ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

● MIĘDZYNARODOWY MAGAZYN ELEKTRONIKÓW KONSTRUKTORÓW ● PAŹDZIERNIK ● 10/2026 ●

Słychać czy nie słychać?

Mity, fakty i punkty sporne w audio

Z praktyki ekspertów
- Słychać czy nie słychać? Mity, fakty i punkty sporne w audio
- Ochrona przepięciowa układów (2). Elementy: fizyka, granice, starzenie

W pracowni
- Wzmacniacz głosu dla słabo słyszących
- Diagnostyka układów elektronicznych

Repetytorium
- PCB w praktyce (2). Integralność sygnału i EMC
- Zaawansowane funkcje oscyloskopów cyfrowych dla niezaawansowanych (2). Jak dokonywać trudniejszych pomiarów i unikać pomyłek

Kity AVT
- Energooszczędny układ czasowy (AVT6103)

AI w elektronice
- AI w pracowni elektronika konstruktora (5). Pułapka laboratoryjna: dane, overfitting i świat rzeczywisty

Poradnik
- Kontrola wersji w projekcie elektronicznym (1). System Git
- Cyber Resilience Act od strony warsztatu. Co musi być gotowe w firmwarze, zanim przyjdzie kontrola

Kurs
- Kurs RFID z PN532.
  - Rozdział 7. NDEF: wizytówka NFC, rekordy URI i Text
  - Rozdział 8. ISO 14443-4 i DESFire: RATS, ATS i sesja T=CL
- Laboratorium pomiarowe dla konstruktora
  - Oscyloskop jako analizator widma: FFT w praktyce konstruktora. Rozdział 3. Jak z jednego zapisu wyczytać częstotliwości zakłóceń i tętnień – i gdzie leżą granice tej metody
  - Oscyloskop mieszany (MSO): kiedy trzeba widzieć analog i cyfrę naraz. Rozdział 4. Kanały cyfrowe, progi logiczne i korelacja czasowa – jak jednym przyrządem złapać analogową przyczynę cyfrowego błędu

ISSN 1230-3526 Indeks 357677
24 zł (w tym 8% VAT)

eprasa.pl 06e3d94c64

E-prenumerata Elektroniki Praktycznej

Twoja wiedza zawsze pod ręką!

Zyskaj 30% rabatu na roczny dostęp cyfrowy (PDF)

W e-prenumeracie zapłacisz tylko:

~~240,00 zł~~

168,00 zł/rok

10 wydań w roku
16,80 zł za numer

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

Dlaczego warto?

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

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

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

✔ **komplet bez luk:** kursy, repetytoria i cykle „z praktyki ekspertów" prowadzą

krok po kroku przez kilka numerów – prenumerata gwarantuje ciągłość całej serii

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

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

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

eprasa.pl 06e3d94c64

Pomiar i ucho

Jako wydawca nie tylko Elektroniki Praktycznej, ale również liczącego już ponad 30 lat magazynu Audio, wielokrotnie zetknąłem się z problemem, co jest ważniejsze w ocenie jakości sprzętu audio – zmierzone parametry czy wrażenie odsłuchowe. Wśród czytelników EP jest zapewne wielu audiofilów czytających również Audio. Myślę, że zarówno dla audiofilów, jak i dla nieaudiofilów interesujący może być punkt widzenia elektroników. W obszernym dwuczęściowym artykule prezentujemy opinie na podstawowe sporne problemy świata audio, wyrażane przez najwybitniejszych ekspertów w tej dziedzinie.

Spór między pomiarem a odsłuchem trwa tak długo, jak istnieje sprzęt hi-fi. Elektronik ma naturalną skłonność do ufania przyrządom. Wzmacniacz o zniekształceniach 0,001% wydaje mu się lepszy od wzmacniacza o zniekształceniach 0,1%, a kabel za kilka tysięcy złotych – zbędnym wydatkiem, skoro jego rezystancję i pojemność można policzyć na kartce. Audiofil odpowiada, że słyszy różnice, których przyrządy nie pokazują, i że muzyki nie słucha się analizatorem widma. Obie strony mają częściowo rację i obie częściowo się mylą.

Przygotowując artykuł, staraliśmy się nie rozstrzygać sporu z góry. Każde z dziesięciu twierdzeń oznaczyliśmy etykietą: mit, fakt albo punkt sporny. Wyniki są bardziej zróżnicowane, niż mógłby się spodziewać zarówno zagorzały audiofil, jak i zagorzały zwolennik pomiarów. Kondensatory rzeczywiście mogą zniekształcać sygnał – Cyril Bateman zmierzył to z rozdzielczością ułamka części na milion – ale tylko w określonych warunkach pracy, które konstruktor może przewidzieć. Współczynnik zniekształceń harmonicznych, podawany w każdej karcie katalogowej, jako pojedyncza liczba słabo przewiduje, co słyszymy. W sprawie formatów wysokiej rozdzielczości wynik jest niejednoznaczny: metaanaliza Joshui Reissa wykazała różnicę słyszalną, ale bardzo małą – 53% trafnych odpowiedzi tam, gdzie zgadywanie daje 50%, a u słuchaczy po treningu wyraźnie więcej. Natomiast przewód zasilający, czyli ostatnie dwa metry drogi, którą energia pokonuje od elektrowni do wzmacniacza, nie ma żadnego mechanizmu, przez który mógłby zmienić dźwięk.

Najważniejszy jest dla mnie rozdział o teście ślepym. Floyd Toole i Sean Olive pokazali, że gdy słuchacz zna markę zestawu głośnikowego, jego ocena zależy bardziej od marki niż od dźwięku. Nie świadczy to o złym słuchu. Świadczy o tym, że słyszymy także tym, co wiemy. Dlatego test ślepy nie jest wymierzony w słuchacza. Jest narzędziem, które pozwala oddzielić to, co dociera do ucha, od tego, czego się spodziewamy. Ma on też swoje granice: krótki test, w którym różnicy nie wykazano, niewiele dowodzi, na co już w połowie lat 80. zwrócił uwagę Les Leventhal.

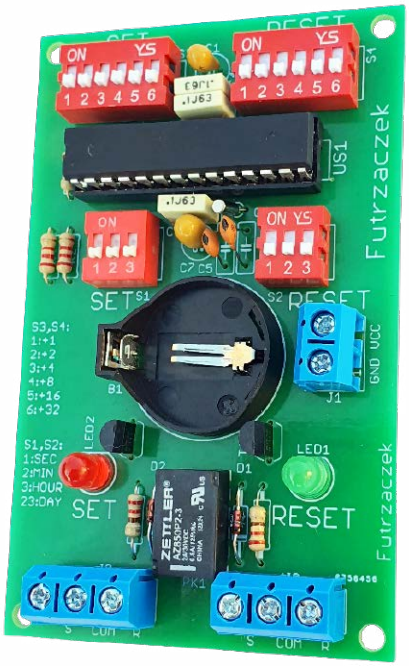
Równie ważne jest to, że dobrze dobrany pomiar potrafi przewidzieć ocenę słuchaczy. Pojedyncza charakterystyka zmierzona na osi głośnika mówi niewiele, ale 70 charakterystyk zmierzonych pod różnymi kątami pozwala przewidzieć, który zestaw słuchacze wybiorą w teście ślepym. Spór nie polega więc na tym, że pomiar jest bezużyteczny. Polega na tym, że przez lata mierzono nie to, co trzeba.

Jako fizyk, który całe zawodowe życie zajmował się półprzewodnikami, nie mam wątpliwości, że wszystko, co słyszymy, ma przyczynę fizyczną i da się zmierzyć. Wiem też, że ucho jest przyrządem o dużej czułości, a wnioski o tym, co jest słyszalne, a co nie, trzeba wyciągać ostrożnie. W artykule nie przekonujemy nikogo, że słyszy źle. Pokazujemy, co na temat najczęstszych sporów opublikowali ludzie, którzy poświęcili im lata pracy w laboratoriach i przy własnych konstrukcjach.

W tym wydaniu publikujemy pierwszą część artykułu. Druga, poświęcona kondensatorom, współczynnikowi zniekształceń, wzmacniaczom operacyjnym, kablom i wzmacniaczom klasy D, ukaże się w następnym numerze. Zachęcam do lektury także tych z Państwa, którzy po niej nie zmienią zdania. A jeśli ktoś przeprowadzi we własnej pracowni test ślepy według wskazówek z artykułu, chętnie poznamy wyniki.

Wiesław Marciniak

eprasa.pl 06e3d94c64



NIE PRZEOCZ
Nowe podzespoły 6

PORADNIK
Kontrola wersji w projekcie elektronicznym (1). System Git 12
Cyber Resilience Act od strony warsztatu.
Co musi być gotowe w firmwarze, zanim przyjdzie kontrola 86

Z PRAKTYKI EKSPERTÓW
Słychać czy nie słychać? Mity, fakty i punkty sporne w audio 18
Ochrona przepięciowa układów (2). Elementy: fizyka, granice, starzenie 41

AI W ELEKTRONICE
AI w pracowni elektronika konstruktora (5).
Pułapka laboratoryjna: dane, overfitting i świat rzeczywisty 50

W PRACOWNI
Wzmacniacz głosu dla słabo słyszących 54
Diagnostyka układów elektronicznych 64

PREZENTACJE
Innowacyjna alternatywa do tradycyjnych, zawierających Ag/Al materiałów do ekranowania przeciwzakłóceniowego EMI 60
Przełączniki PCIe 6.0 w technologii 3 nm ograniczają pobór mocy w centrach danych 70
Arm Keil MDK v6: Znacznie więcej niż µVision 78
Układ DualGear umożliwia dwa synchroniczne ruchy z maksymalną wydajnością. Innowacyjny układ napędowy firmy FAULHABER do inteligentnych procesów logistycznych 80
Embedded 24,0%, IoT 12,8%.
Czy producent urządzenia mówi, gdzie zgłosić błąd w firmware? 81
Kiedy zwykły laminat nie wystarcza. Zaawansowane płytki drukowane PCBWay. 113

KITY AVT
Energooszczędny układ czasowy (AVT6103) 74

REPETYTORIUM
PCB w praktyce (2). Integralność sygnału i EMC 101
Zaawansowane funkcje oscyloskopów cyfrowych dla niezaawansowanych (2).
Jak dokonywać trudniejszych pomiarów i unikać pomyłek 132

KURSY
Kurs RFID z PN532:
Rozdział 7. NDEF: wizytówka NFC, rekordy URI i Text 118
Rozdział 8. ISO 14443-4 i DESFire: RATS, ATS i sesja T=CL 125
Laboratorium pomiarowe dla konstruktora:
Oscyloskop jako analizator widma: FFT w praktyce konstruktora.
Rozdział 3. Jak z jednego zapisu wyczytać częstotliwości zakłóceń i tętnień – i gdzie leżą granice tej metody 136
Oscyloskop mieszany (MSO): kiedy trzeba widzieć analog i cyfrę naraz.
Rozdział 4. Kanały cyfrowe, progi logiczne i korelacja czasowa – jak jednym przyrządem złapać analogową przyczynę cyfrowego błędu 142

FELIETON
Nowy podatek na przesyłki spoza Unii europejskiej (i inne zmiany), czyli dlaczego nagle „Made in China" jest w Unii europejskiej nielubiane? 147

Prenumerata 2
Od wydawcy 3

eprasa.pl 06e3d94c64

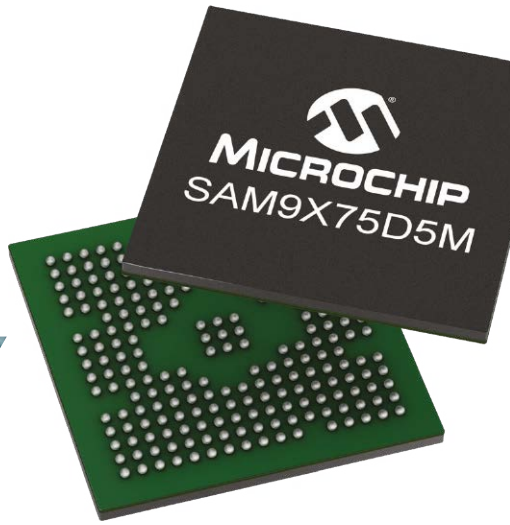
Zaawansowane wyświetlacze motoryzacyjne z pierwszym układem SiP klasy 2

Mniejsza złożoność PCB i koszt BOM dla klastrów cyfrowych

Pierwszy na rynku układ SiP klasy 2 dla branży motoryzacyjnej, SAM9X75D5M, napędza innowacje w motoryzacji dzięki niezawodnemu i ekonomicznemu rozwiązaniu. Łącząc wydajny mikrokontroler MPU i pamięć DDR2 SDRAM, upraszcza projektowanie PCB i zmniejsza ryzyko związane z BOM. Zaprojektowany specjalnie do zastosowań motoryzacyjnych, w tym cyfrowych zestawów wskaźników w kokpicie, inteligentnych zestawów wskaźników do pojazdów dwu- i trzykołowych, systemów sterowania HVAC, ładowarek pojazdów elektrycznych i innych, zapewnia producentom OEM i dostawcom pierwszego poziomu wszechstronne rozwiązanie. Posiada certyfikat AEC-Q100 klasy 2 i gwarantuje niezawodną wydajność cyfrowych zestawów wskaźników, interfejsów HMI, ładowarek pojazdów elektrycznych, diagnostyki i śledzenia zasobów. Dowiedz się, jak układ SiP usprawnia projektowanie i obniża koszty.

Kluczowe cechy

- Pierwszy układ SiP klasy motoryzacyjnej (Automotive Grade 2)
- Zintegrowany układ MPU i pamięć DDR2
- Niezawodne i ekonomiczne rozwiązanie o niższym BOM
- Odpowiednie do systemów HMI, ładowarek pojazdów elektrycznych i panelu wskaźników
- Obsługa elastycznych interfejsów wyświetlaczy, w tym MIPI® DSI®, LVDS oraz równoległego RGB



MICROCHIP

microchip.com/automotivempus

Nazwa i logo Microchip są zastrzeżonymi znakami towarowymi firmy Microchip Technology Incorporated w USA i innych krajach. Wszystkie pozostałe znaki towarowe stanowią własność ich odpowiednich właścicieli. © 2026 Microchip Technology Inc. Wszelkie prawa zastrzeżone.
MEC2646A-POL-09-26

eprasa.pl 06e3d94c64

Nowe podzespoły

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

Trójosiowy czujnik drgań IIS3DWB10IS

IIS3DWB10IS to trójosiowy czujnik drgań produkowany przez STMicroelectronics. Podzespół został wykonany w technologii mikroukładów elektromechanicznych (MEMS) jako element wieloukładowy (*System-in-Package*), przystosowany do wymagających środowisk pracy. Zakres pomiarowy przyspieszenia wybiera się programowo i wynosi: ±50 g, ±100 g lub ±200 g. Natomiast gęstość szumów nie przekracza 35 µg/$\sqrt{\text{Hz}}$, co umożliwia rejestrację nadzwyczaj delikatnych wibracji. Dodatkowo temperaturę roboczą IIS3DWB10IS opisuje przedział wartości: od –40 do 125°C. Wbudowana pamięć FIFO o pojemności 2048 słów umożliwia buforowanie danych przesyłanych przez sensor. Wraz z nią dostępna jest dedykowana jednostka do cyfrowego przetwarzania sygnałów (DSP) oraz przetwarzania brzegowego z zastosowaniem sztucznej inteligencji (Edge AI). Szczególnie do ostatniego z zadań nieodzowne są biblioteki programowe producenta. W razie konieczności użytkownicy mogą skorzystać z języka programowania C i napisać swoje aplikacje. Bezpośrednio po uruchomieniu wyzwalana jest procedura autotestu, a obudowa typu LGA ma wymiary: 4,5×4,5×1,5 mm i jest przeznaczona do montażu powierzchniowego (SMT), zwłaszcza w produkcji wielkoseryjnej.

www.st.com

Wielowarstwowy kondensator ceramiczny GCJ21BD72A225KE02

W ofercie produktowej Murata Manufacturing pojawiła się nowość: wielowarstwowy kondensator ceramiczny o oznaczeniu GCJ21BD72A225KE02. To podzespół przeznaczony do zastosowań motoryzacyjnych, który opisuje pojemność 2,2 µF. Napięcie znamionowe elementu to 100 V. Jego dopuszczalna temperatura pracy mieści się w zakresie: od –55 do 125°C. Oprócz tego komponent oferowany jest w obudowie 0805 o wymiarach: 2×1,25 mm. Według producenta to pierwszy taki kondensator na rynku. Rozwiązanie, które działa niezawodnie w warunkach drgań i wysokiej temperatury otoczenia. Na etapie produkcji wykorzystuje się autorską technologię wytwarzania materiałów ceramicznych. Dodatkowo wyprowadzenia GCJ21BD72A225KE02 mają elastyczne zakończenia, co zapobiega powstawaniu naprężeń mechanicznych. Zatem montaż produktu to „czysta przyjemność". Oczywiście to montaż powierzchniowy (SMT), spełniający wymagania dla nowoczesnych linii produkcyjnych, dzięki czemu kondensator może być bezpośrednio umieszczany na płytkach PCB z wykorzystaniem maszyn „pick-and-place" oraz lutowany metodą rozpływową.

www.murata.com

Azotkowo-galowe (GaN) tranzystory polowe GaNEXUS

Seria GaNEXUS obejmuje tranzystory polowe (FET) o podłożu wykonanym z azotku galu (GaN), przeznaczone do zastosowań m.in. w układach zasilania 48 V, falownikach lub systemach automatyki przemysłowej. Niemniej kluczową aplikacją są również centra danych wspomagane przez sztuczną inteligencję (AI). Podzespoły, których producentem jest firma onsemi charakteryzuje napięcie „dren-źródło" VDS z zakresu: 40...650 V (w zależności od wariantu). Gwarantowana jest wysoka częstotliwość

eprasa.pl 06e3d94c64

przełączania, przy równoczesnym ograniczeniu strat mocy i zwiększeniu sprawności energetycznej wielu rozwiązań. Wymienione cechy stanowią o przewadze tranzystorów GaNEXUS nad krzemowymi odpowiednikami. Podzespoły serii zamknięto w obudowach o dużej przewodności cieplnej. Ofertę stanowią obudowy typu TOLL chłodzone od strony spodniej, TOLT chłodzone od strony górnej i obudowy o wymiarach: 3,3×3,3 mm lub 5×6 mm z chłodzeniem obustronnym, co ułatwia proces projektowania oraz dobór alternatywnych źródeł dostaw komponentów.

www.onsemi.com

Czujnik wodoru STC42A

STC42A to czujnik wodoru przeznaczony dla instalacji przemysłowych bądź zastosowań motoryzacyjnych. Jego wykorzystanie przyczynia się do podwyższenia poziomu bezpieczeństwa przez wzgląd na błyskawiczną detekcję wyciekającego gazu. Konstrukcja podzespołu spełnia wymagania normy AEC-Q100. Komunikację z otoczeniem umożliwia zintegrowany interfejs I^2C. Producentem komponentu jest firma Sensirion. Rozwiązanie współpracuje z czujnikiem temperatury i wilgotności SHT41A – celem kompensacji czynników na wyniki pomiarowe stężenia wodoru. Oprócz tego gwarantowana jest długookresowa stabilność parametrów pracy. Jednocześnie pobór mocy jest ograniczony. Zastosowana w elemencie metoda pomiaru korzysta z przewodności cieplnej gazu. Dodatkowo każdy egzemplarz STC42A jest kalibrowany fabrycznie i wspiera proces projektowania rozwiązań spełniających kluczowe normy bezpieczeństwa, uwzględniające w szczególności czas ostrzeżenia wynoszący pięć minut przed wystąpieniem zagrożenia.

https://sensirion.com

Układ nadawczo-odbiorczy QPF5012

Firma Qorvo wprowadza na rynek układ nadawczo-odbiorczy QPF5012. To komponent zaprojektowany z myślą o radarach z aktywnym skanowaniem elektronicznym (AESA) pracujących w przedziale częstotliwości: 8,5...10,5 GHz oraz nowoczesnych systemach

radiolokacyjnych. W jednej obudowie o wymiarach: 7×5 mm uwzględniono dwa tory: nadawczy i odbiorczy, co ogranicza liczbę wymaganych podzespołów zewnętrznych oraz jednocześnie upraszcza projektowanie specjalizowanych obwodów wysokiej częstotliwości.

Maksymalna moc nadawcza na wyjściu QPF5012 wynosi 10 W, przy sprawności dodanej mocy (PAE), która nie przekracza 42%. W torze odbiorczym współczynnik szumów jest nie wyższy od 2,1 dB. Natomiast tor nadawczy charakteryzuje się relatywnie wysoką stabilnością i powtarzalnością parametrów pracy. Zmiany obciążenia anten w radarach AESA nie wpływają na poziom mocy wyjściowej. Element działa niezawodnie przy zróżnicowanych kątach skanowania wiązki (FOV). Jego zastosowanie nie wymaga chłodzenia i prowadzi do ograniczenia stopnia złożoności architektury w systemach radarowych, wykorzystujących pasmo częstotliwości X.

www.qorvo.com

REKLAMA

eprasa.pl 06e3d94c64

Przetwornik haptyczny AFDA1A031A

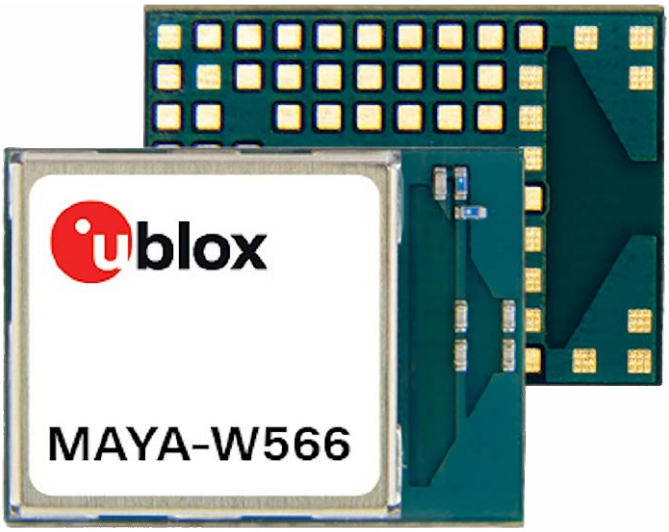
AFDA1A031A to przetwornik haptyczny firmy Alps Alpine, który wytwarza drgania o częstotliwości 240 Hz i przyspieszeniu maksymalnym 5 g. Element wykonawczy zapewnia jednolite odczucia dotykowe na całej swojej powierzchni, wchodząc w skład interfejsów użytkownika jako rozwiązanie o wymiarach: 25×32×1,55 mm. Do sterowania podzespołem wymagane jest napięcie o wartości 2 Vp-p. Temperatura pracy wynosi: od –20 do 60°C, a liczba elementów mechanicznych jest obniżona, co warunkuje zwiększoną żywotność komponentu. W efekcie zapewniona jest stabilna generacja impulsów wibracyjnych oraz pozostałych efektów haptycznych. Przetwornik AFDA1A031A znajduje zastosowania m.in. w komputerach przenośnych i tabletach, sprawdzając się również w panelach operatorskich oraz wszędzie tam, gdzie wyraźna odpowiedź zwrotna to podstawa i należy wykorzystać podzespół o kompaktowej wielkości oraz wysokiej efektywności działania.

www.alpsalpine.com

Przełącznik magnetyczny TX00AS314TRA

W ofercie produktowej firmy Littelfuse dostępny jest przełącznik magnetyczny TX00AS314TRA. To podzespół, który wykorzystuje zjawisko tunelowej magnetorezystancji (TMR), a dzięki poborowi prądu do wartości 1,5 µA, element może być stosowany w aplikacjach zasilanych z baterii. Rozwiązanie realizuje detekcję omnipolarną, co oznacza, że reaguje zarówno na północny, jak i południowy biegun magnesu. W porównaniu z czujnikami Halla, zapewniona jest zwiększona czułość wykrywania pola magnetycznego. Niezawodne działanie gwarantowane jest przy temperaturze otoczenia: od –44 do 125°C. Dodatkowym atutem są kompaktowe wymiary, które upraszczają integrację TX00AS314TRA z dowolnymi urządzeniami. Przełącznik przeznaczony jest m.in. do bezkontaktowej detekcji obiektów oraz monitorowania położenia obiektów ruchomych. Jego zastosowania obejmują automatykę i liczniki energii, systemy alarmowe, elektronikę użytkową, aplikacje Internetu Rzeczy (IoT) oraz inne produkty, dla których wymagana jest najwyższa niezawodność działania, zwłaszcza w wymagających środowiskach pracy.

www.littelfuse.com



Moduł komunikacyjny MAYA-W566-00B

MAYA-W566-00B to kompaktowy moduł komunikacyjny produkcji u-blox. Podzespół, który przeznaczony jest do realizacji bezprzewodowej łączności w standardach: Wi-Fi 6 oraz Bluetooth Low Energy 5.4, zaprojektowano z myślą o aplikacjach Internetu Rzeczy (IoT), w których znaczenie mają: energooszczędność, niezawodność oraz bezpieczeństwo transmisji danych.

Architektura rozwiązania opiera się na układzie scalonym CC3351 firmy Texas Instruments, który odpowiada za krytyczną funkcjonalność MAYA-W566-00B. Do komunikacji z systemami nadrzędnymi element wykorzystuje interfejsy SDIO oraz UART, co pozwala na integrację produktu z szeroką gamą mikrokontrolerów lub systemów wbudowanych (embedded).

Istotnym elementem modułu są również mechanizmy zwiększające bezpieczeństwo i efektywność jego pracy. W zakresie ochrony danych i integralności oprogramowania stosowane są: mechanizm Secure Boot, zabezpieczenia oprogramowania układowego (firmware) oraz jednokrotnie programowalna pamięć OTP do przechowywania np. danych konfiguracyjnych lub kluczy

eprasa.pl 06e3d94c64

kryptograficznych. Dodatkowo rozwiązanie obsługuje funkcję Target Wake Time (TWT), dostępną w standardzie Wi-Fi 6, która pozwala precyzyjnie planować okresy aktywności interfejsu radiowego. Dzięki temu, staje się możliwe ograniczenie zużycia energii przy zachowaniu szybkiej i niezawodnej komunikacji bezprzewodowej.

Niewielkie wymiary elementu (10,3×14,3×1,9 mm), sprawiają, że MAYA-W566-00B sprawdza się doskonale w aplikacjach, w których przestrzeń montażowa jest kluczowym z ograniczeń. Zintegrowana antena PCB eliminuje konieczność stosowania dodatkowych komponentów. Natomiast zakres temperatury pracy wynosi: –40 do 85°C, nie mówiąc o certyfikatach upraszczających wprowadzanie modułu na rynki międzynarodowe – nie ma potrzeby ponownego wykonywania badań lub ich zakres jest ograniczony, co zdecydowanie zmniejsza koszty związane z rozwojem podzespołu oraz usprawnia proces jego wdrażania w różnych urządzeniach.

www.u-blox.com

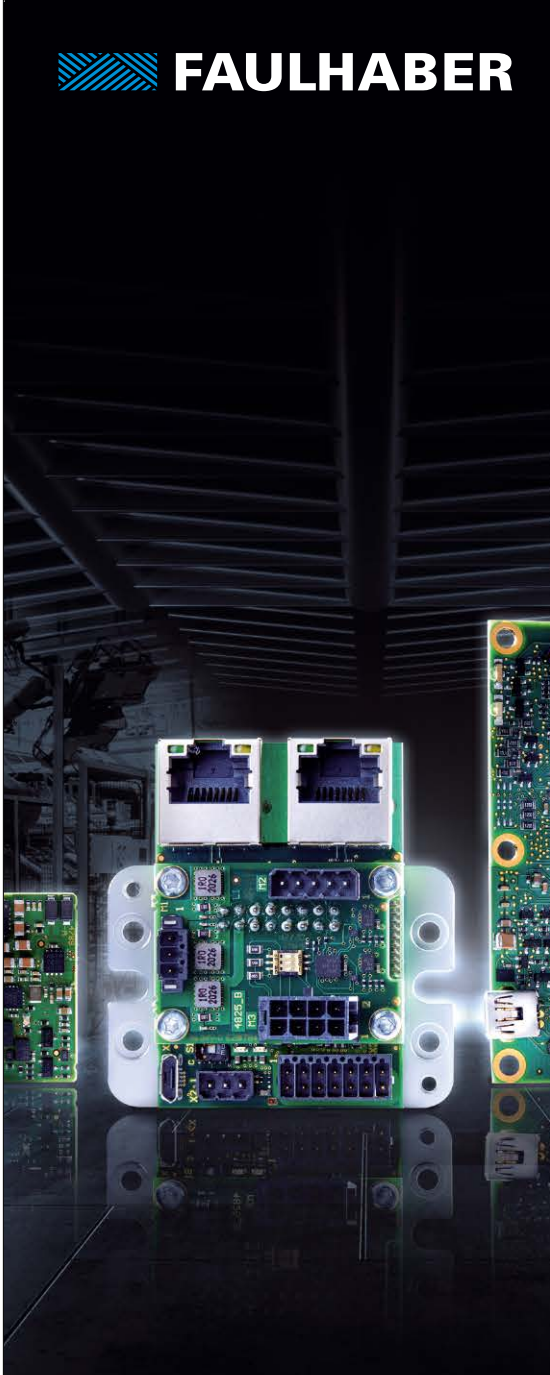
Detektor podczerwieni DRACO MW SL

Firma Lynred przedstawia nowość: detektor podczerwieni DRACO MW SL zaprojektowany do pracy w paśmie długości fal: od 3,7 do 4,8 µm. Element, którego zastosowania to przede wszystkim systemy obrony i obserwacji został wyposażony w matrycę detekcyjną o rozdzielczości natywnej: 1280×1024 px. Zastosowany podzespół jest przystosowany do szybkiego wykrywania bezzałogowych statków powietrznych (dronów) oraz sprawdza się tam gdzie niezbędne jest monitorowanie obiektów na rozległym obszarze. Temperatura pracy matrycy wynosi 130 K. Natomiast częstotliwość odświeżania obrazu to maksymalnie 60 Hz. Dodatkowo konstrukcja detektora opiera się na sprawdzonej technologii T2SL. Rozwiązanie jest również kompatybilne z platformą PlugUp, która ujednolica interfejsy detektorów podczerwieni. Standaryzacja interfejsów umożliwia bezpośrednią integrację DRACO MW SL z kamerami OEM i równocześnie gwarantuje współpracę detektora z innymi rozwiązaniami, np. GALATEA NW SL, EOLE MW, SEEGNUS MW SL i ARGO SL, także służącymi do budowy zaawansowanych systemów obrazowania.

www.lynred.com

REKLAMA

FAULHABER



FAULHABER Motion Control

Zwiększ swój zakres ruchu

Dzięki wielu dostępnym opcjom, nowe kontrolery ruchu pasują do każdego zastosowania.

www.faulhaber.com/mc3603/en
FAULHABER Polska sp. z o.o.
info@faulhaber.pl

WE CREATE MOTION

eprasa.pl 06e3d94c64

Monitor baterii BQ79826Z-Q1

Firma Texas Instruments wprowadza do sprzedaży monitor baterii BQ79826Z-Q1. Element zaprojektowany do pracy w pojazdach elektrycznych (EV) i magazynach energii, który współpracuje bezpośrednio z maksymalnie 26 ogniwami połączonymi szeregowo. Zintegrowany moduł spektroskopii impedancji elektrochemicznej (EIS) przez cały czas wykonuje pomiary impedancji ogniw i dostarcza dane wykorzystywane następnie do oceny ich stanu w czasie rzeczywistym. Analiza parametrów elektrochemicznych umożliwia rzetelne wykrywanie zmian zachodzących wewnątrz ogniw wcześniej niż metody bazujące wyłącznie na pomiarach napięcia i temperatury. Pozwala to błyskawicznie wykryć rozwijające się nieprawidłowości, a dodatkowo BQ79826Z-Q1 współpracuje z monitorem baterii BQ79881-Q1 oraz opcjonalnym mostkiem komunikacyjnym, tworząc skalowalny system zarządzania baterią (BMS). Taka konfiguracja umożliwia projektowanie modułów o optymalnej liczbie ogniw, ze szczególnym uwzględnieniem odmiennych konstrukcji mechanicznych i charakterystyk baterii, zapewniając jednocześnie wysoki poziom bezpieczeństwa, elastyczność konstrukcyjną oraz możliwość skalowania systemu do zróżnicowanych wymogów aplikacyjnych (nawet bardzo wymagających).

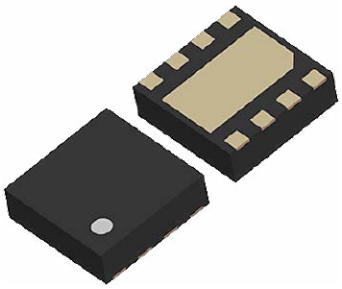
https://www.ti.com

Czujnik temperatury MIKROE-6977

MIKROE-6977 to kompaktowy czujnik temperatury od firmy MikroElektronika, wyposażony w termistor JSW-MNRT1001000A-100K. Zastosowany element pomiarowy charakteryzuje ujemny współczynnik temperaturowy (NTC) w połączeniu z rezystancją znamionową 100 kΩ oraz parametrami takimi jak: tolerancja rezystancji ±2% i stała materiałowa B25/50, która osiąga 3950 K. Czy to wszystko? Zdecydowanie nie. Warto jeszcze przytoczyć napięcie przebicia równe 2,5 kV. Dodatkowo temperatura pracy zawiera się w przedziale: od –40 do 105°C i jest odpowiednia dla większości zastosowań. Jakich? Dla przykładu jest to automatyka przemysłowa lub urządzenia gospodarstwa domowego (AGD). Specjalnie dla nich został przewidziany przewód przyłączeniowy o długości 1 m. Jest on dostępny w kolorze szarym i pozwala na wygodne podłączenie czujnika MIKROE-6977 zwłaszcza w trudno dostępnych miejscach – bez konieczności stosowania dodatkowych kabli, a także pozostałych elementów, w tym akcesoriów przedłużających.

www.mikroe.com

Układ NB7401HC zabezpieczający przed przeładowaniem baterii litowo-jonowych lub litowo-polimerowych



NB7401HC jest układem zabezpieczającym od firmy Nisshinbo Micro Devices przeznaczonym do współpracy z bateriami litowo-jonowymi (Li-Ion) lub litowo-polimerowymi (Li-Po). Podstawowym zadaniem podzespołu jestochrona ogniw baterii przed przeładowaniem poprzez nieustanne monitorowanie napięcia każdego z nich. Celem uniknięcia niepożądanych wyłączeń w elemencie zapewniony jest mechanizm opóźniający. Ponadto NB7401HC zawiera stabilizator napięcia przeznaczony do zasilania zewnętrznego układu zegara czasu rzeczywistego (RTC).

Uwzględniono również układ wykrywania zaniku zasilania, który w takich warunkach zmniejsza pobór prądu do minimalnej wartości. Po dołączeniu termistora o dodatnim współczynniku temperaturowym (PTC) możliwe staje się wykrycie przekroczenia dopuszczalnej temperatury baterii wraz z bezpośrednią sygnalizacją wystąpienia tego stanu.

Element może być zasilany napięciem z zakresu: 4 do 25 V. Przy napięciu ogniwa równym 3,5 V, typowy pobór prądu wynosi 1,5 µA. W stanie czuwania jest to wartość 0,2 µA. Jednocześnie próg wykrywania zaniku zasilania to: 2,3 V, 2,5 V, 2,7 V lub 2,8 V. Oprócz tego przeładowanie baterii można stwierdzić w dwóch przedziałach: od 3,55 do 3,85 V lub od 4,20 do 4,85 V. W obydwu przypadkach wartość progu można ustawić z rozdzielczością 5 mV, a precyzja detekcji jest równa ±15 mV – przy temperaturze 25°C, lub ±20 mV – w zakresie temperatury: od 0 do 60°C. Czas opóźnienia zadziałania NB7401HC jest

eprasa.pl 06e3d94c64

programowalny i może zostać ustawiony na: 2 s, 4 s lub 6 s. Z kolei napięcie zwolnienia zabezpieczenia stanowi zakres: od wartości napięcia detekcji zmniejszonej o 0,1 V do wartości pomniejszonej o 0,4 V – z zachowaniem kroku nastawy 50 mV.

Komponent dostarczany jest w obudowie DFN2020-9-HC i oferuje szereg dodatkowych funkcji zwiększających możliwości produktu. Oprócz zabezpieczenia przed przeładowaniem element zapewnia również: funkcje resetu i wybudzania, mechanizm balansowania ogniw oraz tworzenie połączeń kaskadowych. Jego zastosowanie ułatwia projektowanie rozbudowanych systemów zasilania i jest to rozwiązanie, które opracowano z myślą o aplikacjach wymagających: wysokiej niezawodności pracy, precyzyjnego monitorowania parametrów ogniw oraz skutecznej ochrony przed ich uszkodzeniem przez cały okres eksploatacji.

www.nisshinbo-microdevices.co.jp

Sterownik oświetlenia kabinowego NSUC1527

NSUC1527 to sterownik oświetlenia kabinowego, produkowany przez Suzhou NOVOSENSE Microelectronics. Rozwiązanie łączy w jednej strukturze funkcje mikrokontrolera oraz sterownika diod elektroluminescencyjnych (LED). Umożliwia to obsługę wielostrefowego oświetlenia wnętrza pojazdów i generowanie złożonych efektów świetlnych – nawet w systemach charakteryzujących się gęsto rozmieszczonymi, płaskimi punktami świetlnymi.

Komponent pozwala na niezależne sterowanie maksymalnie 27 diodami LED, przy czym dla każdego z kanałów wydajność prądowa nie przekracza 64 mA. Za implementację funkcji sterujących odpowiada specjalna jednostka obliczeniowa, oparta na 32-bitowym rdzeniu ARM Cortex-M3 taktowanym z częstotliwością domyślną 72 MHz. Co kluczowe, do realizacji programu i przechowywania danych stosowane są dwie pamięci: Flash o pojemności 128 kB oraz SRAM o pojemności 16 kB. Jednocześnie dopuszczalne napięcie zasilania zawiera się w przedziale: 5,5...28 V DC. Oprócz tego sterownik NSUC1527 steruje magistralą CAN poprzez wbudowany moduł nadawczo-odbiorczego (transceiver). Razem z nim podzespół udostępnia również trzy interfejsy komunikacyjne: CAN FD, LIN i UART. Jest to element kwalifikowany zgodnie z normą AEC-Q100 potwierdzającej jego przydatność dla zastosowań motoryzacji. Jego zastosowanie przyczynia się do podwyższenia niezawodności działania systemów oświetlenia kabinowego. Natomiast zaawansowane funkcje diagnostyczne pozwalają na bieżące monitorowanie ich stanu oraz dodatkowo na błyskawicznie wykrywanie usterek – niezależnie od rodzaju pojazdów i ich marek.

www.novosns.com

Moduł monochromatycznego wyświetlacza ciekłokrystalicznego WFM0103A2TABASNN000

W ofercie produktowej firmy Winstar dostępny jest WFM0103A2TABASNN000 – moduł monochromatycznego wyświetlacza ciekłokrystalicznego (LCD), charakteryzowanego przez przekątną ekranu 1,03" oraz rozdzielczość obrazu 128×128 px. Element wykorzystuje światło otoczenia jako podstawowe źródło oświetlenia, dzięki czemu prezentowane informacje pozostają dobrze widoczne, bez konieczności stosowania dodatkowego oświetlenia. W przypadku ograniczonego natężenia światła czytelność treści zwiększa zintegrowane podświetlenie korzystające z wydajnych diod elektroluminescencyjnych (LED). Zastosowana technologia Memory in Pixel (MiP) zapewnia utrzymanie wyświetlanego obrazu bez konieczności jego odświeżania. Rozwiązanie to ogranicza znacząco pobór mocy, dzięki czemu WFM0103A2TABASNN000 sprawdza się w urządzeniach zasilanych bateryjnie lub innych aplikacjach energooszczędnych. Jest to komponent zasilany napięciem: od 2,7 do 3,3 V DC opisany wymiarami: 24,29×28,66×1,78 mm. Maksymalny czas odpowiedzi modułu nie przekracza 40 ms. Co istotne, komunikacja z nim odbywa się z zastosowaniem interfejsu SPI. Natomiast jasność podświetlenia LED nie przekracza 30 cd/m^2.

Dodatkowo typowy współczynnik kontrastu jest równy 20:1, a kąt obserwacji wynosi 60° (w każdym kierunku). Predestynuje to produkt do użycia m.in. w: urządzeniach noszonych (wearables), urządzeniach Internetu Rzeczy (IoT) i terminalach mobilnych, jak również w rozwiązaniach, które wymagają stabilnej, wielomiesięcznej pracy przy równoczesnym zachowaniu dobrej czytelności informacji wyświetlanych przez cały czas.

https://unisystem.com

eprasa.pl 06e3d94c64

Kontrola wersji w projekcie elektronicznym (1)

System Git

Schemat, płytka, firmware, obudowa i dokumentacja produkcyjna to dziś jeden projekt, który zmienia się kilkanaście razy w tygodniu. Git jest narzędziem, które pozwala nad tym zapanować bez zakładania kolejnych katalogów z datą w nazwie. W pierwszej części poradnika pokazujemy, jak Git działa i jak używać go na jednym stanowisku – bez konta w jakimkolwiek serwisie.

Problem, który Git rozwiązuje

Zacznijmy od sytuacji, którą zna każdy konstruktor. Projekt zasilacza laboratoryjnego jest gotowy w wersji, którą wysłano do wytwórcy płytek. Trzy tygodnie później okazuje się, że trzeba zmienić wartość jednego rezystora w pętli sprzężenia i poprawić rozkład masy pod przetwornicą. Zmiany wchodzą, płytka jedzie do produkcji ponownie – a po dwóch miesiącach ktoś pyta, która dokładnie wersja schematu odpowiada egzemplarzom z pierwszej partii, bo klient zgłasza usterkę występującą tylko w niej.

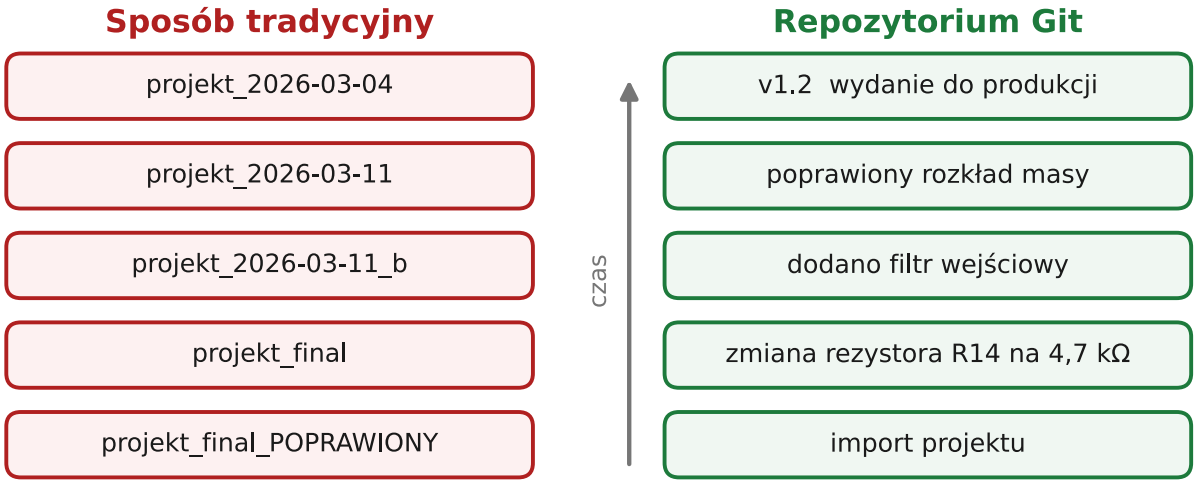
Odpowiedź na to pytanie da się uzyskać na dwa sposoby. Pierwszy polega na przeszukaniu katalogów nazwanych datami i domyślaniu się, który z nich odpowiada pierwszej partii. Drugi polega na wpisaniu jednego polecenia. Różnicę między tymi dwoma sposobami pracy pokazuje **rysunek 1**.

W kolumnie po lewej stronie rysunku 1 znajduje się pięć katalogów, których nazwy mówią wyłącznie o tym, kiedy je utworzono. Nie mówią, co się w nich zmieniło ani dlaczego. W kolumnie po prawej stronie jest jedna historia, w której każdy zapisany stan ma opis wprowadzonej zmiany, datę, nazwisko autora i własny, niepowtarzalny identyfikator. To jest cała idea kontroli wersji.

Czym Git jest, a czym nie jest

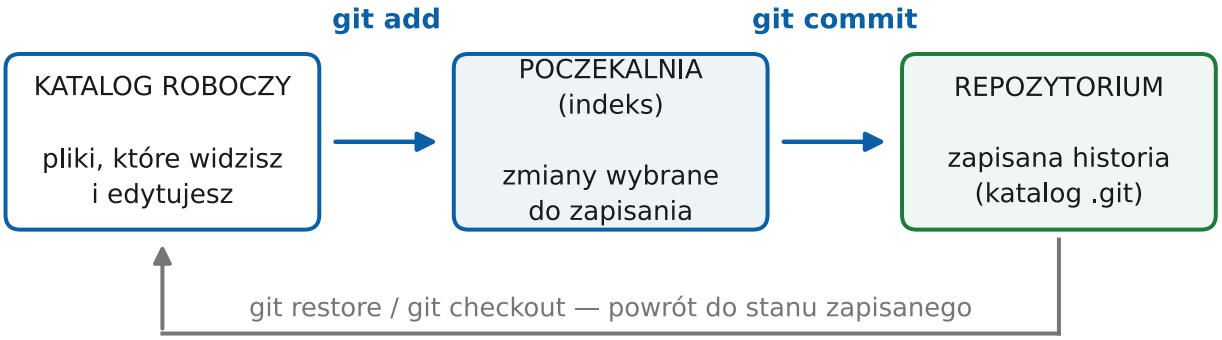
Git jest programem, który przechowuje historię zmian projektu. Powstał w kwietniu 2005 roku – jego pierwotnym autorem jest Linus Torvalds, twórca jądra Linuksa, a od 2005 roku rozwojem kieruje Junio Hamano. Git jest oprogramowaniem otwartym i bezpłatnym, dostępnym dla systemów Windows, macOS i Linux. Kolejne wydania ukazują się mniej więcej co kwartał, dlatego nie podajemy tu numeru bieżącej wersji – zawsze aktualny znajduje się na stronie projektu.

Trzy nieporozumienia, które warto usunąć od razu. Po pierwsze, Git to nie jest GitHub. Git jest programem działającym na komputerze konstruktora; GitHub jest jednym z wielu serwisów, w których można przechowywać kopię repozytorium i które opisujemy w drugiej części poradnika. Po drugie, Git nie wymaga połączenia z internetem – cała historia projektu leży na dysku lokalnym i wszystkie podstawowe operacje wykonują się bez sieci. Po trzecie, Git nie jest



Rysunek 1. Dwa sposoby prowadzenia projektu: kopie katalogów i historia w repozytorium Git

eprasa.pl 06e3d94c64



Zatwierdzenie zmian jest dwuetapowe: najpierw wybierasz, co zapisać, dopiero potem zapisujesz

Rysunek 2. Trzy obszary Gita: katalog roboczy, poczekalnia (indeks) i repozytorium

kopią zapasową. Kopia zapasowa chroni przed awarią nośnika; Git chroni przed utratą informacji o tym, co i dlaczego zostało zmienione. To dwie różne rzeczy i obie są potrzebne.

Zapisywanie stanu projektu w Gicie przebiega dwuetapowo, co pokazuje **rysunek 2**. Najpierw wybiera się, które zmiany mają wejść do zapisu – to polecenie git add, a miejsce, w którym zmiany czekają, nosi nazwę poczekalni albo indeksu. Dopiero potem wykonuje się właściwy zapis poleceniem git commit.

Ten dwuetapowy przebieg wydaje się początkowo zbędnym utrudnieniem, a jest jedną z najużyteczniejszych cech Gita. Pozwala z sesji pracy, w której poprawiono jednocześnie schemat, rozkład ścieżek i literówkę w instrukcji, zrobić trzy osobne, opisane zapisy zamiast jednego zapisu o treści „poprawki".

Warto też wiedzieć, jak Git przechowuje dane, bo różni się to od starszych systemów kontroli wersji. Git nie zapisuje kolejnych różnic względem poprzedniej wersji – zapisuje pełne migawki stanu wszystkich plików, a pliki, które się nie zmieniły, są w kolejnej migawce tylko wskazywane ponownie. Pokazuje to **rysunek 3**. Praktyczny skutek jest taki, że przywrócenie dowolnego stanu z przeszłości jest operacją natychmiastową, niezależnie od tego, ile zapisów dzieli go od chwili obecnej.

Instalacja i jednorazowe ustawienia

Instalator pobiera się ze strony projektu (**rysunek 4**). W systemie Windows instalator zawiera zarówno sam program, jak i powłokę Git Bash oraz podstawową nakładkę graficzną; ustawienia domyślne są dla początkującego użytkownika właściwe i nie ma powodu ich zmieniać. W systemach Linux Git instaluje się z repozytorium dystrybucji, w macOS – wraz z narzędziami wiersza poleceń albo z menedżera pakietów.

Po instalacji wykonuje się dwa polecenia, które ustawiają dane podpisywane pod każdym zapisem. Robi się to raz na stanowisku:

```
git config --global user.name "Jan Kowalski"
git config --global user.email "j.kowalski@firma.pl"
```

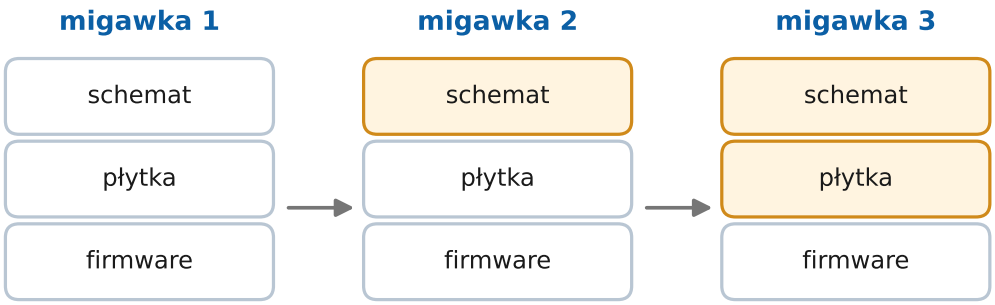
Warto przy tej okazji ustawić także nazwę gałęzi domyślnej. Historycznie Git nazywał ją master; obecnie przyjętą nazwą jest main i taką nadaje nowym repozytoriom większość serwisów. Ustawienie main jako domyślnej na własnym stanowisku pozwala uniknąć rozjazdu nazw przy pierwszym połączeniu z serwerem:

```
git config --global init.defaultBranch main
```

Pierwsze repozytorium

Repozytorium zakłada się w katalogu istniejącego projektu – Git nie wymaga przenoszenia plików ani zmiany ich układu. Cała historia trafia do ukrytego katalogu .git wewnątrz katalogu projektu. Przebieg zakładania repozytorium i zapisania pierwszego stanu pokazuje **rysunek 5**.

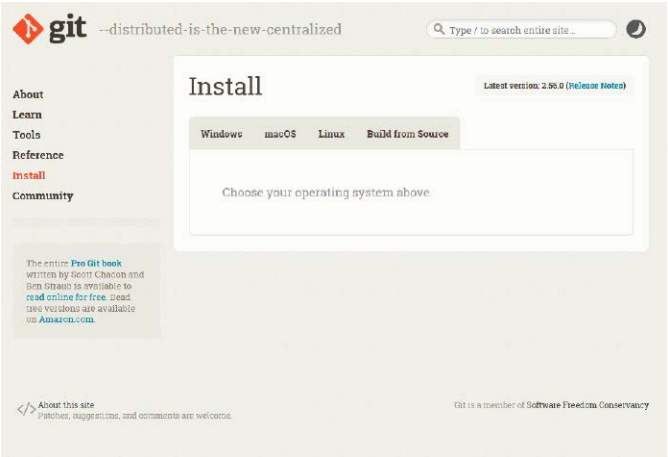
Warto zwrócić uwagę na ciąg 4f1c2ab w wyniku ostatniego polecenia z rysunku 5. Jest to skrócony identyfikator



Git zapisuje pełny stan wszystkich plików w każdej migawce; pliki niezmienione są tylko wskazywane ponownie

Rysunek 3. Model danych Gita: kolejne migawki zamiast łańcucha różnic

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 4. Strona pobierania instalatora Gita. Adres źródłowy: https://git-scm.com/downloads

zapisu – suma kontrolna wyliczona z całej zawartości projektu w tym momencie oraz z identyfikatora zapisu poprzedniego. Ma to dwie konsekwencje. Po pierwsze, identyfikator jednoznacznie wskazuje jeden konkretny stan projektu i nie da się go pomylić z żadnym innym. Po drugie, ponieważ każdy zapis zawiera identyfikator swojego poprzednika, niezauważalna zmiana czegokolwiek w historii jest niemożliwa – zmiana jednego znaku w starym pliku zmienia identyfikatory wszystkich późniejszych zapisów.

O opisach zapisów: nie warto ich lekceważyć. Opis „poprawki" po pół roku nie znaczy nic. Opis „zmiana R14 na 4,7 kΩ – kompensacja przeregulowania przy skoku obciążenia" pozwala odtworzyć całe rozumowanie bez otwierania schematu. Zasada jest prosta: opis ma odpowiadać na pytanie „dlaczego", bo na pytanie „co" Git odpowie sam.

Co się zmieniło od ostatniego zapisu

Do pokazania różnic służy polecenie git diff. **Rysunek 6** przedstawia jego wynik dla pliku schematu KiCada, w którym zmieniono wartość jednego rezystora. Wiersz poprzedzony znakiem minus to stan poprzedni, wiersz ze znakiem plus – stan bieżący.

Trzeba w tym miejscu wyjaśnić rozróżnienie, które bywa mylone. Porównanie różnic (ang. *diff*) i scalanie (ang. *merge*) to dwie różne operacje. Porównanie tylko pokazuje, czym różnią się dwa stany, i niczego nie zmienia. Scalanie łączy dwie linie rozwoju projektu w jedną. Okno narzędzia do rozwiązywania konfliktów scalania wygląda podobnie

Wiersz poleceń — utworzenie repozytorium i pierwsze zatwierdzenie zmian

```
$ cd ~/projekty/zasilacz-30V
$ git init
Initialized empty Git repository in /home/kb/projekty/zasilacz-30V/.git/
$ git config user.name  "Jan Kowalski"
$ git config user.email "j.kowalski@firma.pl"
$ git add .
$ git commit -m "Import projektu zasilacza laboratoryjnego 0-30 V"
[main (root-commit) 4f1c2ab] Import projektu zasilacza laboratoryjnego 0-30 V
 7 files changed, 4193 insertions(+)
$ git log --oneline
4f1c2ab (HEAD -> main) Import projektu zasilacza laboratoryjnego 0-30 V
```

Rysunek 5. Utworzenie repozytorium i pierwsze zatwierdzenie zmian w wierszu poleceń

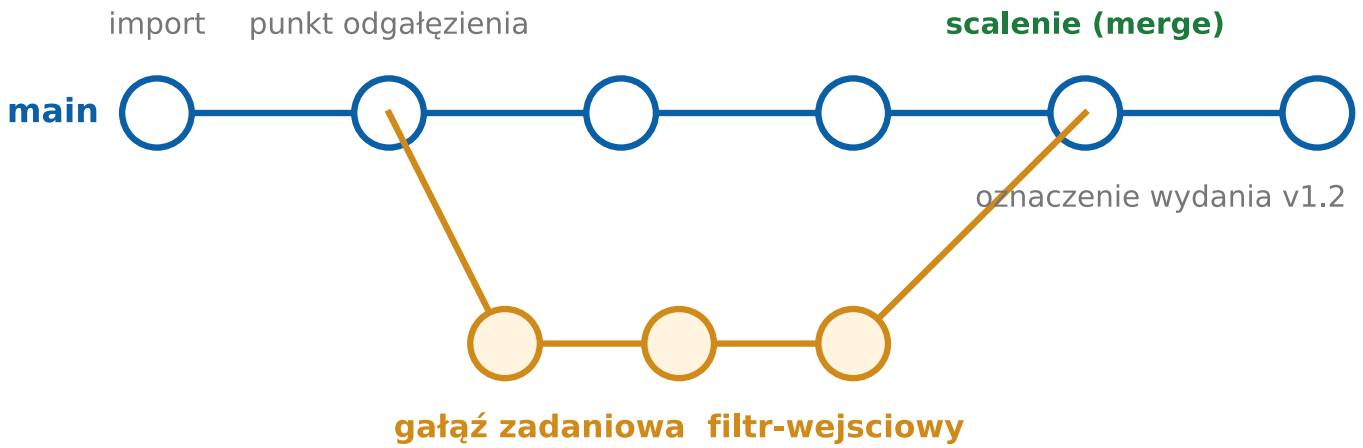
Wiersz poleceń — podgląd różnic w pliku schematu

```
$ git diff zasilacz.kicad_sch
diff --git a/zasilacz.kicad_sch b/zasilacz.kicad_sch
@@ -812,7 +812,7 @@
   (property "Reference" "R14"
-  (property "Value" "10k"
+  (property "Value" "4k7"
   (property "Footprint" "Resistor_SMD:R_0805_2012Metric"

$ git diff --stat
 zasilacz.kicad_sch | 2 +-
 1 file changed, 1 insertion(+), 1 deletion(-)
```

Rysunek 6. Podgląd różnic w pliku schematu KiCada poleceniem git diff

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 7. Historia projektu z gałęzią zadaniową i jej scaleniem z gałęzią główną

do okna porównania i stąd bierze się to nieporozumienie, ale operacje są rozłączne.

Gałęzie: praca nad zmianą bez ruszania wersji produkcyjnej

Gałąź jest równoległą linią rozwoju projektu. Zakłada się ją wtedy, gdy trzeba sprawdzić rozwiązanie, którego nie chce się jeszcze wprowadzać do wersji uznanej za dobrą. Konstruktor pracuje na gałęzi, zapisuje na niej kolejne stany, a gdy rozwiązanie okaże się właściwe, scala je z gałęzią główną. Jeśli okaże się chybione – gałąź po prostu się usuwa i po zmianach nie ma śladu w linii głównej. Pokazuje to **rysunek 7**.

Odpowiednie polecenia to git switch -c filtr-wejsciowy (utworzenie gałęzi i przejście na nią), git switch main (powrót) oraz git merge filtr-wejsciowy (scalenie). W nazwach gałęzi warto unikać polskich znaków i spacji, bo trafiają one do adresów i nazw plików.

Dla małego zespołu konstrukcyjnego to wszystko, czego potrzeba. Rozbudowane schematy pracy z gałęziami, przenoszone z dużych projektów programistycznych, w zespole trzyosobowym generują więcej pomyłek, niż ich unikają. Jedna gałąź główna i krótko żyjące gałęzie zadaniowe są w zupełności wystarczające.

Osobno warto oznaczać wydania. Oznaczenie (tag) to trwała etykieta przypięta do konkretnego zapisu: git tag -a v1.2 -m „Wydanie do produkcji, partia 1”. Od tej chwili odpowiedź na pytanie o wersję z pierwszej partii jest jednym poleceniem, a nie śledztwem.

Co wkładać do repozytorium projektu urządzenia

Git został pomyślany dla plików tekstowych i to jest kryterium rozstrzygające o tym, co się w nim wersjonuje dobrze. Formaty projektowe KiCada – pliki o rozszerzeniach .kicad_sch, .kicad_pcb i .kicad_pro – są tekstowe, więc Git potrafi pokazać dla nich różnice i je scalać. Kod źródłowy firmware'u, pliki konfiguracji kompilacji, opisy testów i dokumentacja pisana w formacie tekstowym również. Pliki binarne zapisują się natomiast w całości przy każdej zmianie, więc historia szybko puchnie.

Stąd bierze się zasada porządkująca: do repozytorium trafiają źródła projektu, a nie wyniki ich przetworzenia. Gerbery, pliki wierceń, listy materiałowe

Zalecana struktura repozytorium projektu urządzenia

```
zasilacz-30V/
├── hardware/        projekt KiCad: schemat, płytka, biblioteki lokalne
├── firmware/        kod źródłowy, pliki konfiguracji kompilacji
├── mechanics/       obudowa, rysunki wykonawcze
├── docs/            nota aplikacyjna, instrukcja, protokoły pomiarów
├── test/            skrypty i wyniki testów końcowych
├── .github/workflows/   opis automatycznego budowania
├── .gitignore
└── README.md        opis projektu, wersje, sposób budowania

Do repozytorium NIE trafiają: gerbery, PDF-y i modele 3D wytwarzane
automatycznie – te powstają przy wydaniu i są do niego dołączane.
```

Rysunek 8. Zalecana struktura repozytorium projektu urządzenia

eprasa.pl 06e3d94c64

Zawartość pliku .gitignore dla projektu KiCad

```
# kopie zapasowe i pliki autozapisu
*-backups/
*.kicad_pcb-bak
*.kicad_sch-bak
*.kicad_prl
_autosave-*
fp-info-cache

# katalog kopii przyrostowych menedżera projektu KiCad
.history/

# pliki wytwarzane automatycznie przy wydaniu
production/
```

Rysunek 9. Zawartość pliku .gitignore dla projektu prowadzonego w KiCadzie

i schematy w PDF powstają automatycznie z tych źródeł – pokazujemy to w drugiej części poradnika – więc trzymanie ich w historii jest podwójnym zapisem tej samej informacji. Zalecany układ katalogów przedstawia **rysunek 8**.

Programy EDA wytwarzają przy okazji sporo plików pomocniczych: kopie zapasowe, pliki autozapisu, pamięci podręczne bibliotek, ustawienia lokalne stanowiska. Te pliki nie należą do projektu i wyklucza się je plikiem .gitignore umieszczonym w katalogu głównym repozytorium. Zestaw reguł dla projektu KiCada pokazuje **rysunek 9**.

Osobna uwaga dotyczy bibliotek symboli i footprintów. Biblioteka zmieniona globalnie potrafi po dwóch latach zmienić wygląd starego schematu – a to jest dokładnie ta klasa zdarzeń, przed którą kontrola wersji miała chronić. Dlatego biblioteki własne trzyma się albo bezpośrednio w repozytorium projektu, albo dołącza jako podmoduł (git submodule), czyli odwołanie do konkretnej wersji innego repozytorium.

Pliki, które nie mieszczą się w repozytorium

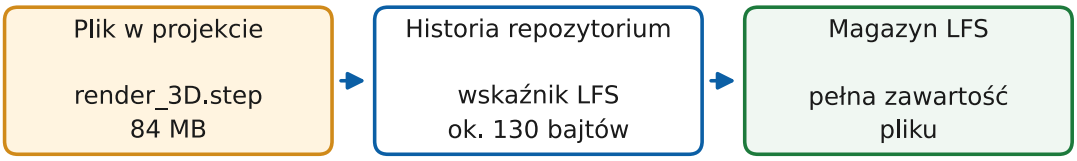
Model 3D obudowy, przebieg z oscyloskopu zapisany w pełnej rozdzielczości albo film z badania klimatycznego to pliki, które trzeba wersjonować, ale których nie należy wkładać wprost do historii. Serwisy hostingowe stawiają tu zresztą twarde granice: GitHub odrzuca wysłanie pojedynczego pliku większego niż 100 MB, ostrzega powyżej 50 MB, a pliki dodawane przez przeglądarkę nie mogą przekroczyć 25 MB.

Rozwiązaniem jest rozszerzenie Git LFS (*Large File Storage*). W historii repozytorium zapisywany jest wtedy krótki wskaźnik zawierający sumę kontrolną i rozmiar pliku, a sama zawartość leży w osobnym magazynie i jest pobierana dopiero przy tworzeniu kopii roboczej. Zasadę działania pokazuje **rysunek 10**.

Dwie rzeczy warto wiedzieć zawczasu. LFS ma własne, zależne od planu limity pojemności magazynu i miesięcznego transferu. Przeniesienie plików do LFS po fakcie wymaga natomiast przepisania całej historii repozytorium, co dla zespołu pracującego już na wspólnym repozytorium jest operacją kłopotliwą. Decyzję o użyciu LFS podejmuje się więc na początku projektu, a nie wtedy, gdy wysłanie zmian zostanie odrzucone.

Git wbudowany w KiCada

Menedżer projektu w KiCadzie od wersji 10, wydanej 20 marca 2026 roku, ma wbudowaną obsługę Gita. Potrafi zainicjować repozytorium w istniejącym projekcie, sklonować projekt z serwera, zatwierdzać zmiany, wysyłać je i pobierać oraz przełączać gałęzie, a stan każdego pliku pokazuje bezpośrednio w drzewie projektu (**rysunek 11**). Integrację można wyłączyć dla pojedynczego projektu albo dla wszystkich, na stronie ustawień kontroli wersji.

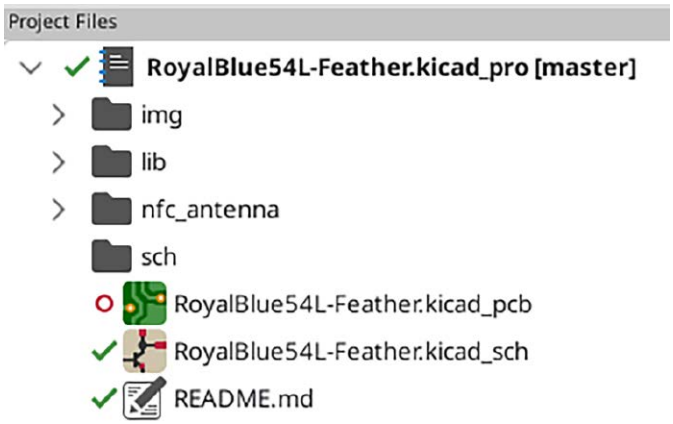


GitHub odrzuca wysłanie pliku większego niż 100 MB i ostrzega powyżej 50 MB

Decyzję o użyciu LFS podejmuje się na początku projektu — późniejsze przeniesienie plików wymaga przepisania historii

Rysunek 10. Git LFS: w historii repozytorium zapisywany jest wskaźnik, nie zawartość pliku

eprasa.pl 06e3d94c64



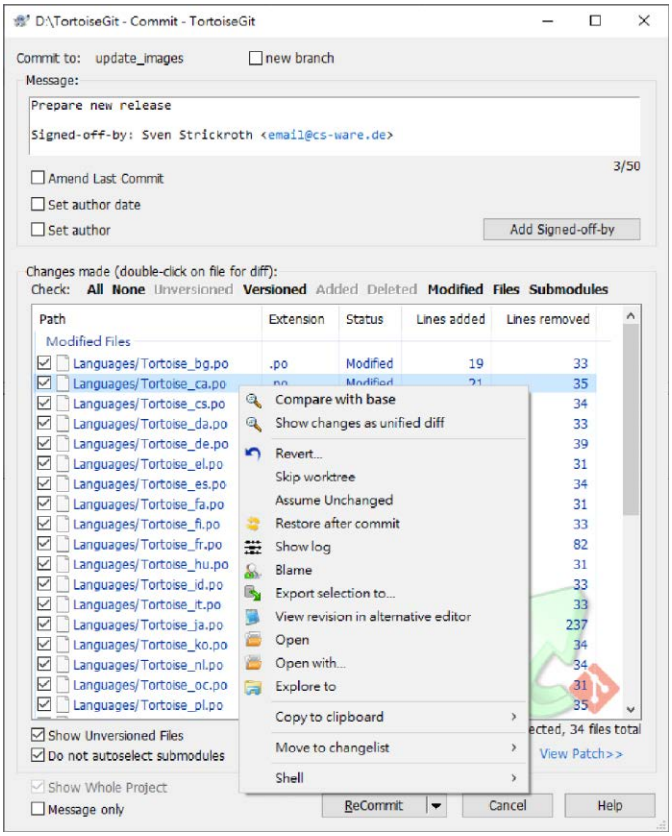
Rysunek 11. Kontrola wersji w menedżerze projektu KiCada

Dwie uwagi praktyczne. KiCad prowadzi równolegle własny mechanizm kopii przyrostowych, który również wykorzystuje Gita i trzyma dane w ukrytym katalogu .history – dlatego w pliku .gitignore z rysunku 9 katalog ten jest wykluczony. Poza tym wbudowana integracja jest funkcją stosunkowo nową i użytkownicy zgłaszają w niej usterki, więc do pracy zespołowej rozsądniej jest używać zewnętrznego klienta Gita, a integrację w KiCadzie traktować jako wygodny podgląd stanu plików.

Nakładki graficzne

Wiersz poleceń nie jest obowiązkowy, choć według badań ankietowych pozostaje najczęstszym sposobem pracy z Gitem. Do wyboru są nakładki graficzne: TortoiseGit wbudowany w menu kontekstowe Eksploratora Windows (**rysunek 12**), GitHub Desktop, Sourcetree, Fork, GitKraken, a także obsługa wbudowana w środowiska programistyczne, w tym w Visual Studio Code. Wszystkie działają na tym samym repozytorium i można je wymieniać dowolnie – repozytorium nie jest w żaden sposób związane z programem, którym się je obsługuje.

Radzimy jednak przejść przez pierwsze kilkanaście zapisów w wierszu poleceń. Nakładka graficzna nazywa te same operacje własnymi określeniami i po jej stronie trudniej zrozumieć, co się właściwie dzieje. Gdy mechanizm jest już jasny, wybór narzędzia staje się kwestią wygody.



Rysunek 12. TortoiseGit – okno zatwierdzania zmian

Słowniczek

repozytorium – katalog projektu wraz z pełną historią jego zmian (katalog .git);

zatwierdzenie zmian (commit) – zapisany stan projektu wraz z opisem, datą, autorem i identyfikatorem;

poczekalnia (indeks) – zbiór zmian wybranych do najbliższego zapisu;

gałąź (branch) – równoległa linia rozwoju projektu;

scalanie (merge) – połączenie dwóch gałęzi w jedną;

porównanie (diff) – zestawienie różnic między dwoma stanami, bez ich zmieniania;

oznaczenie wydania (tag) – trwała etykieta przypięta do wybranego zapisu;

klonowanie (clone) – utworzenie pełnej kopii repozytorium wraz z historią.

Podsumowanie

Do tego miejsca cały opisany warsztat działa na jednym komputerze i nie wymaga konta w żadnym serwisie. Już w tej postaci rozwiązuje problem z początku artykułu: pozwala jednoznacznie wskazać, jaki stan projektu odpowiada danej partii wyrobów, i pokazać, co i dlaczego zmieniło się od tamtej pory.

Pełny pożytek pojawia się jednak dopiero wtedy, gdy repozytorium ma kopię na serwerze: staje się możliwa praca zespołowa, przegląd zmian przed ich przyjęciem oraz automatyczne wytwarzanie plików produkcyjnych z każdego oznaczonego wydania. O tym jest druga część poradnika.

KS

Źródła

Strona projektu Git – bieżące wydanie i dokumentacja poleceń: https://git-scm.com/
Dokumentacja KiCada 10 – integracja z Gitem i kopie przyrostowe: https://docs.kicad.org/10.0/en/kicad/kicad.html
KiCad – ogłoszenie wydania wersji 10.0.0: https://www.kicad.org/blog/2026/03/Version-10.0.0-Released
TortoiseGit – dokumentacja: https://tortoisegit.org/docs/tortoisegit/

eprasa.pl 06e3d94c64

Słychać czy nie słychać? Mity, fakty i punkty sporne w audio

Elektronika audio jest dziedziną, w której pomiar spotyka się z percepcją. Konstruktor wzmacniacza może zmierzyć zniekształcenia z rozdzielczością ułamka części na milion, a mimo to spór o to, czy dwa wzmacniacze brzmią inaczej, trwa od pół wieku. W tym artykule zebraliśmy dziesięć twierdzeń, które powracają w rozmowach konstruktorów i audiofilów, i zestawiliśmy je z tym, co na ich temat opublikowali uznani badacze i inżynierowie: w czasopiśmie Audio Engineering Society, w Electronics World, w Linear Audio i w monografiach.

Nie chodzi o to, by kogokolwiek przekonywać, że słyszy źle. Część twierdzeń uznawanych za audiofilskie przesądy ma mierzalne podłoże, a część twierdzeń uznawanych za „oczywiste fakty inżynierskie" nie wytrzymuje zderzenia z badaniami odsłuchowymi. Dlatego każde twierdzenie opatrzyliśmy jedną z trzech etykiet. Ze względu na objętość materiał podzieliliśmy na dwie części, publikowane w kolejnych wydaniach Elektroniki Praktycznej (EP). Każdą część zamyka wspólna bibliografia oraz krótkie noty biograficzne ekspertów, na których prace się powołujemy.

Spis treści

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

Część 2 (w następnym wydaniu)
6. Kondensatory brzmią – CZĘŚCIOWO FAKT

eprasa.pl 06e3d94c64

Jak czytać ten artykuł

MIT – twierdzenie, któremu przeczą zgodne wyniki pomiarów i kontrolowanych testów odsłuchowych opublikowane przez niezależnych autorów.

FAKT – twierdzenie potwierdzone pomiarami lub kontrolowanymi testami odsłuchowymi i niekwestionowane w literaturze fachowej.

PUNKT SPORNY – twierdzenie, w sprawie którego uznani eksperci opublikowali sprzeczne wyniki lub sprzeczne interpretacje tych samych wyników. Przedstawiamy wtedy obie strony i mówimy wprost, na czym polega różnica zdań.

W kilku przypadkach etykieta jest złożona, np. CZĘŚCIOWO FAKT, gdy twierdzenie jest prawdziwe tylko w określonych warunkach, które wtedy wskazujemy.

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

Test ślepy jako punkt wyjścia

FAKT: wiedza o tym, czego słuchamy, zmienia ocenę tego, co słyszymy

Każdy z kolejnych rozdziałów odwołuje się do wyników testów odsłuchowych. Zanim przejdziemy do kabli, kondensatorów i wzmacniaczy, trzeba więc ustalić, jakim testom odsłuchowym można ufać. Twierdzenie, które tu sprawdzamy, brzmi: „Jeżeli słyszę różnicę między dwoma urządzeniami, porównując je w zwykłym odsłuchu, to ta różnica istnieje". Zwykły odsłuch oznacza tu sytuację, w której słuchacz wie, które urządzenie gra w danej chwili. W literaturze nazywa się ją odsłuchem jawnym (ang. *sighted listening*), w odróżnieniu od testu ślepego (ang. *blind test*), w którym słuchacz nie wie, czego słucha.

Doświadczenie Toole'a i Olive'a

Najczęściej cytowanym badaniem na ten temat jest praca Floyda E. Toole'a i Seana E. Olive'a z firmy Harman International, przedstawiona na 97. konwencji Audio Engineering Society (AES) w San Francisco w listopadzie 1994 r. (preprint 3894) pod tytułem „Hearing is Believing vs. Believing is Hearing: Blind vs. Sighted Listening Tests, and Other Interesting Things". Floyd Toole kierował wcześniej przez wiele lat badaniami akustycznymi w kanadyjskiej National Research Council, a jego monografia „Sound Reproduction" jest dziś podstawowym podręcznikiem z dziedziny odtwarzania dźwięku w pomieszczeniach.

W doświadczeniu oceniano cztery zestawy głośnikowe: dwa kosztowne modele tego samego producenta, oparte na wspólnej konstrukcji (oznaczone jako G i D), jeden prestiżowy model konkurencji (T) oraz tani zestaw złożony z subwoofera i dwóch małych głośników satelitarnych (S). Udział wzięło 40 słuchaczy, doświadczonych i niedoświadczonych. Jedna grupa oceniała kolumny w teście ślepym, w którym zestawy były ukryte za akustycznie przezroczystą zasłoną, druga w odsłuchu jawnym, ze znajomością marki i wyglądu kolumn. W drugiej części tego samego doświadczenia czterech doświadczonych słuchaczy oceniało kolumny w obu warunkach.

Autorzy stwierdzili, że gdy słuchacze wiedzieli, czego słuchają, o ich ocenach decydowała bardziej tożsamość produktu niż dźwięk. Samo ujawnienie marek zmieniało oceny preferencji o tyle samo, co którykolwiek z badanych czynników fizycznych. Szczególnie pouczający jest wpływ ustawienia kolumn w pomieszczeniu. W teście ślepym miejsce, w którym stał zestaw, wpływało na ocenę silniej niż różnice między samymi zestawami, co jest zgodne z akustyką pomieszczeń: ustawienie kolumny względem ścian zmienia charakterystykę częstotliwościową w zakresie niskich tonów. W odsłuchu jawnym wpływ ustawienia praktycznie zniknął. Słuchacze, którzy znali markę, przestali reagować na zmianę brzmienia, którą wywoływało przestawienie kolumny, a więc na różnicę fizycznie istniejącą i mierzalną.

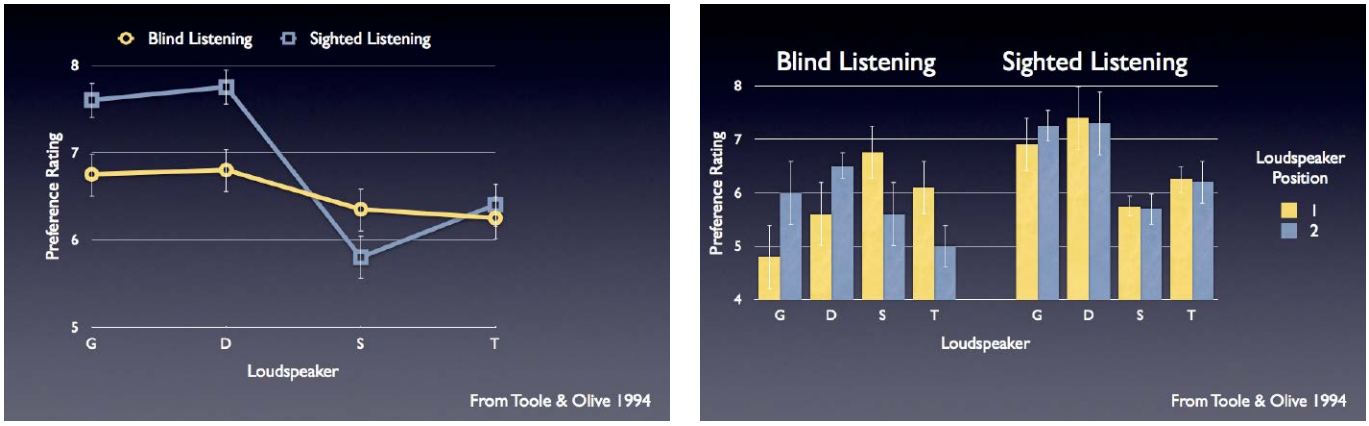
Ta obserwacja ma znaczenie wykraczające poza kolumny głośnikowe. Odsłuch jawny nie tylko „dodaje" różnice, których nie ma. Może także ukrywać różnice, które istnieją. Nie świadczy to o złym słuchu uczestników. Świadczy o tym, że ocena dźwięku jest procesem poznawczym, na który wpływa wszystko, co słuchacz wie o porównywanych urządzeniach. Sean Olive wrócił do tych wyników w 2009 r. na swoim blogu „Audio Musings", we wpisie zatytułowanym „The Dishonesty of Sighted Listening Tests", gdzie przedstawił je w formie wykresu (**rysunek 1**).

Od Bell Labs do komparatora ABX

Metodę, która pozwala sprawdzić, czy słuchacz w ogóle odróżnia dwa sygnały, opisali w 1950 r. W. A. Munson i Mark B. Gardner z Bell Telephone Laboratories w pracy „Standardizing Auditory Tests". Słuchacz otrzymuje dwa znane sygnały, A i B, oraz trzeci, X, który jest losowo jednym z nich. Zadanie polega na wskazaniu, czy X jest równy A, czy B. Metoda nazywa się dziś testem ABX.

W latach 70. XX wieku grupa inżynierów z Michigan, wśród nich David L. Clark, zbudowała sprzętowy komparator ABX przeznaczony do porównywania urządzeń audio. Clark opisał go w artykule „High-Resolution Subjective Testing Using a Double-Blind Comparator" (Journal of the Audio Engineering Society, t. 30, nr 5, maj 1982, s. 330...338). Artykuł jest ważny z dwóch powodów. Po pierwsze, komparator przełączał urządzenia za pomocą przekaźników sterowanych losowo, tak że ani słuchacz, ani osoba prowadząca test nie wiedziała, które urządzenie gra

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 1. Oceny preferencji czterech zestawów głośnikowych w teście ślepym i w odsłuchu jawnym według badania F. E. Toole'a i S. E. Olive'a (AES, preprint 3894, 1994)

jako X. Jest to test podwójnie ślepy. Wyklucza on nieświadome podpowiedzi prowadzącego, które w testach zwykłych, „pojedynczo ślepych", potrafią wpłynąć na wynik. Po drugie, Clark zaproponował wymagania dotyczące wyrównania charakterystyk porównywanych urządzeń, środków kontroli przebiegu testu i statystycznej oceny wyników. Wyrównanie poziomów jest tu kluczowe. Jeżeli jedno urządzenie gra nieco głośniej od drugiego, słuchacz słyszy różnicę, ale jest to różnica poziomu, a nie jakości. Głośniejszy sygnał jest przy tym zwykle oceniany jako lepszy, co w odsłuchu jawnym prowadzi do fałszywych wniosków o „lepszym brzmieniu".

Sam Clark zwracał uwagę na ograniczenia sprzętu: zestyki przekaźników i układy przełączające nie mogą wprowadzać słyszalnych trzasków ani zmian charakterystyki, bo słuchacz rozpozna wtedy sygnał po artefakcie przełączania, a nie po brzmieniu.

Norma, która mówi, jak słuchać

Doświadczenia z testów ABX i z oceny kodeków stratnej kompresji dźwięku znalazły odzwierciedlenie w zaleceniu ITU-R BS.1116 Sektora Radiokomunikacji Międzynarodowego Związku Telekomunikacyjnego (ITU-R, ang. *International Telecommunication Union – Radiocommunication Sector*), zatytułowanym „Methods for the subjective assessment of small impairments in audio systems". Obecna wersja, BS.1116-3, pochodzi z 2015 r. Zalecenie opisuje metodę podwójnie ślepą z trzema bodźcami i ukrytą referencją (ang. double-blind triple-stimulus with hidden reference). Słuchacz zawsze zna sygnał odniesienia A. Dwa pozostałe sygnały, B i C, to w losowej kolejności ukryta kopia sygnału odniesienia i sygnał badany. Słuchacz ocenia oba na ciągłej skali od 1,0 do 5,0, której punkty kotwiczące to: 5,0 – zmiana niedostrzegalna, 4,0 – dostrzegalna, ale nie przeszkadza, 3,0 – nieco przeszkadza, 2,0 – przeszkadza, 1,0 – bardzo przeszkadza.

Zalecenie podkreśla trzy rzeczy, które warto przenieść do każdego testu porównawczego. Pierwsza to trening: słuchacze powinni przed właściwym testem poznać materiał muzyczny i charakter zniekształceń, które mają oceniać. Druga to wyrównanie głośności fragmentów przed testem. Trzecia to liczba słuchaczy i ich selekcja po teście: według zalecenia dane od 20 osób często wystarczają do wyciągnięcia wniosków, a słuchacze, którzy nie odróżniają ukrytej referencji od sygnału badanego, są wykrywani metodami statystycznymi i ich wyniki mogą zostać pominięte.

Punkt sporny: co mówi wynik negatywny

Test ślepy jest narzędziem uznanym przez badaczy, ale jego stosowanie w audio od dawna budzi zastrzeżenia, i nie wszystkie z nich są bezpodstawne. Zwolennicy odsłuchu jawnego podnoszą, że krótkie, szybko przełączane fragmenty i stres sytuacji egzaminacyjnej utrudniają usłyszenie subtelnych różnic, które ujawniają się po długim, swobodnym słuchaniu. To zastrzeżenie trudno zweryfikować, ale istnieje zastrzeżenie innego rodzaju, które ma ścisłe podstawy matematyczne.

Sformułował je Les Leventhal, psycholog z Uniwersytetu Manitoby, w artykule „Type 1 and Type 2 Errors in the Statistical Analysis of Listening Tests" (Journal of the Audio Engineering Society, t. 34, nr 6, czerwiec 1986, s. 437...453). Leventhal wykazał, że gdy wyniki testu odsłuchowego ocenia się na zwyczajowym poziomie istotności 0,05, a test obejmuje niewielką liczbę prób lub słuchaczy, ryzyko uznania słyszalnej różnicy za niesłyszalną bywa nieoczekiwanie duże. Artykuł wywołał polemikę, a czasopismo AES opublikowało komentarze innych autorów i odpowiedzi Leventhala, co samo w sobie pokazuje, że kwestia nie była oczywista także dla specjalistów.

