name.encode()
    advertisement_data = bytearray(b'\x02\x01\x02')                         # 15
        + bytearray((len(device_name) + 1, 0x09)) + device_name
    ble.gap_advertise(100, advertisement_data)                              # 16

def get_my_mac():                                                           # 17
    mac = ble.config("mac")
    mac = mac[1]
    mac = binascii.hexlify(mac, ":")
    mac = mac.decode()
    mac = mac.upper()
    return mac

def ble_send(text):                                                         # 18
    if conn_handle is None:
```


eprasa.pl b9ff2b3523

```
        print("No connection")
        return

    if isinstance(text, str):                                    # 19
        text = text.encode()

    ble.gatts_notify(conn_handle, tx_handle, text)               # 20
    print(f"Sent: {text}")

ble = bluetooth.BLE()                                            # 21
ble.active(True)                                                 # 22
ble.irq(bluetooth_interrupt)                                     # 23

handles = ble.gatts_register_services(SERVICES)                  # 24
tx_handle = handles[0][0]
rx_handle = handles[0][1]
conn_handle = None

print(f"MAC Address: {get_my_mac()}")                            # 25

advertiser(DEVICE_NAME)                                          # 26
```

Listing 1. Kod pliku ble_terminal.py

tworzymy instancję klasy **BLE** z modułu **bluetooth** i zapisujemy ją do zmiennej **ble**, którą będziemy wielokrotnie wykorzystywać w wielu innych miejscach naszego programu. Zwyczajem MicroPythona jest, że obiekty związane z komunikacją trzeba aktywować i robimy to, wywołując metodę **active** z argumentem True w linii 22.

Cała obsługa Bluetooth na ESP32 dokonuje się w przerwaniach. W linii 23 podajemy nazwę funkcji, która ma zostać wywołana, kiedy nastąpi jakiekolwiek zdarzenie związane z obsługą Bluetooth. Podajemy funkcję **bluetooth_interrupt**, którą omówimy w dalszej części artykułu.

Kolejnym krokiem jest skonfigurowanie serwisów, profili i charakterystyk. Jest to dość mocno zagmatwane i mało intuicyjne. Ogólnie rzecz biorąc, Bluetooth działa podobnie jak MQTT, gdzie subskrybujemy kanały, które chcemy odczytywać i publikujemy wiadomości w tych samych lub innych kanałach. W przypadku Bluetooth, możemy wykorzystywać wiele różnych kanałów do odczytu i zapisu wiadomości. Robimy to wywołując metodę **gatts_register_services**, do której przez argument podajemy krotkę **SERVICES**.

Przejdźmy teraz do linii 8, gdzie definiujemy, co to w ogóle jest **SERVICES** – jest to krotka, w której wymienione są wszystkie serwisy. W naszym przypadku będziemy wykorzystywać tylko jeden serwis, ale gdybyśmy chcieli więcej, wystarczy je tu wypisać po przecinku. Uwaga – jeżeli krotka ma mieć tylko jeden element to po jego nazwie należy postawić przecinek! Podajemy tutaj **UART_SERVICE** i przeskakujemy do linii 7, gdzie jest to zdefiniowane.

Każdy serwis musi być utworzony jako krotka składająca się z dokładnie dwóch elementów (linia 7). Pierwszym jest UUID (*Universally Unique Identifier*) serwisu. W naszym przypadku jest to **UART_UUID**, który tworzymy w linii 4. Dokładniej rzecz biorąc, w MicroPythonie identyfikator UUID tworzymy jako obiekt klasy **UUID**. Tworzymy go, podając do konstruktora odpowiedni kod poprzez argument. Drugim elementem krotki serwisu jest kolejna krotka, w której wyszczególnione są charakterystyki.

W naszym przypadku charakterystykami są **UART_TX** oraz **UART_RX**, które tworzymy w liniach 5 i 6 jako kolejne... krotki. Ich pierwszym elementem jest UUID charakterystyki, tworzone w taki sam sposób jak omawiane wcześniej UUID serwisu. Drugim elementem są flagi, takie jak **FLAG_READ**, **FLAG_WRITE**, **FLAG_NOTIFY**, **FLAG_INDICATE** i **FLAG_WRITE_NO_RESPONSE**. Jeżeli charakterystyka ma mieć kilka flag jednocześnie, to należy oddzielić je operatorem |.

Wydaje się to strasznie zagmatwane, tym bardziej, że w roli UUID musimy podać długie szesnastkowe numery. Na potrzeby naszego przykładu, wziąłem kody UUID z usługi Transparent UART, jaka jest dostępna w modułach firmy Microchip, na przykład RN4870. Te charakterystyki są domyślnie wgrane do programu Serial Bluetooth Terminal. Teoretycznie numery UUID możemy sobie wpisać dowolne (teoretycznie!), ale wtedy musimy także skonfigurować je po stronie terminala w telefonie czy jakimkolwiek innym urządzeniu, które ma się łączyć z naszym programem na ESP32.

Wróćmy do linii 24, gdzie wywołujemy metodę **gatts_register_services**, przekazując jej te wszystkie kroki z krotkami. Metoda zwraca... krotkę z krotkami. Znajdują się w niej handles do poszczególnych charakterystyk. W naszym przykładzie, metoda zwraca dokładnie ((16, 19),) czyli krotkę, zawierającą krotkę, w której są liczby 16 i 19. Pierwsza z nich to handle do charakterystyki TX, a druga do RX. Te informacje będą nam potrzebne w przyszłości, więc proponuję zapisać je do nieco bardziej ludzko brzmiących zmiennych jak **rx_handle** i **tx_handle**.

Potrzebujemy jeszcze jeden handle do połączenia, czyli **conn_handle**. Póki co połączenia jeszcze żadnego nie mamy, więc do tej zmiennej wpisujemy wartość None.

eprasa.pl b9ff2b3523

W linii 25 wyświetlamy adres MAC naszego ESP32. Może się on przydać podczas skanowania urządzeń. Każde urządzenie w standardzie Bluetooth musi mieć unikalny adres, a nazwy nie musi mieć. Stosujemy tutaj funkcję print, która ma wyświetlić f-string, a wewnątrz niego wywołujemy funkcję **get_my_mac**.

Tę funkcję definiujemy w linii 17 i kilku kolejnych. Pobieramy adres MAC przy pomocy metody **config** z argumentem „mac". W ten sposób dostajemy krotkę, której drugim argumentem jest obiekt typu **bytes**, składający się z sześciu bajtów tworzących adres MAC. W Pythonie wygląda to niezbyt przyjemnie, np. `b'\xdc\xda\x0c\x1eN\xe2'`. Kolejne linie mają na celu przekonwertowanie adresu na tradycyjny zapis, gdzie poszczególne bajty wyświetlane są w formacie szesnastkowym i oddzielane są dwukropkami.

W linii 26 włączamy advertising. Jest to usługa polegająca na tym, że urządzenie Bluetooth co pewien czas wysyła komunikaty informujące o swoim istnieniu. Dzięki temu inne urządzenia mogą skanować otoczenie i wykrywać urządzenia z włączonym advertisingiem. Istnieje możliwość, aby w pakiecie wysyłanym w ramach advertisingu była zawarta nazwa urządzenia.

Przeskoczmy do linii 13, gdzie utworzymy funkcję **advertiser**. Przyjmuje ona jeden argument i jest on nazwą urządzenia, jaka ma pojawić się podczas wyszukiwania na telefonie, tablecie, komputerze itp. W linii 14 sprawdzamy czy podany argument jest typu **str** i jeżeli tak, to przekształcamy go na **bytes**. Przypomnijmy, że **str** to napis, który może zawierać różne znaki diakrytyczne i jeżeli nie podamy jawnie kodowania, to domyślnie stosowane jest UTF-8. W linii 15 przygotowujemy dane, jakie mają być cyklicznie rozsyłane i zawieramy w nich nazwę naszego urządzenia. W linii 16 wywołujemy metodę **gap_advertise**. Pierwszym argumentem jest okres rozsyłania danych, podany w mikrosekundach, a drugim jest utworzona wcześniej tablica bajtów.

Przejdźmy teraz do linii 9, gdzie zaczyna się funkcja **bluetooth_interrupt**. Ta funkcja jest wywoływana automatycznie za każdym razem, kiedy wystąpi jakieś



zdarzenie związane z interfacem Bluetooth. Przyjmuje dwa argumenty. Argument **event** to kod zdarzenia, a **data** to krotka, w której znajdują się różne dodatkowe informacje powiązane ze zdarzeniem. Kody zdarzeń są liczbami kolejnymi, ale żeby kod programy był bardziej czytelny, można sobie je zdefiniować przy pomocy stałych **const**, co robimy w linii 2 i kolejnych (dziwne, że takie rzeczy nie są zdefiniowane przez autorów MicroPythona w module bluetooth). Przypomnijmy, że const to coś, co odróżnia MicroPythona od Pythona znanego ze zwykłych komputerów. Stała jest zapisana w pamięci Flash i nie zajmuje RAMu.

Zdarzeń jest bardzo dużo i są opisane w dokumentacji modułu **bluetooth**, ale nam wystarczy obsługa tylko trzech z nich. W linii 10 sprawdzamy, czy otrzymaliśmy zdarzenie

```
Powłoka
  MicroPython v1.27.0 on 2025-12-09; Generic ESP32S3 module with Octal-SPIRAM with ESP32S3
  Type "help()" for more information.
MicroPython v1.27.0 on 2025-12-09; Generic ESP32S3 module with Octal-SPIRAM with ESP32S3
Type "help()" for more information.
>>> %Run -c $EDITOR_CONTENT

  MPY: soft reboot
  MAC Address: DC:DA:0C:1E:4E:E2
  advertiser(ESP32-S3)