Istota sprawy jest następująca. Wynik testu ABX ocenia się, sprawdzając, czy liczba trafnych odpowiedzi jest większa, niż dałoby zgadywanie. Gdy słuchacz zgaduje, każda odpowiedź jest trafna z prawdopodobieństwem 0,5, a liczba trafień ma rozkład dwumianowy. Test „zdany" oznacza, że uzyskanie takiej lub większej liczby

eprasa.pl 06e3d94c64

Test dwumianowy w teście ABX

Jeżeli słuchacz wykonuje n prób, a w każdej trafia z prawdopodobieństwem p, to prawdopodobieństwo uzyskania co najmniej k trafień wynosi:

$$P(X \geq k) = \Sigma_{i=k}^{n} C(n, i) \cdot p^{i} \cdot (1 - p)^{n-i}$$

gdzie $C(n, i) = n! / (i!\,(n - i)!)$ jest liczbą kombinacji.

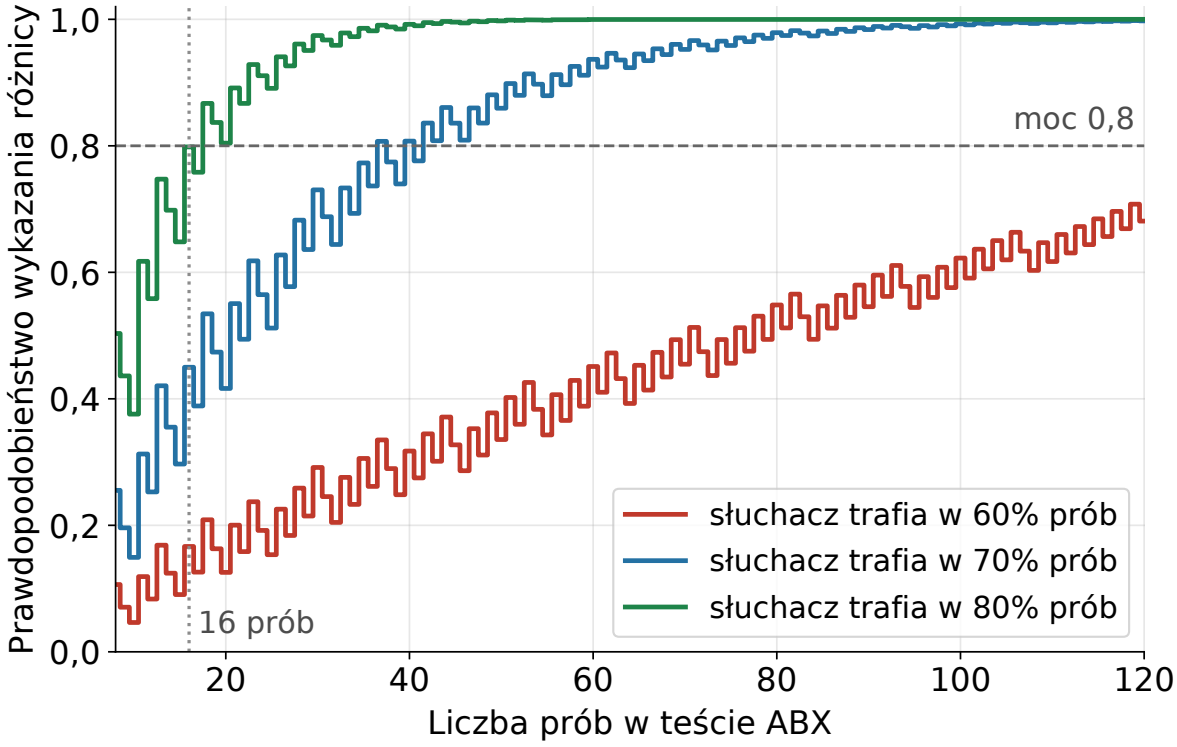
Najmniejszą liczbę trafień k, przy której test uznaje się za zdany, wyznacza się dla p = 0,5 (zgadywanie) tak, aby $P(X \geq k) \leq 0{,}05$. Następnie tę samą sumę oblicza się dla rzeczywistej skuteczności słuchacza, np. p = 0,7. Wynik jest mocą testu, czyli prawdopodobieństwem, że słuchacz, który naprawdę słyszy różnicę, zda test. Wartości dla kilku liczb prób zebrano w tabeli 1.

Tabela 1. Minimalna liczba trafień w teście ABX na poziomie istotności 0,05 i moc testu dla słuchacza trafiającego w 60%, 70% i 80% prób (obliczenia własne na podstawie rozkładu dwumianowego)

Liczba prób n	Wymagana liczba trafień k	P(X ≥ k) przy zgadywaniu	Moc przy p = 0,6	Moc przy p = 0,7	Moc przy p = 0,8
10	9	0,011	0,05	0,15	0,38
16	12	0,038	0,17	0,45	0,80
20	15	0,021	0,13	0,42	0,80
25	18	0,022	0,15	0,51	0,89
30	20	0,049	0,29	0,73	0,97
50	32	0,032	0,34	0,86	1,00
100	59	0,044	0,62	0,99	1,00

trafień przez czyste zgadywanie jest mniej prawdopodobne niż 5%. Zabezpiecza to przed błędem pierwszego rodzaju, czyli uznaniem, że różnica jest słyszalna, gdy jej nie ma. Nie zabezpiecza natomiast przed błędem drugiego rodzaju, czyli uznaniem, że różnica jest niesłyszalna, gdy słuchacz w rzeczywistości ją słyszy, ale nie za każdym razem.

Liczby z **tabeli 1** są pouczające. W popularnym teście złożonym z 16 prób słuchacz, który słyszy różnicę na tyle wyraźnie, że trafia w 70% przypadków, zda test z prawdopodobieństwem 0,45, czyli prawie w co drugim takim teście. Słuchacz trafiający w 60% przypadków zda go z prawdopodobieństwem 0,17. **Rysunek 2** pokazuje tę zależność dla



Rysunek 2. Prawdopodobieństwo, że słuchacz rzeczywiście słyszący różnicę zda test ABX na poziomie istotności 0,05, w zależności od liczby prób i od tego, jak często słuchacz trafnie wskazuje sygnał X (obliczenia własne na podstawie rozkładu dwumianowego, według rozumowania L. Leventhala, Journal of the Audio Engineering Society, 1986)

eprasa.pl 06e3d94c64

liczby prób od 8 do 120. Aby moc testu wynosiła co najmniej 0,8, słuchacz trafiający w 80% przypadków potrzebuje około 18 prób, trafiający w 70% – około 42, a trafiający w 60% – około 170. Schodkowy przebieg krzywych wynika z tego, że liczba trafień jest liczbą całkowitą, a wymagany próg k rośnie skokowo; z tego powodu dodanie jednej próby może moc testu nawet obniżyć.

Wniosek jest dwojaki. Wynik pozytywny testu ślepego – słuchacz zdał test – jest mocnym dowodem, że różnica jest słyszalna, bo prawdopodobieństwo przypadkowego zdania jest małe i znane. Wynik negatywny krótkiego testu jest dowodem słabym. Oznacza tylko, że w tym teście, z tą liczbą prób, różnicy nie wykazano. Gdy różnica jest niewielka, rzetelny wniosek o jej niesłyszalności wymaga dziesiątek lub setek prób, wielu słuchaczy albo słuchaczy wytrenowanych, którzy trafiają częściej. Właśnie dlatego w kolejnych rozdziałach przy każdym wyniku podajemy, ilu słuchaczy i ile prób obejmowało badanie.

Zastrzeżenie Leventhala nie przemawia jednak na korzyść odsłuchu jawnego. Odsłuch jawny nie ma mniejszego ryzyka błędu, tylko ryzyko nieznane i, jak pokazali Toole i Olive, zależne od tego, co słuchacz wie o urządzeniach. Test ślepy ma ryzyko błędu, które można obliczyć i zmniejszyć, zwiększając liczbę prób.

Test ślepy we własnej pracowni

Prosty test ślepy można przeprowadzić bez specjalistycznego sprzętu. Wymaga on drugiej osoby, która przełącza urządzenia, oraz kilku zasad.

- Wyrównaj poziomy przed testem. Podaj na wejście obu torów sinusoidę 1 kHz i zmierz woltomierzem napięcie na zaciskach głośnika lub na wyjściu urządzenia. Ustaw regulację głośności tak, aby napięcia były równe z dokładnością możliwie bliską rozdzielczości przyrządu. Różnica napięć 1% odpowiada różnicy poziomu ok. 0,09 dB.
- Losuj kolejność, na przykład rzutem monetą lub generatorem liczb losowych, i zapisuj ją przed testem. Osoba przełączająca nie powinna być widoczna dla słuchacza ani z nim rozmawiać.
- Zadbaj, aby przełączanie nie zdradzało urządzenia: odgłos przekaźnika, trzask w głośniku lub różny czas przełączania wystarczą słuchaczowi do rozpoznania sygnału.
- Zaplanuj liczbę prób przed testem i nie przerywaj go w chwili, gdy wynik „wygląda dobrze". Przerwanie testu po korzystnej serii zawyża prawdopodobieństwo przypadkowego zdania.
- Porównując pliki dźwiękowe, a nie urządzenia, można skorzystać z programowych komparatorów ABX, na przykład z wtyczki ABX Comparator do odtwarzacza foobar2000, która sama losuje kolejność i zlicza trafienia.

Pomiar nie mówi nic o brzmieniu kolumny

MIT: odpowiednio dobrany zestaw pomiarów pozwala przewidzieć, którą kolumnę słuchacze wybiorą w teście ślepym

Przekonanie, że pomiary nie oddają brzmienia zestawu głośnikowego, ma racjonalne źródło. Przez dziesięciolecia jedynym pomiarem podawanym przez producentów była charakterystyka częstotliwościowa zmierzona na osi głośnika, często sprowadzona do jednego zapisu w rodzaju „40 Hz...20 kHz ±3 dB". Dwa zestawy o podobnych charakterystykach osiowych potrafią brzmieć w pokoju zupełnie inaczej. Z tego doświadczenia łatwo wyciągnąć wniosek, że pomiar nie obejmuje tego, co słychać. Badania prowadzone od lat 80. XX wieku pokazały jednak, że problem tkwił w doborze pomiarów, a nie w samej idei mierzenia.

Co dociera do ucha słuchacza w pokoju

Słuchacz siedzący w typowym pokoju odsłuchowym nie słyszy wyłącznie dźwięku wypromieniowanego wzdłuż osi zestawu. Do jego uszu dociera najpierw dźwięk bezpośredni, potem pierwsze odbicia od podłogi, sufitu i ścian, a w końcu pole pogłosowe, złożone z wielokrotnych odbić. Odbicia pochodzą z dźwięku wypromieniowanego pod różnymi kątami: odbicie od bocznej ściany niesie to, co zestaw wysłał pod kątem kilkudziesięciu stopni w bok, odbicie od podłogi – to, co wysłał w dół. Brzmienie zestawu w pomieszczeniu zależy zatem od jego charakterystyk promieniowania w wielu kierunkach, a nie tylko od charakterystyki osiowej.

Tę zależność badał Floyd Toole w kanadyjskiej National Research Council. W dwuczęściowym artykule „Loudspeaker Measurements and Their Relationship to Listener Preferences" (Journal of the Audio Engineering Society, t. 34, 1986) zestawił wyniki kontrolowanych testów odsłuchowych z pomiarami bezechowymi wykonanymi pod wieloma kątami. Zestawy najwyżej oceniane przez słuchaczy miały wspólną cechę: płaską i gładką charakterystykę na osi oraz charakterystyki pozaosiowe podobne w kształcie do osiowej, różniące się od niej jedynie poziomem. Zestawy oceniane nisko miały rezonanse widoczne jako wąskie wybrzuszenia, które powtarzały się w charakterystykach mierzonych pod różnymi kątami.

Spinorama, czyli norma CTA-2034-A

Doświadczenia Toole'a i jego następców w firmie Harman doprowadziły do powstania normy ANSI/CTA-2034-A „Standard Method of Measurement for In-Home Loudspeakers" (ANSI, ang. American National Standards Institute – amerykański instytut normalizacyjny, który zatwierdził normę; CTA, ang. Consumer Technology

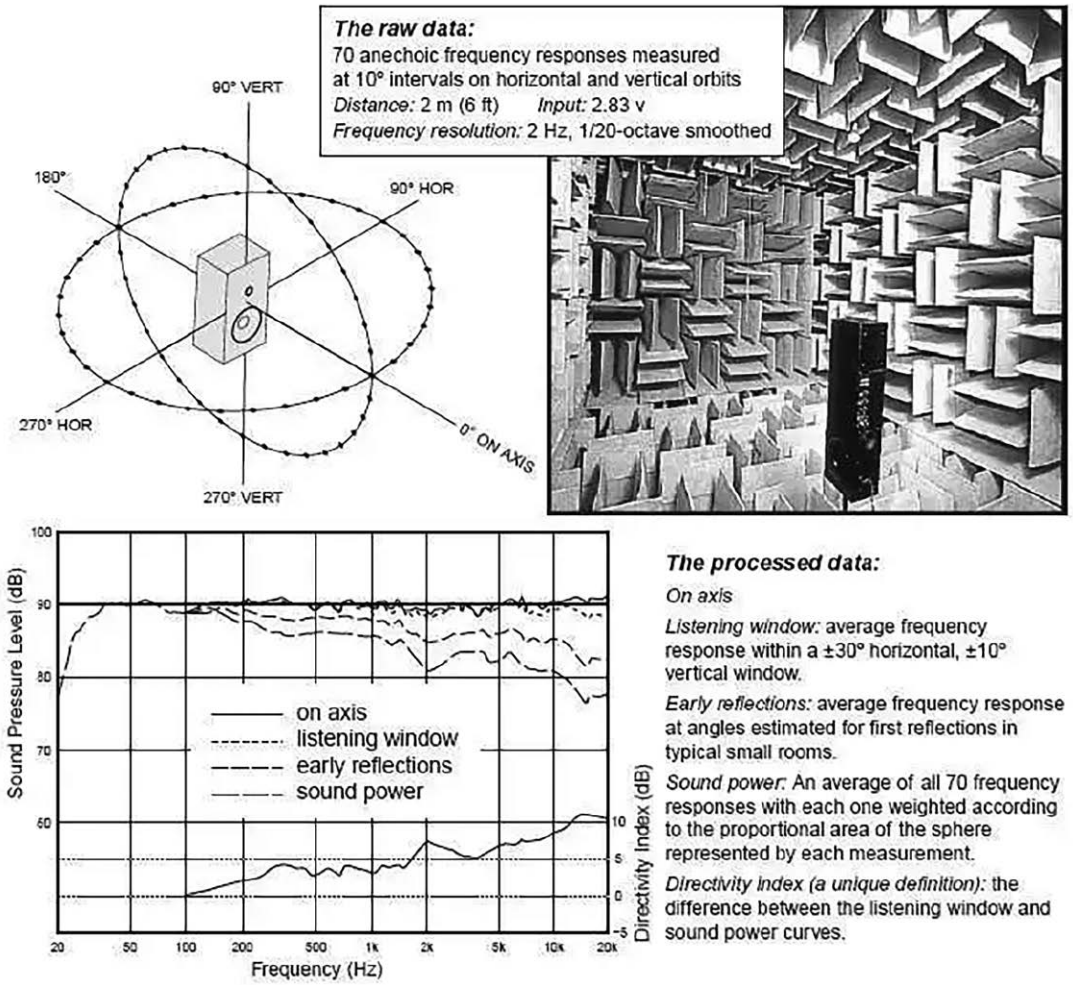
eprasa.pl 06e3d94c64

Tabela 2. Krzywe zdefiniowane w normie ANSI/CTA-2034-A (według F. E. Toole'a, „Sound Reproduction")

Krzywa	Sposób obliczenia	Co reprezentuje
Charakterystyka osiowa (ang. *on-axis*)	pomiar w osi odniesienia zestawu	dźwięk bezpośredni dla słuchacza siedzącego na osi
Okno odsłuchowe (ang. *listening window*)	średnia przestrzenna 9 charakterystyk w zakresie ±10° w pionie i ±30° w poziomie	dźwięk bezpośredni dla słuchaczy rozmieszczonych na typowej kanapie
Pierwsze odbicia (ang. *early reflections*)	średnia z odbić od podłogi (20°, 30°, 40° w dół), sufitu (40°, 50°, 60° w górę), przedniej ściany (0°, ±10°, ±20°, ±30°), bocznych ścian (±40° do ±80°) i tylnej ściany (180°, ±90°)	pojedyncze, pierwsze odbicia w typowym pokoju
Moc akustyczna (ang. *sound power*)	średnia ważona wszystkich 70 charakterystyk	całkowita energia akustyczna wypromieniowana przez zestaw, kształtująca pole pogłosowe
Wskaźnik kierunkowości (ang. *directivity index*, DI)	różnica okna odsłuchowego i mocy akustycznej, w decybelach	stopień, w jakim zestaw kieruje dźwięk do przodu

Association – amerykańskie stowarzyszenie producentów elektroniki użytkowej, które ją opracowało). Zbiór krzywych zdefiniowanych w tej normie nazywa się potocznie spinoramą (ang. spinorama), od obrotu zestawu na stole pomiarowym.

Pomiar polega na zarejestrowaniu w warunkach bezechowych 70 charakterystyk częstotliwościowych: zestaw obraca się co 10° w płaszczyźnie poziomej i w płaszczyźnie pionowej. Z tych 70 charakterystyk oblicza się średnie przestrzenne, które odpowiadają poszczególnym składnikom dźwięku docierającego do słuchacza w pokoju. Definicje zebrano w **tabeli 2**, zgodnie z opisem, jaki Toole podaje w monografii „Sound Reproduction". Przykład kompletnej spinoramy pokazuje **rysunek 3**.



Rysunek 3. Przykład kompletnego zestawu krzywych według ANSI/CTA-2034-A (spinoramy) z objaśnieniami (rys. 18.6 w źródle) we fragmencie monografii F. E. Toole'a „Sound Reproduction", opublikowanym w EE Times: „Loudspeakers: Objective evaluations – Part 2: Measuring the essential properties of loudspeakers": https://www.eetimes.com/loudspeakers-objective-evaluations-part-2-measuring-the-essential-properties-of-loudspeakers/

eprasa.pl 06e3d94c64

Zestaw, który w testach ślepych jest oceniany wysoko, ma na spinoramie charakterystyczny obraz: krzywe osiowa i okna odsłuchowego są płaskie i gładkie, krzywe pierwszych odbić i mocy akustycznej opadają łagodnie i równomiernie w stronę wysokich częstotliwości, a wskaźnik kierunkowości rośnie płynnie, bez skoków. Wąskie wybrzuszenie powtarzające się na wszystkich krzywych jest, jak pisze Toole, wyraźnym śladem rezonansu.

Model, który przewiduje ocenę słuchaczy

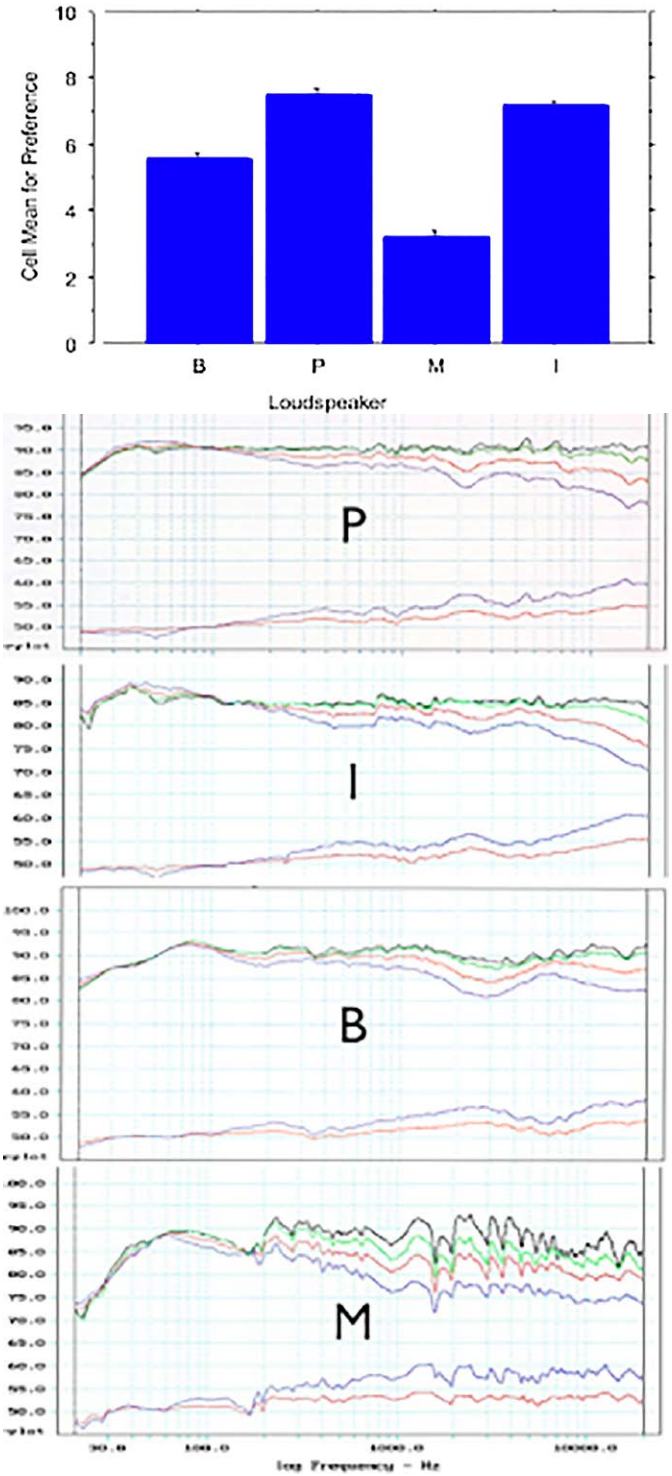
Zgodność pomiarów z ocenami słuchaczy przez długi czas była opisywana jakościowo. Krok dalej zrobił Sean Olive, który w 2004 r. przedstawił na 116. i 117. konwencji AES dwuczęściową pracę „A Multiple Regression Model for Predicting Loudspeaker Preference Using Objective Measurements". Część druga (preprint 6190) obejmuje 70 zestawów głośnikowych ocenionych w 19 testach ślepych. Olive zbudował model regresji wielorakiej, który na podstawie wyłącznie pomiarów bezechowych oblicza przewidywaną ocenę preferencji słuchaczy.

Model wykorzystuje cztery wielkości obliczane z krzywych spinoramy. Ich definicje i udział w przewidywanej ocenie, według opisu zawartego w patencie Harmana US 8 311 232 B2, którego Olive jest twórcą, są następujące:

- NBD_ON (ang. *narrow band deviation*, on-axis) – średnie odchylenie charakterystyki osiowej w wąskich pasmach o szerokości pół oktawy, w zakresie od 100 Hz do 12 kHz. Wielkość ta wykrywa wąskie wybrzuszenia i zapadnięcia charakterystyki, czyli rezonanse. Udział w przewidywanej ocenie: 31,5%.
- LFX (ang. *low frequency extension*) – logarytm częstotliwości, poniżej 300 Hz, przy której charakterystyka mocy akustycznej spada o 6 dB względem średniego poziomu okna odsłuchowego w zakresie 300 Hz...10 kHz. Jest to miara rozciągnięcia basu. Udział: 30,5%.
- NBD_PIR – to samo odchylenie w wąskich pasmach, obliczane dla przewidywanej charakterystyki w pomieszczeniu (PIR, ang. *predicted in-room response*). Udział: 20,5%.
- SM_PIR (ang. *smoothness*) – gładkość przewidywanej charakterystyki w pomieszczeniu, wyrażona współczynnikiem determinacji r^2 dopasowania prostej regresji do tej charakterystyki w zakresie od 100 Hz do 16 kHz. Udział: 17,5%.

Przewidywaną charakterystykę w pomieszczeniu norma CTA-2034-A definiuje jako sumę ważoną trzech krzywych: okna odsłuchowego z wagą 12%, pierwszych odbić z wagą 44% i mocy akustycznej z wagą 44%. Wagi te odzwierciedlają fakt, że w typowym pokoju odsłuchowym, powyżej kilkuset herców, energia docierająca do słuchacza pochodzi w większości z odbić, a nie z dźwięku bezpośredniego.

Według Olive'a model obliczony dla pierwszej, mniejszej grupy 13 zestawów wyjaśniał 99% zmienności ocen słuchaczy. Dla modelu opracowanego na pełnej grupie 70 zestawów korelacja między oceną przewidywaną a oceną uzyskaną w testach wynosi 0,86. Obie liczby trzeba czytać we właściwym kontekście: dotyczą one wytrenowanych



Rysunek 4. Oceny preferencji czterech zestawów głośnikowych w teście ślepym (wraz z 95-procentowymi przedziałami ufności) zestawione z ich charakterystykami zmierzonymi pod 70 kątami. Zestawy oceniane najwyżej mają najbardziej płaskie, gładkie i rozciągnięte charakterystyki. Wykresy (rysunek 1 – oceny preferencji, rysunek 2 – charakterystyki zmierzone) we wpisie S. E. Olive'a „Part 3 – Relationship between Loudspeaker Measurements and Listener Preferences" (Audio Musings, grudzień 2008): https://seanolive.blogspot.com/2008/12/part-3-relationship-between-loudspeaker.html

eprasa.pl 06e3d94c64

słuchaczy oceniających pojedyncze zestawy, w kontrolowanym pomieszczeniu, z wyrównanymi poziomami i w teście ślepym.

Jeden z wniosków pracy Olive'a ma znaczenie praktyczne dla konstruktorów. Modele oparte wyłącznie na charakterystyce mocy akustycznej, stosowane wcześniej np. przez amerykańską organizację konsumencką Consumers Union, przewidywały oceny słuchaczy gorzej, ponieważ pomijają percepcyjnie ważny dźwięk bezpośredni i pierwsze odbicia. Płaska charakterystyka mocy akustycznej okazała się wręcz ujemnie skorelowana z oceną preferencji. Zestaw o płaskiej mocy akustycznej musi bowiem mieć wznoszącą się charakterystykę osiową, co słuchacze odbierają jako nadmiar wysokich tonów. Jak oceny preferencji czterech zestawów w teście ślepym odpowiadają ich charakterystykom zmierzonym pod 70 kątami, pokazuje **rysunek 4**.

Czy wytrenowani słuchacze nie są wyjątkiem?

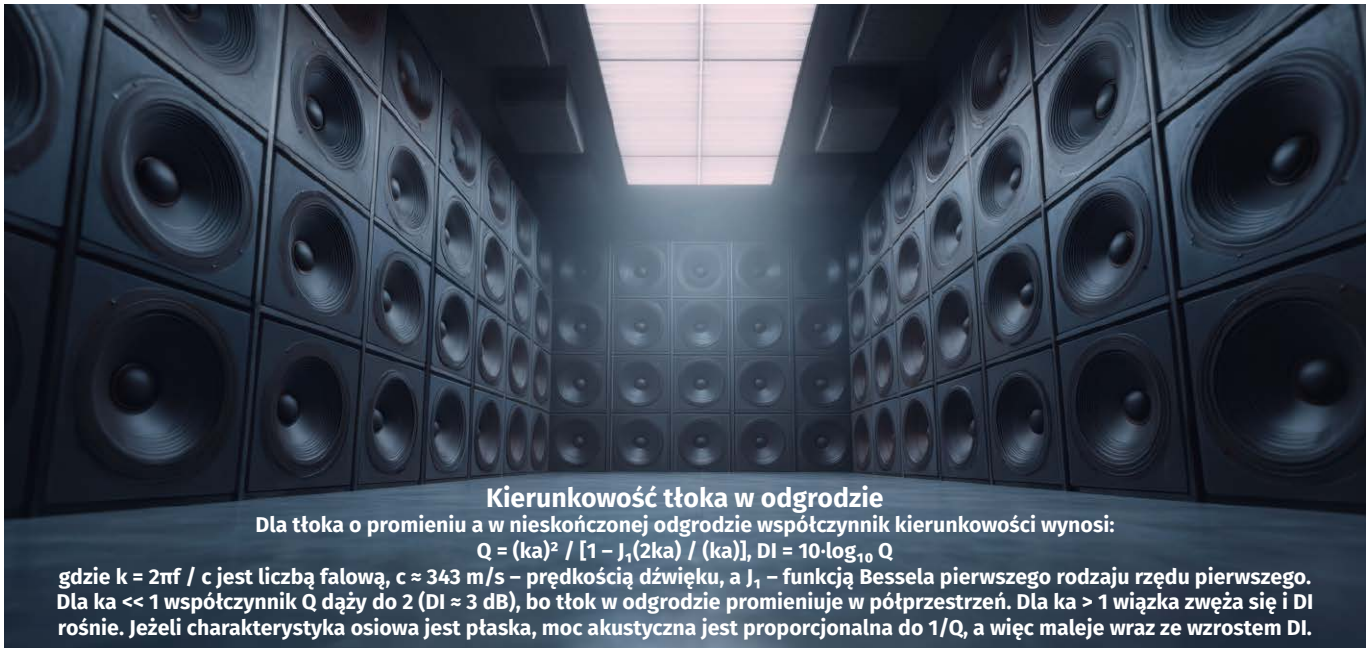
Typowy zarzut wobec tych badań brzmi: model opisuje gust kilku wytrenowanych pracowników jednej firmy, a nie przeciętnego słuchacza. Olive sprawdził to w badaniu opisanym w artykule „Differences in Performance and Preference of Trained versus Untrained Listeners in Loudspeaker Tests: A Case Study" (Journal of the Audio Engineering Society, t. 51, nr 9, wrzesień 2003, s. 806...825). Ponad 300 słuchaczy, wytrenowanych i niewytrenowanych, oceniało w teście ślepym te same cztery zestawy. Wśród słuchaczy niewytrenowanych byli sprzedawcy sprzętu audio, recenzenci, pracownicy działów marketingu i sprzedaży oraz studenci.

Kolejność preferencji okazała się w zasadzie taka sama we wszystkich grupach. Wyniki te Olive omówił także w 2008 r. na swoim blogu Audio Musings. Różnica dotyczyła sprawności słuchaczy, mierzonej statystyką F, czyli zdolności do konsekwentnego rozróżniania zestawów w powtarzanych próbach. W odniesieniu do średniej słuchaczy wytrenowanych sprawność sprzedawców wyniosła 35%, recenzentów 20%, pracowników marketingu i sprzedaży 10%, a studentów 4%. Wytrenowany słuchacz nie słyszy więc „czegoś innego" niż pozostali. Słyszy to samo, ale ocenia konsekwentniej, dlatego jeden wytrenowany słuchacz może zastąpić w teście kilku niewytrenowanych. Ta obserwacja łączy się z wnioskiem o mocy testu: im słuchacz trafniej rozróżnia, tym mniej prób trzeba, by różnicę wykazać.

Kierunkowość: o czym nie mówi charakterystyka osiowa

Znaczenie charakterystyk pozaosiowych najłatwiej pokazać na prostym rachunku. Membranę głośnika można w przybliżeniu traktować jako sztywny tłok o promieniu a, umieszczony w nieskończenie dużej odgrodzie. Dla takiego modelu znany jest wzór na współczynnik kierunkowości Q, będący stosunkiem natężenia dźwięku na osi do natężenia, jakie dawałoby źródło wszechkierunkowe o tej samej mocy akustycznej.

Rysunek 5 pokazuje wskaźnik kierunkowości obliczony z tego wzoru dla głośnika niskotonowego o promieniu efektywnym 8,5 cm, co odpowiada typowemu głośnikowi o średnicy nominalnej 8 cali, i dla głośnika wysokotonowego o promieniu 1,25 cm. Linia ciągła przedstawia zestaw dwudrożny z filtrem Linkwitza–Rileya czwartego rzędu i częstotliwością podziału 2,5 kHz, przy założeniu płaskiej charakterystyki osiowej całego zestawu. Moc akustyczną zestawu obliczono jako sumę mocy obu głośników, ważonych kwadratem modułu transmitancji filtru.



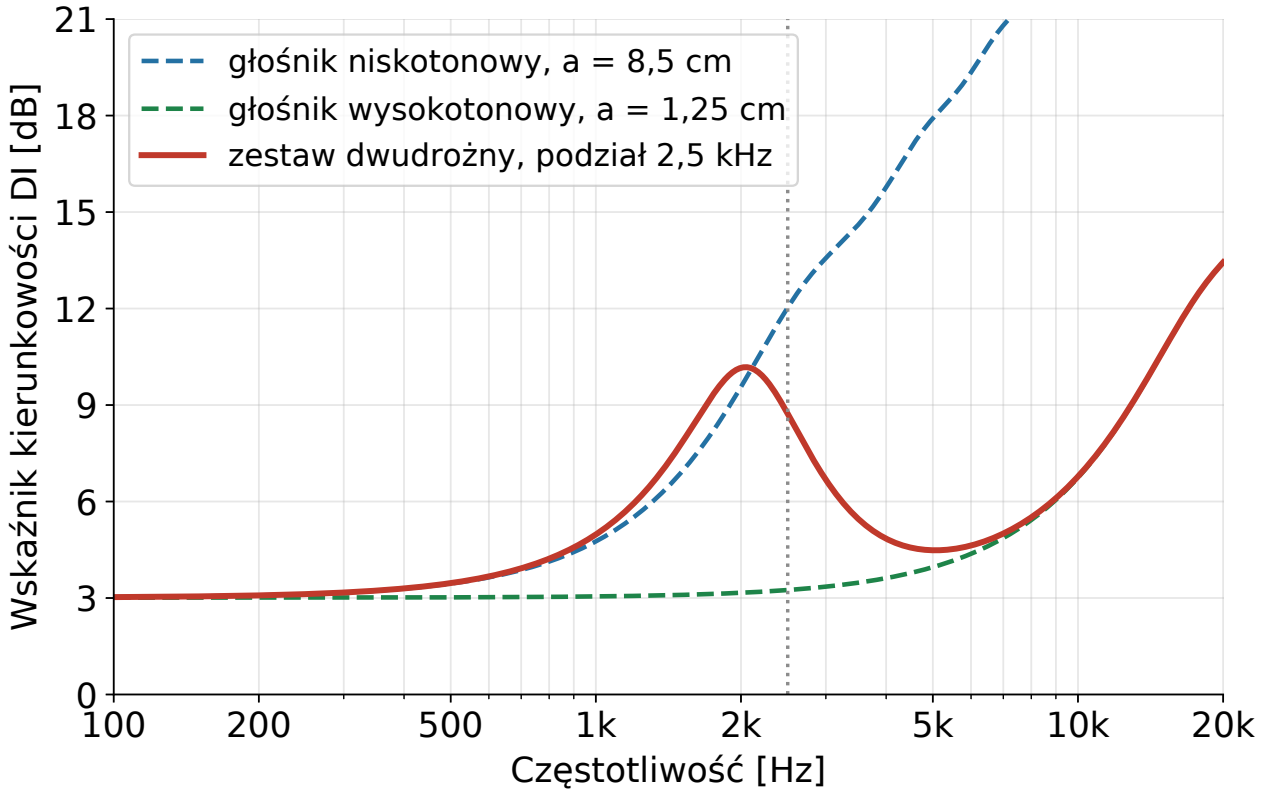
Kierunkowość tłoka w odgrodzie

Dla tłoka o promieniu a w nieskończonej odgrodzie współczynnik kierunkowości wynosi:

$$Q = (ka)^2 / [1 - J_1(2ka) / (ka)], \quad DI = 10 \cdot \log_{10} Q$$

gdzie $k = 2\pi f / c$ jest liczbą falową, $c \approx 343$ m/s – prędkością dźwięku, a J_1 – funkcją Bessela pierwszego rodzaju rzędu pierwszego. Dla $ka \ll 1$ współczynnik Q dąży do 2 (DI ≈ 3 dB), bo tłok w odgrodzie promieniuje w półprzestrzeń. Dla $ka > 1$ wiązka zwęża się i DI rośnie. Jeżeli charakterystyka osiowa jest płaska, moc akustyczna jest proporcjonalna do 1/Q, a więc maleje wraz ze wzrostem DI.

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 5. Wskaźnik kierunkowości DI dwóch tłoków w nieskończonej odgrodzie oraz zestawu dwudrożnego z filtrem Linkwitza–Rileya 4. rzędu i podziałem przy 2,5 kHz, przy założeniu płaskiej charakterystyki osiowej (obliczenia własne według modelu tłoka w odgrodzie; model uproszczony, pomija wymiary obudowy i ugięcia fal na jej krawędziach)

Przy częstotliwości podziału głośnik niskotonowy ma już DI około 12 dB, a wysokotonowy około 3 dB. W rezultacie wskaźnik kierunkowości zestawu rośnie do ok. 10 dB przy 2 kHz, po czym spada do ok. 4,5 dB przy 5 kHz. Charakterystyka osiowa jest przy tym z założenia płaska. Moc akustyczna, a więc pole pogłosowe i część pierwszych odbić, ma natomiast w zakresie od 1,5 kHz do 3 kHz zapadnięcie o głębokości kilku decybeli. Słuchacz w pokoju odbiera to jako zmianę barwy w zakresie średnich tonów, której charakterystyka osiowa w ogóle nie pokazuje.

Ten prosty rachunek wyjaśnia, dlaczego konstruktorzy dążą do ciągłości kierunkowości w okolicy częstotliwości podziału: obniżają tę częstotliwość, stosują falowody przed głośnikiem wysokotonowym, aby zwęzić jego wiązkę, albo dodają trzecią drogę. Wyjaśnia też, dlaczego dwa zestawy o identycznej charakterystyce osiowej mogą w pokoju brzmieć różnie. Różnica jest prawdziwa i mierzalna, tylko nie tym pomiarem, który podaje się w katalogu.

Czego pomiar nadal nie obejmuje

Wynik Olive'a nie oznacza, że wszystko, co słychać w zestawie głośnikowym, jest już opisane. Model dotyczy barwy dźwięku i rozciągnięcia basu w warunkach odsłuchu pojedynczego zestawu. Nie obejmuje zniekształceń nieliniowych, maksymalnego poziomu ciśnienia akustycznego, wpływu konkretnego pomieszczenia na zakres niskich częstotliwości ani cech przestrzennych odsłuchu stereofonicznego. Toole podkreśla też, że odsłuch pojedynczego zestawu jest testem czulszym niż odsłuch pary stereofonicznej, w którym różnice barwy częściowo maskuje obraz przestrzenny. Te zastrzeżenia nie podważają jednak głównego wniosku: o tym, czy zestaw zostanie oceniony w teście ślepym dobrze, czy źle, w przeważającej mierze decydują cechy widoczne na spinoramie.

Dla konstruktora, który buduje zestawy samodzielnie, praktyczna konsekwencja jest jedna: pomiar charakterystyki osiowej nie wystarcza. Pomiar pod kątami 0°, 15°, 30°, 45° i 60° w płaszczyźnie poziomej, wykonany mikrofonem pomiarowym z bramkowaniem czasowym, które wycina odbicia od ścian pomieszczenia, pozwala zobaczyć zachowanie kierunkowości w okolicy podziału już w warunkach domowej pracowni.

Hi-res: czy 24 bity i 192 kHz brzmią lepiej niż płyta CD

PUNKT SPORNY: różnica między zapisem w jakości CD a zapisem o wyższej rozdzielczości bywa wykrywalna, ale jest bardzo mała, a jej przyczyny pozostają nieustalone

Pliki i nośniki określane jako hi-res (ang. *high-resolution audio*) zapisują dźwięk z rozdzielczością 24 bitów i częstotliwością próbkowania 88,2 kHz, 96 kHz, 176,4 kHz lub 192 kHz. Standard płyty CD (ang. *Compact Disc*), ustalony na początku lat 80. XX wieku, to 16 bitów i 44,1 kHz. Zwolennicy formatów hi-res twierdzą,

eprasa.pl 06e3d94c64

Co zapewnia standard CD

Twierdzenie o próbkowaniu (Nyquista–Shannona) mówi, że sygnał o paśmie ograniczonym do częstotliwości fmax można odtworzyć bez strat z próbek pobieranych z częstotliwością większą niż 2·fmax. Przy próbkowaniu 44,1 kHz górna granica pasma wynosi 22,05 kHz, a więc powyżej typowej górnej granicy słuchu młodego człowieka, przyjmowanej jako ok. 20 kHz. Z wiekiem granica ta obniża się.

Stosunek sygnału do szumu kwantyzacji (SNR, ang. *signal-to-noise ratio*) dla sinusoidy o pełnej skali wynosi:

$$SNR = 6{,}02 \cdot N + 1{,}76\ dB$$

gdzie N jest liczbą bitów. Dla N = 16 daje to ok. 98 dB, a dla N = 24 – ok. 146 dB. Drugiej wartości nie osiąga w praktyce żaden przetwornik analogowo-cyfrowy, bo szum układów analogowych jest od niej znacznie większy.

Dodanie do sygnału przed kwantyzacją szumu o małej amplitudzie, czyli ditheringu, zamienia zniekształcenia kwantyzacji na szum niezależny od sygnału. Kształtowanie widma tego szumu (ang. *noise shaping*), czyli przesunięcie jego energii do zakresu częstotliwości, w którym ucho jest najmniej czułe, pozwala uzyskać w zakresie największej czułości słuchu dynamikę wyraźnie większą niż 98 dB.

że wyższa rozdzielczość daje słyszalnie lepszy dźwięk: bardziej „naturalny", „przestrzenny", z „powietrzem" w zakresie wysokich tonów. Przeciwnicy odpowiadają, że parametry płyty CD z zapasem obejmują możliwości ludzkiego słuchu. Spór toczy się od czasu wprowadzenia nośników SACD (ang. *Super Audio CD*) i DVD-Audio na przełomie XX i XXI wieku i do dziś nie został rozstrzygnięty.

Stanowisko pierwsze: pętla CD jest niesłyszalna

Najczęściej przywoływanym argumentem przeciw słyszalności hi-res jest badanie E. Brada Meyera i Davida R. Morana, członków Boston Audio Society, opublikowane jako „Audibility of a CD-Standard A/D/A Loop Inserted into High-Resolution Audio Playback" (Journal of the Audio Engineering Society, t. 55, nr 9, wrzesień 2007, s. 775...779). Autorzy odtwarzali nagrania z płyt SACD i DVD-Audio i włączali w tor sygnału pętlę złożoną z przetwornika analogowo-cyfrowego i cyfrowo-analogowego pracujących w standardzie CD (16 bitów, 44,1 kHz). Słuchacz porównywał w teście ABX sygnał bez pętli z sygnałem, który przez nią przeszedł. Testy prowadzono w kilku miejscach, z różnym sprzętem: od zestawów w prywatnych pokojach odsłuchowych, przez studio masteringowe, po pomieszczenie odsłuchowe uczelni.

W 554 próbach, w których uczestniczyło ok. 60 osób, uzyskano 276 trafnych odpowiedzi, czyli 49,8%. Jest to wynik nieodróżnialny od zgadywania. Autorzy stwierdzili, że przy normalnej i dużej głośności żaden słuchacz, na żadnym z zestawów, nie wykrył pętli CD. Różnica stała się wyraźnie słyszalna dopiero po podniesieniu wzmocnienia o 14 dB ponad zwykły poziom odsłuchu i przy braku sygnału muzycznego, gdy słychać było wyższy szum pętli 16-bitowej.

Argumentację inżynierską przeciw dystrybucji muzyki w rozdzielczości 24 bity/192 kHz przedstawił w 2012 r. Christopher „Monty" Montgomery z fundacji Xiph.Org, twórca formatu kompresji dźwięku Vorbis, w obszernym tekście „24/192 Music Downloads... and why they make no sense". Montgomery uważa, że 16 bitów wystarcza do zapisania wszystkiego, co słyszymy. Dowodzi, że dzięki ditheringowi i kształtowaniu widma szumu 16-bitowy zapis osiąga w praktyce dynamikę percepcyjną rzędu 120 dB, i pokazuje to na przykładzie tonu o poziomie –105 dB zapisanego w formacie 16 bitów/48 kHz. Zgadza się przy tym, że 24 bity są uzasadnione na etapie nagrania i produkcji, gdzie dają zapas wysterowania i chronią przed kumulacją błędów w długim łańcuchu obróbki cyfrowej.

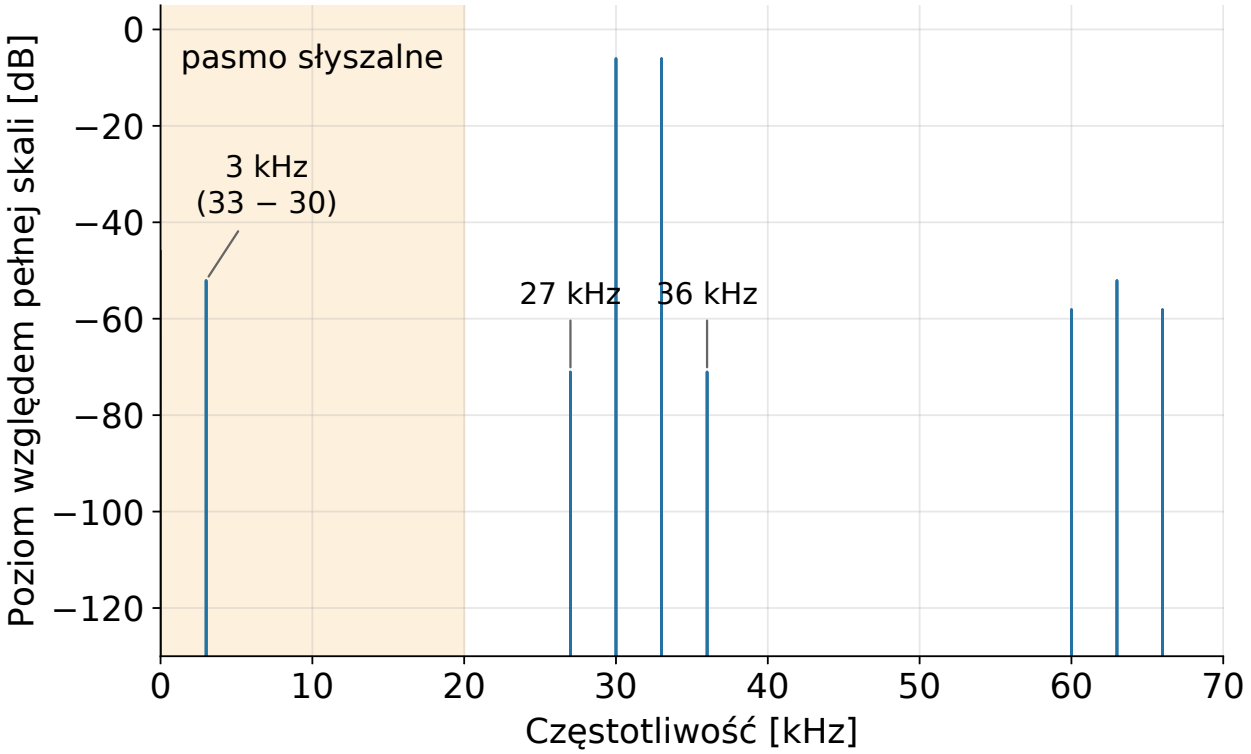
Montgomery zwraca też uwagę na mechanizm, przez który zapis o szerokim paśmie może brzmieć gorzej, a nie lepiej. Składowe ultradźwiękowe, nieobecne w zapisie CD, trafiają do wzmacniacza i głośników. Żaden z tych elementów nie jest idealnie liniowy, a nieliniowość wytwarza produkty intermodulacyjne o częstotliwościach równych sumom i różnicom częstotliwości składowych. Część z nich wpada w pasmo słyszalne. Montgomery udostępnił pliki testowe zawierające tony 30 kHz i 33 kHz. Sam w sobie sygnał jest niesłyszalny, ale odtworzony przez tor o niezerowej nieliniowości może wytworzyć słyszalny ton 3 kHz. **Rysunek 6** pokazuje obliczone widmo takiego sygnału po przejściu przez stopień o słabej nieliniowości.

Współczynniki nieliniowości przyjęto tu dla przejrzystości przykładu; rzeczywista nieliniowość zależy od wzmacniacza, głośnika i poziomu sygnału. Wniosek Montgomery'ego jest taki, że jeśli słuchacz słyszy różnicę między wersją hi-res a wersją CD tego samego materiału, przyczyną może być zniekształcenie w torze odtwarzania, a nie dodatkowa informacja zawarta w zapisie.

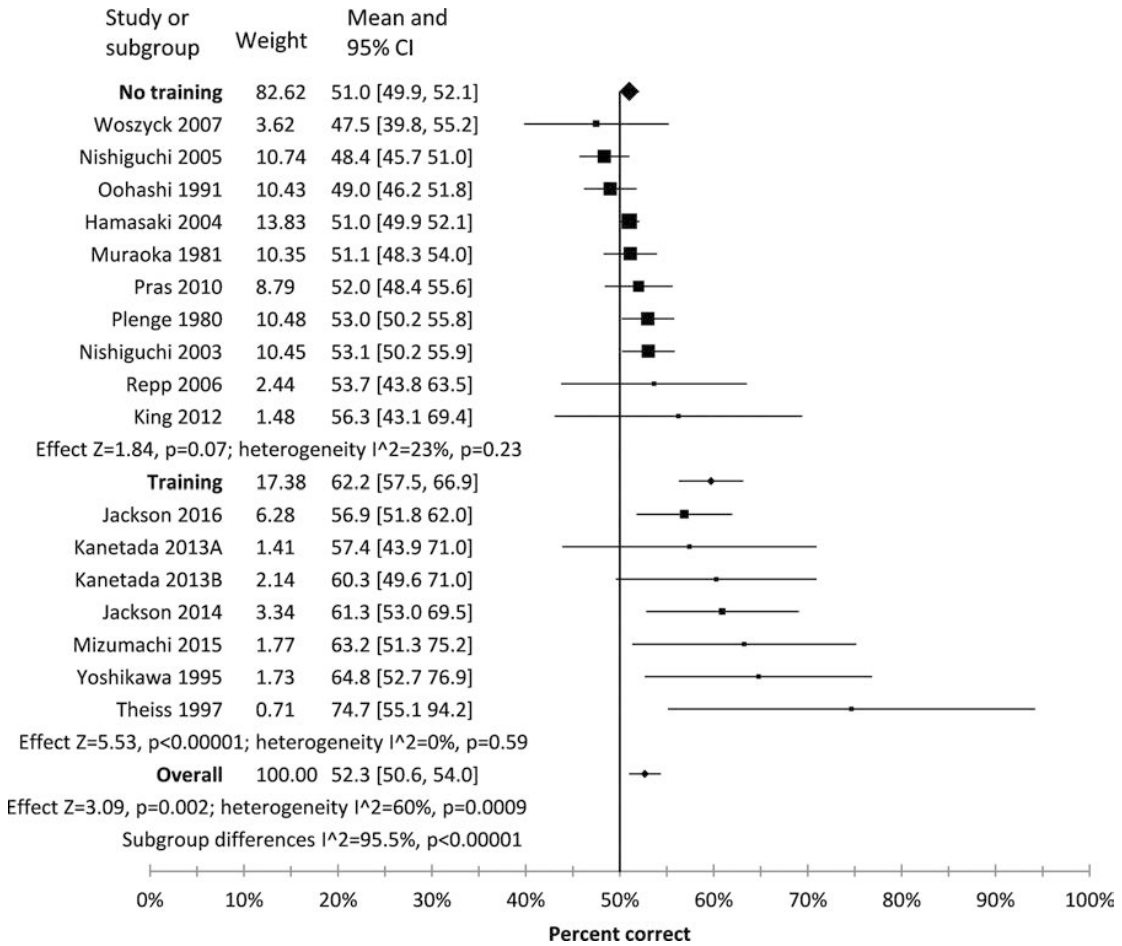
Stanowisko drugie: różnica istnieje, a trening ją uwydatnia

Najpoważniejszą odpowiedzią na badanie Meyera i Morana jest metaanaliza Joshui D. Reissa z Queen

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 6. Widmo sumy dwóch tonów 30 kHz i 33 kHz (każdy o amplitudzie równej połowie pełnej skali) po przejściu przez stopień o charakterystyce $y = x + 0{,}01 \cdot x^2 + 0{,}003 \cdot x^3$, gdzie x oznacza napięcie wejściowe stopnia, a y – jego napięcie wyjściowe (obie wielkości unormowane do pełnej skali). Nieliniowość drugiego rzędu wytwarza w paśmie słyszalnym ton różnicowy 3 kHz o poziomie ok. –52 dB względem pełnej skali, nieliniowość trzeciego rzędu – produkty 27 kHz i 36 kHz (obliczenia własne według przykładu C. Montgomery'ego, Xiph.Org, 2012)



Rysunek 7. Wyniki poszczególnych badań uwzględnionych w metaanalizie J. D. Reissa, z podziałem na badania z treningiem słuchaczy i bez treningu (wykres typu „forest plot", rysunek 2 w artykule). J. D. Reiss, „A Meta-Analysis of High Resolution Audio Perceptual Evaluation", JAES, t. 64, nr 6, 2016: https://qmro.qmul.ac.uk/xmlui/bitstream/handle/123456789/13493/Reiss%20A%20Meta-Analysis%20of%20High%20Resolution%202016%20Published.pdf

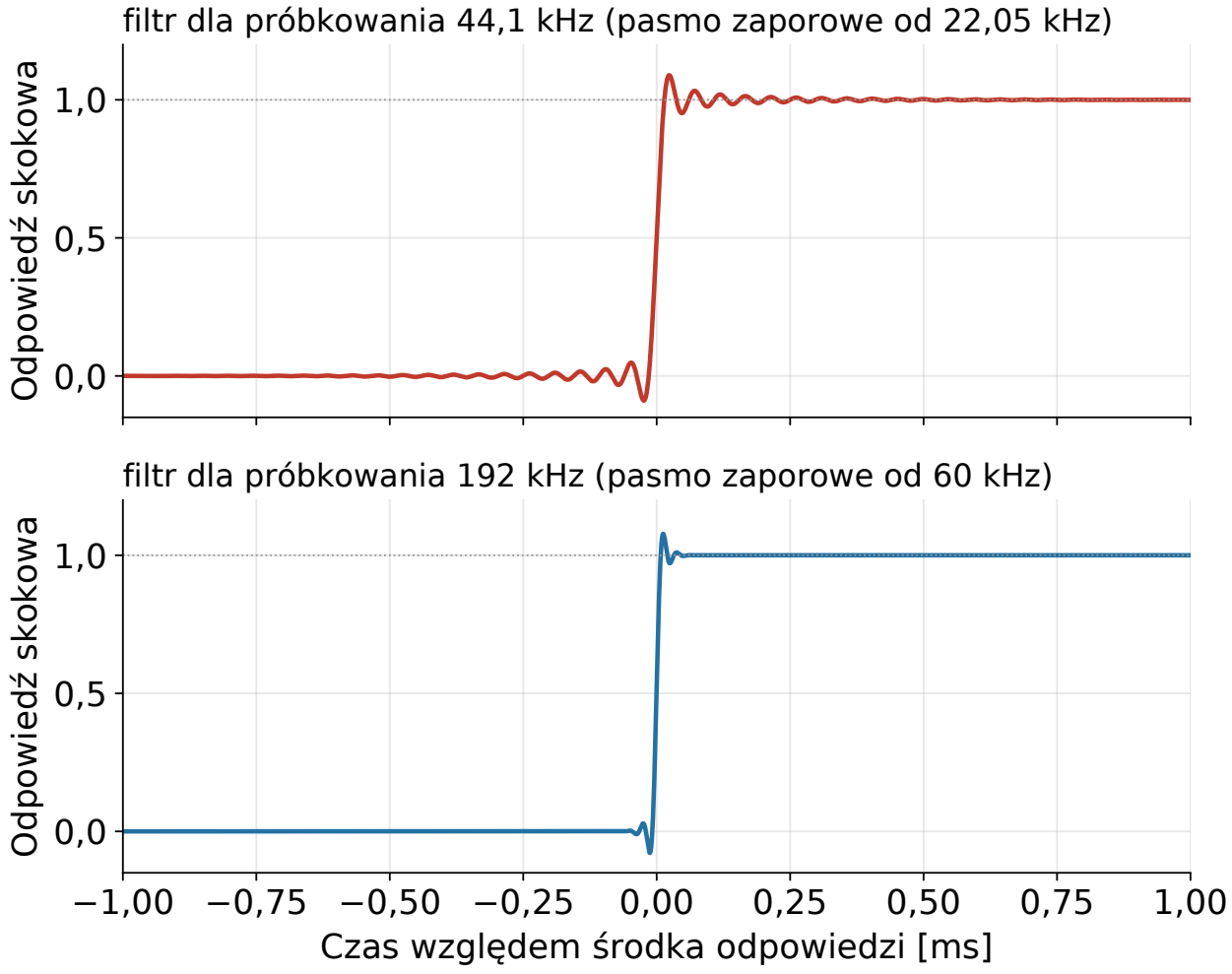
eprasa.pl 06e3d94c64

Mary University of London, „A Meta-Analysis of High Resolution Audio Perceptual Evaluation" (Journal of the Audio Engineering Society, t. 64, nr 6, czerwiec 2016, s. 364...379). Metaanaliza to metoda statystyczna, która łączy wyniki wielu niezależnych badań, aby uzyskać wniosek o większej mocy niż każde z nich osobno. Reiss zebrał 18 opublikowanych doświadczeń, w których sprawdzano rozróżnialność dźwięku w jakości standardowej (44,1 kHz lub 48 kHz, 16 bitów) i dźwięku o wyższej rozdzielczości. Łącznie obejmowały one ponad 400 uczestników i ponad 12 500 prób.

Słuchacze udzielili 6736 trafnych odpowiedzi na 12 645 prób, czyli 53,3%. Odchylenie od 50% jest niewielkie, ale przy tak dużej liczbie prób prawdopodobieństwo, że jest dziełem przypadku, wynosi ok. 10^{-13}. Kluczowa okazała się rola treningu. Badania, w których słuchacze przeszli przed testem trening, wykazały silną i istotną statystycznie zdolność rozróżniania, a badania bez treningu – efekt mały. Według analizy statystycznej Reissa prawie cała zmienność wyników między badaniami wynika z podziału na badania z treningiem i bez niego. **Rysunek 7** przedstawia te wyniki w formie wykresu typu „forest plot", standardowego w metaanalizach.

Reiss odniósł się też wprost do badania Meyera i Morana. Wskazał, że część nagrań użytych jako materiał „hi-res" mogła w rzeczywistości nie zawierać treści o wyższej rozdzielczości, bo pochodziła z materiałów przygotowanych w niższej rozdzielczości. Zwrócił uwagę, że warunki testu nie były kontrolowane w jednolity sposób, słuchacze nie byli trenowani, a sygnał A był zawsze wersją z płyty DVD-Audio lub SACD, a sygnał B – wersją CD. Sami autorzy przyznali, że nie zamierzali prowadzić rygorystycznego badania statystycznego.

Konkluzja Reissa jest ostrożna. Według niego jakość odbieraną przez słuchaczy zmienia wyjście poza parametry jakości konsumenckiej, efekt ten daje się potwierdzić różnymi metodami statystycznymi i wyraźnie wzmacnia go trening, ale jego przyczyny pozostają nieznane. Wśród możliwych przyczyn Reiss wymienia rozmycie w czasie wprowadzane przez filtry antyaliasingowe, zniekształcenia intermodulacyjne i słyszalność szumu



Rysunek 8. Odpowiedzi skokowe filtrów dolnoprzepustowych o liniowej fazie i tłumieniu 100 dB w paśmie zaporowym, z pasmem przepustowym do 20 kHz: u góry filtr dla próbkowania 44,1 kHz (pasmo zaporowe od 22,05 kHz), u dołu filtr dla próbkowania 192 kHz (pasmo zaporowe od 60 kHz). Drgania filtru dla 44,1 kHz mają częstotliwość ok. 21 kHz i odbiegają od wartości ustalonej o więcej niż 1% amplitudy skoku w przedziale ok. 0,43 ms, a dla 192 kHz – w przedziale ok. 0,08 ms (obliczenia własne, filtry o skończonej odpowiedzi impulsowej (FIR, ang. *finite impulse response*) projektowane metodą okna Kaisera)

eprasa.pl 06e3d94c64

przy dużej głośności odsłuchu. Pierwsza i trzecia przemawiają za formatem o wyższej rozdzielczości, druga, jak pokazał Montgomery, przeciw niemu.

Filtry antyaliasingowe i dzwonienie

Najczęściej wskazywanym mechanizmem, przez który format CD mógłby być słyszalnie gorszy, jest filtr antyaliasingowy. Przed próbkowaniem z częstotliwością 44,1 kHz sygnał musi zostać ograniczony do pasma poniżej 22,05 kHz, a jednocześnie pasmo do 20 kHz powinno przejść bez zmian. Pasmo przejściowe ma więc szerokość zaledwie 2,05 kHz. Filtr o tak stromym zboczu ma długą odpowiedź impulsową. Jeżeli jest to filtr o liniowej fazie, a takie stosuje się najczęściej, jego odpowiedź jest symetryczna w czasie: drgania pojawiają się nie tylko po zboczu sygnału, ale także przed nim. Zjawisko to nazywa się dzwonieniem wstępnym (ang. pre-ringing). Przy próbkowaniu 192 kHz pasmo przejściowe może sięgać od 20 kHz do kilkudziesięciu kiloherców, filtr jest łagodny, a jego odpowiedź – wielokrotnie krótsza (**rysunek 8**).

Słyszalność filtrów badali Helen M. Jackson, Michael D. Capp i J. Robert Stuart w pracy „The Audibility of Typical Digital Audio Filters in a High-Fidelity Playback System", przedstawionej na 137. konwencji AES w Los Angeles w 2014 r. W testach podwójnie ślepych słuchacze porównywali sygnał szerokopasmowy z tym samym sygnałem po przejściu przez filtry typowe dla przetworników i urządzeń masteringowych oraz po kwantyzacji do 16 bitów. Autorzy stwierdzili, że słuchacze potrafią wykryć subtelne zmiany sygnału spowodowane filtracją i kwantyzacją, a niektórych treści muzycznych nie da się w pełni przezroczyście zapisać w standardzie CD. Przy ocenie tej pracy trzeba jednak pamiętać, że J. Robert Stuart jest współzałożycielem firmy Meridian Audio i twórcą formatu MQA (ang. *Master Quality Authenticated*), przeznaczonego do dystrybucji nagrań o wysokiej rozdzielczości, a więc ma w sprawie interes zawodowy.

Przeciwnicy tej interpretacji podnoszą argument wynikający wprost z rysunku 8. Drgania filtru mają częstotliwość równą jego częstotliwości granicznej, ok. 21 kHz, a więc leżą na granicy słyszalności lub powyżej niej. Pojawiają się tylko wtedy, gdy sygnał zawiera składowe w pobliżu tej częstotliwości. Muzyka nie zawiera idealnych skoków napięcia, a dzwonienie widoczne w odpowiedzi skokowej jest jedynie innym obrazem tego samego faktu, że filtr usuwa składowe powyżej 22 kHz.

Ultradźwięki i mózg

Osobną linię argumentów stanowi efekt hipersoniczny opisany przez Tsutomu Oohashiego i współpracowników w artykule „Inaudible High-Frequency Sounds Affect Brain Activity: Hypersonic Effect" (Journal of Neurophysiology, t. 83, nr 6, 2000, s. 3548...3558). Autorzy podawali, że muzyka zawierająca składowe powyżej 25 kHz wywołuje zmiany aktywności mózgu, rejestrowane w zapisie elektroencefalograficznym (EEG), a słuchacze wolą ją od tej samej muzyki bez tych składowych, choć same składowe ultradźwiękowe odtwarzane oddzielnie są niesłyszalne. Wyniki te nie zostały jednak potwierdzone w próbach powtórzenia badania, m.in. w laboratoriach japońskiego nadawcy publicznego NHK (Nippon Hōsō Kyōkai). Krytycy wskazują ponadto, że efekt może wynikać z produktów intermodulacyjnych powstających w torze odtwarzania, a więc z mechanizmu przedstawionego na rysunku 6.

Na czym polega spór

Obie strony sporu zgadzają się co do większej liczby faktów, niż mogłoby się wydawać. Nikt poważny nie twierdzi, że zapis 16-bitowy z częstotliwością 44,1 kHz brzmi źle, ani że różnica między nim a zapisem hi-res jest duża. Metaanaliza Reissa, najmocniejszy argument za słyszalnością różnicy, wykazała 53,3% trafnych odpowiedzi tam, gdzie zgadywanie daje 50%. Rachunek przedstawiony przy omawianiu testu ślepego pokazuje, co to oznacza w praktyce: aby słuchacz trafiający w 53% przypadków zdał test ABX na poziomie istotności 0,05 z prawdopodobieństwem 0,8, potrzeba ok. 1700 prób. Pojedynczy test złożony z kilkunastu czy kilkudziesięciu prób, w którym różnicy nie wykazano, nie rozstrzyga więc niczego.

Spór dotyczy dwóch pytań. Pierwsze brzmi: czy różnica jest na tyle duża, by miała znaczenie dla słuchacza w domu, a nie tylko dla wytrenowanego słuchacza w laboratorium. Drugie: czy przyczyną różnicy jest sam format zapisu, czy filtry i nieliniowości toru odtwarzania. Na żadne z nich literatura nie daje dziś jednoznacznej odpowiedzi.

Dla praktyka wynikają z tego trzy wnioski. Po pierwsze, jeżeli wersje hi-res i CD tego samego nagrania brzmią wyraźnie różnie, najbardziej prawdopodobną przyczyną jest inny mastering, a nie rozdzielczość. Wydania hi-res bywają przygotowywane z innego materiału źródłowego lub z mniejszą kompresją dynamiki. Rzetelne porównanie wymaga więc konwersji tego samego pliku hi-res do 16 bitów i 44,1 kHz, wyrównania poziomów i testu ślepego. Po drugie, w torze odtwarzania sygnałów hi-res warto zadbać o ograniczenie składowych ultradźwiękowych przed wzmacniaczem mocy i głośnikami, żeby nie wytwarzały produktów intermodulacyjnych w paśmie słyszalnym. Po trzecie, 24 bity i wysoka częstotliwość próbkowania są w pełni uzasadnione podczas nagrania i obróbki dźwięku, niezależnie od formatu, w jakim nagranie trafi do słuchacza.

eprasa.pl 06e3d94c64

Ujemne sprzężenie zwrotne psuje dźwięk

MIT, z jednym zastrzeżeniem: szkodzi nie sprzężenie zwrotne, lecz sprzężenie zbyt płytkie albo zastosowane w układzie o niewystarczającej szybkości narastania

Ujemne sprzężenie zwrotne jest jednym z fundamentów elektroniki analogowej. Harold S. Black opracował je w 1927 r. w Bell Telephone Laboratories właśnie po to, by zmniejszyć zniekształcenia wzmacniaczy w telefonicznych liniach wielokanałowych. Mimo to w części środowiska audio od pół wieku funkcjonuje przekonanie, że sprzężenie zwrotne „zabija muzykę", a najlepsze wzmacniacze to te, które działają bez niego. Przekonanie to nie wzięło się znikąd. Ma swoje źródło w rzetelnej pracy badawczej z lat 70. XX wieku, której wnioski z czasem zostały uproszczone do hasła.

Skąd się wzięło podejrzenie: zniekształcenia TIM

We wrześniu 1970 r. fiński inżynier Matti Otala opublikował w IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics artykuł „Transient Distortion in Transistorized Audio Power Amplifiers". Opisał w nim nieznany wcześniej mechanizm zniekształceń, który według niego powstaje w wielostopniowej pętli sprzężenia zwrotnego, typowej dla wysokiej klasy wzmacniaczy tranzystorowych, gdy wzmacniacz mocy reaguje na szybkie zmiany sygnału wolniej niż poprzedzający go przedwzmacniacz. Zjawisko nazwano zniekształceniami intermodulacyjnymi stanów przejściowych (TIM, ang. *transient intermodulation distortion*).

Mechanizm jest następujący. We wzmacniaczu z głębokim sprzężeniem zwrotnym na wejściu stopnia różnicowego pojawia się tylko niewielkie napięcie błędu, czyli różnica między sygnałem wejściowym a sygnałem sprzężenia. Aby wzmacniacz był stabilny, jego pasmo w otwartej pętli ogranicza się zwykle kondensatorem kompensacji częstotliwościowej. Jeżeli sygnał wejściowy zmienia się szybciej, niż wyjście wzmacniacza jest w stanie za nim nadążyć, sygnał sprzężenia „spóźnia się" i przez krótki czas napięcie błędu na wejściu jest duże. Stopień wejściowy zostaje przesterowany i przestaje działać liniowo. W tym przedziale czasu sprzężenie zwrotne nie może korygować zniekształceń, bo sam stopień, który miałby je korygować, jest w stanie przesterowania.

W. Marshall Leach z Georgia Institute of Technology, autor znanej konstrukcji wzmacniacza o niskich zniekształceniach TIM, podaje liczbę, która dobrze oddaje skalę problemu: jeden tranzystor bipolarnej pary różnicowej przechodzi w stan odcięcia, gdy różnicowe napięcie wejściowe przekracza ok. 57 mV. Skok napięcia o amplitudzie 1 V na wejściu takiego wzmacniacza spowodowałby więc głębokie przesterowanie stopnia wejściowego, zanim sprzężenie zwrotne zdążyłoby zadziałać.

Prace Otali wywołały falę publikacji i, co miało większe skutki, falę marketingu. Pod koniec lat 70. XX wieku wzmacniacze zaczęto reklamować jako urządzenia „bez TIM" lub „o niskim sprzężeniu zwrotnym", a z podejrzenia wobec jednego mechanizmu zniekształceń zrodziło się podejrzenie wobec sprzężenia zwrotnego w ogóle.

TIM to w istocie ograniczona szybkość narastania

Dyskusja techniczna, która nastąpiła po pracach Otali, doprowadziła do wniosku, że TIM jest przejawem prostszego zjawiska: zniekształceń wywołanych ograniczoną szybkością narastania napięcia (SID, ang. *slew-induced distortion*). Obszerny przegląd tego zagadnienia opublikowali Walter G. Jung, Mark L. Stephens i Craig C. Todd w miesięczniku Audio w czerwcu 1979 r. pod tytułem „An Overview of SID and TIM".

Bruno Putzeys, konstruktor wzmacniaczy klasy D związany z firmami Hypex i Grimm Audio, współzałożyciel firmy Purifi, ujął ten wniosek w artykule „The F-word – or, why there is no such thing as too much feedback", opublikowanym w pierwszym tomie czasopisma Linear Audio (2011). Zniekształcenia SID powstają w stopniu wejściowym, poza zasięgiem korekcyjnego działania pętli. Można je usunąć bez zmiany wzmocnienia pętli, a więc to nie wzmocnienie pętli jest ich przyczyną. Środki zaradcze są znane i nie wymagają rezygnacji ze sprzężenia: degeneracja emiterowa pary różnicowej, czyli rezystory w obwodach emiterów, które zwiększają zakres liniowej pracy stopnia wejściowego (tak postępuje Leach); prąd spoczynkowy stopnia wejściowego wystarczający do szybkiego przeładowania kondensatora kompensacji; ograniczenie pasma sygnału filtrem dolnoprzepustowym na wejściu wzmacniacza.

Jaka szybkość narastania jest potrzebna? Dla sinusoidy o amplitudzie Up i częstotliwości f największa szybkość zmian napięcia, czyli szybkość narastania (SR, ang. *slew rate*), wynosi:

$$SR = 2\pi \cdot f \cdot Up$$

Tabela 3 zestawia wartości obliczone dla częstotliwości 20 kHz i typowych mocy wzmacniaczy obciążonych rezystancją 8 Ω. W praktyce przyjmuje się kilkukrotny zapas. Dla porównania: wzmacniacz Leacha osiąga szybkość narastania 60 V/μs przy iloczynie wzmocnienia i pasma 8,5 MHz.

Wartości z tabeli 3 osiąga dziś bez trudu każdy przyzwoicie zaprojektowany wzmacniacz tranzystorowy. Prawdziwe sygnały muzyczne mają przy tym w zakresie 20 kHz amplitudę znacznie mniejszą niż pełna moc, co dodatkowo zwiększa zapas.

eprasa.pl 06e3d94c64

Tabela 3. Minimalna szybkość narastania napięcia wyjściowego potrzebna do odtworzenia sinusoidy 20 kHz o pełnej mocy na obciążeniu 8 Ω (obliczenia własne)

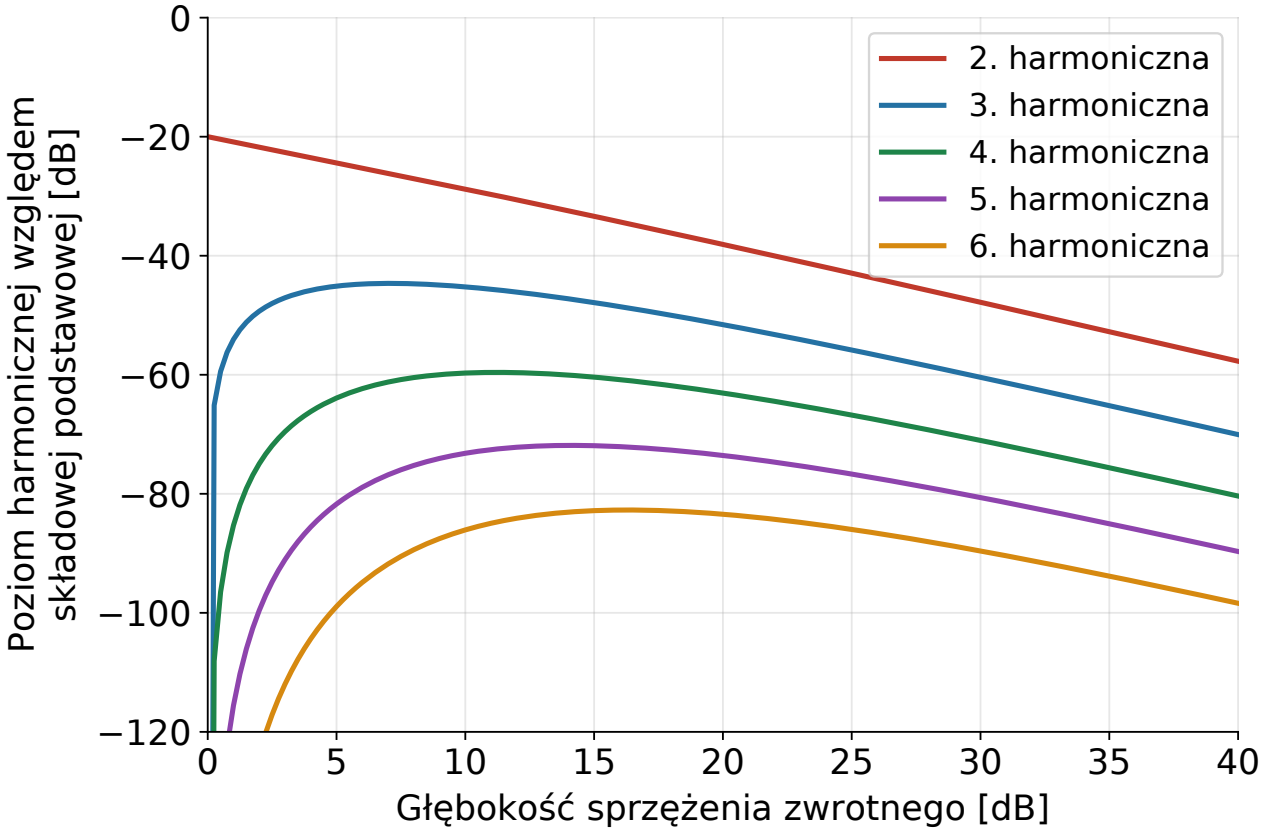
Moc wyjściowa [W]	Amplituda napięcia Up [V]	Minimalna szybkość narastania [V/µs]
25	20,0	2,5
50	28,3	3,6
100	40,0	5,0
200	56,6	7,1
400	80,0	10,1

Baxandall: płytkie sprzężenie może pogorszyć widmo zniekształceń

Drugi argument przeciwników sprzężenia zwrotnego jest subtelniejszy i ma solidne podstawy. W grudniu 1978 r. Peter J. Baxandall, brytyjski konstruktor znany m.in. z układu regulacji barwy dźwięku nazwanego jego nazwiskiem, opublikował w Wireless World piątą część cyklu „Audio power amplifier design". Pokazał w niej, co dzieje się, gdy sprzężeniem zwrotnym obejmie się pojedynczy, silnie nieliniowy stopień z tranzystorem polowym, bez degeneracji w obwodzie źródła, o zniekształceniach ok. 10%. Tranzystor polowy ma charakterystykę zbliżoną do kwadratowej, więc bez sprzężenia wytwarza prawie wyłącznie drugą harmoniczną. Po zamknięciu pętli sygnał zniekształcony wraca na wejście i ponownie przechodzi przez nieliniowość. Druga harmoniczna miesza się wtedy z sygnałem podstawowym, tworząc trzecią harmoniczną, ta z kolei czwartą i tak dalej. Baxandall stwierdził, że przy niewielkiej głębokości sprzężenia trzecia i wyższe harmoniczne rosną, a dopiero powyżej ok. 15 dB wszystkie harmoniczne maleją wraz ze wzrostem głębokości sprzężenia.

Rysunek 9 pokazuje ten efekt obliczony dla stopnia o charakterystyce czysto kwadratowej, przy stałej amplitudzie składowej podstawowej na wyjściu. Bez sprzężenia druga harmoniczna ma poziom -20 dB (10%), a wyższych harmonicznych nie ma wcale. Przy sprzężeniu o głębokości 6–8 dB trzecia harmoniczna osiąga ok. -45 dB, przy ok. 11 dB czwarta osiąga ok. -60 dB, a przy ok. 14 dB piąta osiąga ok. -72 dB. Dopiero głębsze sprzężenie zmniejsza wszystkie harmoniczne: każde dodatkowe 10 dB obniża poziom każdej z nich o mniej więcej 10 dB.

Wynik Baxandalla jest ważny, bo według badań percepcji zniekształceń, omawianych w części drugiej artykułu przy współczynniku zniekształceń harmonicznych THD (ang. total harmonic distortion), harmoniczne wyższych rzędów są słyszalne przy znacznie niższych poziomach niż druga i trzecia. Oznacza on, że wzmacniacz z płytkim sprzężeniem zwrotnym, rzędu kilku czy



Rysunek 9. Poziom harmonicznych od drugiej do szóstej w funkcji głębokości ujemnego sprzężenia zwrotnego dla stopnia o charakterystyce $y = e + 0{,}2 \cdot e^2$, gdzie e oznacza napięcie na wejściu stopnia nieliniowego, czyli różnicę napięcia wejściowego układu i napięcia sprzężenia zwrotnego, a y – napięcie wyjściowe stopnia (obie wielkości unormowane), przy stałej amplitudzie składowej podstawowej na wyjściu; bez sprzężenia stopień wytwarza wyłącznie drugą harmoniczną o poziomie -20 dB (obliczenia własne według rozumowania P. J. Baxandalla, Wireless World, grudzień 1978)

eprasa.pl 06e3d94c64

kilkunastu decybeli, może mieć mniejszy współczynnik zniekształceń harmonicznych niż ten sam układ bez sprzężenia, a jednocześnie gorsze, z punktu widzenia słuchu, widmo zniekształceń.

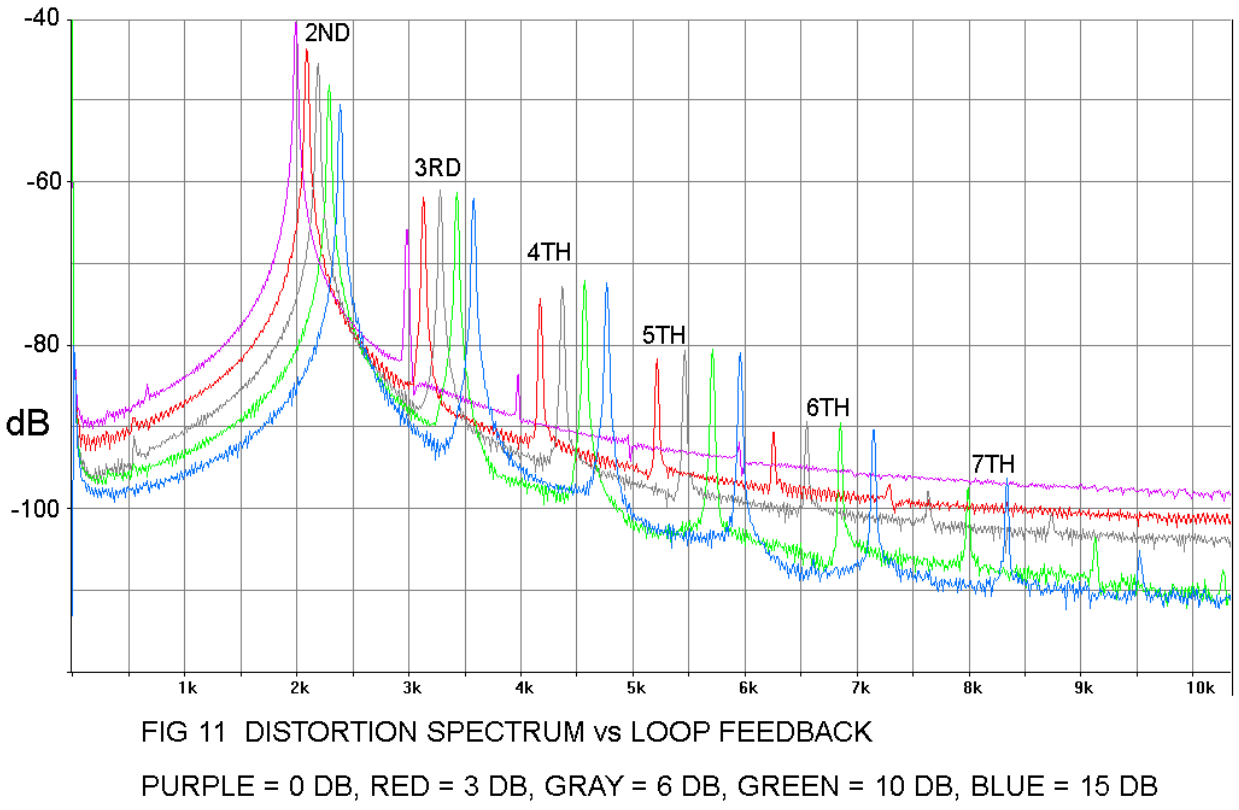
Dwa wnioski z tego samego wyniku

Z wyniku Baxandalla można wyciągnąć dwa przeciwne wnioski, i obydwa zostały wyciągnięte przez uznanych konstruktorów.

Nelson Pass, założyciel firm Pass Labs i First Watt, autor wielu konstrukcji wzmacniaczy bez sprzężenia zwrotnego lub z bardzo płytkim sprzężeniem, w eseju „Audio, Distortion and Feedback" (2008) przywołuje wynik Baxandalla oraz własny pomiar wykonany na stopniu z tranzystorem polowym MOSFET (ang. *metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*; **rysunek 10**). Pass nie odrzuca sprzężenia całkowicie. Porównuje je do karty kredytowej: jest wygodne, jeśli używa się go rozważnie, ale ma swoje odsetki. Zwraca uwagę, że sprzężenie bardzo skutecznie obniża zniekształcenia mierzone analizatorem, ale wytwarza przy tym dodatkowe harmoniczne wyższych rzędów. Wniosek, jaki z tego wyciąga, to preferencja dla prostych, jednostopniowych układów, które bez sprzężenia mają małe zniekształcenia, zdominowane przez drugą harmoniczną.