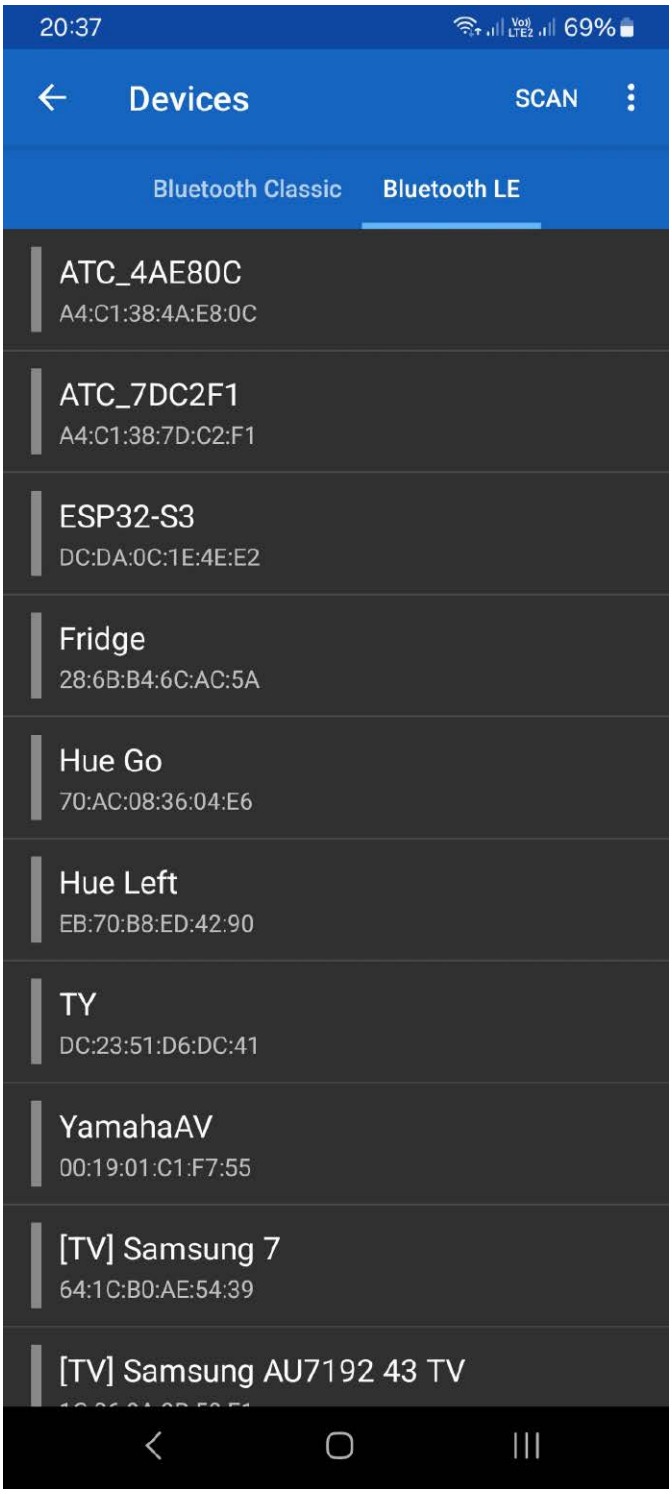
>>>
```

Rysunek 1. Komunikaty na konsoli po uruchomieniu programu z listingu 1

eprasa.pl b9ff2b3523

_IRQ_CENTRAL_CONNECT, co oznacza, że jakieś urządzenie nawiązało połączenie z ESP32. W takiej sytuacji jedyne co musimy zrobić, to odczytać handle połączenia, który jest zerowym elementem kroki data, a następnie zapisać go do zmiennej globalnej **conn_handle**.

W linii 11 mamy zdarzenie **_IRQ_CENTRAL_DISCONNECT** związane z zakończeniem połączenia. W takiej sytuacji musimy zresetować zmienną **conn_handle** wpisując do niej wartość None. Ważne jest, aby po zakończeniu połączenia ponownie uruchomić advertiser, bo inaczej ESP32 nie będzie mógł zostać wykryty przez inne urządzenia.



Rysunek 2. Screenshot z telefonu podczas skanowania urządzeń Bluetooth

Ostatnim zdarzeniem, opisanym w linii 12, jest **_IRQ_GATTS_WRITE**, czyli zapisanie jakichś informacji do charakterystyki przez centralę, a mówiąc po ludzku, przesłanie danych z telefonu do ESP32. Handle do tych danych mamy w krotce **data** na pozycji 1. Możemy go od razu przekazać do funkcji **gatts_read**, która zwraca dane w postaci **bytes**. Jeżeli taka forma nas zadowala to możemy ją od razu przetworzyć (np. zapisać do jakiejś kolejki). W naszym przykładzie przekonwertujemy **bytes** na string w kodowaniu UTF-8, a następnie obetniemy wszelkie spacje i enetery na końcu przy pomocy metody **strip**. Finalnie, wyświetlamy odebrane dane na konsoli przy pomocy funkcji **print**.

Funkcja, która służy do przesyłania danych z ESP32 do telefonu to **ble_send**. Jej jedynym argumentem są dane do wysłania. Na początku sprawdzamy, czy Bluetooth w ogóle jest podłączony przy pomocy zmiennej **conn_handle**. Jeżeli jest ona równa None to znaczy, że nie mamy aktywnego połączenia, więc natychmiast wychodzimy z funkcji.

Gotowe! Testujemy. Uruchom program, wciskając klawisz F5 w edytorze Thonny. Powinieneś zobaczyć na konsoli komunikaty jak na **rysunku 1**, ale Twój adres MAC oczywiście będzie inny.

Na telefonie otwórz aplikację **Serial Bluetooth Terminal**. Naciśnij ikonę z trzema kreskami w lewym górnym narożniku, a następnie wybierz opcję **Devices**. Przejdź do zakładki **Bluetooth LE** i kliknij **Scan**. Po chwili powinny pokazać się różne urządzenia, a wśród nich ESP32-S3, co przedstawiono na **rysunku 2**.

Klikamy na urządzenie „ESP32-S3” i po chwili przechodzimy do konsoli, gdzie pojawiają się komunikaty **Connecting**, a następnie **Connected**. Tymczasem w konsoli MicroPythona powinniśmy zobaczyć komunikaty, jakie widać na **rysunku 3**. Oznacza to, że telefon z ESP32 połączyły się prawidłowo.

W Thunny kliknij konsolę i naciśnij enter, aby przywołać wiersz polecenia. Wpisz polecenie `ble_send(„Testujemy!”)` i wciśnij enter. Po chwili ten napis powinien pojawić się na telefonie. Identyczny eksperyment można przeprowadzić, wpisując jakieś dane w terminalu na telefonie i przesyłając je do ESP32. Przykłady takich transmisji przedstawiono na **rysunkach 4** i **5**.

Zobacz więcej:

- Repozytorium kursu na GitHubie https://github.com/leonow32/micropython
- Dokumentacja modułu bluetooth https://docs.micropython.org/en/latest/library/bluetooth.html
- Przykłady autorów MicroPythona https://github.com/micropython/micropython/tree/master/examples/bluetooth

eprasa.pl b9ff2b3523



Rysunek 3. Komunikaty na konsoli po ustanowieniu połączenia Bluetooth

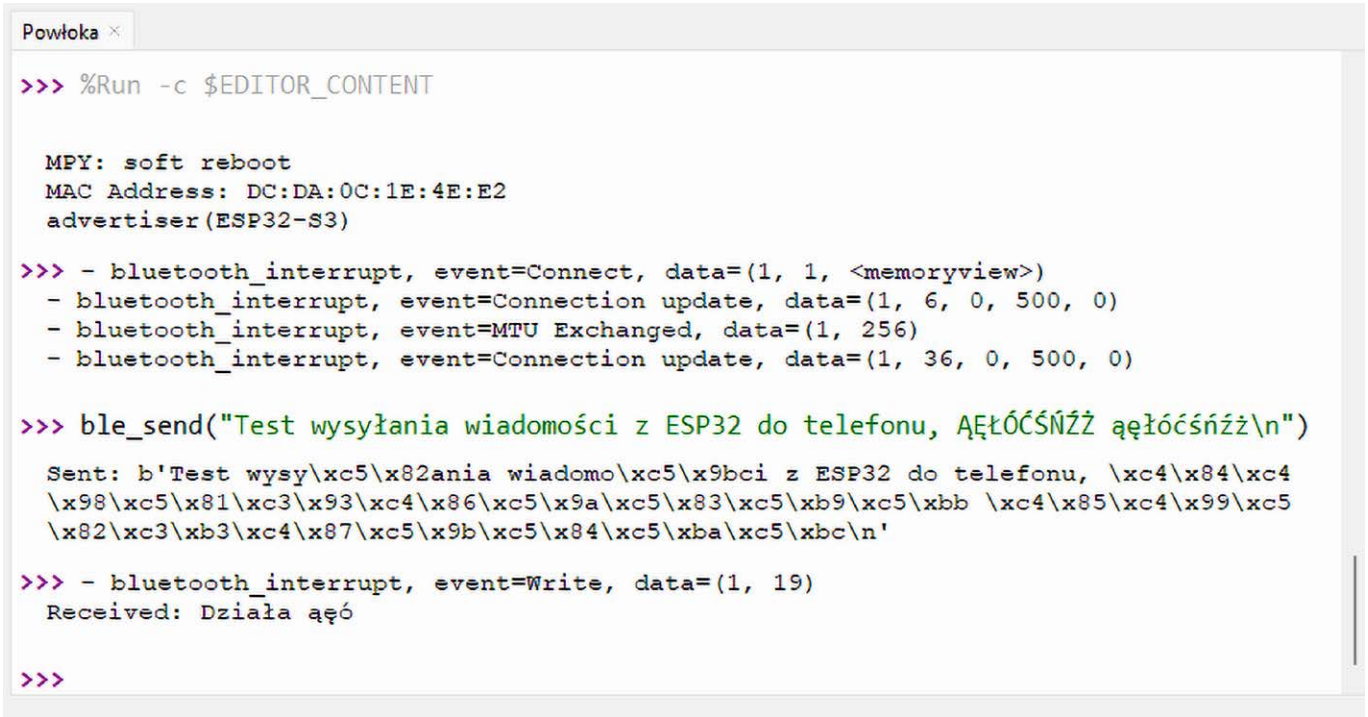
Skaner

Kolejnym prostym, ale użytecznym kodem, jest skaner urządzeń Bluetooth. Program ma za zadanie wyszukiwać urządzeń przez zadany czas równy 30 sekund, a po znalezieniu urządzenia wyświetli na konsoli jego nazwę oraz moc sygnału RSSI. Ponadto, wszystkie znalezione urządzenia wraz z ich nazwami i RSSI będą zapisane do słownika, który można wykorzystać do innych celów.

Nazwa urządzenia Bluetooth może być przekazana na dwa różne sposoby. Pierwszy to zapisanie jej w danych advertisingu, podobnie jak to robiliśmy w naszym pierwszym przykładzie. Jednak często nazwę zapisuje się w jednej z charakterystyk, a urządzenie skanujące musi zażądać odczytu tej charakterystyki. Dzięki czemu advertising jest krótszy, a jego wysyłanie zużywa mniej energii. Na szczęście MicroPython ogarnia całą tę procedurę, a my dostajemy „prawie" gotowe dane.

Kod programu skanujący znajduje się na **listingu 2**.

Po zaimportowaniu wszystkich wykorzystywanych modułów, musimy utworzyć kilka stałych, przy pomocy

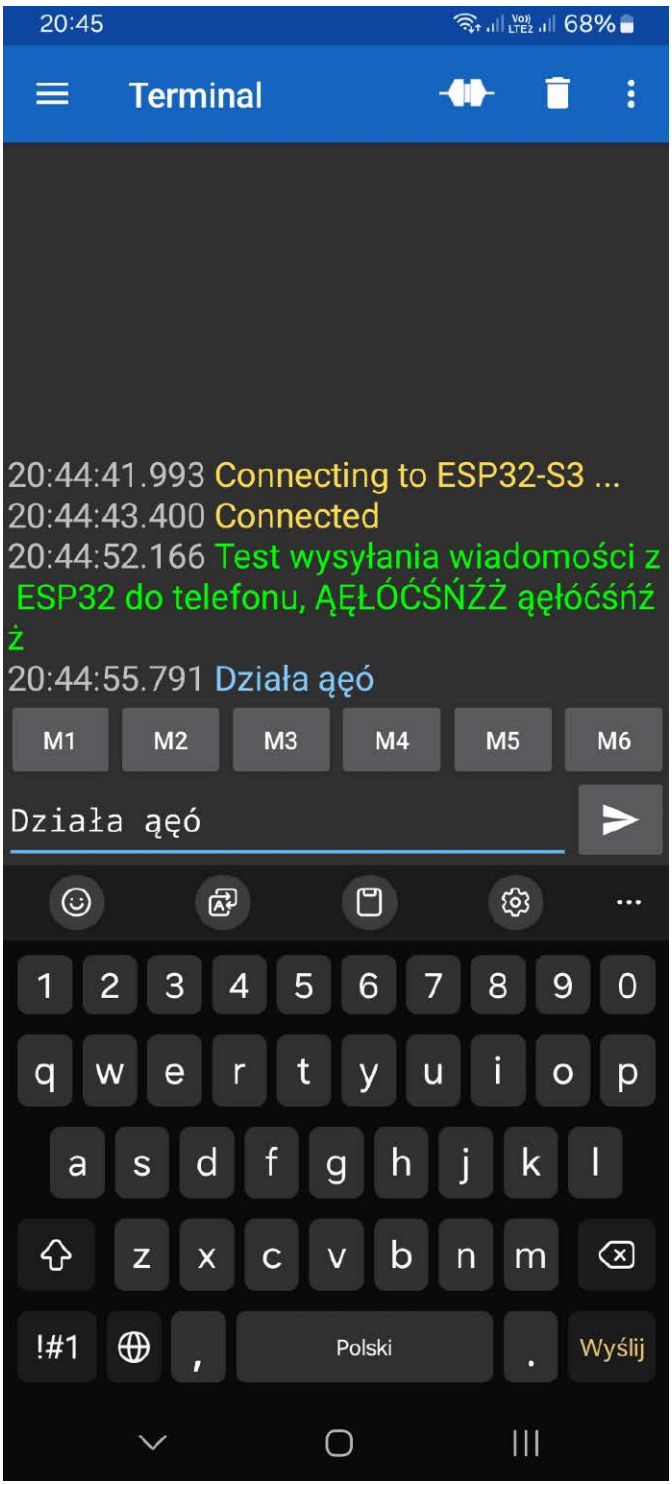


Rysunek 4. Wiadomości z telefonu widoczne na konsoli MicroPythona

eprasa.pl b9ff2b3523

const. Pierwszą z nich jest **SCAN_TIME_MS** w linii 1, która określa czas w milisekundach, jak długo program ma skanować. Następnie w liniach 2 i 3 mamy numery eventów, jakie są związane ze znalezieniem nowego urządzenia oraz zakończeniem skanowania. Będziemy je wykorzystywać w funkcji obsługującej przerwania od Bluetooth.

W linii 4 tworzymy pusty słownik **devices**, w którym będziemy gromadzić dane na temat znalezionych urządzeń. Kluczem w słowniku jest adres MAC urządzenia, a jego wartością jest dwuelementowa lista, gdzie pierwszym elementem jest moc sygnały RSSI, a drugim jest nazwa urządzenia zapisana jako string.



Rysunek 5. Wiadomości z ESP32 widoczne na konsoli w telefonie

Przeskoczmy teraz do linii 23, gdzie zaczyna się nasz program. Tworzymy instancję klasy BLE i uruchamiamy ją dokładnie tak samo, jak w poprzednim przykładzie. Nowość mamy w linii 24, gdzie wywołujemy metodę **gap_scan**. Jej pierwszym argumentem jest czas skanowania, określony stałą **SCAN_TIME_MS**. Kolejne argumenty określają interwały czasowe skanowania, a ostatni argument decyduje o tym, czy chcemy pobierać dodatkowe informacje po tym, jak zostanie odebrany advertising nowego urządzenia. Ustawienie tego argumentu na False spowoduje, że będziemy odczytywać nazwy wyłącznie z advertisingu, zatem jeżeli urządzenie ma nazwę w charakterystyce to jej nie odczytami.

W linii 25 wyświetlamy na konsoli nagłówek tabeli, po czym przy pomocy funkcji **wait_ms** czekamy, aż skanowanie zostanie zakończone. Do czasu **SCAN_TIME_MS** dodajemy jeszcze 100 ms, aby mieć pewność, że wszystkie dane ze skanowania zostaną wyprintowane i dopiero wtedy kończymy program. Po zakończeniu programu, Thonny pobiera z MicroPythona różne informacje, takie jak zmienne globalne, itp. Mogłoby dojść do konfliktu tych danych z informacjami printowanymi w przerwaniu. Zatem celowo zatrzymujemy wyjście z programu na czas odrobinę dłuższy niż czas skanowania.

W linii 15 definiujemy funkcję **bluetooth_interrupt**, która jest koniem pociągowym naszego programu. Pierwszy argument o nazwie **event** to kod zdarzenia bluetooth, a drugim jest krotka, zawierające dodatkowe informacje, związane ze zdarzeniem.

Pierwsze zdarzenie jakie nas interesuje to **_IRQ_SCAN_RESULT** i ma ono kod równy 5, co zdefiniowaliśmy przy pomocy stałej w linii 2. Na początku musimy rozpakować krotkę data, która zawiera 5 różnych zmiennych (lina 16) – między innymi są to adres MAC, moc sygnału RSSI oraz dane advertisingu, które zapisujemy do zmiennej **adv_data**. Adres MAC zapisany jest jako obiekt typu **bytes**, a chcemy wyświetlać go w formie tradycyjnej, gdzie bajty wyświetlone są w zapisie szesnastkowym i oddzielone są dwukropkami. Dokonujemy takiej konwersji w linii 18 w sposób podobny do tego, jak w pierwszym przykładzie.

W linii 19 wywołujemy funkcję **decode_name**, do której przekazujemy dane advertisingu. Funkcja ta jest zdefiniowana w linii 5. Najpierw trochę teorii. W danych advertisingu może znajdować się wiele różnych pakietów informacji, ale zawsze mają one ustandaryzowaną budowę. Pierwszy bajt pakietu określa jego długość, a drugi bajt definiuje typ danych.

Musimy przeszukać dane advertisingu bajt po bajcie. W tym celu tworzymy zmienną **i** (linia 6), która oznaczać

eprasa.pl b9ff2b3523