Bruno Putzeys wyciąga z tego samego wyniku wniosek przeciwny. Skoro płytkie sprzężenie pogarsza widmo zniekształceń, a głębokie poprawia je jednoznacznie, to szkodliwe jest właśnie umiarkowane sprzężenie, typowe dla wielu konstrukcji, a nie sprzężenie jako takie. Według Putzeysa nie ma czegoś takiego jak zbyt głębokie sprzężenie zwrotne – jest tylko sprzężenie niewystarczające. Za wartość, od której poprawa staje się jednoznaczna, uważa ok. 30 dB wzmocnienia pętli w całym paśmie akustycznym. Zwraca przy tym uwagę na rzecz, którą w dyskusjach często się pomija: miarą sprzężenia jest wzmocnienie pętli przy 20 kHz, a nie wzmocnienie w otwartej pętli przy prądzie stałym, podawane w katalogach. Wzmacniacz o wzmocnieniu 100 dB przy prądzie stałym może mieć przy 20 kHz pętlę o wzmocnieniu zaledwie kilkudziesięciu decybeli, a o tym, co dzieje się ze zniekształceniami wysokich częstotliwości, decyduje ta druga wartość. Jeżeli wymagane wzmocnienie pętli jest trudne do uzyskania w klasycznym układzie z jednym biegunem dominującym, można je zwiększyć, stosując pętle zagnieżdżone lub kompensację wyższego rzędu, przy zachowaniu stabilności.

Jan Didden, redaktor Linear Audio, w artykule opublikowanym w audioXpress we wrześniu 2023 r. zwrócił uwagę, że układ użyty przez Baxandalla był celowo skrajny: pojedynczy tranzystor polowy bez degeneracji, o zniekształceniach rzędu 10%, w praktyce nigdy niestosowany w torze audio w takiej postaci. Wynik doświadczenia zaczął jednak żyć własnym życiem i stał się hasłem, że sprzężenie zwrotne wytwarza zniekształcenia, których wcześniej nie



Rysunek 10. Wzrost poziomu harmonicznych wyższych rzędów po zastosowaniu ujemnego sprzężenia zwrotnego w stopniu z tranzystorem MOSFET – pomiar N. Passa (rysunek 11 w eseju „Audio, Distortion and Feedback", 2008): https://www.firstwatt.com/wp-content/uploads/2023/12/art_dist_fdbk.pdf

eprasa.pl 06e3d94c64

było. Według Diddena zjawisko ma znaczenie tylko w układach silnie nieliniowych objętych płytkim sprzężeniem.

Co zostaje z mitu

Twierdzenie, że ujemne sprzężenie zwrotne psuje dźwięk, w ogólnej postaci nie znajduje oparcia w literaturze technicznej. Dwa mechanizmy, na które powołują się jego zwolennicy, są realne, ale każdy z nich ma znaną przyczynę i znane środki zaradcze. Zniekształcenia TIM są w istocie zniekształceniami wywołanymi ograniczoną szybkością narastania i nie występują we wzmacniaczu o wystarczającej szybkości narastania, z liniowym stopniem wejściowym i ograniczonym pasmem sygnału wejściowego. Wzrost wyższych harmonicznych przy płytkim sprzężeniu jest faktem matematycznym, ale dotyczy właśnie płytkiego sprzężenia i znika przy sprzężeniu głębokim.

Pozostaje kwestia, której wynik Baxandalla nie rozstrzyga: czy wzmacniacz bez sprzężenia, o zniekształceniach rzędu dziesiątych części procenta, zdominowanych przez drugą harmoniczną, może brzmieć lepiej niż wzmacniacz z głębokim sprzężeniem i zniekształceniami o kilka rzędów wielkości mniejszymi. To pytanie dotyczy już nie sprzężenia, ale tego, czy pewne zniekształcenia mogą się słuchaczowi podobać. Wrócimy do niego przy omawianiu brzmienia wzmacniaczy lampowych.

Sprzężenie w praktyce konstruktora

Projektując lub oceniając wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym, warto sprawdzić kilka rzeczy:

- Wzmocnienie pętli przy 20 kHz, a nie wzmocnienie w otwartej pętli przy prądzie stałym. W symulatorze typu SPICE (ang. Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) oblicza się je, przerywając pętlę dla sygnału zmiennego (np. metodą Middlebrooka albo Tiana), w układzie rzeczywistym – mierząc wzmocnienie w otwartej pętli przy zamkniętej pętli dla prądu stałego.
- Szybkość narastania, mierzoną przebiegiem prostokątnym o dużej amplitudzie przy obciążeniu znamionowym. Wynik powinien z kilkukrotnym zapasem przekraczać wartość z tabeli 3.
- Zakres liniowej pracy stopnia wejściowego. Degeneracja emiterowa pary różnicowej zmniejsza wzmocnienie w otwartej pętli, ale zwiększa dopuszczalne napięcie błędu, przy którym stopień nie ulega przesterowaniu.
- Filtr dolnoprzepustowy na wejściu wzmacniacza, ograniczający pasmo sygnału do wartości, z którą wzmacniacz radzi sobie bez przesterowania stopnia wejściowego.
- Zapas fazy i zapas wzmocnienia pętli przy obciążeniu pojemnościowym. Głębokie sprzężenie zwrotne wymaga starannej kompensacji, a wzmacniacz na granicy stabilności może wzbudzać się przy niektórych kablach głośnikowych i zestawach.

Lampa brzmi cieplej

PUNKT SPORNY: wzmacniacze lampowe często brzmią inaczej niż tranzystorowe, ale przyczyną nie jest rodzaj elementu wzmacniającego, lecz cechy typowych układów lampowych

Opinia, że wzmacniacz lampowy brzmi „cieplej", „pełniej" i „bardziej muzykalnie" niż tranzystorowy, jest jedną z najtrwalszych w audio. Nie jest pozbawiona podstaw: wielu słuchaczy rzeczywiście słyszy różnicę, a w niektórych zastosowaniach, np. we wzmacniaczach gitarowych, lampy są wybierane właśnie ze względu na swój charakter. Pytanie, które trzeba postawić inżyniersko, brzmi: co dokładnie powoduje tę różnicę. Czy jest to właściwość lampy elektronowej jako elementu, czy cecha układów, w których lampy zwykle się stosuje?

Hamm: różnica ujawnia się przy przesterowaniu

Punktem wyjścia większości dyskusji jest artykuł Russella O. Hamma ze studia nagraniowego Sear Sound w Nowym Jorku, „Tubes Versus Transistors – Is There an Audible Difference?", przedstawiony na 43. konwencji AES we wrześniu 1972 r. i opublikowany w Journal of the Audio Engineering Society (t. 21, nr 4, maj 1973). Hamm był inżynierem studyjnym i zadał sobie praktyczne pytanie: dlaczego muzycy i realizatorzy dźwięku wolą lampowe przedwzmacniacze mikrofonowe od tranzystorowych, skoro te drugie mają lepsze parametry.

Hamm porównał trzy rodzaje przedwzmacniaczy o wzmocnieniu 40 dB: tranzystorowy, z hybrydowym wzmacniaczem operacyjnym i lampowy z triodami. Łącznie zbadał ok. 50 układów, z lampami 12AX7 i 12AY7, tranzystorami krzemowymi oraz wzmacniaczami operacyjnymi 709 i LM301. Kluczowa obserwacja dotyczyła warunków pracy. W typowej sesji nagraniowej szczytowe napięcia z mikrofonów sięgały 1 V i więcej, a przedwzmacniacze pracowały daleko poza zakresem liniowym. Jak napisał Hamm, wzmacniacze są często silnie przesterowywane przez szczyty sygnału, ze zniekształceniami THD sięgającymi 30%, i w tym stanie występuje zasadnicza różnica w składzie harmonicznych.

Różnica ta wyglądała następująco. W przedwzmacniaczach lampowych dominowały druga i trzecia harmoniczna, a czwarta i piąta rosły równolegle z nimi. Przesterowanie było łagodne i niesymetryczne. W przedwzmacniaczach tranzystorowych dominowała trzecia harmoniczna, a przesterowanie było symetryczne i ostrzejsze. We wzmacniaczach operacyjnych gwałtownie

eprasa.pl 06e3d94c64

rosły trzecia, piąta i siódma harmoniczna, harmoniczne parzyste były stłumione, a przesterowany sygnał przybierał kształt prawie idealnego przebiegu prostokątnego. W odsłuchu przedwzmacniacz tranzystorowy znosił przesterowanie o 5...10 dB bez zauważalnych zniekształceń, a przedwzmacniacz z hybrydowym wzmacniaczem operacyjnym zniekształcał słyszalnie już przy przesterowaniu ok. 5 dB. Zakres przesterowania, które nie było

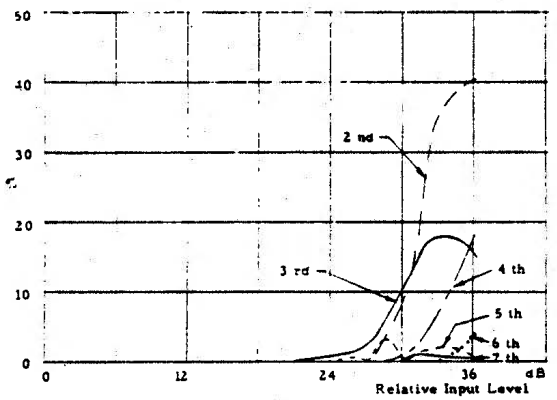


Fig. 4. Distortion components for two-stage triode amplifier.

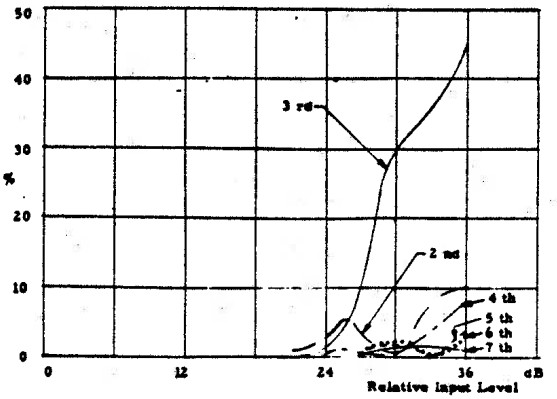


Fig. 8. Distortion components for multistage capacitor-coupled transistor amplifier.

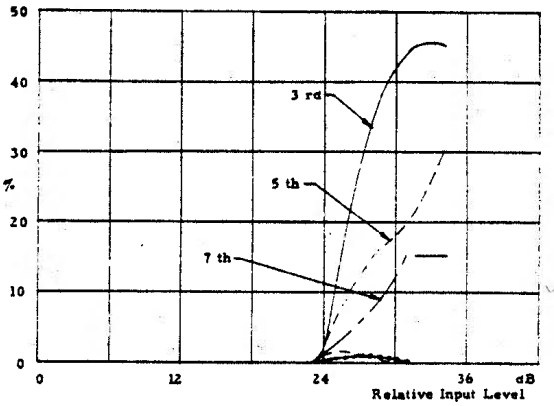


Fig. 12. Distortion components for monolithic operational amplifier with hybrid output stage.

Rysunek 11. Składowe zniekształceń w funkcji przesterowania dla dwustopniowego wzmacniacza triodowego (rysunek 4 w artykule), wielostopniowego wzmacniacza tranzystorowego ze sprzężeniem pojemnościowym (rysunek 8) i wzmacniacza operacyjnego (rysunek 12), według R. O. Hamma, „Tubes Versus Transistors – Is There an Audible Difference?", JAES, t. 21, nr 4, 1973: https://archive.org/details/TubesVersusTransistors-IsThereAnAudibleDifference

Eksperci, na których prace się powołujemy

John Atkinson
Brytyjski dziennikarz i specjalista od pomiarów urządzeń audio, urodzony w 1948 r. w Hitchin w Anglii. Ukończył fizykę i chemię na Uniwersytecie Londyńskim (1972), pracował jako badacz, a w latach 70. XX wieku grał także na gitarze basowej. Od 1982 r. był redaktorem brytyjskiego miesięcznika Hi-Fi News & Record Review, a w latach 1986–2019 redaktorem naczelnym amerykańskiego Stereophile, potem jego redaktorem technicznym. Przez kilkadziesiąt lat sam wykonywał pomiary recenzowanych w Stereophile urządzeń.

Peter J. Baxandall (1921–1995)
Brytyjski inżynier elektronik, absolwent elektrotechniki w Cardiff Technical College (1942). Do 1971 r. pracował w Radar Research Establishment w Malvern, w dziale badań układów kierowanym przez F. C. Williamsa, a następnie jako niezależny konsultant w dziedzinie audio. Jest autorem opublikowanego w 1952 r. w Wireless World układu regulacji barwy dźwięku z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, znanego jako układ Baxandalla; w 1959 r. jako pierwszy użył określenia „klasa D". Był członkiem rzeczywistym (Fellow) AES od 1980 r. i laureatem Srebrnego Medalu tego stowarzyszenia (1993).

Bob Carver
Robert W. Carver, amerykański konstruktor sprzętu audio z wykształceniem fizyka. W 1970 r. współzałożył firmę Phase Linear, dla której skonstruował m.in. wzmacniacz mocy Phase Linear 700 (1972), w 1979 r. założył Carver Corporation, a w 1994 r. firmę Sunfire. Znany jest ze wzmacniaczy z tzw. transformatorem pola magnetycznego, układu Sonic Holography i wzmacniaczy, których brzmienie dopasowywał do wzorców metodą odejmowania sygnałów. W 2025 r. został wpisany do Hi-Fi Hall of Fame.

David L. Clark
Amerykański inżynier dźwięku, prezes firmy DLC Design z Wixom w stanie Michigan, zajmującej się badaniami subiektywnymi i obiektywnymi oraz projektowaniem systemów audio dla przemysłu motoryzacyjnego. Był jednym z twórców sprzętowego komparatora ABX, zbudowanego w 1977 r. w Troy w stanie Michigan, i opisał go w Journal of the Audio Engineering Society w 1982 r. Jest członkiem rzeczywistym (Fellow) AES i autorem publikacji AES, SAE (ang. Society of Automotive Engineers) i Acoustical Society of America.

Russell O. Hamm
Amerykański inżynier dźwięku. Pracował w studiach nagraniowych w Bostonie, a od 1968 r. w Nowym Jorku, w Fine Recording, oraz z Walterem Searem, założycielem studia Sear Sound. Założył firmę Sonic Presence i współpracował z AT&T Bell Laboratories przy cyfrowym stole mikserskim. Jego artykuł o różnicach w przesterowaniu wzmacniaczy lampowych i tranzystorowych z 1973 r. jest jedną z najczęściej cytowanych prac w tej dziedzinie.

J. Gordon Holt (1930–2009)
Amerykański dziennikarz i krytyk audio, absolwent dziennikarstwa na Lehigh University (1953). Pisał dla miesięczników Audiocraft i High Fidelity, a w 1962 r. założył miesięcznik Stereophile, który w 1982 r. sprzedał Larry'emu Archibaldowi, pozostając w redakcji do 1999 r. Jest autorem słownika „The Audio Glossary" (1990).

W. Marshall Leach Jr (1940–2010)
Amerykański inżynier elektronik, absolwent University of South Carolina (1964), doktor Georgia Institute of Technology (1972). Po studiach był oficerem badawczym ds. elektroniki w lotnictwie USA, a od 1972 r. profesorem School of Electrical and Computer Engineering w Georgia Tech, czterokrotnie nagradzanym za działalność dydaktyczną. W 1976 r. opublikował w miesięczniku Audio konstrukcję wzmacniacza o niskich zniekształceniach TIM, znaną jako wzmacniacz Leacha. Jest autorem podręcznika „Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Design".

eprasa.pl 06e3d94c64

Les Leventhal
Psycholog z Wydziału Psychologii Uniwersytetu Manitoby w Winnipeg (Kanada). Na 79. konwencji AES w Nowym Jorku w 1985 r. przedstawił pracę o tym, jak konwencjonalne metody statystyczne mogą uniemożliwić wykazanie słyszalnych różnic w testach odsłuchowych, a w 1986 r. rozwinął ją w artykule w Journal of the Audio Engineering Society. Jego analiza błędów pierwszego i drugiego rodzaju wywołała szeroką dyskusję w środowisku audio, także na łamach Stereophile.

E. Brad Meyer i David R. Moran
E. Brad Meyer (ur. 1942 w Baltimore) jest absolwentem Harvard College; w latach 1966–1972 zajmował się pomiarami i akustyką w firmie Bolt Beranek and Newman, a pod koniec lat 70. XX wieku założył Point One Audio, zajmującą się nagraniami i cyfrowym montażem dźwięku. Był przewodniczącym bostońskiej sekcji AES i prezesem Boston Audio Society, pisał m.in. dla High Fidelity, Stereo Review i Stereophile. David R. Moran (ur. 1947 w Springfield w stanie Ohio) również był prezesem Boston Audio Society.

Christopher Montgomery
Amerykański programista i inżynier (ur. 1972), absolwent elektrotechniki i informatyki w Massachusetts Institute of Technology oraz studiów magisterskich w Tokyo Institute of Technology. Jest twórcą formatu kontenerowego Ogg i kodeka dźwięku Vorbis; w 1994 r. założył organizację Xiphophorus, przekształconą w 2002 r. w fundację Xiph. Org. Pracował w firmie Red Hat nad kodekiem wideo Theora, a od 2013 r. w Mozilli nad kodekiem Daala.

Sean E. Olive
Badacz percepcji dźwięku, absolwent muzyki na Uniwersytecie w Toronto, doktor w dziedzinie nagrań dźwiękowych na Uniwersytecie McGill. W latach 1986–1993 był pracownikiem naukowym National Research Council w Kanadzie, a w latach 1993–2025 pracował w firmie Harman, gdzie kierował badaniami akustycznymi. Jest współtwórcą krzywej docelowej Harmana dla słuchawek i autorem ponad 50 prac badawczych o preferencjach słuchaczy. W 2013 r. objął funkcję prezesa AES; jest członkiem rzeczywistym (Fellow) tego stowarzyszenia.

Matti Otala (1939–2015)
Fiński inżynier elektronik, doktor nauk technicznych, który w wieku 28 lat został profesorem elektroniki na Uniwersytecie w Oulu. Kierował laboratorium państwowego instytutu badawczego VTT w Oulu, był konsultantem naukowym laboratoriów badawczych Philipsa w Eindhoven i głównym inżynierem firmy Harman Kardon, a później dyrektorem technicznym w firmach Helvar, Kone i Nokia. W 1970 r. opisał zniekształcenia TIM, a w 1973 r. razem z Janem Lohstrohem przedstawił konstrukcję wzmacniacza mocy, na której oparto wzmacniacz firmy Electrocompaniet.

Nelson Pass
Amerykański konstruktor wzmacniaczy (ur. 1951), absolwent fizyki na University of California w Davis (1974). W 1974 r. współzałożył firmę Threshold, w 1991 r. założył Pass Labs, a w 1998 r. markę First Watt, specjalizującą się w prostych wzmacniaczach o niewielkiej mocy. Jest autorem m.in. układów Stasis, Aleph i Supersymmetry, właścicielem co najmniej siedmiu patentów amerykańskich i autorem wielu konstrukcji publikowanych dla amatorów.

Bruno Putzeys
Belgijski konstruktor (ur. 1973 w Brukseli). Przez dziesięć lat pracował w Philips Applied Technologies w Leuven, gdzie opracował układ wzmacniacza klasy D UcD; w latach 2005–2014 był związany z firmą Hypex, dla której opracował moduły Ncore, oraz z firmą Grimm Audio. W 2014 r. współzałożył firmy Kii Audio i Purifi Audio; w tej drugiej jest dyrektorem technicznym. Projektował także przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe dla firm Grimm Audio i Mola-Mola.

słyszalne jako zniekształcenie, Hamm ocenił na 20 dB lub więcej dla lamp, ok. 10 dB dla tranzystorów i ok. 5 dB dla wzmacniaczy operacyjnych. Przesterowany wzmacniacz lampowy działał według niego jak niemal idealny kompresor dźwięku: łagodnie ograniczał szczyty, a jednocześnie dodawał harmoniczne zwiększające subiektywną głośność. Widma zniekształceń dla poszczególnych rodzajów układów pokazuje **rysunek 11**.

Wnioski Hamma dotyczą jednak konkretnej sytuacji: przedwzmacniaczy mikrofonowych przesterowanych przez szczyty sygnału w studiu nagraniowym. Nie dotyczą wzmacniaczy mocy pracujących w zakresie liniowym podczas odsłuchu domowego. Hamm sam sformułował to precyzyjnie: podstawową przyczyną różnicy między brzmieniem lamp i tranzystorów jest rozkład składowych zniekształceń harmonicznych w zakresie przesterowania.

To kwestia układu, nie elementu

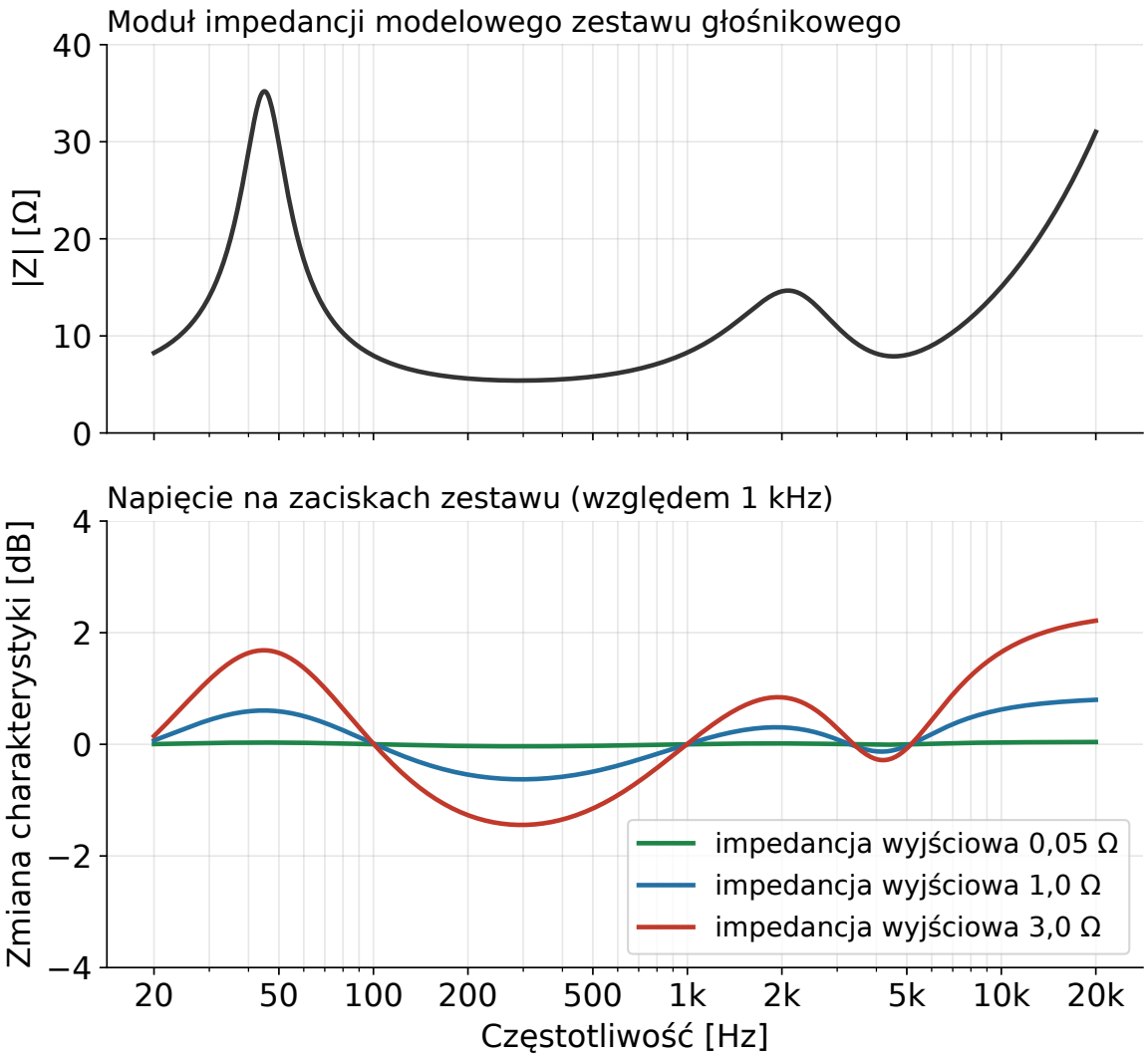
Kilka miesięcy po publikacji Hamma, w październikowym numerze JAES z 1973 r., R. Steven Mintz zgłosił komentarz, w którym dowodził, że o charakterze przesterowania decyduje konstrukcja układu, a nie to, czy zastosowano w nim lampy, czy tranzystory. Tezę tę potwierdzili praktycznie Dwight O. Monteith Jr i Richard R. Flowers w artykule o wymownym tytule „Transistors Can Sound Better Than Tubes" (JAES). Zbudowali tranzystorowy przedwzmacniacz mikrofonowy, który na przesterowanie przez stany przejściowe reagował podobnie jak konstrukcje lampowe. Ich wniosek był taki, że charakterystyka typowego układu tranzystorowego zależy od konstrukcji, tak samo jak w przypadku układów lampowych.

Rozumowanie to jest zgodne z tym, co wiadomo o sprzężeniu zwrotnym. Typowy przedwzmacniacz tranzystorowy z lat 70. XX wieku miał kilka stopni i głębokie sprzężenie zwrotne. Bardzo mało zniekształcał w zakresie liniowym, ale przy przesterowaniu przechodził gwałtownie w ograniczanie symetryczne, bogate w harmoniczne nieparzyste wysokich rzędów. Typowy przedwzmacniacz lampowy miał jeden lub dwa stopnie triodowe, płytkie sprzężenie lub żadne, a charakterystyka triody przechodzi w nasycenie stopniowo i niesymetrycznie. To zestawienie dwóch różnych filozofii projektowania, a nie dwóch rodzajów elementów.

Impedancja wyjściowa: najprostsze wyjaśnienie

We wzmacniaczach mocy, pracujących podczas odsłuchu w zakresie liniowym, ważniejsze od widma przesterowania jest zjawisko dużo prostsze: impedancja wyjściowa. Esa Meriläinen w książce „Current-Driving of Loudspeakers" (2010), w podrozdziale zatytułowanym „The Secret of Tube Amplifiers", zwraca uwagę, że impedancja wyjściowa

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 12. U góry: moduł impedancji modelowego zestawu dwudrożnego (rezonans 45 Hz, maksimum w okolicy podziału 2,2 kHz, minimum ok. 5,4 Ω). U dołu: zmiana napięcia na zaciskach zestawu względem wartości przy 1 kHz dla wzmacniacza o impedancji wyjściowej 0,05 Ω, 1 Ω i 3 Ω (obliczenia własne; model zestawu nie odpowiada żadnemu konkretnemu produktowi)

wzmacniaczy tranzystorowych wynosi zwykle mniej niż 0,1 Ω, a wzmacniaczy lampowych – od dziesiątych części oma do ponad 5 Ω. Wynika to z obecności transformatora wyjściowego i z płytkiego lub zerowego sprzężenia zwrotnego, typowego dla konstrukcji lampowych.

Impedancja wyjściowa wzmacniacza i impedancja zestawu głośnikowego tworzą dzielnik napięcia. Impedancja zestawu nie jest stała: ma maksimum przy częstotliwości rezonansowej głośnika niskotonowego, kolejne w okolicy częstotliwości podziału i rośnie przy wysokich częstotliwościach. Napięcie na zaciskach zestawu, a więc i jego charakterystyka częstotliwościowa, zaczyna wtedy naśladować przebieg impedancji. **Rysunek 12** pokazuje to na przykładzie modelowego zestawu dwudrożnego.

Przy impedancji wyjściowej 0,05 Ω, typowej dla wzmacniacza tranzystorowego, charakterystyka zmienia się o mniej niż 0,05 dB. Przy 1 Ω odchylenia wynoszą od −0,6 dB do +0,8 dB, a przy 3 Ω – od −1,4 dB do +2,2 dB. Wzmacniacz o impedancji wyjściowej 3 Ω podnosi więc w tym modelu najniższy bas i zakres najwyższych tonów, a obniża dolny środek pasma.

Joshua D. Reiss
Absolwent fizyki i matematyki oraz doktor Georgia Institute of Technology. Od 2003 r. pracuje na Queen Mary University of London, gdzie jest profesorem inżynierii dźwięku w Centre for Digital Music. W 2022 r. był prezesem AES, jest członkiem rzeczywistym (Fellow) tego stowarzyszenia i współprzewodniczącym jego komitetu technicznego ds. dźwięku o wysokiej rozdzielczości. Opublikował ponad 200 prac, jest współautorem książek „Audio Effects" i „Intelligent Music Production" oraz współzałożycielem kilku firm, m.in. LandR.

J. Robert Stuart
Brytyjski inżynier, absolwent elektroniki i akustyki na Uniwersytecie w Birmingham oraz badań operacyjnych w Imperial College London. W 1977 r. współzałożył z Allenem Boothroydem firmę Boothroyd Stuart, później Meridian Audio, w której do 2015 r. był dyrektorem technicznym. Opracował metodę bezstratnej kompresji MLP (ang. Meridian Lossless Packing), przyjętą w 2000 r. dla płyt DVD-Audio, a w 2014 r. założył firmę MQA. W 2020 r. jako pierwszy inżynier dźwięku otrzymał Medal Księcia Filipa brytyjskiej Royal Academy of Engineering.

Floyd E. Toole
Badacz akustyki i psychoakustyki, absolwent elektrotechniki na University of New Brunswick (1960) i doktor Imperial College w Londynie (1965). Przez ok. 25 lat pracował w National Research Council w Kanadzie, a w latach 1991–2007 był wiceprezesem ds. inżynierii akustycznej w firmie Harman, gdzie kierował badaniami i rozwojem. Jest autorem monografii „Sound Reproduction", byłym prezesem AES oraz laureatem Srebrnego (1996) i Złotego Medalu (2013) tego stowarzyszenia. Jego badania stały się podstawą normy ANSI/CTA-2034.

eprasa.pl 06e3d94c64

Słowniczek

ABX – metoda testu odsłuchowego, w której słuchacz wskazuje, czy nieznany sygnał X jest sygnałem A, czy B.

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

ANSI (ang. American National Standards Institute) – amerykański instytut normalizacyjny.

Błąd drugiego rodzaju – uznanie, że różnica jest niesłyszalna, gdy słuchacz w rzeczywistości ją słyszy.

Błąd pierwszego rodzaju – uznanie, że różnica jest słyszalna, gdy w rzeczywistości jej nie ma.

Bramkowanie czasowe (ang. gating) – wycięcie z odpowiedzi impulsowej fragmentu zawierającego odbicia, pozwalające wykonać pomiar quasi-bezechowy w zwykłym pomieszczeniu.

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

CTA (ang. Consumer Technology Association) – amerykańskie stowarzyszenie producentów elektroniki użytkowej, wydawca normy CTA-2034-A.

Degeneracja emiterowa – włączenie rezystora w obwód emitera tranzystora, zwiększające zakres liniowej pracy stopnia kosztem jego wzmocnienia.

DI (ang. directivity index) – wskaźnik kierunkowości; różnica poziomu na osi (lub w oknie odsłuchowym) i poziomu odpowiadającego mocy akustycznej, w decybelach.

Dithering – dodanie do sygnału przed kwantyzacją szumu o małej amplitudzie, które zamienia zniekształcenia kwantyzacji na szum niezależny od sygnału.

DVD-Audio – nośnik optyczny z dźwiękiem w formacie PCM (ang. pulse-code modulation, modulacja impulsowo-kodowa) o rozdzielczości do 24 bitów i częstotliwości próbkowania do 192 kHz.

Dzwonienie wstępne (ang. pre-ringing) – drgania odpowiedzi filtru o liniowej fazie pojawiające się przed zboczem sygnału.

EEG (elektroencefalografia) – rejestracja elektrycznej aktywności mózgu za pomocą elektrod umieszczonych na skórze głowy.

Filtr antyaliasingowy – filtr dolnoprzepustowy przed przetwornikiem analogowo-cyfrowym, usuwający składowe powyżej połowy częstotliwości próbkowania.

FIR (ang. finite impulse response) – filtr cyfrowy o skończonej odpowiedzi impulsowej; przy symetrycznych współczynnikach ma liniową fazę.

Głębokość sprzężenia zwrotnego – stosunek wzmocnienia układu bez sprzężenia do wzmocnienia ze sprzężeniem, wyrażany w decybelach; przy dużym wzmocnieniu pętli w przybliżeniu równa wzmocnieniu pętli.

Hi-res (ang. high-resolution audio) – zapis dźwięku o rozdzielczości lub częstotliwości próbkowania większej niż w standardzie CD (16 bitów, 44,1 kHz).

Impedancja wyjściowa – impedancja widziana od strony zacisków wyjściowych wzmacniacza; razem z impedancją zestawu tworzy dzielnik napięcia.

Intermodulacja – powstawanie w układzie nieliniowym składowych o częstotliwościach równych sumom i różnicom częstotliwości sygnałów wejściowych.

ITU-R (ang. International Telecommunication Union – Radiocommunication Sector) – sektor radiokomunikacji Międzynarodowego Związku Telekomunikacyjnego, wydający m.in. zalecenia dotyczące metod oceny jakości dźwięku.

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

Kompensacja częstotliwościowa – kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza w otwartej pętli tak, aby układ ze sprzężeniem był stabilny.

Kształtowanie widma szumu (ang. noise shaping) – przesunięcie energii szumu kwantyzacji do zakresu częstotliwości, w którym ucho jest mało czułe.

Metaanaliza – metoda statystyczna łącząca wyniki wielu niezależnych badań.

Moc akustyczna (ang. sound power) – całkowita energia akustyczna wypromieniowana przez źródło we wszystkich kierunkach.

Moc testu – prawdopodobieństwo, że test wykaże różnicę, która rzeczywiście istnieje; równa jedności minus prawdopodobieństwo błędu drugiego rodzaju.

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

MQA (ang. Master Quality Authenticated) – format kodowania i dystrybucji nagrań o wysokiej rozdzielczości, którego współtwórcą jest J. R. Stuart.

Odczep (transformatora) – wyprowadzenie uzwojenia wtórnego przeznaczone dla zestawów o danej impedancji znamionowej, np. 4 Ω lub 8 Ω.

Odsłuch jawny (ang. sighted listening) – porównanie, w którym słuchacz wie, które urządzenie gra.

Okno odsłuchowe (ang. listening window) – średnia przestrzenna charakterystyk w zakresie ±10° w pionie i ±30° w poziomie.

PIR (ang. predicted in-room response) – przewidywana charakterystyka w pomieszczeniu, obliczana z krzywych spinoramy.

SACD (ang. Super Audio CD) – nośnik optyczny z dźwiękiem zapisanym w formacie jednobitowym DSD (ang. Direct Stream Digital) o częstotliwości próbkowania 2,8224 MHz.

SID (ang. slew-induced distortion) – zniekształcenia wywołane ograniczoną szybkością narastania napięcia wyjściowego.

SNR (ang. signal-to-noise ratio) – stosunek sygnału do szumu, wyrażany w decybelach.

SPICE (ang. Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) – program do symulacji układów elektronicznych.

Spinorama – potoczna nazwa zestawu krzywych zdefiniowanych w normie ANSI/CTA-2034-A.

Szybkość narastania (ang. slew rate, SR) – największa szybkość zmian napięcia wyjściowego wzmacniacza, wyrażana w V/µs.

Test podwójnie ślepy (ang. double-blind test) – test, w którym ani słuchacz, ani osoba prowadząca nie wie, które urządzenie gra.

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

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

TIM (ang. transient intermodulation distortion) – zniekształcenia intermodulacyjne stanów przejściowych, opisane przez M. Otalę w 1970 r.

Tłumienie sygnału różnicowego (ang. null) – stosunek poziomu sygnału wyjściowego do poziomu różnicy sygnałów dwóch porównywanych urządzeń, wyrażany w decybelach.

Transformator wyjściowy – transformator dopasowujący dużą impedancję obwodu anodowego lamp mocy do małej impedancji zestawu głośnikowego.

Trioda – lampa elektronowa z trzema elektrodami: katodą, siatką sterującą i anodą; ma charakterystykę zbliżoną do charakterystyki o wykładniku 3/2 i stosunkowo małą rezystancję wewnętrzną.

Wzmocnienie pętli (ang. loop gain) – iloczyn wzmocnienia wzmacniacza w otwartej pętli i współczynnika przenoszenia obwodu sprzężenia zwrotnego; określa głębokość sprzężenia przy danej częstotliwości.

Zapas fazy – różnica między przesunięciem fazy pętli przy częstotliwości, dla której wzmocnienie pętli spada do jedności, a wartością 180°; miara stabilności układu ze sprzężeniem zwrotnym.

eprasa.pl 06e3d94c64

Takie zjawisko widać w pomiarach rzeczywistych urządzeń. John Atkinson, wieloletni redaktor naczelny miesięcznika Stereophile, mierzy każdy recenzowany wzmacniacz na obciążeniu symulującym zestaw głośnikowy. W pomiarach jednostopniowego wzmacniacza z triodami 300B, Sophia Electric 91-01, opublikowanych w grudniu 2013 r., impedancja wyjściowa na odczepie 8 Ω wynosiła 5,6 Ω przy 20 Hz, 3,7 Ω przy 1 kHz i 8...9 Ω przy 20 kHz, a charakterystyka częstotliwościowa na symulowanym obciążeniu zmieniała się w granicach ±2,1 dB. Zniekształcenia przy mocy 1 W i obciążeniu 8 Ω wynosiły 0,4% (THD+N, ang. total harmonic distortion plus noise – zniekształcenia harmoniczne wraz z szumem). Jeżeli taki wzmacniacz brzmi inaczej niż wzmacniacz tranzystorowy, to różnica ta jest w dużej mierze różnicą charakterystyki częstotliwościowej, a więc mierzalną i zależną od tego, z jakim zestawem głośnikowym wzmacniacz współpracuje.

Doświadczenie Carvera

Najbardziej bezpośredni test tezy, że „brzmienie lampowe" jest właściwością funkcji przenoszenia, a nie lampy, przeprowadził w 1985 r. Bob Carver, konstruktor i założyciel firmy Carver Corporation. Carver twierdził, że potrafi sprawić, aby jego tranzystorowy wzmacniacz Model M-1.0, kosztujący ok. 700 dolarów, brzmiał nieodróżnialnie od dowolnego wysokiej klasy wzmacniacza wskazanego przez redakcję. Redakcja Stereophile przyjęła wyzwanie i wybrała jako wzorzec lampowy wzmacniacz Conrad-Johnson Premier Four. Przebieg wyzwania opisał J. Gordon Holt, założyciel Stereophile, w artykule „The Carver Challenge" (Stereophile, październik 1985).

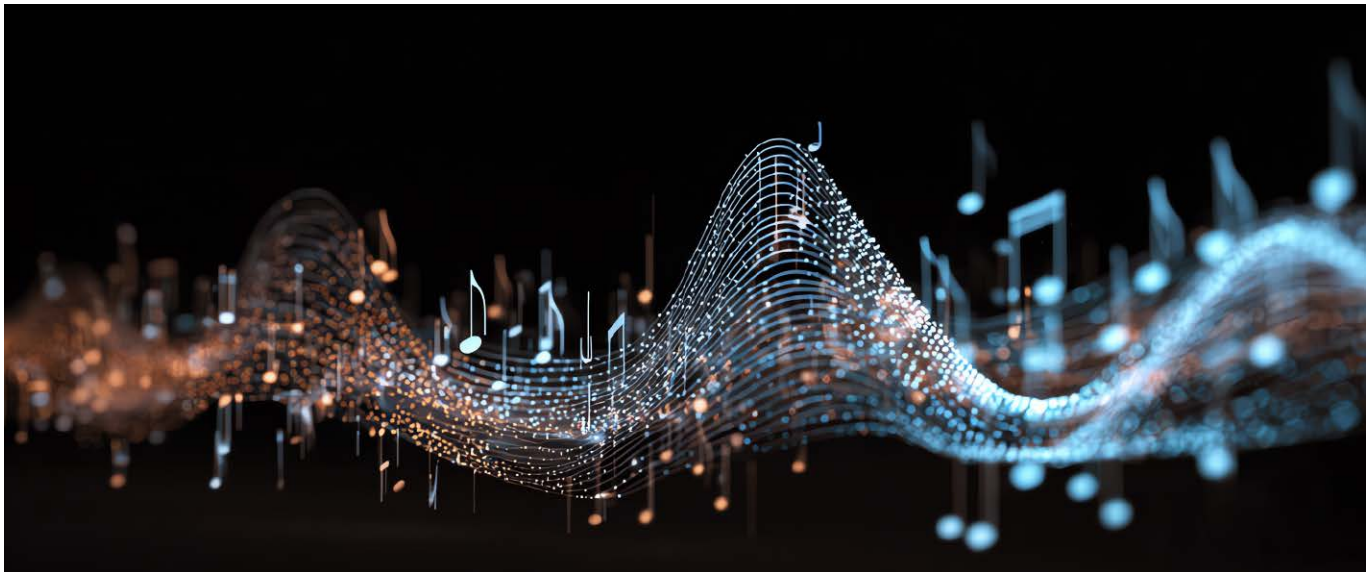
Carver traktował wzmacniacz lampowy jak „czarną skrzynkę". Podawał ten sam sygnał na oba wzmacniacze, odejmował ich sygnały wyjściowe i tak modyfikował swój układ, aby różnica była jak najmniejsza. Uzyskał tłumienie sygnału różnicowego o 70 dB względem sygnału wyjściowego, także przy obciążeniu trudnym zestawem głośnikowym. Redaktorzy Stereophile słuchali obu wzmacniaczy przez całe popołudnie, wieczór i następny ranek, z różnymi zestawami głośnikowymi i różną muzyką. Holt napisał, że każda różnica, którą – jak im się wydawało – wyodrębnili, okazywała się obecna w tym samym stopniu po zamianie wzmacniaczy. Wniosek redakcji brzmiał: oba wzmacniacze były pod względem brzmienia identyczne.

Doświadczenie ma swoje ograniczenia, które Holt rzetelnie odnotował. Sam Carver przyznał, że nie jest pewien, jak słyszalne są niektóre parametry, które regulował, dopasowując funkcje przenoszenia. Mimo to wynik pokazuje rzecz zasadniczą: brzmienie konkretnego wzmacniacza lampowego udało się odtworzyć w układzie tranzystorowym, odwzorowując jego funkcję przenoszenia, w tym impedancję wyjściową i nieliniowość.

Na czym polega spór

Fakty dotyczące wzmacniaczy lampowych są stosunkowo dobrze ustalone. Typowy wzmacniacz lampowy ma większą impedancję wyjściową, płytsze sprzężenie zwrotne, większe zniekształcenia zdominowane przez niskie harmoniczne i łagodniejsze przesterowanie niż typowy wzmacniacz tranzystorowy. Każda z tych cech może być słyszalna. Żadna z nich nie jest jednak nieodłączną właściwością lampy: można zbudować wzmacniacz lampowy o małej impedancji wyjściowej i głębokim sprzężeniu, który brzmi jak dobry wzmacniacz tranzystorowy, i można zbudować wzmacniacz tranzystorowy naśladujący charakter lampowy.

Spór dotyczy więc nie tego, czy wzmacniacze lampowe brzmią inaczej, ale tego, czy ta inność jest zaletą. Z punktu widzenia wierności odtwarzania wzmacniacz powinien być „przewodem ze wzmocnieniem", który niczego do sygnału nie dodaje i niczego nie odejmuje, a więc zmiana barwy



eprasa.pl 06e3d94c64

zależna od impedancji zestawu i dodatkowe harmoniczne są wadami. Z punktu widzenia słuchacza, który ocenia przyjemność ze słuchania, umiarkowane zniekształcenia niskich rzędów i łagodne podbicie basu mogą być pożądane, tak samo jak pożądane bywa brzmienie konkretnego mikrofonu czy konkretnej taśmy magnetofonowej. Obydwa stanowiska są spójne, o ile nazywa się rzeczy po imieniu: „ciepło" wzmacniacza lampowego jest odstępstwem od wierności, które część słuchaczy lubi. Ile i jakich zniekształceń słuchacz w ogóle słyszy, to temat omawiany w części drugiej artykułu, przy współczynniku THD.

Ciepło lampy pod kontrolą konstruktora

Dla konstruktora, który buduje lub modyfikuje wzmacniacz lampowy, z tego rozdziału wynikają konkretne wskazówki:

- Zmierz impedancję wyjściową wzmacniacza. Wystarczy pomiar napięcia wyjściowego bez obciążenia (U_0) i z obciążeniem rezystorem R (U_R) przy kilku częstotliwościach: $Z_{wy} = R \cdot (U_0 / U_R - 1)$.
- Oblicz spodziewaną zmianę charakterystyki z impedancji zestawu, z którym wzmacniacz ma współpracować. Charakterystykę impedancji zestawu można zmierzyć prostym układem z rezystorem szeregowym i kartą dźwiękową albo wziąć z pomiarów publikowanych w recenzjach.
- Jeżeli zależy ci na wierności, zmniejsz impedancję wyjściową, stosując sprzężenie zwrotne z uzwojenia wtórnego transformatora wyjściowego albo wybierając odczep transformatora o niższej impedancji.
- Jeżeli zależy ci na charakterze, rób to świadomie: zmierz widmo zniekształceń i zmianę charakterystyki z docelowym zestawem i porównaj w teście ślepym z wersją o mniejszej impedancji wyjściowej, przy wyrównanych poziomach.

Wiesław Marciniak

Bibliografia

[1] F. E. Toole, S. E. Olive, „Hearing is Believing vs. Believing is Hearing: Blind vs. Sighted Listening Tests, and Other Interesting Things", 97th AES Convention, San Francisco 1994, preprint 3894. https://www.academia.edu/27512201/
[2] S. E. Olive, „The Dishonesty of Sighted Listening Tests", Audio Musings, kwiecień 2009. http://seanolive.blogspot.com/2009/04/dishonesty-of-sighted-audio-product.html
[3] W. A. Munson, M. B. Gardner, „Standardizing Auditory Tests", Journal of the Acoustical Society of America, t. 22, 1950, s. 675.
[4] D. L. Clark, „High-Resolution Subjective Testing Using a Double-Blind Comparator", JAES, t. 30, nr 5, 1982, s. 330–338. https://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=3839
[5] L. Leventhal, „Type 1 and Type 2 Errors in the Statistical Analysis of Listening Tests", JAES, t. 34, nr 6, 1986, s. 437–453. https://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=5265
[6] Recommendation ITU-R BS.1116-3 (02/2015), „Methods for the subjective assessment of small impairments in audio systems". https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/bs/R-REC-BS.1116-3-201502-I!!PDF-E.pdf
[7] F. E. Toole, „Sound Reproduction: The Acoustics and Psychoacoustics of Loudspeakers and Rooms", wyd. 3, Routledge 2017.
[8] F. E. Toole, „Loudspeaker Measurements and Their Relationship to Listener Preferences: Part 1" i „Part 2", JAES, t. 34, nr 4 i 5, 1986. https://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=5276
[9] F. E. Toole, „Loudspeakers: Objective evaluations – Part 2: Measuring the essential properties of loudspeakers", EE Times (fragment monografii „Sound Reproduction"). https://www.eetimes.com/loudspeakers-objective-evaluations-part-2-measuring-the-essential-properties-of-loudspeakers/
[10] ANSI/CTA-2034-A, „Standard Method of Measurement for In-Home Loudspeakers", Consumer Technology Association, 2015.
[11] S. E. Olive, „A Multiple Regression Model for Predicting Loudspeaker Preference Using Objective Measurements: Part I – Listening Test Results", 116th AES Convention, Berlin 2004.
[12] S. E. Olive, „A Multiple Regression Model for Predicting Loudspeaker Preference Using Objective Measurements: Part II – Development of the Model", 117th AES Convention, San Francisco 2004, preprint 6190. https://aes2.org/publications/elibrary-page/?id=12847
[13] S. E. Olive, „Method for predicting loudspeaker preference", patent US 8 311 232 B2. https://patents.google.com/patent/US8311232B2/en
[14] S. E. Olive, „Differences in Performance and Preference of Trained versus Untrained Listeners in Loudspeaker Tests: A Case Study", JAES, t. 51, nr 9, 2003, s. 806–825. https://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=12206
[15] S. E. Olive, „Part 2 – Differences in Performances of Trained Versus Untrained Listeners" oraz „Part 3 – Relationship between Loudspeaker Measurements and Listener Preferences", Audio Musings, grudzień 2008. https://seanolive.blogspot.com/2008/12/part-3-relationship-between-loudspeaker.html
[16] E. B. Meyer, D. R. Moran, „Audibility of a CD-Standard A/D/A Loop Inserted into High-Resolution Audio Playback", JAES, t. 55, nr 9, 2007, s. 775–779. https://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=14195
[17] C. Montgomery, „24/192 Music Downloads... and why they make no sense", Xiph.Org, 2012. https://people.xiph.org/~xiphmont/demo/neil-young.html
[18] J. D. Reiss, „A Meta-Analysis of High Resolution Audio Perceptual Evaluation", JAES, t. 64, nr 6, 2016, s. 364–379, DOI: 10.17743/JAES.2016.0015. https://qmro.qmul.ac.uk/xmlui/bitstream/handle/123456789/13493/Reiss%20A%20Meta-Analysis%20of%20High%20Resolution%202016%20Published.pdf
[19] H. M. Jackson, M. D. Capp, J. R. Stuart, „The Audibility of Typical Digital Audio Filters in a High-Fidelity Playback System", 137th AES Convention, Los Angeles 2014. https://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=17497
[20] T. Oohashi i in., „Inaudible High-Frequency Sounds Affect Brain Activity: Hypersonic Effect", Journal of Neurophysiology, t. 83, nr 6, 2000, s. 3548–3558. https://journals.physiology.org/doi/full/10.1152/jn.2000.83.6.3548
[21] M. Otala, „Transient Distortion in Transistorized Audio Power Amplifiers", IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, t. AU-18, nr 3, wrzesień 1970, s. 234–239.
[22] W. G. Jung, M. L. Stephens, C. C. Todd, „An Overview of SID and TIM", Audio, czerwiec 1979.
[23] W. M. Leach, „The Leach Low TIM Amplifier – Background", Georgia Institute of Technology. https://leachlegacy.ece.gatech.edu/lowtim/bckgrnd.html
[24] P. J. Baxandall, „Audio power amplifier design – 5", Wireless World, grudzień 1978.
[25] B. Putzeys, „The F-word – or, why there is no such thing as too much feedback", Linear Audio, t. 1, 2011. https://linearaudio.net/sites/linearaudio.net/files/volume1bp.pdf
[26] N. Pass, „Audio, Distortion and Feedback", 2008. https://www.firstwatt.com/wp-content/uploads/2023/12/art_dist_fdbk.pdf
[27] J. Didden, „Audio Myths: Feedback Re-Entrant Distortion. Should We Worry?", audioXpress, 14 września 2023. https://audioxpress.com/article/audio-myths-feedback-re-entrant-distortion-should-we-worry
[28] R. O. Hamm, „Tubes Versus Transistors – Is There an Audible Difference?", JAES, t. 21, nr 4, 1973, s. 267–273. https://archive.org/details/TubesVersusTransistors-IsThereAnAudibleDifference
[29] R. S. Mintz, „Comments on »Tubes Versus Transistors – Is There an Audible Difference?«", JAES, t. 21, nr 8, 1973, s. 651.
[30] D. O. Monteith Jr, R. R. Flowers, „Transistors Can Sound Better Than Tubes", JAES. https://aes2.org/publications/elibrary-page/?id=3383
[31] E. Meriläinen, „Current-Driving of Loudspeakers", 2010, podrozdz. 5.7 „The Secret of Tube Amplifiers".
[32] J. Atkinson, „Sophia Electric 91-01 300B monoblock power amplifier – Measurements", Stereophile, grudzień 2013. https://www.stereophile.com/content/sophia-electric-91-01-300b-monoblock-power-amplifier-measurements
[33] J. G. Holt, „The Carver Challenge", Stereophile, październik 1985. https://www.stereophile.com/content/carver-challenge-0

eprasa.pl 06e3d94c64

Poprzednia część w EP09/2026 – dostępna na www.UlubionyKiosk.pl

Ochrona przepięciowa układów (2)

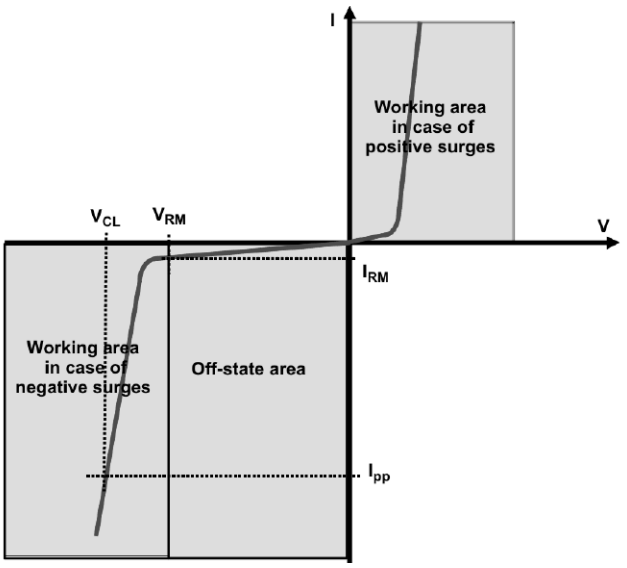
Elementy: fizyka, granice, starzenie

W pierwszej części cyklu opisaliśmy zagrożenie: rodzaje przepięć, przebiegi normatywne, którymi się je modeluje, i drogi, jakimi wchodzą do układu. Teraz przechodzimy do elementów, które mają im przeciwdziałać. Każdy z nich robi coś innego, każdy ma granicę stosowalności i każdy się z czasem zużywa – a producent podaje w karcie katalogowej głównie te parametry, które wypadają korzystnie. Ten artykuł dotyczy również pozostałych parametrów.

Dwie rodziny, nie jedna

Wszystkie elementy ochronne włączane równolegle do chronionego obwodu dzielą się na dwie rodziny, różniące się nie parametrami, lecz zasadą działania. Podział ten wprowadził François Martzloff i to on organizuje całą dalszą część artykułu.

Elementy ograniczające napięcie zmieniają swoją impedancję w sposób ciągły: im większy prąd przez nie płynie, tym niższa staje się ich rezystancja, ale przejście jest płynne i nie ma w nim żadnego skoku. Należą tu diody TVS (Transient Voltage Supressor) i warystory. Elementy przełączające napięcie zachowują się inaczej – po przekroczeniu napięcia zapłonu przechodzą skokowo ze stanu wysokiej impedancji w stan niskiej, praktycznie zwierając obwód. Do tej rodziny należą odgromniki gazowe i ochronniki tyrystorowe. W literaturze anglojęzycznej pierwszą rodzinę określa się jako clamping, drugą jako crowbar.



Rysunek 1. Charakterystyka prądowo-napięciowa jednokierunkowego elementu ograniczającego napięcie. Obszar wyłączenia rozciąga się do napięcia VRM, przy którym płynie jeszcze tylko prąd spoczynkowy IRM; przy prądzie udarowym IPP na elemencie ustala się napięcie ograniczania VCL. Źródło: STMicroelectronics, nota aplikacyjna AN4275

Różnica ma trzy konsekwencje praktyczne, do których będziemy wracać. Element ograniczający napięcie odkłada w sobie energię przez cały czas trwania udaru, bo jednocześnie płynie przez niego prąd i panuje na nim napięcie – element przełączający, po zadziałaniu, ma na sobie napięcie łuku rzędu kilkudziesięciu woltów i dlatego grzeje się nieporównanie mniej. Element ograniczający działa natychmiast, element przełączający potrzebuje czasu na rozwinięcie wyładowania. I wreszcie: element przełączający, raz załączony, przewodzi dopóty, dopóki prąd nie spadnie poniżej wartości podtrzymania – co w obwodzie zasilanym stwarza zupełnie nowy problem, nieznany w rodzinie ograniczników.

Na charakterystyce widać wielkość, wokół której odbywa się cały dobór: napięcie ograniczania nie jest stałą elementu, tylko punktem na krzywej. Podane w karcie katalogowej odnosi się do jednej, konkretnej wartości prądu udarowego. Przy prądzie dwukrotnie większym będzie wyraźnie wyższe, a o ile – decyduje nachylenie krzywej w obszarze przewodzenia, czyli rezystancja dynamiczna.

Ograniczanie zależy od impedancji źródła

Zanim przejdziemy do poszczególnych elementów, warto zrozumieć obserwację, którą Martzloff sformułował już w 1979 roku, a która do dziś bywa pomijana w kartach katalogowych. Element ograniczający napięcie nie „ustala”

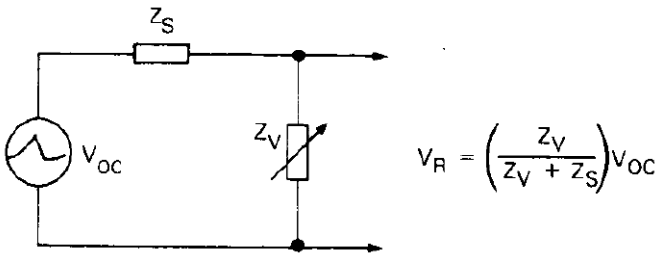
eprasa.pl 06e3d94c64

Rezystancja dynamiczna

Rezystancja dynamiczna RD to nachylenie charakterystyki prądowo-napięciowej elementu ochronnego w obszarze przewodzenia – przyrost napięcia przypadający na przyrost prądu. Nie jest to rezystancja w sensie prawa Ohma, bo nie opisuje stosunku napięcia do prądu, tylko ich przyrostów.

Praktyczne znaczenie: napięcie ograniczania przy dowolnym prądzie da się oszacować jako napięcie przebicia powiększone o iloczyn rezystancji dynamicznej i prądu. Element o rezystancji dynamicznej 1,2 Ω, przy prądzie 24 A, doda do napięcia przebicia niemal 29 V – i to właśnie ta wartość, a nie liczba z nagłówka karty katalogowej, decyduje o tym, co zobaczy chroniony układ.

Dla elementów przeznaczonych do ochrony przed wyładowaniami elektrostatycznymi rezystancja dynamiczna schodzi poniżej 0,3 Ω. To parametr, po którym poznaje się element rzeczywiście przeznaczony do szybkich interfejsów, i jednocześnie parametr, którego wiele kart katalogowych w ogóle nie podaje.



Rysunek 2. Ograniczanie napięcia jako działanie dzielnika. Napięcie resztkowe VR zależy nie tylko od impedancji elementu ochronnego Z_V, ale też od impedancji źródła Z_S – i ponieważ Z_V zmienia się z prądem, przekładnia dzielnika nie jest stała. Źródło: F.D. Martzloff, Surge Protection Techniques in Low-Voltage AC Power Systems, rysunek 4, © 1979 IEEE

napięcia samodzielnie – działa jako dolne ramię dzielnika, którego górnym ramieniem jest impedancja źródła udaru.

Konsekwencja jest niewygodna dla intuicji. Ten sam element, zamontowany w obwodzie o małej impedancji źródła, ograniczy napięcie gorzej niż w obwodzie o dużej impedancji, bo przy niskiej impedancji źródła przez element popłynie większy prąd, a przy większym prądzie napięcie na nim jest wyższe. Martzloff wyciąga stąd wniosek zaskakująco radykalny: ochrona przepięciowa jest w istocie sztuką oferowania małej impedancji dla przepływu prądu udarowego, a nie sztuką blokowania tego przepływu dużą impedancją szeregową. Prąd, nie napięcie, jest w tym zagadnieniu zmienną niezależną – bo zarówno wyładowanie atmosferyczne, jak i operacja łączeniowa zachowują się jak źródła prądowe, a przepięcie jest dopiero spadkiem napięcia, jaki ten prąd wywołuje na impedancji układu.

Praktyczny wniosek dla konstruktora: parametru „napięcie ograniczania" nie wolno czytać w oderwaniu od obwodu. Ta sama dioda na porcie zasilania, gdzie impedancja źródła wynosi 2 Ω, i na porcie sygnałowym z rezystorem 40 Ω w sieci sprzęgającej daje dwa zupełnie różne wyniki.

Dioda TVS

Dioda ograniczająca przepięcia jest strukturą lawinową pracującą w kierunku zaporowym. Bywa opisywana jako dioda Zenera o dużej mocy i porównanie to jest częściowo trafne: mechanizm przebicia jest podobny, ale konstrukcja jest podporządkowana czemu innemu. Złącze ma dużą powierzchnię, a połączenia małą rezystancję cieplną, ponieważ całe ciepło udaru wydziela się w cienkiej warstwie w bardzo krótkim czasie i musi zostać z niej odprowadzone. Dioda Zenera ma węższą tolerancję napięcia i ograniczoną zdolność rozpraszania mocy; dioda TVS wytrzymuje impulsy o mocy setek lub tysięcy watów, ale ma wyraźnie większą pojemność pasożytniczą.

Parametry, które trzeba czytać razem

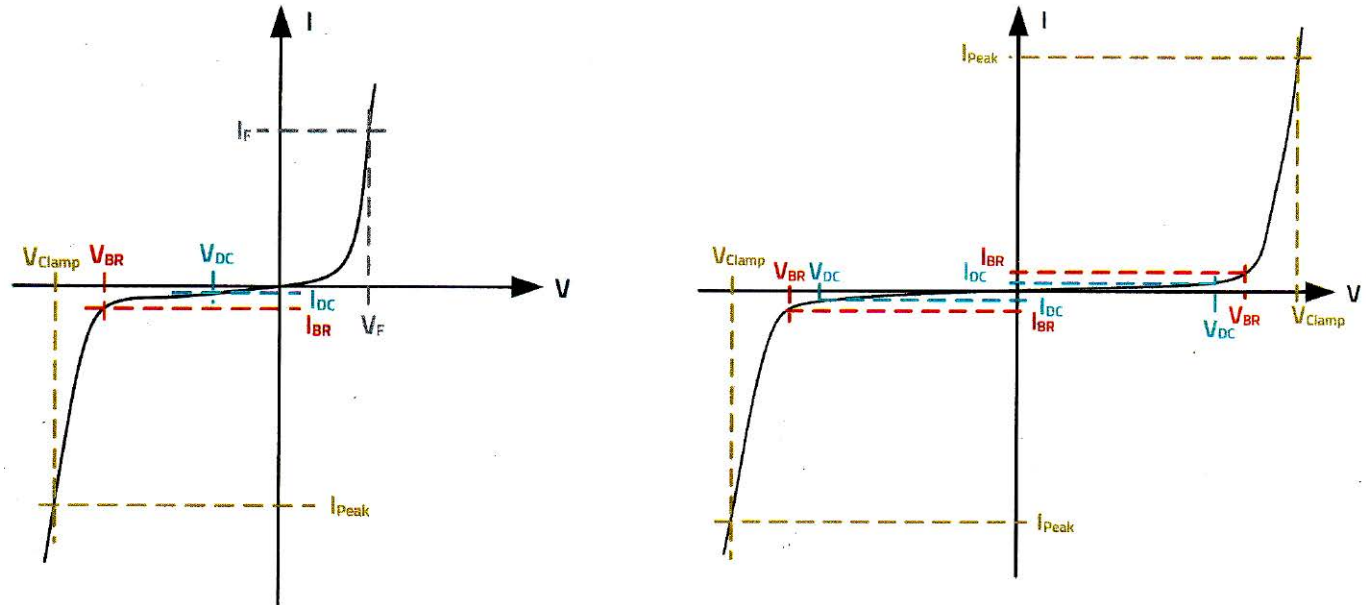
Karta katalogowa diody TVS podaje kilka napięć o zbliżonych wartościach i łatwo je pomylić. Rozróżnienie jest następujące.

- **Napięcie pracy VDC** – maksymalne napięcie robocze, którego nie wolno przekroczyć. Poniżej tej wartości dioda stanowi dla chronionego obwodu dużą impedancję. Powyżej płynie już nadmierny prąd spoczynkowy.
- **Napięcie przebicia VBR** – napięcie, przy którym dioda zaczyna przewodzić zdefiniowany prąd, w praktyce 1 mA. Musi być wyższe od maksymalnego napięcia roboczego chronionego układu, żeby w normalnych warunkach pracy dioda pozostawała wyłączona.
- **Napięcie ograniczania VCL** – wartość, do której ograniczone zostaje przepięcie, przy zadanym prądzie szczytowym. To ono, a nie napięcie przebicia, trzeba porównywać z wytrzymałością chronionego układu.
- **Prąd szczytowy IPP** – największy prąd udarowy, jaki dioda zniesie bez uszkodzenia, dla zadanego przebiegu. Wartość podana dla przebiegu 10/1000 µs nie jest porównywalna z wartością dla 8/20 µs – to zupełnie inne obciążenie cieplne, a przenoszenie liczby z jednego przebiegu na drugi jest częstym i kosztownym błędem.
- **Prąd spoczynkowy IR** – prąd płynący w kierunku zaporowym przy napięciu pracy. Dla wejść analogowych o dużej impedancji bywa parametrem decydującym, bo wprowadza błąd pomiaru.

Jednokierunkowa czy dwukierunkowa

Dioda jednokierunkowa blokuje prąd w jednym kierunku do napięcia znamionowego, a w kierunku przewodzenia zachowuje się jak zwykła dioda – spadek napięcia wynosi na niej ułamek wolta. Dioda dwukierunkowa blokuje w obu kierunkach i jest w istocie połączeniem dwóch struktur w układzie przeciwsobnym, co czyni ją właściwym

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 3. Charakterystyki prądowo-napięciowe diody TVS jednokierunkowej (po lewej) i dwukierunkowej (po prawej), z zaznaczonymi napięciami VDC, VBR i VCL. Dioda jednokierunkowa w kierunku przewodzenia zachowuje się jak zwykła dioda, co widać po przebiegu w prawej półpłaszczyźnie wykresu po lewej. Źródło: H. Zenkner, Würth Elektronik eiSos

wyborem dla obwodów prądu przemiennego oraz tam, gdzie trzeba dopuścić odwrotne podłączenie zasilania.

Cena jest jednak wyraźna i rzadko trafia na pierwszą stronę karty katalogowej: dioda jednokierunkowa włącza się nieporównanie szybciej. Materiały Würth Elektronik podają dla wersji jednokierunkowej czas rzędu pikosekund wobec nanosekund dla dwukierunkowej. Przy wyładowaniu elektrostatycznym o czasie narastania poniżej nanosekundy różnica ta przestaje być akademicka. Reguła praktyczna brzmi więc: wersja dwukierunkowa tylko wtedy, gdy wymaga tego rodzaj sygnału, nigdy „na wszelki wypadek".

Diody o małej pojemności

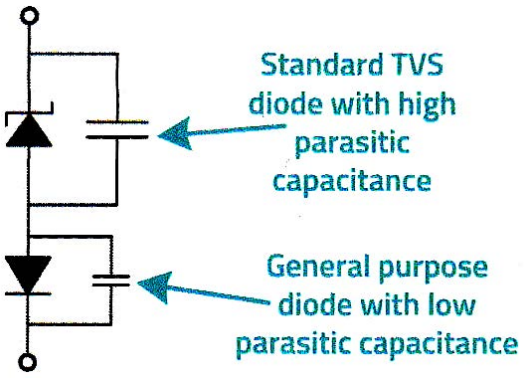
Zwykła dioda TVS wnosi do toru sygnałowego pojemność od kilkudziesięciu do kilkuset pikofaradów, co przy transmisji o przepływności gigabitowej jest wartością nie do przyjęcia. Rozwiązaniem jest układ, w którym właściwa dioda TVS pracuje w kierunku zaporowym, a szeregowo z nią włączona zostaje zwykła dioda ogólnego przeznaczenia spolaryzowana w kierunku przewodzenia. Pojemności obu elementów łączą się szeregowo, więc wypadkowa jest mniejsza od mniejszej z nich – uzyskuje się w ten sposób wartości od 0,1 do 0,5 pF, wystarczające dla USB, HDMI, Ethernetu i torów wielkiej częstotliwości.

Rozwiązanie ma jednak koszt, który trzeba znać: dioda szeregowa wnosi własną rezystancję i własne opóźnienie, a cała struktura ma mniejszą zdolność pochłaniania energii niż pojedyncza dioda o tej samej powierzchni złącza. Elementy niskopojemnościowe są przeznaczone do ochrony przed wyładowaniami elektrostatycznymi, nie przed udarem instalacyjnym.

Snapback – element, który po zadziałaniu obniża napięcie

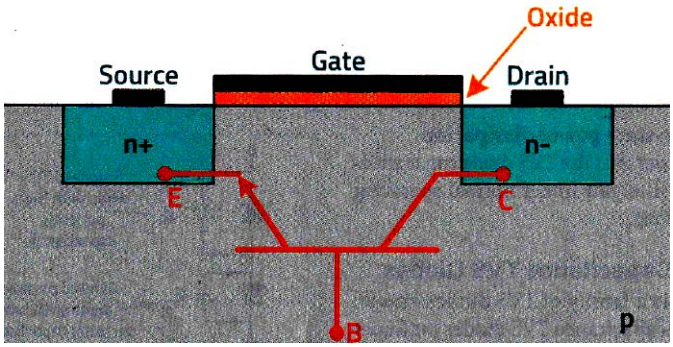
Schemat zastępczy diody TVS w postaci pojedynczego złącza jest uproszczeniem. Struktura oparta na złączu PN nie ma nośników mniejszościowych i przez to ma stosunkowo dużą rezystancję wewnętrzną, co pogarsza jakość ograniczania. Dlatego w praktyce stosuje się rozwiązania wykorzystujące strukturę bipolarną, w której tranzystor wyzwalany jest zjawiskiem lawinowym: baza zostaje zalana nośnikami mniejszościowymi, prąd lawinowy jest wzmacniany przez własne wzmocnienie tranzystora, a napięcie ograniczania ustala się na niższym i bardziej stałym poziomie.

Mechanizm ma źródło w budowie samego elementu półprzewodnikowego. Każdy tranzystor NMOS zawiera pasożytniczy tranzystor bipolarny, którego emiterem jest źródło, kolektorem dren, a bazą podłoże typu p. W normalnej pracy struktura ta nie ujawnia się w żaden sposób.



Rysunek 4. Dioda TVS o małej pojemności. Standardowa dioda TVS o dużej pojemności pasożytniczej pracuje w połączeniu z diodą ogólnego przeznaczenia o małej pojemności, spolaryzowaną w kierunku przewodzenia. Źródło: H. Zenkner, Würth Elektronik eiSos

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 5. Pasożytniczy tranzystor bipolarny w strukturze tranzystora NMOS. Emiterem jest źródło, kolektorem dren, a bazą podłoże typu p pod kanałem. Źródło: H. Zenkner, Würth Elektronik eiSos

Macierze diodowe dla interfejsów szybkich

Ochrona toru wielkiej częstotliwości jest zadaniem, w którym wymagania stoją ze sobą w sprzeczności. Element ma chronić przed procesem przejściowym, nie pogarszając jednocześnie pracy chronionego obwodu, a te dwa cele zmierzają w przeciwne strony: zdolność pochłaniania energii zależy od powierzchni złącza, im większe złącze, tym więcej energii element przyjmie – ale tym większa jest też jego pojemność, a więc tym mocniej obciąża tor sygnałowy.

Przy magistralach symetrycznych, takich jak USB 3.1, rozwiązaniem jest połączenie kilku obwodów diodowych w macierz. Pojemność właściwej diody TVS zostaje wtedy w praktyce ukryta za zwykłymi diodami włączonymi przed nią; warunek jest taki, że te diody muszą wytrzymać prąd peocesu przejściowego i mieć napięcie przebicia w kierunku zaporowym wyższe niż napięcie przebicia samej diody TVS.

Skąd bierze się snapback

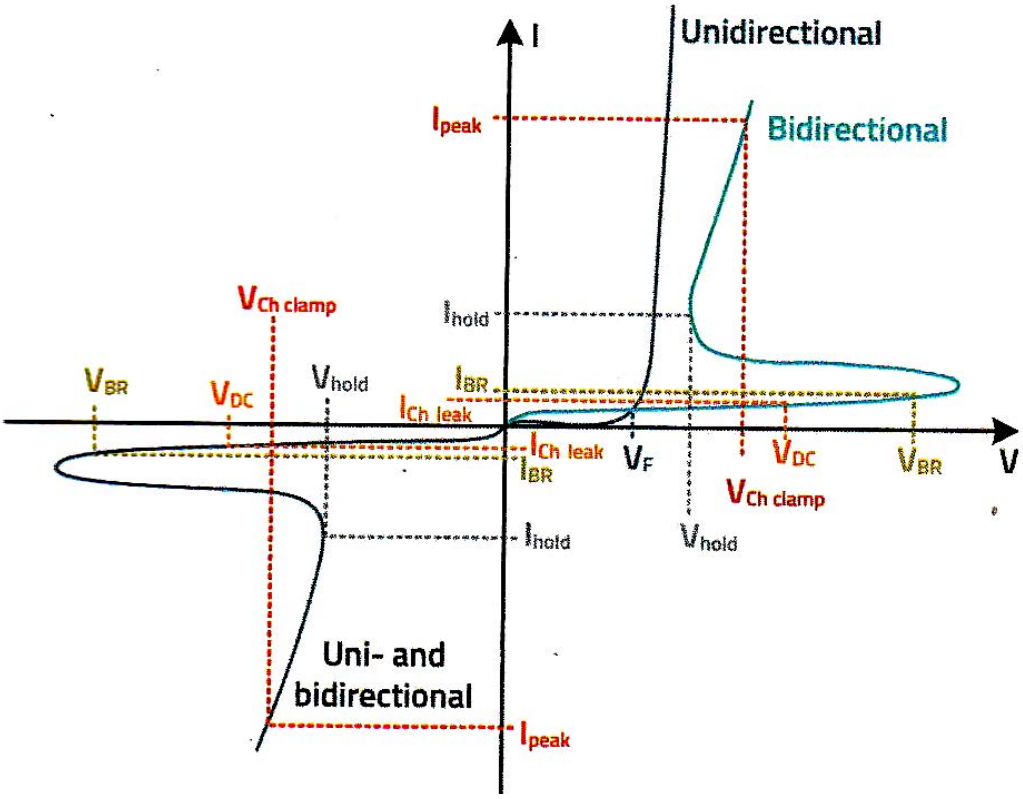
Kluczem jest jonizacja zderzeniowa. Swobodny nośnik – elektron albo dziura – poruszający się w słabym polu elektrycznym przemieszcza się, nie zmieniając stanu układu. W polu silnym, jakie panuje przy dużym napięciu na zaciskach, ten sam nośnik zderza się z nośnikami związanymi z tak dużą energią, że je uwalnia. Nowe nośniki powtarzają proces i powstaje lawinowy wzrost liczby wolnych nośników.

Gdy prąd lawinowy dotrze do bazy pasożytniczego tranzystora bipolarnego, prąd bazy załącza ten tranzystor i otwiera drogę dużemu prądowi między kolektorem a emiterem. Rzecz w tym, co dzieje się potem: po załączeniu silne pole elektryczne, które cały proces zapoczątkowało, przestaje być potrzebne do jego podtrzymania. Przewodzenie utrzymuje się przy rosnącym prądzie, ale przy znacznie niższym napięciu.

Zjawisko wyzwolenia przy napięciu wysokim i późniejszego utrzymywania przewodzenia przy napięciu niższym nosi nazwę snapback. Dla ochrony przed wyładowaniami elektrostatycznymi jest korzystne, bo obniża napięcie widziane przez chroniony układ. Ma jednak dwa warunki brzegowe: napięcie wyzwolenia nie może być tak wysokie, żeby samo uszkodziło chroniony obwód, a napięcie podtrzymania musi leżeć powyżej napięcia roboczego układu – w przeciwnym razie element, raz wyzwolony, pozostanie w stanie przewodzenia zasilany napięciem roboczym.

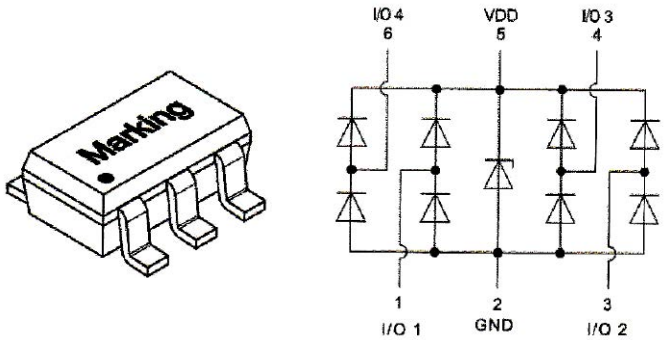
Zatrzask

Ten drugi warunek to właśnie zatrzask (ang. latch-up): element ochronny po zadziałaniu nie wraca do stanu wyłączenia, bo do podtrzymania przewodzenia wystarcza mu napięcie zasilania chronionego układu. Skutkiem jest trwałe zwarcie zasilania przez element, który miał chronić. Zjawisko dotyczy wszystkich elementów wykazujących snapback, a więc również ochronników tyrystorowych.



Rysunek 6. Charakterystyka prądowo-napięciowa diody TVS z efektem snapback, dla wersji jedno- i dwukierunkowej. Widoczne napięcie wyzwolenia oraz niższe napięcie podtrzymania Vhold, do którego element wraca po załączeniu. Źródło: H. Zenkner, Würth Elektronik eiSos

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 7. Macierz z diodą TVS dla czterech kanałów. Diody zwykłe, po dwie na kanał, kierują prąd zdarzenia przejściowego do wspólnej diody TVS, której pojemność nie obciąża już bezpośrednio toru sygnałowego. Źródło: Würth Elektronik eiSos, seria WE-TVS High Speed 824015

Warystor – element, który zużywa się w sposób ciągły

Warystor tlenkowy jest spiekiem ziaren tlenku cynku, w którym przewodzenie zachodzi na granicach między ziarnami. Każda taka granica zachowuje się jak para złączy półprzewodnikowych połączonych przeciwsobnie, a cały element jest siecią wielu takich granic połączonych szeregowo i równolegle. Stąd bierze się jego największa zaleta – zdolność przyjęcia prądu rzędu kilkudziesięciu kiloamperów, nieosiągalna dla żadnej diody – i stąd też bierze się jego zasadnicza wada.

Wadą jest zużycie. Każdy udar niszczy część granic międzyziarnowych i nie jest to proces odwracalny. Objawia się to przyrostem prądu spoczynkowego przy maksymalnym napięciu roboczym i obniżeniem napięcia znamionowego. Warystor nie ma więc stanu „sprawny albo uszkodzony" – ma charakterystykę, która przesuwa się z każdym zdarzeniem, i tego przesunięcia nie widać z zewnątrz.

Warto przy tym pamiętać, że problem ten dostrzeżono bardzo wcześnie. Martzloff opisywał w 1979 roku uszkodzenia warystorów wynikające z niewłaściwego zastosowania – z zastosowania elementów przeznaczonych do elektroniki w obwodach rozdzielczych, gdzie prądy udarowe są dla nich za duże – i zwracał uwagę, że danych pozwalających tych błędów uniknąć w tamtym czasie po prostu nie publikowano. Zwracał też uwagę na sposób mówienia o trybach uszkodzenia: określenie „bezpieczny w razie awarii" jest mylące, bo dla jednego użytkownika oznacza, że element musi uszkodzić się poprzez zwarcie, choćby to unieruchomiło całe urządzenie, a dla innego – że musi uszkodzić się poprzez rozwarcie, żeby urządzenie nadal działało, choćby chwilowo bez ochrony. Poprawnie należy mówić wprost: uszkodzenie przez zwarcie albo uszkodzenie przez rozwarcie.

Odgromnik gazowy

Odgromnik gazowy to dwie elektrody w szczelnej obudowie wypełnionej gazem szlachetnym pod obniżonym ciśnieniem. Po przekroczeniu napięcia zapłonu gaz ulega przebiciu i element przechodzi w stan łuku, w którym napięcie na nim spada do kilkudziesięciu woltów. Zalety są dwie i obie wynikają wprost z tego mechanizmu: zdolność przyjęcia prądu jest największa spośród wszystkich omawianych elementów, a pojemność wnoszona do toru wynosi ułamki pikofarada, bo między elektrodami jest gaz, a nie półprzewodnik.

Wady są trzy. Pierwsza to czas reakcji: rozwinięcie wyładowania trwa setki nanosekund, a napięcie zapłonu zależy od stromości narastania – przy szybkim impulsie odgromnik zapala się przy napięciu wyraźnie wyższym niż wartość podana w karcie katalogowej dla wolnego narastania. Druga to sam fakt, że przez czas potrzebny na zapłon chroniony obwód jest bezbronny. Trzecia jest najpoważniejsza.

Ochronnik tyrystorowy

Ochronnik tyrystorowy realizuje tę samą funkcję co odgromnik gazowy, ale w krzemie. Po przekroczeniu napięcia wyzwolenia struktura czterowarstwowa przechodzi w stan przewodzenia i pozostaje w nim, dopóki prąd nie spadnie poniżej prądu podtrzymania. Zalety wobec odgromnika to nieporównanie krótszy czas reakcji, powtarzalność napięcia wyzwolenia i brak zależności od stromości narastania w takim stopniu jak w gazie. Wady to mniejsza zdolność przyjęcia prądu – setki amperów do kilku kiloamperów wobec kilkudziesięciu kiloamperów odgromnika – oraz większa pojemność.

Ucieczka termiczna warystora

Warystor ma ujemny współczynnik temperaturowy: im wyższa temperatura, tym większy prąd płynie przy tym samym napięciu. Połączenie tej właściwości z degradacją prowadzi do sprzężenia zwrotnego dodatniego.

Przebieg jest następujący. Zużyty warystor pobiera przy napięciu roboczym większy prąd spoczynkowy niż nowy. Prąd ten go grzeje. Wzrost temperatury zwiększa prąd, co zwiększa moc strat, co dalej podnosi temperaturę. Proces narasta samoistnie aż do zapalenia elementu, jeżeli nic ten proces nie przerwie. Sytuacją, która ten mechanizm uruchamia najczęściej, nie jest udar mikrosekundowy, lecz przepięcie dorywcze o ograniczonym prądzie, trwające sekundy lub minuty – czyli dokładnie to, co dzieje się w instalacji TN-C po przerwaniu przewodu PEN.

Rozłącznik termiczny

Odpowiedzią konstrukcyjną jest warystor z wbudowanym rozłącznikiem termicznym, umieszczonym bezpośrednio przy dysku tlenkowym. Przy przedłużonym przepięciu o ograniczonym prądzie rozłącznik odcina warystor od obwodu, zanim ten się zapali. Elementy takie oznacza się w katalogach dodatkową literą przed skrótem MOV.

Wniosek projektowy jest jednoznaczny: w obwodzie zasilanym z sieci sam warystor nie jest kompletnym zabezpieczeniem. Musi mieć rozłącznik termiczny albo szeregowe zabezpieczenie nadprądowe, dobrane tak, żeby zadziałało przed osiągnięciem temperatury zapłonu.

eprasa.pl 06e3d94c64

Prąd następczy

Prąd następczy (*follow current*) to prąd, który płynie przez odgromnik po ustaniu udaru, podtrzymywany już wyłącznie napięciem roboczym obwodu. Odgromnik po zapłonie stanowi praktycznie zwarcie, a łuk gaśnie dopiero wtedy, gdy prąd spadnie poniżej wartości podtrzymania.

W obwodzie prądu przemiennego problem rozwiązuje się częściowo sam – przy każdym przejściu prądu przez zero łuk ma szansę zgasnąć. W obwodzie prądu stałego nie ma takiej chwili i odgromnik pozostaje zwarty aż do zadziałania zabezpieczenia nadprądowego albo do własnego zniszczenia. Dlatego odgromnika gazowego nie stosuje się samodzielnie w obwodzie zasilanym napięciem stałym.

Klasyczne rozwiązanie polega na połączeniu odgromnika z elementem ograniczającym prąd o częstotliwości sieciowej, czyli z warystorem, włączonym szeregowo. Taki układ – odgromnik plus warystor – to w istocie konwencjonalny ogranicznik przepięć stosowany w energetyce od dziesięcioleci.

Zagrożenie zatrzaskiem jest tu takie samo jak przy elementach ze snapbackiem i wynika z tej samej przyczyny. Warunek doboru brzmi: prąd podtrzymania ochronnika musi być większy od prądu, jaki chroniony obwód jest w stanie dostarczyć przy swoim napięciu roboczym. Jeżeli warunek nie jest spełniony, ochronnik po pierwszym zadziałaniu zewrze zasilanie na stałe.

Element ten jest podstawowym rozwiązaniem na liniach telekomunikacyjnych, gdzie zalecenia ITU-T serii K przewidują ochronę dwustopniową: odgromnik gazowy na wejściu, ochronnik tyrystorowy przy układzie, a między nimi rezystor koordynujący – dla odgromnika o napięciu granicznym 400 V zaleca się wartość co najmniej 10 Ω. Rolę tego rezystora omawiamy w trzeciej części, przy koordynacji stopni.