```
# Plik ble_scanner.py
import bluetooth
import ubinascii
import time
from micropython import const

# Czas skanowania
SCAN_TIME_MS = const(30_000)                                          # 1

_IRQ_SCAN_RESULT = const(5)                                           # 2
_IRQ_SCAN_DONE   = const(6)                                           # 3

# {mac: [rssi, name]}
devices = {}                                                          # 4

def decode_name(payload):                                             # 5
    i = 0                                                             # 6
    while i+1 < len(payload):                                         # 7
        length = payload[i]                                           # 8
        type = payload[i+1]                                           # 9
        if type == 0x08 or type == 0x09:                              # 10
            try:
                name = payload[i+2 : i+length+1]                      # 11
                return str(name, "utf-8")
            except:
                return "Błąd dekodowania"                             # 12
        i += length + 1                                               # 13
    return None                                                       # 14

def bluetooth_interrupt(event, data):                                 # 15
    if event == _IRQ_SCAN_RESULT:                                     # 16
        addr_type, mac, adv_type, rssi, adv_data = data               # 17
        mac = ubinascii.hexlify(mac, ":").decode().upper()            # 18
        name = decode_name(adv_data)                                  # 19

        # Jeśli urządzenia nie ma jeszcze w słowniku
        if mac not in devices:                                        # 20
            devices[mac] = [rssi, name]
            print(f"{mac} | {rssi:4} dBm | {name}")

        # Jeśli urządzenie już było, ale nie miało nazwy,
        # a teraz ją znaleźliśmy
        elif devices[mac][1] == None and name is not None:            # 21
            devices[mac][1] = name
            print(f"{mac} | {rssi:4} dBm | {name}
                    (nazwa z charakterystyki)")

    elif event == _IRQ_SCAN_DONE:                                     # 22
        print("-----------------------------------------")
        print(f"Znaleziono {len(devices)} urządzeń")

ble = bluetooth.BLE()                                                 # 23
ble.active(True)
ble.irq(bluetooth_interrupt)
ble.gap_scan(SCAN_TIME_MS, 30000, 30000, True)                        # 24

print("    Adres MAC     |   RSSI   | Nazwa")                        # 25
print("-----------------------------------------")

time.sleep(SCAN_TIME_MS + 100)
```

Listing. 2. Kod pliku ble_scanner.py

będzie początek pakietu. Następnie rozpoczynamy pętlę, której celem jest przeanalizowanie wszystkich otrzymanych danych. Na początku pętli w liniach 8 i 9 odczytujemy informacje o długości i typie pakietu oraz zapisujemy je do zmiennych **length** i **type**. Następnie sprawdzamy czy typ pakietu to 8 lub 9. Jeżeli tak, to pozostała część pakietu jest nazwą urządzenia. Zapisujemy ją do zmiennej **name**, po czym konwertujemy ją na string i zwracamy. Natomiast jeżeli typ pakietu jest inny niż 8 lub 9, wówczas inkrementujemy zmienną i o długość wcześniej przetwarzanego pakietu i próbujemy w ten sam sposób zdekodować kolejny pakiet. W sytuacji, jeżeli nie uda się odczytać nazwy, zwracamy None. Wynik funkcji **decode_name** zapisujemy do zmiennej name, należenie od tego czy udało się zdekodować nazwę czy nie.

Wracamy do funkcji obsługującej przerwanie. W linii 20 sprawdzamy, czy uzyskany adres MAC już istnieje w słowniku. Jeżeli nie to dodajemy go razem z RSSI

eprasa.pl b9ff2b3523

```
Powłoka ×
MicroPython v1.27.0 on 2025-12-09; Generic ESP32S3 module with Octal-SPIRAM with ESP32S3
Type "help()" for more information.
>>> %Run -c $EDITOR_CONTENT

  MPY: soft reboot
      Adres MAC      |    RSSI    | Nazwa
  -----------------------------------------
  28:6B:B4:6C:AC:5A |   -76 dBm | None
  28:6B:B4:6C:AC:5A |   -76 dBm | Fridge (nazwa z charakterystyki)
  EB:70:B8:ED:42:90 |   -95 dBm | None
  1C:86:9A:3B:50:E1 |   -88 dBm | None
  64:1C:B0:AE:54:39 |   -93 dBm | None
  00:A0:50:0E:38:09 |   -97 dBm | HwZ_fb034aec87002b2009
  41:42:35:18:FE:4E |   -83 dBm | SH1
  07:7A:58:9C:57:4A |   -93 dBm | None
  76:FF:DB:DB:1A:14 |   -89 dBm | None
  DC:23:51:D6:DC:41 |   -66 dBm | None
  DC:23:51:D6:DC:41 |   -67 dBm | TY (nazwa z charakterystyki)
  70:AC:08:36:04:E6 |   -93 dBm | None
  6C:0B:38:AA:BB:42 |   -96 dBm | None
  03:3B:DF:FA:49:00 |   -92 dBm | None
  F7:E7:3D:35:DF:E8 |   -87 dBm | None
  F7:E7:3D:35:DF:E8 |   -88 dBm | T treadmillY04 (nazwa z charakterystyki)
  CF:02:30:18:BD:DB |   -94 dBm | None
  CF:02:30:18:BD:DB |   -94 dBm | Hue Right (nazwa z charakterystyki)
  5D:8D:8C:63:AC:EC |   -94 dBm | None
  7B:3D:B5:BF:CB:21 |   -94 dBm | None
  5D:8D:8C:63:AC:EC |   -88 dBm | JBL Endurance Race 2-GFP (nazwa z charakterystyki)
  00:19:01:C1:F7:55 |   -97 dBm | YamahaAV
  4F:CF:CF:D0:31:86 |   -95 dBm | None
  A4:C1:38:C1:45:F0 |   -93 dBm | None
  A4:C1:38:7D:C2:F1 |   -94 dBm | None
  A4:C1:38:4A:E8:0C |   -88 dBm | None
  A4:C1:38:4A:E8:0C |   -88 dBm | ATC_4AE80C (nazwa z charakterystyki)
  CB:22:BA:1B:00:10 |   -93 dBm | None
  D1:CD:52:18:0C:06 |   -95 dBm | None
  EB:70:B8:ED:42:90 |   -93 dBm | Hue Left (nazwa z charakterystyki)
  8C:7A:3D:2D:4B:D1 |   -98 dBm | None
  -----------------------------------------
  Znaleziono 24 urządzeń

>>>
```

Rysunek 6. Urządzenia Bluetooth znalezione podczas skanowania

i nazwą, a w kolejnej linii wyświetlamy te informacje na konsoli. W linii 21 sprawdzamy sytuację, w której adres MAC już jest dodany, ale tym razem mamy dodatkowo nazwę urządzenia.

W linii 22 mamy zdarzenie związane z zakończeniem skanowania. W takiej sytuacji wyświetlamy jedynie linię kończącą tabelkę oraz wyświetlamy liczbę znalezionych urządzeń.

Czas sprawdzić, jak działa nasze skanowanie w praktyce. Wystarczy nacisnąć F5 w Thonny i poczekać 30 sekund. Przykładowy efekt pracy programu przedstawiono na **rysunku 6**.

Zakończenie

To już ostatni odcinek kursu MicroPythona. Był on publikowany na łamach „Elektroniki Praktycznej” przez ostatnie 12 miesięcy. Mam nadzieję, że kurs został pozytywnie odebrany przez Czytelników.

Dominik Bieczyński
leonow32@gmail.com

ulubionyKIOSK.pl
Wszystkie poprzednie części kursu dostępne są na stronie:
www.ulubionykiosk.pl/media

eprasa.pl b9ff2b3523

Drogi Czytelniku

Ta sonda zajmie Ci 3 minuty, a nam da wiedzę bezcenną w profilowaniu EP.

Wejdź na **https://forms.gle/kfbcBpVQeSfgs88G8** lub użyj kodu QR i odpowiedz na następujące pytania:

1. Ocena tego wydania EP w skali szkolnej od 1 do 5 (nie oceniaj artykułów, które Cię nie interesują)
   A. Ocena ogólna wydania 1 2 3 4 5
   B. Ocena przydatności głównych artykułów lub działów:
   – Grounding – największy mit w elektronice 1 2 3 4 5
   – Złe nawyki w projektowaniu PCB – jak je zwalczać 1 2 3 4 5
   – Dlaczego twój zasilacz impulsowy działa w laboratorium i pada w produkcji 1 2 3 4 5
   – Korekcja współczynnika mocy – potrzeba stabilizacji pętli 1 2 3 4 5
   – Metodyka projektowania impulsowych przetwornic DC/DC 1 2 3 4 5
   – Moduły z Chin 1 2 3 4 5
   – Audio bez tajemnic 1 2 3 4 5
   – AI w elektronice 1 2 3 4 5
   – Oscyloskopy 2026 – od lampy Brauna do 12 bitów 1 2 3 4 5
   – Kurs 1 2 3 4 5
   – Felieton 1 2 3 4 5

2. Czy powinniśmy w EP publikować projekty:
   ☐ Tak, ☐ Nie, ☐ Nie mam zdania

3. Elektronika jest dla Ciebie:
   ☐ Profesją, ☐ Hobby

4. Prosimy o komentarze, wypowiedzi, propozycje, itp. .....
.....

Dziękujemy
Redakcja EP

REKLAMA



Już jest!
Elektronika dla Wszystkich 5/2026

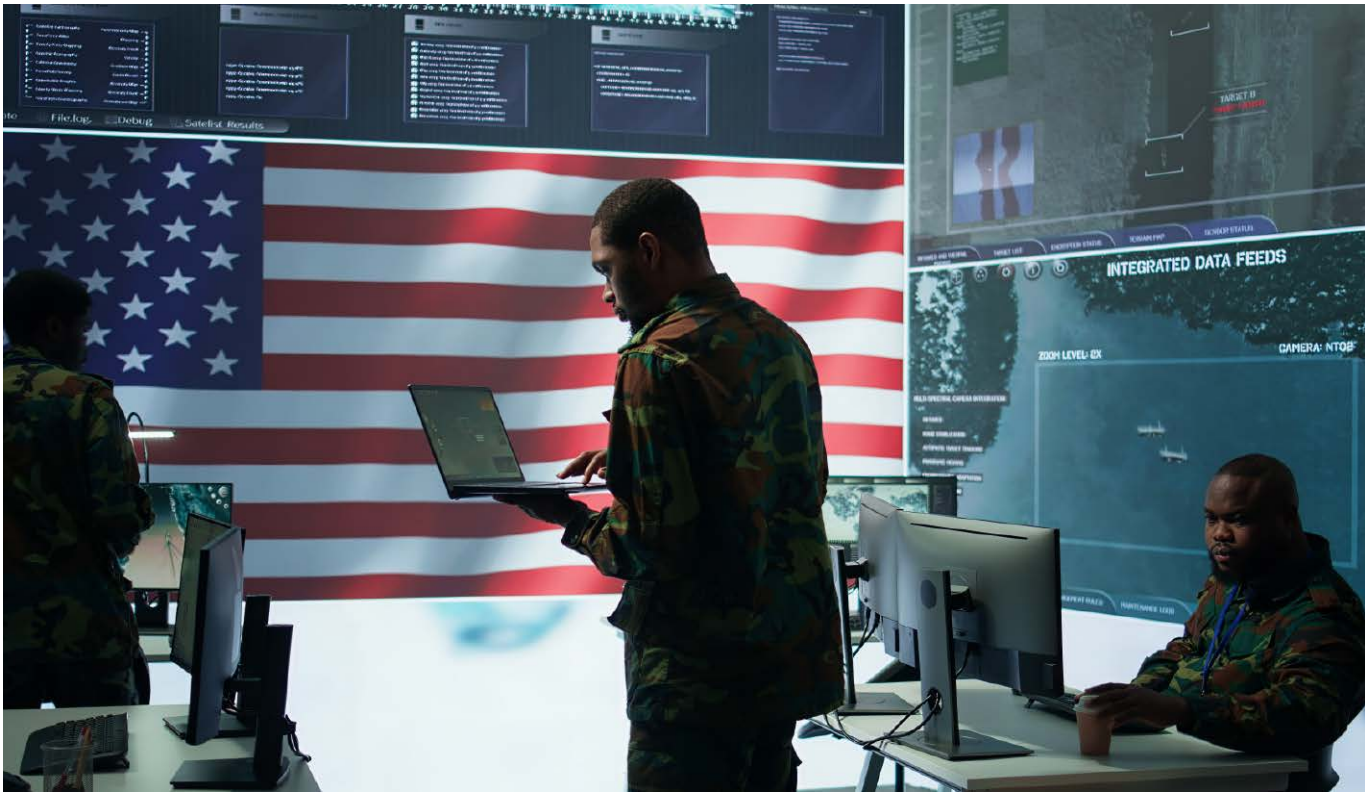
W numerze:

- ✔ Precyzja w warsztacie: budujemy miernik indukcyjności, pojemności i ESR – bo wiemy, że zwykły multimetr to czasem za mało. Do tego solidny, liniowy zasilacz laboratoryjny (0...50 V), który udowadnia, że klasyczne rozwiązania są nieśmiertelne.
- ✔ Brzmienie z mocą: finał budowy aktywnego subwoofera Hi-Fi. Czas zamienić teorię w głęboki bas, który poczujecie w całym domu!
- ✔ Historia z przymrużeniem oka: czy wiedzieliście, że pierwszy dysk twardy ważył tonę i mieścił mniej danych niż jedno zdjęcie z Waszego smartfona? Dr David Maddison domyka naszą niesamowitą podróż w czasie.
- ✔ DIY dla każdego: od automatycznego kranu z LED-ami, przez zdalne sygnalizatory, aż po zabawę z pętlą PLL i siłownikami.

Dla najmłodszych pasjonatów mamy w sekcji Junior projekt układu reagującego na dźwięk – idealny start, by zamienić akustykę w efektowne światło.

Zamów na www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl b9ff2b3523



Jak amerykańskie Big Techy używają prawa do walki z konsumentami i co z tym można zrobić?

Obywatele USA żyją w przekonaniu, iż jest to kraj wolności, a ich model demokracji jest najlepszym modelem świata. W praktyce jednak jest nieco inaczej. Wiele praw jest bowiem uchwalanych nie z myślą o obywatelach, lecz o korporacjach.

Prosty przykład funkcjonowania „krainy wolności" (ang. *Land of the Free*, ich ulubiony frazes): w USA właściciel domu nie ma prawa do decydowania, jak jego dom będzie wyglądać, bo przy jego zakupie podpisał też umowę z HOA (*Homeowners Association* – ichnia nazwa na stowarzyszenie mieszkańców). Każde HOA decyduje o tym, jak wysoka może być trawa w ogródku, jakiego koloru może być elewacja, a jak ktoś się nie dostosuje, to jest karany mandatami, a w skrajnych wypadkach może stracić dom. W ostatnich latach Federalna Komisja Komunikacji (FCC) musiała interweniować, bo różne stowarzyszenia mieszkańców zakazywały ludziom montażu anten i masztów krótkofalarskich, co ogranicza prawo czy wręcz obowiązek radioamatorów do bycia radioamatorami. W USA bowiem bycie radioamatorem wiąże się z obowiązkiem bycia zapasowym łącznikiem w razie awarii normalnych kanałów komunikacji. FCC traktuje to poważnie, więc stowarzyszenia mieszkańców „dostały po łapach", ale to zajęło lata i nie każde HOA się dostosowuje.

Nas jednak nie interesuje ciężki los amerykańskich radioamatorów czy zwykłych mieszkańców domków jednorodzinnych, którzy nie mogą sobie przemalować elewacji albo kupić drzwi wejściowych w dowolnym kolorze. Na nasze szczęście nie mieszkamy w USA. Ale niektóre prawa

eprasa.pl b9ff2b3523



z USA mają wpływ na cały świat, a niekiedy USA posuwało się do szantażu, by zmusić inne kraje do posłuszeństwa i wprowadzenia przepisów, które służyłyby amerykańskim korporacjom.

Prawo do naprawy

W „dawnych czasach" (tj. jakieś 15...20 lat temu i wcześniej), gdy amerykańskiemu rolnikowi przed żniwami zepsuł się traktor, rolnik ów sam dokonywał naprawy, zwykle kupując części od producenta. Nie wzywał serwisanta, jeśli naprawdę nie musiał. Miało to sens, bo autoryzowane serwisy były rozsiane dość rzadko. Następnie firma John Deere zaczęła w nowym sprzęcie rolniczym implementować DRM. Traktor czy kombajn to najeżona elektroniką, skomplikowana maszyna z siecią CAN (lub inną) spinającą wszystko, od kontrolerów osprzętu przez silnik po elektryczne lusterka czy klimatyzację. Podobnie jest w kombajnach. Firma John Deere wykorzystała ten fakt do stworzenia systemu, w którym każda nowa część posiadająca choćby minimum elektroniki musiała być kryptograficznie zarejestrowana przez główny komputer maszyny. Jest to zrozumiałe, bo trzeba walczyć z podróbkami. Problem w tym, iż rejestracja nowej, oryginalnej części wymaga wizyty serwisanta autoryzowanego serwisu, który to serwisant podłącza laptop do maszyny i używa oprogramowania od firmy John Deere, by potwierdzić, iż nowa część jest w porządku. Bez tego maszyny nie da się w ogóle uruchomić. Nawet jeśli wymienioną częścią jest lampa tylna czy czujnik związany z klimatyzacją – traktor czy kombajn odmówi współpracy. W efekcie przez ponad dekadę przed każdymi żniwami kolejki do autoryzowanych serwisantów miały po 2...3 tygodnie. Inni producenci sprzętu rolniczego robili dokładnie to samo, więc rolnicy generalnie nie mieli wyboru. Stracili prawo do naprawy sprzętu kosztującego często miliony złotych. Rynek zareagował na to ciekawie: używany sprzęt rolniczy bez DRM kosztuje w USA więcej niż nowy traktor czy kombajn z salonu. Od kilku lat w USA toczy się batalia o prawo do naprawy, ale firmy w rodzaju John Deere mają więcej pieniędzy dla swoich lobbystów niż stowarzyszenia rolników. Zresztą producenci twierdzą, że rolnik ma prawo naprawić traktor, to jest ma prawo wymienić zepsute części. Rolnik nie ma prawa korzystać z wewnętrznych narzędzi producenta, których licencje są udostępniane tylko autoryzowanych serwisantom.

Również w ramach walki z samozwańczymi serwisantami amerykańscy (i nie tylko) producenci od dekad stosują wkręty o nietypowych kształtach. Do tego jeszcze dane serwisowe są uznawane za prywatną własność intelektualną i przez to są niedostępne dla zwykłego śmiertelnika. Dla przykładu kiedyś wyjąłem ze starej baterii laptopowej kontroler BMS. Pomyślałem sobie, iż zrobię z tego inteligentny powerbank z monitorowaniem stanu naładowania, licznikiem cykli i energii płynącej z i do akumulatorów. A tu figa, bo Texas Instruments, producent konkretnego układu BMS, udostępnia niekompletną notę katalogową. To jest nie podaje hasła dostępu do wewnętrznych rejestrów parametrów akumulatorów. Trzeba być biznesem gotowym zamówić tysiące tych układów i podpisać umowę NDA. Dlaczego? W teorii po to,

eprasa.pl b9ff2b3523



by zwykły użytkownik laptopa sobie nie przeprogramował baterii, by ta pokazywała więcej energii, niż w rzeczywistości ma (na przykład w celu odsprzedaży laptopa z „prawie nową" baterią mającą tysiąc cykli ładowania za sobą). W praktyce uniemożliwia to wymianę samych akumulatorów i regenerację tych baterii. Chcesz więcej energii w laptopie – musisz zapłacić za nową. Tak właśnie TI (i nie tylko) dogaduje się z producentami laptopów, by zwykły użytkownik miał w ramach swojej wolności wolność zakupu nowej baterii, ale brak wolności naprawy starej.

Unia Europejska uchwaliła swoje „prawo do naprawy" w 2024 roku. Prawo to nakazuje producentom stosowanie standardowych wkrętów, rozbieralnych obudów, udostępnianie dokumentów serwisowych czy w końcu części zamiennych do 10 lat od zakończenia produkcji. Prawo to obejmuje sprzęt AGD, smartfony, tablety, komputery i sprzęt serwerowy. W jego ramach koszt naprawy i części zamiennych nie może przewyższać kosztu urządzenia. Co więcej, w ramach gwarancji producent ma obowiązek spróbować naprawić urządzenie, zamiast wymieniać je na nowe. Ma to na celu redukcję produkcji elektrośmieci. Prawo to jednak nie obejmuje dwóch istotnych kategorii: sprzętu rolniczego i motoryzacji. Te sprawy regulują osobne przepisy i nie są to przepisy dobre dla klienta. W ramach motoryzacji producenci muszą udostępniać dane serwisowe i narzędzia wszystkim warsztatom samochodowym, także nieautoryzowanym. Oczywiście nie za darmo, ale też ceny nie mogą być „z kosmosu". Dalej, producenci muszą udostępniać części zamienne. W tym roku wchodzą dodatkowe przepisy, które nakazują, by baterie do pojazdów elektrycznych były rozbieralne i naprawialne w warsztacie. Uważny Czytelnik zauważy, iż mowa o warsztatach. Osoba prywatna nie ma prawa do naprawy własnego samochodu czy motocykla. Wiele firm motoryzacyjnych pozwala na rejestrowanie się w ich portalach serwisowych osobom prywatnym, ale celowo nie ułatwiają im wyszukiwania informacji. W tym roku wchodzą także przepisy, które de facto zakazują majsterkowania we własnym samochodzie – otóż wymagane będą certyfikaty SERMI, które będą udzielane tylko mechanikom i zwykły człowiek nie będzie miał szansy taki certyfikat zdobyć. Lobby motoryzacyjne wciąż jest mocne w UE. W przypadku sprzętu rolniczego producenci na razie nie muszą udostępniać swojego oprogramowania nieautoryzowanym warsztatom. Oznacza to, iż europejski rolnik jest w tej samej sytuacji, co amerykański rolnik. Osobiście nie rozumiem, dlaczego UE nie wprowadzi prawa do naprawy na wszystko. Znaczy się rozumiem teoretyczny argument przeciw – by nieposiadający odpowiedniej wiedzy właściciel nie obszedł któregoś z systemów bezpieczeństwa albo nie zepsuł sobie sprzętu. W teorii ma to sens, bo „grzebiąc w parametrach" można przypadkiem wyłączyć lub przestawić działanie któregoś z systemów bezpieczeństwa (na przykład ABS) albo przeholować z tuningiem silnika. W praktyce jednak