Elementy szeregowe

Wszystkie elementy omówione dotąd włącza się równolegle do chronionego obwodu i wszystkie działają przez odprowadzenie prądu. Druga rodzina rozwiązań działa odwrotnie – przez ograniczenie przepływu.

Rezystor

Najprostszy i wciąż niedoceniany. Rezystor szeregowy ogranicza prąd wpływający do chronionego wejścia, a przy koordynacji stopni pełni funkcję impedancji rozdzielającej. Trzeba jednak pamiętać o dwóch rzeczach: rezystor ma własną wytrzymałość impulsową, a przy przekroczeniu napięcia przeskoku między jego końcówkami przestaje działać w ogóle. Rezystory grubowarstwowe w małych obudowach wytrzymują pod tym względem niewiele; w torach narażonych na udar stosuje się wykonania przeznaczone do pracy impulsowej.

PTC ceramiczny i polimerowy

Element o rezystamcji silnie rosnącej z temperaturą. Wersja polimerowa po zadziałaniu i ostygnięciu wraca do stanu przewodzenia, co jest zaletą w urządzeniach, w których nie chcemy wymieniać bezpiecznika. Trzy ograniczenia trzeba znać: czas działania liczy się w milisekundach lub sekundach, więc PTC nie chroni przed udarem mikrosekundowym, tylko przed przetężeniem trwałym; rezystancja spoczynkowa nie jest zerowa i rośnie po każdym zadziałaniu; a zależność od temperatury otoczenia jest na tyle silna, że dobór wymaga sprawdzenia w skrajnych warunkach pracy urządzenia.

Bezpiecznik topikowy

Element jednorazowy, ale o największej zdolności wyłączania i najniższym koszcie. Przy zabezpieczeniach impulsowych bezpiecznik dobiera się nie po prądzie znamionowym, lecz po całce Joule'a.

Ogranicznik elektroniczny i aktywny ogranicznik napięcia

Dwie nowsze rodziny rozwiązań warto znać, bo zmieniają one filozofię ochrony. Ogranicznik elektroniczny (eFuse) to układ scalony z tranzystorem mocy, progiem prądowym i logiką: ogranicza prąd, wyłącza obwód po przekroczeniu progu, pozwala na zdalny reset i sygnalizuje stan. W porównaniu z bezpiecznikiem daje programowalny próg i diagnostykę, kosztem złożoności i własnego poboru mocy. W porównaniu z PTC działa szybciej i powtarzalnie.

Aktywny ogranicznik napięcia, w literaturze anglojęzycznej występujący jako surge stopper, wykorzystuje tranzystor MOSFET włączony szeregowo w tor zasilania i sterowany pętlą regulacji, która utrzymuje napięcie wyjściowe na zadanym poziomie mimo przepięcia na wejściu. Dan Eddleman z Analog Devices formułuje różnicę wobec podejścia klasycznego wprost: zgodność z wymaganiami można osiągnąć siłowo, bocznikując energię do masy przy użyciu dużych elementów pasywnych, ale ta metoda nie

Całka Joule'a I^2t

Całka Joule'a to całka kwadratu prądu po czasie trwania przepływu, wyrażana w A^2s. Opisuje ilość ciepła, jaką impuls prądowy wydzieli w rezystancji jednego oma – czyli jest miarą obciążenia cieplnego niezależną od kształtu przebiegu.

Do czego służy w praktyce: bezpiecznik ma podaną wartość całki, przy której jeszcze nie przepala się (I^2t przedłukowe), a element chroniony opisuje wartość, przy której ulega on uszkodzeniu. Zabezpieczenie działa poprawnie, gdy pierwsza wartość jest mniejsza od drugiej z odpowiednim zapasem. Ten sam rachunek stosuje się przy dobieraniu bezpiecznika tak, żeby nie przepalał się od normalnych udarów przechodzących przez ogranicznik – wtedy porównuje się całkę bezpiecznika z całką przebiegu 8/20 µs.

Dla przebiegu 8/20 µs o prądzie szczytowym Isz całkę można oszacować jako iloczyn kwadratu tego prądu i czasu rzędu 13 µs. Dla 500 A daje to około 3,3 A^2s – wartość, przy której bezpiecznik zwłoczny o prądzie znamionowym rzędu jednego ampera pozostaje nienaruszony, a szybki o tej samej wartości znamionowej już się przepali.

eprasa.pl 06e3d94c64

Tabela 1. Typy ograniczników przepięć według EN 61643-11

Typ	Przebieg badawczy	Miejsce instalacji	Zadanie
Typ 1	prąd udarowy Iimp o kształcie 10/350 µs	złącze budynku, na granicy strefy LPZ 0–1	przejęcie części prądu piorunowego wprowadzanego przewodami
Typ 2	prąd wyładowczy In o kształcie 8/20 µs	rozdzielnica główna lub piętrowa	ograniczenie przepięć pozostałych po ograniczniku typu 1 oraz łączeniowych
Typ 3	fala kombinowana 1,2/50 i 8/20 µs	przy odbiorniku, nie dalej niż kilka metrów	ochrona końcowa; nie działa samodzielnie przy udarze piorunowym

gwarantuje ciągłości zasilania odbiornika i wymaga wymiany uszkodzonych elementów. Rozwiązanie szeregowe utrzymuje napięcie wyjściowe w dopuszczalnych granicach i nie ulega przy tym zniszczeniu – przykładowy układ referencyjny ogranicza wyjście do 44 V przy napięciach wejściowych sięgających 250 V.

Dla konstruktora oznacza to realny wybór architektoniczny, a nie tylko wybór elementu: albo odprowadzamy energię do masy i godzimy się z przerwą w zasilaniu i wymianą elementu, albo ograniczamy napięcie szeregowo i utrzymujemy pracę urządzenia. Pierwsze rozwiązanie jest tańsze i prostsze, drugie jest właściwe wszędzie tam, gdzie przerwa w działaniu kosztuje więcej niż układ ochronny.

Ograniczniki instalacyjne – co oznaczają typy 1, 2 i 3

Elementy omawiane wyżej trafiają do produktu (elementu lub układu). Na wejściu instalacji pracują urządzenia gotowe, klasyfikowane według normy EN 61643-11 na trzy typy, i warto znać ten podział, bo określa on warunki brzegowe dla ochrony wbudowanej w urządzenie.

Trzy uwagi do tego podziału (**tabela 1**). Po pierwsze, ogranicznik typu 3 nie zastępuje typu 2 ani typu 1 – sama listwa z warystorem przy komputerze nie chroni przed skutkami wyładowania w instalację. Po drugie, o czym była mowa w części pierwszej, wymiarowanie typu 1 na przebieg 10/350 µs pozostaje przedmiotem sporu. Po trzecie i najważniejsze dla nas: między ogranicznikami kolejnych typów musi istnieć impedancja rozdzielająca, inaczej stopnie nie współpracują. To jest temat trzeciej części cyklu.

Punkt sporny: czy warystor wolno jeszcze stosować bez zabezpieczenia

Spór nie dotyczy tego, czy warystor działa – działa, i przy udarach wielkoprądowych nie ma dla niego taniego zamiennika. Dotyczy tego, czy element, którego trybem końcowym jest zapłon, wolno umieszczać w urządzeniu bez środka odcinającego.

Słowniczek – hasła wprowadzone w tej części

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

Całka Joule'a (I^2t) – Całka kwadratu prądu po czasie, w A^2s. Miara obciążenia cieplnego niezależna od kształtu przebiegu; podstawa doboru bezpieczników i koordynacji zabezpieczeń nadprądowych.

Element ograniczający napięcie – Element o ciągłej, nieliniowej zmianie impedancji z prądem, bez skoku – dioda TVS, warystor. W literaturze anglojęzycznej: clamping device.

Element przełączający napięcie – Element przechodzący skokowo ze stanu wysokiej w stan niskiej impedancji po przekroczeniu napięcia zapłonu – odgromnik gazowy, ochronnik tyrystorowy. W literaturze anglojęzycznej: crowbar device.

eFuse, ogranicznik elektroniczny – Układ scalony ograniczający prąd i wyłączający obwód po przekroczeniu programowalnego progu, z możliwością resetu i diagnostyki.

Jonizacja zderzeniowa – Uwalnianie nośników związanych przez nośnik swobodny rozpędzony w silnym polu elektrycznym. Zjawisko leżące u podstaw przebicia lawinowego i efektu snapback.

Macierz diodowa – Układ diod zwykłych kierujących prąd procesu przejściowego do wspólnej diody TVS, dzięki czemu jej pojemność nie obciąża bezpośrednio toru sygnałowego.

Napięcie podtrzymania – Napięcie, przy którym element wykazujący snapback pozostaje w stanie przewodzenia. Musi leżeć powyżej napięcia roboczego chronionego obwodu, inaczej dochodzi do zatrzasku.

Napięcie wyzwolenia – Napięcie, przy którym element wykazujący snapback przechodzi w stan przewodzenia. Nie może być na tyle wysokie, żeby samo uszkodziło chroniony obwód.

Prąd następczy – Prąd płynący przez element przełączający napięcie po ustaniu udaru, podtrzymywany napięciem roboczym obwodu. Główne ograniczenie odgromników gazowych w obwodach prądu stałego.

Prąd podtrzymania – Najmniejszy prąd utrzymujący element przełączający w stanie przewodzenia. Warunek doboru: musi być większy od prądu, jaki chroniony obwód może dostarczyć przy napięciu roboczym.

Rezystancja dynamiczna (RD) – Nachylenie charakterystyki prądowo-napięciowej elementu w obszarze przewodzenia. Decyduje o napięciu ograniczania przy prądach innych niż katalogowy.

Rozłącznik termiczny – Element odcinający warystor od obwodu przy przedłużonym przepięciu o ograniczonym prądzie, zanim dojdzie do ucieczki termicznej i zapłonu.

Snapback – Wyzwolenie elementu przy napięciu wysokim i późniejszy powrót do przewodzenia przy napięciu niższym. Zjawisko korzystne dla ochrony ESD, ale rodzące ryzyko zatrzasku.

TSPD, ochronnik tyrystorowy – Krzemowy element przełączający napięcie o strukturze czterowarstwowej. Szybszy i bardziej powtarzalny od odgromnika gazowego, o mniejszej zdolności przyjęcia prądu.

Ucieczka termiczna – Samonarastające sprzężenie prądu spoczynkowego i temperatury w zdegradowanym warystorze, prowadzące do zapłonu elementu.

Zatrzask (*latch-up*) – Stan, w którym element ochronny po zadziałaniu nie wraca do stanu wyłączenia, bo napięcie robocze obwodu wystarcza do podtrzymania przewodzenia.

eprasa.pl 06e3d94c64

Sylwetki

Heinz Zenkner
Doktor inżynier, absolwent elektrotechniki o specjalności technika komunikacyjna i wielkiej częstotliwości. Od wielu lat powołany i zaprzysiężony rzeczoznawca w dziedzinie kompatybilności elektromagnetycznej. Autor licznych publikacji naukowych i częsty autor prac poświęconych EMC, wykładowca na uczelniach, w izbie przemysłowo-handlowej i na licznych seminariach. Przez lata związany z elektroniką przemysłową, od koncepcji wyrobu po produkcję seryjną; szczególnie zajmuje się bezprzewodowym przesyłem energii, dla którego opracował własne koncepcje teoretyczne i praktyczne. Związany z Würth Elektronik eiSos, autor noty aplikacyjnej ANP143 poświęconej diodom TVS, na której oparto fragmenty tego artykułu.

Steven H. Voldman
Autor serii monografii poświęconych wyładowaniom elektrostatycznym w układach scalonych, obejmującej fizykę i konstrukcję struktur ochronnych, mechanizmy uszkodzeń, zjawisko zatrzasku oraz podstawy dziedziny. Od 2001 roku przewodniczy grupie roboczej ESD Association zajmującej się metodą pomiaru impulsem linii transmisyjnej – czyli techniką, która pozwala zmierzyć rezystancję dynamiczną i napięcie ograniczania w warunkach odpowiadających rzeczywistemu wyładowaniu, a nie w warunkach statycznych. Do metody TLP wracamy w trzeciej części cyklu, przy weryfikacji przyjętych rozwiązań.

Argument za dopuszczalnością jest praktyczny: ucieczka termiczna wymaga przedłużonego przepięcia o ograniczonym prądzie, a w prawidłowo wykonanej instalacji z zabezpieczeniem nadprądowym i sprawnym przewodem ochronnym sytuacja taka występuje rzadko. Dodanie rozłącznika termicznego podnosi koszt i zwiększa gabaryt, a w wielu zastosowaniach niskonapięciowych zagrożenie jest teoretyczne.

Argument przeciw jest statystyczny: instalacje bywają wykonane niepoprawnie, przerwanie przewodu PEN w układzie TN-C jest zdarzeniem realnym i wcale nie rzadkim, a skutkiem jest wtedy nie awaria urządzenia, lecz pożar. Przemysł rozstrzygnął ten spór częściowo sam – wymagania badawcze dotyczące zachowania ogranicznika przy przedłużonym przepięciu o ograniczonym prądzie zostały wprowadzone do norm wyrobowych, a warystory z rozłącznikiem termicznym stały się rozwiązaniem standardowym w urządzeniach przyłączanych do sieci.

Stanowisko praktyczne, które można przyjąć: w torze zasilanym z sieci prądu przemiennego warystor bez rozłącznika termicznego albo bez szeregowego zabezpieczenia nadprądowego dobranego pod kątem tego scenariusza jest rozwiązaniem, którego trzeba bronić w dokumentacji – a nie rozwiązaniem domyślnym. W obwodach niskonapięciowych zasilanych ze źródła o ograniczonej mocy zagrożenie jest odpowiednio mniejsze.

Mit: im niższe napięcie ograniczania, tym lepiej

Reguła ta wydaje się oczywista i jest fałszywa w trzech niezależnych aspektach.

Po pierwsze, napięcie ograniczania jest sprzężone z napięciem pracy. Element o niższym napięciu ograniczania ma niższe napięcie przebicia, a więc mniejszy margines nad napięciem roboczym chronionego obwodu. Zbyt mały margines oznacza, że element przewodzi przy

Tabela 2. Właściwości elementów ochronnych. Wartości orientacyjne, służące do wstępnego wyboru rodziny elementu; parametry konkretnych typów należy sprawdzić w kartach katalogowych

Element	Czas reakcji	Wytrzymałość udarowa	Pojemność	Tryb uszkodzenia
Dioda TVS	pojedyńcze ns (dwukierunkowa) do pojedyńczych ps (jednokierunkowa)	setki do tysięcy watów mocy szczytowej	duża, dziesiątki do setek pF; wersje niskopojemnościowe 0,1...0,5 pF	najczęściej zwarcie
Warystor (MOV)	pojedyńcze ns po dodaniu indukcyjności doprowadzeń	do kilkudziesięciu kA w przebiegu 8/20 µs	bardzo duża, setki pF do nF	degradacja, następnie ucieczka termiczna; zwarcie lub rozwarcie
Odgromnik gazowy (GDT)	setki ns; zależny od stromości narastania	kilkadziesiąt kA, największa z wszystkich	bardzo mała, ułamki pF	zwykle rozwarcie po wyczerpaniu; ryzyko prądu następczego
Ochronnik tyrystorowy (TSPD)	jednostki ns	setki A do kilku kA	dziesiątki do setek pF	zwarcie; ryzyko zatrzasku przy zasilaniu stałym
Rezystor szeregowy	natychmiastowy	ograniczona energią impulsową rezystora	pomijalna	rozwarcie, często z przeskokiem
PTC polimerowy	milisekundy do sekund	ograniczenie prądu, nie energii udaru	pomijalna	samoczynny powrót; wzrost rezystancji spoczynkowej
Bezpiecznik topikowy	milisekundy	wg całki Joule'a I^2t	pomijalna	rozwarcie, jednorazowe
Dławik prądu wspólnego	nie dotyczy	ograniczona nasyceniem rdzenia	pojemność międzyzwojowa ogranicza pasmo	nasycenie, brak działania przy dużym prądzie

eprasa.pl 06e3d94c64

normalnej pracy – wnosi prąd spoczynkowy, grzeje się i degraduje bez żadnego zdarzenia zewnętrznego.

Po drugie, niższe napięcie ograniczania oznacza, że element przejmuje na siebie większą część energii udaru. Jeżeli w tym samym obwodzie pracuje kilka elementów, ten o najniższym napięciu ograniczania przejmie prawie całe obciążenie – również to, które miało przypaść elementowi o większej wytrzymałości. To jest sedno problemu koordynacji, do którego wracamy w trzeciej części.

Po trzecie, przy zaburzeniach o krótkim czasie narastania różnica kilku woltów w napięciu ograniczania jest nieistotna wobec spadku napięcia na indukcyjności doprowadzeń. Przypomnijmy rachunek z części pierwszej: kilkanaście milimetrów ścieżki wraz z przelotką ma indukcyjność rzędu 10 nH, a przy szybkości narastania prądu $3{\cdot}10^{10}$ A/s daje to spadek napięcia rzędu 300 V. Element o napięciu ograniczania niższym o dwa wolty nie poprawi tu niczego. Ważniejsze jest skrócenie drogi powrotnej prądu.

Reguła poprawna brzmi więc inaczej: napięcie ograniczania ma być niższe od wytrzymałości chronionego układu z rozsądnym zapasem, a napięcie przebicia wyższe od napięcia roboczego z rozsądnym zapasem – i tyle. Wyścig o najniższą wartość katalogową jest optymalizacją parametru, który w większości zastosowań nie jest wąskim gardłem.

Zestawienie kompromisów

Poniższa tabela jest podsumowaniem całego artykułu i jednocześnie narzędziem wstępnego wyboru. Żaden wiersz nie jest lepszy od pozostałych – każdy opisuje inny zestaw ustępstw.

Z **tabeli 2** wynika obserwacja, którą warto zapamiętać przed trzecią częścią: nie istnieje wybór dobry we wszystkich kolumnach. Element o największej wytrzymałości udarowej jest najwolniejszy, element najszybszy ma najmniejszą wytrzymałość, a element o najmniejszej pojemności ma najgorszy tryb uszkodzenia. Kompletna ochrona jest więc zawsze zestawem różnych elementów, ustawionych w określonej kolejności i rozdzielonych impedancją. Jak to zrobić poprawnie – w części trzeciej.

JT, WM

Bibliografia

1. F.D. Martzloff, Surge Protection Techniques in Low-Voltage AC Power Systems, Proceedings INTELEC '79, © 1979 IEEE; przedruk w antologii NIST: https://www.nist.gov/pml/quantum-measurement/surge-protection-low-voltage-ac-power-circuits/spd-anthology-annotated/spd
2. H. Zenkner, TVS Diodes: Basics, Function, and Applications, nota aplikacyjna ANP143, Würth Elektronik: http://www.we-online.com/anp143
3. H. Zenkner, Circuit Protection – Controlling Overvoltages with TVS Diodes, Elektor, maj–czerwiec 2026, s. 56–59.
4. TVS diodes and other components for ESD protection, Würth Elektronik: https://www.we-online.com/en/components/products/pbs/emc_components/esd_protection
5. STMicroelectronics, IEC 61000-4-5 standard overview, nota aplikacyjna AN4275, DocID024389 Rev 1, 2013.
6. Texas Instruments, System-Level ESD Protection Guide, SSZB130.
7. S.H. Voldman, ESD: Physics and Devices; ESD: Circuits and Devices; Latchup, Wiley.
8. C. Duvvury, H. Gossner (red.), System Level ESD Co-Design, Wiley 2015.
9. R.B. Standler, Protection of Electronic Circuits from Overvoltages, Wiley 1989/Dover 2002.
10. P. Hasse, Overvoltage Protection of Low Voltage Systems, wyd. 2, IET 2000.
11. Littelfuse, dokumentacja techniczna warystorów z rozłącznikiem termicznym (seria TMOV) oraz materiały o degradacji warystorów.
12. D. Eddleman, Surge Stoppers Ease MIL-STD-1275D Compliance, Design Note DN534, Linear Technology/Analog Devices.
13. Bourns, materiały projektowe do ochrony portu RS-485 (TBU-RS, TISP) oraz opracowanie o elektronicznym ograniczniku prądu.
14. Normy: EN 61643-11, IEC 61000-4-2, IEC 61000-4-5, IEC 62305, UL 1449, ITU-T K.20, K.21 i K.44, ANSI/ESD STM5.5.

REKLAMA

eprasa.pl 06e3d94c64

Poprzednie cztery części w EP05, EP06, EP07–08 i EP09/2026 – dostępne na www.UlubionyKiosk.pl

AI w pracowni elektronika konstruktora (5)

Pułapka laboratoryjna: dane, overfitting i świat rzeczywisty

Prototyp osiąga 99% dokładności na zbiorze testowym. Inżynierowie świętują. Po wdrożeniu w terenie model zachowuje się losowo. To nie jest rzadki wypadek przy pracy – to najczęstszy sposób, w jaki projekty embedded AI kończą się niepowodzeniem. I całkowicie możliwy do uniknięcia.

Opisujemy mechanizm overtrainingu, narzędzia jego wykrywania, strategię zbierania danych chroniącą przed nim strukturalnie i sześć metod pozyskiwania prawdziwych danych. To najbardziej praktyczny rozdział tego opracowania – bo najdroższe błędy projektu ML popełnia się nie przy pisaniu kodu, lecz przy planowaniu danych.

5.1 Skąd się bierze overtraining

Overtraining (przetrenowanie) to sytuacja, w której model nauczył się dokładnie przykładów ze zbioru treningowego, ale nie nauczył się reguły ogólnej. Zamiast rozpoznawać cechę „usterka łożyska", model zapamiętał „ten konkretny sygnał wibracyjny, zebrany w poniedziałek przy temperaturze 22°C na maszynie numer 7." W laboratorium działa perfekcyjnie. W terenie – zawodzi na każdej innej maszynie, w każdych innych warunkach środowiskowych.

Mechanizm jest dobrze zbadany: model o zbyt dużej pojemności względem ilości danych ma wystarczająco dużo parametrów, żeby „nauczyć się" każdego przykładu z osobna, zamiast wyciągać z nich ogólną zależność. W świecie

> Overtraining może być szczególnie podstępny, bo prowadzi do fałszywego optymizmu i przedwczesnego wdrożenia, którego można było łatwo uniknąć.
>
> – Renesas/Reality AI, Shaping the Future with Embedded AI, EE World 2025

Klasyczne objawy overtrainingu

- Wysoka dokładność na danych treningowych (> 95%, często 100%) – przy małym zbiorze to zawsze powinno budzić niepokój
- Znaczący spadek dokładności na danych walidacyjnych lub testowych
- Zbyt jednorodny zbiór treningowy – brak naturalnej wariacji targetów i tła
- Ten sam obiekt/urządzenie używane zarówno do treningu, jak i walidacji
- Brak danych z różnych warunków środowiskowych (temperatura, wilgotność, obciążenie)

Łatwa reguła: 100% dokładności na małym zbiorze = prawie na pewno overtraining.

CASE STUDY: Kompresor chłodniczy – 10 sekund danych vs. rzeczywistość

Klient chciał zbudować system monitorowania kondycji kompresora chłodniczego.

Celem jest wykrycie za pomocą czujnika wibracji momentu, kiedy czynnik chłodniczy spada do niebezpiecznego poziomu, zanim dojdzie do uszkodzenia.

Co zebrano: 10 sekund danych normalnego kompresora + 10 sekund danych z niskim czynnikiem, obydwa zbiory zebrane w laboratorium, na jednym urządzeniu.

Wynik na danych treningowych: 100% dokładności klasyfikacji. Dowód overtrainingu.

Co powinno być zebrane:

- wiele przykładów w różnych warunkach normalnej pracy (różne obciążenia)
- wiele przykładów stanu awaryjnego w różnej skali nasilenia
- różne jednostki sprzętowe, różne warunki środowiskowe
- szum tła z sąsiadujących maszyn

Źródło: Renesas/Reality AI, Shaping the Future with Embedded AI, EE World 2025

eprasa.pl 06e3d94c64

Jak interpretować wyniki K-krotnej walidacji

- Wysoka dokładność treningowa + wysoka K-krotna → model prawdopodobnie dobrze zgeneralizowany
- Wysoka dokładność treningowa + niska K-krotna → OVERTRAINING – wróć do danych lub zmniejsz model
- Niska dokładność treningowa + wysoka K-krotna → możliwe w praktyce; K-krotna jest ważniejsza
- Niska dokładność treningowa + niska K-krotna → model zbyt słaby lub dane zbyt ubogie

Ważna uwaga: dobra K-krotna NIE gwarantuje sukcesu w terenie.

Gwarantuje jedynie, że model generalizuje na danych podobnych do treningowych.

Jeśli dane treningowe nie były reprezentatywne dla terenu – K-krotna tego nie wykryje.

Źródło: Renesas/Reality AI, Shaping the Future with Embedded AI, EE World 2025.

embedded AI problem jest szczególnie groźny, bo zbieranie danych w terenie jest kosztowne, a zbiór treningowy jest z zasady mały. Małe zbiory danych to klasyczny czynnik ryzyka przetrenowania.

5.2 Walidacja K-krotna – narzędzie diagnostyczne nr 1

K-fold validation to metoda statystyczna, która odpowiada na pytanie: „jak dobrze model będzie radził sobie z danymi, których jeszcze nie widział?" Jest to symulacja wdrożenia – przeprowadzona jeszcze w laboratorium, zanim projekt trafi do produkcji.

Mechanizm: zbiór treningowy jest wielokrotnie losowo dzielony na dwie części – powiedzmy 90% – zbiór do treningu i 10% – zbiór odłożony. W każdej iteracji model jest trenowany na zbiorze 90% i testowany na zbiorze odłożonym10%, którego nie widział podczas treningu. Dla 10-procentowego zbioru przeprowadza się K niezależnych prób. Wynikowa średnia dokładność K-krotnych prób jest znacznie lepszym predyktorem zachowania modelu w terenie niż dokładność na danych treningowych.

Kontrast z typowym błędem: model z niemal idealną dokładnością na danych treningowych, któremu K-krotna walidacja spada dramatycznie – to klasyczny symptom overtrainingu. Modele o nieco słabszej separacji klas na danych treningowych często utrzymują znacząco lepszą K-krotną. Paradoks, który początkujących inżynierów ML zaskakuje za pierwszym razem: niższa dokładność na treningu może oznaczać lepszy model produkcyjny.

5.3 Matryca pokrycia danych – plan przed wyjściem w teren

Walidacja K-krotna jest narzędziem diagnostycznym, ale nie naprawia problemu u źródła. Źródłem overtrainingu jest niewystarczające pokrycie zmienności rzeczywistego świata przez dane treningowe. Matryca pokrycia danych (Data Coverage Matrix) to narzędzie planistyczne, które pozwala określić, jaką zmienność należy pokryć, zanim wyjdziemy w teren.

Matryca mapuje wszystkie wymiary zmienności istotne dla problemu: klasy docelowe (normalne vs. awaryjne), warianty sprzętu (model, wiek, rozmiar), warunki środowiskowe (temperatura, wilgotność), tryby pracy (różne obciążenia, prędkości). Każda kombinacja tych wymiarów tworzy jedną komórkę macierzy. Celem jest zebranie reprezentatywnych próbek z każdej istotnej komórki.

Reguła 25 niezależnych obserwacji na komórkę pochodzi z Centralnego Twierdzenia Granicznego – jest powszechnie cytowanym minimum dla istotności statystycznej. W praktyce pełna populacja każdej komórki często jest niemożliwa: zbieranie danych jest najdroższą częścią projektu ML. Dlatego kluczowa jest zasada iteracyjności.

5.4 Jak określać prawdę podstawową (ground truth) – sześć metod

Ground truth to fundament, bez którego żadna walidacja nie ma sensu: musimy wiedzieć, jaka była naprawdę prawidłowa odpowiedź dla każdej próbki danych. To pozornie oczywiste wymaganie jest w praktyce jednym z najtrudniejszych problemów operacyjnych projektu.

	Operating Mode 1	Operating Mode 2	Operating Mode 3
Normal	# of actual or planned trials/observations		
Failure			

Example of a simple data coverage matrix

Target: Failure Mode	Equipment: Model	Size	Age	Environment: Temp	Humidity
Normal Motor Rotor Capacitor Bearing Coil	QV22 QA22 QV23 SA22 SA23	15 20 22 25	New to 15yrs	-40°F to 110°F	20% to 80%
6	5	4	4 (5yr bucket)	15 (10°F bucket)	7 (10% bucket)

Example of a more complex data coverage matrix

Target: Failure Mode	Equipment: Model	Size	Age	Environment: Temp	Humidity
Normal Motor Rotor Capacitor Bearing Coil	QV23	15	New to 15yrs	60 70 80	30% 60%
6	1	1	4	3	2

Example of the data coverage matrix for the "proof-of-concept"

Rysunek 5.1. Data Coverage Matrix – narzędzie planowania zbioru treningowego. Kolumny: warianty sprzętu. Wiersze: klasy docelowe i warunki środowiskowe. Liczby: zaplanowane lub zebrane próbki na komórkę

eprasa.pl 06e3d94c64

Tabela 13. Iteracyjna strategia zbierania danych dla embedded AI. Opracowanie własne na podst.: Renesas/Reality AI, EE World 2025

Etap iteracji	Działanie	Cel
1. Proof-of-Concept	Wybierz jeden segment macierzy, pokryj go jak najpelniej	Ustal, czy zadanie jest w ogóle wykrywalne
2. Ewaluacja generalizacji	Przetestuj model z PoC na nowych segmentach macierzy	Zidentyfikuj wymiary wymagające dodatkowych danych
3. Rozszerzenie pokrycia	Zbieraj dane priorytetowo dla segmentów z niską dokładnością	Redukuj luki, które naprawdę obniżają jakość modelu
4. Walidacja K-krotna	Zarezerwuj jeden segment jako testowy, nie używaj go do treningu	Niezależna ocena zdolności generalizacji na nigdy nie widzianych danych
5. Testy w terenie	Pilotaż z jednym lub kilkoma klientami, zbieraj błędy klasyfikacji	Wykryj przypadki brzegowe, których żadne laboratorium nie przewidzi

Tabela 14. Sześć metod pozyskiwania podstawowej prawdy (ground truth) w projektach embedded AI. Opracowanie własne na podst.: Renesas/Reality AI, EE World 2025

Metoda	Na czym polega	Kiedy stosować
1. Projektowanie eksperymentu	Celowe wywoływanie określonego stanu i rejestrowanie danych w blokach	Faza PoC; gdy można kontrolować warunki (laboratorium)
2. Równoległy pomiar	Dodatkowe sensory rejestrujące wrtości określające stan	Gdy stan nie jest widoczny – np. ciśnienie czynnika chłodniczego
3. Bezpośrednia obserwacja	Operator lub akwizytor danych rejestruje zdarzenia lub stany na bieżąco	Linie produkcyjne; wearables (aktywność użytkownika)
4. Logi serwisowe	Korelacja danych z dokumentacją przeglądów i napraw	Gdy zdarzenia są rzadkie – np. awarie maszyn przemysłowych
5. Śledztwo po fakcie	Analiza zarejestrowanego sygnału po wykryciu anomalii	Detekcja anomalii nienadzorowanych; gdy etykiety nie są dostępne z góry
6. Inferencja z modelu (bootstrapping)	Użycie starszego modelu lub eksperta do etykietowania nowych danych	Skalowanie etykietowania przy braku zasobów ludzkich

Dla projektów detekcji anomalii nienadzorowanych podstawowa prawda (*ground truth*) jest szczególnie trudna do pozyskania przed wdrożeniem: model nie ma etykiet, wykrywa odchylenia od normy. Nawet w tym przypadku plan zbierania podstawowej prawdy jest konieczny – bo kiedy anomalia zostanie wykryta, trzeba mieć sposób sprawdzenia, czy to prawdziwy alarm, czy fałszywy. Bez tego sposobu nigdy nie zmierzymy jakości modelu.

5.5 Heterogeniczność danych: wyzwanie specyficzne dla embedded AI

W odrożnieniu od klasycznego ML na serwerach, gdzie dane mogą być znormalizowane w jednym miejscu, systemy TinyML z definicji działają na wielu różnych fizycznych urządzeniach. Każde urządzenie ma nieco inne cechy: tolerancje produkcyjne czujników, różne umiejscowienie, różny wiek i stopień zużycia. Model wytrenowany na danych z jednej grupy urządzeń może zachowywać się inaczej na innej grupie – nawet przy tej samej nominalnie „normalnej" pracy.

Adlakha i Kabbar w swojej przeglądowej pracy z 2024 roku wskazują heterogeniczność danych jako jedno z pięciu kluczowych wyzwań TinyML w produkcji: modele muszą być elastyczne względem różnych rozkładów danych, wymagając podejść takich jak transfer learning, augmentacja (powiekszanie) danych lub technika generalizacji. Przenośność (portability) modelu – zdolność działania na różnych urządzeniach bez ponownego treningu – jest aktywnym obszarem badań.

Trzy podejśca do heterogeniczności danych

1. AUGMENTACJA DANYCH

Sztucznie rozszerzaj zbiór treningowy przez transformacje:

- jitter sygnału, losowe skalowanie, dodawanie szumu, przesunięcie czasowe.
- Prosty sposob na zwiększenie różnorodności bez zbierania nowych danych.

2. TRANSFER LEARNING

- Wytrenuj model bazowy na dużym, jednorodnym zbiorze.
- Dostosuj (fine-tune) go na małej ilości danych z konkretnego urządzenia.
- Szczególnie efektywne dla wearables i personalizacji.

3. FEDERACYJNE UCZENIE (FEDERATED LEARNING)

- Każde urządzenie trenuje lokalnie na swoich danych.
- Wymieniane są tylko aktualizacje wag, nie surowe dane.
- Chroni prywatność; poprawia generalizację przez różnorodne źródła.
- Aktualne wyzwanie badawcze: brak standardowych frameworków (szablonów) dla TinyML.

eprasa.pl 06e3d94c64

Tabela 15. Trzy zasady sukcesu projektu embedded AI. Opracowanie własne na podst.: Renesas/Reality AI, EE World 2025; Heydari i Mahmoud, Sensors 2025

Zasada	Co oznacza w praktyce	Jak sprawdzić
1. Bogate dane, nie ubogie	Zbieraj dane z maksymalną szczegółowością (wysoka częstotliwość próbkowania, surowy sygnał). Redukuj tylko na końcowym etapie optymalizacji	Sprawdź, czy zebrane dane pozwalają odróżnić stany wizualnie/ręcznie
2. Cechy są ważniejsze niż algorytm	Dobra reprezentacja danych (cechy) sprawia, że nawet prostszy model działa dobrze. Złe cechy pokonają najlepszy algorytm	Spróbuj różne reprezentacje: surowy sygnał, FFT, Wavelet – porównaj F1
3. Nie trenuj za dużo	Iteracyjne pruning + re-trening + K-fold po każdym kroku. 100% dokładności na małym zbiorze to alarm, nie osiągnięcie	K-fold accuracy < dokładność treningowa to norma; duża różnica to sygnał ostrzegawczy

5.6 Trzy zasady sukcesu – zestawienie ogólne

Połączenie doświadczeń z wdrożeń produkcyjnych prowadzi do trzech praktycznych zasad, które są ważniejsze niż wybór konkretnego algorytmu:

5.7 Laboratorium vs. teren – luka, która zawsze istnieje

Jest jedno założenie, o którym warto powiedzieć wprost: nikt nie jest w stanie zebrać wszystkich możliwych wariantów w laboratorium. Teren zawsze zaskoczy. Pierwsze wdrożenie produkcyjne zawsze ujawni przypadki brzegowe, szumy, systematyczne błędy i sytuacje, na które nikt nie czekał.

To nie jest powód do paniki – to planowany etap projektu. Dobry system embedded AI jest projektowany z mechanizmem zbierania błędów w terenie i szybkiej ścieżki do ich włączania w nowy zbiór treningowy. Iteracyjność nie kończy się na wdrożeniu.

Kluczowa decyzja projektowa: jak szybko można wdrożyć zaktualizowaną wersję modelu? Jeśli cała aktualizacja wymaga pełnego reflashowania firmware i przechodzenia przez żmudny proces QA – iteracje będą rzadkie i drogie. Jednym z rozwiązań jest separacja stałego kodu firmware od zmiennych współczynników modelu, które mogą być aktualizowane przez OTA bez pełnego procesu certyfikacji kodu.

Podsumowanie

Overtraining jest najczęstszym powodem niepowodzeń projektów embedded AI w terenie. Jego anatomia jest dobrze znana: zbyt mały lub zbyt jednorodny zbiór treningowy prowadzi do modelu, który „zapamiętał" dane zamiast nauczyć się reguły. 100% dokładności na małym zbiorze to alarm, nie osiągnięcie.

Trzy narzędzia obrony: walidacja K-fold (diagnoza overtrainingu), Matryca Pokrycia Danych (planowanie różnorodności przed wejściem w teren) i iteracyjne zbieranie danych (zamiast jednorazowej kampanii). Ground truth musi być zaplanowane od początku projektu – sześć dostępnych metod pozwala pozyskać etykiety praktycznie w każdym scenariuszu.

Laboratorium i teren zawsze będą się różnić. Projekt, który uwzględnia tę różnicę przez częste iteracje i szybki mechanizm aktualizacji modelu w polu, jest bardziej odporny niż projekt dążący do perfekcji tylko w warunkach kontrolowanych.

WM, JS

Pytanie do projektu – rozdział 5

Przed wdrożeniem: czy masz gotowe odpowiedzi na te pytania?

1. Jak duży jest twój zbiór treningowy? Czy zawiera wystarczającą wariancję?

Reguła: jeśli masz < 100 próbek na klasę, ryzyko overtrainingu jest bardzo wysokie.

2. Czy przeprowadziłeś walidację K-fold? Jaka jest różnica między dokładnością treningową a K-fold?

Reguła: różnica > 10 pp to sygnał ostrzegawczy

3. Czy twoje dane treningowe zawierają próbki z różnych urządzeń, warunków i operatorów?

Reguła: dane tylko z laboratorium to minimum, nie wystarczający zbiór.

4. Jak szybko możesz zaktualizować model po wykryciu błędu w terenie?

Reguła: jeśli > 4 tygodnie – zaprojektuj mechanizm OTA update współczynników.

Źródła

[1] Renesas Electronics / EE World. Shaping the Future with Embedded AI. Digital Ebook 2025 – rozdziale Ultimate Guide to ML for Embedded Systems oraz Data Collection for Edge AI / TinyML with Sensors: case study kompresora, K-fold, Data Coverage Matrix, ground truth.

[2] Heydari S., Mahmoud Q.H. Tiny Machine Learning and On-Device Inference: A Survey. Sensors 2025, 25(10), 3191 – wyzwania generalizacji, heterogeniczność sprzętu.

[3] Adlakha R., Kabbar E. The Challenges of TinyML Implementation: A Literature Review. CITRENZ 2023 Proceedings, 2024 – pięć kluczowych wyzwań, heterogeniczność danych, przenoszalność modeli.

[4] Ren H., Anicic D., Runkler T. How to Manage Tiny Machine Learning at Scale: An Industrial Perspective. arXiv 2022, 2202.09113 – zarządzanie TinyML w produkcji, skalowanie.

[5] ACM TECS 2024. On-device Online Learning and Semantic Management of TinyML Systems – drift modeli, federated meta-learning, TinyReptile.

eprasa.pl 06e3d94c64

Wzmacniacz głosu dla słabo słyszących

Część A – projekt przykładowy: przenośny wzmacniacz głosu „Angelo” (TL072 + LM386)

Głos bywa najważniejszym połączeniem z drugim człowiekiem – a według WHO do 2050 roku aż około 2,5 mld ludzi będzie miało jakiś ubytek słuchu. W wielu przypadkach nie chodzi jednak o to, by mówić „głośniej”, lecz „wyraźniej”: to pasmo mowy – mniej więcej 300 Hz...3 kHz, z krytycznymi dla zrozumiałości spółgłoskami do 4 kHz – decyduje o tym, czy słowa docierają. Prezentowany projekt „Angelo” to prosty wzmacniacz zaprojektowany właśnie pod ludzki głos, aby ułatwić rozmowę z osobami starszymi i słabo słyszącymi. Omówienie tego tematu zawiera dwie części. W części A prezentujemy projekt przykładowy – przenośny wzmacniacz głosu z filtrem pasmowym i wyjściem słuchawkowym. W części B poddajemy go komentarzowi redakcyjnemu, omawiamy spektrum rozwiązań wspomagających słyszenie mowy i zestawiamy projekty pokrewne oraz ofertę kitów AVT.

Część A. Projekt przykładowy Przenośny wzmacniacz głosu „Angelo” Dlaczego „głosowy”, a nie po prostu głośniejszy

Projekt narodził się z realnej potrzeby: jego pomysłodawca, Luciano Fumagalli, szukał sposobu na porozumienie się ze swoim ponadstuletnim, głęboko niedosłyszącym teściem Angelem, odizolowanym w placówce opiekuńczej w czasie pandemii. Kluczowa okazała się obserwacja, że nie wystarczy „podgłośnić” głosu – trzeba uwypuklić te częstotliwości, które najbardziej pomagają zrozumieć mowę. Skalę problemu pokazuje **rysunek 1**.

Schemat ideowy całego urządzenia przedstawia **rysunek 2**. Zaprojektowano go z myślą o dwóch celach naraz: maksymalnej prostocie obsługi i wysokiej jakości odtwarzania mowy.

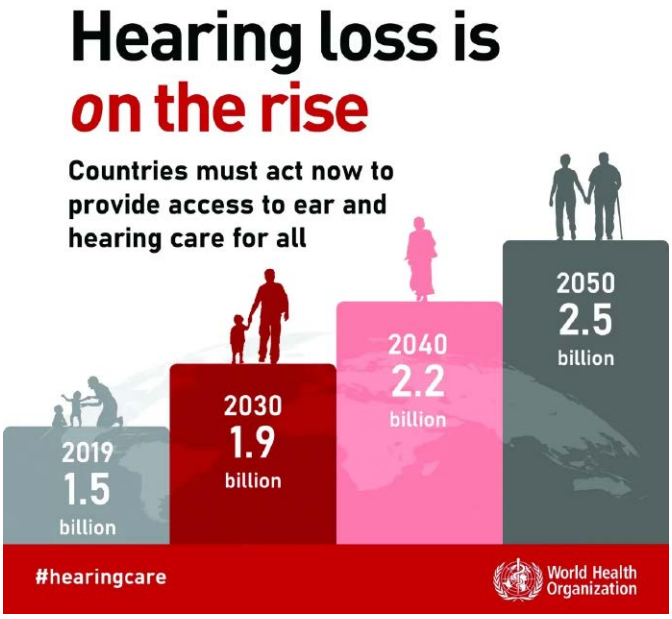
Projekt: przenośny wzmacniacz audio zoptymalizowany pod ludzki głos. Przedwzmacniacz na TL072 z aktywnym filtrem pasmowoprzepustowym (~300 Hz...3 kHz), wirtualna masa (±4,5 V) uzyskana z pojedynczej baterii 9 V oraz stopień końcowy na LM386 (wzmocnienie 20) z wyjściem słuchawkowym. Montaż SMD, obudowa z druku 3D.

Źródło: Boris Landoni, „Angelo – an open source portable audio amplifier optimized for the human voice”, Open-Electronics.org (pomysłodawca: Luciano Fumagalli).

Zastosowanie: pomoc w komunikacji z osobami słabo słyszącymi (dom, dom opieki, wózek inwalidzki); prosty w obsłudze („plug & play”) i łatwy do personalizacji.

Zasilanie dwubiegunowe z jednej baterii 9 V

Wiele wzmacniaczy operacyjnych w dobrych zastosowaniach audio lubi zasilanie symetryczne: dodatnią i ujemną szynę względem masy, co pozwala przenosić przebieg zmienny (jak audio) bez zniekształceń i obcinania przy szynie ujemnej. Jak jednak uzyskać takie zasilanie z prostej baterii 9 V? W „Angelu” odpowiada za to osobna sekcja:

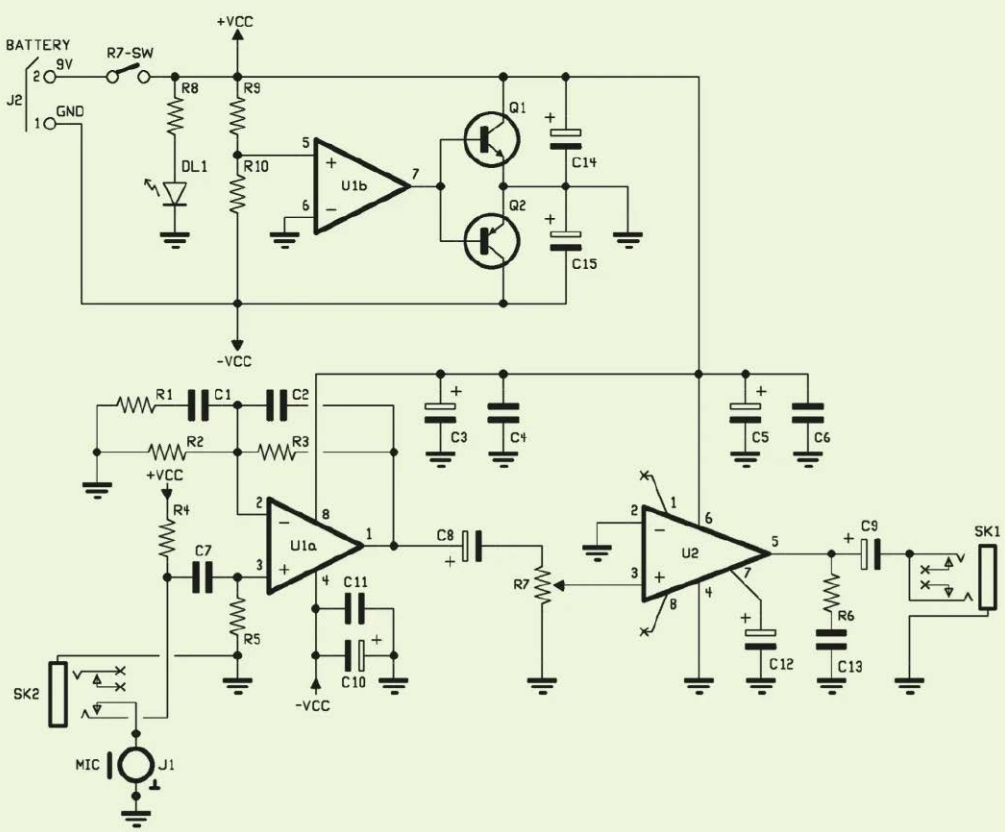


Rysunek 1. Według WHO do 2050 roku około 2,5 mld osób będzie miało ubytek słuchu

eprasa.pl 06e3d94c64

druga połówka układu TL072 (U1.2), dwa tranzystory (Q1 – S9013 NPN i Q2 – S9012 PNP), dwa kondensatory elektrolityczne 100 µF (C14 i C15) oraz sieć rezystorów.

Zasadą jest „wirtualny środek”: dokładnie połowę napięcia baterii pobiera się z dzielnika (R9 i R10, po 10 kΩ) i podaje na bufor zbudowany na U1.2. Bufor – dzięki tranzystorom i kondensatorom filtrującym – dostarcza dość prądu wszystkim sekcjom wymagającym stabilnej masy odniesienia, utrzymując polaryzację nawet przy zmiennym sygnale audio. W efekcie względem tego środka (wirtualnej masy) mamy +4,5 V i –4,5 V, czyli prawdziwe zasilanie dwubiegunowe z jednego ogniwa. Dioda DL1, zasilana przez rezystor ograniczający R8 (1 kΩ), sygnalizuje włączenie urządzenia.



Rysunek 2. Schemat ideowy wzmacniacza „Angelo”

Tor wejściowy: mikrofon i filtr pasmowoprzepustowy

Sygnał akustyczny może pochodzić z wewnętrznej kapsuły mikrofonowej (MIC INT, J1) albo z mikrofonu zewnętrznego (SK2) – to drugie wejście dopuszcza mikrofony o różnych standardach, w tym stereofoniczne, profesjonalne czy bluetoothowe. Sygnał z mikrofonu jest polaryzowany i filtrowany siecią R4 (10 kΩ), R5 (50 kΩ) i C7 (4,7 nF): kondensator usuwa składową stałą, a R4 dostarcza polaryzacji dla kapsuł elektretowych.

Właściwa „inteligencja” układu tkwi jednak w kolejnej sieci: R1 (470 Ω), C1 (330 nF), R2 (2,2 kΩ), R3 (10 kΩ) i C2 (10 nF) wraz z wejściem układu TL072 (U1.1) tworzą aktywny filtr pasmowoprzepustowy. To decyzja projektowa o fundamentalnym znaczeniu: ludzki głos skupia się głównie w paśmie 300 Hz–3 kHz, a wiele krytycznych dla zrozumiałości spółgłosek leży między 1 a 4 kHz. Filtr tłumi częstotliwości zbyt niskie (szum otoczenia, przydźwięk sieci, uliczny hałas) i zbyt wysokie (szelesty, syki), uwydatniając użyteczne pasmo i ułatwiając rozumienie słów nawet przy wybiórczym ubytku słuchu. Kondensatory C3 (22 µF), C4 (0,1 µF), C10 (22 µF) i C11 (0,1 µF) odpowiadają za blokowanie zasilania i stabilizację napięcia.

Przedwzmacniacz i regulacja głośności

Odpowiednio odfiltrowany sygnał trafia na wejście nieodwracające pierwszej połówki TL072 (U1.1), pracującej jako wzmacniacz nieodwracający o wzmocnieniu ustalonym stosunkiem rezystorów sprzężenia. Za przedwzmacniaczem znajduje się potencjometr R7 (50 kΩ), który pełni podwójną rolę: reguluje głośność, a dzięki wbudowanemu przełącznikowi działa jako główny wyłącznik zasilania – skręcenie do minimum odłącza zasilanie i wydłuża czas pracy baterii. To proste, lecz skuteczne rozwiązanie eliminuje osobny włącznik i czyni urządzenie wygodniejszym, zwłaszcza dla osób starszych lub o ograniczonej sprawności rąk.

Stopień końcowy: LM386, filtr dolnoprzepustowy i wyjście słuchawkowe

Wzmocniony i wyregulowany sygnał trafia do układu LM386 (U2) – jednego z najbardziej znanych wzmacniaczy audio do zastosowań przenośnych. Tutaj pracuje on ze wzmocnieniem 20 (ustawienie domyślne, bez kondensatora między wyprowadzeniami 1 i 8), co wystarcza do wysterowania słuchawek lub małego głośnika. Sieć R6–C13 tworzy filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości ok. 15 kHz, który usuwa zakłócenia wielkiej częstotliwości, chroni słuch użytkownika i zapewnia wierne odtwarzanie głosu bez nadmiernej sybilancji (syczenia). Kondensatory C5 (100 µF) i C6 (0,1 µF) stabilizują zasilanie LM386. Wyjście

eprasa.pl 06e3d94c64

Fotografia Prototyp „Angelo", obudowa z druku 3D oraz urządzenie gotowe do użycia ze słuchawkami

dołączono wprost do gniazda SK1, zgodnego ze standardowymi słuchawkami o małej i średniej impedancji.

Montaż i użytkowanie

Obudowa zaprojektowana jest pod kątem wygody – bez ostrych krawędzi, dobrze leży nawet w niepewnych dłoniach, a gniazdo słuchawkowe i potencjometr są od siebie odsunięte i łatwo dostępne.

Otwarta konstrukcja i publiczna dokumentacja pozwalają dostosować urządzenie do potrzeb: wymienić kapsułę mikrofonu na inną, zmienić charakterystykę częstotliwościową, dobierając wartości elementów w sieci wejściowej, dodać mikrofon bezprzewodowy przez wejście SK2 albo spersonalizować obudowę (np. druk 3D pod montaż na wózku inwalidzkim). Montaż SMD zapewnia niezawodność, a jedyną rutynową czynnością konserwacyjną jest wymiana baterii.

Część B. Komentarz, dyskusja rozwiązań i projekty pokrewne

Część B prowadzimy w trzech wątkach. Najpierw poddajemy projekt przykładowy komentarzowi redakcyjnemu, następnie omawiamy spektrum rozwiązań wspomagających słyszenie mowy, a na koniec zestawiamy projekty pokrewne, literaturę oraz ofertę kitów AVT.

Komentarz redakcyjny do projektu

To projekt, w którym prostota układu spotyka się z trafną myślą: zamiast bezmyślnie podbijać głośność, „Angelo" uwypukla pasmo mowy. Mocne strony to filtr pasmowy dopasowany do zrozumiałości, elegancka wirtualna masa z jednej baterii, potencjometr-wyłącznik i otwartość konstrukcji. Poniżej zbieramy uwagi i kierunki rozwoju.

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

Element	Rola w układzie
U1 – TL072	podwójny wzmacniacz operacyjny: U1.1 – przedwzmacniacz i filtr, U1.2 – bufor wirtualnej masy
U2 – LM386	wzmacniacz mocy audio, wzmocnienie 20; wyjście słuchawkowe
Q1 – S9013/Q2 – S9012	tranzystory bufora wirtualnej masy (wydajność prądowa)
R9, R10 (10 kΩ)/C14, C15 (100 μF)	dzielnik i filtr wirtualnej masy (±4,5 V)
R4 (10 kΩ)/R5 (50 kΩ)/C7 (4,7 nF)	polaryzacja mikrofonu elektretowego i separacja składowej stałej
R1 470 Ω/C1 330 nF/R2 2,2 kΩ/R3 10 kΩ/C2 10 nF	aktywny filtr pasmowoprzepustowy ~300 Hz...3 kHz
R7 (50 kΩ)	potencjometr głośności z wbudowanym wyłącznikiem zasilania
R6/C13	filtr dolnoprzepustowy ~15 kHz na wyjściu
DL1 + R8 (1 kΩ)	sygnalizacja włączenia
J1/SK2/SK1	mikrofon wewnętrzny/mikrofon zewnętrzny/wyjście słuchawkowe
Zasilanie	bateria 9 V

Uwaga o przeznaczeniu. To pomoc komunikacyjna (wzmacniacz dźwięku, w klasyfikacji FDA – PSAP), a nie medyczny aparat słuchowy dopasowany audiometrycznie. Świetnie sprawdza się w rozmowie, ale nie zastępuje diagnostyki słuchu ani dopasowania; przy dużym wzmocnieniu należy pamiętać o ochronie słuchu.

Pomoc słuchowa, nie aparat słuchowy – warto jasno rozróżnić: aparat słuchowy to wyrób medyczny, dopasowany do indywidualnego audiogramu, natomiast „Angelo" to wzmacniacz dźwięku (PSAP). Świetnie służy komunikacji, ale nie zastępuje diagnostyki i dopasowania. Od 2022 r. istnieje też pośrednia kategoria aparatów OTC (bez recepty) dla lekkiego i umiarkowanego ubytku.

Stały filtr kontra indywidualna krzywa ubytku – pasmo 300 Hz...3 kHz realnie podnosi zrozumiałość, ale nie kompensuje indywidualnego kształtu ubytku. Naturalnym rozwinięciem jest korekcja pasmowa lub kompresja dynamiki (WDRC), typowa dla aparatów słuchowych.

LM386 – prosto, ale szumnie – kultowy układ jest tani i łatwy, lecz ma ograniczone pasmo i zauważalny szum. Współczesną alternatywą dla stopnia końcowego są wzmacniacze klasy D (np. PAM8302/PAM8403) lub dedykowane układy audio – mniej ciepła, mniej szumu i dłuższy czas pracy z baterii.

Sprzężenie akustyczne (efekt Larsena) – mikrofon blisko głośnika grozi „piskiem" sprzężenia. Przy

eprasa.pl 06e3d94c64

Tabela 2. Porównanie sposobów wspomagania słyszenia mowy

Rozwiązanie	Zasada	Zalety	Ograniczenia
Wzmacniacz głosu (PSAP)	mikrofon + filtr + wzmacniacz	tani, dostępny od ręki	bez dopasowania, ryzyko sprzężenia
Aparat słuchowy	DSP + kompresja WDRC wg audiogramu	dopasowany, redukcja szumu i sprzężenia	drogi, wymaga diagnostyki
Aparat OTC (od 2022)	samodzielne dopasowanie, limit poziomu	tańszy, bez wizyty u audiologa	tylko lekki/umiarkowany ubytek
Pętla indukcyjna (telecoil)	magnetyczny sygnał do cewki T	czysty dźwięk w obiektach publicznych	instalacja wg IEC 60118-4
Bezprzewodowe (FM/BT/Auracast)	nadajnik przy źródle → odbiornik	zasięg, wielu odbiorców	koszt, zgodność sprzętu

słuchawkach ryzyko jest małe, ale w wariancie z głośnikiem trzeba o nim pamiętać – pomaga kierunkowy mikrofon i separacja przetworników.

Ograniczenie maksymalnej głośności – urządzenie dla osoby niedosłyszącej powinno mieć bezpieczny limit poziomu (limiter/AGC), aby nie pogłębiać ubytku. Filtr 15 kHz chroni przed sykami, ale nie zastępuje ograniczania szczytów.

Zasilanie i czas pracy – bateria 9 V ma niewielką pojemność; akumulator Li-ion z ładowarką wydłużyłby pracę kosztem nieco większej złożoności.

Jak wspomaga się słyszenie mowy – przegląd rozwiązań

Proste wzmacniacze głosu (PSAP). Mikrofon, filtr i wzmacniacz – jak w „Angelu". Tanie i dostępne od ręki, bez dopasowania do ubytku; wymagają uwagi na sprzężenie i bezpieczny poziom głośności.

Aparaty słuchowe. Cyfrowe przetwarzanie (DSP) z kompresją WDRC dopasowaną do audiogramu, redukcją szumu i tłumieniem sprzężenia. Skuteczne, lecz drogie i wymagające diagnostyki.

Aparaty OTC (od 2022). Kategoria pośrednia dla lekkiego i umiarkowanego ubytku – samodzielnie dopasowywane (np. aplikacją), z wbudowanymi ograniczeniami poziomu dla bezpieczeństwa.

Pętla indukcyjna (telecoil/hearing loop). Sygnał audio przesyłany magnetycznie do cewki T aparatu słuchowego, bez tła i pogłosu; standard IEC 60118-4, powszechny w obiektach publicznych.

Systemy bezprzewodowe (FM/Bluetooth/Auracast). Nadajnik przy źródle dźwięku i odbiornik (lub bezpośrednio aparat) – nowoczesne rozgłaszanie audio dla wielu słuchaczy naraz. Rozwiązania zestawia **tabela 2**.

Głośnik zamiast słuchawek

Domyślnie „Angelo" pracuje na słuchawki, ale w wielu sytuacjach – u osób starszych, które nie tolerują słuchawek, albo przy rozmowie „na głos" z kilkoma osobami – wygodniejszy bywa mały głośnik. Ta z pozoru drobna zmiana pociąga za sobą kilka istotnych konsekwencji, o których warto wiedzieć.

Sprzężenie akustyczne (efekt Larsena) to główne ryzyko. Mikrofon i głośnik w jednej obudowie tworzą pętlę dodatniego sprzężenia; po przekroczeniu pewnego wzmocnienia pojawia się charakterystyczny „pisk". Słuchawki izolują tor akustyczny, głośnik nie. Pomaga fizyczny odstęp i przegroda między mikrofonem a głośnikiem, mikrofon kierunkowy (kardioidalny) zwrócony od głośnika, niższe wzmocnienie oraz tłumiąca obudowa.

Ograniczenie wzmocnienia i AGC/limiter. Przy głośniku łatwo przesterować sygnał i wywołać sprzężenie. Automatyczna regulacja wzmocnienia (AGC) lub ogranicznik szczytów (limiter) utrzymują bezpieczny poziom i zmniejszają ryzyko „pisku" – to ten sam mechanizm, który stosuje się w systemach pętli indukcyjnej.

Nowocześniejszy stopień mocy: klasa D. LM386 (wzmocnienie 20, ułamek – 1 W) wystarcza do słuchawek i małego głośnika, ale do głośnika lepszy jest wzmacniacz klasy D – np. PAM8302 (2,5 W, konstrukcja bezfiltrowa) lub TPA3110 z wbudowanym ogranicznikiem mocy „SpeakerGuard". Klasa D to wyższa sprawność, mniej ciepła, dłuższa praca z baterii i wbudowane zabezpieczenia.

Dobór głośnika i impedancji. Wystarczy mały głośnik 4...8 Ω; obudowa z komorą akustyczną poprawia zrozumiałość mowy. Pasmo i tak ogranicza filtr 300 Hz...3 kHz z toru wejściowego, co dodatkowo sprzyja czytelności głosu.

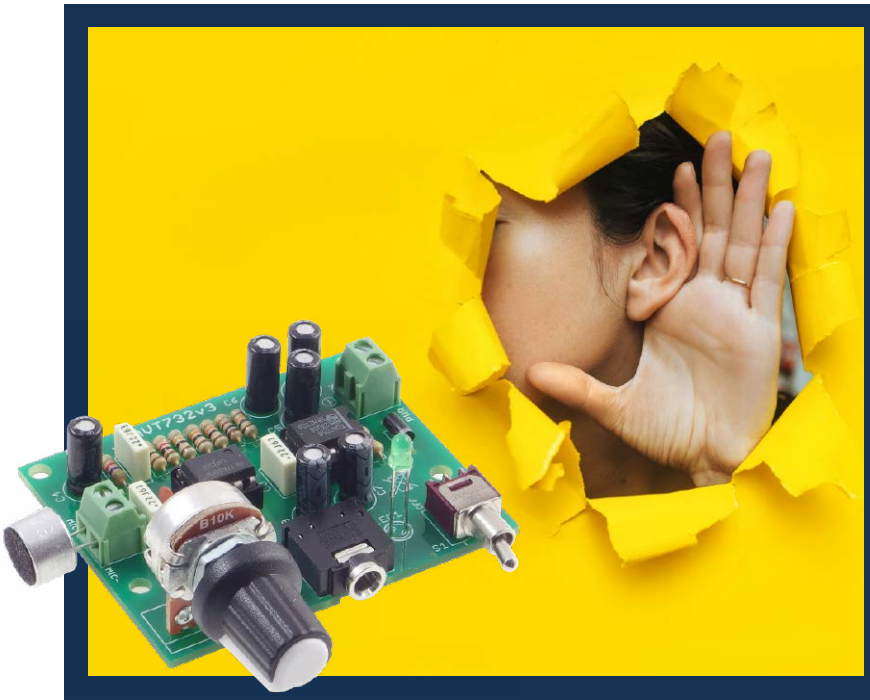
Zasilanie i czas pracy. Głośnik pobiera znacznie więcej prądu niż słuchawki, więc bateria 9 V wyczerpie się szybko. W wariancie głośnikowym rozsądniej sięgnąć po akumulator (np. Li-ion) z ładowarką.

Opcjonalny tryb „push-to-talk". Przycisk załączający wzmacniacz tylko wtedy, gdy rozmówca mówi, eliminuje sprzężenie w przerwach i dodatkowo oszczędza baterię – proste, a skuteczne uzupełnienie wariantu z głośnikiem.

Krótko: wariant z głośnikiem daje wygodę wspólnej rozmowy, ale wymaga świadomej walki ze sprzężeniem, ograniczania głośności i większej rezerwy energii.

WM

eprasa.pl 06e3d94c64



Whisper – KIT AVT732: sklep.avt.pl

Superczuły wzmacniacz mikrofonowy Whisper pozwala słuchać bardzo cichych dźwięków przez słuchawki i regulować poziom wzmocnienia

AVT732 wzmacnia sygnał z mikrofonu elektretowego i umożliwia odsłuch przez słuchawki. Układ nadaje się do doświadczeń audio, testowania czułości mikrofonu i obserwowania dźwięków, które zwykle są trudne do usłyszenia.
Tor audio składa się ze wzmacniaczy operacyjnych LM358 oraz końcowego wzmacniacza TDA7050. Potencjometr pozwala płynnie regulować wzmocnienie, a zasilanie bateryjne ułatwia pracę poza stanowiskiem laboratoryjnym. Wersja B obejmuje płytkę PCB oraz podzespoły przewidziane do zlutowania wzmacniacza mikrofonowego Whisper.

Projekty pokrewne i literatura

Projekt źródłowy
Open-Electronics – Angelo – an open source portable audio amplifier optimized for the human voice. pełny opis układu, schemat i założenia projektu (autor: Boris Landoni; pomysł: Luciano Fumagalli).
https://www.open-electronics.org/angelo-an-open-source-portable-audio-amplifier-optimized-for-the-human-voice/

Pomoc słuchowa a aparat: kontekst i normy
U.S. FDA – Hearing Aids (aparaty słuchowe a PSAP; aparaty OTC). oficjalne rozróżnienie między medycznym aparatem słuchowym a wzmacniaczem dźwięku (PSAP) oraz zasady dla aparatów OTC od 2022 r.
https://www.fda.gov/medical-devices/consumer-products/hearing-aids
WHO – Deafness and hearing loss. dane o skali zjawiska, w tym prognoza ~2,5 mld osób z ubytkiem słuchu do 2050 r.
https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/deafness-and-hearing-loss

Systemy wspomagające słyszenie
Ampetronic – Hearing loop performance standards IEC 60118-4. wprowadzenie do pętli indukcyjnych i normy wydajnościowej systemów dla użytkowników cewki T.
https://www.ampetronic.com/info-centre/learning-zone/specifying-hearing-loop-systems/performance-standards/
Wikipedia – Audio induction loop. neutralny przegląd zasady działania pętli indukcyjnej, telecoil oraz norm (IEC 60118-4, 62489-1).
https://en.wikipedia.org/wiki/Audio_induction_loop

Układ końcowy (nota katalogowa)
Texas Instruments – LM386 – Low Voltage Audio Power Amplifier. nota katalogowa układu użytego w stopniu mocy „Angelo".
https://www.ti.com/product/LM386

Otwarte platformy aparatów słuchowych (open source)
Tympan – otwarta platforma aparatu słuchowego. sprzęt i biblioteki (Teensy + Tympan Audio Library) do cyfrowego przetwarzania dźwięku w czasie rzeczywistym, m.in. kompresji dynamiki (WDRC) – pomost między prostym PSAP a prawdziwym aparatem słuchowym.
https://shop.tympan.org/ ; opis: https://www.pjrc.com/tympan-open-source-hearing-aid/
openMHA – open Master Hearing Aid (HörTech/Uniwersytet w Oldenburgu). otwartoźródłowa platforma badawcza z algorytmami aparatów słuchowych w czasie rzeczywistym (beamforming, redukcja szumu, WDRC), akredytowana przez NIH. https://www.openmha.org ; kod: https://github.com/HoerTech-gGmbH/openMHA

Bezprzewodowa transmisja audio (LE Audio/Auracast)
Bluetooth SIG – Auracast broadcast audio jako system wspomagający słyszenie. nadawanie jednego strumienia do wielu odbiorników (i aparatów) bez parowania, oparte na Bluetooth LE Audio i kodeku LC3; przyszły standard IEC 60118-17 (ok. 2027).
https://www.bluetooth.com/blog/is-auracast-broadcast-audio-the-new-standard-for-assistive-listening-systems/
Wikipedia – Auracast. neutralny przegląd technologii rozgłaszania audio LE Audio i jej zastosowań w dostępności.
https://en.wikipedia.org/wiki/Auracast

Bezpieczeństwo słuchu i urządzenia wspomagające
WHO/ITU – Safe listening devices and systems (standard H.870, „Make Listening Safe"). wymagania ograniczające ekspozycję na dźwięk – istotne przy projektowaniu wzmacniacza dla osoby niedosłyszącej (limit poziomu).
https://www.who.int/publications/i/item/9789241515276

eprasa.pl 06e3d94c64

NIDCD (NIH) – Assistive Devices for People with Hearing, Voice, Speech, or Language Disorders. rządowy przegląd urządzeń wspomagających (ALD), aparatów i PSAP oraz systemów pętli/FM.
https://www.nidcd.nih.gov/health/assistive-devices-people-hearing-voice-speech-or-language-disorders

Nowoczesne stopnie mocy (klasa D) i elementy toru
Diodes Incorporated – PAM8302A – 2,5 W bezfiltrowy wzmacniacz klasy D mono. sprawny stopień do małego głośnika (2...5,5 V), alternatywa dla LM386 w wariancie głośnikowym. https://www.diodes.com/part/view/PAM8302A
Texas Instruments – TPA3110D2 – 15 W klasy D z ogranicznikiem „SpeakerGuard". mocniejszy wariant z zabezpieczeniem i ograniczaniem mocy – przydatny, gdy potrzebny jest głośnik. https://www.ti.com/product/TPA3110D2
Texas Instruments – TL072 – wzmacniacz operacyjny z wejściami JFET. nota katalogowa układu użytego w torze wejściowym i buforze wirtualnej masy „Angelo". https://www.ti.com/product/TL072

Prace naukowe i badawcze
H. Kayser i in. – Open community platform for hearing aid algorithm research: open Master Hearing Aid (openMHA), SoftwareX 17 (2022) 100953. recenzowana publikacja opisująca otwartą platformę algorytmów aparatów słuchowych działających w czasie rzeczywistym.
https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352711021001813
arXiv – Requirements for Mass Adoption of Assistive Listening Technology by the General Public. analiza wymagań dla masowego wdrożenia systemów wspomagających słyszenie (pętle indukcyjne, RF/IR, Auracast) i porównanie ich skuteczności.
https://arxiv.org/abs/2303.02523

Pozycje krajowe (Elektronika Praktyczna/Elektronika dla Wszystkich)
Elektronika dla Wszystkich – Przedwzmacniacz mikrofonowy (TDA2320). krajowy odpowiednik toru wejściowego „Angelo"; komplet dostępny jako zestaw AVT1033. https://elportal.pl/projekty/audio-wideo/1197-przedwzmacniacz-mikrofonowy
Elektronika dla Wszystkich – Wzmacniacz mikrofonowy. oszczędny, dwustopniowy wzmacniacz do mikrofonu elektretowego zasilany baterią 9 V – bliski wariant stopnia wejściowego. https://elportal.pl/projekty/audio-wideo/1674-wzmacniacz-mikrofonowy
Elektronika dla Wszystkich – Wzmacniacz mikrofonowy SMD (AVT2392). wersja w technice SMD, jak w „Angelu"; kit zawiera elementy na dwie płytki. https://elportal.pl/projekty/audio-wideo/1677-wzmacniacz-mikrofonowy-smd
Elektronika dla Wszystkich – Prosty wzmacniacz słuchawkowy z układem TDA2822. tani stopień słuchawkowy – krajowa alternatywa dla wyjścia na LM386. https://elportal.pl/projekty/audio-wideo/772-prosty-wzmacniacz-sluchawkowy-zukladem-tda2822

Wzmacniacze audio dla słabo słyszących w ofercie kitów AVT
Projekt przykładowy nie jest zestawem AVT, ale jego bloki – mikrofonowy przedwzmacniacz i stopień na LM386 – mają w ofercie AVT bliskich krewnych. Poniżej zestawiamy najbliższe pozycje ze sklepu AVT (sklep.avt.pl).

AVT732 „Whisper" Superczuły wzmacniacz mikrofonowy z wyjściem słuchawkowym. najbliższy ideowo „Angelu": mikrofon → słuchawki, do dyskretnego wspomagania słyszenia i podsłuchu otoczenia.
AVT794 Wzmacniacz akustyczny mono z LM386. ten sam układ końcowy co w projekcie; 4...12 V, do 1000 mW/8 Ω, wzmocnienie przełączane 20×/200× (JP1).
AVT1033 Przedwzmacniacz mikrofonowy. klasyczny projekt (EP 02/95): pasmo 70 Hz...12 kHz, zniekształcenia poniżej 0,1% – odpowiednik toru wejściowego.
AVT2728 Wzmacniacz mikrofonowy mono do mikrofonu elektretowego. gotowy stopień wejściowy dla kapsuły elektretowej.
AVT1721 Miniaturowy wzmacniacz mikrofonowy mono na TL072. ten sam wzmacniacz operacyjny co w „Angelu".
Moduł PAM8403 (2×3 W, klasa D) (komponent). nowocześniejszy, sprawniejszy stopień końcowy niż LM386 – do rozbudowy o głośnik

Bibliografia

[1] B. Landoni, „Angelo – an open source portable audio amplifier optimized for the human voice", Open-Electronics.org – https://www.open-electronics.org/angelo-an-open-source-portable-audio-amplifier-optimized-for-the-human-voice/
[2] World Health Organization, „Deafness and hearing loss" – https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/deafness-and-hearing-loss
[3] U.S. Food and Drug Administration, „Hearing Aids" (aparaty słuchowe a PSAP; aparaty OTC) – https://www.fda.gov/medical-devices/consumer-products/hearing-aids
[4] NIDCD (NIH), „Assistive Devices for People with Hearing, Voice, Speech, or Language Disorders" – https://www.nidcd.nih.gov/health/assistive-devices-people-hearing-voice-speech-or-language-disorders
[5] WHO/ITU, „Safe listening devices and systems: a WHO-ITU standard (H.870)" – https://www.who.int/publications/i/item/9789241515276
[6] Ampetronic, „Hearing loop performance standards IEC 60118-4" – https://www.ampetronic.com/info-centre/learning-zone/specifying-hearing-loop-systems/performance-standards/
[7] „Audio induction loop", Wikipedia – https://en.wikipedia.org/wiki/Audio_induction_loop
[8] Bluetooth SIG, „Auracast broadcast audio for assistive listening systems" – https://www.bluetooth.com/blog/is-auracast-broadcast-audio-the-new-standard-for-assistive-listening-systems/
[9] „Auracast", Wikipedia – https://en.wikipedia.org/wiki/Auracast
[10] Tympan, „Open-source hearing aid platform" – https://shop.tympan.org/
[11] H. Kayser i in., „open Master Hearing Aid (openMHA)", HörTech – https://www.openmha.org
[12] Texas Instruments, „LM386 – Low Voltage Audio Power Amplifier" – https://www.ti.com/product/LM386
[13] Texas Instruments, „TL072 – JFET-Input Operational Amplifier" – https://www.ti.com/product/TL072
[14] Diodes Incorporated, „PAM8302A – 2.5 W Filterless Class-D Mono Audio Amplifier" – https://www.diodes.com/part/view/PAM8302A
[15] Texas Instruments, „TPA3110D2 – 15 W Filter-Free Stereo Class-D (SpeakerGuard)" – https://www.ti.com/product/TPA3110D2
[16] AVT, „Wzmacniacz akustyczny mono z LM386 – KIT AVT794" – https://sklep.avt.pl/pl/products/wzmacniacz-akustyczny-mono-z-lm386-kit-avt-794-172112.html
[17] H. Kayser i in., „Open community platform for hearing aid algorithm research: openMHA", SoftwareX 17 (2022) 100953 – https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352711021001813
[18] „Requirements for Mass Adoption of Assistive Listening Technology by the General Public", arXiv:2303.02523 – https://arxiv.org/abs/2303.02523
[19] Elektronika dla Wszystkich, „Przedwzmacniacz mikrofonowy (TDA2320)" – https://elportal.pl/projekty/audio-wideo/1197-przedwzmacniacz-mikrofonowy
[20] Elektronika dla Wszystkich, „Wzmacniacz mikrofonowy" – https://elportal.pl/projekty/audio-wideo/1674-wzmacniacz-mikrofonowy
[21] Elektronika dla Wszystkich, „Wzmacniacz mikrofonowy SMD (AVT2392)" – https://elportal.pl/projekty/audio-wideo/1677-wzmacniacz-mikrofonowy-smd
[22] Elektronika dla Wszystkich, „Prosty wzmacniacz słuchawkowy z układem TDA2822" – https://elportal.pl/projekty/audio-wideo/772-prosty-wzmacniacz-sluchawkowy-zukladem-tda2822

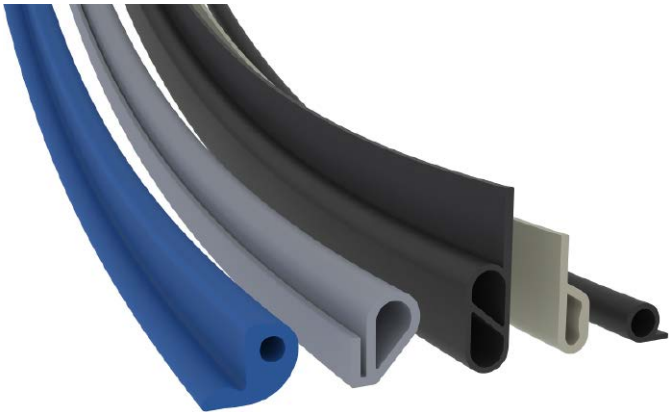
eprasa.pl 06e3d94c64

Innowacyjna alternatywa do tradycyjnych, zawierających Ag/Al materiałów do ekranowania przeciwzakłóceniowego EMI

Od dziesięcioleci przewodzące uszczelki elastomerowe zawierające srebro i aluminium (Ag/Al) zajmują wiodącą pozycję w ekranowaniu przeciwzakłóceniowym EMI, szczególnie w branży militarnej, lotnictwie i astronautyce oraz w innych sektorach o kluczowym znaczeniu. Połączenie przewodności, skuteczności ekranowania i odporności na korozję sprawiło, że materiał z Ag/Al był najczęściej stosowanym rozwiązaniem w trudnych warunkach otoczenia, w których najważniejsza jest długotrwała niezawodność. Obecnie projektanci mają jednak dostęp do lepszej alternatywy.

Zmieniające się wymagania dotyczące zastosowań, coraz bardziej ekstremalne warunki środowiskowe oraz rosnąca presja na koszty zaopatrzenia skłaniają projektantów do zwrócenia większej uwagi na materiały przewodzące stosowane w uszczelkach. Nowoczesne układy elektroniczne są gęściej upakowane i działają przy wyższych częstotliwościach. Konieczne jest też spełnienie wymogu dłuższej żywotności w trudnych warunkach zewnętrznych, co dotyczy szczególnie przemysłu morskiego. Czynniki te przyczyniają się do rosnącego zapotrzebowania na alternatywne materiały, które zapewniają większą trwałość i opłacalność bez pogorszenia parametrów ekranowania.

Z tych powodów materiał zawierający nikiel i aluminium (Ni/Al) stał się najbardziej atrakcyjną opcją, która zyskuje coraz większą popularność. Technologia z użyciem tych wypełniaczy przewodzących została pierwotnie opracowana z myślą o systemach wymagających jeszcze większej odporności na korozję niż ta, jaką zapewniają tradycyjne materiały z Ag/Al. Przewodzące uszczelki elastomerowe z Ni/Al są obecnie coraz częściej uznawane za wysokowydajne i ekonomiczne rozwiązanie w zakresie ekranowania przeciwzakłóceniowego EMI w elektronice w branży militarnej, morkiej, telekomunikacji i przemyśle.



Historia materiałów przewodzących

Przewodzące uszczelki elastomerowe odgrywają kluczową rolę w ekranowaniu przeciwzakłóceniowym EMI od czasu wynalezienia przez firmę Parker Chomerics pierwszego produktu tego typu w 1961 r. W pierwszych rozwiązaniach wykorzystywano materiały silikonowe zawierające srebro oraz kombinację srebra i miedzi, aby zapewnić ciągłość elektryczną między spoinami, złączami i interfejsami obudowy, zapobiegając wydostawaniu się energii elektromagnetycznej z wrażliwego sprzętu elektronicznego lub jej przedostawaniu się do tego sprzętu.

Nowoczesne przewodzące uszczelki elastomerowe nadal spełniają to samo podstawowe zadanie, ale materiały i poziom zaawansowania inżynierii znacząco ewoluowały. Współczesne uszczelki przewodzące stanowią połączenie spoiw silikonowych, fluorosilikonowych lub EPDM z szeroką gamą wypełniaczy przewodzących, w tym posrebrzanego aluminium, posrebrzanej miedzi, niklowanego grafitu oraz kombinacji niklu i aluminium.

W trudnych warunkach otoczenia, w których występują wilgotność, skraplanie, mgła solna i wahania temperatury, preferowanym wyborem pozostają wypełniacze kompatybilne z aluminium, takie jak Ag/Al i Ni/Al. Oba te materiały zapewniają skuteczne ekranowanie przeciwzakłóceniowe EMI, minimalizując jednocześnie interakcje galwaniczne z aluminiowymi kołnierzami

eprasa.pl 06e3d94c64

i obudowami powszechnie stosowanymi w elektronice w branżach lotniczej, morskiej i obronnej.

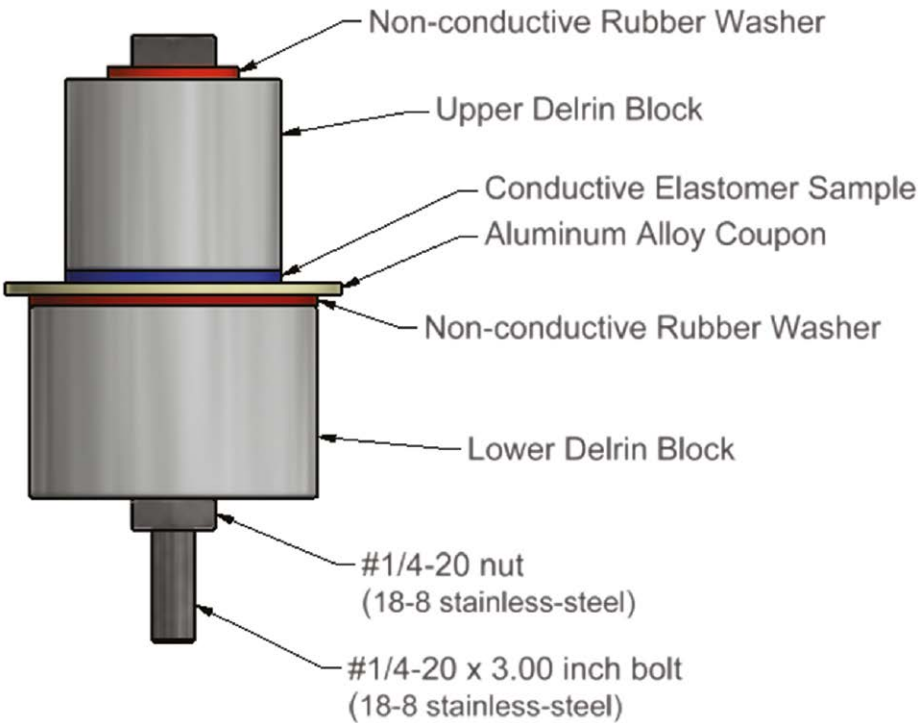
Jednak, pomimo podobnych obszarów zastosowań, parametry eksploatacyjne materiałów Ni/Al i Ag/Al różnią się pod kilkoma istotnymi względami.

Korozja

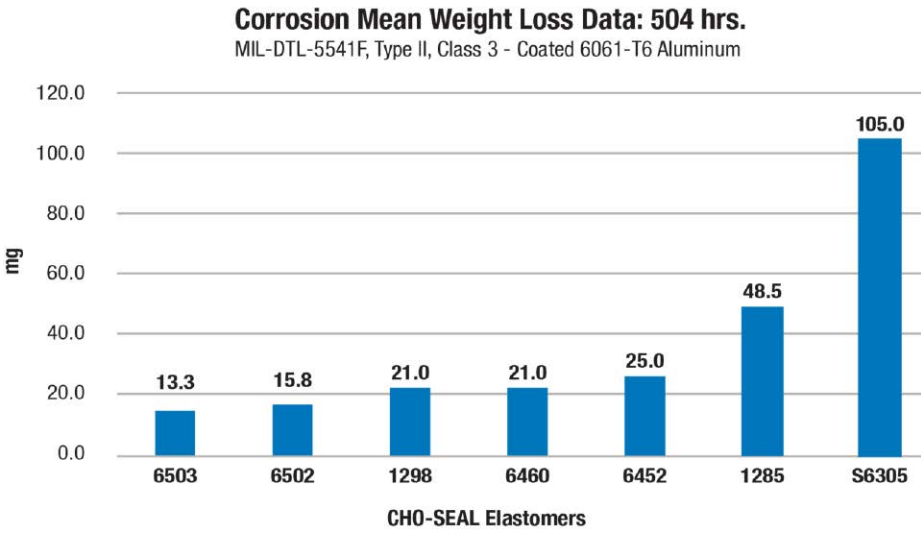
Jedną z głównych zalet elastomerów przewodzących z Ni/Al jest ich doskonała odporność na korozję galwaniczną i degradację środowiskową. Materiały z Ni/Al minimalizują te niepożądane efekty, oferując znacznie niższą aktywność galwaniczną w stosunku do podłoży aluminiowych. W porównaniu z materiałami z Ag/Al materiał z Ni/Al może zmniejszyć korozję galwaniczną o około 60%, zapewniając znacznie lepszą długoterminową stabilność w trudnych warunkach otoczenia.

Ta cecha jest szczególnie korzystna w przypadku systemów morskich, pojazdów militarnych i zewnętrznej infrastruktury komunikacyjnej, a także innych zastosowań, w których sprzęt musi działać niezawodnie przez wiele lat, wymagając jedynie minimalnej konserwacji.

Poza samą odpornością na korozję zwiększona trwałość uszczelek z Ni/Al zapewnia dłuższy okres eksploatacji i mniejsze wymagania w zakresie konserwacji, nie wspominając o obniżonych kosztach napraw w terenie. W przypadku systemów o kluczowym znaczeniu, których przestój lub awaria wiąże się z poważnymi konsekwencjami operacyjnymi, te korzyści dotyczące cyklu eksploatacji stają się bardzo istotne.



Rysunek 1. Osprzęt testowy



Wykres 1. Masa próbki korozyjnej

Błędne przekonania dotyczące przewodności elektrycznej

Pomimo wyraźnych korzyści niektórzy inżynierowie nadal podchodzą z rezerwą do stosowania materiałów z Ni/Al ze względu na powszechne błędne przekonanie dotyczące przewodności elektrycznej.

Rysunek 2. Zdjęcie próbki korozyjnej po 504 godz. od rozpylenia solanki/mgły solnej

eprasa.pl 06e3d94c64

Na pierwszy rzut oka dane wydają się przemawiać na korzyść materiałów z Ag/Al. Elastomery z Ni/Al wykazują większy objętościowy opór właściwy wynoszący około 100 mΩ·cm w porównaniu z 8 mΩ·cm w przypadku Ag/Al. Mówiąc prościej, przy zastosowaniu prądu stałego, materiał z Ni/Al ma zatem nieco mniejszą przewodność.

W przypadku zastosowań, w których główny nacisk kładzie się na uziemienie, różnica ta może pozostać istotna. W praktyce jednak elastomery przewodzące z Ni/Al zapewniają doskonałą skuteczność ekranowania przy niemalże wszystkich rzeczywistych częstotliwościach roboczych, a w niektórych zastosowaniach przewyższają właściwości Ag/Al nawet o 20 dB. Aby dowiedzieć się, jak to możliwe, należy najpierw zrozumieć, że na skuteczność ekranowania przeciwzakłóceniowego EMI mają wpływ trzy właściwości materiału, a mianowicie nie tylko przewodność, ale także przenikalność magnetyczna i przenikalność elektryczna.

Należy zastanowić się nad znaczeniem każdego z tych terminów. Przewodność określa, z jaką łatwością materiał umożliwia przepływ elektronów, natomiast przenikalność magnetyczna określa, jak skutecznie materiał utrzymuje pola magnetyczne w swoim wnętrzu. Przenikalność elektryczna odnosi się do interakcji materiału z polami elektrycznymi, a szczególnie do jego zdolności do magazynowania i uwalniania energii.

Chociaż przewodność jest oczywiście ważna, wraz ze wzrostem częstotliwości roboczych coraz bardziej istotna staje się przenikalność magnetyczna. To rozróżnienie wyjaśnia, dlaczego materiał o niższej przewodności prądu stałego może nadal zapewniać doskonałe właściwości ekranowania przy wyższych częstotliwościach.

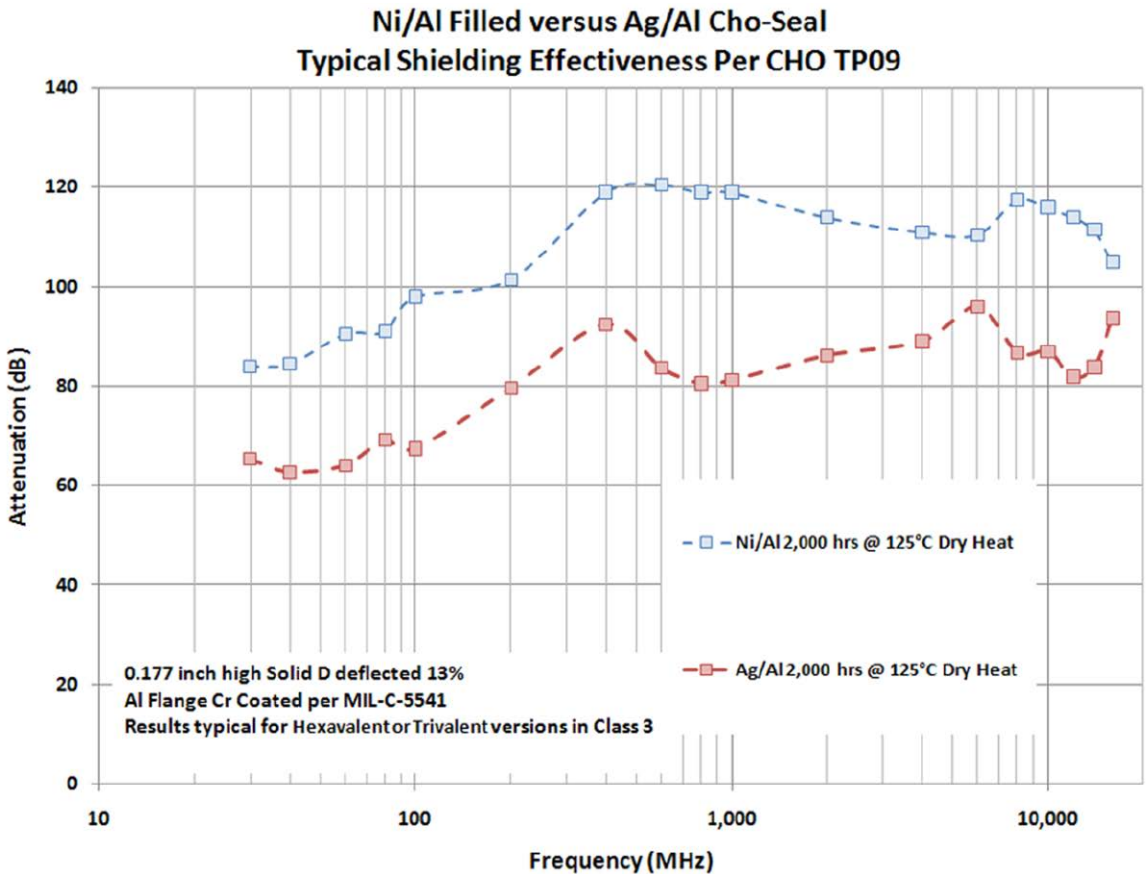
Czas na refleksję

Gdy fale elektromagnetyczne napotykają materiał ekranujący, do tłumienia przyczyniają się dwa podstawowe mechanizmy: straty związane z odbiciem i straty związane z pochłanianiem.

Straty związane z odbiciem powstają z powodu niezgodności impedancji między przychodzącą falą elektromagnetyczną a materiałem ekranowania. Tradycyjnie materiały o wysokiej przewodności doskonale sprawdzają się w tym obszarze, szczególnie przy niższych częstotliwościach.

Jednak wraz ze wzrostem częstotliwości odbicie staje się mniej dominujące, a coraz ważniejsze staje się pochłanianie. Parametry pochłaniania zależą w dużym stopniu od głębokości wnikania, czyli odległości, na jaką energia elektromagnetyczna wnika w materiał, zanim ulegnie znacznemu osłabieniu.

Głębokość wnikania zmniejsza się wraz ze wzrostem częstotliwości, na co znacząco wpływają zarówno przewodność, jak i przenikalność magnetyczna. Materiały o większej przenikalności magnetycznej generują większe straty związane z pochłanianiem, ponieważ energia elektromagnetyczna jest szybciej tłumiona w obrębie samego ekranu. Takie działanie zdecydowanie przemawia na korzyść materiałów z Ni/Al.



eprasa.pl 06e3d94c64

Dzięki wyższej przenikalności magnetycznej materiały z Ni/Al zapewniają niższą impedancję przejściową i lepsze właściwości ekranowania absorpcyjnego w zakresach roboczych o wyższych częstotliwościach. W rezultacie przewodzące elastomery z Ni/Al mogą przewyższać materiały z Ag/Al pod względem praktycznego ekranowania przeciwzakłóceniowego EMI, mimo że mają nieco niższą przewodność prądu stałego.

Wpływ na aspekty ekonomiczne

Oprócz korzyści technicznych do wzrostu zainteresowania materiałami uszczelek zawierających Ni/Al przyczynia się presja komercyjna. Ceny srebra w ostatnich latach podlegały ciągłym wahaniom w wyniku globalnych trendów inwestycyjnych i rosnącego popytu przemysłowego w sektorach takich jak fotowoltaika i produkcja elektroniki. W rezultacie elastomery przewodzące z Ag/Al mogą wiązać się z niepewnością co do kosztów w procesach produkcyjnych oraz w planowaniu zakupów.

Z kolei nikiel i aluminium to metale przemysłowe występujące w większych ilościach, charakteryzujące się stosunkowo stabilnymi strukturami cenowymi i większą dostępnością. Zmniejsza to wahania kosztów materiałów, zwiększa dokładność prognozowania i obniża ogólne ryzyko w łańcuchu dostaw.

Dla producentów OEM i producentów elektroniki, którzy zarządzają złożonymi globalnymi programami, korzyści wykraczają daleko poza prostą wycenę komponentów. Całkowity koszt posiadania związany z rozwiązaniami z Ni/Al może okazać się znacznie niższy, gdy weźmie się pod uwagę takie czynniki, jak awarie spowodowane korozją, wymagania konserwacyjne, częstotliwość wymiany uszczelek oraz ryzyko związane z gwarancją. Dłuższa żywotność i większa odporność na czynniki środowiskowe dodatkowo wzmacniają argumenty przemawiające za tym rozwiązaniem z ekonomicznego punktu widzenia.

Materiały opracowane z myślą o wymagających zastosowaniach

Aby wspomóc szerokie możliwości zastosowań na rynku, firma Parker Chomerics opracowała bogatą ofertę materiałów do ekranowania przeciwzakłóceniowego EMI, w których zastosowano proszki Ni/Al wytwarzane we własnym zakresie. Powstałe w ten sposób produkty są obecnie odpowiednie do większości typowych zastosowań związanych z ekranowaniem przeciwzakłóceniowym EMI.

Przykładowo produkt CHO-SEAL® 6502 to rozwiązanie na bazie silikonu odpowiednie do większości środowisk, natomiast w produkcie CHO-SEAL® 6503 wykorzystano fluorosilikon na potrzeby zastosowań wymagających odporności na działanie płynów węglowodorowych. Produkt CHO-SEAL® 6460 stanowi elektroprzewodzącą alternatywę na bazie EPDM do zastosowań w miejscach narażonych na działanie płynów do dekontaminacji nuklearnej, biologicznej lub chemicznej.

Oprócz konwencjonalnych uszczelek wytłaczanych i formowanych firma Parker Chomerics oferuje również technologię z wykorzystaniem Ni/Al w konfiguracjach formowanych na miejscu (ang. form-in-place, FIP) i uszczelniających. Przykładowo produkt CHO-FORM® 5560 to termoutwardzalny przewodzący materiał silikonowy do zastosowań w pozwalających zaoszczędzić miejsce uszczelkach FIP, natomiast produkty CHO-BOND® 1077 i CHO-BOND® 1018 zapewniają przewodzące uszczelnienia spoin i wypełnianie szczelin w zaawansowanych konstrukcyjnie obudowach.

Co ważne, wszystkie te materiały cechują się również odpornością na impulsy elektromagnetyczne (EMP), co umożliwia zastosowania w krytycznych obszarach obronności i infrastruktury.

Najnowsza generacja materiałów

Elastomery przewodzące Ni/Al nie są już tylko tańszą alternatywą do tradycyjnych materiałów z Ag/Al, ale coraz częściej zapewniają rzeczywistą poprawę pod względem technicznym na potrzeby nowoczesnych zastosowań w ekranowaniu przeciwzakłóceniowym EMI. Poprzez połączenie wysokiej skuteczności ekranowania, doskonałej odporności na korozję, zwiększonej wytrzymałości na czynniki środowiskowe i bardziej stabilnych warunków ekonomicznych rozwiązania z Ni/Al ściśle odpowiadają zmieniającym się wymaganiom sektorów takich jak obronność, przemysł morski, telekomunikacja i elektronika przemysłowa.

Rachid AIT EL CADI
inżynier ds. zastosowań
Parker Chomerics

Więcej informacji na temat elastomerowych uszczelek elektroprzewodzących: Electrically Conductive Elastomer Gaskets | ParkerGB: https://ph.parker.com/gb/en/series/electrically-conductive-elastomer-gaskets

Chomerics jest odziałem firmy Parker Hannifin Corporation należącym do Engineered Materials Group. To światowy lider w zakresie opracowywania i stosowania materiałów elektro- i termoprzewodzących w elektronice, transporcie oraz alternatywnych systemach energetycznych. Szczegółowe informacje można znaleźć na stronie www.parker.com/chomerics.

O firmie Parker Hannifin. Parker Hannifin jest światowym liderem w dziedzinie technologii napędów i sterowania, znajdującym się wśród 250 największych przedsiębiorstw magazynu Fortune. Od ponad wieku firma przyczynia się do przełomowych odkryć inżynieryjnych, które prowadzą do lepszego jutra. Dowiedz się więcej na stronie www.parker.com lub na profilu @parkerhannifin.

eprasa.pl 06e3d94c64

Diagnostyka układów elektronicznych

Coś nie działa... Ale co? Odpowiedź na to pytanie przynosi diagnostyka, czyli proces lokalizacji uszkodzenia w układzie elektronicznym. Bez wypracowanych metod diagnostycznych praca staje się mozolna, frustrująca i nieefektywna. Jakie pytania warto zadać sobie oraz użytkownikowi uszkodzonego sprzętu? W jakie narzędzia warto zainwestować, a jakich unikać? Dlaczego odpowiednio dobrana lampa warsztatowa potrafi zaoszczędzić wiele godzin i co z tym wszystkim ma wspólnego muzyka klasyczna? Zapraszam do lektury!

W trakcie pięcioletnich studiów na Wydziale Elektroniki i Technik Informacyjnych Politechniki Warszawskiej ani razu nie zetknąłem się z przedmiotem traktującym o diagnostyce uszkodzeń – a szkoda. Program studiów obejmuje wiele zaawansowanych zagadnień projektowych, lecz o metodycznym diagnozowaniu układów, które z różnych przyczyn nie podejmują pracy, panuje milczenie. Tymczasem nawet najbardziej doświadczony inżynier staje przed koniecznością uruchomienia i naprawy układu – choćby własnego prototypu.

Stawiam w tym miejscu wyraźną granicę między dwiema sytuacjami: brakiem działania prototypu (układu nowego, który jeszcze nigdy nie pracował) a awarią gotowego urządzenia, które wcześniej działało poprawnie, lecz uległo uszkodzeniu w trakcie eksploatacji. W praktyce zawodowej najczęściej spotykam się z wariantem pierwszym („powinno działać, a nie działa"), choć regularnie trafiają do mnie także przypadki z drugiego obszaru. Choć większość narzędzi pomiarowych pozostaje wspólna dla obu ścieżek, to sam tok wnioskowania i algorytm postępowania zasadniczo się różnią.

Niniejszy artykuł stanowi podsumowanie moich doświadczeń i procedur wypracowanych przez lata pracy na stanowisku inżyniera elektronika-projektanta, głównie w dziedzinach techniki audio, automatyki oraz systemów automotive. Poszczególne branże wykształciły specyficzne, dopasowane do swoich standardów procesy serwisowe. Proponuję zatem potraktować przedstawione wskazówki jako praktyczną inspirację i zestaw dobrych praktyk, a nie sztywną receptę do wdrożenia 1:1.

Wstępne rozpoznanie

Nieocenionym źródłem wiedzy jest rzetelnie zebrany wywiad. Osoba, która użytkowała urządzenie – a optymalnie: była obecna w chwili wystąpienia awarii – dostarcza kluczowych wskazówek wstępnych. Zestaw podstawowych pytań obejmuje:

1. Czy uszkodzenie nastąpiło nagle, czy było poprzedzone wcześniejszymi anomaliami w pracy (jeśli tak, to jakimi i w jakim odstępie czasu)?
2. Co wydarzyło się bezpośrednio w momencie awarii (nagły zanik zasilania, efekty akustyczne, specyficzna woń, artefakty graficzne na wyświetlaczu)?
3. Jak zachowywało się urządzenie po wystąpieniu usterki oraz czy moduły współpracujące wykazywały niepokojące objawy?

Pierwsze pytanie pozwala ustalić, czy usterka była wynikiem powolnej degradacji komponentów. Brak pewnego styku w taśmie połączeniowej wyświetlacza mógł początkowo objawiać się sporadycznymi pasami lub zanikiem części linii, aż do całkowitego wygaszenia ekranu. Postępujące wysychanie elektrolitu w kondensatorach filtrujących prowadzi do niestabilności szyn zasilających, co skutkuje okresowym zawieszaniem się systemu mikroprocesorowego lub jego samorzutnym resetowaniem. Z kolei poluzowana śruba dociskająca tranzystor mocy do radiatora może nie dawać żadnych wczesnych symptomów aż do chwili przekroczenia temperatury krytycznej złącza i jego termicznego zniszczenia.

Drugi punkt dostarcza zazwyczaj najcenniejszych wskazówek diagnostycznych. Charakterystyczna woń spalenizny (często wyczuwalna nawet długo po przysłaniu modułu do serwisu) wskazuje na przebicie półprzewodnika lub przeciążenie termiczne stopnia mocy. Migotanie podświetlenia matrycy lub słyszalny pisk transformatora przetwornicy impulsowej sugerują zwarcie po stronie wtórnej. Brak reakcji na przyciski bywa objawem zawieszenia pętli głównej mikrokontrolera lub fizycznego przerwania obwodu (np. w wyniku korozji po zalaniu). Często urządzenia w chwili awarii rejestrują kody błędów, które po resecie zasilania bezpowrotnie przepadają.

eprasa.pl 06e3d94c64

Trzeci punkt stanowi uzupełnienie obrazu sytuacji. Natychmiastowe odłączenie zasilania przez użytkownika w chwili zauważenia dymu lub iskrzenia minimalizuje skalę wtórnych uszkodzeń na płytce drukowanej i eliminuje ryzyko pożaru. Niestety, częstą praktyką bywają próby wielokrotnego, forsownego załączania uszkodzonego urządzenia, co prowadzi do kaskadowego niszczenia kolejnych stopni elektronicznych.

Pierwsze oględziny

Pracę z podejrzanym modułem na stanowisku warsztatowym należy rozpocząć od dokładnych oględzin organoleptycznych – wzrokowych, słuchowych oraz węchowych. Oględziny wzrokowe pozwalają zidentyfikować rozległe zniszczenia mechaniczne i termiczne. Obracanie obudowy w dłoniach umożliwia wychwycenie luźnych fragmentów elementów wewnątrz urządzenia (np. odłupanego fragmentu obudowy rozerwanego tranzystora TO-220). Zmysł węchu pozwala zlokalizować przegrzane elementy pasywne, spalone uzwojenia transformatorów czy ślady bytowania gryzoni wewnątrz urządzeń przemysłowych.

Demontaż obudowy w większości przypadków przynosi natychmiastowe odpowiedzi. Wycieki elektrolitu pod kondensatorami, zwęglone rezystory, ślady wyładowań łukowych na laminacie czy utlenione ścieżki są widoczne w ciągu pierwszych minut inspekcji. Uszkodzenia jawne wizualnie są stosunkowo proste w naprawie: wymiana spuchniętego kondensatora filtrującego w zasilaczu sieciowym pociąga za sobą weryfikację diod mostka Graetza oraz bezpiecznika sieciowego, co w prostych aplikacjach przywraca pełną sprawność urządzenia.

Niezastąpionym narzędziem na tym etapie jest lampa stanowiskowa z regulacją temperatury barwowej. Przegrzania struktur układów scalonych oraz oznaczenia laserowe na obudowach SMD są najwyraźniejsze w świetle zimnym, natomiast kod paskowy na rezystorach przewlekanych najłatwiej odczytać w barwie neutralnej. Światło zimne generuje ostre cienie ułatwiające ocenę poprawności menisków lutowniczych, podczas gdy światło ciepłe sprawdza się przy ogólnym przeglądzie laminatu. Do inspekcji miejsc zacienionych i przestrzeni pod modułami mezzanine znakomicie nadaje się metalowe lusterko stomatologiczne (**fotografia 1**), używane wyłącznie przy odłączonym zasilaniu i rozładowanych kondensatorach wysokonapięciowych. Do punktowego doświetlania trudnodostępnych stref sprawdza się miniaturowa latarka LED o barwie neutralnej 4000 K.

Fotografia 1. Lusterko stomatologiczne w metalowej oprawie do inspekcji trudno dostępnych stref montażu

Należy pamiętać, że widoczne uszkodzenie podzespołu bywa jedynie skutkiem, a nie pierwotną przyczyną awarii. Korozja ścieżek wokół mikrokontrolera wskazuje na rozszczelnienie obudowy lub pracę w środowisku kondensacji pary wodnej. W takiej sytuacji konieczna jest weryfikacja stanu izolacji uzwojeń transformatora, integralności styków w złączach ZIF/FFC oraz rezystancji przejścia przekaźników i mikroprzełączników.

Komplet spostrzeżeń z oględzin warto skrótowo zanotować na karcie serwisowej. Wstępna ocena organoleptyczna zajmuje zazwyczaj kilka minut, a chroni przed kosztownymi błędami na dalszych etapach.

Badania wstępne

Jeżeli oględziny wzrokowe nie ujawniły uszkodzeń mechanicznych ani termicznych, można przystąpić do pomiarów elektrycznych. W przypadku wykrycia spalonych elementów, zwarć lub śladów zalania, bezpośrednie włączanie zasilania sieciowego jest niedopuszczalne. Eksplodowany warystor w stopniu wejściowym zasilacza wymaga uprzedniej weryfikacji bezpiecznika, warystorów pomocniczych, dławika CMC, mostka prostowniczego, kondensatora filtrującego oraz tranzystora kluczującego przetwornicy.

Wszystkie uszkodzone komponenty należy bezwzględnie wylutować i wymienić. Zdemontowane elementy warto zabezpieczyć wraz z notatką określającą ich pozycję na PCB (designator). Ułatwia to precyzyjny dobór zamienników o odpowiednich wymiarach rastrowych i parametrach temperaturowych. W procesie identyfikacji nietypowych obudów SMD i kodów cechowania (ang. marking codes) pomocne bywają algorytmy rozpoznawania obrazu oparte na AI, które w wielu przypadkach skracają czas poszukiwań w notach aplikacyjnych do kilkudziesięciu sekund. Każdą podpowiedź należy jednak zweryfikować z dokumentacją producenta.

Po usunięciu widocznych defektów przychodzi moment na pierwsze załączenie napięcia. Procedura ta musi odbywać się w warunkach kontrolowanego ograniczenia prądowego. W przypadku urządzeń zasilanych bezpośrednio z sieci 230 V standardowym rozwiązaniem jest transformator separacyjny z włączoną szeregowo w obwód wyjściowy klasyczną żarówką włóknową o mocy 60 W/230 V (żarówki halogenowe ze względu na niską rezystancję zimnego żarnika oraz źródła LED z wbudowanymi przetwornicami

eprasa.pl 06e3d94c64

nie spełniają tej funkcji). Równolegle do oprawki żarówki montuje się łącznik bistabilny, pozwalający na jej natychmiastowe zmostkowanie po ustabilizowaniu stanu pracy.

Zachowanie żarówki stanowi bezpośredni wskaźnik stanu układu: silny, krótki rozbłysk sygnalizuje udar prądowy ładowania pojemności wejściowych oraz magnesowanie rdzenia transformatora sieciowego, po czym włókno powinno niemal całkowicie przygasnąć. Ciągłe, jasne świecenie żarówki jednoznacznie świadczy o zwarciu po stronie pierwotnej (np. przebicie tranzystora MOSFET przetwornicy lub zwarcie międzyzwojowe). Należy pamiętać, że spadek napięcia na żarówce może uniemożliwić start sterowników PWM z układem UVLO – w takiej sytuacji konieczne bywa zastosowanie żarówki o większej mocy (100 W) lub pomiar napięć pomocniczych na szynie zasilacza.

Gdy żarówka sygnalizuje poprawny stan spoczynkowy, wykonuje się pomiary napięć na głównych szynach DC. W przetwornicach stabilizowanych napięcia wyjściowe powinny osiągnąć wartości nominalne nawet przy napięciu sieciowym obniżonym o kilkanaście procent. Dopiero po potwierdzeniu prawidłowych poziomów napięć zasilających można bezpiecznie zmostkować żarówkę ograniczającą.

Podstawową zasadą przy uruchamianiu złożonych urządzeń jest procedura sekwencyjna (uruchamianie blokowe). W systemie składającym się z zasilacza, sterownika mikroprocesorowego oraz modułu mocy w pierwszej kolejności weryfikuje się autonomicznie sam zasilacz. Po potwierdzeniu stabilności jego napięć dołącza się płytę sterującą, a na końcu stopnie wykonawcze dużej mocy. W zasilaczach wymagających sygnałów zezwalających (np. linia PS-ON zwierana do masy w standardzie ATX) niezbędne stany logiczne wymusza się zewnętrznie na stole pomiarowym.

Na tym etapie podstawowym przyrządem pozostaje multimetr cyfrowy z szybkim testerem ciągłości obwodu. Ponieważ procedurze pierwszego załączenia towarzyszy podwyższony poziom skupienia, komfort pracy poprawia neutralne tło dźwiękowe. Wieloletnia praktyka laboratoryjna dowodzi, że muzyka klasyczna (w szczególności polifonia Jana Sebastiana Bacha) znakomicie sprzyja wyciszeniu emocji i koncentracji na sekwencji pomiarowej.

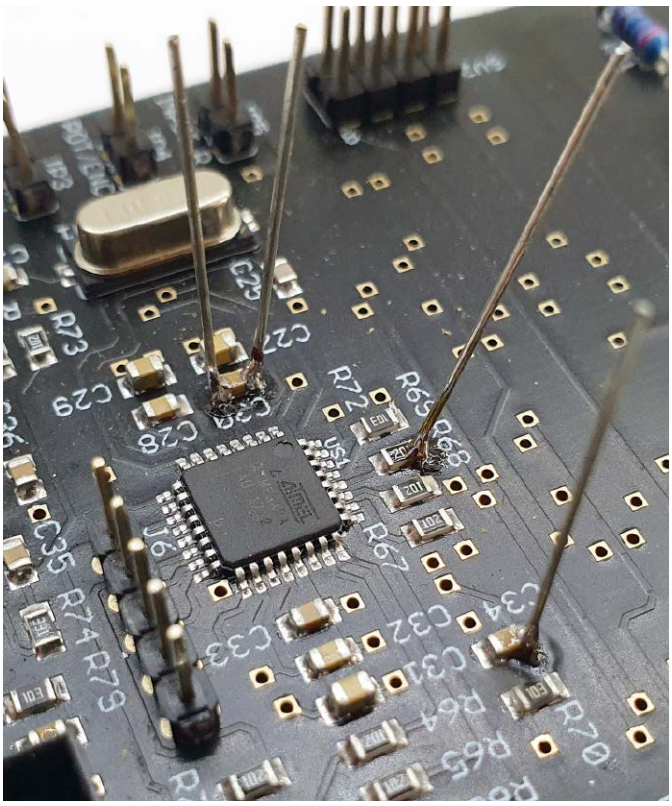
W trakcie inspekcji PCB szczególną uwagę należy zwrócić na strukturę połączeń lutowanych. Matowa, ziarnista powierzchnia lutu oraz pęknięcia pierścieniowe wokół wyprowadzeń elementów THT o dużej masie zwiastują zjawisko tzw. zimnych lutów, typowe dla urządzeń poddawanych wibracjom i cyklicznym udarom termicznym. W przypadku cienkich laminatów jednostronnych częstą usterką są mikropęknięcia ścieżek przy złączach krawędziowych – do ich lokalizacji przydaje się punktowy nacisk mechaniczny wywierany elastyczną gumką ołówka podczas ciągłego pomiaru rezystancji linii.

Metodyka zaawansowana

Najbardziej wymagającym przypadkiem diagnostycznym są układy, które nie wykazują widocznych defektów, pobierają poprawny prąd spoczynkowy, lecz nie realizują swoich funkcji logicznych. Brak przegrzewania się struktur i brak dymu oznaczają konieczność przeprowadzenia szczegółowej analizy sygnałowej od podstaw.

Podstawą jest weryfikacja poziomów napięć zasilających bezpośrednio na pinach zasilania (VCC/VDD) kluczowych układów scalonych, w oparciu o ich noty katalogowe. W układach cyfrowych standardem są linie 5 V, 3,3 V, 1,8 V czy 1,2 V. Odchyłka przekraczająca tolerancję ±5% stanowi punkt wyjścia do dalszych poszukiwań. W przypadku cyklicznego restartowania się mikrokontrolera niezbędna jest rejestracja przebiegu napięcia na szynie zasilającej za pomocą oscyloskopu cyfrowego z podstawą czasu rzędu 100...500 ms w trybie wyzwalania pojedynczego (Single Shot), co pozwala wychwycić chwilowe zapady napięcia (*brown-out*).

Wygodną metodą pomiarową w gęstym montażu SMD jest dolutowywanie w punktach testowych cienkich odcinków odciętych wyprowadzeń rezystorów THT (**fotografia 2**). Zapewniają one pewne punkty mocowania dla chwytaków sond oscyloskopowych



Fotografia 2. Punkty pomiarowe formowane z odciętych wyprowadzeń elementów THT dolutowane do pól testowych

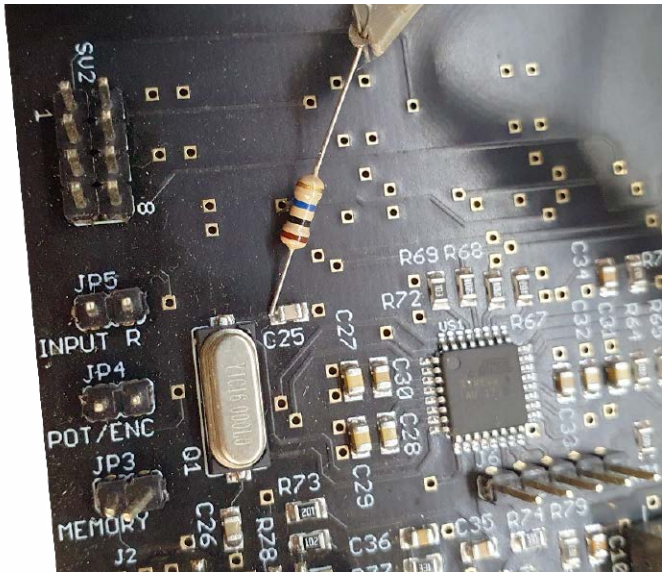
eprasa.pl 06e3d94c64

oraz zacisków krokodylkowych multimetru, zwalniając ręce inżyniera podczas manipulowania nastawami przyrządów.

Po potwierdzeniu poprawności zasilania kolejnym krokiem jest weryfikacja generatorów sygnału zegarowego. Awaria rezonatora kwarcowego zdarza się rzadziej niż upływność powierzchniowa spowodowana zanieczyszczeniem topnikiem pól lutowniczych wokół pinów XTAL mikrokontrolera. Do bezinwazyjnej obserwacji oscylacji wysokoczęstotliwościowych należy używać dedykowanej sondy oscyloskopowej o rezystancji wejściowej 10 MΩ z dodatkowym rezystorem 10 MΩ włączonym szeregowo z końcówką pomiarową (**fotografia 3**). Zminimalizowana w ten sposób pojemność wejściowa układu pomiarowego zapobiega zrywaniu drgań w generatorach Pierce'a o ultraniskim poborze mocy.

Kluczowe sygnały sterujące – takie jak Reset, PowerGood czy Chip-Enable – wymagają weryfikacji zarówno poziomów napięć, jak i zależności czasowych (sekwencji startowej). Należy sprawdzić stan rezystorów podciągających (pull-up/pull-down). Zanieczyszczenia chemiczne laminatu o charakterze przewodzącym potrafią obniżyć rezystancję węzła, uniemożliwiając osiągnięcie wymaganego progu logicznego V_{IH}. W modyfikowanych układach nadmierna długość przewodów połączeniowych wnosi pasożytniczą pojemność, która degraduje stromość zboczy sygnałów przełączających.

Diagnostyka cyfrowych magistral komunikacyjnych (UART, SPI, I^2C, RS-485) na poziomie warstwy fizycznej sprowadza się do oscyloskopowej weryfikacji poziomów logicznych, symetrii zboczy oraz integralności sygnałów (brak dzwonienia i odbić). Analizę warstwy logicznej protokołu w prostych aplikacjach z powodzeniem realizuje się przy użyciu miniaturowych analizatorów stanów logicznych USB lub konwerterów FTDI.

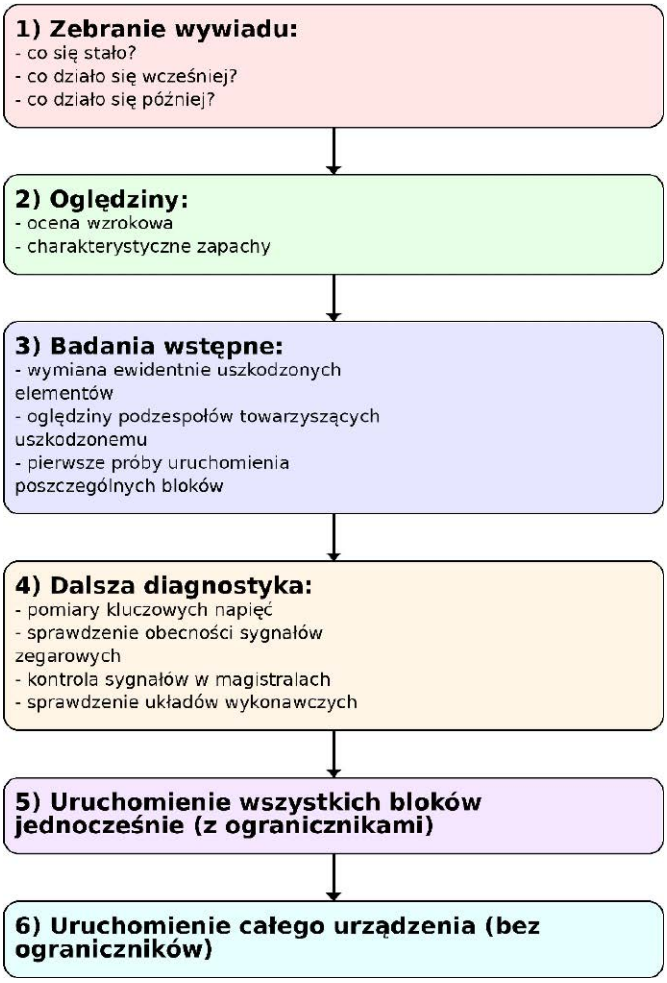


Fotografia 3. Prosty sposób na zwiększenie impedancji wejściowej sondy oscyloskopowej

W stopniach mocy (falowniki, mostki H, przetwornice DC/DC) weryfikacja po wymianie spalonych tranzystorów MOSFET/IGBT wymaga wcześniejszego sprawdzenia obwodów sterowania bramkami (układów driverów, diod bootstrap, rezystorów bramkowych i diod transil). Do bezpiecznego uruchamiania zregenerowanego stopnia mocy wykorzystuje się bezindukcyjne rezystory mocy włączone w obwód szyny DC w roli sztucznego obciążenia ograniczającego prąd zwarciowy.

Zwieńczeniem procedury naprawczej jest ponowne połączenie wszystkich bloków funkcjonalnych i uruchomienie urządzenia w warunkach znamionowych. Schemat blokowy zoptymalizowanego procesu diagnostycznego przedstawiono na **rysunku 4**.

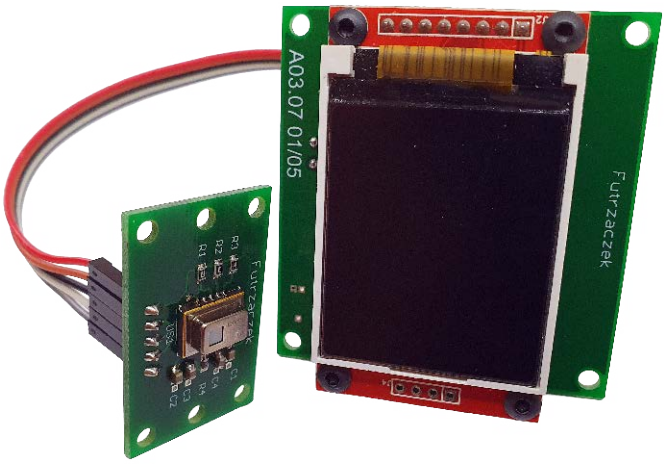
W przypadku braku prawidłowego działania mimo pozytywnej weryfikacji poszczególnych modułów, należy przeanalizować sprzężenia międzyblokowe. Przykładowo: stałe wysterowanie tranzystora w gałęzi mostka H może wynikać z uszkodzenia drivera bramkowego, którego wejście zostało zablokowane przez zwarcie na taśmie połączeniowej zewnętrznego panelu operatorskiego.



Rysunek 4. Algorytm procedury diagnostycznej urządzeń elektronicznych

eprasa.pl 06e3d94c64

Fotografia 5. Pies „diagnostyczny”



Fotografia 6. Moja prosta kamera termowizyjna

Diagnostyka prototypów

Specyficzną dziedziną jest uruchamianie nowo zaprojektowanych układów prototypowych. W odróżnieniu od sprzętu fabrycznego, prototyp może zawierać fundamentalne błędy projektowe, wady topologii PCB lub niepoprawne założenia w oprogramowaniu układowym, co wyklucza przyjęcie założenia o pierwotnej poprawności układu.

Podstawowe zasady – takie jak załączanie sekwencyjne i laboratoryjne ograniczanie prądu zasilacza – zachowują pełną ważność. Inżynier musi jednak wykazać się wzmożonym krytycyzmem wobec założeń projektowych. Typowe pułapki prototypowania obejmują:

Zastosowanie aktywnych źródeł prądowych w liniach podciągających magistrali I^2C zamiast klasycznych rezystorów pull-up, co prowadzi do niestabilności zboczy przy zmianie pojemności magistrali.

Niedotrzymanie rygorów routingu sygnałów szybkich (dopasowanie długości ścieżek magistrali równoległych wyświetlaczy TFT), generujące błędy transmisji danych.

Błędy dokumentacji producenta podzespołu – np. odwrócona polaryzacja cewki przekaźnika bistabilnego w nocie aplikacyjnej dla stanów Set i Reset.

Przekroczenie dopuszczalnego napięcia pracy impulsowej rezystorów SMD w obudowach 0805, prowadzące do ich bezgłośnego uszkodzenia struktury rezystywnej bez śladów termicznych na zewnątrz.

Niezgodność wyprowadzeń zastosowanego zamiennika pin-to-pin układu scalonego wynikająca ze zmian rewizji krzemu.

Proces weryfikacji skomplikowanego prototypu wymaga systematycznego notowania wyników i hipotez badawczych. Niezwykle skuteczną metodą przełamywania impasu myślowego jest technika „gumowej kaczuszki” (*rubber duck debugging*), zaadaptowana z inżynierii oprogramowania. Werbalizowanie założeń konstrukcyjnych i szczegółowe tłumaczenie zasady działania obwodu postronnemu słuchaczowi (w warunkach mojego laboratorium rolę tę pełni pies – **fotografia 5**) zmusza do uporządkowania toku myślenia i pozwala błyskawicznie wychwycić kardynalne przeoczenia układowe.

Wyposażenie dodatkowe stanowiska badawczego

Poza standardowym zestawem aparatury (multimetr TRMS, oscyloskop cyfrowy, stacja lutownicza, mikroskop stereoskopowy) w nowoczesnym laboratorium diagnostycznym kluczową rolę odgrywają przyrządy pomocnicze.

Niezastąpionym narzędziem lokalizacji anomalii układowych jest kamera termowizyjna. Wykrycie punktowego wzrostu temperatury struktury uszkodzonego kondensatora odsprzęgającego MLCC w obudowie 0402 lub asymetrii temperaturowej w wielofazowym stopniu zasilania za pomocą termopary bywa niemożliwe. W diagnostyce laboratoryjnej doskonale sprawdza się moduł termowizyjny z przetwornikiem umieszczonym na elastycznym wysięgniku (**fotografia 6**, zestaw kit AVT5760), który pozwala na bezproblemową inspekcję komponentów pod różnymi kątami.

Fotografia 7. Transformator separacyjny 230 V do bezpiecznych pomiarów układów sieciowych

eprasa.pl 06e3d94c64

Fotografia 8. Regulowany autotransformator laboratoryjny (wariak)

W pracy z urządzeniami zasilanymi z sieci elektroenergetycznej podstawę bezpieczeństwa stanowi stanowiskowy transformator separacyjny (**fotografia 7**), eliminujący ryzyko porażenia prądem przy doziemieniu punktu pomiarowego. Do badania odporności prototypów na wahania parametrów sieci oraz weryfikacji sprzętu projektowanego na rynek amerykański (115 V) służy laboratoryjny autotransformator regulowany – wariak (**fotografia 8**).

Stanowisko pomiarowe powinno być wyposażone w zestaw laboratoryjnych zasilaczy prądu stałego (**fotografia 9**).

Fotografia 9. Różne zasilacze laboratoryjne napięcia stałego

W pomiarach precyzyjnych torów analogowych niezbędne są zasilacze liniowe o niskim poziomie szumów i tętnień resztkowych (warto wybierać konstrukcje z termostatycznym, progowym załączaniem wentylatorów chłodzących, co podnosi komfort pracy). Do testów stopni mocy zasilanych napięciem 24 V lub 48 V wykorzystuje się zasilacze impulsowe dużej mocy.

Do prób obciążeniowych stopni wyjściowych służą baterie rezystorów drutowych dużej mocy (o rezystancjach rzędu 10 Ω, **fotografia 10**) oraz zestaw żarówek technicznych. Rezystory zapewniają w pełni liniową charakterystykę obciążenia, natomiast żarówki stanowią optyczny wskaźnik przepływu prądu o nieliniowej rezystancji dynamicznej.

Podsumowanie

Skuteczna diagnostyka układów elektronicznych opiera się na ugruntowanej wiedzy inżynierskiej, doświadczeniu laboratoryjnym oraz rygorystycznym stosowaniu reguł wnioskowania przyczynowo-skutkowego. Należy pamiętać o ograniczonej wiarygodności danych wstępnych – relacje użytkowników bywają nieprecyzyjne, oznaczenia na płytkach mylące, a noty katalogowe mogą zawierać błędy drukarskie.

Łączenie klasycznych procedur pomiarowych z technikami termowizyjnymi, testami żarówkowymi oraz usystematyzowanym wywiadem serwisowym pozwala na szybkie i bezawaryjne lokalizowanie nawet najbardziej złożonych uszkodzeń w sprzęcie seryjnym oraz układach prototypowych.

Michał Kurzela

Fotografia 10. Rezystory i żarówki do ograniczania prądu

eprasa.pl 06e3d94c64

Przełączniki PCIe 6.0 w technologii 3 nm ograniczają pobór mocy w centrach danych

Rosnące ilości danych przetwarzanych w centrach danych, zwłaszcza na potrzeby sztucznej inteligencji, wymagają coraz szybszych łączy, a jednocześnie coraz bardziej liczy się pobór mocy. Firma Microchip Technology przedstawia przełączniki PCIe 6.0 z rodziny Switchtec PFX/PSX, wytwarzane w procesie 3 nm, które obsługują do 160 linii transmisyjnych.

Centra danych powstają coraz szybciej, ponieważ ilość generowanych danych stale rośnie, a dane te trzeba przechowywać i przesyłać. Do źródeł rosnącego zapotrzebowania na dostęp do danych należą m.in. sztuczna inteligencja (AI – *Artificial Intelligence*) i uczenie maszynowe (ML – *Machine Learning*). Przesyłanie dużych ilości danych do przetwarzania w klastrach obliczeniowych dużej wydajności (HPC – *High-Performance Computing*) wymaga znacznych zasobów obliczeniowych oraz szybkich, szerokopasmowych, przełączanych ścieżek sygnałowych, które pozwalają sprawnie współdzielić dane. Setki i tysiące serwerów, procesorów graficznych (GPU – *Graphics Processing Unit*), układów SoC (*System on Chip*), układów FPGA (*Field-Programmable Gate Array*) i procesorów centralnych (CPU – *Central Processing Unit*) pracujących w typowym centrum danych pobierają ogromne ilości energii elektrycznej, a zapotrzebowanie na moc będzie rosło wraz z rozbudową centrów danych i zwiększaniem ich pojemności. Centra danych stanowią fundament współczesnej „chmury" obliczeniowej, w której przechowuje się dane, i zapewniają łatwy dostęp do narzędzi AI i ML użytkownikom z wielu branż.

Szybkie przełączanie pozwala niezawodnie kierować dane przez wiele równoległych linii transmisyjnych w centrum danych. Linia (ang. *lane*) to dwie pary różnicowe – nadawcza i odbiorcza – tworzące najmniejszy dwukierunkowy tor transmisji. Do kierowania danych używa się przełączników zgodnych z różnymi standardami; jednym z nich jest PCI Express (PCIe – *Peripheral Component Interconnect Express*), który jako szeroko przyjęty standard przemysłowy ułatwia instalację i łączenie urządzeń. Złącza PCIe są powszechnie stosowane wewnątrz komputerów i serwerów do łączenia szybkich podzespołów. Standard doczekał się już szóstej generacji – PCIe 6.0 (PCIe Gen 6) – która w porównaniu z poprzednią generacją, PCIe 5.0, zapewnia dwukrotnie większą przepływność łącza. Ponieważ rozbudowa centrów danych oznacza coraz większy pobór mocy, istotne jest, że PCIe 6.0 przesyła więcej danych niż pięć poprzednich wersji standardu, a jednocześnie pozwala oszczędzać energię. Przykładem są najnowsze przełączniki PCIe 6.0 typu fanout firmy Microchip Technology (www.microchip.com), które obsługują do 160 linii dwukierunkowej transmisji danych. Wysoką wydajność tych przełączników uzyskano dzięki wytwarzaniu ich w krzemowym procesie technologicznym 3 nm, który zapewnia dużą gęstość upakowania układów i dobrą sprawność energetyczną – cechy niezbędne w podzespołach, które mają obsłużyć rosnące ilości danych we współczesnych centrach danych.

Złącza PCIe są szeroko stosowane w komputerach osobistych, serwerach, systemach automatyki przemysłowej i sprzęcie rozrywkowym. Są to złącza krawędziowe (ang. *edge-board*) – karta rozszerzeń wsuwa się do nich krawędzią płytki drukowanej, na której wykonano pola kontaktowe. Złącza charakteryzują parametry mechaniczne, np. raster styków, oraz parametry elektryczne, w tym szybkość transmisji wyrażana w miliardach transferów na sekundę (GT/s – *gigatransfers per second*). Szybkość wyrażona w GT/s oznacza surową przepływność pojedynczej linii w gigabitach na sekundę, przed odjęciem narzutu związanego z kodowaniem i zabezpieczaniem danych. Z każdą generacją standardu szybkość transmisji rosła: PCIe 1.0 – 2,5 GT/s, PCIe 2.0 – 5 GT/s, PCIe 3.0 – 8 GT/s, PCIe 4.0 – 16 GT/s, PCIe 5.0 – 32 GT/s, a obecna generacja, PCIe 6.0 – 64 GT/s.

Przesyłanie danych wewnątrz centrów danych i między nimi wymaga odpowiedniego zasilania oraz oprogramowania i sprzętu, które wykonują transfery szybko i sprawnie. Ponieważ centra danych pobierają duże moce, a pobrana energia elektryczna zamienia się w ciepło, w wielu

eprasa.pl 06e3d94c64

serwerach stosuje się chłodzenie cieczą. Niektóre centra danych odzyskują nadmiar ciepła i sprzedają je okolicznym społecznościom.

Szybkie przełączniki PCIe, będące kluczowymi elementami chmury i jej ścieżek przesyłu danych, opracowano m.in. po to, by ustandaryzować konfiguracje – np. przełączniki typu fanout – i ułatwić ich instalację w wielu zastosowaniach. Każda kolejna generacja PCIe podnosi wymagania dotyczące wydajności i funkcji, aby sprostać coraz trudniejszym zadaniom, przed którymi stają coraz większe i szybsze centra danych, obsługujące rosnące ilości danych.

Standard PCIe 5.0, opublikowany w 2019 roku, wyznaczył wysoki poziom wydajności i dobre wytyczne sprawnego przesyłania dużych ilości danych. Jednak wobec szybko rosnącego zapotrzebowania na dane w zastosowaniach AI i ML standard PCIe 6.0 był nieuniknionym kolejnym krokiem w definiowaniu rozwiązań do szybkiej transmisji dużych ilości danych. Szybkość transmisji w PCIe 6.0 wynosi 64 GT/s na linię, czyli dwa razy więcej niż w PCIe 5.0. Odpowiada to przepływności ok. 8 GB/s na linię w każdym kierunku. Łącze 16-liniowe (×16) przesyła więc ok. 128 GB/s w jednym kierunku, czyli ok. 256 GB/s łącznie w obu kierunkach – dwa razy więcej niż łącze PCIe 5.0 o tej samej liczbie linii.

PCIe 5.0 wykorzystuje kodowanie NRZ (*Non-Return-to-Zero*), w którym sygnał przyjmuje jeden z dwóch poziomów, a każdy symbol niesie 1 bit. Standard ten nie ma korekcji błędów w przód – błędy wykryte za pomocą sumy kontrolnej usuwa się przez ponowne przesłanie pakietu. PCIe 6.0 wykorzystuje czteropoziomową modulację amplitudy impulsów PAM4 (*4-level Pulse Amplitude Modulation*), w której każdy symbol niesie 2 bity; dzięki temu szybkość 64 GT/s uzyskuje się przy szybkości modulacji 32 Gbd, takiej samej jak w PCIe 5.0. Przy sygnale czteropoziomowym odstępy między sąsiednimi poziomami są trzykrotnie mniejsze niż przy dwupoziomowym o tej samej amplitudzie, co zwiększa elementową stopę błędów BER (*Bit Error Rate*). Dlatego w PCIe 6.0 wprowadzono korekcję błędów w przód FEC (*Forward Error Correction*) oraz silniejszą cykliczną kontrolę nadmiarową CRC (*Cyclic Redundancy Check*). PCIe 6.0 jest wstecznie zgodny ze wszystkimi wcześniejszymi generacjami, a PCIe 5.0 – z generacjami 1.0, 2.0, 3.0 i 4.0.

Przełączniki fanout PCIe 6.0

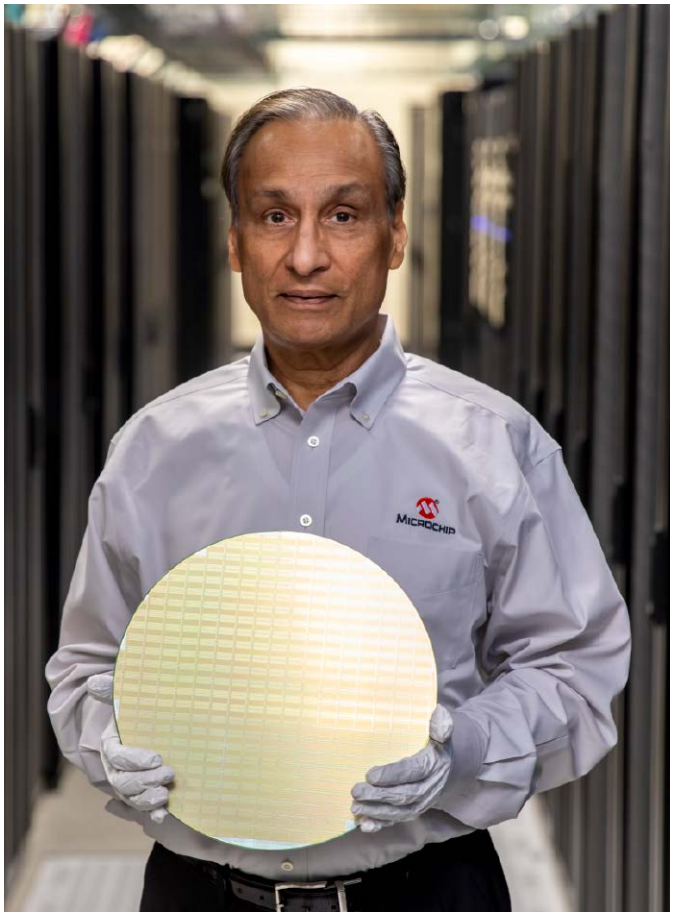
Przełączniki PCIe 6.0 typu fanout zapewniają wydajność i funkcje określone w specyfikacji szóstej generacji PCIe. Działanie typu fanout polega na rozdzieleniu jednego szybkiego portu o dużej przepływności na wiele połączeń wyjściowych o mniejszej przepływności. Na przykład serwer może użyć przełącznika fanout, aby podzielić łącze nadrzędne (ang. *uplink*) 100 Gb/s na cztery łącza 25 Gb/s albo osiem łączy 12,5 Gb/s. Przełączniki z funkcją bifurkacji portów dzielą szeroki port na węższe łącza o określonej szerokości, np. ×4, ×8 lub ×16, gdzie liczba oznacza liczbę linii w łączu. Przełączniki fanout ze złączami PCIe przesyłają dane określoną liczbą linii, które stanowią ścieżki sygnałowe między kontrolerem a dołączonymi urządzeniami. Im więcej linii ma przełącznik, tym więcej danych może obsłużyć.

Najnowsze przełączniki PCIe 6.0, np. przełączniki fanout Switchtec™ PCIe 6.0 firmy Microchip, muszą mieć jak największą gęstość upakowania, aby w niewielkiej obudowie obsłużyć dużą liczbę linii. Tak małe wymiary struktur, jakich wymagają przełączniki PCIe 6.0, zapewnia wytwarzanie płytek krzemowych w procesie 3 nm. Przełączniki PCIe 6.0 wykonane w procesie 3 nm mają o 15...20% większą sprawność energetyczną niż przełączniki poprzedniej generacji, PCIe 5.0. Przełączniki PCIe 6.0 wytwarzane w procesie 3 nm, wraz z doświadczeniem, które pozwoliło je opracować, przyspieszają przesyłanie danych w centrach danych, a jednocześnie pomagają zmniejszyć pobór mocy i koszty eksploatacji w obliczu rosnących wymagań związanych z przetwarzaniem danych na potrzeby AI i ML. Złącza PCIe 6.0 przełączników fanout są wstecznie zgodne z wcześniejszymi generacjami i mają takie same wymiary oraz rozmieszczenie wyprowadzeń jak złącza wcześniejszych generacji.

Przełączniki PCIe 6.0 typu fanout z rodzin Switchtec PFX i PSX obsługują do 160 linii, 20 portów i 10 stosów w jednym układzie (**rysunek 1**). Stos (ang. *stack*) to grupa 16 linii, którą można podzielić na porty – przy 160 liniach daje to 10 stosów. Przełączniki te są skalowalnymi, energooszczędnymi rozwiązaniami do przesyłania danych w infrastrukturze, w której pobór mocy ma duże znaczenie, np. w centrach danych przeznaczonych do zadań AI i w centrach danych przedsiębiorstw. Przełączniki dzielą porty na łącza x8 i x16, co pozwala stosować je w wielu aplikacjach. Zaprojektowano je tak, by utrzymywały

Rysunek 1. Przełączniki PCIe 6.0 typu fanout Switchtec PFX/PSX firmy Microchip obsługują do 160 linii, 20 portów i 10 stosów w jednym układzie

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 2. Prezes firmy Microchip Steve Sanghi z płytką krzemową wykonaną w procesie 3 nm. W tym procesie wytwarza się przełączniki PCIe 6.0 typu fanout, co zapewnia dużą gęstość upakowania i dobrą sprawność energetyczną

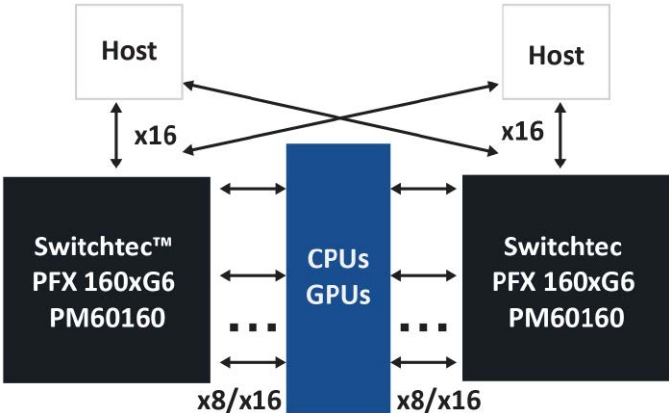
wysoką integralność sygnałów. Pobór mocy ogranicza sterowany programowo mechanizm ASPM (*Active State Power Management* – zarządzanie zasilaniem łącza w stanie aktywnym), który przełącza chwilowo nieużywane łącza w stany niskiego poboru mocy. Mechanizm AER (*Advanced Error Reporting* – zaawansowane raportowanie błędów), dostępny na wszystkich portach, pomaga ograniczać skutki błędów transmisji. Przełączniki mają wbudowane mikroprocesory o architekturze MIPS, które wspomagają konfigurację, i obsługują różne interfejsy wejścia/wyjścia (I/O – *Input/Output*).

Proces krzemowy 3 nm, w którym wytwarza się przełączniki Switchtec, jest przykładem trendu zwiększania gęstości upakowania układów półprzewodnikowych: tranzystory umieszcza się coraz bliżej siebie, aby w mniejszym układzie zmieścić więcej funkcji przy mniejszym poborze mocy. Oznaczenie „3 nm" nie odpowiada rzeczywistej długości kanału ani żadnemu innemu wymiarowi przyrządu półprzewodnikowego – jest nazwą węzła technologicznego, odróżniającą ten proces od wcześniejszych, np. 5 nm, o większych wymiarach i odstępach elementów. W porównaniu z procesem 5 nm proces 3 nm pozwala wykonać tranzystory o krótszych bramkach i gęściej upakowane układy scalone. Umożliwia to zmniejszenie powierzchni struktury (ang. *die shrink*), czyli uzyskanie układów scalonych o większej gęstości upakowania, a jednocześnie zmniejszenie poboru mocy wytworzonego układu (**rysunek 2**).

Przełączniki Switchtec

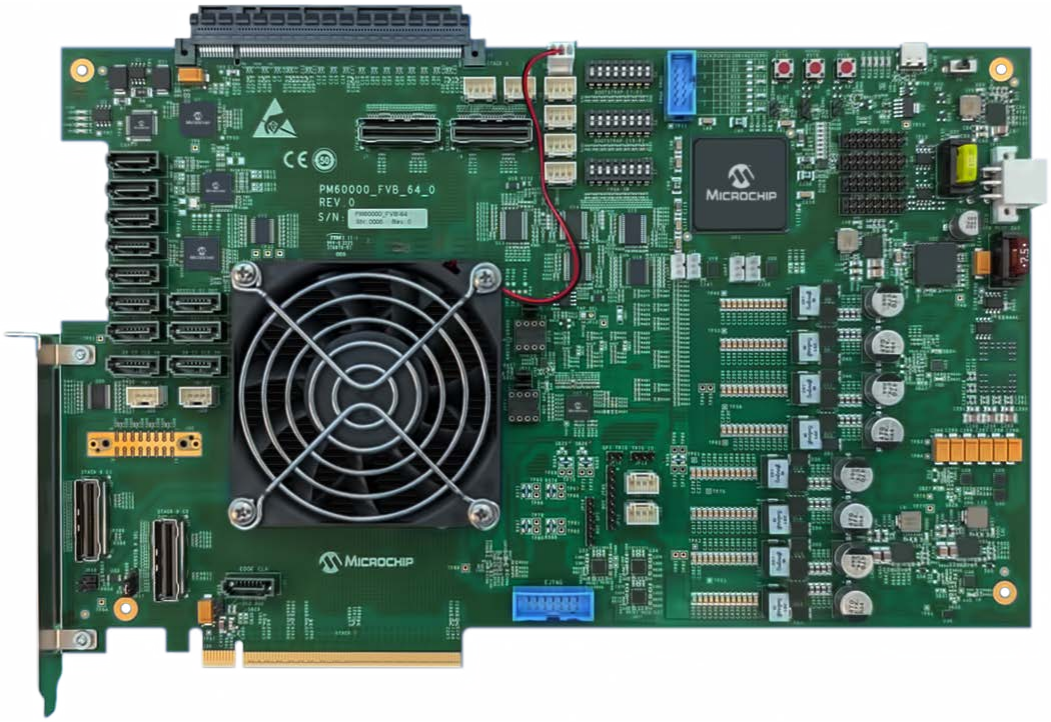
W rodzinie przełączników Switchtec PFX/PSX Gen 6 PCIe typu fanout model PM60160A obsługuje do 160 linii, a model PM60144A – do 144 linii. Układ 160-liniowy, przeznaczony m.in. do akceleratorów AI w urządzeniach centrów danych, obsługuje 20 portów i 10 stosów, a układ 144-liniowy – 18 portów i 9 stosów. Każdy port obsługuje podłączanie urządzeń na gorąco (ang. *hot-plug*) oraz ich podłączanie i odłączanie bez wcześniejszego powiadomienia systemu (ang. *surprise plug*). Przełączniki (**rysunek 3**) mają rozbudowane zabezpieczenia, w tym sprzętowy korzeń zaufania (ang. *hardware root of trust*) – niemodyfikowalny element sprzętowy, od którego zaczyna się weryfikacja kolejnych etapów oprogramowania – oraz bezpieczny rozruch (ang. *secure boot*) z kryptografią odporną na ataki z użyciem komputerów kwantowych, zgodną z zestawem algorytmów CNSA 2.0 (*Commercial National Security Algorithm Suite*).

Przełączniki współpracują z kablami pasywnymi, zarządzanymi (ang. *managed*) i optycznymi, a ich wyprowadzenia GPIO (*General-Purpose Input/Output*) można skonfigurować pod kątem wielu standardów kabli i złączy. W większych topologiach przełączniki można łączyć za pomocą logicznych połączeń z mostkowaniem nieprzezroczystym NTB (*Non-Transparent Bridging*). Modele PM60160A i PM60144A pracują z elastyczną architekturą taktowania – wejściowe i wyjściowe zegary odniesienia zależą od konfiguracji stosu PCIe. Każdy stos może korzystać z maksymalnie czterech zegarów wejściowych. Microchip ma ponadto w ofercie szeroką gamę układów zegarowych i synchronizacji do każdego zastosowania PCIe.



Rysunek 3. Przełączniki PCIe 6.0 typu fanout Switchtec PFX/PSX dzielą porty na łącza ×8 i ×16. Przykład pokazuje, jak w typowym zastosowaniu w centrum danych przełączniki łączą wiele procesorów CPU i GPU przez łącza ×16

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 4. Zestaw ewaluacyjny PM61160-KIT Switchtec Gen 6 PCIe Evaluation Kit pozwala konstruktorom sprawdzić przełączniki fanout Switchtec PCIe 6.0 w wielu zastosowaniach

Mostkowanie nieprzezroczyste NTB upraszcza połączenia w systemach z wieloma hostami: każdy host zachowuje własną przestrzeń adresową, a most tłumaczy adresy między domenami. Przełączniki obsługują wprowadzony w standardzie PCIe 6.0 tryb FLIT (*Flow Control Unit*), w którym dane przesyła się w pakietach o stałej długości 256 bajtów, zabezpieczonych korekcją FEC. Zapewniają też proste, bezpośrednie połączenia między procesorami GPU w szafie serwerowej, co pomaga zmniejszyć opóźnienia w sieci. Do ograniczania skutków błędów służy mechanizm AER, dostępny na wszystkich portach, oraz mechanizm DPC (*Downstream Port Containment*), dostępny na wszystkich portach podrzędnych, który po wykryciu poważnego błędu odcina dany port, aby błąd nie rozprzestrzenił się w systemie. Ponadto funkcja CTS (*Completion Timeout Synthesis*) zapobiega przejściu hosta nadrzędnego w stan błędu, gdy transakcja wymagająca odpowiedzi (ang. *non-posted*) nie zostanie zakończona – przełącznik sam generuje wtedy odpowiedź w imieniu urządzenia.

Rodzinę przełączników Switchtec Gen 6 PCIe wspierają narzędzia diagnostyczne ChipLink® firmy Microchip, które przez intuicyjny graficzny interfejs użytkownika (GUI – *Graphical User Interface*) umożliwiają debugowanie, diagnostykę, konfigurację i analizę. Narzędzia ChipLink prowadzą analizę przez samo łącze PCIe (ang. *in-band*) lub przez interfejsy pomocnicze (ang. *sideband*), takie jak UART (*Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*), TWI (*Two-Wire Interface* – odpowiednik magistrali I^2C) i EJTAG (*Enhanced JTAG* – rozszerzony interfejs testowo-uruchomieniowy JTAG, *Joint Test Action Group*). Ułatwia to monitorowanie i wykrywanie usterek podczas projektowania i uruchamiania produktów z tymi przełącznikami, w tym akceleratorów AI i innych urządzeń centrów danych. Przełączniki można też ocenić za pomocą zestawu ewaluacyjnego PM61160-KIT Switchtec Gen 6 PCIe Evaluation Kit (**rysunek 4**). Zestaw ten rozwija koncepcję zestawów dostępnych dla wcześniejszych rodzin przełączników PCIe i obsługuje wiele interfejsów, co ułatwia pracę z nim.

Przełączniki PCIe 6.0 są niezbędnymi elementami współczesnych centrów danych, zwłaszcza tam, gdzie trzeba przesyłać duże ilości danych z bardzo dużą szybkością. Gdy liczy się także sprawność energetyczna, pozwalająca ograniczyć pobór mocy w dużych centrach danych, połączenie zaawansowanych funkcji przełączników Switchtec PFX/PSX PCIe 6.0 typu fanout z elastycznością w obsłudze wielu interfejsów czyni je oczywistym wyborem do przesyłania dużych ilości danych w centrach danych nowej generacji.

Tam Do, Microchip Technology

O autorze. **Tam Do** jest specjalistą ds. marketingu technicznego produktów (*Technical Engineer Product Marketing*) w dziale rozwiązań dla centrów danych (*Data Center Solutions*) firmy Microchip. Ma ponad 30 lat doświadczenia w branży półprzewodników i systemów elektronicznych jako lider zespołów marketingu technicznego i inżynierii aplikacyjnej. Zajmował się zarządzaniem cyklem życia produktów, współpracą z klientami na całym świecie i rozwojem sprzedaży w obszarach wideo, elektroniki użytkowej i urządzeń mobilnych, internetu rzeczy (IoT – *Internet of Things*) i centrów danych. Ukończył elektrotechnikę (*Bachelor of Science in Electrical Engineering*) na University of Nevada w Reno oraz studia MBA na University of Phoenix. Biegle posługuje się językiem chińskim.

eprasa.pl 06e3d94c64

AVT sklep

W ofercie AVT*
AVT6103

Najważniejsze parametry:
- naprzemienne przełączanie styków przekaźnika bistabilnego w zadanych interwałach czasowych w pozycje SET i RESET,
- rozpoczęcie pracy zawsze od pozycji RESET,
- możliwość ustawienia jednostek czasu (sekundy, minuty, godziny lub dni) niezależnie dla obu pozycji,
- możliwość ustawienia wartości mnożnej z przedziału 1...63 niezależnie dla obu pozycji,
- sygnalizacja zmiany stanu przekaźnika mignięciem odpowiedniej diody LED,
- dwa wyjścia przełączne o obciążalności 1 A / 30 V DC każde,
- pobór prądu około 13 µA przy napięciu zasilania 3,3 V,
- zasilanie napięciem stałym 3...5 V z zewnętrznego źródła lub wbudowanego gniazda baterii CR2032,
- ponad rok pracy na jednej standardowej baterii litowej CR2032 o pojemności 200 mAh.

Projekty pokrewne na stronie www.ep.com.pl
(aktywne linki do artykułów):
- „Bomba" wielofunkcyjna
- Kompaktowy licznik czasu pracy z detekcją przepływu prądu
- Zegar odliczający
- Przekaźnikowy wyłącznik czasowy
- Wyłącznik zasilania z opóźnieniem
- Układ czasowy z niezależną regulacją ON i OFF
- Dozownik detergentu, czyli czas na elektronizację WC
- Układ cyklicznego restartu
- sCounter
- Prosty miernik refleksu
- Sterownik naświetlarki UV
- Zaawansowany licznik czasu pracy maszyny

* **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.

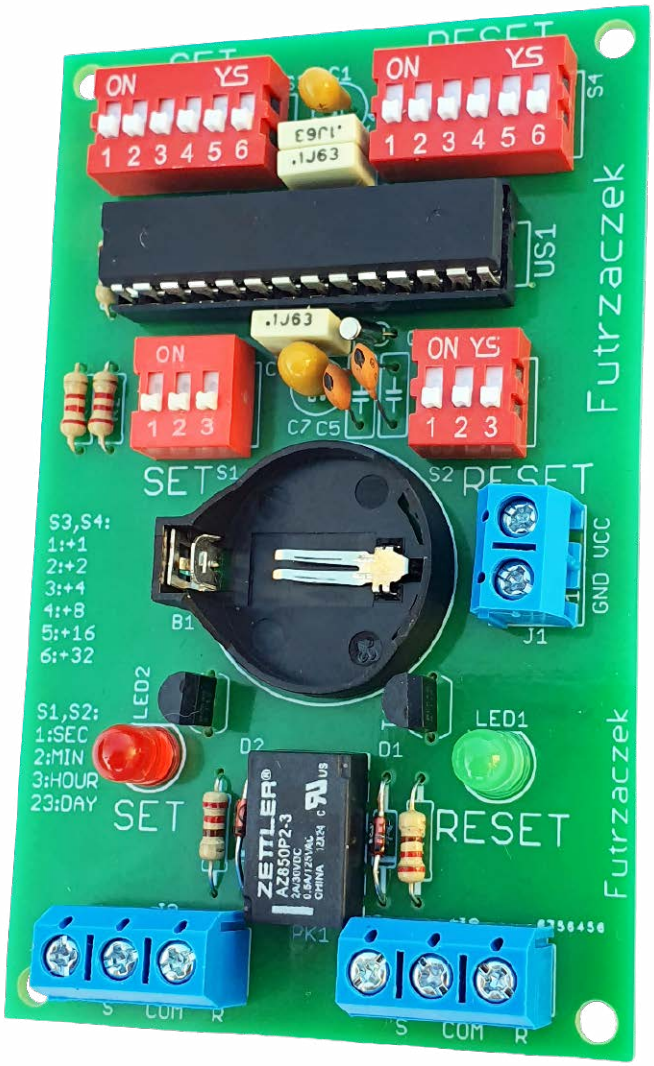
Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- **wersja [A+]** – płytka drukowana **[A]** + zaprogramowany układ **[UK]** i dokumentacja,
- **wersja [UK]** – zaprogramowany układ.

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**

Energooszczędny układ czasowy

Niski pobór energii jest obecnie kluczowym parametrem wielu aplikacji, zwłaszcza takich, które nie wymagają stałej interakcji z użytkownikiem. Przykładem takiego zadania jest cykliczne przełączanie przekaźnika w ściśle zadanych interwałach. Prezentowany układ stanowi rozwiązanie proste w obsłudze oraz wyjątkowo efektywne energetycznie.



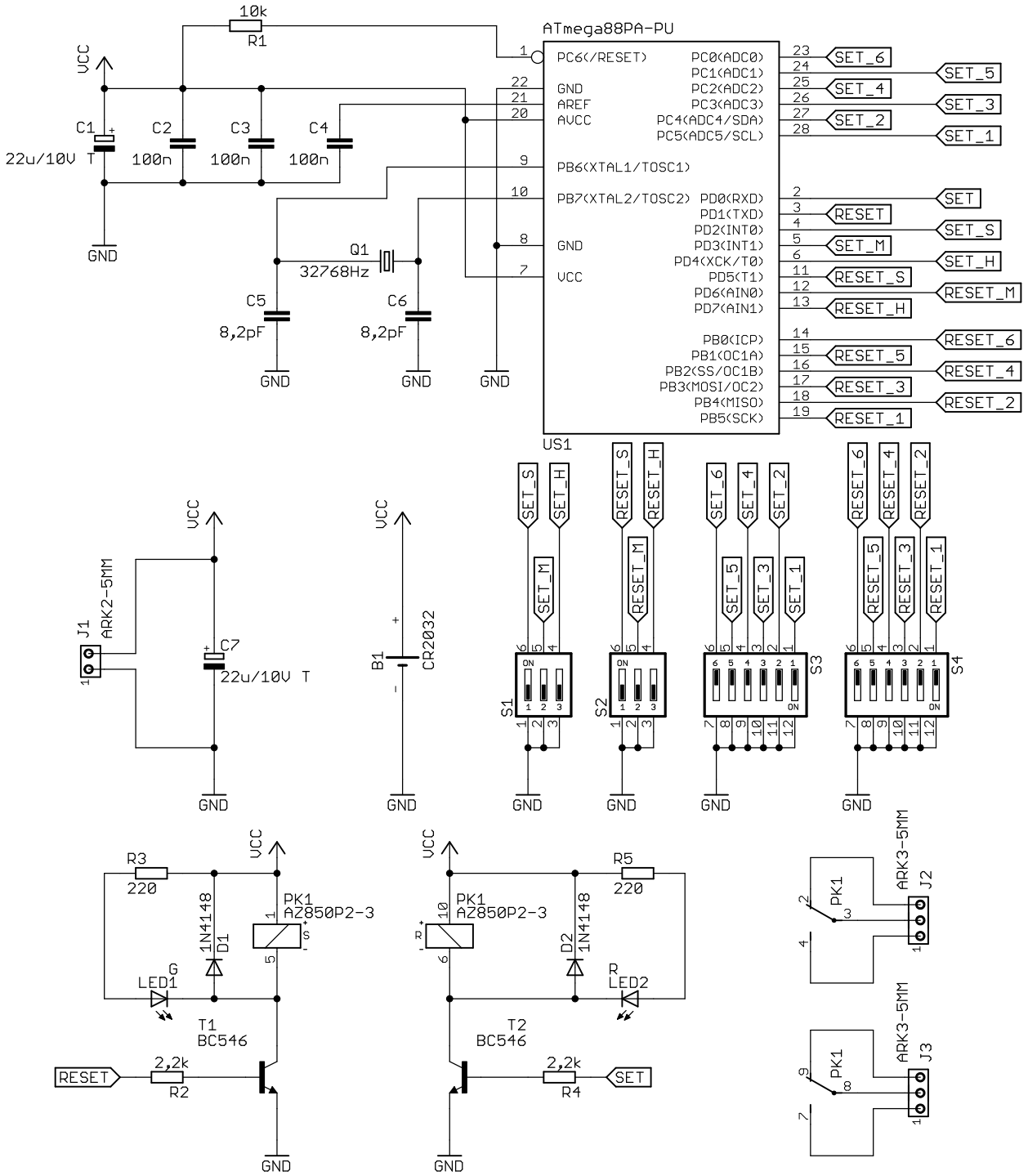
Układ czasowy pełni funkcję zbliżoną do klasycznych generatorów budowanych na układzie NE555, jednak oferuje znacznie większe możliwości konfiguracyjne. Poza znikomym poborem prądu rzędu kilkunastu mikroamperów czas trwania każdej pozycji przekaźnika można regulować w bardzo szerokim zakresie – od 1 sekundy do 63 dni – za pomocą miniaturowych przełączników typu DIP-switch. Nic nie stoi na przeszkodzie, aby przekaźnik pozostawał w jednej pozycji przez kilka sekund, a w drugiej przez kilka tygodni. Rozwiązanie to sprawdza się znakomicie na przykład jako niezależny układ okresowego resetowania nadrzędnego systemu sterowania.

W odróżnieniu od analogowych układów RC odmierzany czas jest stabilizowany zewnętrznym rezonatorem kwarcowym. Choć nie zapewnia to bezwzględnej synchronizacji atomowej, jak w przypadku odbiorników GPS czy modułów GSM, to pozwala zredukować pobór energii, koszt elementów oraz wymiary płytki do absolutnego minimum.

Budowa

Schemat ideowy układu przedstawiono na **rysunku 1**. Głównym elementem sterującym pracą urządzenia jest mikrokontroler ATmega88PA-PU z 8-bitowym rdzeniem AVR. Rdzeń taktowany jest sygnałem o częstotliwości

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 1. Schemat ideowy energooszczędnego układu czasowego

8 MHz z wewnętrznego oscylatora RC. Za precyzyjne odmierzanie czasu odpowiada asynchroniczny generator współpracujący z rezonatorem kwarcowym Q1 (32,768 kHz). Kondensatory C5 i C6 ułatwiają wzbudzenie oscylacji oraz stabilizują punkt pracy rezonatora. Zastosowanie rezonatora zegarkowego minimalizuje pobór energii, ponieważ generator asynchroniczny pracuje nieprzerwanie, podczas gdy główny oscylator RC i rdzeń są wybudzane ze stanu głębokiego uśpienia tylko raz na sekundę.

Wartości interwałów oraz mnożniki jednostek konfiguruje się za pomocą przełączników DIP-switch S1...S4. Zwarcie danej sekcji do masy wymusza na odpowiedniej linii mikrokontrolera stan logiczny „0". Rozwarcie sekcji powoduje podciągnięcie linii do poziomu logicznej „1" przez wewnętrzne rezystory pull-up mikrokontrolera. Rezystory te są aktywowane wyłącznie na krótki moment po uruchomieniu układu na czas odczytu konfiguracji, a następnie odłączane, dzięki czemu nie powodują upływu prądu w czasie normalnej pracy.

Mikrokontroler steruje dwucewkowym przekaźnikiem bistabilnym PK1. Krótki impuls podany na jedną z cewek trwale przełącza styki przekaźnika, co eliminuje konieczność ciągłego podtrzymywania zasilania cewki i drastycznie ogranicza zużycie energii. Diody LED

eprasa.pl 06e3d94c64

sygnalizują każdorazową zmianę stanu styków, dając użytkownikowi czytelną informację wizualną. Zastosowany przekaźnik dysponuje dwoma niezależnymi torami przełącznymi, co pozwala na jednoczesne sterowanie dwoma odrębnymi obwodami wykonawczymi.

Montaż i uruchomienie

Układ zmontowano na jednostronnej płytce drukowanej o wymiarach 55 mm × 88 mm. **Rysunek 2** przedstawia wzór ścieżek oraz schemat montażowy. Otwory montażowe o średnicy 3,2 mm rozmieszczono w odległości 3 mm od krawędzi laminatu.

Montaż należy rozpocząć od elementów najniższych: pojedynczej zworki pod mikrokontrolerem, rezystorów oraz diod D1 i D2. Pod mikrokontroler US1 zaleca się zastosować podstawkę precyzyjną w celu ułatwienia programowania procesora poza układem oraz jego ewentualnej wymiany.

W procesie uruchomienia wymagane jest zaprogramowanie pamięci Flash mikrokontrolera plikiem wynikowym oraz prawidłowa konfiguracja bitów zabezpieczających (fuse bitów): Low Fuse = 0xE2, High Fuse = 0xDF.

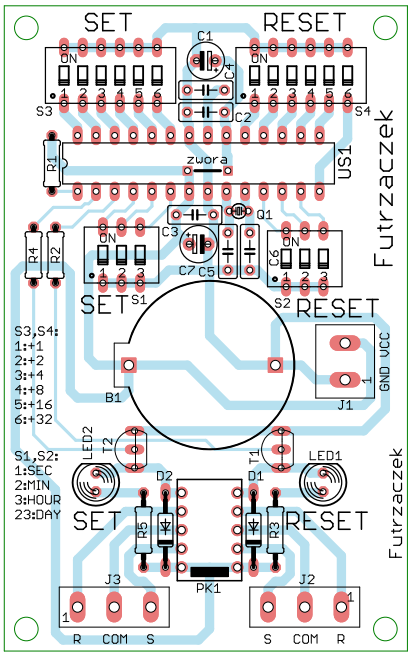
Szczegóły konfiguracji w programie BitBurner przedstawiono na **rysunku 3**. Taka konfiguracja wyłącza dzielnik częstotliwości zegara przez 8 (CKDIV8), co zapewnia taktowanie rdzenia pełną częstotliwością 8 MHz. Zapewnia to niższy średni pobór prądu niż praca z częstotliwością 1 MHz, ponieważ wybudzony co sekundę procesor wykonuje procedurę obsługi i powraca do uśpienia w znacznie krótszym czasie.

Eksploatacja

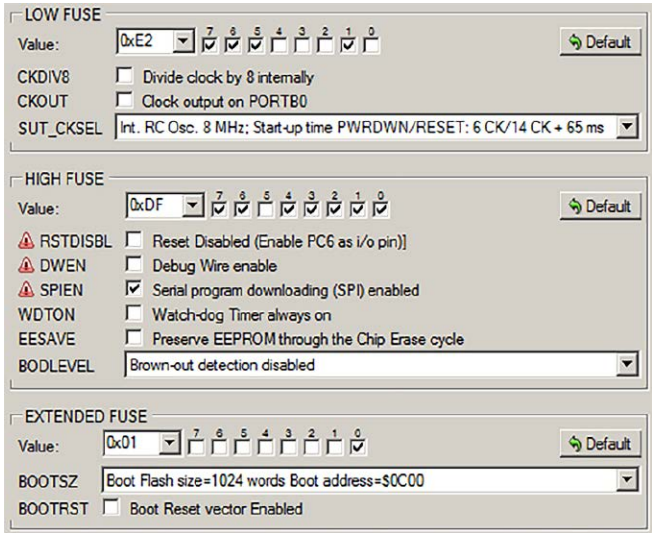
Przed podaniem zasilania należy skonfigurować wszystkie cztery przełączniki S1...S4, upewniając się, że w każdym z nich co najmniej jedna sekcja znajduje się w pozycji ON. Przełączniki S1 i S3 definiują czas trwania stanu SET (zwarcie zacisków COM oraz S na złączach J2 i J3, sygnalizowane diodą czerwoną LED2), natomiast przełączniki S2 i S4 określają czas trwania stanu RESET (zwarcie zacisków COM oraz R na złączach J2 i J3, sygnalizowane diodą zieloną LED1). Przełącznikami S1 i S2 wybiera się jednostkę czasu (mnożnik) niezależnie dla obu stanów: sekcja 1 – sekundy, sekcja 2 – minuty, sekcja 3 – godziny, sekcje 2 i 3 załączone jednocześnie – dni.

Przełączniki S3 i S4 określają wagę binarną zadawanego czasu (wartość od 1 do 63), mnożoną następnie przez wybraną jednostkę: sekcja 1: +1, sekcja 2: +2, sekcja 3: +4, sekcja 4: +8, sekcja 5: +16, sekcja 6: +32.