eprasa.pl b9ff2b3523



można by dać właścicielom dostęp do narzędzi serwisowych i oprogramowania, nakładając restrykcje na zmiany krytycznych parametrów czy ustawień. No ale to nie jest w interesie branży motoryzacyjnej czy sprzętu rolniczego.

Jeszcze jedna uwaga: przepisy unijne nakładają ograniczenia mocy i prędkości na rowery elektryczne, hulajnogi elektryczne czy skutery. I tak rower elektryczny ma ograniczenie prędkości do 25 km/h, ograniczenie mocy znamionowej silnika do 250 W i silnik powinien wspierać pedałowanie, a nie wyręczać użytkownika. Skutery spalinowe i elektryczne mają ograniczenie prędkości do 45 km/h, a hulajnogi elektryczne do 20 km/h. W praktyce przepisy te są martwe, bo o ile producent nakłada ograniczenia, to końcowy użytkownik je bez problemu ściąga. W dawnych czasach Polski Ludowej motorowery miały limit mocy 2 KM, dlatego gdy montowano w Ogarach 200 silniki czechosłowackie Jawa 50 o mocy 3,5 KM, króciec dolotowy był modyfikowany przez zwężenie otworu nadlewką materiału. Oczywiście na bazarach można było kupić czechosłowacki króciec. Skąd o tym wiem? Kiedyś mój brat dostał w prezencie silnik Jawa 50 oraz oba króćce. Obecnie obchodzenie ograniczeń mocy i prędkości jest równie łatwe co wymiana króćca w relatywnie prostym silniku (wystarczy odkręcić cztery wkręty). Wymienia się lub przeprogramowuje moduł kontrolny czy pojedynczy układ scalony. Producenci mogliby zabezpieczyć te moduły przed inżynierią wsteczną, ale koszt takiej zmiany byłby zbyt wysoki względem ceny końcowego produktu. Zresztą producenci w takich sytuacjach zrzucają odpowiedzialność na końcowego użytkownika. W zeszłym roku Policja przeprowadziła masową kontrolę hulajnóg i rowerów elektrycznych i pomijając nieprzestrzeganie przepisów i jazdę w stanie nietrzeźwym, wykryła też dużą liczbę przeróbek. W przypadku rowerów nie mogli sprawdzić mocy czy prędkości maksymalnej, ale sama obecność manetki gazu była nielegalną modyfikacją takiego jednośladu. Swoją drogą ograniczenie prędkości dla rowerów elektrycznych jest trochę dziwne, biorąc pod uwagę, iż zwykły rower takich ograniczeń nie ma. Sam widziałem przynajmniej dwóch rowerzystów pędzących z prędkością 30...45 km/h po chodniku w Garwolinie. Było to szczególnie irytujące, gdyż dekadę temu, zanim wzrok mi się aż tak bardzo pogorszył, jeździłem rowerem po ścieżkach rowerowych i drogach publicznych i zupełnie nie rozumiem, dlaczego ktoś zdrowy na ciele musi pędzić po chodniku, gdy ścieżka rowerowa jest dosłownie dwa metry obok. Moja propozycja to montować inteligentne wnyki z VLM, które będą identyfikować i łapać każdego rowerzystę na chodniku za przednie koło.

Prawa przeciwko wolności oprogramowania

W USA obowiązuje prawo, które zakazuje modyfikacji sprzętu i oprogramowania urządzenia bez zgody producenta, nawet jeśli to nie narusza innych praw, jak na przykład własność intelektualna producenta oprogramowania. Konkretne przepisy zawarte są w sekcji 1201 DMCA (*Digital Millennium Copyright Act*). To prawo właśnie pozwala firmie John Deere (i innym producentom) na stosowanie mechanizmu DRM w swoich maszynach rolniczych. Nieważne, jakie intencje przyświecają właścicielowi danego urządzenia, jeśli producent zainstalował mechanizm zabezpieczający, to jego obchodzenie jest zakazane. Ba, posiadanie i/lub udostępnianie narzędzi pozwalających obejść takie zabezpieczenia też jest nielegalne. I to zabezpieczenie nie musi być jakoś wybitnie skomplikowane, sama jego obecność wystarczy, nawet jak to prosty kod PIN typu 1234. Użytkownik, który obejdzie to zabezpieczenie, zgadując PIN, może zostać skazany na karę więzienia do lat



eprasa.pl b9ff2b3523

pięciu i grzywnę do pięciuset tysięcy dolarów za pierwszym razem. Każdy kolejny wyrok może być wyższy. Prawo to pozwala ścigać każdego, kto odkryje lukę w zabezpieczeniach albo wadę w zastrzeżonej części oprogramowania, co czyni pracę pentestera dużo bardziej ryzykowną prawnie, niż można by się spodziewać.

Czytelnik może się zastanawiać, jakie to ma znaczenie dla zwykłego człowieka. W końcu prawo to w teorii chroni go przed hakerami. Prosty przykład to firma Apple oraz to, jak w USA agencja rządowa ICE poluje na imigrantów, łamiąc ich prawa, a w dwóch przypadkach dopuszczając się morderstwa. Ktoś przygotował aplikację dla iOS o nazwie ICE Block, która ostrzega, gdy siepacze ICE są w okolicy. Taki ichni Yanosik, tylko dla imigrantów (także tych legalnych, bo dla ICE to wszystko jedno). Apple pod naciskiem władz wywaliło tę aplikację ze sklepu w październiku zeszłego roku i zdalnie odinstalowało ją z każdego urządzenia z iOS. Tak, mają prawo dyktować ludziom, jakich aplikacji mogą oni używać. Czytelnik może stwierdzić, że to problem tych głupich Amerykanów. Otóż nie, to problem całego świata, bo od roku 1998, gdy prezydent Bill Clinton podpisał DMCA, analogiczne przepisy zostały wprowadzone we wszystkich krajach. W UE zawarte są one w artykule szóstym Dyrektywy 2001/29/WE z dnia 22 maja 2001 r. w sprawie harmonizacji niektórych aspektów praw autorskich i pokrewnych w społeczeństwie informacyjnym (tzw. Dyrektywa InfoSoc). Na bazie tej dyrektywy również w Polsce stworzono analogiczne przepisy. Dla przykładu grupa Dragon Sector ujawniła, jak Newag zainstalował w pociągach Impuls mechanizm, który je „psuje" przy próbie naprawy w nieautoryzowanym serwisie. Komputer pokładowy pociągu używa nawigacji GPS i listy „zakazanych" lokacji, by stwierdzić, czy znajduje się w autoryzowanym serwisie, czy nie [1]. Pociągi miały też wbudowany licznik czasu bez pracy – jeśli w ciągu dziesięciu dni pociąg nie utrzymywał prędkości 60 km/h przez trzy minuty, blokował się. Operator tych pociągów, Koleje Dolnośląskie, miał z tym problem, bo czasami pociągi stoją na bocznicy przez kilka dni, czekając na swoją kolejkę do serwisu. Na ich żądanie Newag „naprawił" problem, wydłużając interwał do trzech tygodni. Odnośnie lokacji GPS, Newag uwzględnił w swojej liście punkty serwisowe, które były w planach, a także własną lokację na potrzeby sprawdzania, czy mechanizm blokady rzeczywiście działa. Pociąg blokował się też, jeśli numer seryjny ekspandera CAN się zmienił, a także po przekroczeniu miliona przejechanych kilometrów oraz gdy różne liczniki przejechanych kilometrów różniły się o więcej niż 100 km. To ostatnie zabezpieczenie to po to, by nikt nie „przekręcał" licznika. Wydaje mi się jednak, iż nowoczesny skład za ciężkie miliony to nie jest jakiś samochód sprowadzony z Niemiec od pierwszego właściciela, który płakał, jak sprzedawał.



eprasa.pl b9ff2b3523

Warto dodać, iż różne pociągi miały różne wersje oprogramowania, więc nie każdy miał ten sam zestaw warunków, które go blokowały.

By „naprawić" pociąg, Newag uzyskuje do niego dostęp i zdejmuje blokadę za skromną opłatą stu tysięcy złotych (diagnostyka „usterki" kosztuje dodatkowe dwieście tysięcy złotych). W starszych wersjach oprogramowania można było odblokować pociąg, wprowadzając sekwencję klawiszy na panelu kontrolnym. Newag nie był zadowolony z tego, iż Dragon Sector ujawnił te informacje, więc hakerzy zostali pozwani. Zostali oskarżeni na przykład o modyfikacje oprogramowania Newagu, czego nie chcieli i nie musieli robić. Pociągi, w których kody odblokowania działały, zostały tak odblokowane. Pozostałe odblokował Newag, mimo że wystarczy do tego zmienić jedną wartość w pamięci NVRAM. Newag pozwał Dragon Sector w Warszawie o naruszenie prawa własności intelektualnej, zarzucając im publikowanie instrukcji, jak hakować pociągi, publikację kodu źródłowego (Dragon Sector miał jedynie wyniki pracy disassemblera), zarzucają SPS i hakerom, iż nie są kompetentni i nie mają prawa do grzebania w oprogramowaniu. Pozew w Gdańsku z kolei to głównie oskarżenie o naruszenie dóbr osobistych. Posłanka Paulina Matysiak również została przez nich pozwana za to samo. Z kolei ABW, UOKiK i CBA prowadziły sprawę przeciw Newagowi, czym teraz zajmuje się prokuratura w Krakowie. Grupa Dragon Sector przekazała te wszystkie informacje na prelekcji w czasie konferencji 38C3 [2]. Dodali też, iż zgłaszali sprawę do Urzędu Transportu Kolejowego, ale ponoć otrzymali odpowiedź, że UTK się nie zajmie tym problemem, bo jak pociąg stoi zepsuty na bocznicy czy w serwisie, to nie stanowi zagrożenia kolejowego. Generalnie sposób zachowania się Newagu w tej sprawie jest cokolwiek oryginalny. Nie będę pisał więcej, bo jeszcze i mnie pozwą.

Inny przykład: Apple w swoim sklepie z aplikacjami ma swoją własną metodę płatności, na którą nakłada marżę 30%. Na każdym wydanym dolarze zarabia zatem 30 centów. Twórcy aplikacji nie mają możliwości skorzystania z usług innych firm przetwarzających płatności, dzięki czemu na samych tych marżach Apple zarabia 100 miliardów dolarów rocznie. Gdy UE zaczęła wywierać nacisk na Apple, by udostępnić możliwość używania alternatywnych sklepów z alternatywnymi metodami płatności, Apple zgodziło się, ale dołożyło do tego dodatkową opłatę, co czyniło alternatywy nieopłacalnymi, a dodatkowo dodali, że gdy smartfon czy inne urządzenie Apple opuści strefę UE na dłużej niż 21 dni, Apple skasuje z niego oprogramowanie i dane. Unia Europejska odpowiedziała, że to nie przejdzie, Apple odpowiedziało, iż opuści rynek UE całkowicie. A potem zgłosili te przepisy do europejskich sądów, co zablokuje je na kolejną dekadę. Gdyby UE wykreśliła artykuł szósty dyrektywy InfoSec, to każdy mógłby stworzyć