Przykładową konfigurację przedstawiono na **fotografii 1**. Przełącznik S1 ustawiono na sekundy (załączona sekcja 1),



Rysunek 2. Schemat montażowy płytki drukowanej



Rysunek 3. Konfiguracja bitów zabezpieczających w programie BitBurner

Wykaz elementów:

Rezystory (THT 0,25 W):
R1: 10 kΩ
R2, R4: 2,2 kΩ
R3, R5: 220 Ω

Kondensatory:
C1, C7: 22 µF / 10 V (tantalowe, raster 2,5 mm)
C2...C4: 100 nF (MKT, raster 5 mm)
C5, C6: 8,2 pF (ceramiczne jednoukładowe, raster 5 mm)

Półprzewodniki:
D1, D2: 1N4148
LED1: dioda LED 5 mm zielona dyfuzyjna (np. LED F5 G)
LED2: dioda LED 5 mm czerwona dyfuzyjna (np. LED F5 R)
T1, T2: BC546 (TO-92)
US1: ATmega88PA-PU (DIP28)

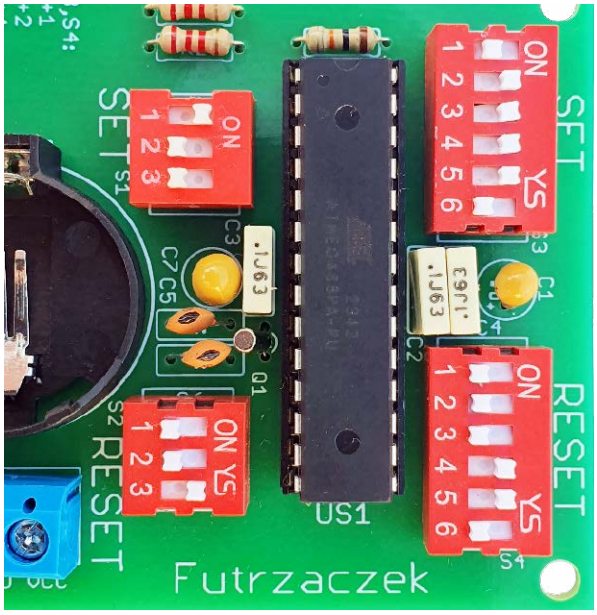
Inne:
B1: podstawka baterii CR2032 pozioma (np. KOSZYK BAT 6)
J1: złącze śrubowe ARK2/500
J2, J3: złącze śrubowe ARK3/500
PK1: przekaźnik bistabilny dwucewkowy AZ850P2-3
Q1: rezonator kwarcowy zegarkowy 32,768 kHz
S1, S2: przełącznik DIP-switch THT 3-sekcyjny
S3, S4: przełącznik DIP-switch THT 6-sekcyjny
Podstawka pod układ scalony DIP28 wąska (1 szt.)

eprasa.pl 06e3d94c64

a przełącznik S2 na godziny (załączona sekcja 3). Z kolei przełącznik S3 ustawia wartość 30 (załączone sekcje 2, 3, 4 i 5, dające sumę 2 + 4 + 8 + 16), natomiast przełącznik S4 ustawia wartość 24 (załączone sekcje 4 i 5, dające sumę 8 + 16). W tym ustawieniu układ pozostaje w stanie SET przez 30 sekund, a w stanie RESET przez 24 godziny, co pozwala na przykład na codzienne, półminutowe zresetowanie zasilania podłączonego urządzenia.

Po poprawnym skonfigurowaniu i podłączeniu zasilania przekaźnik przechodzi w stan początkowy RESET, co potwierdza mignięcie zielonej diody LED1 trwające 800 ms. Jeśli nastawy są błędne (brak wybranej wartości lub nieobsługiwana kombinacja mnożnika), dioda nie mignie, a układ nie rozpocznie pracy. Po poprawnym uruchomieniu mikrokontroler blokuje odczyt wejść i nie reaguje na przestawianie przełączników S1...S4 podczas pracy. W celu zmiany parametrów czasowych należy odłączyć zasilanie, odczekać chwilę lub zewrzeć zaciski zasilania w celu rozładowania pojemności filtrujących, ustawić nowe wartości przełącznikami i ponownie włączyć zasilanie.

Przekaźnik bistabilny pobiera prąd rzędu 65 mA (przy 3 V) wyłącznie podczas impulsu przełączającego trwającego 200 ms, co sygnalizowane jest błyśnięciem odpowiedniej diody LED. Czas ten dobrano eksperymentalnie tak, aby impuls był wystarczająco długi do pewnego zadziałania mechanizmu



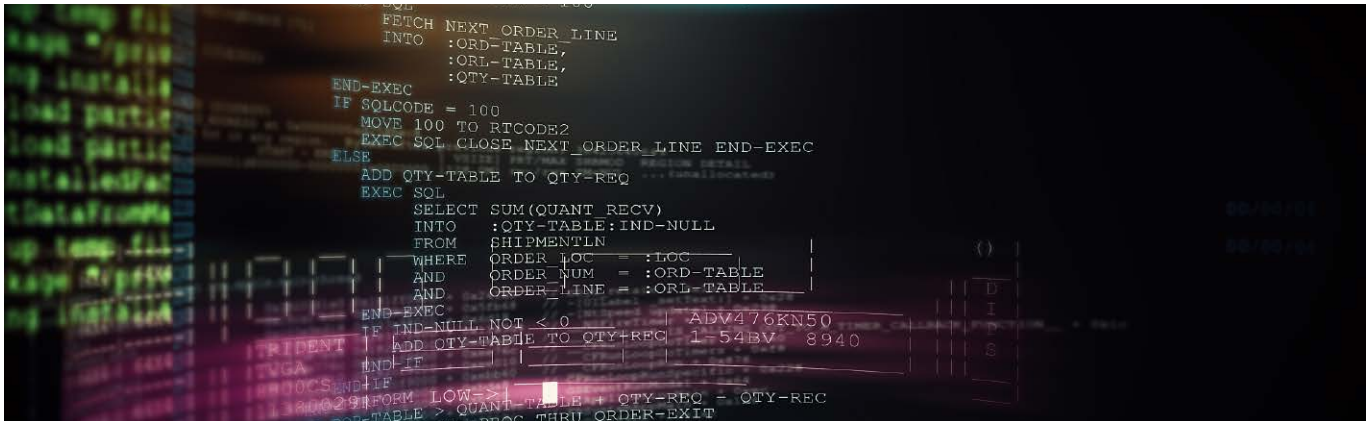
Fotografia 1. Przykładowa konfiguracja przełączników wyboru interwałów

oraz wyraźnie zauważalny dla oka. W stanie spoczynku układ pobiera około 13 µA przy zasilaniu ze świeżej baterii CR2032. Dolna granica napięcia zasilania wynosi 2,7 V i wynika z parametrów katalogowych mikrokontrolera ATmega88PA, natomiast maksymalne napięcie zasilania wynosi 5 V z uwagi na ograniczenia prądowe diod LED i dopuszczalne napięcie cewki przekaźnika.

Michał Kurzela

REKLAMA

eprasa.pl 06e3d94c64



Arm Keil MDK v6: Znacznie więcej niż µVision

Po długim czasie pracy µVision jedynie w środowisku Windows, flagowy ekosystem Arma przechodzi największą transformację od lat. MDK v6 stawia na wieloplatformowość, elastyczność i integrację z VS Code oraz CMSIS-Toolbox – bez utraty stabilności, do której przyzwyczaili się inżynierowie systemów wbudowanych.

Większa swoboda wyboru środowiska pracy

Jedną z najważniejszych zmian w MDK v6 jest otwarcie ekosystemu na nowoczesne przepływy pracy oraz narzędzia wieloplatformowe. Dzięki integracji z Visual Studio Code i wykorzystaniu CMSIS-Toolbox programiści mogą pracować w systemach Windows, Linux i macOS, korzystając jednocześnie z popularnych narzędzi programistycznych, systemów kontroli wersji Git oraz rozbudowanego ekosystemu rozszerzeń. Dla użytkowników preferujących tradycyjny sposób pracy nadal dostępne pozostaje środowisko µVision. Producent nie wymusza więc zmiany przyzwyczajeń, umożliwiając stopniowe przechodzenie do nowych narzędzi i procesów. Warto jednak podkreślić, że µVision pozostaje aplikacją przeznaczoną dla systemu Windows, podczas gdy wieloplatformowość dotyczy przede wszystkim narzędzi CMSIS-Toolbox oraz workflow opartych na VS Code.

Nowoczesne zarządzanie projektami

MDK v6 wykorzystuje CMSIS-Toolbox oraz otwarty format CMSIS-Pack do zarządzania projektami, komponentami i zależnościami. Takie podejście porządkuje strukturę projektu i zmniejsza ryzyko problemów wynikających z różnic pomiędzy konfiguracjami poszczególnych stanowisk programistycznych. Znaczenie tych zmian wykracza poza samą wygodę pracy. W większych zespołach oraz projektach rozwijanych przez wiele lat powtarzalność konfiguracji i łatwość odtwarzania środowiska stają się równie istotne jak sam proces programowania. Środowisko korzysta również z Arm Compiler 6 bazującego na technologiach LLVM i Clang. Rozwiązanie to zapewnia zgodność ze współczesnymi standardami języków C i C++, a jednocześnie umożliwia generowanie wydajnego kodu dla procesorów Arm. Połączenie nowoczesnego kompilatora z narzędziami CMSIS tworzy spójny ekosystem wspierający rozwój współczesnych aplikacji wbudowanych.

Bezpieczeństwo funkcjonalne coraz ważniejsze

Rosnąca liczba urządzeń wykorzystywanych w motoryzacji, automatyce przemysłowej, energetyce czy aparaturze medycznej powoduje wzrost znaczenia bezpieczeństwa funkcjonalnego. W takich zastosowaniach wymagane jest spełnienie norm, między innymi ISO 26262 czy IEC 61508. MDK v6 Professional udostępnia Safety Qualification Kit, biblioteki oraz dokumentację przeznaczone do wykorzystania w projektach podlegających rygorystycznym procesom oceny zgodności. Dostępność takich elementów może znacząco ograniczyć zakres dodatkowych prac związanych z przygotowaniem materiałów i analiz wymaganych przez odpowiednie procedury. Należy jednak pamiętać, że użycie elementów posiadających stosowne kwalifikacje nie gwarantuje automatycznego spełnienia

eprasa.pl 06e3d94c64

wymagań – pełna odpowiedzialność za zgodność końcowego produktu nadal spoczywa na jego producencie.

Automatyzacja i CI/CD w projektach embedded

Współczesne zespoły coraz częściej korzystają z procesów Continuous Integration i Continuous Delivery (CI/CD), umożliwiających automatyczne budowanie, testowanie i wdrażanie oprogramowania. Odpowiadając na te potrzeby, CMSIS-Toolbox udostępnia zestaw narzędzi wiersza poleceń, które można integrować z popularnymi systemami automatyzacji. Pozwala to ujednolicić proces kompilacji niezależnie od używanego systemu operacyjnego oraz ograniczyć różnice pomiędzy środowiskami deweloperskimi. W efekcie projekty mogą być łatwiej przenoszone pomiędzy stanowiskami programistycznymi, a konfiguracja procesu budowania staje się bardziej przewidywalna i łatwiejsza do odtworzenia.

Licencjonowanie dostosowane do pracy hybrydowej

Zmiany objęły również model licencjonowania. System User-Based License (UBL) przypisuje licencję do użytkownika, a nie do konkretnego komputera czy sprzętowego klucza. Rozwiązanie to lepiej odpowiada realiom pracy hybrydowej i organizacjom posiadającym rozproszone zespoły projektowe.

Kierunek zgodny z trendami rynku

Keil MDK v6 pokazuje, że również narzędzia dla systemów wbudowanych podążają w stronę większej otwartości i integracji z rozwiązaniami powszechnie stosowanymi w nowoczesnym procesie tworzenia oprogramowania. Kluczową zmianą nie jest samo dodanie obsługi Visual Studio Code, lecz przejście na bardziej otwarty model pracy oparty na CMSIS-Toolbox, CMSIS-Pack oraz narzędziach wiersza poleceń. Wieloplatformowość, wykorzystanie technologii LLVM/Clang, wsparcie dla CI/CD oraz nowoczesne zarządzanie zależnościami wpisują się w kierunek rozwoju obserwowany od kilku lat w branży. Choć wdrożenie nowych narzędzi może wymagać dostosowania istniejących projektów i procesów, MDK v6 stanowi ważny krok w kierunku bardziej zautomatyzowanego, powtarzalnego i zespołowego modelu tworzenia oprogramowania dla systemów wbudowanych.

Grzegorz Cuber
Technical Sales Manager
Computer Controls Sp. z o.o.
https://ccontrols.pl

REKLAMA

eprasa.pl 06e3d94c64

Układ DualGear umożliwia dwa synchroniczne ruchy z maksymalną wydajnością

Innowacyjny układ napędowy firmy FAULHABER do inteligentnych procesów logistycznych

Firma FAULHABER wprowadza na rynek nowy, wydajny układ napędowy, który łączy sprawdzone technologie BX4 i GPT w jednym, starannie zaprojektowanym zespole. Rozwiązanie to powstało z myślą o nowoczesnych systemach przenośników. Układ DualGear oferuje dużą dynamikę, solidność i precyzję, jednocześnie zachowując kompaktową, zgodną z obowiązującymi standardami konstrukcję.

Układ napędowy DualGear zaprojektowano do użytku z taśmami przenośników i kompaktowymi napędami kołowymi autonomicznych systemów logistycznych. Układ ten oferuje wydajne i oszczędne rozwiązanie zwłaszcza w środowiskach intralogistycznych o ograniczonej przestrzeni. Jego szczególną zaletą jest wszechstronność: jeden napęd może wykonywać dwa synchroniczne ruchy. Pozwala to znacznie zmniejszyć nakład pracy związanej z integracją, a jednocześnie zoptymalizować przestrzeń montażową i koszty systemu.

Skuteczne połączenie technologii BX4 i GPT

Nowy układ napędowy łączy dwie wydajne technologie w jednym kompaktowym zespole: dynamiczny i potężny silnik bezszczotkowy 32 mm z dobrze znanej i sprawdzonej gamy BX4 oraz dwie zgodne ze standardami średnicy i wykonane z solidnego metalu przekładnie planetarne z serii GPT, które są umieszczone na końcach silnika.

Silnik bazowy BX4 napędu DualGear jest dostępny w dwóch długościach: 42 i 68 mm. Pozwala to dopasować rozwiązanie do różnych wymogów związanych z wydajnością pracy i dostępną przestrzenią. Czujniki Halla z sygnałami wyjściowymi typu sinus/cosinus umożliwiają precyzyjne wykrywanie położenia tłoków obrotowych w celu precyzyjnej komutacji i pozycjonowania. W połączeniu z zewnętrznym kontrolerem ruchu pozwala to wykonywać precyzyjne ruchy pozycjonujące. To z kolei sprawia, że układ napędowy oferuje wysoki moment obrotowy, maksymalną dokładność i kompaktową konstrukcję.

W rozwiązaniu tym przekładnie planetarne GPT są dostępne w wersjach maksymalnie trzystopniowych. Umożliwia to idealne dopasowanie wymiarów do wymogów dotyczących prędkości i momentu obrotowego.

Wszystkie połączenia podzespołów są spawane w celu zagwarantowania trwałej i niezawodnej konstrukcji bez użycia kleju.

Modernizacja systemów przenośników i intralogistycznych

Współczesne systemy przenośników i logistyczne wymagają dynamicznych, trwałych i łatwych w integracji rozwiązań napędowych. Układ DualGear spełnia te potrzeby dzięki solidnej konstrukcji, precyzyjnemu sterowaniu i długiemu okresowi użytkowania. Możliwość wykonywania dwóch synchronicznych ruchów o dużej mocy przez jeden napęd z centralnym sterowaniem oferuje innowacyjne podejście do prostej, wydajnej architektury w nowej generacji systemów przenośników i intralogistycznych.

FAULHABER, info@faulhaber.pl

eprasa.pl 06e3d94c64

Embedded 24,0%, IoT 12,8%. Czy producent urządzenia mówi, gdzie zgłosić błąd w firmware?

Od 11 września 2026 r. producent, który dowie się o aktywnie wykorzystywanej podatności w swoim produkcie, ma 24 godziny na wczesne ostrzeżenie. Informacja o podatności musi jednak najpierw do firmy dotrzeć. Sprawdziliśmy, czy 1 691 producentów urządzeń i oprogramowania z 30 krajów Europy podaje publicznie, dokąd ją wysłać. Plik security.txt publikuje 24,0% producentów płytek i modułów embedded i tylko 12,8% producentów urządzeń IoT i smart home. Opisujemy, jak wygląda poprawny plik i czego potrzebuje dział R&D, żeby zdążyć z decyzją w 24 godziny.

Co mówią te dwie liczby

Producent płytek, modułów komunikacyjnych czy SoM-ów jest dostawcą komponentu dla innych producentów. Jeśli integrator znajdzie podatność w module, w BSP albo w stosie sieciowym, CRA nakazuje mu zgłosić ją producentowi komponentu (art. 13 ust. 6). Musi więc wiedzieć, dokąd napisać. W tym segmencie plik security.txt ma prawie co czwarta firma (18 z 75). To najlepszy wynik w przeglądzie, ale wciąż trzy firmy na cztery nie podają tej informacji w standardowym miejscu.

Segment IoT i smart home/budynek jest w próbie największy (392 firmy). Plik ma w nim 50 firm, czyli mniej więcej co ósma. To urządzenia pracujące u klientów latami, więc błąd w firmware może wyjść na jaw długo po sprzedaży.

Przedziały 95% (15,8...34,8% dla embedded, 9,8...16,4% dla IoT) nakładają się nieznacznie, a grupa embedded jest mała, więc różnicę traktujemy jako wyraźny sygnał, nie dokładny pomiar. Przegląd nie wyjaśnia, skąd się bierze.

Pomiar w skrócie

- **Co sprawdzaliśmy:** czy producent publikuje plik security.txt zgodny z RFC 9116, czyli plik tekstowy

eprasa.pl 06e3d94c64

pod adresem `/.well-known/security.txt`, który mówi, gdzie zgłosić podatność.

- **Kogo:** 1 691 producentów z 30 krajów Europy, którzy pod własną marką wytwarzają sprzęt lub oprogramowanie z elementami cyfrowymi. Firmy pochodzą z publicznych list wystawców targów (m.in. embedded world, SPS, Hannover Messe, MTP Poznań) i członków stowarzyszeń branżowych, bez doboru pod kątem bezpieczeństwa. Wybraliśmy 1 752 firmy, a 61 wyłączyliśmy, bo ich strony nie odpowiadały.
- **Kiedy i jak:** stan na 30.09.2026 (Expires sprawdzone ponownie 1.10.2026); jedna domena na firmę, 1...2 zapytania HTTPS GET (do 4 z wariantem www.), najpierw `/.well-known/security.txt`, potem `/security.txt`. Bez logowania, testów podatności i skanowania portów. Plik liczy się, gdy serwer zwraca kod 200, a w treści jest pole Contact. Plik kompletny ma dodatkowo pole Policy i ważne pole Expires.

Ograniczenia. To przegląd, a nie badanie reprezentatywne. Wystawcy targów to częściej większe firmy, a Niemcy stanowią 48,7% próby. Odpowiedzi 403, 429 i 5xx (62 domeny) liczymy jako brak pliku, choć mogą oznaczać blokadę automatów; bez nich wynik ogólny wynosi 17,2% zamiast 16,6%. Sprawdzamy obecność pól, a nie to, czy adres z pola Contact działa. Publikujemy tylko wyniki zbiorcze, bez nazw firm.

Najważniejsze: brak security.txt nie oznacza niezgodności z CRA. Firma może przyjmować zgłoszenia przez stronę PSIRT, formularz albo adres podany gdzie indziej. `security.txt` to jedyny sygnał, który da się u każdej firmy sprawdzić z zewnątrz w ten sam sposób.

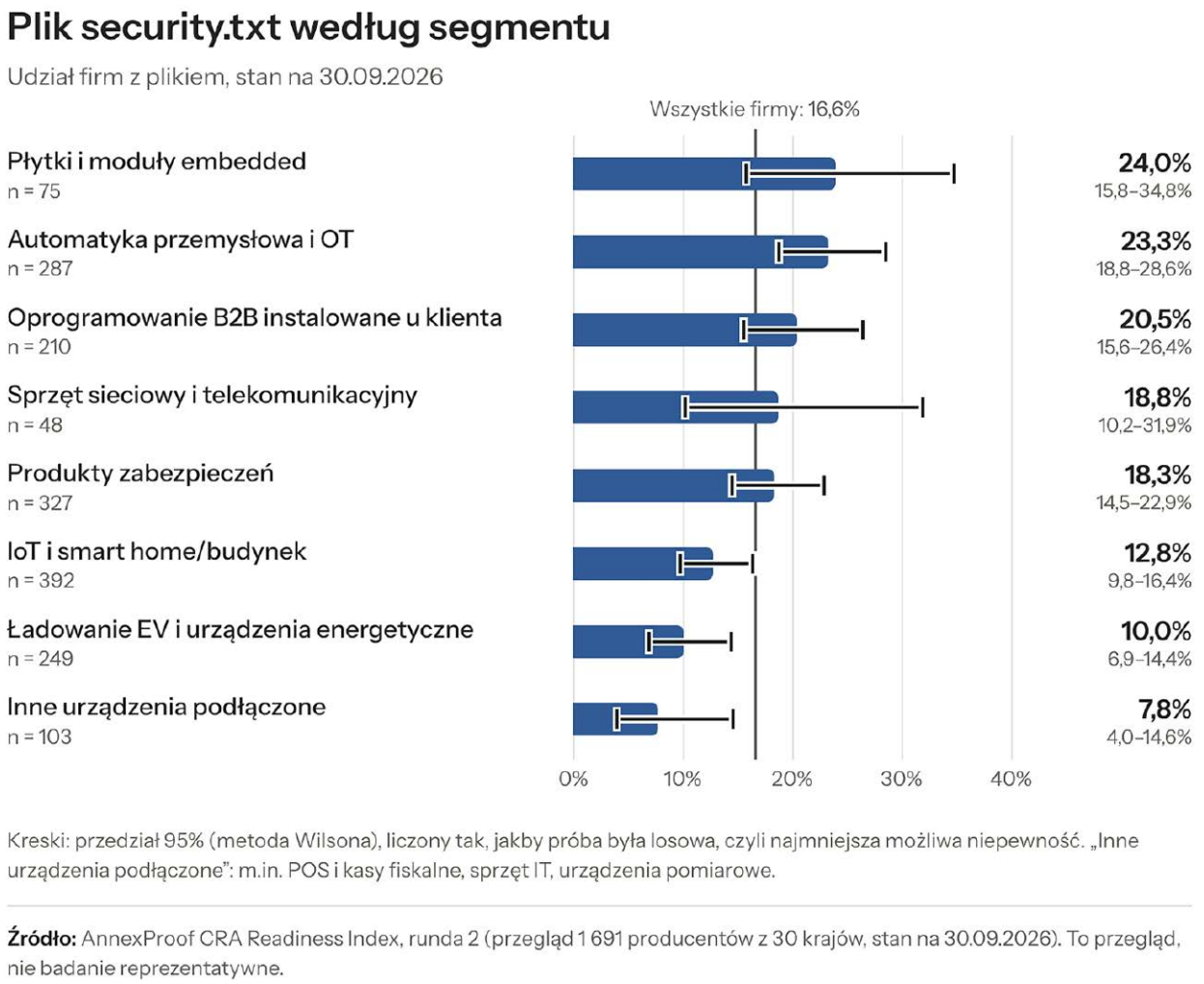
Wyniki

Segmenty

Tuż za embedded jest automatyka przemysłowa i OT (23,3%, 67 z 287). Poniżej średniej dla całej próby (16,6%) wypadają IoT (12,8%), ładowanie EV i urządzenia energetyczne (10,0%) oraz inne urządzenia podłączone (7,8%). Sprzęt sieciowy i telekomunikacyjny ma 18,8% (9 z 48), ale przy tak małej grupie przedział jest szeroki (10,2...31,9%) i wynik nie odróżnia się wyraźnie od średniej.

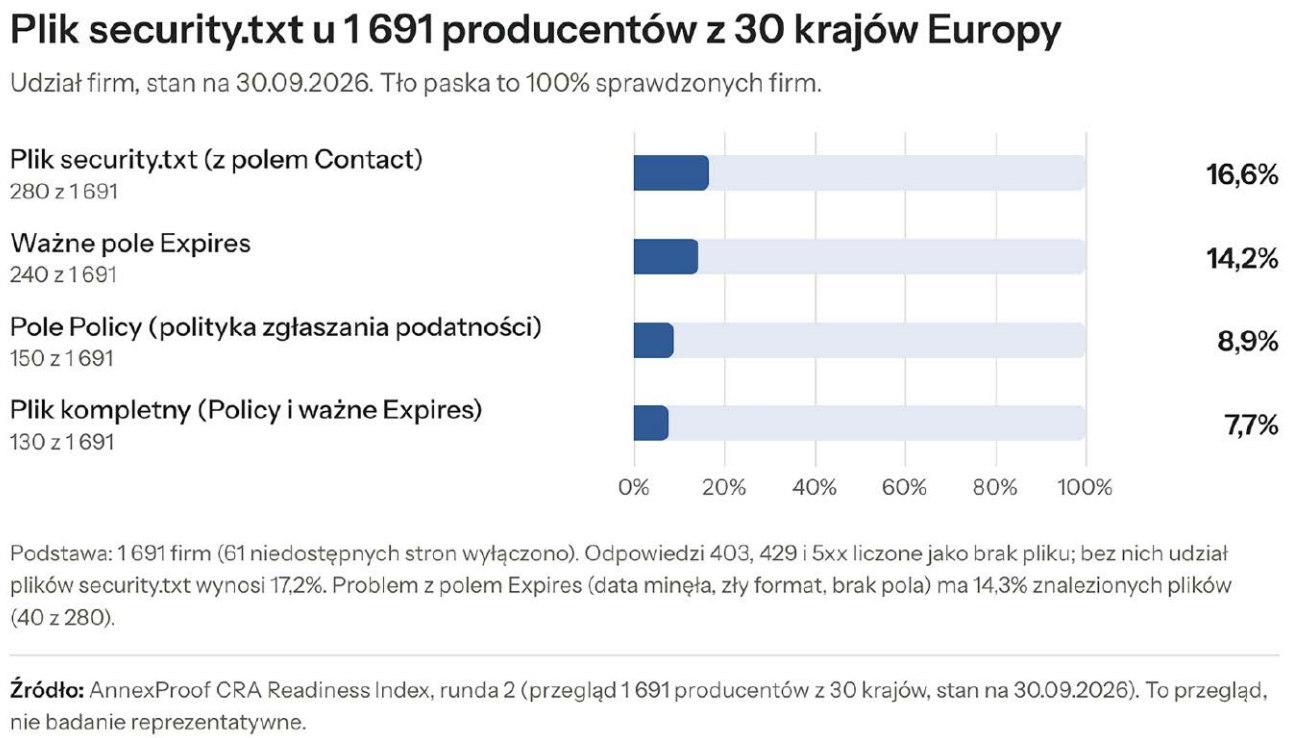
Plik kompletny i częściowy

Plik security.txt ma 16,6% sprawdzonych firm (280 z 1 691), ale kompletny, czyli z polem Policy i ważną



Rysunek 1. Udział firm z plikiem security.txt według segmentu. Źródło: AnnexProof, Indeks CRA, runda 2 (stan na 30.09.2026)

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 2. Plik security.txt, jego pola i plik kompletny. Źródło: AnnexProof, Indeks CRA, runda 2 (stan na 30.09.2026)

datą Expires, tylko 7,7% (130). Pole Policy ma 8,9% firm, ważne Expires 14,2%. Ponad połowa znalezionych plików (150 z 280) nie spełnia więc kryterium kompletności. Co siódmy plik (14,3%, 40 z 280) ma problem z datą ważności. Podpis OpenPGP ma 34 pliki, a wzmiankę o CRA tylko 10 (0,6% firm).

Polska i Niemcy

Wśród 15 krajów z co najmniej 20 firmami w próbie Polska ma obok Włoch (3,9%) najniższy wynik: 4,0% (5 ze 126). Niemcy: 19,9% (164 z 823). Polskie firmy pochodzą częściowo z innych źródeł, dlatego porównaliśmy też wyłącznie wystawców tych samych targów międzynarodowych: 4,8% (2 z 42) wobec 19,9% (155 z 778), (test Fishera, p = 0,014). Polska część próby jest mała, więc to wyraźny sygnał, a nie dokładny pomiar. Różnice między Niemcami, Austrią, Szwajcarią i Holandią mieszczą się w niepewności i nie tworzą rankingu.

Jak wygląda poprawny plik

Przykład pliku zgodnego z RFC 9116 (domena przykładowa):

```
# https://example.com/.well-known/security.txt
Contact: mailto:security@example.com
Contact: https://example.com/zglos-podatnosc
Expires: 2027-09-30T22:00:00Z
Policy: https://example.com/polityka-cvd
Preferred-Languages: pl, en, de
Canonical: https://example.com/.well-known/
security.txt
```

- **Contact** (wymagane, może się powtarzać): `mailto:`, `tel:` albo strona `https://`.
- **Expires** (wymagane, dokładnie raz): data i czas w formacie RFC 3339, z godziną i strefą czasową. RFC zaleca datę nie dalszą niż rok naprzód.
- **Policy** (opcjonalne): link do polityki skoordynowanego ujawniania podatności (CVD): co zgłaszać, jak i kiedy firma odpowie.
- **Preferred-Languages** (opcjonalne, raz): języki zgłoszeń; bez tego pola badacz może przyjąć angielski.
- **Canonical** (opcjonalne): adres, pod którym plik ma się znajdować. Zalecane przy podpisanym pliku.

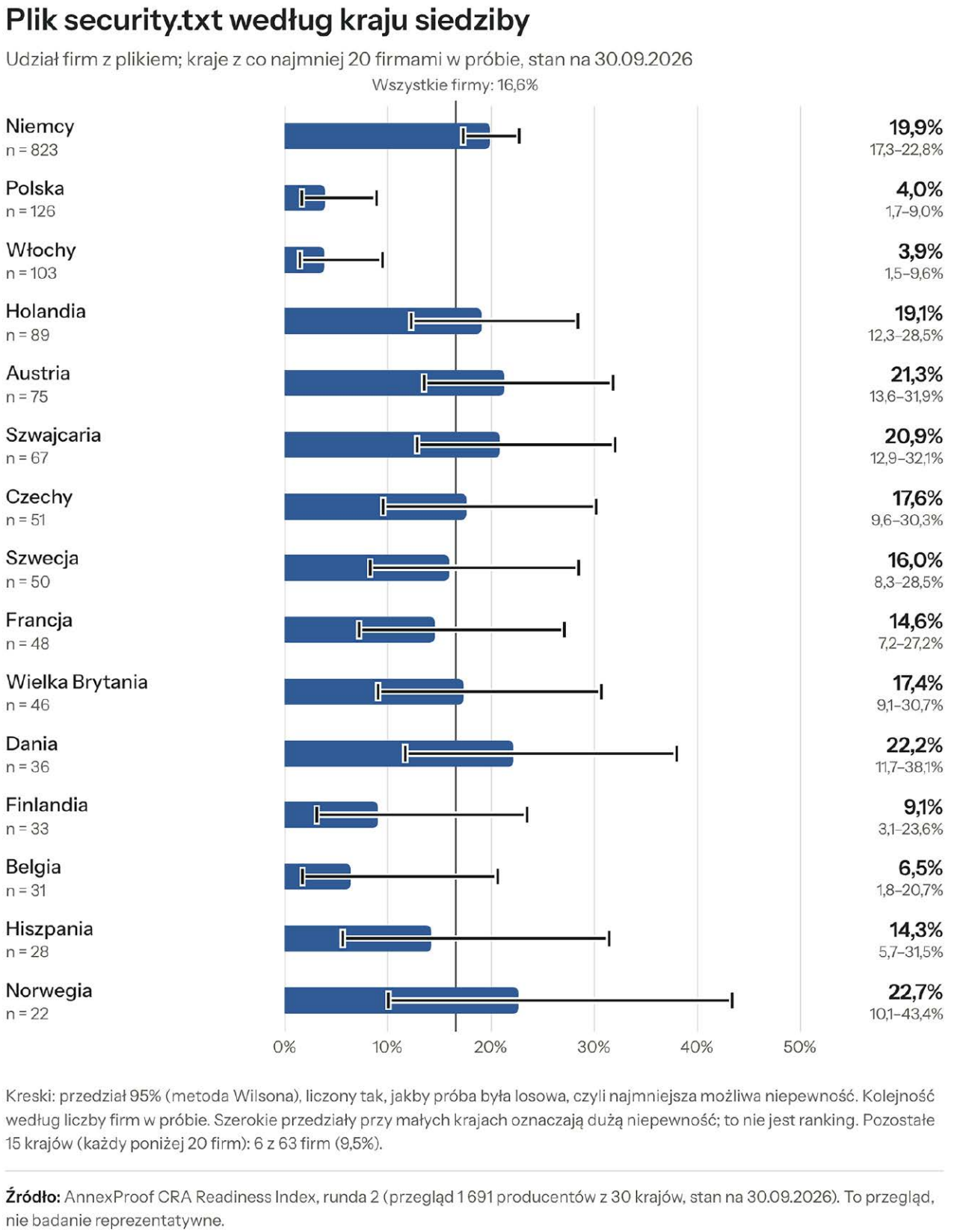
Gdzie go umieścić. Pod `https://<domena>/.well-known/security.txt`, tylko przez HTTPS, z nagłówkiem `Content-Type: text/plain; charset=utf-8`. Stary adres `/security.txt` może przekierowywać do `/.well-known/`, ale nie zastępuje go. Plik dotyczy tylko domeny, w której leży, więc warto go dodać także np. w domenie portalu chmurowego urządzeń.

Podpis. RFC 9116 zaleca (nie wymaga) podpis OpenPGP w formie cleartext. Obejmuje on cały plik, który leży w tym samym miejscu: treść zaczyna się od `-----BEGIN PGP SIGNED MESSAGE-----`, a kończy blokiem `-----BEGIN PGP SIGNATURE-----`. Pole Canonical w podpisanej treści potwierdza lokalizację pliku.

Pięć najczęstszych błędów w danych (z 280 znalezionych plików):

1. **Brak pola Policy: 130 plików.** RFC nie wymaga tego pola, ale bez niego badacz nie zna zasad

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 3. Udział firm z plikiem security.txt według kraju siedziby. Źródło: AnnexProof, Indeks CRA, runda 2 (stan na 30.09.2026)

zgłaszania. Polityki CVD wymaga natomiast CRA (zał. I cz. II pkt 5, stosowany od 11 grudnia 2027 r.).

2. **Brak wymaganego pola Expires: 19 plików (6,8%).**
3. **Plik tylko pod starym adresem `/security.txt`: 15 plików.** RFC 9116 wymaga lokalizacji `/.well-known/`.
4. **Data Expires minęła: 14 plików (5,0%).** RFC ostrzega, że nieaktualny plik może być gorszy niż żaden.
5. **Data Expires w złym formacie: 7 plików (2,5%).**

Osobno: 162 domeny zwróciły kod 200 bez pola Contact, np. stronę HTML zamiast pliku tekstowego. Nie wiemy, ile z nich to nieudane próby publikacji.

eprasa.pl 06e3d94c64

24 godziny w praktyce producenta urządzeń

Co mówi przepis. Chodzi o aktywnie wykorzystywaną podatność, czyli taką, co do której są wiarygodne dowody, że podmiot działający w złych zamiarach wykorzystał ją w systemie bez zgody właściciela (art. 3 pkt 42). Producent wysyła wczesne ostrzeżenie najpóźniej w 24 godziny od powzięcia wiadomości, z informacją, w których państwach członkowskich udostępnił produkt (art. 14 ust. 2 lit. a), zgłoszenie podatności najpóźniej w 72 godziny (lit. b) i sprawozdanie końcowe najpóźniej 14 dni po udostępnieniu środka naprawczego lub ograniczającego ryzyko (lit. c). Zgłoszenia trafiają jednocześnie do CSIRT wyznaczonego jako koordynator i do ENISA, przez pojedynczą platformę sprawozdawczą (art. 14 ust. 1 i art. 16). Właściwy CSIRT wskazuje główna siedziba producenta w UE (art. 14 ust. 7). Obowiązek obejmuje także produkty wprowadzone do obrotu przed 11 grudnia 2027 r. (art. 69 ust. 3). Osobno regulowane są poważne incydenty (ust. 3) i informowanie użytkowników (ust. 8).

Kto decyduje. Rozporządzenie nie wskazuje stanowiska, odpowiada producent. W praktyce potrzebna jest imiennie wyznaczona osoba i zastępca, którzy mogą wysłać wczesne ostrzeżenie bez zwoływania zarządu, także w nocy i w weekend. Decyzja jest techniczna (czy podatność dotyczy naszego produktu, których wersji i czy są dowody wykorzystania), więc ta osoba potrzebuje szybkiego dostępu do inżynierów znających firmware.

Co trzeba mieć, żeby zdążyć:

- **Inwentarz komponentów każdej wydanej wersji firmware (SBOM).** Nie repozytorium, tylko to, co faktycznie jest w obrazie: SDK producenta układu, RTOS, bootloader, stos TLS i sieciowy, biblioteki, binarne bloby. Do tego mapa wersja, modele, rynki, bez której trudno wskazać państwa członkowskie we wczesnym ostrzeżeniu. SBOM obejmującego co najmniej zależności najwyższego poziomu wymaga zał. I cz. II pkt 1, stosowany od 11 grudnia 2027 r. Do decyzji w 24 godziny inwentarz potrzebny jest jednak już dziś.
- **Monitorowanie podatności w tych komponentach.** Źródła to m.in. CVE, europejska baza podatności ENISA (EUVD), katalog podatności wykorzystywanych w praktyce CISA KEV i biuletyny producentów układów. Automat dopasuje wpisy do SBOM, ale ocenia człowiek.
- **Rejestr decyzji.** Kiedy informacja dotarła, kto ją ocenił, na jakiej podstawie, co postanowiono i kiedy wysłano zgłoszenie. Termin liczy się od powzięcia wiadomości, więc ten moment trzeba umieć później wykazać.

Dlaczego najpierw kanał zgłoszeń. SBOM i monitoring wyłapią znane podatności w cudzych komponentach. Błąd we własnym firmware albo ślady jego wykorzystania może jednak zauważyć ktoś z zewnątrz: klient, integrator, badacz. Jeśli nie wie, dokąd pisać, wiadomość może trafić za późno, do działu sprzedaży albo najpierw do CERT-u. Od 11 grudnia 2027 r. polityka CVD i adres do zgłaszania podatności będą wymaganiem zasadniczym (zał. I cz. II pkt 5 i 6). security.txt to najprostszy sposób, żeby ten adres dało się znaleźć. Trudniejsze od pliku jest to, żeby ktoś czytał skrzynkę.

Lista kontrolna

- ☐ Plik pod `https://<domena>/.well-known/security.txt`, kod 200, `text/plain; charset=utf-8`.
- ☐ Contact działa i ma właściciela (sprawdzone wiadomością testową).
- ☐ Expires w formacie RFC 3339, mniej niż rok naprzód, z przypomnieniem przed wygaśnięciem.
- ☐ Policy prowadzi do polityki CVD.
- ☐ Preferred-Languages i Canonical; opcjonalnie podpis OpenPGP; plik także w innych domenach produktów.
- ☐ Osoba i zastępca z prawem decyzji o wczesnym ostrzeżeniu.
- ☐ SBOM każdej wydanej wersji firmware i mapa wersja, model, rynki.
- ☐ Monitoring podatności w komponentach z SBOM i rejestr decyzji z czasem powzięcia wiadomości.
- ☐ Ustalony właściwy CSIRT i sprawdzony dostęp do pojedynczej platformy sprawozdawczej ENISA.

Michał Kosiorek

Źródła

- Rozporządzenie (UE) 2024/2847 (Cyber Resilience Act), art. 3 pkt 42, art. 13 ust. 6, art. 14, art. 16, art. 69 ust. 3, art. 71 ust. 2, zał. I cz. II: https://eur-lex.europa.eu/eli/reg/2024/2847/oj
- RFC 9116, A File Format to Aid in Security Vulnerability Disclosure: https://www.rfc-editor.org/rfc/rfc9116
- Metodyka i wyniki przeglądu (Indeks CRA, runda 2, stan na 30.09.2026): https://annexproof.com/indeks/metodyka
- ENISA, Single Reporting Platform: https://www.enisa.europa.eu/topics/product-security-and-certification/single-reporting-platform-srp
- ENISA, European Vulnerability Database: https://euvd.enisa.europa.eu/
- CISA, Known Exploited Vulnerabilities Catalog: https://www.cisa.gov/known-exploited-vulnerabilities-catalog

Michał Kosiorek jest założycielem AnnexProof (marka Arklink Michał Kosiorek), która tworzy oprogramowanie do obsługi wymagań Cyber Resilience Act. Ponieważ firma sprzedaje narzędzie związane z CRA, pełna metodyka przeglądu i wyniki zbiorcze są publiczne. Kontakt: kontakt@annexproof.com.

eprasa.pl 06e3d94c64

Cyber Resilience Act od strony warsztatu

Co musi być gotowe w firmwarze, zanim przyjdzie kontrola

Od jedenastego września 2026 roku producent, który dowiaduje się, że w jego produkcie jest podatność na cyberataki i że ktoś już ją wykorzystuje, ma dwadzieścia cztery godziny na wczesne ostrzeżenie. Nie na naprawę i nie na analizę – na zgłoszenie. Siedemdziesiąt dwie godziny później musi złożyć zgłoszenie pełne, a czternaście dni po udostępnieniu poprawki raport końcowy.

Doba to za mało, żeby cokolwiek ustalić od zera. Wystarczy natomiast w zupełności, jeśli odpowiedzi są przygotowane wcześniej – a przygotowanie ich jest pracą inżynierską, nie prawniczą, i w dużej części sprowadza się do dopisania kilku kroków do **automatycznego procesu budowania oprogramowania układowego**.

Ten artykuł jest o tej pracy. Nie omawiamy w nim rozporządzenia paragraf po paragrafie, bo od tego są kancelarie prawnicze. Zajmujemy się tym, co trzeba zmienić w projekcie, w repozytorium i na stanowisku, żeby w dniu kontroli albo w dniu zgłoszenia nie zaczynać od szukania, w której wersji firmware'u siedzi biblioteka, o którą pyta organ.

Czy mój produkt w ogóle podlega rozporządzeniu

Zacznijmy od pytania, które oszczędza najwięcej pracy, bo część czytelników może na tym etapie skończyć lekturę z czystym sumieniem.

Rozporządzenie obejmuje produkty z elementami cyfrowymi, przy czym definicja jest szeroka: to oprogramowanie albo sprzęt wraz z powiązanymi rozwiązaniami zdalnego przetwarzania danych, łącznie z komponentami sprzętowymi i programowymi wprowadzanymi do obrotu osobno. Objęte są więc nie tylko produkty gotowe, ale i moduły sprzedawane innym producentom.

Kluczowe kryterium praktyczne brzmi jednak inaczej i sprowadza się do połączenia. Produkt, który ma logikę cyfrową, ale nie ma żadnego interfejsu komunikacyjnego pozwalającego na połączenie z siecią albo z innym urządzeniem, co do zasady pozostaje poza zakresem naszych rozważań. Sterownik z mikrokontrolerem, wyświetlaczem i przyciskami, bez radia, bez portu szeregowego wyprowadzonego na zewnątrz i bez złącza serwisowego dostępnego dla użytkownika, rozporządzeniu nie podlega. Produkt czysto analogowy – czujnik z wyjściem prądowym, przekaźnik, zasilacz bez sterowania cyfrowego – tym bardziej.

Odwrotnie, samo dodanie modułu Wi-Fi albo Bluetooth wprowadza produkt w zakres regulacji, i to niezależnie od tego, po co ten moduł tam jest. Interfejs diagnostyczny udostępniony klientowi też się liczy.

Osobno działają wyłączenia sektorowe. Produkty medyczne, pojazdy silnikowe, lotnictwo cywilne, wyposażenie morskie i sprzęt obronny mają własne reżimy cyberbezpieczeństwa, więc rozporządzenie ich nie dubluje. Nie jest to jednak zwolnienie z myślenia o bezpieczeństwie, tylko wskazanie innego zestawu przepisów.

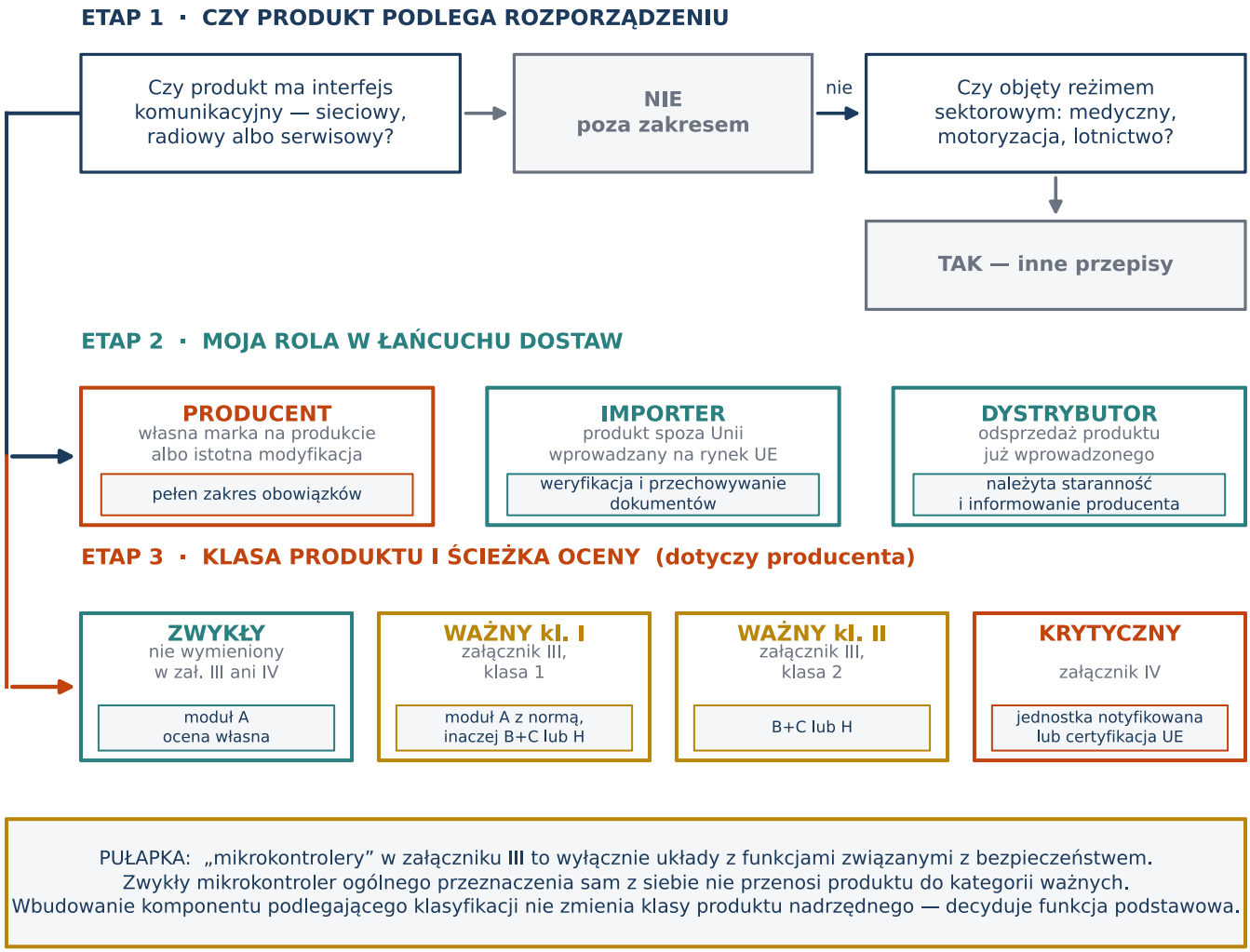
Trzecie wyłączenie dotyczy oprogramowania otwartego rozwijanego niekomercyjnie. **Rozporządzenie wprowadza przy tym nową rolę – opiekuna oprogramowania otwartego** – z obowiązkami znacznie lżejszymi niż producenta. Rola ta dotyczy fundacji i podmiotów wspierających rozwój projektów otwartych, nie zaś firmy, która takiego projektu używa w swoim produkcie. Jeśli budujecie firmware na systemie Zephyr, to obowiązki producenta spoczywają na was, a nie na Fundacji Linuksa.

Kim jesteś w łańcuchu dostaw

Ten punkt jest dlatego, że znaczna część czytelników nie projektuje produktów od zera, tylko sprowadza je, przepakowuje, uzupełnia własnym oprogramowaniem albo odsprzedaje. Obowiązki wyglądają w każdym z tych przypadków inaczej, a najczęstszym błędem jest przyjęcie, że skoro nie zaprojektowałem układu, to nie jestem producentem.

Producent to podmiot, który wytwarza produkt albo zleca jego zaprojektowanie i wytworzenie

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 1. Trzy pytania, od których zaczyna się zgodność z CRA

i wprowadza go do obrotu pod własną nazwą lub znakiem towarowym. Na producencie spoczywa całość: ocena zgodności, dokumentacja techniczna, deklaracja zgodności, oznakowanie CE, wykaz komponentów, obsługa podatności na cyberatak przez cały okres wsparcia i obowiązek zgłoszeniowy.

Uwaga na dwa mechanizmy, które czynią producentem podmiot, który się za niego nie uważa. Pierwszy: **umieszczenie własnego znaku towarowego** na cudzym produkcie. Jeżeli sprowadzacie moduł z Azji i sprzedajecie go pod własną marką, jesteście producentem ze wszystkimi konsekwencjami, choć nie napisaliście ani jednej linii firmware'u. Drugi: **istotna modyfikacja produktu** już wprowadzonego do obrotu. Wgranie własnego oprogramowania na cudzy moduł, zmiana funkcjonalności albo dodanie interfejsu komunikacyjnego to zdarzenia, które przenoszą na was rolę producenta w odniesieniu do tak zmienionego produktu.

Importer to podmiot wprowadzający do obrotu w Unii produkt pochodzący spoza niej. Nie odpowiada za projekt, ale musi sprawdzić, że producent przeprowadził ocenę zgodności, że istnieje dokumentacja techniczna, że produkt nosi oznakowanie CE i że są na nim dane identyfikujące producenta wraz z adresem kontaktowym. Musi też dołączyć instrukcje w wymaganym języku i przechowywać kopię deklaracji zgodności przez dziesięć lat. Jeżeli ma podstawy sądzić, że produkt nie spełnia wymagań, nie wolno mu go wprowadzić do obrotu, a jeśli produkt już jest na rynku, musi zawiadomić producenta i organ nadzoru.

Dystrybutor ma obowiązki najlżejsze, ale nie zerowe. Działa z należytą starannością: sprawdza obecność oznakowania CE, dołączonych instrukcji i danych identyfikujących producenta bądź importera. Jeżeli dowie się o podatności w produkcie, który sprzedaje, musi poinformować producenta.

Obowiązek informowania producenta o podatnościach obciąża zresztą wszystkich pośredników i to jest szczegół wart zapamiętania: zgłoszenie od klienta, które trafi do handlowca i utknie w skrzynce, jest niewykonaniem obowiązku, a nie tylko niedopatrzeniem organizacyjnym.

Warto wiedzieć, jaka jest cena niewykonania tych obowiązków, ponieważ rozporządzenie stopniuje ją zależnie od tego, co zostało naruszone. Najwyższy próg – do piętnastu milionów euro albo dwóch i pół procent światowego obrotu rocznego, w zależności od tego, która kwota jest wyższa – dotyczy naruszenia wymagań zasadniczych

eprasa.pl 06e3d94c64

Cztery pytania rozstrzygające o roli

1. Czy na produkcie albo w interfejsie użytkownika jest moja nazwa lub mój znak towarowy? → **producent**
2. Czy wgrywam na produkt własne oprogramowanie albo zmieniam jego funkcjonalność po tym, jak trafił na rynek? → **producent** w zakresie tej modyfikacji
3. Czy sprowadzam produkt spoza Unii i wprowadzam go tu do obrotu pod cudzą marką? → **importer**
4. Czy jedynie odsprzedaję produkt już wprowadzony do obrotu w Unii? → **dystrybutor**

Role się nie wykluczają. Ten sam podmiot bywa producentem jednej linii produktów, importerem drugiej i dystrybutorem trzeciej, a obowiązki liczy się osobno dla każdej.

z Załącznika I oraz obowiązków związanych z obsługą podatności i ze zgłaszaniem. Próg średni, do dziesięciu milionów euro albo dwóch procent obrotu, obejmuje pozostałe obowiązki podmiotów gospodarczych, a więc także te ciążące na importerze i dystrybutorze. Najniższy, do pięciu milionów euro albo jednego procenta obrotu, przewidziano za podanie organowi nadzoru albo jednostce notyfikowanej informacji nieprawdziwych, niekompletnych lub wprowadzających w błąd.

Klasyfikacja produktu i wynikająca z niej ścieżka

Od klasy produktu zależy jedno pytanie o dużym ciężarze finansowym: czy wystarczy ocena własna, czy trzeba zapłacić jednostce notyfikowanej.

Rozporządzenie dzieli produkty na cztery poziomy. Zwykłe to wszystko, czego nie wymieniono w załącznikach III i IV – i tu trafia zdecydowana większość elektroniki, także tej z połączeniem sieciowym. Dla nich dopuszczalny jest moduł A, czyli wewnętrzna kontrola produkcji, a mówiąc wprost: ocena własna, bez udziału strony trzeciej, pod warunkiem spełnienia wymagań Załącznika I i sporządzenia dokumentacji z Załącznika VII.

Ważne klasy I to załącznik III, klasa pierwsza: systemy zarządzania tożsamością, menedżery haseł, przeglądarki, programy rozruchowe, routery, modemy i przełączniki nieprzemysłowe, systemy operacyjne ogólnego przeznaczenia, a także wyroby domowe pełniące funkcje ochronne, jak zamki, kamery i systemy alarmowe.

Ważne klasy II obejmują hipernadzorcy i środowiska uruchomieniowe kontenerów, zapory sieciowe, systemy wykrywania i zapobiegania włamaniom przeznaczone dla przemysłu, a także – i to jest punkt wymagający uwagi – mikroprocesory i mikrokontrolery odporne na manipulację.

Krytyczne z załącznika IV to kotwice zaufania: sprzętowe moduły bezpieczeństwa, urządzenia z bezpiecznymi obudowami, karty inteligentne, elementy bezpieczne, bramy liczników inteligentnych. Tu ocena własna odpada – potrzebna jest jednostka notyfikowana albo europejska certyfikacja cyberbezpieczeństwa.

Mit o mikrokontrolerach

W publicystyce branżowej krąży uproszczenie, że mikrokontrolery są produktami ważnymi i że wystarczy użyć mikrokontrolera, żeby wpaść w ostrzejszy reżim. Nie jest to prawda i warto wiedzieć, skąd bierze się to nieporozumienie.

Rozporządzenie wykonawcze Komisji (UE) 2025/2392, które podaje techniczne opisy kategorii, mówi o **mikrokontrolerach z funkcjami związanymi z bezpieczeństwem**, a nie o mikrokontrolerach w ogóle. Chodzi o układy, których deklarowaną funkcją jest ochrona: pełnienie roli sprzętowej kotwicy zaufania, odporność na manipulację, przechowywanie i przetwarzanie materiału kryptograficznego. Zwykły mikrokontroler ogólnego przeznaczenia, sterujący napędem albo zbierający pomiary, do tej kategorii nie należy.

Drugi szczegół z tego samego rozporządzenia jest jeszcze ważniejszy dla konstruktora. **Wbudowanie do produktu komponentu, który sam podlegałby klasyfikacji, nie zmienia klasy produktu nadrzędnego.** Jeżeli w sterowniku znajdzie się element bezpieczny albo moduł kryptograficzny, sterownik nie staje się przez to produktem krytycznym. **O klasie decyduje funkcja podstawowa produktu**, a nie inwentarz jego części.

Nie zwalnia to oczywiście z obowiązku sprawdzenia, w której kategorii siedzi wasz produkt, i udokumentowania tej oceny. Sama analiza klasyfikacyjna, zapisana na jednej stronie wraz z uzasadnieniem, jest

Tabela 1. Cztery klasy produktów

Klasa	Podstawa	Przykłady bliskie czytelnikowi	Ścieżka oceny
Zwykły	brak w zał. III i IV	sterownik przemysłowy, rejestrator, czujnik z łącznością, zasilacz sterowany cyfrowo	moduł A – ocena własna
Ważny klasy I	zał. III, klasa 1	router i modem nieprzemysłowy, program rozruchowy, zamek, kamera i alarm domowy	moduł A przy zastosowaniu normy zharmonizowanej, inaczej B+C albo H
Ważny klasy II	zał. III, klasa 2	zapora sieciowa, system wykrywania włamań dla przemysłu, hipernadzorca, mikrokontroler odporny na manipulację	B+C albo H – jednostka notyfikowana
Krytyczny	zał. IV	sprzętowy moduł bezpieczeństwa, karta inteligentna, element bezpieczny, brama licznika inteligentnego	B+C albo H, ewentualnie certyfikacja europejska

eprasa.pl 06e3d94c64

elementem dokumentacji technicznej i pierwszą rzeczą, o którą zapyta organ nadzoru.

Normy, których nie ma

Ten punkt mógłby być krótki, bo streszcza się w jednym zdaniu, ale to zdanie zmienia sposób pracy na najbliższy rok, więc trzeba je rozwinąć.

Stan na dziś: żadna norma zharmonizowana do rozporządzenia nie została zatwierdzona ani zacytowana w Dzienniku Urzędowym Unii europejskiej.

Historia jest następująca. W lutym 2025 roku Komisja przyjęła mandat normalizacyjny M/606 decyzją wykonawczą C(2025)618, a w kwietniu tego samego roku trzy europejskie organizacje normalizacyjne – CEN, CENELEC i ETSI – mandat przyjęły, zobowiązując się do opracowania około czterdziestu jeden norm. Piętnaście z nich to normy poziome, obowiązujące każdy wyrób niezależnie od kategorii, reszta to normy pionowe, przypisane do konkretnych rodzajów produktów.

Prace idą, ale wolniej, niż zakładano. W lipcu 2026 roku Komisja opublikowała projekt zmiany mandatu, przesuwający tegoroczne terminy o dwa miesiące: normy poziome dotyczące obsługi podatności mają być gotowe do końca października 2026, a pionowe do końca grudnia. Kluczowa dla nas norma prEN 40000-1-4, zawierająca katalog wymagań technicznych odwzorowany na punkty od a do m części pierwszej Załącznika I, jest w tym harmonogramie najdalej – ankieta publiczna trwa od połowy lipca do połowy listopada bieżącego roku, a dostawa przewidziana jest na październik 2027, czyli dwa miesiące przed pełnym stosowaniem rozporządzenia.

Trzeba przy tym rozróżnić trzy rzeczy, które w komunikatach bywają zlewane w jedno. **Dostarczenie normy** przez organizację normalizacyjną to nie to samo co jej zatwierdzenie jako normy europejskiej, a zatwierdzenie to nie to samo co **zacytowanie w Dzienniku Urzędowym**. Dopiero to trzecie uruchamia domniemanie zgodności z artykułu 27, czyli mechanizm, dzięki któremu zastosowanie normy zwalnia z dowodzenia spełnienia wymagania. Wszystkie normy z mandatu są dziś na etapie pierwszym albo przed nim.

Co to oznacza w praktyce

Producent, który planuje ocenę własną w module A, nie może dziś powołać się na żadną normę. **Musi** zamiast tego **udokumentować własne mapowanie decyzji projektowych na wymagania Załącznika I** – punkt po punkcie, z opisem, jak dane wymaganie zostało spełnione i gdzie w projekcie znajduje się dowód.

Brzmi to gorzej, niż jest w rzeczywistości. Załącznik I część pierwsza zawiera trzynaście obszarów wymagań i większość z nich w porządnie prowadzonym projekcie firmware'u jest już spełniona, tylko nigdzie nie zapisana. Praca polega więc głównie na spisaniu tego, co i tak robicie, w formie tabeli, w której każdemu wymaganiu odpowiada konkretny mechanizm i konkretny dowód: numer rewizji, nazwa pliku konfiguracyjnego, protokół z testu, zrzut z narzędzia.

Wybór wzorca, na którym warto tę tabelę oprzeć, zależy od rodzaju produktu.

Producenci sprzętu radiowego mają największą przewagę, bo od sierpnia 2025 roku podlegają już obowiązkowym wymaganiom cyberbezpieczeństwa z dyrektywy o urządzeniach radiowych, a zgodność z serią **EN 18031** pokrywa znaczną część wymagań produktowych rozporządzenia. Nie jest to przypadek: około dwie trzecie wymagań przyszłej normy prEN 40000-1-4 pochodzi właśnie z tej serii. Kto ma dokumentację EN 18031, ma gotowy szkielet mapowania.

Producenci automatyki przemysłowej naturalnie sięgną po **IEC 62443**, przy czym istotne są dwie części: 4-1 opisująca wymagania dla procesu bezpiecznego wytwarzania i 4-2 opisująca wymagania techniczne dla komponentów systemów sterowania. Trwają też prace nad prEN 50770, dedykowaną wyrobom techniki operacyjnej.

Producenci elektroniki konsumenckiej i domowego internetu rzeczy mają **ETSI EN 303 645**, normę stosunkowo prostą i sprawdzoną, która nie pokryje wszystkiego, ale daje sensowną strukturę wymagań.

Wykaz komponentów w potoku budowania

Przechodzimy do części najbardziej warsztatowej, bo tu rozporządzenie przekłada się wprost na polecenia, które trzeba dopisać do skryptu budowania.

Wymaganie samo w sobie jest skromne: producent ma sporządzić wykaz komponentów oprogramowania

Dlaczego czekanie na normy jest strategią przegraną

Argument, który słyszy się najczęściej, brzmi: poczekamy, aż normy zostaną opublikowane, i wtedy zrobimy to raz a porządnie. Trzy powody, dla których to nie zadziała.

Po pierwsze, obowiązek zgłoszeniowy nie czeka na normy. Od 11 września 2026 roku działa niezależnie od tego, czy istnieje norma zharmonizowana, i wymaga rzeczy, których żadna norma i tak by nie dostarczyła: wykazu komponentów, mapy wersji i procedury.

Po drugie, część wymagań dotyka architektury wyrobu. Bezpieczny rozruch, podpisywanie aktualizacji i mechanizm ich dostarczania to nie są rzeczy, które dokłada się do gotowego projektu w kwartał. Jeżeli wasz obecny produkt ma je dodać, decyzja projektowa musi zapaść teraz, a nie po publikacji normy.

Po trzecie, norma zharmonizowana nigdy nie jest obowiązkowa. Daje domniemanie zgodności, czyli wygodę dowodową. Można spełnić wymagania inaczej i to udokumentować – i dokładnie to robi dziś każdy, kto nie chce stracić piętnastu miesięcy.

eprasa.pl 06e3d94c64

w formacie powszechnie stosowanym i czytelnym maszynowo, **obejmujący co najmniej zależności najwyższego poziomu**. Nie ma obowiązku publikowania go – wykaz stanowi część dokumentacji technicznej i udostępnia się go organowi nadzoru na żądanie.

Praktyczny problem nie leży w formacie, tylko w częstotliwości. Wykaz opisuje konkretny obraz firmware'u, więc dezaktualizuje się przy każdej zmianie wersji biblioteki, każdej aktualizacji zestawu narzędzi i każdym wydaniu. Wykaz sporządzany ręcznie przed audytem jest z tego powodu bezużyteczny w sytuacji, do której ma służyć – czyli w oknie dwudziestu czterech godzin, kiedy pytanie brzmi „które wydania zawierają tę bibliotekę".

Stąd jedyna sensowna zasada: **wykaz jest wyjściem procesu budowania, na równi z plikiem binarnym i raportem konsolidatora, i przechowuje się go razem z nimi**.

Dwa formaty i jedna pułapka

W praktyce liczą się dwa formaty. **SPDX**, rozwijany przez Fundację Linuksa i znormalizowany jako ISO/IEC 5962, dominuje w świecie systemów wbudowanych, bo wspierają go natywnie systemy budowania. **CycloneDX**, rozwijany w ramach OWASP, jest częstszy w narzędziach bezpieczeństwa aplikacji i w warstwie usług.

Rozporządzenie nie wskazuje żadnego z nich, ale wybór nie jest obojętny, bo **konwersja między formatami jest stratna**. Istnieją narzędzia przekształcające jeden w drugi, jednak część informacji ginie po drodze, co czyni wynik wątpliwym jako dowód zgodności. Sensowniej wybrać format, który wasz system budowania generuje natywnie, i trzymać się go, niż generować w jednym, a raportować w drugim.

Warto przy tym pilnować dwóch parametrów jakości, niezależnych od formatu. Pierwszym jest kompletność identyfikatorów: **każdy komponent powinien mieć CPE albo PURL**, bo bez nich nie da się automatycznie zestawić wykazu z bazami podatności, a wtedy cała praca traci sens. Drugim jest kompletność licencji. Projekt PX4 przyjął tu regułę wartą naśladowania: **zero wpisów NOASSERTION w wykazie wydanego firmware'u**, wymuszane przez zadanie w potoku ciągłej integracji. Każdy podmoduł ma licencję wykrytą albo wpisaną ręcznie w pliku nadpisań.

Zephyr

W systemie Zephyr generowanie wykazu jest wbudowane w narzędzie west i sprowadza się do trzech poleceń (**listing 1**). Pułapką, na którą trafiają wszyscy, jest konieczność włączenia zapisywania metadanych budowania oraz konflikt z mechanizmem budowania złożonego.

Bez opcji `--no-sysbuild` narzędzie kończy się błędem, ponieważ przy budowaniu złożonym katalog wynikowy ma inną strukturę, niż zakłada generator. Rezultatem są trzy osobne dokumenty: dla kodu aplikacji, dla samego systemu operacyjnego i dla artefaktów budowania – i to rozdzielenie jest wygodne, bo pozwala śledzić zmiany w warstwie systemowej niezależnie od własnego kodu.

SYSTEM BUDOWANIA	POLECENIE	FORMAT	POKRYCIE	UWAGA

Zephyr	`west spdx --init -d build`
	`west build --no-sysbuild ...`
	`west spdx -d build`
		SPDX	system + aplikacja	wymaga --no-sysbuild

ESP-IDF	`idf.py sbom-create --format ...` `idf.py sbom-check --file ...`	SPDX lub CycloneDX	cały projekt	sprawdza NVD; bramkuje potok CI
Yocto	`INHERIT += "create-spdx"`	SPDX	obraz systemowy	warstwa aplikacji osobno
Buildroot	`make legal-info`	manifest	pakiety i licencje	wymaga konwersji
Warstwa aplikacji	`syft dir:./build -o cyclonedx-json` `cdxgen --type c`	CycloneDX	zależności aplikacji	uzupełnia powyższe
Bez systemu budowania	własny plik opisu + skrypt w potoku	dowolny	to, co wpiszesz	jeden dzień pracy raz

Konwersja między SPDX a CycloneDX jest stratna — wybierz format, który twój system budowania generuje natywnie.
Każdy komponent musi mieć identyfikator CPE albo PURL, inaczej nie da się zestawić wykazu z bazami podatności.

Rysunek 2. Skąd wziąć wyka komponentów w zależności od systemu budowania

eprasa.pl 06e3d94c64

ESP-IDF

Espressif dostarcza osobne narzędzie `esp-idf-sbom`, instalowane z repozytorium pakietów Pythona. Wersja 1.1.0 z czerwca 2026 obsługuje wszystkie utrzymywane gałęzie ESP-IDF i poza generowaniem wykazu potrafi też zestawić go z bazą NVD, wykorzystując identyfikatory CPE zapisane w dokumencie.

Warto wiedzieć, że narzędzie zostało w międzyczasie wciągnięte do samego zestawu ESP-IDF i w bieżących wydaniach nie trzeba go instalować osobno – wystarczą polecenia `idf.py sbom-create` oraz `idf.py sbom-check`. Pierwsze z nich zależy od budowania projektu, więc samo je wyzwala, jeżeli źródła zmieniły się od ostatniego przebiegu. Domyślnym formatem wyjściowym jest SPDX 2.2 w postaci znacznikowej, ale opcja `--format` pozwala wybrać także SPDX w postaci JSON, SPDX 3.0 w postaci JSON-LD oraz CycloneDX 1.6 w postaci JSON. Znosi to zastrzeżenie, które jeszcze niedawno trzeba było przy tej platformie robić: dziś nie ma potrzeby prowadzenia dwóch torów, gdy w firmie wdrożono CycloneDX dla warstwy aplikacyjnej.

```
# Listing 1. Generowanie wykazu komponentów w projekcie zephyrowym

west spdx --init -d build

west build -b nrf52840dk/nrf52840 --no-sysbuild \
           -d build -- -DCONFIG_BUILD_OUTPUT_META=y

west spdx -d build
# wynik: build/spdx/{app,zephyr,build}.spdx
```

```
# Listing 2. Wykaz komponentów i sprawdzenie podatności w ESP-IDF

# wariant bieżący - narzędzie wbudowane w zestaw ESP-IDF
idf.py sbom-create --format cyclonedx-json --file sbom-v1.4.2.cdx.json
idf.py sbom-check  --file sbom-v1.4.2.cdx.json

# wariant dla starszych wydań - narzędzie instalowane osobno
pip install esp-idf-sbom
idf.py build
esp-idf-sbom create build/project_description.json \
             --output-file sbom-v1.4.2.spdx
esp-idf-sbom check sbom-v1.4.2.spdx
```

Sprawdzanie podatności zasługuje na osobne zdanie, bo jest tu lepiej rozwiązane niż na pozostałych platformach. Polecenie `idf.py sbom-check` rozpoznaje format pliku samo i domyślnie korzysta z lokalnego odbicia bazy NVD, co kosztuje około dziewięciuset megabajtów na dysku, ale pozwala skanować szybko i bez łącza. Alternatywą jest odpytywanie bazy przez interfejs sieciowy opcją `--nvd-api`, przy czym bez klucza dostępowego ograniczenia po stronie NVD czynią ten tryb powolnym. Najważniejszy dla nas jest jednak kod wyjścia: polecenie zwraca wartość niezerową, gdy znajdzie choć jedną podatność, więc nadaje się wprost na bramkę w potoku ciągłej integracji – bez pisania dodatkowej obudowy.

Drugi szczegół dotyczy jakości opisu. Narzędzie szuka w drzewie projektu plików manifestu `sbom.yml`, z których bierze dane o dostawcy, wersji i licencji komponentu. Bez nich wpisy są ubogie. Plik można umieścić w katalogu komponentu, podmodułu albo dowolnego podkatalogu, a każdy taki plik tworzy w wykazie osobny podpakiet – co pozwala rozdzielić bibliotekę zawierającą kilka niezależnych części.

Embedded Linux

Przy systemach opartych na jądrze Linuksa źródłem wykazu jest system budowania obrazu. W **Yocto** klasa `create-spdx` jest w bieżących wydaniach dziedziczona domyślnie, przez zmienną INHERIT_DISTRO, więc dokumenty SPDX powstają przy budowaniu obrazu bez żadnej dodatkowej konfiguracji; w wydaniach starszych trzeba ją było włączyć wpisem w pliku konfiguracyjnym. Zmienia się za to wersja formatu: wydanie Scarthgap generuje SPDX 2.2, a od wydania Styhead domyślnym wyjściem jest SPDX 3.0. Dla projektów utkniętych na wydaniach starszych niż Kirkstone, a takich w produkcji jest sporo, bo aktualizacja pakietu wsparcia sprzętu bywa droższa niż cały projekt, istnieje narzędzie `yocto-sbom`, analizujące receptury i podmoduły bez konieczności podnoszenia wersji. **Buildroot** udostępnia manifesty pakietów i licencji przez make `legal-info`.

Warstwy aplikacyjnej te narzędzia nie obejmują, więc jeżeli na obrazie działa wasza aplikacja w C++ z zależnościami z menedżera pakietów, potrzebny jest drugi przebieg – `syft` dla ekosystemów z plikiem blokady wersji albo `cdxgen` dla projektów w C i C++ zarządzanych przez CMake, Conan czy vcpkg. Wyniki trzeba potem scalić albo śledzić osobno, i tę decyzję lepiej podjąć na początku, a nie po pierwszym audycie.

Projekt bez systemu budowania

Zostaje przypadek najczęstszy w małych firmach: projekt w środowisku producenta układu, zbudowany z bibliotek skopiowanych do repozytorium, bez menedżera zależności. Tu żadne narzędzie nie wygeneruje wykazu automatycznie, bo nie ma z czego.

Rozwiązanie jest ręczne, ale jednorazowe. Zakładacie w repozytorium plik opisujący każdy komponent zewnętrzny – nazwę, wersję, dostawcę, licencję, adres źródła i identyfikator CPE lub PURL – po czym krótki skrypt w potoku budowania przekształca

eprasa.pl 06e3d94c64

go do wybranego formatu i dokleja wersję firmware'u oraz znacznik czasu. Praca do wykonania raz zamyka się w jednym dniu dla typowego projektu, a każda kolejna zmiana to jeden wiersz.

Od wykazu do decyzji

Sam wykaz niczego nie chroni. Wartość powstaje dopiero wtedy, gdy jest z czymś zestawiany, a wynik zestawienia trafia do kogoś, kto podejmuje decyzję.

Źródeł do zestawiania jest kilka i warto używać więcej niż jednego. **NVD** prowadzone przez NIST jest najbardziej znane, ale bywa opóźnione i nie obejmuje wszystkiego. **OSV.dev** ma lepsze pokrycie ekosystemów otwartych i wygodne API. **EPSS** nie mówi, czy podatność istnieje, tylko szacuje prawdopodobieństwo, że będzie wykorzystana – co przy kolejce stu trafień jest jedynym sensownym sposobem ustalenia kolejności.

Problem fałszywych trafień

Każdy, kto pierwszy raz przepuści wykaz obrazu wbudowanego przez skaner, dostanie listę kilkuset podatności i porzuci temat. To jest normalna reakcja i normalny etap.

Przyczyna jest strukturalna. Skaner porównuje nazwy i wersje komponentów, nie mając pojęcia o tym, czy podatny fragment kodu w ogóle znalazł się w obrazie i czy da się do niego dotrzeć. Podatność w module jądra, którego nie skompilowaliście. Luka w funkcji biblioteki, do której nie ma wywołania. Błąd w obsłudze formatu pliku, którego wasze urządzenie nigdy nie otwiera. W firmwarze, gdzie konfiguracja budowania wycina zwykle większość funkcji komponentu, udział takich trafień bywa przytłaczający.

Odpowiedzią jest VEX – oświadczenie o wykorzystywalności, dołączane do wykazu. Mówi ono dla konkretnej podatności i konkretnego wyrobu, czy produkt jest nią dotknięty, a jeśli nie, to dlaczego: bo kodu nie ma w obrazie, bo nie jest osiągalny, bo istnieje zabezpieczenie wykluczające wykorzystanie. **Formatami są OpenVEX i CSAF 2.0.**

Wagi tego mechanizmu nie sposób przecenić przy oknie dwudziestu czterech godzin. Zdanie „ta podatność nas nie dotyczy" wypowiedziane w rozmowie nie jest niczym. To samo zdanie zapisane wcześniej jako oświadczenie, z uzasadnieniem i datą, jest dowodem – i jest gotowe, zanim ktokolwiek zapyta.

Jeżeli budujecie obraz w systemie Yocto, część tej pracy da się wykonać bez sięgania po cokolwiek z zewnątrz: system budowania ma własną klasę vex, która wypuszcza oświadczenia razem z wykazem komponentów, a zmienna `SPDX_INCLUDE_VEX` steruje tym, czy do dokumentu trafiają wyłącznie podatności obecnie otwarte, czy komplet wraz z już załatanymi – przy czym dopuszczalne wartości różnią się między wydaniami, więc trzeba je sprawdzić dla swojego. Warto też wiedzieć, że format SPDX 2.2 przenosi bardzo niewiele informacji o statusie podatności, więc na tej ścieżce sensowne jest albo przejście na SPDX 3.0, albo traktowanie oświadczeń VEX jako osobnego dokumentu obok wykazu.

Pojawiają się już narzędzia automatyzujące tę pracę dla systemów wbudowanych. Przykładem jest bitvex, które dla obrazów budowanych w Yocto odsiewa podatności na podstawie **konfiguracji jądra i drzewa urządzeń** – jeśli opcja odpowiadająca podatnemu podsystemowi nie jest włączona, trafienie zostaje oznaczone jako niedotyczące, z uzasadnieniem wskazującym konkretny parametr konfiguracji. Narzędzie potrafi też śledzić zmiany między kolejnymi budowaniami i zgłaszać wyłącznie podatności nowe, co przekłada raportowanie z trybu przeglądu listy na tryb reagowania na zdarzenie.

Procedura dwudziestu czterech godzin

Dotychczasowe rozważania dotyczyły rzeczy, które da się zrobić raz i zautomatyzować. Ten punkt dotyczy jedynej rzeczy, którą trzeba przećwiczyć, bo w dniu zdarzenia nikt nie będzie czytał procedury po raz pierwszy.

Tabela 2. Skąd wziąć wykaz komponentów

System budowania	Polecenie	Format	Pokrycie	Ograniczenie
Zephyr	`west spdx`	SPDX	system i aplikacja, trzy osobne dokumenty	wymaga `--no-sysbuild` i metadanych budowania
ESP-IDF	`esp-idf-sbom create`	SPDX	cały projekt	jakość opisu zależy od plików sbom.yml
Yocto	`INHERIT += „create-spdx"`	SPDX	obraz systemowy	warstwa aplikacji wymaga drugiego przebiegu
Buildroot	`make legal-info`	manifest pakietów i licencji	pakiety obrazu	wymaga przekształcenia do SPDX lub CycloneDX
Warstwa aplikacji	`syft, cdxgen`	CycloneDX	zależności aplikacji	nie obejmuje warstwy systemowej
Bez systemu budowania	własny plik opisu i skrypt	dowolny	to, co wpiszecie	jednorazowa praca ręczna, potem jeden wiersz na zmianę

eprasa.pl 06e3d94c64

Rysunek 3. Od budowania do decyzji: co się dzieje z wykazem komponentów

Co właściwie podlega zgłoszeniu

Rozróżnienie jest tu istotne, bo pierwszy odruch – zgłaszać wszystko, na wszelki wypadek – kosztuje więcej, niż daje.

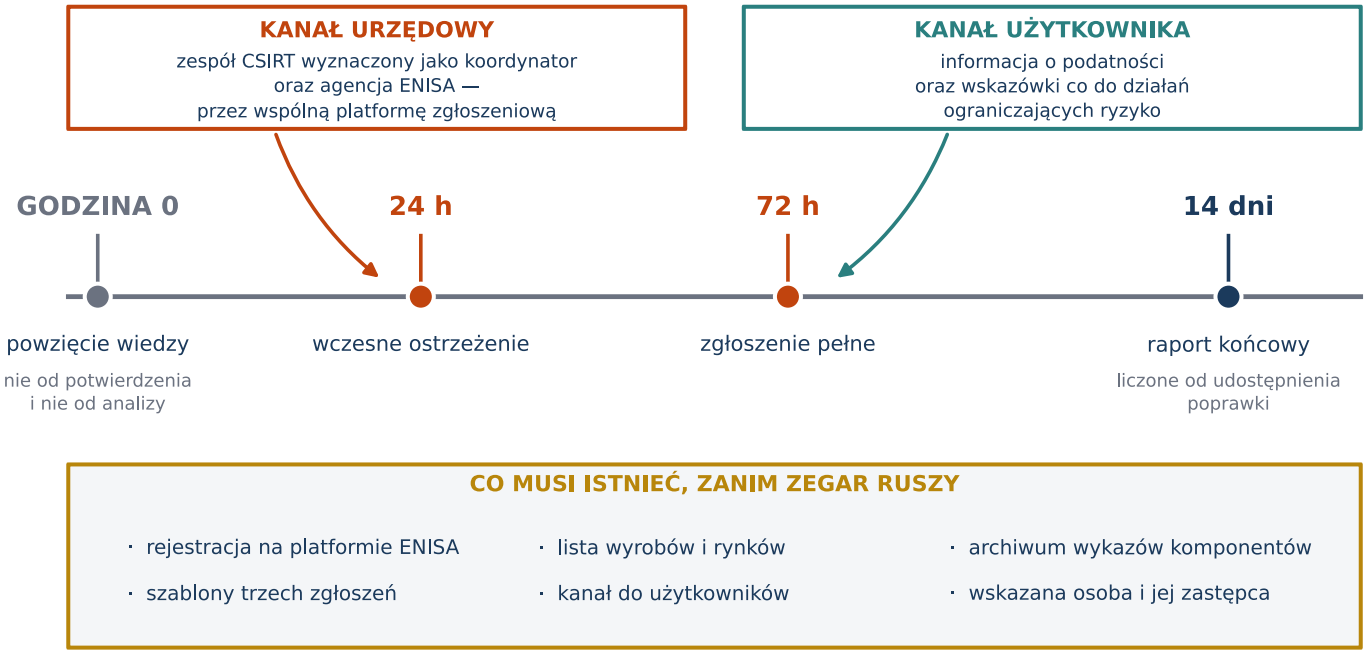
Zgłoszeniu podlega aktywnie wykorzystywana podatność w waszym wyrobie, czyli taka, co do której istnieją wiarygodne przesłanki, że ktoś jej faktycznie używa albo próbował użyć. Sama podatność, nawet poważna i publicznie znana, dopóki nikt jej nie wykorzystuje, obowiązku zgłoszeniowego nie uruchamia – uruchamia natomiast obowiązek jej usunięcia i poinformowania użytkowników zgodnie z częścią drugą Załącznika I.

Zgłoszeniu podlega też poważny incydent mający wpływ na bezpieczeństwo wyrobu, przy czym liczy się wpływ na sam produkt i jego użytkowników, nie zaś na waszą infrastrukturę biurową. Zaszyfrowany serwer plików w firmie to sprawa dla innych przepisów. Przejęcie kontroli nad urządzeniami u klientów albo kompromitacja klucza podpisującego aktualizacje to sprawa dla tego przepisu.

Kluczowy moment, od którego biegnie zegar, to powzięcie wiedzy. Nie potwierdzenie techniczne, nie zakończenie analizy, nie decyzja zarządu. Chwila, w której producent dowiedział się o sprawie.

Komu się zgłasza

Zgłoszenie idzie równolegle do zespołu CSIRT wyznaczonego jako koordynator **oraz do agencji ENISA**, przez wspólną platformę zgłoszeniową prowadzoną przez tę agencję. Instrukcje rejestracji opublikowano pod koniec lipca 2026 roku i rejestracja jest czynnością, **którą należy wykonać przed pierwszym zdarzeniem** – zakładanie konta w trakcie biegnącej doby to strata kilku godzin z dwudziestu czterech.



Rysunek 4. Zegar zgłoszeniowy i dwa kanały, którymi idzie informacja

eprasa.pl 06e3d94c64

Tabela 3. Trzy etapy zgłoszenia

Etap	Termin	Adresat	Treść	Skąd dane w firmie
Wczesne ostrzeżenie	24 h od powzięcia wiedzy	CSIRT i ENISA	fakt aktywnego wykorzystania, państwa udostępniania	lista wyrobów i rynków
Zgłoszenie pełne	72 h	CSIRT i ENISA	charakter podatności, skutki, środki zaradcze, działania dla użytkownika	archiwum wykazów komponentów, oświadczenia VEX
Powiadomienie użytkowników	bez zbędnej zwłoki	użytkownicy wyrobu	informacja i wskazówki ograniczające ryzyko	kanał kontaktu z użytkownikami
Raport końcowy	14 dni od poprawki	CSIRT i ENISA	opis podatności, dotkliwość, wdrożona poprawka	rejestr sprawy, dokumentacja wydania

Obowiązek obejmuje również poinformowanie użytkowników wyrobu, a w uzasadnionych przypadkach udzielenie im wskazówek co do działań ograniczających ryzyko. To jest osobny kanał i osobna treść – organ dostaje informację techniczną, użytkownik dostaje instrukcję postępowania.

Trzy etapy

Wczesne ostrzeżenie – 24 godziny. Krótkie. Ma zawierać informację, że podatność jest aktywnie wykorzystywana, oraz wskazanie państw członkowskich, w których wyrób jest udostępniany, o ile jest to wiadome. Nie jest to raport i nikt na tym etapie nie oczekuje analizy przyczyn.

Zgłoszenie pełne – 72 godziny. Uzupełnia obraz: charakter podatności, ocena skutków, informacja o zastosowanych środkach zaradczych i o tym, co użytkownik może zrobić samodzielnie. Tu pojawia się pytanie o zasięg – które wyroby i które wersje.

Raport końcowy – 14 dni od udostępnienia poprawki, a dla poważnych incydentów jeden miesiąc od zgłoszenia pełnego. Opis podatności, jej dotkliwości i skutków, informacja o sprawcach, jeśli jest dostępna, oraz opis wdrożonej poprawki.

Doba rozpisana na godziny

Poniższy rozkład jest napisany dla realiów, w których w firmie są dwie osoby od firmware'u i żadnej od bezpieczeństwa.

Co przygotować zawczasu

Praca do wykonania przed pierwszym zdarzeniem jest niewielka i cała mieści się w jednym popołudniu.

Rejestracja na platformie ENISA. Lista wyrobów objętych rozporządzeniem wraz z rynkami, na których są udostępniane. Archiwum wykazów komponentów dla wszystkich wydań pozostających w okresie wsparcia, z możliwością przeszukania po nazwie komponentu. Szablony trzech zgłoszeń z wypełnioną częścią stałą. Kanał, którym docieracie do użytkowników – lista adresów, mechanizm powiadomień w urządzeniu albo strona wsparcia. Wskazanie osoby prowadzącej i jej zastępcy.