swoją wersję sklepu Apple, legalnie obchodząc zabezpieczenia urządzenia (Jailbreak) i oferować tę metodę w formie płatnej usługi z obsługą klienta i aktualizacjami w cenie. Rolnicy używający ciągników z DRM mogliby zapłacić za narzędzie do odblokowywania maszyny zewnętrznej firmie jeden raz, zamiast płacić serwisantowi za każdym razem, gdy coś w ciągniku się zepsuje.

Dużo bardziej niepokojącymi przykładami tego, jak amerykańskie firmy technologiczne mogą negatywnie wpływać na resztę świata, jest sprawa Międzynarodowego Trybunału Karnego w Hadze. Prokurator złożył wniosek w maju 2024, nakaz aresztowania (list gończy) został wydany w listopadzie 2024 za Benjaminem Netanjahu. Jakoś w tym samym czasie MTK stracił dostęp do poczty i dokumentów, gdyż w swojej wewnętrznej sieci korzystali z narzędzi i usług amerykańskiej firmy Microsoft. Oczywiście Microsoft nazywał to „przypadkowym zbiegiem okoliczności", ale ja tego tak nie widzę. W końcu Izrael istnieje i grozi sąsiadom tylko i wyłącznie dlatego, iż Stany Zjednoczone go bronią i dla Izraela atakują teraz Iran. Ale to nie wszystko. W 2018 roku USA uchwaliło ustawę US CLOUD Act (*Clarifying Lawful Overseas Use of Data Act*), która pozwala amerykańskim organom ścigania na dostęp do wszystkich danych przechowywanych „w chmurze" należącej do amerykańskiej firmy, nawet jak fizyczne centrum danych znajduje się na terenie innego kraju. Dziesiątego czerwca ubiegłego roku dyrektor działu prawnego Microsoft France, Anton Carniaux, przyznał pod przysięgą przed francuskim Senatem, iż Microsoft nie może zagwarantować, iż dane francuskich instytucji państwowych przechowywane przez systemy Microsoftu nie zostaną przekazane rządowi Stanów Zjednoczonych, nawet jeśli fizycznie znajdują się we Francji. Inaczej pisząc – każdy kraj korzystający z usług sieciowych Microsoftu czy innych amerykańskich firm zasadniczo daje wolny dostęp do nich takim agencjom jak FBI, czy NSA, nie wspominając o amerykańskim rządzie. O tym, że tak może się stać było wiadomo już od dawna, głównie po tym, co ujawnił Snowden. W efekcie

eprasa.pl b9ff2b3523

powstała inicjatywa Eurostack, której celem jest uniezależnienie krajów UE od cyfrowej infrastruktury i rozwiązań będących w rękach amerykańskich firm, gdyż te zbyt chętnie pomagają amerykańskiemu rządowi. Na razie nie ma jeszcze żadnych gotowych rozwiązań, ponieważ stworzenie całej, niezależnej infrastruktury będzie dość kosztowne, a kraje UE mają inne wydatki.

Ktoś się zapyta, jak te przepisy w ogóle zostały wprowadzone na całym świecie. Australia wprowadziła je w ramach umowy o wolnym handlu z USA. Meksyk i Kanada podpisały umowę o wolnym handlu z USA, która też nakazywała im wprowadzenie tych przepisów. Różne inne kraje, jak Chile, mają bilateralne umowy o wolnym handlu z USA, które również nakazują im wprowadzenie przepisów chroniących interes amerykańskich Big Techów. Kraje Ameryki Środkowej z kolei podpisały umowę CAFTA (*Central America Free Trade Agreement*), która wymusza na nich przepisy w stylu DMCA. Jak jednak USA mogło przekonać inne kraje do wprowadzenia przepisów, które dają przewagę amerykańskim korporacjom kosztem lokalnych firm? Cory Doctorow w swoim wystąpieniu na konferencji 39C3 [3] podał przykład, jak z krajów Ameryki Środkowej prowadzone były negocjacje w ramach CAFTA między przedstawicielami rządu amerykańskiego i rządu tego kraju. Prowadzący negocjacje człowiek zadzwonił do Ministra Informatyki i powiedział coś takiego:

– Pamiętasz, jak mówiłeś mi, bym się nie zgadzał na wprowadzenie prawa przeciw omijaniu zabezpieczeń? Amerykanie powiedzieli, że jeśli nie wprowadzimy takich praw, to oni od nas nie kupią kawy. Nie możemy stracić amerykańskiego rynku kawy, bo to zniszczy naszą gospodarkę, tak że wprowadzamy te prawa.

Tak właśnie USA wymusiło te przepisy na wszystkich innych krajach.

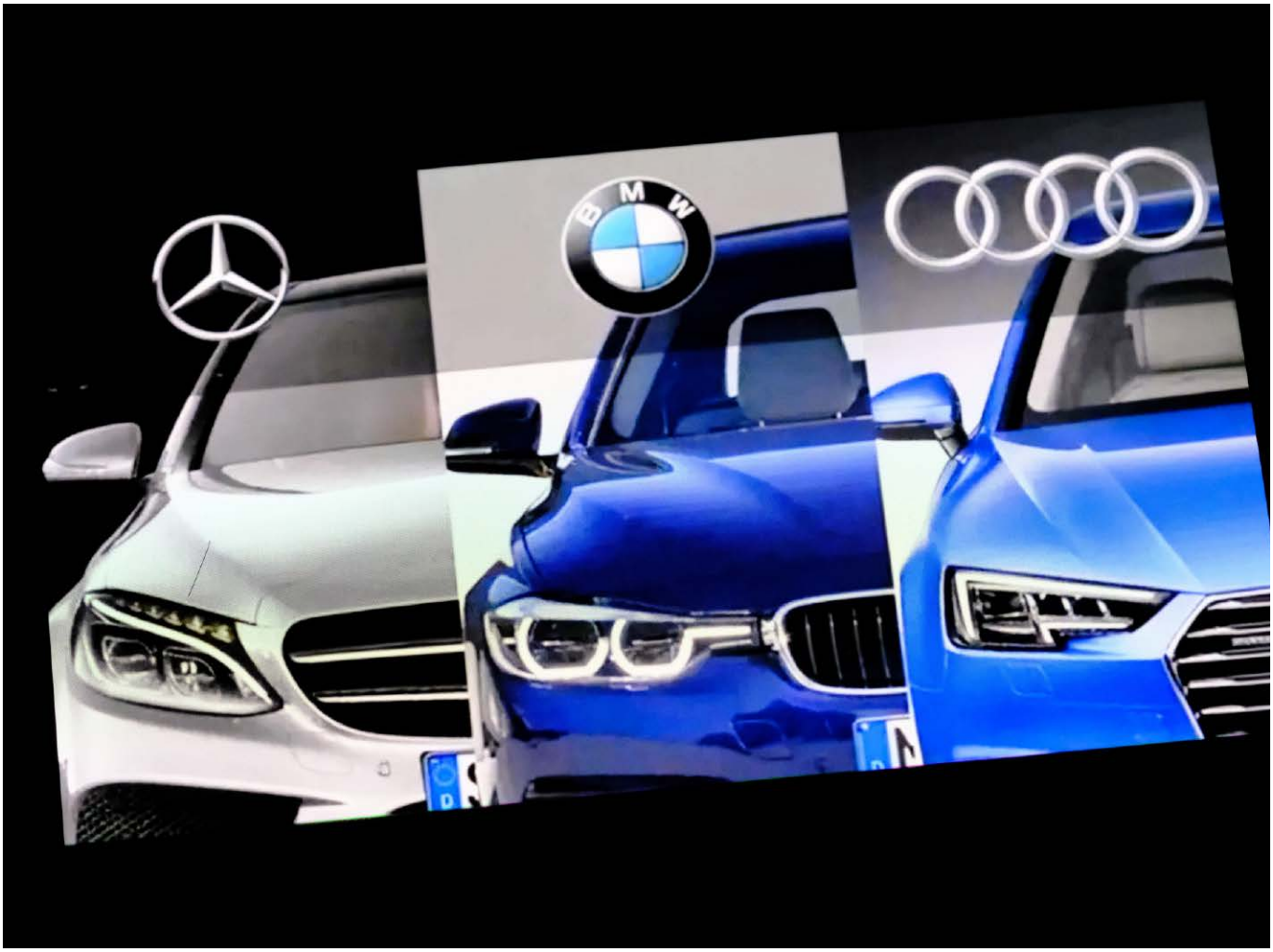
Co niesie przyszłość?

Główną motywacją, by uchwalić przepisy chroniące w pierwszej kolejności interes firm amerykańskich, była groźba amerykańskich sankcji i ceł. Teraz już mamy amerykańskie cła i sankcje, więc w interesie UE byłoby ograniczenie praw służących tym firmom. Jeśli Polska zmieniłaby przepisy, pozwalając na legalne tworzenie narzędzi obchodzących autoryzację w amerykańskim sprzęcie rolniczym albo na bezkarne i nielimitowane instalowanie alternatyw do Apple App Store, to pierwsza firma, która by weszła z tym na rynek, zarabiałaby miliardy. Jeff Bezos z Amazonu, konkurując z tradycyjnymi wydawcami, powiedział o nich: „Twoja marża to moja szansa". Oferując alternatywę ze znacznie niższymi kosztami własnymi i marżą, zarobił grube miliardy dolarów. Alternatywny sklep dla iOS z marżą 3% wciąż by zarabiał teoretycznie 10 miliardów dolarów rocznie kosztem zysków Apple. Pozbycie się przepisów blokujących zabezpieczenia na poziomie europejskim będzie potrzebne, gdy powstanie Eurostack, gdyż nie sądzę, by Microsoft, Google czy inne amerykańskie koncerny zgodziły się stworzyć narzędzia pozwalające użytkownikom na łatwą migrację na nowe, alternatywne platformy. Wręcz przeciwnie, będą z tym walczyć, bo to w końcu ich zyski. I dostęp dla amerykańskiego rządu do europejskich danych. Warto nadmienić jeszcze, iż polski rząd boi się nawet załatwić taką prostą rzecz, jak „podatek cyfrowy", czyli podatek od zysków amerykańskich firm działających w polskim Internecie. Podatek taki dałby nam dodatkowe 2–3 mld złotych wpływów do budżetu. Niektóre inne kraje wprowadziły taki podatek i USA jakoś im krzywdy z tego powodu nie zrobiło. Nie rozumiem tego tchórzostwa i służalczej postawy wobec amerykańskich firm, bo w zamian nic z tego nie mamy.

Inną praktyką, która wydaje się być cokolwiek nieuczciwa, to celowe ograniczanie funkcjonalności samochodów po to, by potem oferować „ulepszenia" w ramach abonamentów czy mikropłatności. Audi ma odpłatną klimatyzację dwustrefową, Mercedes-Benz oferuje abonament na pedał gazu – za kilkaset euro rocznie odblokowuje pełne przyspieszenie samochodu. Za oddzielną opłatą dołoży skrętną oś tylną – mechanika jest zainstalowana, ale ograniczona oprogramowaniem do zakresu ±4,5°, za więcej trzeba zapłacić. BMW ma system wykrywający nadjeżdżający z naprzeciwka samochód, który automatycznie wyłącza światła długie, ale tylko jak się zapłaci abonament. Ale to pikuś w porównaniu z firmą Medtronic, która produkuje respiratory. W czasie pandemii covid-19 pojawił się dość poważny problem z naprawą tych respiratorów – lokalni technicy mogli wymieniać i naprawiać części, ale respiratory nie działały, jeśli nowy komponent nie został „sparowany". W USA, nie mogąc się doczekać



eprasa.pl b9ff2b3523



wizyty serwisantów Medtronica, technicy zaczęli używać narzędzi stworzonych przez polskiego hakera do obchodzenia tych zabezpieczeń. Co jak co, ale sprzęt ratujący życie ustawowo nie powinien mieć zabezpieczeń DRM. Bo co będzie następne – abonament na rozrusznik serca i pompę insulinową? Implant ślimakowy przywracający słuch tylko do 3 kHz w wersji darmowej, na pełny zakres trzeba wykupić roczną licencję? A może proteza ręki, w której za opłatą można odblokować pełną szybkość zginania palców, bo inaczej zginają się i prostują powoli? Dodajmy do tego limit na liczbę palców: wersja darmowa daje kciuk i palec wskazujący, kolejne trzeba wykupić mikropłatnością.

W naszym interesie jest walka z takimi praktykami, zarówno na drodze prawnej, jak i metodami łamiącymi idiotyczne prawa chroniące Big Techy. Obywatelskie nieposłuszeństwo w przypadku, gdy alternatywą jest oddanie prawa do naprawy, prawa do cyfrowej niepodległości czy prawa do prywatności korporacjom myślącym tylko o zysku, to nie tylko rzecz etyczna i moralna, ale wręcz konieczność. Inaczej nasze wnuki będą musiały płacić abonament na drzwi, bo bez tego się nie otworzą, a potem nie zamkną.

Jeszcze jedna uwaga na koniec: są dostępne narzędzia do łamania zabezpieczeń dla urządzeń z iOS, dla traktorów i innego sprzętu John Deere i dla sprzętu innych firm. Dla przykładu jest metoda, by przerobić tanie maszyny CPAP (*Continuous Positive Airway Pressure*) od Medtronic na respiratory, co było robione w czasie pandemii, mimo iż zwiększało to nieco ryzyko w porównaniu z normalnymi respiratorami. W sytuacji, gdy alternatywą jest brak jakiegokolwiek wsparcia oddechowego dla pacjenta, który bez niego nie przeżyje, ryzyko takie staje się akceptowalne. I to jest ważne: nieoficjalne metody obchodzenia różnych zabezpieczeń, tworzone przez „nieznanych sprawców", są ryzykiem dla końcowego użytkownika. Zalegalizowanie takich narzędzi sprawiłoby jednak, iż ich twórcy mogliby „wyjść z cienia" i zacząć oferować (niekoniecznie za darmo) wsparcie techniczne w razie, gdyby metoda nie zadziałała albo gdyby producent sprzętu wypuścił nową łatkę. To powód, by walczyć o prawo do naprawy i prawo do omijania zabezpieczeń.

Paweł Kowalczyk

Źródła:

[1] https://www.youtube.com/watch?v=XrlrbfGZo2k
[2] https://www.youtube.com/watch?v=8OB2NqcSDXQ
[3] https://www.youtube.com/watch?v=3C1Gnxhfok0

eprasa.pl b9ff2b3523

Obudowy wodoodporne HUB



Serię HUB stanowią obudowy dedykowane rozwiązaniom, dla których wymagany jest maksymalny stopień szczelności. Jest tu mowa o tym, że obudowy te zaprojektowano z myślą o pracy w środowiskach, gdzie wilgoć lub zapylenie mogłyby doprowadzić do awarii urządzeń. Dzięki zastosowaniu doskonałej jakości polimerów, seria HUB łączy w sobie lekkość ze znaczącą odpornością mechaniczną i jest ona idealnym wyborem dla m.in. mierników poziomu cieczy, stacji meteo i inteligentnych systemów nawadniania. W przeciwieństwie do obudów metalowych, tworzywo sztuczne w obudowach z serii HUB nie wytłumia fal radiowych, co pozwala na schowanie anten w ich wnętrzach – przy zachowaniu optymalnego zasięgu transmisji danych (np. LoRaWAN, Wi-Fi lub GSM). Wybierając obudowy z serii HUB, inwestuje się w produkty, które znakomicie znoszą próbę czasu. Ich przemyślany design ułatwia montaż na ścianach i masztach, podczas gdy z kolei estetyczne wykończenie sprawia, że urządzenia prezentują się profesjonalnie zarówno w halach produkcyjnych, jak i w przestrzeni publicznej. Bez wątpienia jest to propozycja dla każdego inżyniera i projektanta poszukującego złotego środka między funkcjonalnością, a ochroną na najwyższym poziomie.

Najważniejsze cechy:

- Wysoka klasa szczelności IP – gwarantująca pełną ochronę przed wnikaniem wody lub pyłu
- Zintegrowane systemy uszczelnień – zachowują właściwości nawet przy dość częstym otwieraniu obudowy
- Konstrukcja zoptymalizowana pod kątem dławnic kablowych i złączy
- Wykonanie z tworzyw odpornych na procesy starzenia i działanie szeregu substancji chemicznych

https://www.dacpol.eu/pl/seria-hub-obudowy-wodoodporne

Kompaktowe pamięci e.MMC 5.1 firmy ATP Electronics

Niniejsze pamięci zaprojektowano z myślą o zastosowaniach, w których standardowe obudowy okazują się zbyt duże. Zmniejszenie wymiarów do poziomu 6,7×7,2 mm, przy wysokości zaledwie 0,65 mm pozwala na znaczącą redukcję zajmowanej powierzchni, bez konieczności rezygnacji ze spełniania wymogów JEDEC e.MMC 5.1. Licząca z kolei 125 wyprowadzeń obudowa FBGA pozwala na bezpośrednią integrację z popularnymi platformami



SoC oraz na obsługę trybów magistrali: ×1, ×4 lub ×8, co przekłada się na transfery danych osiągające wartości: 240 MB/s – dla odczytu, i 210 MB/s – dla zapisu danych. W obrębie tej samej obudowy funkcjonują 2 odrębne warianty pamięci. Różnią się one tym, iż mają odmienne zarówno charakterystyki zapisu, jak i docelowe profile obciążenia, a symbole, którymi są oznaczane to: E600Vc oraz E700Pc. Pierwszy z wariantów stanowi pamięć 3D TLC o pojemności 64 GB i parametrze TBW (po ang. Total Bytes Written) równym 12. Sprawdza się tam, gdzie kluczowa jest duża przestrzeń danych, przy umiarkowanej intensywności operacji zapisu. Alternatywą jest wariant drugi, który w trybie pSLC oferuje pojemność do 20 GB oraz parametr TBW nie niższy niż 680. Takie podejście pozwala precyzyjnie dostosować nośnik do charakteru aplikacji, bez konieczności przewymiarowania rozwiązania. Przytoczone warianty, obok mechanizmów zwiększających niezawodność pracy, obejmują również: korekcję błędów danych, równomierne rozkładanie cykli zapisu oraz automatyczne odświeżanie w miejscach o sporadycznym lub intensywnym wykorzystaniu. Zastosowane oprogramowanie układowe ma wdrożoną funkcję dynamicznego zarządzania trybami pracy. Nawet w chwilach bezczynności zużycie energii pozostaje na niskim poziomie, a długoterminowa eksploatacja jest pewnikiem w każdej sytuacji. Liczącym się atutem jest również zakres temperatur pracy: od –25 do 85°C, nie mówiąc o konstrukcji odpornej z jednej strony na wibracje, a z drugiej strony na zmienne i nieprzewidywalne warunki zarówno te mechaniczne, jak i otoczenia.

https://csi.pl/jak-nowe-e-mmc-odpowiadaja-na-wymagania-wspolczesnych-projektow/

Czujnik wilgotności gleby PMD EM M-30 LR

Dzięki czujnikowi wilgotności gleby PMD EM M-30 LR można zmierzyć objętościową zawartość wody na głębokości 30 cm, której wartości prezentowane są w procentach. Wartości te udostępniane są co kolejną godzinę za pośrednictwem sieci LoRaWAN, a sam czujnik można dostosowywać poprzez łatwą parametryzację. Wszystkie wartości interpretowane są w odpowiedniej aplikacji. Dla sprawniejszej

eprasa.pl b9ff2b3523

obsługi do dekodowania danych pomiarowych przewidziana jest biblioteka JavaScript. Warto się nią posłużyć, kiedy tylko pojawia się ku temu okazja. Prezentowany czujnik zasilany jest z baterii, których użycie wystarcza na 8 lat nieprzerwanej pracy. Jest to produkt, który w praktyce ma nadany stopień ochrony IP67. Istnieje możliwość zapamiętania w nim do 6 wartości pomiarowych – na tyle wartości obliczona jest wbudowana pamięć w urządzeniu. Zapewniona jest łatwa adaptacja do różnych typów gleby. Czujnik TCC jest produktem całkowicie bezobsługowym. Nie wymaga podłączenia do sieci stacjonarnych. Można go z łatwością umieścić w każdym miejscu w ziemi. Zapewniona jest jego integracja z systemami innych firm z wykorzystaniem biblioteki JavaScript. Wszystko to ma miejsce przy wytrzymałej obudowie, która jest odporna na uderzenia i równocześnie pozwala na wbijanie czujnika gumowym młotkiem do gleby – a dokładniej do miejsca, w którym PMD EM M-30 LR ma docelowo operować.



https://www.phoenixcontact.com/pl-pl/produkty/czujnik-pmd-em-m-30-lr-1646045



Firma Digi-Key Electronics zorganizowała turniej robotyczny Warehouse VEX V5 Robotics 2026

Dnia 6 lutego 2026 roku firma Digi-Key Electronics zorganizowała w swojej siedzibie w Thief River Falls kolejną edycję turnieju Warehouse VEX V5 Robotics. W wydarzeniu wzięło udział ponad 200 uczestników ze szkół średnich i liceów, wraz z rodzicami oraz kibicami, co pokazuje rosnące zainteresowanie edukacyjnymi inicjatywami w obszarze robotyki. Turnieje VEX Robotics sprzyjają rozwijaniu doświadczenia, umiejętności eksperymentowania i majsterkowania, pozwalając uczestnikom poznać świat nauk ścisłych od praktycznej strony. Firma Digi-Key Electronics od wielu lat wspiera kolejne pokolenia wynalazców, a wydarzenie zorganizowane dnia 6 lutego 2026 r. bezpośrednio wpisuje się w realizowaną przez nią misję. Uczestnicy mieli okazję zapoznać się z rozlicznymi możliwościami rozwoju kariery zarówno w Thief River Falls, jak i poza firmą. Turnieje VEX Robotics odbywają są przez cały rok, wliczając w to VEX Robotics World Championship, czyli ich finał, który tradycyjnie organizowany jest w kwietniu (jest to kulminacja turniejów, ich podsumowanie i wybór najlepszych z najlepszych).

https://www.digikey.com/en/news/press-releases/2026/february/digikey-hosts-200-students-for-vex-v5-robotics-competition



Zestaw ewaluacyjny NEVB-MTR1-KIT1 firmy Nexperia z podzespołami Würth Elektronik – od firmy Farnell

Zestaw ewaluacyjny NEVB-MTR1-KIT1 stanowi efekt współpracy dwóch firm: Nexperia oraz Würth Elektronik. Co to oznacza dla użytkownika? Gotowy produkt, który przyspiesza rozwój sterowników silników, integrując sprawdzoną technologię półprzewodnikową z wypróbowanymi podzespołami pasywnymi. Zasadniczy nacisk położony jest na pełne wsparcie użytkowników, którym zapewniane są korzystne parametry techniczne oraz najwyższa jakość wykonania. Całość zaprojektowano z myślą o zachowaniu precyzji i niezawodności – kluczowych w nowoczesnych aplikacjach napędowych. Bez wątpienia NEVB-MTR1-KIT1 to modułowa, przyjazna wszystkim programistom platforma obsługująca różnego typu silniki, algorytmy sterowania oraz środowiska testowe. Elastyczna architektura produktu umożliwia szybkie iteracje, testy oraz optymalizację projektów, realnie skracając czas wprowadzania produktów na rynek. Co więcej, zestaw można skonfigurować w mniej niż 2 minuty i można go również wygodnie zasilać poprzez złącze USB-C. Dodatkowo firma Würth Elektronik dostarcza szeroką gamę komponentów pasywnych do NEVB-MTR1-KIT1: od cewek indukcyjnych i koralików ferrytowych, aż po kondensatory i złącza, dobranych

eprasa.pl b9ff2b3523

pod kątem niezawodności w wymagających aplikacjach sterowania silnikami. Na szczególną uwagę zasługuje integracja złączy wysokoprądowych, umożliwiająca ewaluację systemów o mocy do 1 kW – przy napięciu zasilania 48 V. Zestaw ewaluacyjny NEVB-MTR1-KIT1 znajduje zastosowanie w licznych aplikacjach. Jednymi z nich są elektronarzędzia. Innymi natomiast są urządzenia bezprzewodowe, a nawet elektryczne wózki widłowe.

https://www.farnell.com/news/farnell-unveils-nexperias-nevb-mtr1-kit1-motor-control-evaluation-kit-featuring-wuerth-elektronik-components/



Programator S-Gang ISO-X-1 firmy Elprotronic w ofercie TME

W ofercie dystrybutora TME pojawił się najnowszy produkt od firmy Elprotronic, z linii narzędzi, które umożliwiają programowanie pamięci i mikrokontrolerów. Jest tu mowa o S-Gang ISO-X-1, programatorze stworzonym z myślą o zastosowaniach w produkcji i aplikacjach testowych, obsługującym kilka układów naraz, wspierającym ich szeroką gamę, wliczając w to takich producentów jak: Cypress, Microchip, Micron lub Renesas. Prezentowany programator umożliwia zaprogramowanie do 8 układów naraz, w zależności od wybranej wersji – przy zachowaniu pełnej kontroli nad każdym z nich (dostępne są oddzielne linie zasilania, danych i resetu dla układów). Jest to urządzenie mogące działać samodzielnie (bądź domyślnie pod nadzorem komputera), wyposażone w porty: USB, Ethernet i RS-232, co pozwala na stosunkowo wygodne „wgranie" nawet 60 różnych kodów do jego pamięci, której pojemność równa się 120 MB. Jednak to nie wszystko: S-Gang ISO-X-1 obsługuje też pamięci Flash z interfejsem SPI/QSPI (takich firm jak: GigaDevice, ISSI, Macronix, czy Microchip) oraz mikrokontrolery z serii: MSP430, STM8, AVR, PIC, RL78 i iMOTION. Ma to miejsce przy pełnej współpracy z systemami operacyjnymi: Windows i Linux, uwzględnieniu izolacji galwanicznej oraz wsparciu dla szerokiego zakresu napięć układów (1,65...5 V). W ten sposób programator S-Gang ISO-X-1 stanowi wszechstronne rozwiązanie – takie, które na dodatek jest skalowalne tzn. kilka programatorów można złączyć i sterować nimi z jednego urządzenia, a każdy z nich oferuje przydatne opcje, do których zaliczają się m.in.: serializacja, testowanie funkcjonalne i limitowanie liczby cykli programowań.

https://www.tme.eu/pl/news/about-product/page/74480/programator-s-gang-firmy-elprotronic-w-tme/



Mikser statyczny QUADRO 05-16L

W pracy z klejami dwuskładnikowymi istotne znaczenie ma precyzyjne i równomierne wymieszanie składników. Nawet niewielki błąd w doborze proporcji mogą wpłynąć na trwałość połączenia, zmienić czas wiązania bądź pogorszyć estetykę wykonania. Stąd coraz częściej wybierane są sprawdzone rozwiązania – dla przykładu mikser statyczny QUADRO 05-16L będący podręcznym rozwiązaniem, pod którym skrywa się wysokiej klasy dysza mieszająco-dozująca. Mechanizm miksera statycznego QUADRO 05-16L jest w istocie prosty i skuteczny. Składniki kleju mieszają się w dyszy w chwili, kiedy następuje wyciskanie z kartusza, przy czym klej ma konsystencję równomierną w pełnej objętości. Nie ma konieczności stosowania dodatkowych narzędzi, a mikser stworzono z myślą o: zapewnieniu wygody użytkowania oraz maksymalnej wydajności pracy. Jest to produkt pasujący do podwójnych kartuszy o pojemności 37...50 ml – tyle wystarczy m.in. do prac montażowych, czy profesjonalnych napraw w elektronice.

Najważniejsze cechy:

- Kompatybilność z klejami w proporcjach: 1:1, 2:1 lub 10:1
- Równoczesne mieszanie i dozowanie
- Precyzyjna aplikacja „bez bałaganu"