I jedna rzecz, której nie da się przygotować, tylko trzeba wykonać: **próba na sucho, raz w roku**. Wybieracie dowolną świeżą podatność w komponencie, którego używacie, i przechodzicie procedurę do momentu przed wysłaniem, mierząc czas. Wynik pierwszej takiej próby bywa pouczający.

Doba w praktyce – zespół dwuosobowy

Godzina 0 – wpłynęło zgłoszenie. Jedna osoba zostaje wyznaczona jako prowadząca sprawę i od tej chwili nie robi nic innego. Druga pracuje normalnie, bo za dwa dni ktoś będzie musiał wydać poprawkę.

Godziny 0–2 – ustalenie zasięgu. Pytanie brzmi: które wyroby i które wersje zawierają podatny komponent. Jeżeli wykazy komponentów są w potoku budowania, jest to zapytanie do archiwum wydań, wykonywane skryptem w kilka minut. Jeżeli ich nie ma, tutaj kończy się możliwość dotrzymania terminu – i to jest jedyny powód, dla którego punkt o wykazie komponentów stoi w tym artykule przed punktem o procedurze.

Godziny 2–4 – czy to naprawdę nas dotyczy. Sprawdzenie w oświadczeniach VEX, czy podatny fragment jest w obrazie i czy jest osiągalny. Jeżeli odpowiedź brzmi „nie" i jest udokumentowana, sprawa kończy się notatką do akt, a nie zgłoszeniem.

Godziny 4–8 – potwierdzenie wykorzystania. Czy istnieją przesłanki, że ktoś faktycznie tej podatności używa. Źródłem bywa zgłaszający, log z urządzenia u klienta albo publiczny komunikat. Przy braku pewności próg jest niski: przesłanki wiarygodne wystarczą, a zgłoszenie przedwczesne jest tańsze niż spóźnione.

Godziny 8–16 – sporządzenie i wysłanie wczesnego ostrzeżenia. Z gotowego szablonu. Treść merytoryczna to kilka zdań; reszta to dane identyfikujące wyrób i producenta, które w szablonie już są.

Godziny 16–24 – powiadomienie użytkowników i uruchomienie prac nad poprawką. Tu wraca do gry druga osoba.

Rzecz, która musi istnieć wcześniej: decyzja, kto podejmuje decyzję. W zespole dwuosobowym trzeba to ustalić na papierze, bo w chwili zdarzenia rozstrzyganie kompetencji zjada pół doby.

eprasa.pl 06e3d94c64

Polityka skoordynowanego ujawniania podatności

Rozporządzenie wymaga, by producent prowadził politykę skoordynowanego ujawniania podatności i udostępnił dane kontaktowe umożliwiające ich zgłaszanie. Jest to wymaganie o najlepszym stosunku efektu do nakładu w całym rozporządzeniu, bo minimum kosztuje pół godziny pracy.

security.txt

Dokument RFC 9116 opisuje plik tekstowy umieszczany pod ustalonym adresem – `/.well-known/security.txt` w domenie producenta – zawierający dane kontaktowe do zgłaszania problemów bezpieczeństwa. Format jest prosty, a korzyść oczywista: badacz, który znajdzie coś w waszym urządzeniu, nie musi zgadywać, czy pisać na adres do faktur, czy do sekretariatu.

Pole `Expires` jest obowiązkowe i celowo wymusza okresowy przegląd – plik z datą przeszłą jest nieważny. Adres w polu Contact musi być adresem, który ktoś czyta; skrzynka przekierowana do osoby, która odeszła z firmy dwa lata temu, jest gorsza niż brak pliku, bo tworzy pozór kanału.

Treść polityki

Sama polityka to dokument na jedną, najwyżej dwie strony. Powinna określać, jak zgłaszać, w jakim czasie zgłaszający dostanie potwierdzenie i pierwszą odpowiedź merytoryczną, w jakim terminie planujecie udostępnić poprawkę, co się stanie, jeśli termin się przesunie, oraz czy i jak wymieniacie zgłaszającego z nazwiska. Warto też napisać, czego polityka nie obejmuje – testy obciążeniowe infrastruktury produkcyjnej, socjotechnika wobec pracowników, fizyczne wejście na teren zakładu.

```
# Listing 3. Minimalny plik security.txt

Contact: mailto:security@example.pl
Expires: 2027-09-01T00:00:00.000Z
Preferred-Languages: pl, en
Policy: https://example.pl/security/polityka
Canonical: https://example.pl/.well-known/security.txt
```

Normy **ISO/IEC 29147** i **ISO/IEC 30111** opisują odpowiednio ujawnianie podatności i ich obsługę wewnętrzną. Nie trzeba ich wdrażać w całości, ale warto przeczytać, bo definiują pojęcia, których organ używa.

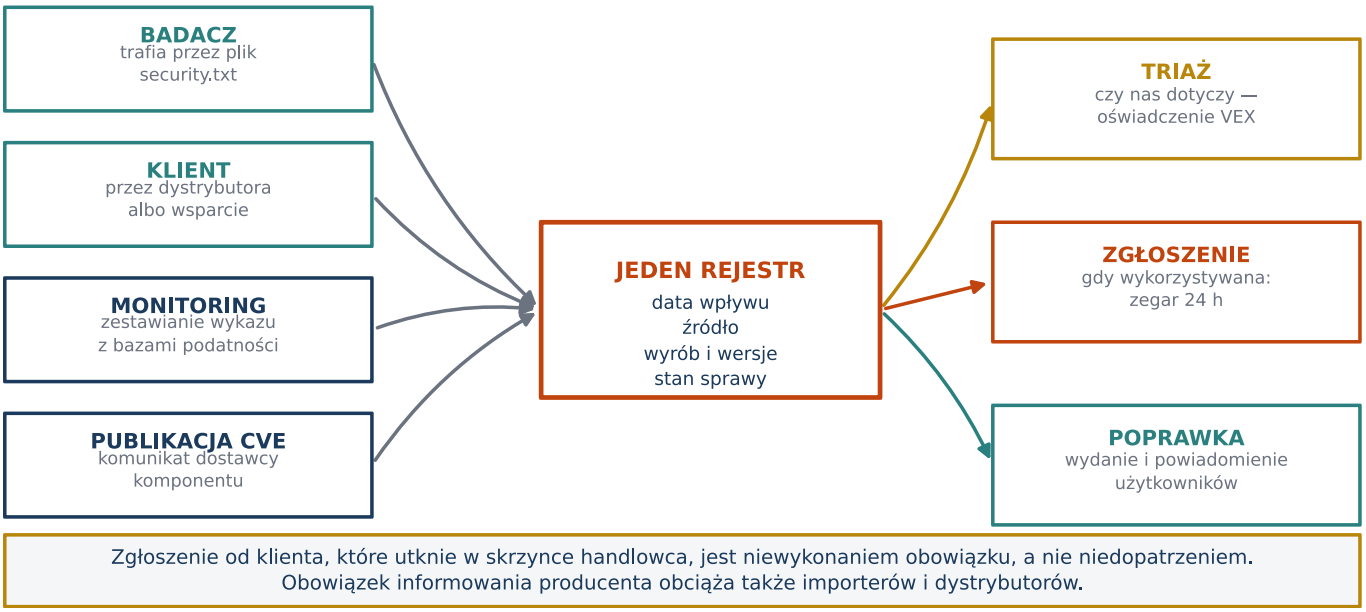
PSIRT w firmie, która nie ma PSIRT

Pojęcie zespołu reagowania na incydenty produktowe brzmi jak coś z korporacji, i w dużych firmach tym właśnie jest. W firmie dziesięcioosobowej PSIRT to nie zespół, tylko **rola i procedura**: wskazana osoba, jej zastępca, skrzynka, którą ktoś czyta, oraz rejestr zgłoszeń z datami. Materiały FIRST opisujące ramy usług PSIRT zawierają katalog funkcji, z którego dla małej firmy realne jest kilka – przyjęcie zgłoszenia, triaż, koordynacja poprawki, komunikat.

Warto tę rolę obsadzić formalnie, bo wtedy istnieje w organizacji ktoś, komu zgłoszenie nie przepadnie w skrzynce. Wracamy tu do uwagi z rozdziału o rolach: obowiązek informowania producenta o podatnościach obciąża także importerów i dystrybutorów, a zgłoszenie od klienta, które utknie u handlowca, jest niewykonaniem obowiązku, nie tylko niedopatrzeniem.

Załącznik I od strony mikrokontrolera

Część pierwsza Załącznika I opisuje właściwości, które ma mieć wyrób. Trzynaście obszarów, sformułowanych na tyle ogólnie, że bez przełożenia na konkretny sprzęt trudno cokolwiek z nimi zrobić. Przejdźmy więc przez te, które dotykają architektury firmware'u, i zobaczmy,



Rysunek 5. Cztery kanały wpływu zgłoszeń i jeden rejestr

eprasa.pl 06e3d94c64

czym dysponują trzy platformy najczęściej spotykane u czytelników.

Bezpieczny rozruch i podpisywanie aktualizacji

To są dwa różne mechanizmy, choć często wymienia się je jednym tchem, i warto je rozdzielić.

Bezpieczny rozruch odpowiada na pytanie, czy układ w ogóle uruchomi obraz, którego nie podpisał uprawniony podmiot. Kotwicą jest klucz publiczny albo jego skrót zapisany w pamięci jednorazowo programowalnej, a łańcuch zaufania biegnie od niezmiennego programu rozruchowego w pamięci stałej układu.

Podpisywanie aktualizacji odpowiada na pytanie, czy urządzenie przyjmie nowy obraz przysłany zdalnie. Jest to weryfikacja wykonywana przez program rozruchowy przed przełączeniem na nowy obraz, wraz z zabezpieczeniem przed cofnięciem wersji – bo aktualizacja podpisana poprawnie, ale starsza, jest wektorem ataku równie dobrym jak obraz obcy.

Wymaganie z Załącznika I nie brzmi „miej bezpieczny rozruch". Brzmi ono, że wyrób ma być dostarczany bez znanych podatnych do wykorzystania luk, chroniony przed nieuprawnionym dostępem, z zapewnioną integralnością kodu i z mechanizmem bezpiecznego dostarczania aktualizacji. Bezpieczny rozruch jest środkiem, nie celem, i przy wyrobie o niskim ryzyku można spełnić to wymaganie inaczej – pod warunkiem że napiszecie, jak i dlaczego.

Trzy platformy porównawczo

STMicroelectronics. Ekosystem opiera się na dwóch filarach. Dla rodzin bez sprzętowego wsparcia izolacji jest rozwiązanie referencyjne łączące bezpieczny rozruch z aktualizacją firmware'u, dostarczane jako gotowy przykład wraz z narzędziem podpisującym. Dla nowszych rodzin z rdzeniami Cortex-M33 i wsparciem architektury TrustZone dochodzi implementacja **Trusted Firmware-M**, dająca odseparowaną dziedzinę bezpieczną z usługami kryptograficznymi, przechowywaniem chronionym i atestacją. Klucze i konfiguracja zabezpieczeń trafiają do pamięci jednorazowej i słów opcji, a nieodwracalność tej operacji jest tu praktyczną pułapką: układ z zamkniętym poziomem ochrony przestaje być dostępny przez interfejs debugowy i nie ma drogi powrotnej.

Espressif. Bezpieczny rozruch w wersji drugiej działa na skrótach kluczy publicznych zapisanych w pamięci jednorazowej, a odrębnym mechanizmem jest szyfrowanie pamięci programu, chroniące obraz przed odczytem z zewnątrz. Izolacja sprzętowa jest tu dostępna od niedawna i inaczej niż u pozostałych producentów: układy Espressifa nie mają architektury TrustZone, ponieważ nie są oparte na rdzeniach Arm, ale od wersji 5.5 zestawu ESP-IDF dostępny jest własny mechanizm ESP-TEE, budujący odseparowaną dziedzinę bezpieczną na prymitywach architektury RISC-V – poziomach uprzywilejowania oraz sprzętowej ochronie obszarów pamięci. Izolację buduje kombinacja poziomów uprzywilejowania rdzenia, sprzętowej ochrony obszarów pamięci oraz układu

MECHANIZM	STMicroelectronics	Espressif	Nordic
Kotwica zaufania	pamięć jednorazowa + słowa opcji	skrót klucza w pamięci jednorazowej	niezmienny program rozruchowy
Weryfikacja obrazu	rozwiązanie referencyjne albo MCUboot	bezpieczny rozruch v2	MCUboot
Aktualizacja zdalna	w rozwiązaniu referencyjnym	dwa obszary aplikacji z przełączaniem	wbudowana w zestaw, także przez Bluetooth
Wycofanie wersji	zależnie od implementacji	automatyczne, gdy obraz nie potwierdzi startu	obsługiwane przez MCUboot
Szyfrowanie pamięci	na wybranych rodzinach	szyfrowanie pamięci programu	na wybranych rodzinach
Izolacja sprzętowa	TF-M na rdzeniach Cortex-M33	ESP-TEE na rdzeniach RISC-V (C6, C5, H2, C61)	TF-M na rdzeniach Cortex-M33

MCUboot występuje na wszystkich trzech platformach — dla firmy utrzymującej wyroby na kilku rodzinach układów to argument, żeby mieć jeden proces podpisywania i jedną procedurę zarządzania kluczami zamiast trzech.

Rysunek 6. Mechanizmy z Załącznika I na trzech platformach

eprasa.pl 06e3d94c64

Tabela 4. Mechanizmy Załącznika I na trzech platformach

Mechanizm	STMicroelectronics	Espressif	Nordic Semiconductor
Kotwica zaufania	pamięć jednorazowa i słowa opcji	skrót klucza w pamięci jednorazowej	niezmienny program rozruchowy
Weryfikacja obrazu	rozwiązanie referencyjne albo MCUboot	bezpieczny rozruch w wersji drugiej	MCUboot
Aktualizacja zdalna	w ramach rozwiązania referencyjnego	dwa obszary aplikacji z przełączaniem	wbudowana w zestaw, także przez Bluetooth
Wycofanie wersji	zależnie od implementacji	automatyczne, gdy obraz nie potwierdzi uruchomienia	obsługiwane przez MCUboot
Szyfrowanie pamięci programu	na wybranych rodzinach	tak, jako osobny mechanizm	na wybranych rodzinach
Izolacja sprzętowa	Trusted Firmware-M na rdzeniach Cortex-M33	ESP-TEE – izolacja na rdzeniach RISC-V	Trusted Firmware-M na rdzeniach Cortex-M33
Blokada interfejsu debugowego	poziom ochrony, operacja nieodwracalna	bity pamięci jednorazowej	ochrona dostępu, operacja nieodwracalna

zarządzania uprawnieniami dostępu, oznaczanego skrótem APM. Dokumentacja obejmuje dziś rodziny ESP32-C6, ESP32-C5, ESP32-H2 i ESP32-C61; ESP32-C6 uzyskał na tej podstawie certyfikat PSA Certified drugiego poziomu. Aktualizacja zdalna jest częścią zestawu ESP-IDF i obsługuje dwa obszary aplikacji z przełączaniem oraz wycofanie do wersji poprzedniej, gdy nowa nie potwierdzi poprawnego uruchomienia. Ten ostatni mechanizm zasługuje na uwagę, bo rozwiązuje problem, o który rozbija się większość samodzielnych implementacji: co zrobić, gdy poprawnie podpisany obraz okazuje się niedziałający.

Nordic Semiconductor. Podejście najbardziej zintegrowane z systemem Zephyr. Niezmienny program rozruchowy weryfikuje kolejne ogniwo, którym w praktyce jest **MCUboot**, a ten weryfikuje obraz aplikacji. Aktualizacja zdalna korzysta z gotowej obsługi w zestawie narzędzi, także przez łącze Bluetooth. Na rodzinach z rdzeniem Cortex-M33 dochodzi Trusted Firmware-M z podziałem na dziedzinę bezpieczną i niebezpieczną.

Wspólny mianownik jest taki, że **MCUboot pojawia się na wszystkich trzech platformach** – jako natywny wybór u Nordica, jako opcja w projektach zephyrowych na STM32 i jako alternatywa dla rozwiązania własnego u Espressifa. Dla firmy utrzymującej wyroby na kilku rodzinach układów jest to argument, żeby oprzeć się na nim wszędzie i mieć jeden proces podpisywania, jeden format nagłówka i jedną procedurę zarządzania kluczami zamiast trzech.

Minimalizacja powierzchni ataku

Wymaganie mówiące o ograniczeniu powierzchni ataku i o dostarczaniu wyrobu z bezpieczną konfiguracją domyślną przekłada się na kilka rzeczy, które kosztują jedno popołudnie, a bywają pomijane.

Interfejs debugowy wyłączony albo zablokowany w wersji produkcyjnej – z zastrzeżeniem, że jest to zwykle operacja nieodwracalna, więc procedura produkcyjna musi ją wykonywać po ostatnim teście, nie przed. Porty i usługi sieciowe wyłączone domyślnie, włączane świadomie. Brak haseł domyślnych wspólnych dla całej serii – a jeśli hasło początkowe musi istnieć, to unikalne dla egzemplarza i wymuszające zmianę przy pierwszym uruchomieniu. Wyłączone w wersji wydawniczej konsole diagnostyczne przyjmujące polecenia.

Rejestrowanie zdarzeń bez systemu plików

Załącznik I wymaga, by produkt umożliwiał rejestrowanie i monitorowanie zdarzeń istotnych dla bezpieczeństwa, a użytkownikowi dawał możliwość ich odczytania. W urządzeniu z systemem plików i połączeniem z chmurą jest to zadanie rutynowe. W sterowniku z kilkudziesięcioma kilobajtami pamięci wymaga decyzji projektowej.

Rozwiązaniem praktycznym jest bufor cykliczny w pamięci nieulotnej, o rozmiarze kilku kilobajtów, zapisujący wyłącznie zdarzenia z krótkiej listy: nieudana weryfikacja podpisu obrazu, odrzucona próba aktualizacji, przekroczony limit nieudanych uwierzytelnień, wykryte cofnięcie wersji, nieoczekiwany reset z określonej przyczyny. Format binarny, znacznik czasu z licznika czasu pracy, jeżeli nie ma zegara czasu rzeczywistego. Odczyt przez to samo łącze, którym idzie diagnostyka.

Nie chodzi o dziennik systemowy, tylko o możliwość odpowiedzenia po fakcie na pytanie, czy ktoś próbował.

Okres wsparcia kontra cykl życia układu

Rozporządzenie wymaga określenia okresu wsparcia odzwierciedlającego przewidywany czas użytkowania wyrobu, przy czym co do zasady **nie krótszego niż pięć lat**. Przez ten czas producent zapewnia poprawki bezpieczeństwa. Okres trzeba zadeklarować i podać użytkownikowi.

eprasa.pl 06e3d94c64

I tu pojawia się problem, którego rozporządzenie nie rozwiązuje, a który dla konstruktora jest realny. Deklarujecie pięć lat wsparcia dla wyrobu opartego na mikrokontrolerze, którego producent zapowiedział zakończenie produkcji za trzy lata. Za cztery lata trzeba będzie wydać poprawkę do firmware'u na układ, którego nie da się kupić, przy użyciu zestawu narzędzi, którego nowa wersja tego układu już nie obsługuje.

Praktyczne odpowiedzi są cztery i warto podjąć decyzję świadomie, a nie odkryć problem w czwartym roku.

Zamrożenie środowiska budowania. Kompletny obraz zestawu narzędzi, bibliotek i konfiguracji, zapisany razem z wydaniem – najlepiej jako obraz kontenera z przypiętymi wersjami. Bez tego odtworzenie budowania po czterech latach bywa trudniejsze niż napisanie poprawki.

Zapas magazynowy pod serwis. Partia układów odłożona wyłącznie na naprawy, wyliczona z przewidywanej awaryjności, nie z prognozy sprzedaży.

Drugie źródło od początku projektu. Wybór rodziny mającej odpowiednik u innego producenta albo przynajmniej wewnątrz portfolio tego samego producenta, z zachowaniem wyprowadzeń.

Warstwa abstrakcji umożliwiająca migrację. Nie chodzi o budowanie własnej warstwy sprzętowej dla samej zasady, tylko o to, by kod zależny od konkretnej rodziny był zebrany w kilku plikach, a nie rozproszony po całym projekcie. Ta sama praca, która ułatwia migrację, ułatwia też testowanie na komputerze – więc opłaca się dwa razy.

Do dokumentacji technicznej warto dopisać jedną stronę opisującą, jak zamierzacie wywiązać się ze wsparcia po zakończeniu produkcji układu. Nie jest to wymóg wprost, ale jest to dokładnie ten rodzaj pytania, które organ zada, widząc pięcioletnią deklarację przy układzie z ogłoszonym końcem cyklu życia.

Plan na piętnaście miesięcy

Zbierzmy całość w harmonogram. Punktem odniesienia jest 11 grudnia 2027 roku, obowiązek zgłoszeniowy działa już teraz.

Do końca września 2026 – jeden tydzień pracy. Rejestracja na platformie ENISA. Plik security.txt i jednostronicowa polityka ujawniania podatności. Wskazanie osoby prowadzącej sprawy bezpieczeństwa i jej zastępcy. Lista wyrobów objętych rozporządzeniem wraz z rynkami. Szablony trzech zgłoszeń.

Czwarty kwartał 2026 – wykaz komponentów. Włączenie generowania w potoku budowania dla wszystkich aktywnych projektów. Uzupełnienie brakujących licencji i identyfikatorów. Odtworzenie wykazów dla wydań pozostających w okresie wsparcia – to jest praca jednorazowa i najbardziej żmudna w całym przedsięwzięciu. Archiwum z możliwością przeszukania po nazwie komponentu.

Pierwszy kwartał 2027 – zestawianie i decyzje. Podłączenie wykazów do baz podatności. Pierwszy przegląd wyników i oświadczenia VEX dla trafień

TERMIN I NAKŁAD	ETAP I ZAKRES PRAC
X 2026 1 tydzień	**PIERWSZY TYDZIEŃ** rejestracja na platformie ENISA · plik security.txt osoba prowadząca i jej zastępca · lista wyrobów i rynków szablony trzech zgłoszeń
IV kw. 2026 4 tygodnie	**WYKAZ KOMPONENTÓW** generowanie w potoku budowania dla wszystkich projektów uzupełnienie licencji i identyfikatorów CPE albo PURL odtworzenie wykazów dla wydań w okresie wsparcia
I kw. 2027 3 tygodnie	**ZESTAWIANIE I DECYZJE** podłączenie wykazów do baz podatności oświadczenia VEX dla trafień niedotyczących pierwsza próba na sucho procedury 24 h
II–III kw. 2027 5 tygodni	**WYMAGANIA PRODUKTOWE** analiza klasyfikacyjna każdego wyrobu z uzasadnieniem macierz mapowania na Załącznik I uzupełnienie brakujących mechanizmów w wyrobie
IV kw. 2027 3 tygodnie	**DOMKNIĘCIE** dokumentacja techniczna wedle Załącznika VII deklaracja zgodności UE · oznakowanie CE instrukcje wraz z informacją o okresie wsparcia

Analiza klasyfikacyjna musi być gotowa przed etapem wymagań produktowych — to jedyny etap, który może wymagać przebudowy wyrobu, a na taką pracę nie ma czasu w ostatnim kwartale.

Rysunek 7. Plan wdrożenia na piętnaście miesięcy

eprasa.pl 06e3d94c64

Siedem artefaktów CRA

Artefakt	Skąd się bierze
Wykaz komponentów oprogramowania	automatycznie – potok budowania
Oświadczenia o wykorzystywalności (VEX)	półautomatycznie – narzędzie plus decyzja człowieka
Analiza klasyfikacyjna wyrobu	ręcznie, raz na wyrób, jedna strona
Macierz mapowania na Załącznik I	ręcznie, raz na wyrób, aktualizowana przy zmianach
Polityka ujawniania podatności i security.txt	ręcznie, raz na firmę, pół godziny
Dokumentacja techniczna wedle Załącznika VII	częściowo z powyższych, częściowo ręcznie
Deklaracja zgodności UE	ręcznie, na końcu, po pozostałych sześciu

Pięć z siedmiu powstaje raz. Dwa aktualizują się same, o ile raz je podłączycie

niedotyczących. Uruchomienie cyklicznego sprawdzania. Pierwsza próba na sucho procedury dwudziestoczterogodzinnej, z pomiarem czasu.

Drugi i trzeci kwartał 2027 – wymagania produktowe. Analiza klasyfikacyjna każdego wyrobu z uzasadnieniem. Macierz mapowania na Załącznik I. Uzupełnienie brakujących mechanizmów – i to jest jedyny etap, który może wymagać przebudowy wyrobu, dlatego analiza klasyfikacyjna musi być gotowa wcześniej.

Czwarty kwartał 2027 – domknięcie. Dokumentacja techniczna wedle Załącznika VII. Deklaracja zgodności. Oznakowanie CE. Instrukcje dla użytkownika wraz z informacją o okresie wsparcia. Dla wyrobów ważnych i krytycznych – kontakt z jednostką

Słowniczek skrótów użytych w artykule

Skróty rozwinięto w kolejności alfabetycznej. Przy nazwach angielskich podano brzmienie oryginalne, ponieważ w tej postaci występują w dokumentacji, w narzędziach i w tekstach urzędowych.

CE – oznakowanie zgodności umieszczane na wyrobie wprowadzanym na rynek Unii europejskiej. Deklaruje spełnienie wymagań wszystkich przepisów mających do niego zastosowanie.

CEN, CENELEC, ETSI – trzy europejskie organizacje normalizacyjne: odpowiednio europejski Komitet Normalizacyjny, europejski Komitet Normalizacyjny Elektrotechniki oraz europejski Instytut Norm Telekomunikacyjnych. To one opracowują normy zharmonizowane na wniosek Komisji.

CPE – Common Platform Enumeration, ustandaryzowany sposób zapisu nazwy i wersji komponentu, używany przez bazy podatności do dopasowywania wpisów.

CRA – Cyber Resilience Act, rozporządzenie (UE) 2024/2847 o horyzontalnych wymaganiach cyberbezpieczeństwa dla produktów z elementami cyfrowymi.

CSAF – Common Security Advisory Framework, maszynowo czytelny format komunikatów bezpieczeństwa. Jeden z dwóch formatów zapisu oświadczeń o wykorzystywalności.

CSIRT – Computer Security Incident Response Team, zespół reagowania na incydenty bezpieczeństwa komputerowego. Jeden z dwóch adresatów zgłoszeń wymaganych rozporządzeniem.

CVE – Common Vulnerabilities and Exposures, publiczny katalog ujawnionych podatności, w którym każda ma własny numer.

CycloneDX – otwarty format zapisu wykazu komponentów oprogramowania, rozwijany w ramach OWASP.

EPSS – Exploit Prediction Scoring System, wskaźnik szacujący prawdopodobieństwo, że dana podatność zostanie wykorzystana. Służy do ustalania kolejności prac, nie do stwierdzania, czy podatność istnieje.

ENISA – Agencja Unii europejskiej ds. Cyberbezpieczeństwa. Prowadzi wspólną platformę, przez którą producenci składają zgłoszenia.

ESP-IDF – Espressif IoT Development Framework, oficjalne środowisko programistyczne dla układów ESP32.

FIRST – Forum of Incident Response and Security Teams, międzynarodowe zrzeszenie zespołów reagowania, wydawca ram opisujących usługi PSIRT.

HSM – hardware security module, sprzętowy moduł bezpieczeństwa generujący i przechowujący materiał kryptograficzny. W rozporządzeniu wyrób krytyczny.

JTAG – interfejs służący do programowania i uruchamiania układów scalonych, powszechnie wykorzystywany do podłączenia sondy debugowej.

MCUboot – otwarty program rozruchowy dla mikrokontrolerów, weryfikujący podpis obrazu aplikacji i obsługujący aktualizację wraz z wycofaniem wersji.

NVD – National Vulnerability Database, baza podatności prowadzona przez amerykański instytut NIST.

OSV – Open Source Vulnerabilities, otwarta baza podatności o dobrym pokryciu ekosystemów projektów otwartych.

OT – operational technology, technika operacyjna. Zbiorcze określenie systemów sterowania i automatyki przemysłowej, w odróżnieniu od informatyki biurowej.

OWASP – Open Worldwide Application Security Project, fundacja rozwijająca między innymi format CycloneDX oraz listę OWASP Top 10.

PSIRT – Product Security Incident Response Team, zespół reagowania na incydenty dotyczące bezpieczeństwa produktu. W małej firmie nie zespół, lecz rola i procedura.

PURL – Package URL, ustandaryzowany sposób zapisu adresu pakietu wraz z ekosystemem i wersją. Alternatywa dla CPE.

RED – Radio Equipment Directive, dyrektywa o urządzeniach radiowych, z której od sierpnia 2025 roku wynikają obowiązkowe wymagania cyberbezpieczeństwa.

RFC 9116 – dokument opisujący plik security.txt, czyli ustandaryzowany sposób publikowania danych kontaktowych do zgłaszania podatności.

SBOM – software bill of materials, wykaz komponentów oprogramowania. Czytelna maszynowo lista składników, z których zbudowano dany obraz firmware'u, wraz z ich wersjami.

SPDX – Software Package Data Exchange, format zapisu wykazu komponentów, znormalizowany jako ISO/IEC 5962.

TF-M – Trusted Firmware-M, otwarta implementacja odseparowanej dziedziny bezpiecznej dla rdzeni Cortex-M z architekturą TrustZone.

TPM – Trusted Platform Module, układ przechowujący klucze i wykonujący operacje kryptograficzne. W rozporządzeniu wyrób krytyczny.

VEX – Vulnerability Exploitability eXchange, oświadczenie mówiące, czy dany wyrób jest podatnością dotknięty, a jeśli nie, to dlaczego.

eprasa.pl 06e3d94c64

notyfikowaną, przy czym tu obowiązuje zasada, że im później, tym dłuższa kolejka.

Zamiast podsumowania

Rozporządzenie bywa przedstawiane jako biurokratyczny ciężar nałożony na producentów. Jest w tym część prawdy, bo dokumentacji rzeczywiście przybywa. Warto jednak zauważyć, czego to rozporządzenie wymaga naprawdę: żeby producent wiedział, z czego zbudował swój wyrób, potrafił to sprawdzić wobec znanych zagrożeń, umiał dostarczyć poprawkę i miał kanał, którym ktoś może go ostrzec.

Zespół, który tego nie robi, nie ma problemu z rozporządzeniem. Ma problem inżynierski, którego rozporządzenie jest tylko ujawnieniem.

JT, WM

Bibliografia

Przepisy i akty wykonawcze

[1] Rozporządzenie Parlamentu europejskiego i Rady (UE) 2024/2847 z 23 października 2024 r. w sprawie horyzontalnych wymagań cyberbezpieczeństwa w odniesieniu do produktów z elementami cyfrowymi (Cyber Resilience Act), Dz.U. UE L z 20.11.2024 – w szczególności art. 6–8, 13–14, 27, 31–32 oraz załączniki I, III, IV i VII
[2] Rozporządzenie wykonawcze Komisji (UE) 2025/2392 – techniczne opisy kategorii produktów ważnych i krytycznych
[3] Komisja europejska, wytyczne do stosowania rozporządzenia (UE) 2024/2847, treść zatwierdzona 07.2026, wraz z aktualizowanym zestawem pytań i odpowiedzi
[4] Decyzja wykonawcza Komisji C(2025)618 – wniosek normalizacyjny M/606, 02.2025; przyjęcie przez CEN, CENELEC i ETSI 04.2025
[5] Projekt zmiany wniosku M/606, 07.2026 – przesunięcie terminów opracowania norm o dwa miesiące
[6] Rozporządzenie (UE) 2019/881 (Cybersecurity Act) – europejskie schematy certyfikacji cyberbezpieczeństwa
[7] Ministerstwo Cyfryzacji, „CRA – nowe obowiązki dla producentów oprogramowania i korzyści dla użytkowników", gov.pl, baza wiedzy

Normy i stan prac normalizacyjnych

[8] prEN 40000-1-1 (terminologia), prEN 40000-1-2 (zasady cyberodporności), prEN 40000-1-3 (obsługa podatności) – po ankiecie publicznej, w procedurze zatwierdzania, stan na 03.2026
[9] prEN 40000-1-4, „Cybersecurity Requirements for Products with Digital Elements – Part 1-4: Generic Security Requirements" – ankieta publiczna VII–XI.2026, dostawa planowana na X.2027
[10] prEN 50770 – wymagania cyberbezpieczeństwa dla produktów techniki operacyjnej
[11] EN 18031-1, -2, -3 – wymagania cyberbezpieczeństwa dla urządzeń radiowych, obowiązkowe pod RED od 08.2025
[12] IEC 62443-4-1 (cykl życia bezpiecznego wytwarzania) oraz IEC 62443-4-2 (wymagania techniczne dla komponentów systemów sterowania)
[13] ETSI EN 303 645 – cyberbezpieczeństwo konsumenckiego internetu rzeczy
[14] ISO/IEC 29147 (ujawnianie podatności) oraz ISO/IEC 30111 (obsługa podatności)
[15] CEN i CENELEC, cykl webinariów „CRA standards unlocked", od 01.2026
[16] Tracker stanu norm zharmonizowanych, craevidence.com/cra-compliance/harmonised-standards-status, aktualizacja 13.08.2026

Wykaz komponentów i narzędzia

[17] CISA wraz z partnerami międzynarodowymi, „2026 Minimum Elements for a Software Bill of Materials", 29.07.2026
[18] SPDX, ISO/IEC 5962 – wersje 2.2, 2.3 oraz 3.0
[19] CycloneDX 1.5 i 1.6, OWASP Foundation
[20] Zephyr Project, dokumentacja polecenia west spdx oraz opcji CONFIG_BUILD_OUTPUT_META
[21] esp-idf-sbom 1.1.0, 10.06.2026, pypi.org/project/esp-idf-sbom – generator SPDX dla ESP-IDF wraz ze sprawdzaniem podatności wobec NVD
[22] Espressif, „IDF SBOM", dokumentacja ESP-IDF, docs.espressif.com – polecenia idf.py sbom-create i idf.py sbom-check, obsługiwane formaty wyjściowe oraz tryby sprawdzania podatności
[23] Yocto Project, klasa create-spdx; Buildroot, cel make legal-info
[24] yocto-sbom, pypi.org/project/yocto-sbom – SPDX 2.3 i CycloneDX 1.5 dla wydań Yocto starszych niż Kirkstone
[25] Syft oraz cdxgen – generatory wykazu dla warstwy aplikacyjnej i projektów w C oraz C++
[26] bitvex 0.3.1, docs.rs/crate/bitvex – generowanie OpenVEX z wykazów Yocto z filtrowaniem podatności konfiguracją jądra i drzewem urządzeń
[27] PX4 Autopilot, „Software Bill of Materials", docs.px4.io – wykaz SPDX 2.3 przy każdym budowaniu, reguła zera wpisów NOASSERTION
[28] OpenVEX oraz CSAF 2.0 – formaty oświadczeń o wykorzystywalności
[29] NIST NVD, OSV.dev oraz EPSS – źródła do zestawiania wykazu komponentów

Zgłaszanie i obsługa podatności

[30] ENISA, instrukcje rejestracji na wspólnej platformie zgłoszeniowej, 31.07.2026
[31] RFC 9116, „A File Format to Aid in Security Vulnerability Disclosure"
[32] FIRST, „PSIRT Services Framework"

Zaplecze techniczne dla mikrokontrolerów

[33] MCUboot – dokumentacja programu rozruchowego, mcuboot.com
[34] Trusted Firmware-M – trustedfirmware.org; PSA Certified, poziomy 1–3
[35] STMicroelectronics – dokumentacja bezpiecznego rozruchu i aktualizacji firmware'u dla rodzin STM32 oraz wdrożenia TF-M na rdzeniach Cortex-M33
[36] Espressif – dokumentacja bezpiecznego rozruchu w wersji drugiej, szyfrowania pamięci programu oraz aktualizacji zdalnej w ESP-IDF
[37] Nordic Semiconductor – dokumentacja niezmiennego programu rozruchowego, MCUboot i aktualizacji zdalnej w nRF Connect SDK

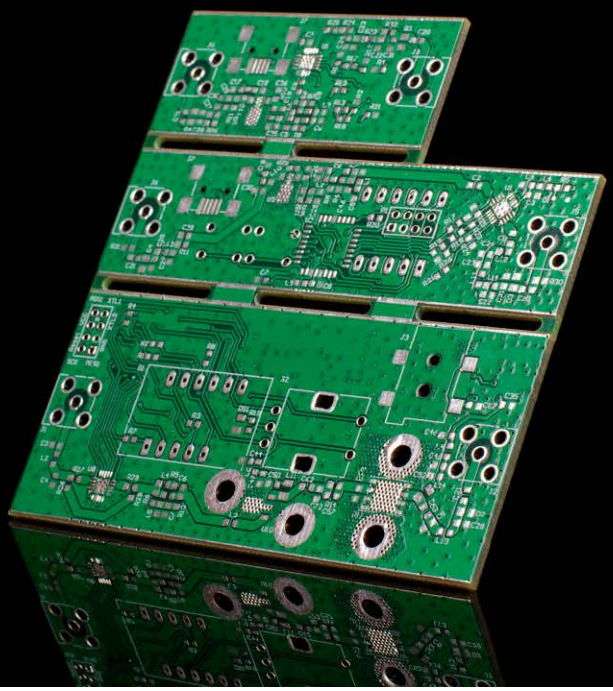
REKLAMA

eprasa.pl 06e3d94c64

Poprzednia część w EP09/2026 – dostępna na www.UlubionyKiosk.pl

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

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



PCB w praktyce (2)

Integralność sygnału i EMC

W części pierwszej kilkakrotnie odkładaliśmy te same zagadnienia: drogę powrotną prądu, ciągłość płaszczyzn odniesienia, impedancję sieci zasilania. Teraz przychodzi na nie pora. Ta część jest najtrudniejsza w całym cyklu i jednocześnie najbardziej opłacalna, ponieważ dotyczy błędów, których po wykonaniu płytki nie da się naprawić inaczej niż nową płytką. Na końcu podajemy, ile kosztują badania kompatybilności elektromagnetycznej w polskich laboratoriach.

1. Kiedy „szybko" zaczyna znaczyć „linia długa"

Pierwsze nieporozumienie dotyczy tego, co decyduje o zaliczeniu układu do szybkich. Nie jest to częstotliwość zegara. Jest to czas narastania zbocza.

Układ taktowany zegarem 8 MHz wydaje się powolny. Jeżeli jednak jego wyjścia przełączają się w czasie 2 ns, to widmo tego sygnału sięga setek megaherców, niezależnie od tego, jak rzadko owe zbocza występują. Zegar określa, jak często coś się dzieje. Czas narastania określa, jak gwałtownie.

Wielkością porządkującą jest częstotliwość graniczna widma, przyjmowana jako odwrotność podwojonego czasu narastania. Dla zbocza o czasie narastania 1 ns wypada ona przy 500 MHz, dla 500 ps przy 1 GHz, dla 200 ps przy 2,5 GHz. Powyżej tej częstotliwości energia w widmie szybko maleje i można ją w rozważaniach projektowych pominąć. Poniżej – trzeba się z nią liczyć.

1.1. Długość krytyczna

Ścieżka staje się linią długą wtedy, gdy sygnał nie zdąży przebiec jej w obie strony, zanim zbocze się zakończy.

eprasa.pl 06e3d94c64

Przyjęte w praktyce kryterium mówi, że linię należy traktować jako długą, gdy czas przelotu przekracza mniej więcej szóstą część czasu narastania.

Prędkość rozchodzenia się sygnału zależy od tego, w jakim dielektryku biegnie. Dla ścieżki mikropaskowej, prowadzonej na warstwie zewnętrznej, część pola przebiega w powietrzu, więc efektywna przenikalność jest mniejsza niż przenikalność laminatu i sygnał biegnie szybciej – dla typowego stosu z preimpregnatem 7628 wychodzi około 168 mm/ns. Dla ścieżki paskowej, zatopionej między dwiema płaszczyznami, całe pole biegnie w laminacie i prędkość spada do około 143 mm/ns.

Po podstawieniu: przy czasie narastania 1 ns długość krytyczna wynosi około 28 mm na warstwie zewnętrznej i około 24 mm na wewnętrznej. Przy 500 ps jest to odpowiednio 14 i 12 mm. Przy 200 ps – 5,6 i 4,8 mm.

To są liczby, które warto zapamiętać, ponieważ prowadzą do wniosku sprzecznego z intuicją. Ścieżka o długości pięciu centymetrów, biegnąca przez niewielką płytkę sterownika, jest linią długą dla każdego współczesnego układu logicznego. Nie dlatego, że układ pracuje szybko, lecz dlatego, że jego bufory wyjściowe przełączają się szybko – a producent półprzewodników optymalizuje je pod kątem marginesów czasowych, nie pod kątem spokoju konstruktora płytki.

1.2. Co z tego wynika w praktyce

Dla linii krótszej od krytycznej ścieżka jest po prostu połączeniem i nie wymaga dopasowania. Dla linii dłuższej niedopasowanie na końcu powoduje odbicie: część energii wraca do źródła, sumuje się z sygnałem pierwotnym i zniekształca zbocze. Skutkiem są przerzuty, schodki na zboczu i – w przypadkach skrajnych – wielokrotne przełączenia wejścia przy jednym zboczu wyjścia.

Zamiast wykonywać na tym etapie analizę, wystarczy przyjąć zasadę porządkującą: wszystkie ścieżki dłuższe od długości krytycznej prowadzimy jako linie o kontrolowanej impedancji, z zachowaniem ciągłej płaszczyzny odniesienia i z terminacją dobraną do rodzaju wyjścia. Reszta jest połączeniem.

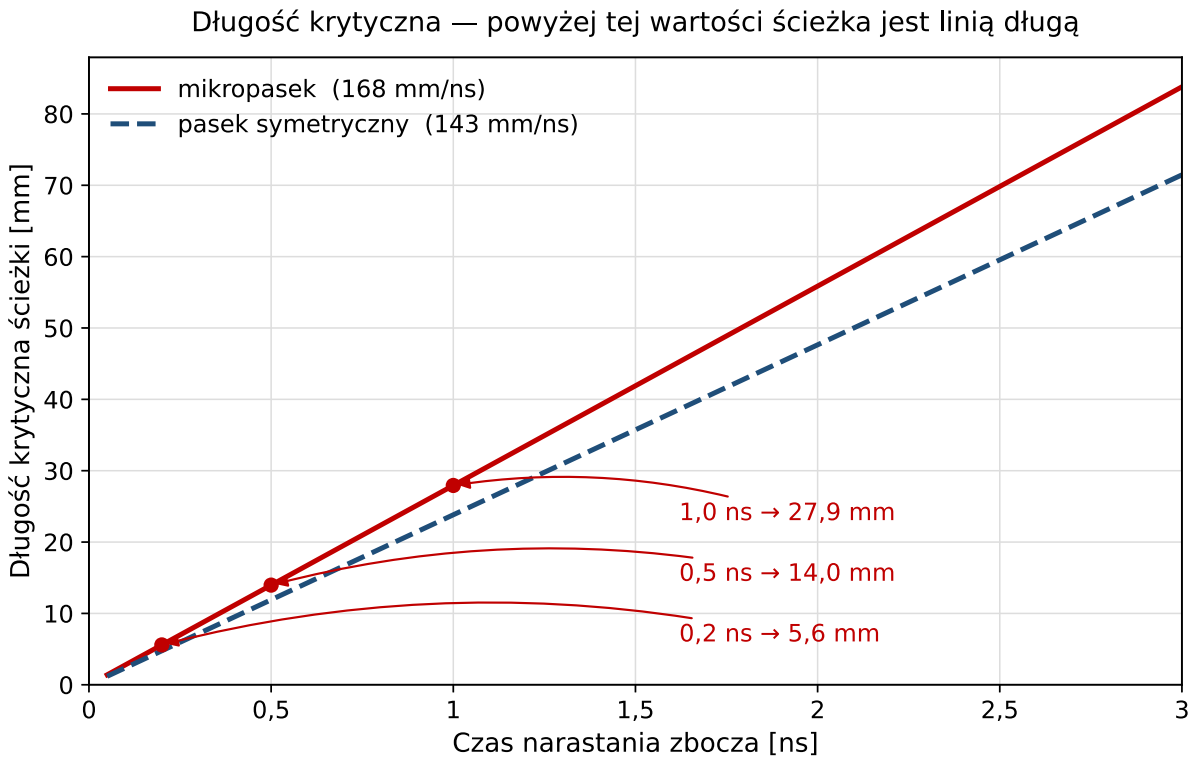
2. Impedancja charakterystyczna

Impedancja charakterystyczna nie jest właściwością materiału ani rezystancją ścieżki. Jest to stosunek napięcia do prądu w fali biegnącej wzdłuż linii i wynika wyłącznie z geometrii układu przewodnik–dielektryk–płaszczyzna odniesienia oraz z przenikalności dielektryka.

Konsekwencja praktyczna jest taka, że impedancji nie da się ustawić bez znajomości stosu warstw. Ścieżka o szerokości 0,2 mm ma zupełnie inną impedancję na płytce dwuwarstwowej o grubości 1,6 mm niż na płytce czterowarstwowej, gdzie płaszczyzna odniesienia leży 0,21 mm pod nią.

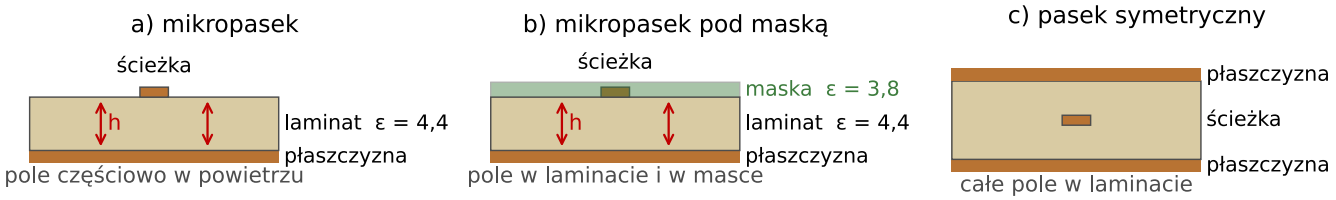
2.1. Trzy geometrie, które trzeba rozróżniać

Mikropasek to ścieżka na warstwie zewnętrznej, nad płaszczyzną odniesienia. Pole rozkłada się częściowo w laminacie, częściowo w powietrzu.



Rysunek 1. Długość krytyczna ścieżki w funkcji czasu narastania zbocza, dla ścieżki mikropaskowej i paskowej. Prędkości obliczone z przenikalności laminatu wytwórcy – jlcpcb.com/impedance

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 2. Trzy geometrie linii transmisyjnej na płytce drukowanej: mikropasek, mikropasek pod maską lutowniczą i pasek symetryczny

Mikropasek pokryty maską lutowniczą to ten sam układ, ale z warstwą polimeru o przenikalności około 3,8 nad ścieżką. Maska obniża impedancję o kilka procent i nie wolno o niej zapominać przy obliczeniach – jest obecna na każdej płytce z maską, czyli praktycznie na każdej.

Pasek symetryczny to ścieżka na warstwie wewnętrznej, między dwiema płaszczyznami. Całe pole biegnie w laminacie. Impedancja jest niższa przy tej samej szerokości, prędkość mniejsza, za to sprzężenie z otoczeniem znacznie słabsze i emisja niższa.

2.2. Ile wychodzi na realnym stosie

Weźmy stos czterowarstwowy z części pierwszej: warstwa zewnętrzna oddalona od płaszczyzny o 0,2104 mm preimpregnatu 7628 o przenikalności 4,4, miedź o grubości 0,035 mm.

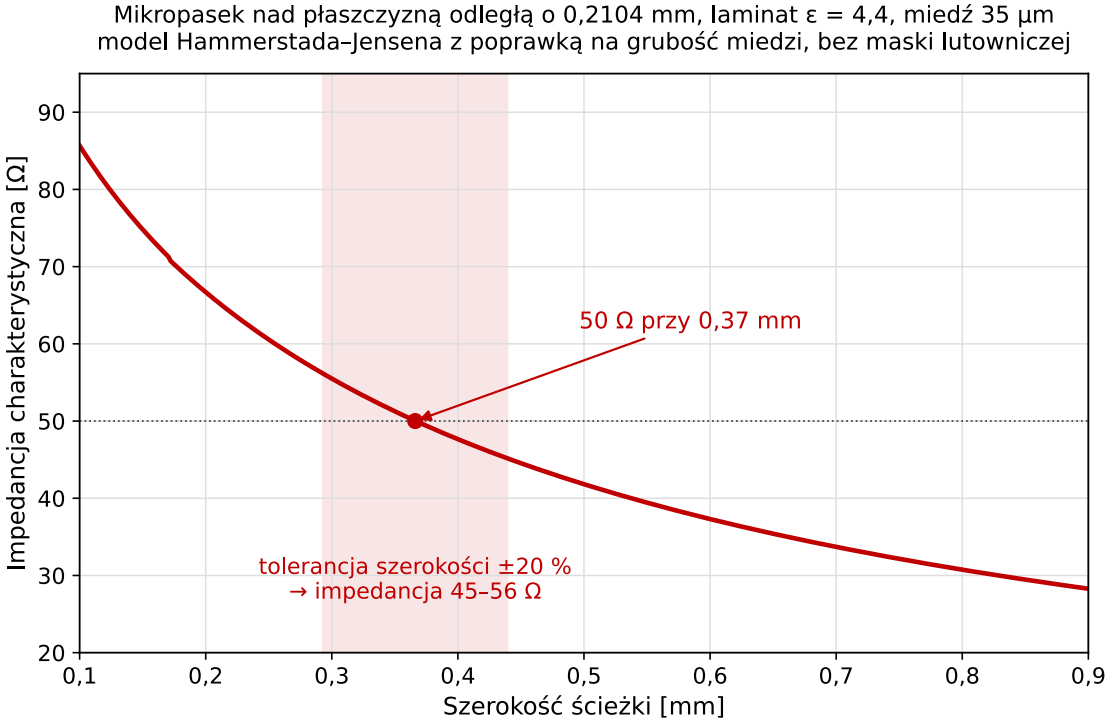
Dla tej geometrii ścieżka o impedancji 50 omów wypada przy szerokości około 0,37 mm. Ścieżka o szerokości 0,2 mm – czyli typowa domyślna szerokość sygnałowa – ma w tym stosie impedancję około 67 omów. Ścieżka o szerokości 0,5 mm ma około 42 omów. Wartości pochodzą z modelu Hammerstada–Jensena z poprawką na grubość miedzi, bez uwzględnienia maski lutowniczej, która obniża wynik o kolejne kilka procent.

Trzy wnioski z tych liczb.

1. Ścieżka o kontrolowanej impedancji jest zauważalnie szersza od domyślnej ścieżki sygnałowej. Trzeba to uwzględnić w rozmieszczeniu, zanim zacznie się trasować, bo później zabraknie miejsca.
2. Tolerancja szerokości ścieżki, wynosząca u typowego wytwórcy dwadzieścia procent, sama z siebie wyczerpuje tolerancję impedancji. Dla ścieżki 0,37 mm oznacza ona przedział od 0,29 do 0,44 mm, czyli impedancję od 45 do 56 omów – jedenaście procent w każdą stronę, przy dopuszczalnych dziesięciu.
3. Dlatego impedancję kontrolowaną trzeba zamówić. Nie wystarczy narysować ścieżkę o obliczonej szerokości.

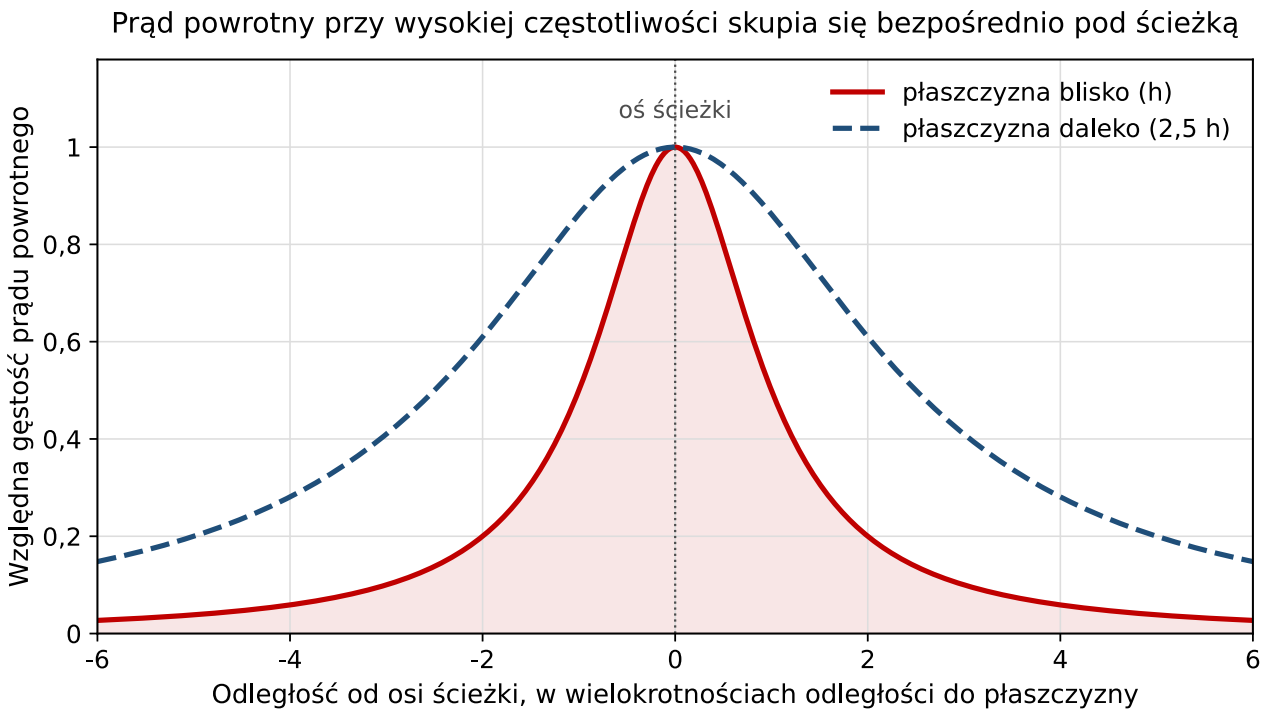
2.3. Co robi wytwórca, gdy zamówimy impedancję kontrolowaną

Wytwórca nie wykonuje wtedy ścieżki o szerokości, którą narysowaliśmy. Przelicza geometrię dla swojego rzeczywistego stosu, koryguje szerokość w danych



Rysunek 3. Impedancja charakterystyczna ścieżki mikropaskowej w funkcji jej szerokości, dla stosu czterowarstwowego z preimpregnatem 7628. Obliczenia według modelu Hammerstada–Jensena, dane materiałowe za tabelą stosów wytwórcy – jlcpcb.com/impedance

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 4. Rozkład gęstości prądu powrotnego w płaszczyźnie odniesienia pod ścieżką mikropaskową. Im bliżej płaszczyzny biegnie ścieżka, tym węższy pas przewodzi prąd powrotny

produkcyjnych tak, aby trafić w zadaną wartość, i potwierdza wynik pomiarem reflektometrycznym na kuponie technologicznym dołączonym do panelu. Standardowa tolerancja wynosi dziesięć procent; zacieśnienie do pięciu procent jest możliwe na życzenie i wymaga materiałów o kontrolowanej grubości dielektryka.

Wynika z tego reguła współpracy, którą warto sobie przyswoić: przy zamówieniu impedancji kontrolowanej podajemy wytwórcy warstwy, sieci i wartość docelową, a nie szerokości ścieżek. Szerokość jest jego zmienną, nie naszą. Kalkulator wytwórcy – u największych dostępny publicznie razem z tabelą stosów – służy do sprawdzenia, czy zamierzona geometria jest w ogóle wykonalna w wybranym stosie.

3. Droga powrotna prądu

To jest sedno tego artykułu i zarazem zagadnienie najczęściej rozumiane opacznie.

Prąd zawsze płynie w pętli. Sygnał wychodzący z układu nadawczego wraca do niego drogą powrotną, którą w płytce z płaszczyzną masy stanowi ta płaszczyzna. Pytanie brzmi: którędy dokładnie.

Przy prądzie stałym i przy niskich częstotliwościach prąd powrotny rozpływa się po płaszczyźnie szeroko, wybierając drogę o najmniejszej rezystancji, czyli mniej więcej najkrótszą. Wraz ze wzrostem częstotliwości o rozkładzie prądu przestaje decydować rezystancja, a zaczyna indukcyjność pętli. Prąd wybiera drogę, przy której pętla jest najmniejsza, a to oznacza drogę bezpośrednio pod ścieżką sygnałową. Przejście między tymi dwoma stanami dokonuje się w okolicach kilkudziesięciu kiloherców.

Powyżej tej granicy prąd powrotny płynie w wąskim pasie pod ścieżką – przy typowej geometrii około dziewięćdziesiąt procent prądu mieści się w pasie o szerokości kilku grubości dielektryka po każdej stronie ścieżki. Płaszczyzna nie jest więc „masą” w sensie jednego punktu odniesienia. Jest częścią linii transmisyjnej.

3.1. Dlaczego rozcinanie płaszczyzn wyrządziło tyle szkody

Praktyka dzielenia płaszczyzny na obszar analogowy i cyfrowy, połączone w jednym punkcie, ma źródło w projektach z lat siedemdziesiątych i osiemdziesiątych, w których dominowały niskie częstotliwości i w których problem polegał na prądach stałych płynących przez wspólną impedancję. W takim układzie rozdzielenie mas ma sens.

W układzie z sygnałami o czasach narastania rzędu nanosekund ma skutek odwrotny. Sygnał przekraczający szczelinę w płaszczyźnie zmusza swój prąd powrotny do objazdu wokół szczeliny. Pętla, która przy ciągłej płaszczyźnie miała powierzchnię ułamka milimetra kwadratowego, urasta do kilkuset milimetrów kwadratowych. Ta pętla jest anteną – promieniuje na zewnątrz i zbiera z zewnątrz. Jednocześnie rośnie indukcyjność drogi powrotnej, więc na szczelinie odkłada się napięcie zakłócające, wspólne dla wszystkich sygnałów, które ją przekraczają.

Zasada praktyczna brzmi zatem: jedna ciągła płaszczyzna masy, a odstępstwo wymaga uzasadnienia w postaci narysowanej drogi powrotnej każdego sygnału przecinającego rozcięcie. Jeżeli separacja galwaniczna jest rzeczywiście wymagana – bo tak nakazuje norma bezpieczeństwa

eprasa.pl 06e3d94c64

albo dlatego, że w układzie jest bariera izolacyjna – to szczelina biegnie przez całą płytkę, a przez barierę nie przechodzi żaden sygnał inaczej niż przez element izolujący.

3.2. Wylewki, przewężenia i sąsiedztwo

Ciągłość płaszczyzny psuje się nie tylko przez świadome rozcięcia. Najczęstszą przyczyną są gęste rzędy przelotek przechodzących przez płaszczyznę, których otwory antypadowe zlewają się w szczelinę. Drugą – wylewka miedzi potraktowana jako płaszczyzna odniesienia, choć w rzeczywistości jest poszatkowana ścieżkami prowadzonymi po tej samej warstwie.

Kontrola jest prosta i warto ją wpisać do listy kontrolnej: po zakończeniu trasowania oglądamy każdą warstwę płaszczyznową osobno, w widoku pojedynczej warstwy, i szukamy wzrokiem wąskich przesmyków. Kontrola reguł projektowych ich nie zgłosi, ponieważ formalnie miedź jest ciągła.

4. Przelotki i zmiana warstwy odniesienia

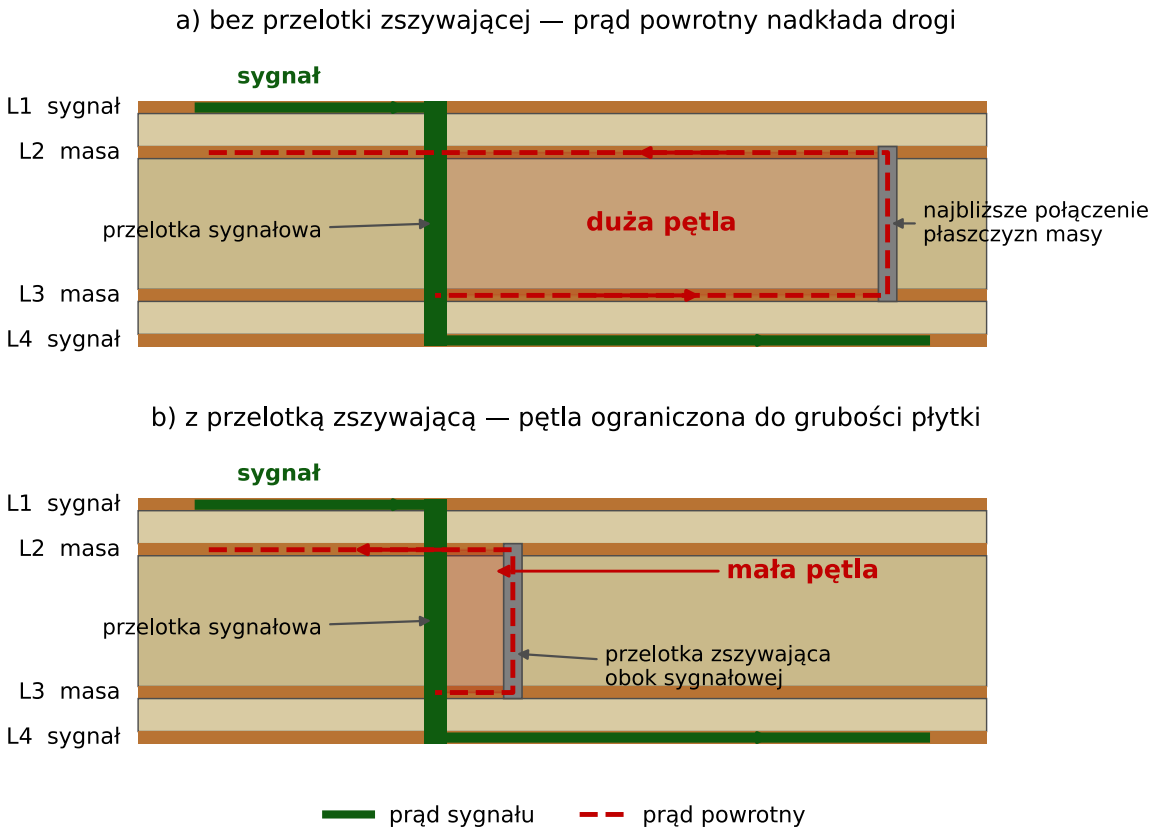
Przelotka sygnałowa robi dwie rzeczy naraz. Przenosi sygnał na inną warstwę i – najczęściej – zmienia płaszczyznę, względem której ten sygnał jest odniesiony.

Pierwsza z tych rzeczy jest zamierzona. Druga bywa przeoczona i to ona kosztuje. W chwili zmiany warstwy odniesienia prąd powrotny musi przejść z jednej płaszczyzny na drugą. Jeżeli obie płaszczyzny są masą i w pobliżu jest przelotka je łącząca, przejście jest krótkie. Jeżeli takiej przelotki nie ma, prąd powrotny szuka najbliższego połączenia – może to być punkt oddalony o kilkanaście milimetrów. Jeżeli natomiast jedna płaszczyzna jest masą, a druga zasilaniem, prąd powrotny musi przejść przez pojemność między tymi płaszczyznami i przez kondensatory odsprzęgające.

Stąd biorą się dwie reguły.

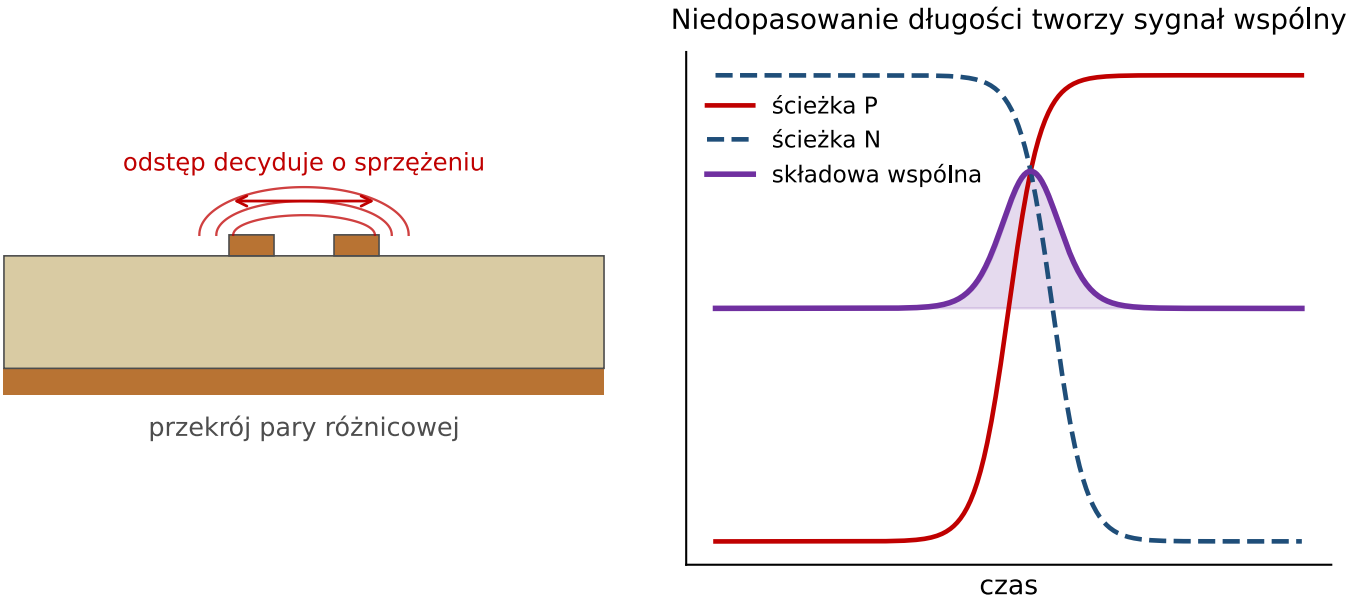
- Sygnał szybki zmieniający warstwę odniesienia wymaga przelotki zszywającej obok przelotki sygnałowej, łączącej obie płaszczyzny odniesienia. Odległość rzędu jednego, dwóch milimetrów.
- Jeżeli płaszczyzny odniesienia to masa i zasilanie, przelotki zszywającej nie da się postawić – potrzebny jest kondensator między nimi, umieszczony blisko przejścia. Rozwiązanie gorsze i wolniejsze; lepiej tak zaplanować przydział warstw, by sygnały szybkie zmieniały warstwę między dwiema płaszczyznami masy.

Warto też pamiętać o tym, że przy stosie omawianym w punkcie pierwszym płaszczyzny wewnętrzne dzieli rdzeń o grubości 1,065 mm. Pojemność między nimi jest znikoma, więc wariant z przejściem przez pojemność międzypłaszczyznową w tym stosie po prostu nie działa. To jest praktyczny powód, by w płytce czterowarstwowej z szybkimi sygnałami przydzielić obie warstwy wewnętrzne masie, a zasilanie rozprowadzić szerokimi ścieżkami na warstwach zewnętrznych – wbrew rozpowszechnionemu schematowi sygnał–masa–zasilanie–sygnał.



Rysunek 5. Zmiana warstwy odniesienia: droga powrotna bez przelotki zszywającej i z przelotką zszywającą

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 6. Para różnicowa: przekrój z zaznaczonym sprzężeniem oraz skutek niedopasowania długości ścieżek w postaci składowej wspólnej

Sam odcinek przelotki ma indukcyjność rzędu ułamka nanohenra na każdy milimetr długości. Przy sygnałach o czasach narastania poniżej stu pikosekund niewykorzystany odcinek przelotki poniżej warstwy docelowej zachowuje się jak rezonator i wymaga nawiercania wtórnego. Dla większości projektów spotykanych w praktyce konstruktorskiej jest to zagadnienie akademickie, ale warto wiedzieć, że istnieje i jak się nazywa.

5. Pary różnicowe

Para różnicowa przenosi informację w różnicy napięć między dwiema ścieżkami. Zakłócenie, które zadziała na obie ścieżki jednakowo, w różnicy się nie pojawi. Na tym polega jej odporność i stąd biorą się wszystkie reguły jej prowadzenia.

Warunkiem jest, by zakłócenie rzeczywiście działało na obie ścieżki jednakowo. To zachodzi wtedy, gdy ścieżki biegną blisko siebie, symetrycznie, w jednakowym otoczeniu i przez jednakowe przeszkody.

5.1. Impedancja różnicowa i sprzężenie

Impedancja różnicowa nie jest sumą dwóch impedancji pojedynczych ani ich podwojeniem. Zależy od stopnia sprzężenia między ścieżkami: im bliżej siebie biegną, tym niższa. Typowe wartości to 90 omów dla USB, 100 omów dla Ethernetu i większości interfejsów szeregowych, 100 lub 90 omów dla LVDS.

Praktyczna decyzja dotyczy stopnia sprzężenia. Para ciasno sprzężona, o odstępie porównywalnym z szerokością ścieżki, jest bardziej odporna na zakłócenia zewnętrzne i zajmuje mniej miejsca, ale wymaga większej precyzji wykonania i mocniej reaguje na wszelkie asymetrie. Para luźno sprzężona, w której o impedancji każdej ścieżki decyduje głównie płaszczyzna odniesienia, a nie sąsiadka, jest łatwiejsza w wykonaniu i mniej wrażliwa na tolerancje. W większości projektów rozsądny jest wariant luźno sprzężony, o ile płaszczyzna odniesienia pod parą jest ciągła.

5.2. Dopasowanie długości i to, co naprawdę jest ważne

Różnica długości między ścieżkami pary zamienia część sygnału różnicowego na sygnał wspólny, który już nie jest odporny na zakłócenia i który promieniuje. Wymagania podają noty katalogowe układów i specyfikacje interfejsów; dla USB 2.0 w trybie wysokiej prędkości jest to rząd dziesiątych części milimetra, dla Ethernetu wymagania są łagodniejsze.

Znacznie ważniejsze od dopasowania długości między ścieżkami jednej pary jest jednak coś innego, o czym mówi się rzadziej: symetria otoczenia. Para, w której jedna ścieżka biegnie nad ciągłą płaszczyzną, a druga nad krawędzią wycięcia, jest niedopasowana bez względu na to, jak starannie zrównano jej długości. To samo dotyczy pary, w której jedna ścieżka przechodzi obok przelotki, a druga nie.

Kolejność ważności przy prowadzeniu pary różnicowej wygląda więc następująco: ciągła i jednakowa płaszczyzna odniesienia pod obiema ścieżkami, symetria otoczenia, stały odstęp między ścieżkami na całej długości, dopiero na końcu wyrównanie długości. Odwrócenie tej kolejności – a jest ono częste, bo wyrównywanie długości jest efektowne i widać je na ekranie – prowadzi do projektów z pięknymi serpentynami i złymi wynikami.

Wyrównanie długości wykonuje się możliwie blisko miejsca powstania różnicy, a nie na końcu trasy. Serpentyna wprowadzona na końcu długiego odcinka

eprasa.pl 06e3d94c64

koryguje opóźnienie, ale przez cały odcinek przed nią sygnał wspólny już powstał i już promieniował.

6. Sieć dystrybucji zasilania

Układ scalony pobiera prąd impulsowo. Przy każdym przełączeniu wyjść pobiera go w czasie porównywalnym z czasem narastania, a więc bardzo krótkim. Zadaniem sieci dystrybucji zasilania jest dostarczenie tego prądu bez znaczącego spadku napięcia – w całym paśmie, w którym układ go pobiera.

6.1. Impedancja docelowa

Wielkością porządkującą jest impedancja docelowa: dopuszczalne wahanie napięcia podzielone przez maksymalną zmianę pobieranego prądu.

Przykład rachunkowy. Układ zasilany napięciem 1,8 V z tolerancją pięciu procent może stracić 90 mV. Jeżeli jego pobór prądu zmienia się skokowo o 2 A, impedancja sieci zasilania widziana z wyprowadzeń układu nie może przekroczyć 45 miliomów. I nie chodzi tu o rezystancję przy prądzie stałym, lecz o impedancję w całym paśmie do częstotliwości granicznej widma, czyli w tym przypadku do kilkuset megaherców.

Utrzymanie kilkudziesięciu miliomów do kilkuset megaherców jest zadaniem, którego nie da się wykonać jednym elementem. Stąd struktura wielopoziomowa: stabilizator utrzymuje napięcie od prądu stałego do kilku kiloherców, kondensatory elektrolitowe albo tantalowe do kilkuset kiloherców, kondensatory ceramiczne do kilkudziesięciu megaherców, a powyżej – wyłącznie pojemność wewnętrzna obudowy układu i pojemność międzypłaszczyznowa płytki, na które projektant płytki ma wpływ ograniczony.

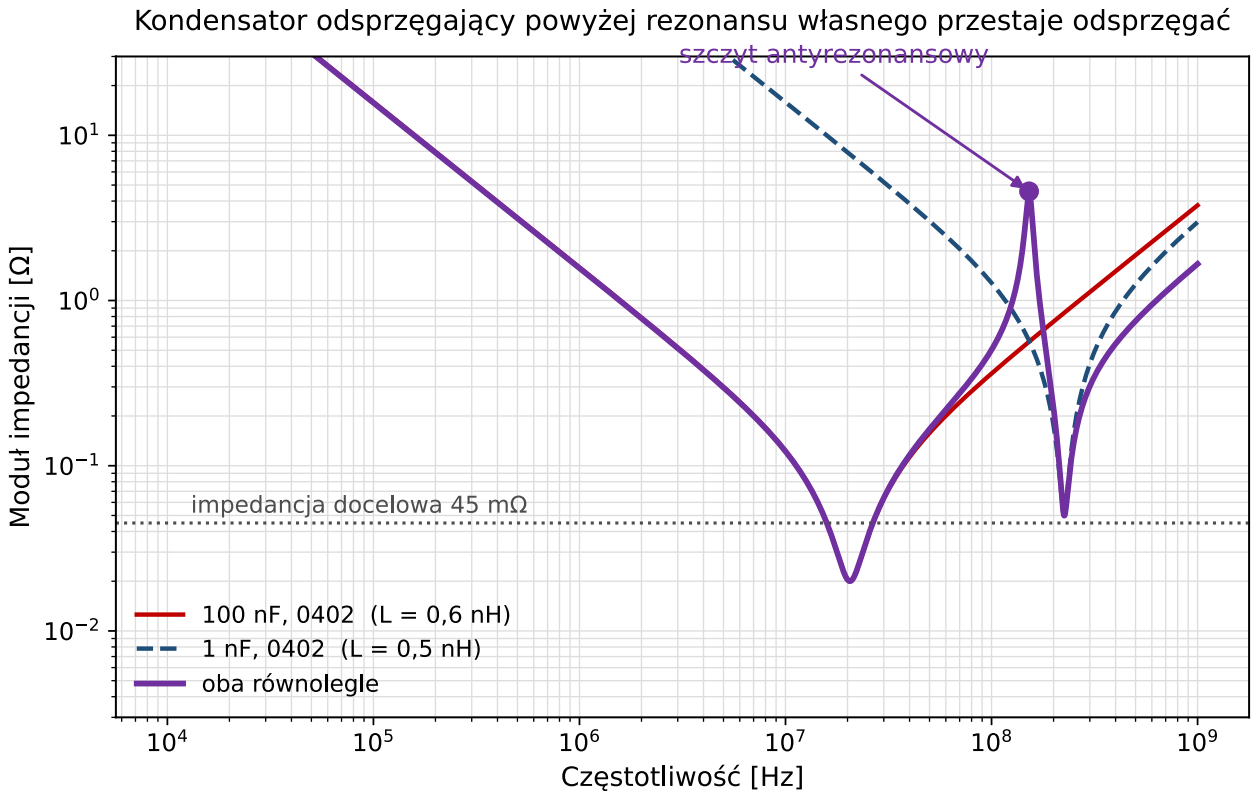
6.2. Dlaczego kondensator przestaje być kondensatorem

Kondensator rzeczywisty to szeregowe połączenie pojemności, rezystancji i indukcyjności. Powyżej częstotliwości rezonansu własnego jego impedancja rośnie, bo dominuje indukcyjność – element przestaje być kondensatorem i staje się dławikiem.

Rachunek dla typowego przypadku: kondensator 100 nF w obudowie 0402, przy indukcyjności montażu wynoszącej łącznie z polami lutowniczymi i przelotkami około 0,6 nH, ma rezonans własny przy około 20 MHz. Powyżej tej częstotliwości nie odsprzęga.

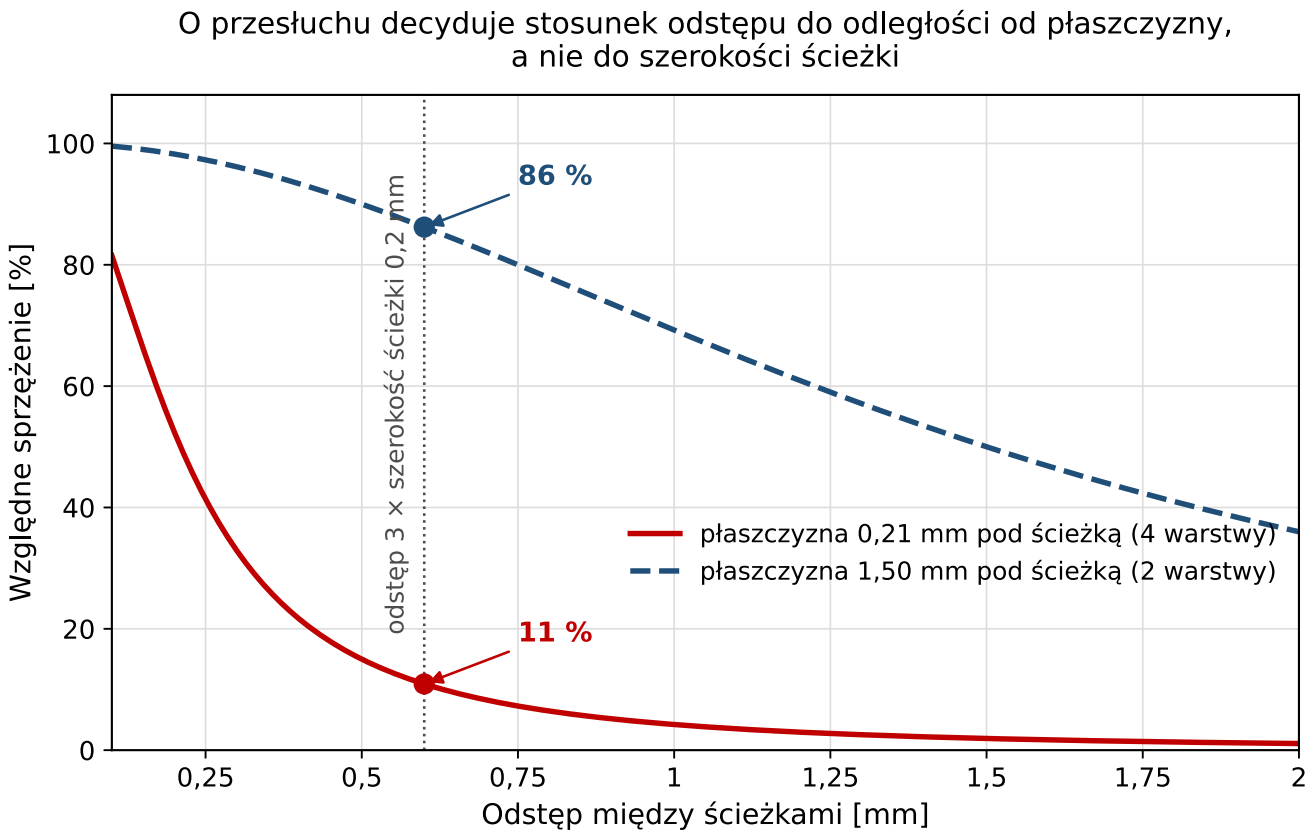
Wynikają stąd dwie rzeczy, obie sprzeczne z rozpowszechnioną praktyką.

- O paśmie pracy kondensatora decyduje przede wszystkim indukcyjność montażu, a nie jego pojemność. Skrócenie pętli montażowej przesuwa rezonans w górę skuteczniej niż jakakolwiek zmiana wartości. To jest praktyczne uzasadnienie zaleceń z części pierwszej dotyczących przelotki w polu lutowniczym kondensatora.
- Drabinka wartości od 1 nF przez 10 nF i 100 nF do 1 µF, rozłożona wokół układu, działa gorzej



Rysunek 7. Impedancja kondensatora odsprzęgającego w funkcji częstotliwości oraz szczyt antyrezonansowy przy równoległym połączeniu dwóch wartości. Model szeregowy RLC z indukcyjnością montażu

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 8. Sprzężenie między sąsiednimi ścieżkami w zależności od odstępu, dla dwóch odległości od płaszczyzny odniesienia

niż kilka jednakowych kondensatorów o wartości największej, umieszczonych blisko wyprowadzeń. Powód opisujemy niżej.

6.3. Antyrezonans

Dwa kondensatory o różnych wartościach, połączone równolegle, tworzą obwód, w którym powyżej rezonansu własnego większego kondensatora jego indukcyjność współpracuje z pojemnością mniejszego. Powstaje rezonans równoległy, przy którym impedancja sieci nie maleje, lecz rośnie – i to o rząd wielkości.

Zjawisko to nosi nazwę antyrezonansu i jest przyczyną sytuacji, w której dołożenie kondensatorów pogarsza pracę układu. W przykładzie pokazanym na rysunku równoległe połączenie kondensatorów 100 nF i 1 nF daje przy częstotliwości 152 MHz impedancję 4,6 Ω, podczas gdy sam kondensator 100 nF miałby w tym punkcie 0,56 Ω. Dołożenie mniejszego kondensatora pogorszyło odsprzęganie ośmiokrotnie. Im większa różnica wartości między sąsiednimi stopniami drabinki, tym wyższy szczyt antyrezonansowy.

Postępowanie praktyczne: stosować niewiele różnych wartości, za to po kilka sztuk każdej, i rozstawiać wartości nie dalej niż o dekadę. Zamiast czterech kondensatorów o wartościach 1 nF, 10 nF, 100 nF i 1 µF przy jednym układzie – cztery kondensatory 100 nF plus jeden 4,7 µF na blok zasilania. Rozwiązanie prostsze w zaopatrzeniu i skuteczniejsze w paśmie.

7. Przesłuch i odstępy między ścieżkami

Ścieżka biegnąca obok drugiej sprzęga się z nią pojemnościowo i indukcyjnie. Zbocze w ścieżce agresora wywołuje impuls w ścieżce ofiary – bez żadnego połączenia galwanicznego.

Najczęściej przytaczaną wskazówką jest reguła trzech szerokości: odstęp między osiami sąsiednich ścieżek nie mniejszy niż trzykrotna szerokość ścieżki. Reguła jest wygodna i lepsza niż jej brak, ale opiera się na niewłaściwej wielkości odniesienia.

Sprzężenie między ścieżkami zależy bowiem nie od stosunku odstępu do szerokości ścieżki, lecz od stosunku odstępu do odległości ścieżki od płaszczyzny odniesienia. Im bliżej płaszczyzny biegnie ścieżka, tym ciaśniej pole jest przy niej związane i tym mniej dociera do sąsiadki. Dwie ścieżki oddalone od siebie o 0,3 mm sprzęgają się słabo, gdy płaszczyzna leży 0,1 mm pod nimi, i znacznie silniej, gdy leży 0,5 mm pod nimi – przy identycznej regule trzech szerokości.

Stąd praktyczne uporządkowanie: przy stosie z cienkim preimpregnatem, takim jak omawiany w części pierwszej, reguła trzech szerokości jest zachowawcza i można ją bez obaw stosować. Przy płytce dwuwarstwowej o grubości 1,6 mm, gdzie płaszczyzna leży ponad milimetr pod ścieżką, ta sama reguła jest niewystarczająca i przesłuch bywa problemem przy odstępach kilkakrotnie większych.

Dwie dodatkowe uwagi. Po pierwsze, przesłuch rośnie z długością odcinka równoległego, więc krótkie zbliżenie

eprasa.pl 06e3d94c64

jest nieszkodliwe, a długi wspólny przebieg – ryzykowny. Po drugie, przesłuch pojawia się także między sygnałami na sąsiednich warstwach, jeżeli nie rozdziela ich płaszczyzna; dwie warstwy sygnałowe prowadzone jedna nad drugą to konstrukcja, której należy unikać, a jeśli już musi wystąpić – z trasowaniem prostopadłym.