- Niskie koszty użytkowania
- Prosta obsługa z użyciem pistoletu dozującego
- Produkt renomowanego producenta – EverTek

https://www.skladtechniczny.pl/blog/narzedzia/mikser-statyczny-quadro-05-16l-ever-tek-precyzyjne-mieszanie-klejow-dwuskladnikowych-bez-wysilku

Stacja lutownicza i rozlutowująca i-CON VARIO 4 MK2

Nowa stacja do lutowania i rozlutowywania komponentów ERSA i-CON VARIO 4 MK2 to udoskonalona wersja modelu starszej generacji. Zmodyfikowane zasilanie pozwala na jeszcze lepszą dystrybucję mocy, co z kolei przekłada się na wzrost efektywności o 20%. Stacja i-CON VARIO 4 MK2 wyposażona jest w 2 duże, czytelne wyświetlacze. Można do niej podłączyć 4 różne

eprasa.pl b9ff2b3523



narzędzia – w tym: lutownicę i-TOOL AIR S, lutownicę i--TOOL HIGH POWER, narzędzia do rozlutowywania z odsysaniem spoiwa, czy pęsetę lutowniczą CHIP TOOL VARIO. Możliwość własnej konfiguracji oznacza to, iż z miejsca można złożyć wszechstronne stanowisko do zastosowań: od lutowania komponentów SMD w rozmiarze 0201, do rozlutowywania komponentów PTH.

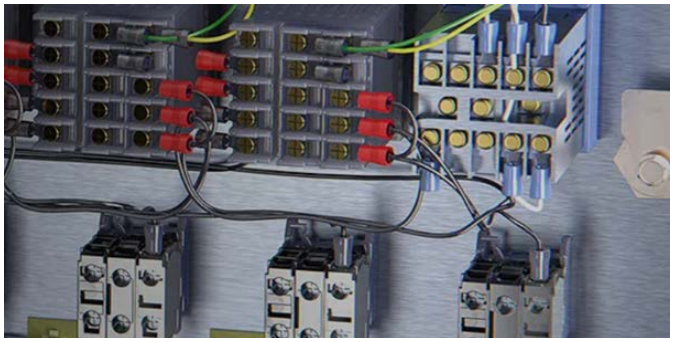
Najważniejsze cechy:

- Lutowanie i rozlutowywanie czterema narzędziami równocześnie (w tym jedno i-TOOL AIR S)
- Duży i wyjątkowo cichy wentylator i-TOOL AIR S
- Wbudowana pompa próżniowa do odsysania spoiwa przy rozlutowywaniu
- Łatwa i intuicyjna obsługa – jeden przycisk i dwa duże, wielofunkcyjne wyświetlacze
- Zasilacz przystosowany do pracy ciągłej z inteligentną dystrybucją mocy do podłączonych narzędzi
- Szeroki wybór dodatkowych narzędzi
- Możliwość lutowania komponentów od rozmiaru 0201 metrycznie nawet do PLCC 84
- Wbudowane przyłącze do płyty podgrzewającej lub wyciągu oparów
- Funkcja czuwania: do wyboru, czasu i temperatury
- Obudowa ESD
- Automatyczne wyłączenie, gdy stacja nie jest używana
- Wbudowany alarm

https://pbtechnik.com.pl/pl/o/ersa-stacja-lutownicza-i-rozlutowujaca-vario-4

Oprogramowanie SOLIDWORKS Electrical Professional

Te nowoczesne środowisko CAD przeznaczone jest do kompleksowego projektowania urządzeń elektrycznych – z uwzględnieniem schematów 2D, a także modelowania 3D. Rozwiązanie umożliwia pełną synchronizację danych pomiędzy warstwą elektryczną i mechaniczną, zapewniając w ten sposób spójność dokumentacji oraz usprawniając na dobrą sprawę współpracę zespołów inżynierskich. W przypadku oprogramowania SOLIDWORKS Electrical Professional proces projektowania w rzeczy samej obejmuje trasowanie przewodów i ich wiązek, a użytkownicy mogą pracować na współdzielonych



źródłach danych tak długo, jak to tylko uznają za wymagane. Automatyczna numeracja przewodów wliczona jest tak samo, co szybka generacja zestawień materiałowych (BOM) obok raportów połączeń, list przewodów i złożonych schematów elektrycznych, często hierarchicznych i wielopoziomowych. Zapewnione jest także natychmiastowe odwzorowanie zmian w modelu 3D, co zdecydowanie zmniejsza ryzyko błędów konstrukcyjnych i zarazem w praktyce przyspiesza proces tworzenia rozwiązań. Oprogramowanie SOLIDWORKS Electrical Professional pozwala użytkownikowi na definicję tras przewodów w przemyślny sposób wraz z należnym doborem długości ostatnich i optymalizacją prowadzenia instalacji w obudowach lub szafach sterowniczych. Dokumentacja produktu tworzona jest na koniec, a zastosowania, gdy chodzi o sektor przemysłu, obejmują m.in. automatykę, pracownie projektowe, firmy OEM oraz wszystkich producentów systemów sterowania.

https://ccontrols.pl/oprogramowanie/solidworks/solidworks-electrical-professional/

Mikroskop cyfrowy OIV-345 z wyświetlaczem LCD HD o przekątnej 12 cali



Jest to rozwiązanie z jednej strony funkcjonalne, a z drugiej przeznaczone do inspekcji, analizy oraz dogłębnej dokumentacji próbek bez użycia komputera. Zapewniana przez mikroskop rozdzielczość obrazu 5 MPx oferowana jest wraz z płynnym podglądem na żywo oraz zwartą, solidną konstrukcją, dzięki czemu urządzenie jest przygotowane do pracy na potrzeby zarówno laboratoriów, jak i stanowisk produkcji. Mikroskop OIV-345 powstał z myślą o precyzyjnej kontroli detali oraz dokumentacji w jakości Full HD bez względu na typ próbek. Celem

eprasa.pl b9ff2b3523

ich dogłębnej obserwacji, przewidziany jest szybki zoom z zintegrowanym mechanizmem „click-stop" zapobiegającym utracie ostrości obrazu, a dodatkowo na użytkowników czeka pierścieniowe oświetlenie LED, którego użycie warunkuje w pełni równomierne doświetlenie detali. Ten mikroskop sprawdza się należycie przy kontroli podzespołów SMD (i nie tylko), nie mówiąc o kompaktowej konstrukcji i niedużym ciężarze, w praktyce ułatwiających przenoszenie OIV-345 między stanowiskami. Urządzenie jest gotowe, jeśli chodzi o pracę, natychmiast po uruchomieniu, oferując slot na karty microSD do zapisu i odczytu danych na nich przechowywanych (a te dane stanowią obrazy i/lub filmy).

Najważniejsze parametry:

- Wyświetlacz LCD:
- Przekątna: 12"
- Rozdzielczość: 1920×1080 px (Full HD)
- Kamera 5 MPx z sensorem CMOS 1/2,8"
- Zoom: 0,7×...4,5× (stosunek powiększenia: 6,4:1)
- Oświetlenie pierścieniowe LED o mocy 3 W
- Interfejsy: 2× USB 2.0 i HDMI
- Dostępny slot na karty pamięci microSD
- Osiowy system optyczny
- Odległość robocza: 10 cm
- Maksymalna wysokość próbki: 11 cm
- Wymiary: 32×26×45 cm

https://www.ita-polska.com.pl/systemy-pomiarowe/mikroskopy/kern-oiv-3



Kampania pomiarowa smartfonów

Dziś smartfony to coś więcej niż tylko narzędzia do komunikacji – służą nam każdego dnia, od porannego budzika, aż po relaks wieczorem. Powszechność użytkowania tych urządzeń skłoniła Urząd Komunikacji Elektronicznej (UKE) do tego, by podjąć decyzję o przeprowadzeniu kampanii pomiarowej, mającej na celu weryfikację ich zgodności z obowiązującymi regulacjami. W ramach kampanii smartfony zostały przebadane pod kątem dopuszczalnego poziomu SAR (Specific Absorption Rate), czyli współczynnika absorbcji swoistej, określającego ilość energii promieniowania elektromagnetycznego pochłanianego przez ciało człowieka, emitowanego m.in. przez telefony komórkowe.

Wykonana przez Urząd Komunikacji Elektronicznej (UKE) kontrola polegała na sprawdzeniu i potwierdzeniu czy dla poszczególnych urządzeń:

- producenci wystawili deklarację zgodności,
- dołączona jest instrukcja obsługi,
- na wyrobach znajdują się oznakowanie zgodności CE,
- producenci oraz importerzy umieścili na wyrobie lub opakowaniu informacje o swoich danych teleadresowych,
- na wyrobach znajdują się dane identyfikujące urządzenia,
- czy dołączono do wyrobów informacje o ograniczeniach w ich używaniu.

Łącznie zespoły kontrolne UKE skontrolowały 10 wyrobów, z czego 6 spełniło wymagania czy to formalne czy to techniczne. Wszystkie wyroby zostały poddane badaniom laboratoryjnym i testom w Centralnym Laboratorium Badań Technicznych UKE, gdzie okazało się wprost, że, w rzeczywistości, sprawdzone urządzenia spełniały wymagania techniczne, ale niekonieczne te formalne. W wyniku interwencji Prezesa UKE podmioty kontrolowane podjęły liczne działania naprawcze, co poskutkowało usunięciem niezgodności formalnych w przypadku 4 wyrobów.

https://uke.gov.pl/akt/kampania-pomiarowa-smartfonow,564.html



Przedłużona dostępność układu ST25R3912-AWLT w sprzedaży

Firma Rochester Electronics jako jedna z nielicznych robi wszystko, aby móc zapewnić długoterminową dostępność układu ST25R3912-AWLT – scalonego czytnika NFC/HF firmy STMicroelectronics. Czytnik ten jest powszechnie stosowany m.in. w: kioskach, terminalach płatniczych i systemach dostępu, w związku z czym niezwykle ważne jest utrzymanie dostaw przytoczonego podzespołu, zwłaszcza wtedy, gdy jego produkcja ustanie i będzie

eprasa.pl b9ff2b3523

trzeba zacząć oferować jego zapasy. Układ ST25R3912-AWLT obsługuje przede wszystkim główne standardy bezstykowe, w tym: ISO 14443 A/B, ISO 15693, FeliCa i ISO 18092 (NFCIP-1). Jest to element, który w praktyce ma do zaoferowania: specjalne tryby pracy – dla niestandardowych protokołów transmisji danych oraz możliwość bezpośredniego zasilania anten z mocą wyjściową do 1 W. Podzespół, który równocześnie charakteryzuje nieduży pobór mocy, nie mówiąc o funkcjach optymalizujących sprawność energetyczną. Funkcje te oferowane są przy napięciu zasilania: 2,4...5,5 V DC oraz temperaturze pracy: od –40 do 125°C uprawniającej do pracy w wymagających środowiskach.

https://www.rocelec.pl/aktualności/support-nfc-hf-reader-ic-st25r3912



Nowe wersje przekaźników RM84, RM85 i RM87 w półprzeźroczystych, kolorowych obudowach

Do oferty firmy Relpol wprowadzono nowe wersje przekaźników RM84, RM85 i RM87, dostępne w półprzezroczystych obudowach. Warianty te zastępują wcześniejsze wykonania w obudowie bezbarwnej (transparentnej). Dotychczas stosowane indeksy oraz kody zamówień z sufiksem ...-01 pozostają bez zmian.

Kolor obudowy jest przypisany do rodzaju cewki. Dla cewek AC stosowana jest obudowa pomarańczowa, natomiast dla cewek DC – niebieska. Rozwiązanie to pozwala na wizualne rozróżnienie obwodów sterowania AC i DC, a zarazem na szybkie sprawdzenie stanu styków.

Nowe wersje przekaźników charakteryzują się zwiększoną wytrzymałością elektryczną przerwy zestykowej. Zastosowano w nich materiały izolacyjne klasy CTI 250. Przekaźniki mogą być stosowane z gniazdami do płytek PCB oraz z przemysłowymi gniazdami na szynę DIN. Dostępne są również zestawy interfejsowe wykonane w technologii PUSH-IN.

https://www.relpol.pl/Produkty/Nowosci/Nowe-wersje-przekaznikow-RM84-RM85-RM87-w-kolorowych-przezroczystych-obudowach

Jakub Tyburski
jakub.tyburski@elportal.pl



Miesięcznik **„Elektronika Praktyczna”** (12 numerów w roku) jest wydawany przez AVT Korporacja Sp. z o.o. we współpracy z wieloma redakcjami zagranicznymi.

Wydawnictwo:
AVT Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel. 22 257 84 99, e-mail: avt@avt.pl

Wydawca:
Wiesław Marciniak

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
e-mail: redakcja@ep.com.pl, www.ep.com.pl

Redaktor Naczelny:
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 b9ff2b3523

NOWOŚĆ!

WYDANIE SPECJALNE MŁODEGO TECHNIKA:

KURS PRAKTYCZNY AI 1/2026

– OPANUJ AI KROK PO KROKU



Zamów na www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl b9ff2b3523