8. EMC w projekcie płytki

Kompatybilność elektromagnetyczna sprowadza się na poziomie płytki do dwóch pytań: co z tego urządzenia wychodzi na zewnątrz i co do niego wchodzi. Oba zagadnienia mają to samo rozwiązanie geometryczne, więc opłaca się je rozpatrywać łącznie.

8.1. Skąd bierze się emisja

Emisja promieniowana pochodzi z pętli prądowych. Każda pętla o niezerowej powierzchni, przez którą płynie prąd o dużej szybkości zmian, promieniuje. Wielkość emisji rośnie z powierzchnią pętli i z częstotliwością. Wszystko, co powiedziano wyżej o drogach powrotnych i o rozciętych płaszczyznach, jest zatem jednocześnie rozdziałem o emisji.

Emisja przewodzona wychodzi kablami. Kabel dołączony do urządzenia jest anteną o długości kilkudziesięciu centymetrów albo kilku metrów, doskonale sprzężoną z otoczeniem w zakresie od kilkuset kiloherców do kilkudziesięciu megaherców. Zaburzenie, które dostanie się do kabla – czy to przez wspólną impedancję masy, czy przez sprzężenie z pobliską ścieżką – wyjdzie na zewnątrz i zostanie zmierzone.

Stąd bierze się reguła porządkowania złączy: wszystkie złącza z kablami wyprowadzonymi na zewnątrz urządzenia grupujemy w jednym obszarze płytki, a nie rozrzucamy po obwodzie. Przy złączach rozrzuconych po całej płytce różnice potencjału masy między nimi wymuszają prąd wspólny płynący kablami, a temu nie da się zaradzić żadnym filtrem.

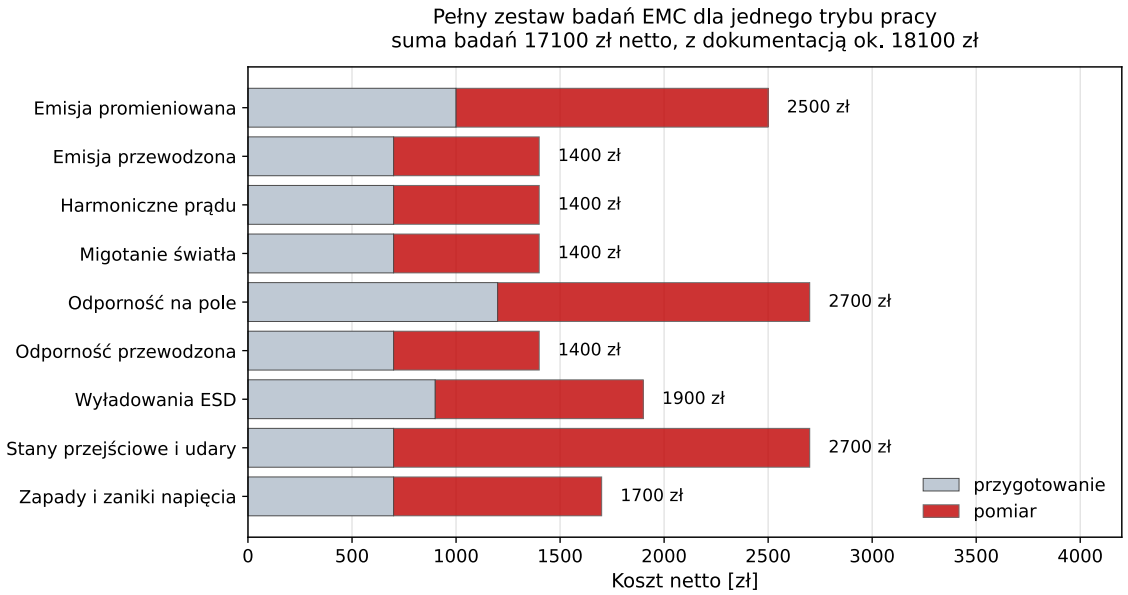
8.2. Filtrowanie i ekranowanie na płytce

Elementy filtrujące umieszcza się przy złączu, po stronie zewnętrznej, przed jakąkolwiek inną ścieżką. Filtr postawiony za rozgałęzieniem chroni jedną gałąź i pozostawia drugą bez ochrony. Filtr postawiony daleko od złącza chroni odcinek za sobą, a odcinek przed sobą pozostawia jako antenę.

Elementy filtrujące i zabezpieczające muszą mieć krótką i szeroką drogę do masy. Dławik przeciwsobny albo warystor połączony z masą przez ścieżkę o długości kilku milimetrów przestaje działać w górnej części pasma, bo indukcyjność tej ścieżki jest porównywalna z jego impedancją.

REKLAMA

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 9. Struktura kosztu pełnego zestawu badań EMC dla jednego trybu pracy, według cennika obowiązującego od 1 października 2024 roku – lhtwimim.zut.edu.pl/pracownia-badan-i-certyfikacji-emc/oferta-badawcza-bke-emc/

Odsunięcie miedzi od krawędzi płytki ogranicza promieniowanie z krawędzi płaszczyzn. Rząd wielkości to kilkakrotność odległości płaszczyzny od najbliższej warstwy sygnałowej. Rozwiązaniem uzupełniającym jest rząd przelotek zszywających wzdłuż krawędzi, łączących wszystkie płaszczyzny masy.

Osobno warto wspomnieć o rezonatorze kwarcowym i o przetwornicy impulsowej, ponieważ to one dostarczają najwięcej problemów przy badaniach. Rezonator i jego kondensatory umieszczamy przy układzie, na jak najmniejszej powierzchni, z własnym obszarem masy i bez prowadzenia pod nimi jakichkolwiek innych ścieżek. Przy przetwornicy kluczowa jest pętla o największej szybkości zmian prądu – pętla obejmująca tranzystor, diodę i kondensator wejściowy. Jej powierzchnia decyduje o emisji całego urządzenia i jej minimalizacja jest pierwszą czynnością przy rozmieszczaniu bloku zasilania, a nie ostatnią.

8.3. Czego płytka nie załatwi

Warto mieć świadomość granic. Projekt płytki odpowiada za emisję z pętli na samej płytce i za drogę zaburzeń do kabli. Nie odpowiada za ekranowanie obudowy, za sposób poprowadzenia wiązek wewnątrz urządzenia ani za jakość uziemienia w miejscu instalacji. Urządzenie z bardzo dobrą płytką i źle poprowadzoną wiązką wewnętrzną nie przejdzie badań.

9. Normy i badania: ile to kosztuje

Podstawą prawną jest dyrektywa 2014/30/UE w sprawie kompatybilności elektromagnetycznej, stosowana od 20 kwietnia 2016 roku i zastępująca dyrektywę 2004/108/WE. Domniemanie zgodności daje zastosowanie norm zharmonizowanych, których wykaz ogłasza Komisja europejska; podstawą jest decyzja wykonawcza (UE) 2019/1326 wraz z późniejszymi zmianami.

9.1. Które normy

Dla sprzętu multimedialnego, a więc dla większości urządzeń elektronicznych powszechnego użytku, obowiązują dwie normy przedmiotowe: EN 55032 dla emisji i EN 55035 dla odporności. Norma EN 55032 zastąpiła w marcu 2017 roku wcześniejsze EN 55013 i EN 55022, a EN 55035 zastąpiła EN 55024. Powoływanie się na normy wycofane zdarza się w dokumentacjach do dziś i jest błędem, który wychodzi przy pierwszej kontroli.

Tam, gdzie nie ma normy przedmiotowej ani normy rodziny wyrobów, stosuje się normy ogólne serii EN IEC 61000-6: emisję w środowisku mieszkalnym i przemysłowym oraz odporność w tych samych środowiskach. Do tego dochodzą normy dotyczące oddziaływania na sieć zasilającą: EN 61000-3-2 dla emisji harmonicznych prądu i EN 61000-3-3 dla wahań napięcia i migotania światła. Metody badań odporności opisuje seria EN 61000-4: wyładowania elektrostatyczne, szybkie stany przejściowe, udary, pole elektromagnetyczne, zaburzenia przewodzone indukowane polem, zapady i zaniki napięcia.

Rozróżnienie, które ma bezpośredni wpływ na koszt i na projekt: klasa B dotyczy urządzeń przeznaczonych do środowiska mieszkalnego i sprzedawanych w handlu detalicznym, klasa A – urządzeń do środowiska handlowego i przemysłowego. Dopuszczalne poziomy emisji dla klasy B są w istotnych zakresach częstotliwości o co najmniej dziesięć decybeli ostrzejsze. Urządzenie klasy A wymaga ponadto ostrzeżenia w dokumentacji. Dziesięć

eprasa.pl 06e3d94c64

decybeli to różnica, której nie da się nadrobić filtrem na etapie badań – trzeba ją mieć zaprojektowaną w płytce.

9.2. Ile to kosztuje w Polsce

Poniżej dane z trzech niezależnych, publicznie dostępnych źródeł. Wszystkie kwoty są kwotami netto.

Pracownia badań i certyfikacji EMC Zachodniopomorskiego Uniwersytetu Technologicznego w Szczecinie podaje pozycje jednostkowe, według cennika obowiązującego od 1 października 2024 roku. Przygotowanie pomiaru emisji promieniowanej – 1000 zł, pomiar dla jednego trybu pracy – 1500 zł bez wsparcia eksperta i 2000 zł ze wsparciem. Przygotowanie pomiaru emisji przewodzonej – 700 zł, pomiar – 700 albo 1000 zł. Przygotowanie badania odporności na pole elektromagnetyczne – 1200 zł, pomiar – 1500 albo 2000 zł. Przygotowanie badania odporności na wyładowania elektrostatyczne – 900 zł, pomiar – 1000 albo 1400 zł. Analiza i opracowanie dokumentacji – 250 zł za roboczogodzinę.

MILOO-ELECTRONICS publikuje cennik pakietowy: pomiar emisji przewodzonej metodą sieci sztucznej w zakresie od 9 kHz do 30 MHz – 900 zł, emisji promieniowanej antenami ramowymi w tym samym zakresie – 900 zł, pomiar w komorze GTEM w zakresie od 30 MHz do 1 GHz – 1500 zł, komplet pomiarów emisji – 2500 zł, badanie odporności na udary – od 1200 zł.

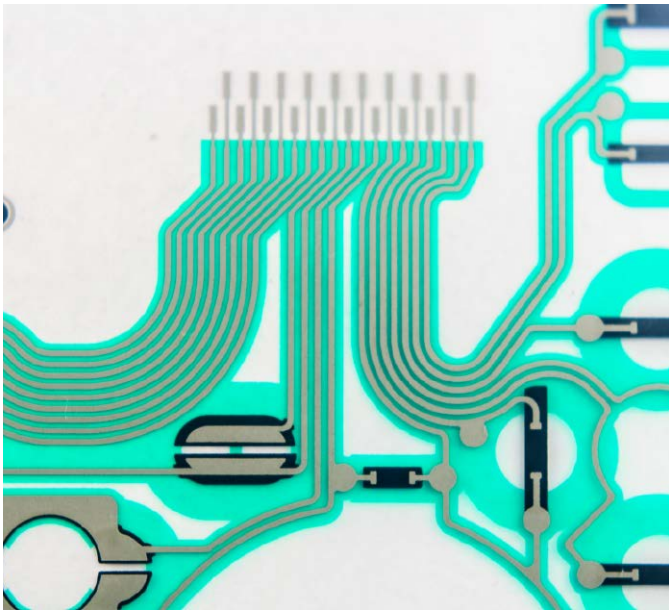
Centrum Certyfikacji CECE-Polska podaje widełki dla całego procesu: koszty badań EMC zaczynają się od 1980 zł i rzadko przekraczają 22 000 zł, a o wysokości decyduje budowa urządzenia.

Zakres	Koszt netto
Pojedyncze badanie przesiewowe, jeden tryb pracy	700...2 500 zł
Pakiet emisyjny przedcertyfikacyjny	2 500...6 700 zł
Pełny zestaw badań, jeden tryb pracy, bez wsparcia eksperta	ok. 17 000...18 000 zł
Widełki podawane dla całego procesu certyfikacji	1 980...22 000 zł

Ostatnia pozycja pierwszej kolumny to suma wyliczona z cennika szczecińskiego dla dziewięciu badań: emisji promieniowanej i przewodzonej, harmonicznych, migotania, odporności na pole, odporności przewodzonej, wyładowań elektrostatycznych, szybkich stanów przejściowych z udarami oraz zaników napięcia, wraz z przygotowaniami i dokumentacją.

9.3. Trzy rzeczy, o których warto wiedzieć przed wizytą w laboratorium

Po pierwsze, badania określane w cennikach jako inżynierskie albo konstruktorskie nie są akredytowanymi



badaniami z raportem do dokumentacji technicznej. Służą do znalezienia problemu i są tańsze. Badanie akredytowane, którego wynik trafia do dokumentacji wyrobu, wycenia się osobno.

Po drugie, koszt rośnie liniowo z liczbą trybów pracy urządzenia, ponieważ każdy tryb bada się osobno. Ograniczenie liczby trybów podlegających badaniu jest realną dźwignią kosztową, a decyzja o niej zapada na etapie projektu, nie w laboratorium.

Po trzecie, badanie zakończone niepowodzeniem trzeba powtórzyć w całości. To jest właściwy argument za wszystkim, co napisano wcześniej: koszt jednej nieudanej próby przekracza koszt czasu, który trzeba poświęcić na poprawne zaprojektowanie płaszczyzn odniesienia.

10. Czego nie da się naprawić po fakcie

Na koniec lista rzeczy, które po wykonaniu płytki są nienaprawialne inaczej niż nową płytką. Warto ją przejrzeć przed wysłaniem danych produkcyjnych, bo każda pozycja odpowiada decyzji, którą podejmuje się w ciągu kilku sekund na etapie projektu.

- Rozcięta płaszczyzna odniesienia pod sygnałami szybkimi. Nie da się dodać miedzi do gotowej płytki.
- Brak przelotki zszywającej przy przejściu sygnału między warstwami odniesienia. Da się dolutować drut, ale nie w obudowie z gęstym rastrem i nie w serii.
- Zbyt duża pętla montażowa kondensatorów odsprzęgających. Wymiana kondensatora na lepszy nic nie da, bo ograniczeniem jest geometria pól i przelotek.
- Duża pętla przetwornicy impulsowej. To jest najczęstsza przyczyna niepowodzenia przy badaniu emisji promieniowanej.
- Rozrzucone po obwodzie płytki złącza z kablami zewnętrznymi.

eprasa.pl 06e3d94c64

- Ścieżki prowadzone pod rezonatorem kwarcowym.
- Niedopasowana impedancja tam, gdzie linia jest długa, przy jednoczesnym braku miejsca na terminację.

Rzeczy, które da się poprawić po fakcie, jest znacznie mniej: dobór wartości terminacji, wartości kondensatorów filtru, dołożenie koralika ferrytowego tam, gdzie przewidziano dla niego miejsce, oraz zmiany programowe ograniczające szybkość narastania zboczy w sterownikach wyjściowych. To ostatnie bywa zaskakująco skuteczne i warto o nim pamiętać, jeżeli układ na to pozwala.

Czego i gdzie douczyć się dalej

Trzy pozycje książkowe, w kolejności rosnącej trudności. Eric Bogatin, Signal and Power Integrity – Simplified: najlepszy punkt wyjścia, z konsekwentnym wyjaśnianiem zjawisk od strony fizycznej. Henry W. Ott, Electromagnetic Compatibility Engineering: klasyczne ujęcie mas, ekranowania i filtrowania, z rozdziałami wprost o projektowaniu płytek. Howard Johnson i Martin Graham, High-Speed Digital Design: ujęcie najbardziej wymagające rachunkowo, ale to w nim znajdują się wyprowadzenia większości reguł praktycznych powtarzanych w literaturze późniejszej.

Z dokumentów: wykaz norm zharmonizowanych do dyrektywy EMC publikowany przez Komisję europejską – single-market-economy.ec.europa.eu – jest jedynym źródłem, w którym warto sprawdzać, która wersja normy obowiązuje. Zmienia się częściej, niż mogłoby się wydawać.

W części trzeciej przechodzimy od projektu do wytwarzania: jak naprawdę powstaje płytka drukowana, co znaczą poszczególne pozycje w tabeli możliwości wytwórcy, jak dobrać laminat i wykończenie powierzchni, oraz ile kosztuje płytka w Chinach i w Europie po reformie celnej, która weszła w życie 1 lipca 2026 roku.

JT

Słowniczek

Terminy uporządkowane alfabetycznie. Terminy wyjaśnione w części pierwszej – takie jak stos warstw, preimpregnat, przelotka czy maska lutownicza – nie są tu powtarzane.

Antyrezonans. Rezonans równoległy powstający między indukcyjnością jednego kondensatora a pojemnością drugiego, przy równoległym połączeniu elementów o różnych wartościach. Objawia się szczytem impedancji sieci zasilania w paśmie między rezonansami własnymi obu kondensatorów.

Częstotliwość graniczna widma. Umowna górna granica pasma sygnału cyfrowego, przyjmowana jako odwrotność podwojonego czasu narastania zbocza. Powyżej niej energia w widmie szybko maleje.

Czas narastania. Czas przejścia zbocza sygnału między dwoma umownymi poziomami, najczęściej dziesięcioma i dziewięćdziesięcioma procentami amplitudy. Wielkość decydująca o szerokości widma, a więc o tym, czy układ trzeba traktować jako szybki.

Długość krytyczna. Długość ścieżki, powyżej której trzeba ją traktować jako linię transmisyjną, a nie jako połączenie. Wynika z porównania czasu przelotu sygnału z czasem narastania zbocza.

Emisja przewodzona. Zaburzenia wyprowadzane z urządzenia przewodami, mierzone w zakresie od kilkudziesięciu kiloherców do dziesiątek megaherców.

Emisja promieniowana. Zaburzenia wypromieniowane przez urządzenie do przestrzeni, mierzone w komorze bezodbiciowej zwykle od 30 MHz w górę.

Impedancja charakterystyczna. Stosunek napięcia do prądu w fali biegnącej wzdłuż linii transmisyjnej. Zależy od geometrii przewodnika, odległości od płaszczyzny odniesienia i przenikalności dielektryka.

Impedancja docelowa. Największa dopuszczalna impedancja sieci dystrybucji zasilania, wynikająca z podzielenia dopuszczalnego wahania napięcia przez zakres zmian pobieranego prądu.

Indukcyjność montażu. Indukcyjność wnoszona przez pola lutownicze, ścieżki i przelotki łączące element z resztą układu. Przy kondensatorach odsprzęgających decyduje o górnej granicy pasma ich pracy.

Klasa A, klasa B. Podział urządzeń w normach emisyjnych. Klasa B dotyczy środowiska mieszkalnego i handlu detalicznego, klasa A – środowiska handlowego i przemysłowego, z łagodniejszymi dopuszczalnymi poziomami i wymogiem ostrzeżenia w dokumentacji.

Komora bezodbiciowa. Pomieszczenie ekranowane, wyłożone materiałem pochłaniającym fale, w którym wykonuje się pomiary emisji promieniowanej i badania odporności na pole elektromagnetyczne.

Kupon technologiczny. Fragment panelu produkcyjnego z odwzorowaniem ścieżek o kontrolowanej impedancji, na którym wytwórca wykonuje pomiar potwierdzający zgodność z zamówioną wartością.

Linia długa. Ścieżka, na której trzeba uwzględniać zjawiska falowe: odbicia, opóźnienie i dopasowanie. Kryterium podaje długość krytyczna.

Mikropasek. Ścieżka prowadzona na warstwie zewnętrznej płytki, nad płaszczyzną odniesienia, z polem rozłożonym częściowo w laminacie, a częściowo w powietrzu lub w masce lutowniczej.

Nawiercanie wtórne. Usunięcie niewykorzystanego odcinka przelotki przez powtórne wiercenie większym wiertłem, stosowane przy sygnałach o bardzo krótkich czasach narastania.

Pasek symetryczny. Ścieżka prowadzona na warstwie wewnętrznej, między dwiema płaszczyznami odniesienia. Pole biegnie w całości w laminacie.

Płaszczyzna odniesienia. Ciągły obszar miedzi – masy albo zasilania – względem którego określa się impedancję ścieżki i którym płynie jej prąd powrotny.

Przesłuch. Przeniesienie części sygnału z jednej ścieżki na sąsiednią przez sprzężenie pojemnościowe i indukcyjne, bez połączenia galwanicznego.

Rezonans własny kondensatora. Częstotliwość, przy której pojemność kondensatora równoważy jego indukcyjność szeregową. Powyżej niej element zachowuje się jak dławik.

Sieć dystrybucji zasilania. Ogół elementów doprowadzających zasilanie do układu: stabilizator, płaszczyzny i ścieżki, kondensatory odsprzęgające oraz pojemności wewnętrzne obudowy.

Sygnał wspólny. Składowa sygnału jednakowa na obu ścieżkach pary różnicowej. Powstaje przy niesymetrii pary, nie niesie informacji i jest głównym źródłem emisji z interfejsów różnicowych.

Terminacja. Element albo zespół elementów dopasowujący impedancję na końcu lub na początku linii długiej, ograniczający odbicia.

Zapad napięcia. Krótkotrwałe obniżenie napięcia zasilającego, badane jako jedna z prób odporności według serii EN 61000-4.

eprasa.pl 06e3d94c64

Kiedy zwykły laminat nie wystarcza. Zaawansowane płytki drukowane PCBWay

Większość projektów elektronicznych mieści się w możliwościach standardowej płytki dwu– lub czterowarstwowej z laminatu FR-4. Są jednak konstrukcje, w których o powodzeniu decyduje sama płytka: moduł z procesorem w obudowie BGA o rastrze 0,4 mm, tor mikrofalowy pracujący przy kilkunastu gigahercach, oprawa LED rozpraszająca kilkadziesiąt watów czy przekształtnik, w którym płyną prądy rzędu setek amperów. Dla takich zastosowań PCBWay prowadzi osobną usługę Advanced PCB. Omawiamy, co ona obejmuje i jak dobrać właściwą technologię do problemu, który trzeba rozwiązać.

Co odróżnia usługę Advanced PCB od zwykłego prototypu

Tanie prototypy płytek drukowanych powstają zwykle w systemie łączonych paneli: projekty wielu klientów trafiają na jeden arkusz laminatu i przechodzą przez ten sam, ujednolicony proces. To dobre rozwiązanie dla typowej płytki, ale nie pozwala dostroić procesu do konkretnego projektu. W usłudze Advanced PCB każde zamówienie jest wykonywane na własnym panelu roboczym, a dokumentację przed skierowaniem do produkcji analizuje doświadczony inżynier (producent deklaruje do 6 godzin pracy inżyniera nad jednym projektem). Minimalne zamówienie to jedna sztuka, co ma znaczenie przy prototypach płytek wielowarstwowych, których koszt jednostkowy jest wysoki.

Płytki są wykonywane w klasie 2 lub klasie 3 według norm IPC (IPC – *Institute for Printed Circuits*, obecnie *Association Connecting Electronics Industries*), według wymagań motoryzacyjnych albo według specyfikacji klienta. Różnica między klasami nie jest formalnością. Norma IPC-6012 dla klasy 3, przeznaczonej do urządzeń o wysokiej niezawodności, wymaga m.in. grubszej warstwy miedzi w otworach metalizowanych (średnio 25 µm wobec 20 µm w klasie 2) i nie dopuszcza przerwania pierścienia miedzi wokół otworu, które w klasie 2 jest w ograniczonym zakresie tolerowane. Takie wymagania przekładają się bezpośrednio na odporność przelotek na cykle cieplne w czasie pracy urządzenia.

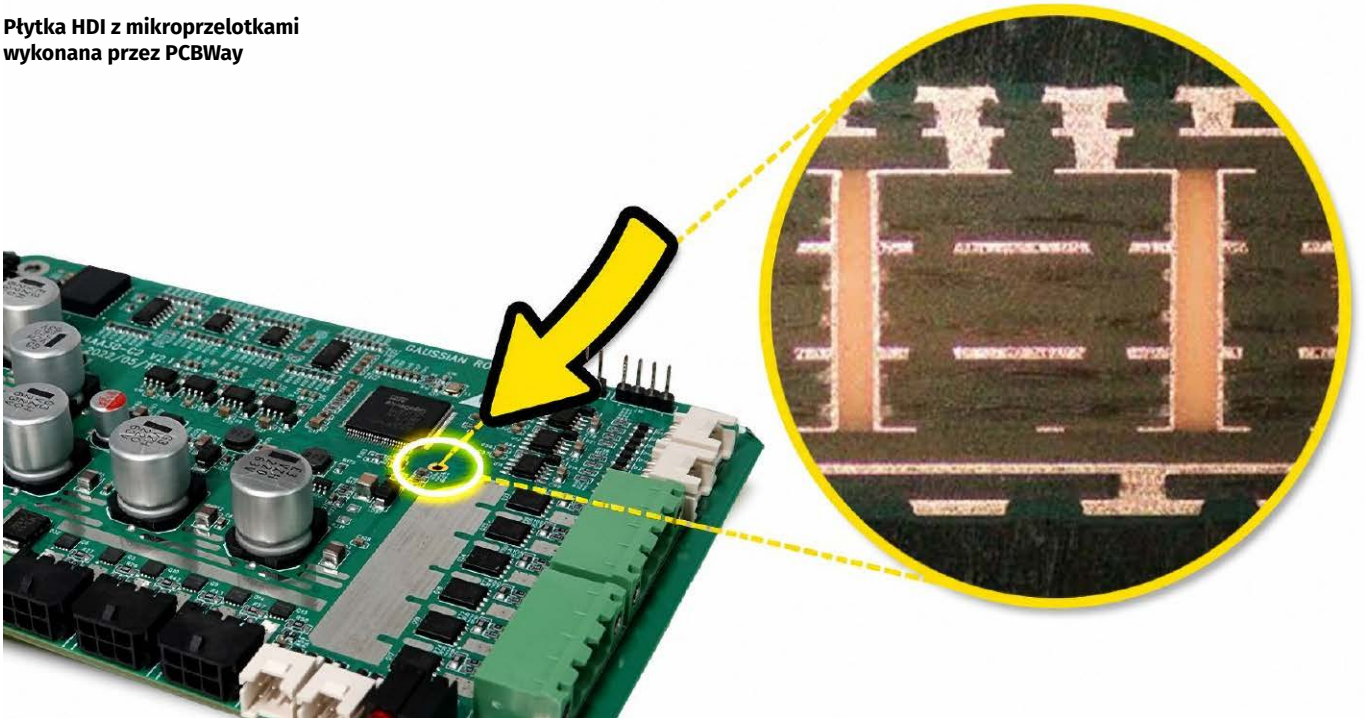
Laminaty pochodzą od dostawców spełniających wymagania normy IPC-4101: Shengyi, Rogers, Arlon, Isola, Nelco i innych. Podobnie dobierane są materiały pomocnicze – chemia do galwanizacji Rohm and Haas, fotorezyst suchy Hitachi i farby maski lutowniczej Taiyo. Kontrola jakości obejmuje automatyczną inspekcję optyczną (AOI), czteroprzewodowy pomiar rezystancji metodą Kelvina, zgłady metalograficzne, test lutowności oraz pomiar impedancji. Pomiar czteroprzewodowy warto wyjaśnić: zwykły test ciągłości połączeń przepuszcza przelotkę z pękniętą lub zbyt cienką warstwą miedzi, bo taka przelotka nadal przewodzi. Dopiero dokładny pomiar jej rezystancji, rzędu miliomów, pokazuje odchyłkę, która po kilkuset cyklach nagrzewania może skończyć się przerwą w obwodzie.

Możliwości technologiczne w tej usłudze sięgają 64 warstw, ścieżek i odstępów o szerokości 2 mil (ok. 50 µm), otworów wierconych mechanicznie o średnicy 0,15 mm i laserowo o średnicy 0,1 mm oraz współczynnika kształtu otworu (stosunku grubości płytki do średnicy otworu) do 20:1. Impedancja ścieżek jest kontrolowana z tolerancją ±10%, a dla wartości 50 Ω i mniejszych – ±5 Ω. Dostępne wykończenia powierzchni to ENIG, HASL, OSP, cyna i srebro immersyjne oraz twarde złocenie galwaniczne. Na konkretne potrzeby PCBWay przygotował osiem wyspecjalizowanych rodzajów płytek. Omawiamy je, zaczynając od problemu, który każdy z nich rozwiązuje.

HDI – gdy na płytce brakuje miejsca

Płytki HDI (*High Density Interconnect* – połączenia o dużej gęstości) powstają wtedy, gdy klasyczne przelotki przechodzące przez całą płytkę zajmują za dużo miejsca. Układ BGA o rastrze 0,4 mm ma kilkaset wyprowadzeń w siatce, między którymi nie zmieści się ani zwykła przelotka, ani więcej niż jedna wąska ścieżka. Rozwiązaniem są mikroprzelotki wiercone laserem, łączące tylko sąsiednie

eprasa.pl 06e3d94c64



Płytka HDI z mikroprzelotkami wykonana przez PCBWay

warstwy, oraz przelotki ślepe (wychodzące na jedną powierzchnię) i zagrzebane (ukryte wewnątrz pakietu).

Struktura HDI jest opisywana zapisem w rodzaju 2+N+2: N oznacza rdzeń płytki z klasycznymi przelotkami, a liczby po obu stronach – liczbę warstw dobudowywanych kolejno na rdzeniu, z których każda ma własne mikroprzelotki. PCBWay wykonuje struktury do 7+N+7, z mikroprzelotkami ułożonymi jedna nad drugą (*stacked*) albo przesuniętymi schodkowo (*staggered*). Minimalna szerokość ścieżek i odstępów na warstwach wewnętrznych wynosi 2/2 mil przy miedzi bazowej o grubości ½ oz (ok. 17 µm), a minimalny raster BGA – 0,35 mm. Dostępne materiały to FR-4, FR-4 o podwyższonej temperaturze zeszklenia (High Tg), laminaty bezhalogenowe i PTFE, a grubość miedzi końcowej wynosi od 1/3 do 8 oz. Typowe zastosowania to telefony, urządzenia noszone na ciele, elektronika samochodowa i medyczna.

Przy projektowaniu HDI warto od początku uzgodnić z producentem strukturę warstw (*stack-up*). Każdy dodatkowy cykl laminowania podnosi koszt, więc struktura 1+N+1 lub 2+N+2 z przelotkami schodkowymi jest zwykle tańsza od struktury z przelotkami ułożonymi w stos, które trzeba wypełniać miedzią.

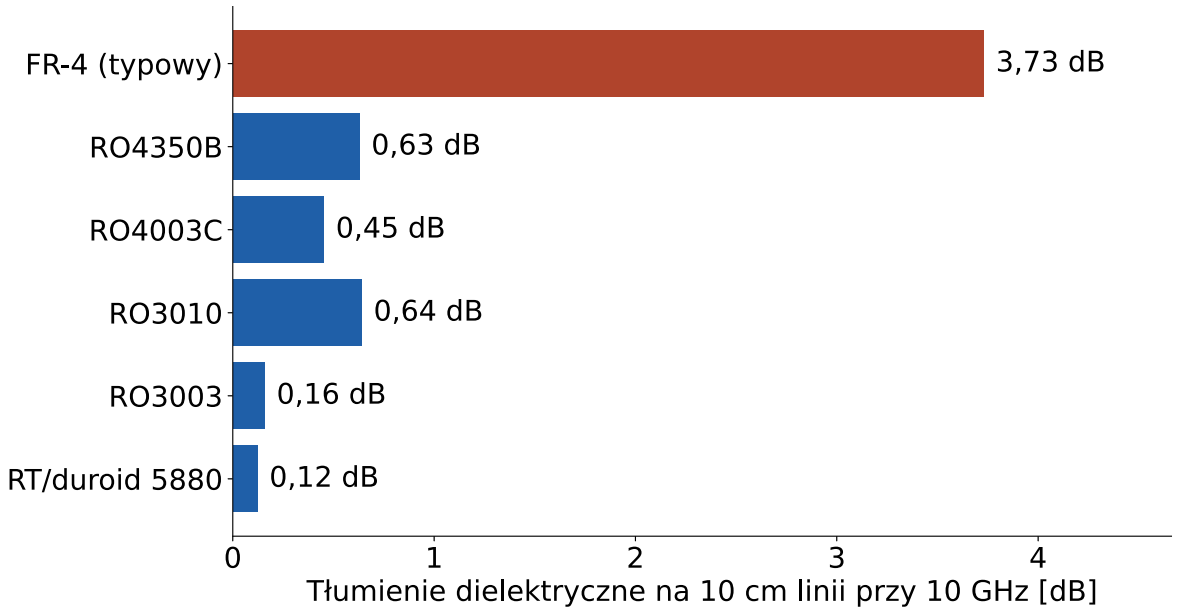
Laminaty wysokiej częstotliwości – gdy liczy się każdy decybel

Laminat FR-4 jest tani i łatwy w obróbce, ale powyżej 1 GHz jego wady stają się istotne. Współczynnik strat dielektrycznych Df (tangens kąta strat, tg δ) typowego FR-4 wynosi około 0,02, a jego przenikalność elektryczna względna (Dk, εr) zmienia się zależnie od partii materiału, zawartości żywicy i częstotliwości. Dla toru mikrofalowego oznacza to straty mocy i niepowtarzalną impedancję.

Skalę problemu pokazuje prosty rachunek. Tłumienie dielektryczne linii, w której fala rozchodzi się w jednorodnym dielektryku (linia paskowa, stripline), wynosi w przybliżeniu $\alpha \approx 27{,}3 \cdot \sqrt{\varepsilon_r} \cdot \mathrm{tg}\,\delta / \lambda_0$ decybeli na jednostkę długości, gdzie λ_0 to długość fali w próżni (przy 10 GHz – 30 mm). Dla FR-4 (ε_r = 4,2, tg δ = 0,02) daje to około 3,7 dB na 10 cm linii, czyli utratę ponad połowy mocy. Laminat RO4350B firmy Rogers (ε_r = 3,48, tg δ = 0,0037) ogranicza te straty do około 0,6 dB, a RT/duroid 5880 (ε_r = 2,2, tg δ = 0,0009) – do nieco ponad 0,1 dB. Rachunek nie obejmuje strat w miedzi, które przy wysokich częstotliwościach także rosną, zależnie od chropowatości folii, ale porównanie materiałów oddaje dobrze.

PCBWay oferuje laminaty Rogers z rodzin RO4000 (RO4003C, RO4350B), RO3000 (RO3003, RO3010) oraz RT/duroid 5880. Seria RO4000 to materiały węglowodorowo-ceramiczne, które obrabia się podobnie jak FR-4, dlatego są pierwszym wyborem dla anten, wzmacniaczy i torów radiowych do kilkunastu gigaherców. RO3003 i RT/duroid 5880, oparte na PTFE, mają najmniejsze straty i są stosowane w radarach samochodowych 77 GHz oraz w technice fal milimetrowych. RO3010 ma przenikalność ε_r = 10,2, co skraca długość fali w materiale ponad trzykrotnie w porównaniu z powietrzem (i około 1,5 raza w porównaniu z FR-4) i pozwala zmniejszyć wymiary filtrów i sprzęgaczy. Minimalna szerokość ścieżek i odstępów wynosi 2 mil, najmniejszy otwór – 0,15 mm, grubość płytek od 0,2 do 3,2 mm, a miedzi końcowej – od 1 do 2 oz.

eprasa.pl 06e3d94c64



Tłumienie dielektryczne 10 cm linii paskowej przy 10 GHz dla laminatów dostępnych w PCBWay i dla typowego FR-4; obliczenia redakcji według wzoru α ≈ 27,3·√εr·tg δ / λ0, dane materiałowe (Dk i Df przy 10 GHz) z kart katalogowych Rogers Corporation, dla FR-4 przyjęto wartości typowe εr = 4,2 i tg δ = 0,02; straty w miedzi pominięto

Ciepło: podłoża metalowe i ceramiczne

Diody LED dużej mocy, tranzystory MOSFET i moduły zasilające oddają ciepło przez płytkę, na której są przylutowane. Laminat FR-4 jest przy tym słabym przewodnikiem: jego przewodność cieplna wynosi około 0,3 W/(m·K), ponad 1300 razy mniej niż miedź. Dlatego dla elementów, które mają oddawać ciepło do radiatora, stosuje się płytki na podłożu metalowym (MCPCB, Metal Core PCB).

Płytka MCPCB składa się z warstwy miedzi, cienkiej warstwy dielektryka i grubej płyty aluminium lub miedzi. Przewodność cieplna podawana w specyfikacjach – w ofercie PCBWay 1,0; 1,5; 2,0 lub 3,0 W/(m·K) – dotyczy dielektryka, a nie płyty metalowej, bo to on stanowi główną barierę dla ciepła. Aluminium przewodzi ciepło od kilkudziesięciu do ponad stu razy lepiej niż taki dielektryk. Rezystancję cieplną warstwy izolacyjnej łatwo oszacować ze wzoru R = t / (k·A), gdzie t to grubość warstwy, k – przewodność cieplna, A – pole, przez które płynie ciepło. Pod polem 1 cm² warstwa FR-4 o grubości 1,6 mm (bez przelotek termicznych) ma rezystancję około 53 K/W, a dielektryk MCPCB o grubości 100 µm – od 1 K/W (k = 1,0) do 0,33 K/W (k = 3,0). Przy 10 W traconych w elemencie różnica między tymi przypadkami to kilkaset kelwinów przyrostu temperatury wobec kilku lub kilkunastu.

Płytki MCPCB w PCBWay mają grubość od 0,4 do 3,2 mm i ścieżki o minimalnej szerokości 4 mil (ok. 0,1 mm). W płytkach jednowarstwowych najmniejszy otwór ma 0,8 mm, w dwuwarstwowych – 0,2 mm. Zastosowania to przede wszystkim oświetlenie LED, zasilacze i sterowniki silników.

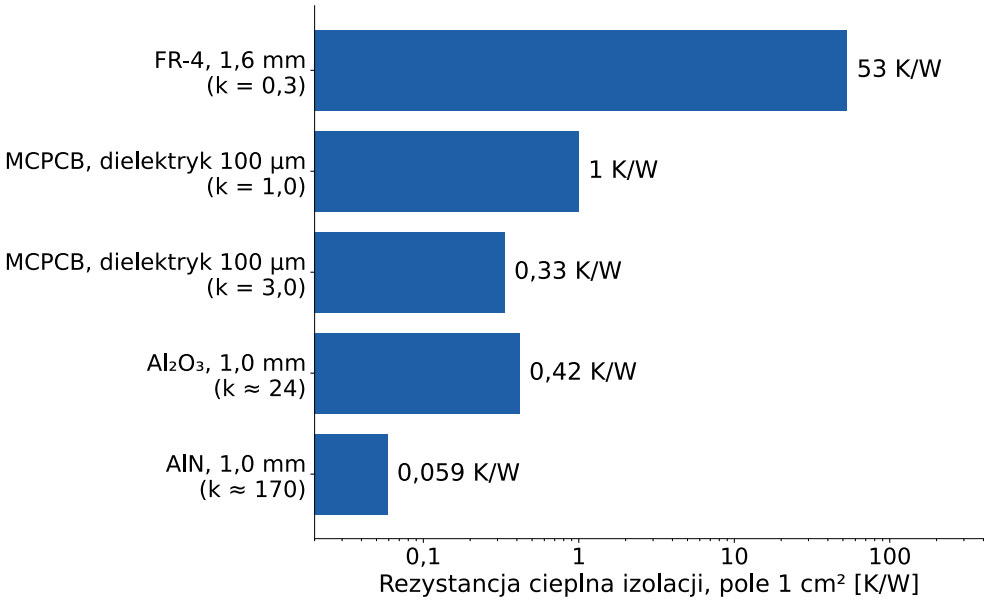
Gdy wymagania są jeszcze ostrzejsze – temperatura pracy powyżej możliwości laminatów organicznych, bardzo duża gęstość mocy albo montaż struktur półprzewodnikowych bez obudowy – stosuje się płytki ceramiczne. PCBWay wykonuje je na tlenku glinu (Al_2O_3, przewodność cieplna ok. 24 W/(m·K)) i azotku glinu (AlN, ok. 170 W/(m·K)). Ceramika nie tylko lepiej odprowadza ciepło, lecz także ma współczynnik rozszerzalności cieplnej znacznie bliższy krzemowi niż FR-4, co ogranicza naprężenia w połączeniach lutowanych przy cyklach temperaturowych. Dane techniczne: ścieżki 100 µm i odstępy 80 µm, otwory od 80 µm, miedź o grubości 35...300 µm, grubość płytek 0,2...1,5 mm. Zastosowania obejmują elektronikę dużej mocy, moduły w.cz., diody LED i elektronikę lotniczą.

Gruba miedź – gdy płyną duże prądy

Standardowa warstwa miedzi 1 oz ma grubość około 35 µm. Rezystancja kwadratu takiej warstwy (ścieżki o długości równej szerokości) wynosi około 0,49 mΩ, niezależnie od jej wymiarów. Ścieżka o szerokości 10 mm i długości 100 mm ma więc rezystancję 4,9 mΩ i przy prądzie 50 A traci około 12 W. Ta sama ścieżka w miedzi 12 oz (ok. 420 µm) ma rezystancję 0,41 mΩ i traci około 1 W. W przekształtnikach, ładowarkach, sterownikach silników i układach zarządzania bateriami pozwala to zastąpić szyny prądowe i przewody ścieżkami na płytce.

PCBWay wykonuje płytki z miedzią o grubości do 15 oz (ok. 525 µm) na warstwach zewnętrznych i do 12 oz na wewnętrznych, na laminatach FR-4 o temperaturze zeszklenia 140°C lub 170°C i o grubości od 0,6 do 6 mm. Projektant musi pamiętać o jednym ograniczeniu: gruba miedź trawi się także na boki, więc minimalne wymiary rosną z grubością warstwy. Przy miedzi 12 oz minimalna szerokość ścieżki wynosi 20 mil (ok. 0,5 mm), a minimalny odstęp – 32 mil (ok. 0,8 mm). Obwody sterujące o drobnym rysunku najlepiej prowadzić na warstwach z cieńszą miedzią.

eprasa.pl 06e3d94c64



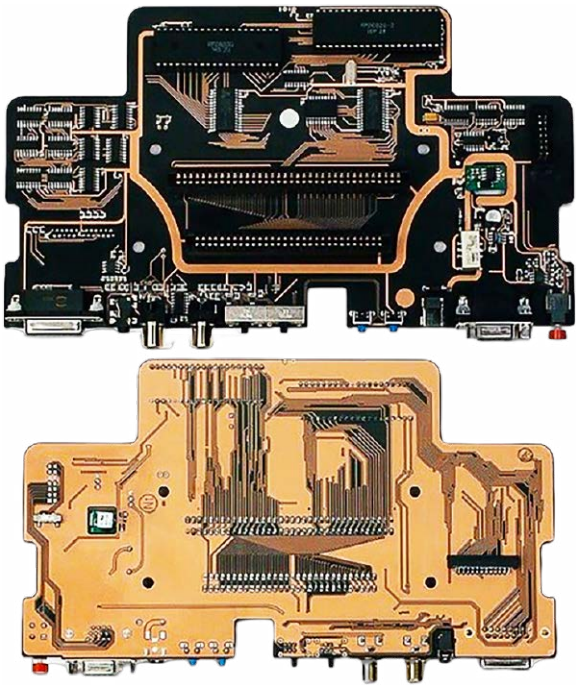
Rezystancja cieplna warstwy izolującej element od radiatora, liczona dla pola 1 cm² według wzoru R = t / (k·A); grubości warstw przyjęte przykładowo, przewodność cieplna MCPCB według oferty PCBWay, dla FR-4 i ceramiki przyjęto wartości typowe z literatury; skala logarytmiczna

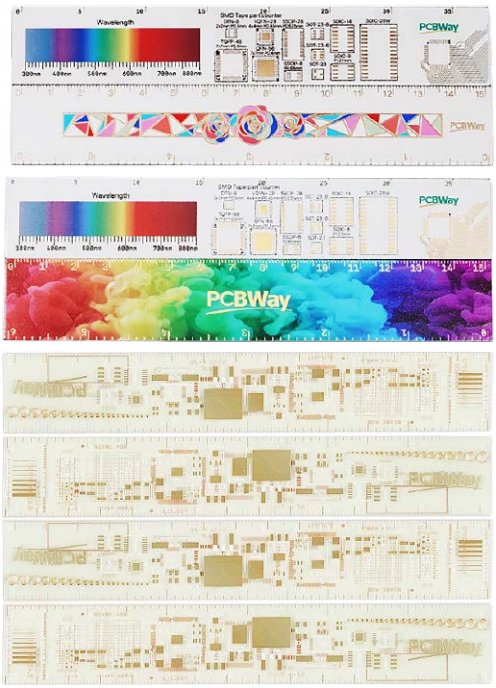
Płytki, które mają także wyglądać

Trzy pozostałe rodzaje płytek odpowiadają na potrzeby, w których płytka jest widoczna albo pełni funkcję optyczną. Płytki przezroczyste (1...6 warstw) wykonuje się z przezroczystego laminatu i przezroczystej maski lutowniczej, z nadrukiem opisowym w wybranym kolorze; minimalna szerokość ścieżek wynosi 4 mil, a wykończenia powierzchni to ENIG, ENEPIG i OSP. Znajdują zastosowanie w urządzeniach noszonych na ciele, wyświetlaczach i oświetleniu dekoracyjnym.

Płytki z czarnym rdzeniem rozwiązują problem mniej oczywisty: zwykły laminat FR-4 jest częściowo przezroczysty, więc światło diody LED może przenikać przez płytkę do czujnika optycznego lub na drugą stronę panelu. Czarny rdzeń blokuje ten przeciek, co ma znaczenie w czujnikach optycznych i podświetlanych panelach. Parametry elektryczne są zbliżone do FR-4: εr = 4,4...4,8 i tg δ = 0,018...0,032 przy 1 MHz, temperatura zeszklenia co najmniej 120°C, wytrzymałość na odrywanie miedzi po narażeniu cieplnym 6...8 lb/in (ok. 1,05...1,4 N/mm).

Płytki z wielobarwnym nadrukiem wykonuje się farbami utwardzanymi diodami UV. Nadruk jest odporny na blaknięcie, wytrzymuje lutowanie rozpływowe, a proces nie emituje lotnych związków organicznych (LZO). Pozwala to umieścić na płytce pełnobarwną grafikę, logo lub instrukcję – rozwiązanie przydatne w zestawach





Płytki przezroczyste, z czarnym rdzeniem i z wielobarwnym nadrukiem wykonane przez PCBWay

eprasa.pl 06e3d94c64

Tabela 1. Wybrane parametry zaawansowanych płytek drukowanych PCBWay (według materiałów producenta, 09/2026)

Rodzaj płytki	Materiały	Kluczowe parametry	Typowe zastosowania
HDI	FR-4, High Tg, bezhalogenowe, PTFE	do 7+N+7; ścieżka/odstęp 2/2 mil; raster BGA 0,35 mm; miedź 1/3...8 oz	telefony, urządzenia noszone, motoryzacja, medycyna
W.cz.	RO4003C, RO4350B, RO3003, RO3010, RT/duroid 5880	ścieżka/odstęp 2 mil; otwór 0,15 mm; grubość 0,2...3,2 mm; miedź 1...2 oz	5G, w.cz., mikrofale, szybka transmisja
MCPCB	rdzeń aluminiowy lub miedziany	dielektryk 1,0...3,0 W/(m·K); ścieżka 4 mil; grubość 0,4...3,2 mm	LED, elektronika mocy
Gruba miedź	FR-4, Tg 140°C lub 170°C	miedź do 15 oz (zewn.), 12 oz (wewn.); grubość 0,6...6 mm	elektronika mocy, motoryzacja, przemysł
Ceramiczna	Al_2O_3, AlN	ścieżka/odstęp 100/80 µm; otwór 80 µm; miedź 35...300 µm; grubość 0,2...1,5 mm	moduły mocy i w.cz., LED, lotnictwo
Przezroczysta	przezroczysty laminat i maska	1...6 warstw; ścieżka 4 mil; ENIG, ENEPIG, OSP	urządzenia noszone, wyświetlacze, oświetlenie
Czarny rdzeń	czarny laminat	Tg ≥ 120°C; εr 4,4...4,8 (1 MHz); nie przepuszcza światła	czujniki optyczne, LED, motoryzacja
Wielobarwna	nadruk farbami UV	pełnobarwna grafika, odporna na lutowanie rozpływowe	zestawy edukacyjne, płytki pokazowe

edukacyjnych, płytkach ewaluacyjnych i urządzeniach, których wnętrze jest widoczne.

Jak dobrać technologię

Najważniejsze parametry ośmiu rodzajów płytek zestawiono w **tabeli 1**. Wybór zwykle wynika z jednego ograniczenia, które dominuje w projekcie: gęstości wyprowadzeń (HDI), strat sygnału (laminaty w.cz.), odprowadzania ciepła (MCPCB, ceramika), prądu (gruba miedź) albo wymagań optycznych i wizualnych. Kilka ograniczeń naraz nie jest przy tym wykluczone – płytka wielowarstwowa może łączyć laminat Rogers na warstwach sygnałowych w.cz. z FR-4 na pozostałych, ale taką konstrukcję trzeba uzgodnić z producentem przed rozpoczęciem projektowania, a nie po jego zakończeniu.

Dotyczy to wszystkich płytek zaawansowanych: strukturę warstw, materiały, wymagania impedancyjne i klasę wykonania warto przesłać do analizy inżynierskiej, zanim projekt trafi do wyceny. Zamówienie składa się przez serwis www.pcbway.com. Według producenta czas realizacji zależy od specyfikacji płytek oraz wielkości zamówienia.

www.pcbway.com

Słowniczek

AOI (Automated Optical Inspection) – automatyczna inspekcja optyczna, porównanie obrazu płytki z danymi projektu.

BGA (Ball Grid Array) – obudowa z wyprowadzeniami w postaci siatki kulek lutowia pod spodem układu.

Dk, Df (dielectric constant, dissipation factor) – przenikalność elektryczna względna εr i współczynnik strat dielektrycznych tg δ.

ENIG, ENEPIG (Electroless Nickel Immersion Gold; Electroless Nickel Electroless Palladium Immersion Gold) – wykończenie chemicznym niklem i złotem immersyjnym; wariant z dodatkową warstwą palladu.

HASL (Hot Air Solder Leveling) – pokrycie pól lutowniczych lutowiem wyrównywanym gorącym powietrzem, w specyfikacjach także HAL.

HDI (High Density Interconnect) – technologia połączeń o dużej gęstości z mikroprzelotkami.

IPC (Institute for Printed Circuits, obecnie Association Connecting Electronics Industries) – organizacja wydająca normy dla płytek drukowanych i montażu.

MCPCB (Metal Core Printed Circuit Board) – płytka drukowana na podłożu metalowym.

mil – tysięczna część cala, 25,4 µm.

OSP (Organic Solderability Preservative) – organiczna powłoka chroniąca miedź przed utlenieniem.

oz (uncja) – miara grubości miedzi: masa miedzi w uncjach na stopę kwadratową; 1 oz ≈ 35 µm.

PTFE (politetrafluoroetylen) – polimer stosowany jako osnowa laminatów mikrofalowych.

Tg (glass transition temperature) – temperatura zeszklenia żywicy laminatu, powyżej której gwałtownie rośnie jego rozszerzalność cieplna.

Źródła:

- PCBWay: Advanced PCB services (materiał producenta, PDF, 09/2026).
- PCBWay: High Quality Advanced PCB – https://www.pcbway.com/high-quality-pcb.html
- PCBWay: Advanced PCB Capabilities – https://www.pcbway.com/advanced-pcb-capabilities.html
- Rogers Corporation: karty katalogowe laminatów RO4000, RO3000, RT/duroid 5880 – https://www.rogerscorp.com
- IPC-6012, Qualification and Performance Specification for Rigid Printed Boards.

eprasa.pl 06e3d94c64

Rozdział 7. NDEF: wizytówka NFC, rekordy URI i Text

Poprzednie części w EP06...09/2026 – dostępne na www.UlubionyKiosk.pl

Do tej pory pisaliśmy i czytaliśmy surowe bajty. Telefon z NFC nie wie, co z nimi zrobić – widzi tylko dane bez kontekstu. NDEF (NFC Data Exchange Format) to odpowiedź na to pytanie: standaryzowany format wiadomości, który mówi czytnikowi co te bajty oznaczają. Gdy telefon widzi rekord NDEF z typem URI, automatycznie otwiera przeglądarkę. Gdy widzi vCard, proponuje dodanie kontaktu. W tym rozdziale napiszemy klasę NdefMessage z rekordami Text, URI i vCard, a na koniec zapiszemy wizytówkę elektroniczną na NTAG216, którą każdy smartfon odczyta bez żadnej aplikacji.

Format NDEF – struktura wiadomości

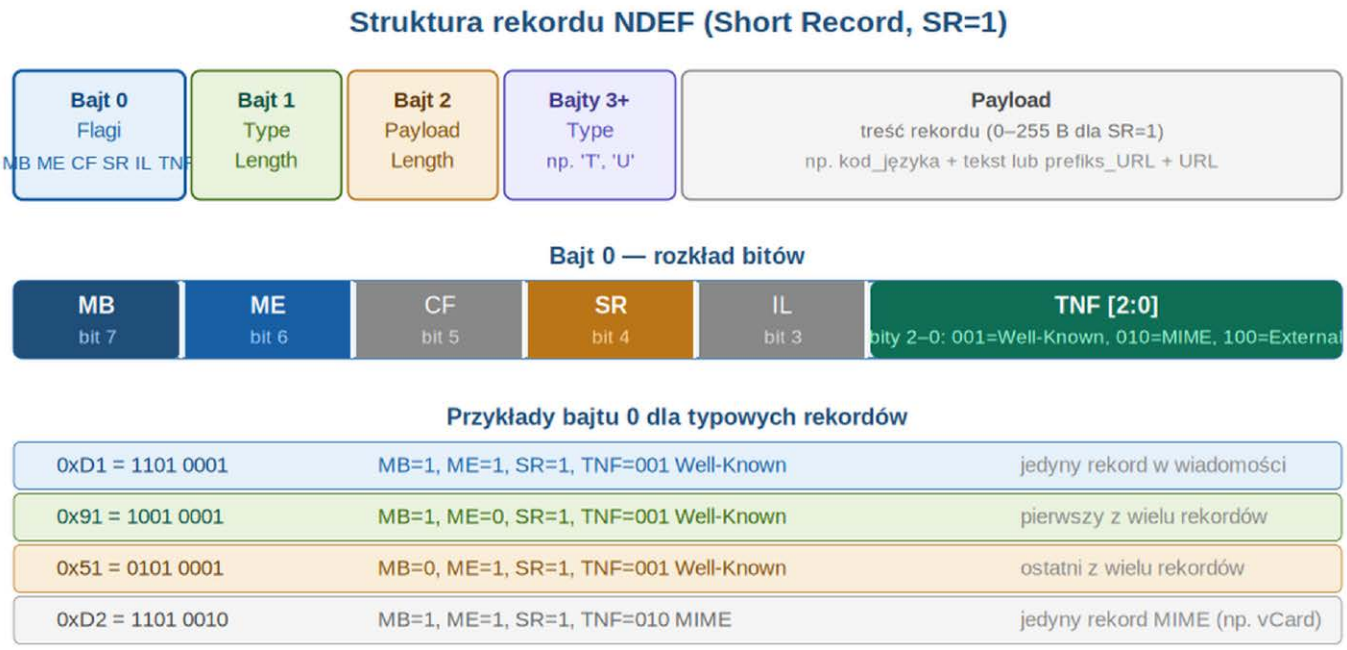
NDEF to standard NFC Forum opisujący sposób kodowania danych na kartach i w komunikacji peer-to-peer. Wiadomość NDEF składa się z jednego lub więcej rekordów. Każdy rekord opisuje jeden element danych – URL, tekst, wizytówkę, zdjęcie, fragment konfiguracji. Wiele rekordów w jednej wiadomości pozwala np. umieścić obok URL także tekst tytułu i ikonę (format SmartPoster).

Flagi i TNF – jak rekord informuje o sobie

Pierwszy bajt rekordu NDEF to pole flag. Trzy najniższe bity (TNF – Type Name Format) określają, jak interpretować pole Type. Wyższe bity to flagi strukturalne (**tabela 1**).

Tabela 1.

Bit	Nazwa	Znaczenie
7 (MSB)	MB – Message Begin	Ustawiony dla pierwszego rekordu w wiadomości
6	ME – Message End	Ustawiony dla ostatniego rekordu w wiadomości
5	CF – Chunk Flag	Rekord jest fragmentem większego (chunked record)
4	SR – Short Record	Payload Length to 1 bajt (payload ≤ 255 B); jeśli 0 – 4 bajty
3	IL – ID Length	Pole ID Length jest obecne w nagłówku
2–0	TNF	Typ pola Type: 0x01=Well-Known, 0x02=MIME, 0x04=External



Rysunek 1. Struktura rekordu NDEF (Short Record, SR=1): bajt flag z polami MB/ME/CF/SR/IL/TNF, Type Length, Payload Length (1 B dla SR=1), pole Type i Payload. Tabela wartości bajtu 0 dla typowych rekordów. Źródło: opracowanie własne na podstawie: NFC Forum NDEF Specification 1.0 – nfc-forum.org

eprasa.pl 06e3d94c64

Rysunek 2. Format TLV na kartach NTAG216/Ultralight (strony 4–n): bajt 0x03 (typ NDEF), bajt/bajty długości, bajty NDEF, bajt 0xFE (terminator). Reszta pamięci wypełniona zerami jest ignorowana przez czytniki. Źródło: opracowanie własne na podstawie: NFC Forum Type 2 Tag Operation Specification 1.0 – nfc-forum.org

Tabela 2.

TNF	Nazwa	Type field	Zastosowanie
0x00	Empty	(brak)	Pusty rekord – terminator lub placeholder
0x01	Well-Known	1 bajt lub więcej	T=Text, U=URI, Sp=SmartPoster, ...
0x02	MIME Media	MIME type string	text/vcard, image/png, application/json, ...
0x04	External	urn:nfc:ext:...	Typy własne aplikacji

Dlaczego telefon rozumie NTAG bez żadnej aplikacji?

NTAG213/215/216 są zgodne z NFC Forum Type 2 Tag – to jeden z pięciu standaryzowanych typów tagów NFC. Każdy smartfon z NFC (Android, iOS) zna standard Type 2 Tag i potrafi odczytać NDEF z takiej karty.

Gdy telefon wykryje rekord URI – otworzy przeglądarkę. Rekord Text – wyświetli tekst. Rekord MIME text/vcard – zaproponuje dodanie kontaktu do książki adresowej. Dzieje się to na poziomie systemu operacyjnego, bez dodatkowych aplikacji.

MIFARE Classic NIE jest Type 2 Tag – telefon nie odczyta z niego NDEF bez specjalnej aplikacji.

TNF i typy rekordów

Najważniejsze wartości TNF w praktyce (**tabela 2**).

W kursie używamy TNF_WELL_KNOWN (0x01) dla rekordów Text i URI, oraz TNF_MIME (0x02) dla vCard. To pokrywa 95% zastosowań NDEF spotykanych w praktyce.

Kontener TLV – jak NDEF trafia na kartę

Na kartach NTAG i Ultralight wiadomość NDEF nie jest zapisywana bezpośrednio od strony 4. Jest opakowana w kontener TLV (Type-Length-Value), który pozwala kartom zawierać wiele niezależnych bloków danych obok siebie.

Trzy typy rekordów: Text, URI, vCard

Rekord Text (typ T)

Rekord Text przechowuje ciąg znaków w określonym języku. Payload składa się z bajtu statusu (kodowanie UTF-8 lub UTF-16 + długość kodu języka), kodu języka w ASCII (np. 'pl', 'en') i właściwego tekstu UTF-8. Telefon wyświetla tekst bezpośrednio – bez otwierania aplikacji.

Przykład binarny – rekord Text ‚Kurs RFID' po polsku

```
Bajt flag:   0xD1  (MB=1, ME=1, SR=1, TNF=0x01 Well-Known)
Type length: 0x01
Payload len: 0x0C  (12 bajtów: status + 'pl' + 'Kurs RFID')
Type:        0x54  (ASCII ‚T')
Payload:
  0x02           ← status: UTF-8, 2-znakowy kod języka
  0x70 0x6C      ← 'pl' (kod języka)
  0x4B 0x75 ...  ← 'Kurs RFID' (UTF-8)
```


eprasa.pl 06e3d94c64

Rekord URI (typ U)

Rekord URI przechowuje adres URL lub inny identyfikator URI (tel:, mailto: itp.). Pierwszy bajt payload to kod prefiksu – popularne prefiksy jak "https://" są skracane do jednego bajtu, co oszczędza miejsce na karcie. Reszta payload to URL bez prefiksu.

Kod	Prefiks	Przykład pełnego URL
0x00	(brak)	dowolny URI bez skrótu
0x01	http://www.	http://www.example.com
0x02	https://www.	https://www.example.com
0x03	http://	http://example.com
0x04	https://	https://example.com
0x05	tel:	tel:+48123456789
0x06	mailto:	mailto:user@example.com

Rekord vCard (MIME text/vcard)

vCard 3.0 to standardowy format wizytówki elektronicznej (RFC 2426). W NDEF jest zapisywany jako rekord MIME z typem "text/vcard". Telefon rozpoznaje ten typ i proponuje import do książki kontaktów. Minimalna wizytówka wymaga tylko pola FN (full name) – pozostałe pola są opcjonalne.

Minimalna wizytówka vCard 3.0 w NDEF

```
BEGIN:VCARD
VERSION:3.0
FN:Jan Kowalski
N:Kowalski;Jan;;;
ORG:AVT Kurs RFID
TEL;TYPE=CELL:+48 123 456 789
EMAIL:jan.kowalski@example.com
URL:https://sklep.avt.pl
END:VCARD
```

Linie vCard są oddzielone sekwencją CR LF (0x0D 0x0A). Kodowanie całej wizytówki to UTF-8, więc polskie znaki w nazwisku działają bez dodatkowych deklaracji. Rozmiar typowej wizytówki to 150...250 bajtów – bez problemu mieści się na NTAG216 (888 B).

Kod: klasa NdefMessage i NdefRecord

Plik ndef.py to warstwa 4 naszego stosu – najwyższa (**listing 1**). Nie wie nic o PN532 ani o NTAG – tylko buduje bajty wiadomości NDEF zgodne ze standardem NFC Forum. Klasa Ntag216 dostarcza metodę `write_ndef()` i `read_ndef()` jako pomost między warstwą 4 a kartą (**listing 2**).

Metoda `write_ndef()` pakuje wiadomość w TLV i zapisuje stronami po 4 bajty od strony 4. Padding do wielokrotności 4 wypełnia ostatnią stronę zerami – bajt 0x00 jest ignorowany przez czytniki NDEF. Metoda `read_ndef()` szuka kontenera TLV i zwraca surowe bajty NDEF – bez parsowania do obiektów `NdefRecord`, bo dla większości zastosowań wystarczy weryfikacja długości (**listing 3**).

Wynik działania i weryfikacja telefonem

Oczekiwany wynik w konsoli

```
Rozdział 7 - zapis NDEF na NTAG216
Przyłóż kartę NTAG216...
UID: 04:1A:2B:3C:4D:5E:6F   typ: NTAG216
Rozmiar NDEF: 143 B (36 stron)
Zapisano! Przyłóż kartę do telefonu NFC
- powinna otworzyć się wizytówka.
Odczytany NDEF: 141 B
Pierwsze bajty: d2 0b 8e 74 65 78 74 2f 76 63 61
72 64 20 42 45
```

Po zapisaniu karty przyłóż ją do smartfona z włączonym NFC (Android: tylna część obudowy, iPhone XS i nowsze: górna krawędź). System wykryje tag NDEF i zaproponuje dodanie kontaktu. Na Androidzie pojawi się powiadomienie – bez otwierania żadnej aplikacji.

Ile miejsca zajmują różne typy rekordów?

```
Rekord Text 'Kurs RFID z PN532' (18 znaków,
lang='pl'): 24 B
Rekord URI 'https://sklep.avt.pl/kurs-rfid': 33 B
Rekord vCard (imię, org, tel, email, URL):
ok. 140-180 B
TLV overhead (nagłówek 0x03 + długość +
terminator 0xFE): 3 B

NTAG216 ma 888 B - wystarczy na kilka
rekordów naraz lub wizytówkę z długim URL.
NTAG213 ma tylko 144 B - mieści się prosty URL
lub krótki tekst, ale nie pełna vCard.
```

Wiele rekordów w jednej wiadomości

NDEF pozwala na wiele rekordów w jednej wiadomości. Typowa kombinacja to `SmartPoster`: rekord URI z adresem + rekord Text z tytułem strony. Telefon wyświetla tytuł jako podgląd i otwiera URL po dotknięciu. Poniżej przykład – zamiast msg = wizytowka użyj:

SmartPoster – URL z tytułem

```
smart_poster = NdefMessage(
    NdefRecord.uri('https://sklep.avt.pl/
kurs-rfid'),
    NdefRecord.text('Kurs RFID - sklep AVT',
language='pl'),
)
ntag.write_ndef(smart_poster)

# Rozmiar: ~60 B - mieści się nawet na NTAG213
(144 B)
```

Podsumowanie

Warstwa NDEF zamyka klasyczny stos NFC: sprzęt (PN532) → protokół ISO 14443 → typ karty (NTAG216) → format danych (NDEF). Telefon przykładamy do tagu i bez

eprasa.pl 06e3d94c64

```
# Listing 1. ndef.py – warstwa 4: format NDEF (NFC Data Exchange Format)
# ndef.py – warstwa 4: format NDEF (NFC Data Exchange Format)
# Kurs RFID, rozdział 7

# ── Typy rekordów NDEF (TNF + Type) ──────────────────────────────
TNF_WELL_KNOWN  = 0x01   # NFC Forum Well-Known Type
TNF_MIME        = 0x02   # MIME Media Type
TNF_EMPTY       = 0x00   # pusty rekord

# Well-Known Types
RTD_TEXT        = b'T'   # rekord tekstowy
RTD_URI         = b'U'   # rekord URL
RTD_SMART_POSTER= b'Sp'  # SmartPoster (URI + tytuł + ikona)


class NdefRecord:
    """Pojedynczy rekord NDEF.

    Struktura rekordu (krótka forma – SR bit = 1):
      Bajt 0:  flagi (MB, ME, CF, SR, IL, TNF[2:0])
      Bajt 1:  długość Type
      Bajt 2:  długość Payload (1 bajt dla SR=1, 4 bajty dla SR=0)
      Bajt 3:  długość ID (opcjonalny, tylko gdy IL=1)
      Bajty N: Type, ID (opcjonalny), Payload
    """

    def __init__(self, tnf, record_type, payload, record_id=b''):
        self.tnf         = tnf
        self.record_type = bytes(record_type)
        self.payload     = bytes(payload)
        self.record_id   = bytes(record_id)

    def to_bytes(self, is_first=True, is_last=True):
        """Serializuj rekord do bajtów NDEF."""
        flags = self.tnf & 0x07
        if is_first: flags |= 0x80   # MB – Message Begin
        if is_last:  flags |= 0x40   # ME – Message End
        if self.record_id: flags |= 0x08  # IL – ID Length present

        short_rec = len(self.payload) <= 255
        if short_rec: flags |= 0x10  # SR – Short Record

        result = bytes([flags, len(self.record_type)])
        if short_rec:
            result += bytes([len(self.payload)])
        else:
            result += len(self.payload).to_bytes(4, 'big')
        if self.record_id:
            result += bytes([len(self.record_id)])
        result += self.record_type
        if self.record_id:
            result += self.record_id
        result += self.payload
        return result

    @classmethod
    def text(cls, text, language='pl'):
        """Utwórz rekord tekstowy (RTD_TEXT).

        Payload: [status_byte][lang_bytes][text_bytes]
        status_byte: bity 7-6 = kodowanie (0=UTF-8), bity 5-0 = długość języka.
        """
        lang = language.encode('ascii')
        status = len(lang) & 0x3F   # UTF-8 (bit 7 = 0)
        payload = bytes([status]) + lang + text.encode('utf-8')
        return cls(TNF_WELL_KNOWN, RTD_TEXT, payload)

    @classmethod
    def uri(cls, url):
        """Utwórz rekord URI (RTD_URI).

        Payload: [prefix_code][url_remainder]
        Prefix code skraca popularne prefiksy (patrz tabela NDEF URI prefixes).
        """
        prefixes = [
            (b'https://www.', 0x02), (b'https://',     0x04),
            (b'http://www.',  0x01), (b'http://',      0x03),
            (b'tel:',         0x05), (b'mailto:',      0x06),
        ]
        url_b = url.encode('utf-8')
        for prefix, code in prefixes:
            if url_b.startswith(prefix):
                return cls(TNF_WELL_KNOWN, RTD_URI,
                           bytes([code]) + url_b[len(prefix):])
        return cls(TNF_WELL_KNOWN, RTD_URI, bytes([0x00]) + url_b)

    @classmethod
    def vcard(cls, name, phone='', email='', url='', org=''):
        """Utwórz rekord vCard 3.0 (MIME type text/vcard).
```


eprasa.pl 06e3d94c64

```
        Minimalna wizytówka NFC zgodna ze standardem RFC 2426.
        “”“
        lines = [‘BEGIN:VCARD’, ‘VERSION:3.0’,
                 f’FN:{name}’, f’N:{name};;;;’]
        if org:   lines.append(f’ORG:{org}’)
        if phone: lines.append(f’TEL;TYPE=CELL:{phone}’)
        if email: lines.append(f’EMAIL:{email}’)
        if url:   lines.append(f’URL:{url}’)
        lines.append(‘END:VCARD’)
        vcf = ‘\r\n’.join(lines).encode(‘utf-8’)
        return cls(TNF_MIME, b’text/vcard’, vcf)


class NdefMessage:
    “”“Sekwencja rekordów NDEF gotowa do zapisu na kartę.””“

    def __init__(self, *records):
        self.records = list(records)

    def to_bytes(self):
        “”“Serializuj wszystkie rekordy do bajtów NDEF.””“
        n = len(self.records)
        result = b’’
        for i, rec in enumerate(self.records):
            result += rec.to_bytes(is_first=(i==0), is_last=(i==n-1))
        return result

    def to_tlv(self):
        “”“Opakuj w kontener TLV do zapisu na kartę NTAG/Ultralight.

        Format TLV (Type-Length-Value):
          0x03 [długość NDEF] [bajty NDEF] 0xFE (terminator)
        “”“
        payload = self.to_bytes()
        n = len(payload)
        if n <= 254:
            length_bytes = bytes([n])
        else:
            length_bytes = bytes([0xFF]) + n.to_bytes(2, ‘big’)
        return bytes([0x03]) + length_bytes + payload + bytes([0xFE])
```

```
# Listing 2: rozszerzenie ntag216.py - metody write_ndef() i read_ndef()
# Rozszerzenie klasy Ntag216 o zapis i odczyt NDEF - dopisz do ntag216.py

    def write_ndef(self, ndef_message):
        “”“Zapisz wiadomość NDEF na kartę NTAG216.

        Wiadomość jest pakowana w kontener TLV (0x03 + długość + NDEF + 0xFE)
        i zapisywana stronami po 4 bajty, zaczynając od strony 4.
        Rzuca wyjątek jeśli wiadomość jest za duża na kartę.
        “”“
        tlv = ndef_message.to_tlv()
        if len(tlv) > 888:   # NTAG216: 222 strony × 4 B = 888 B
            raise UltralightError(
                f’NDEF zbyt duży: {len(tlv)} B, max 888 B (NTAG216)’)

        # Uzupełnij do wielokrotności 4 (pełne strony)
        padded = tlv + b’\x00’ * ((-len(tlv)) % 4)

        for i in range(0, len(padded), 4):
            page_num = PAGE_DATA_START + i // 4
            self.write_page(page_num, padded[i:i+4])

    def read_ndef(self):
        “”“Odczytaj wiadomość NDEF z karty. Zwraca bytes lub None.

        Szuka kontenera TLV (0x03) na stronie 4 i zwraca surowe bajty NDEF.
        Parsowanie do rekordów wymaga dodatkowego kodu lub biblioteki.
        “”“
        # Odczytaj kilka pierwszych stron (TLV header maks. 5 bajtów)
        raw = b’’
        for i in range(PAGE_DATA_START, PAGE_DATA_START + 4):
            raw += self.read_page(i)
```


eprasa.pl 06e3d94c64

```
        if raw[0] != 0x03:
            return None   # brak tagu NDEF

        if raw[1] == 0xFF:   # długość 3-bajtowa
            n = (raw[2] << 8) | raw[3]
            offset = 4
        else:
            n = raw[1]
            offset = 2

        # Doczytaj brakujące strony jeśli potrzeba
        total_pages = (offset + n + 4 - 1) // 4 + 1
        while len(raw) < total_pages * 4:
            page = PAGE_DATA_START + len(raw) // 4
            raw += self.read_page(page)

        return raw[offset:offset + n]
```

```
# Listing 3. main7.py - rozdział 7: zapis NDEF - wizytówka NFC
# main7.py - rozdział 7: zapis NDEF - wizytówka NFC

from machine import SPI, Pin
from pn532 import PN532
from iso14443 import ISO14443
from ntag216 import Ntag216
from ndef import NdefMessage, NdefRecord

spi     = SPI(0, baudrate=1_000_000, polarity=0, phase=0,
              sck=Pin(18), mosi=Pin(19), miso=Pin(16))
czytnik = PN532(spi=spi, cs_pin=17)
iso     = ISO14443(czytnik)
ntag    = Ntag216(iso)

# —— Przygotuj wiadomość NDEF: wizytówka vCard ————————————————————
wizytowka = NdefMessage(
    NdefRecord.vcard(
        name  = 'Jan Kowalski',
        org   = 'AVT Kurs RFID',
        phone = '+48 123 456 789',
        email = 'jan.kowalski@example.com',
        url   = 'https://sklep.avt.pl',
    )
)

# —— Przygotuj wiadomość NDEF: URL do strony AVT ————————————————————
url_avt = NdefMessage(
    NdefRecord.uri('https://sklep.avt.pl/kurs-rfid')
)

# —— Przygotuj wiadomość NDEF: tekst po polsku ————————————————————
tekst = NdefMessage(
    NdefRecord.text('Kurs RFID z PN532 - AVT', language='pl')
)

print('Rozdział 7 - zapis NDEF na NTAG216')
print('Przyłóż kartę NTAG216...')

karta = iso.wait_for_card(timeout_ms=15_000)
if karta is None:
    raise SystemExit('Brak karty.')

print(f'UID: {karta.uid_hex()}   typ: {ntag.identify()}')

# Wybierz co zapisać (odkomentuj jedno):
msg = wizytowka     # wizytówka vCard
# msg = url_avt     # URL do strony
# msg = tekst       # prosty tekst

tlv = msg.to_tlv()
print(f'Rozmiar NDEF: {len(tlv)} B ({len(tlv)//4 + 1} stron)')

ntag.write_ndef(msg)
print('Zapisano! Przyłóż kartę do telefonu NFC - powinna otworzyć się wizytówka.')

# Weryfikacja: odczytaj z powrotem
raw = ntag.read_ndef()
print(f'Odczytany NDEF: {len(raw)} B')
print(f'Pierwsze bajty: {raw[:16].hex(" ")}')
```


eprasa.pl 06e3d94c64

Materiały do dalszej lektury

NFC Forum NDEF Specification 1.0
– pełna specyfikacja formatu rekordów NDEF. Pobierz z nfc-forum.org (wymaga rejestracji).

NFC Forum Type 2 Tag Operation Specification – opis formatu TLV na kartach NTAG i Ultralight.

NFC Forum URI Record Type Definition 1.0 – tabela prefiksów URI (kody 0x00–0x23).

RFC 2426 – standard vCard 3.0; lista pól i formatów. Pobierz z rfc-editor.org.

żadnej aplikacji otwiera się wizytówka, przeglądarka lub wiadomość tekstowa – bo każdy z tych kroków jest ustandaryzowany przez NFC Forum.

Nasza biblioteka składa się teraz z sześciu plików: pn532.py, iso14443.py, mifare_classic.py, mifare_ultralight.py, mifare_ultralight_ev1.py, ntag216.py i nowy ndef.py. Każdy dodaje tylko to, co niezbędne – i dokładnie tyle.

W rozdziale 8 wyjdziemy poza MIFARE i zajmiemy się kartami ISO 14443-4 – biletami miejskimi, kartami DESFire i innymi kartami używającymi protokołu RATS/ATS. PN532 obsługuje tę warstwę i pozwala nam nawiązać sesję z kartą bankomatową czy kartą miejską – bez łamania zabezpieczeń, tylko na poziomie, który karta sama ujawnia bez autentykacji.

Pracownia Konstrukcyjna

REKLAMA

eprasa.pl 06e3d94c64

Rozdział 8. ISO 14443-4 i DESFire: RATS, ATS i sesja T=CL

Do tej pory pracowaliśmy z kartami, które kończą protokół na poziomie ISO 14443-3 – po komendzie SELECT karta jest gotowa do własnych komend (MIFARE READ, Ultralight WRITE itd.). Ale gdy karta zwróci SAK z ustawionym bitem 5 (wartość 0x20), to sygnał, że obsługuje jeszcze jedną warstwę: ISO/IEC 14443-4, znany też jako T=CL (T=Contactless). Właśnie ta warstwa jest używana przez karty bankomatowe, nowoczesne bilety miejskie, paszporty elektroniczne i MIFARE DESFire. W tym rozdziale zobaczymy, jak nawiązać z nimi sesję przez RATS i co możemy legalnie odczytać bez żadnych kluczy.

ISO/IEC 14443-4 – warstwa transmisji

ISO 14443-4 (część czwarta normy) definiuje protokół transmisji wyższego poziomu dla kart zbliżeniowych. Tam gdzie część trzecia kończy się na SELECT i SAK, część czwarta się zaczyna: definiuje jak nawiązać sesję (RATS), jak kodować wiadomości w ramkach I-blokowych z kontrolą przepływu i jak wykrywać oraz naprawiać błędy transmisji.

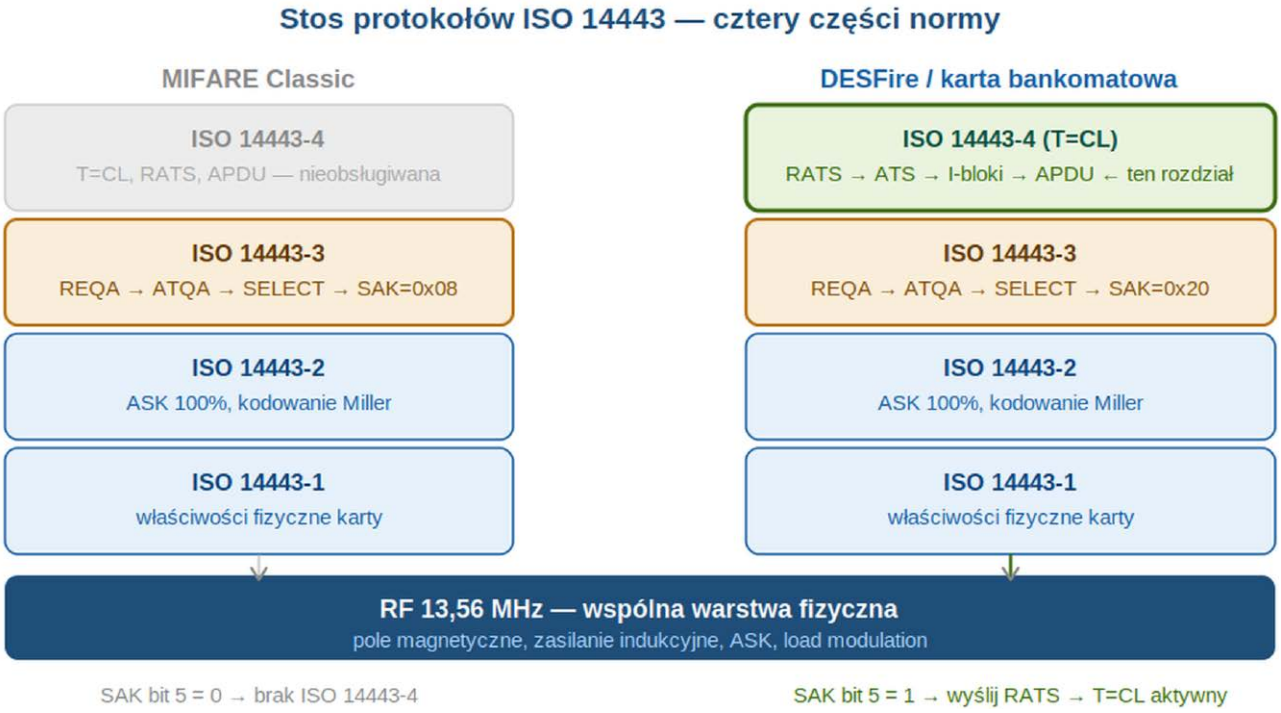
Protokół T=CL (Transmission = Contactless) jest transportem dla APDU (Application Protocol Data Unit) – komend ISO 7816-4 opracowanych pierwotnie dla kart stykowych. Dzięki temu ta sama aplikacja na karcie bankomatowej działa zarówno przez styk (złoty chip), jak i przez NFC – bo APDU są takie same, zmienia się tylko transport.

RATS i ATS – nawiązanie sesji T=CL

Po zakończeniu procedury antykolizyjnej z rozdziału 2 (REQA → ATQA → SELECT → SAK), jeśli SAK ma bit 5 ustawiony, czytnik wysyła komendę RATS (Request for Answer To Select). To pierwsza komenda warstwy 4 – odpowiada jej ATS (Answer To Select) od karty.

Komenda RATS

RATS ma tylko dwa bajty: 0xE0 i bajt parametru. Parametr zawiera FSDI (File Size Device Index, 4 bity) i CID (Card Identifier, 4 bity). FSDI informuje kartę o maksymalnym rozmiarze ramki, którą czytnik może przyjąć. CID to opcjonalny identyfikator sesji (0x00 oznacza brak CID).



Rysunek 1. Stos protokołów ISO 14443: MIFARE Classic zatrzymuje się na części 3 (SAK bit5=0). Karty DESFire i bankomatowe używają wszystkich czterech części – SAK bit5=1 sygnalizuje obecność ISO 14443-4 (T=CL), a RATS aktywuje sesję APDU. Źródło: opracowanie własne na podstawie: ISO/IEC 14443:2018 i NXP AN10609 – nxp.com

eprasa.pl 06e3d94c64

FSDI	Maks. ramka czytnika	FSDI	Maks. ramka czytnika
0x00	16 bajtów	0x05	64 bajty
0x01	24 bajty	0x06	96 bajtów
0x02	32 bajty	0x07	128 bajtów
0x03	40 bajtów	0x08	256 bajtów
0x04	48 bajtów	0x09–0x0F	zarezerwowane

W naszym kodzie używamy FSDI=0x08 (256 bajtów) – PN532 obsługuje tę wartość i większość kart ją akceptuje. Mniejszy FSDI jest potrzebny tylko gdy czytnik ma bardzo mało RAM-u.

Odpowiedź ATS – co karta mówi o sobie

ATS (Answer To Select) to odpowiedź karty na RATS. Zawiera informacje konfiguracyjne sesji: FSCI (maks. ramka karty), opcjonalne bajty interfejsu TA(1)/TB(1)/TC(1) i Historical Bytes – dowolne dane producenta. To ostatnie pole jest szczególnie ciekawe.

Historical Bytes – co można wyczytać bez klucza

Historical Bytes to pole do 15 bajtów w ATS, które karta może wypełnić dowolnymi danymi. W praktyce zawierają one identyfikację producenta, systemu operacyjnego lub aplikacji. Dla wielu kart pole to jest publicznie znane (**tabela 1**).

Co możemy legalnie odczytać?

Z karty ISO 14443-4 bez żadnych kluczy możemy odczytać:

- ✅ UID (7 bajtów, z ISO 14443-3)
- ✅ SAK i ATQA (z ISO 14443-3)
- ✅ ATS – cały, w tym Historical Bytes
- ✅ Listę AID aplikacji przez SELECT PPSE (Payment System Environment) – karty EMV
- ✅ Nagłówki EF.ATR i EF.DIR (zależy od konfiguracji karty)

Bez kluczy NIE możemy odczytać:

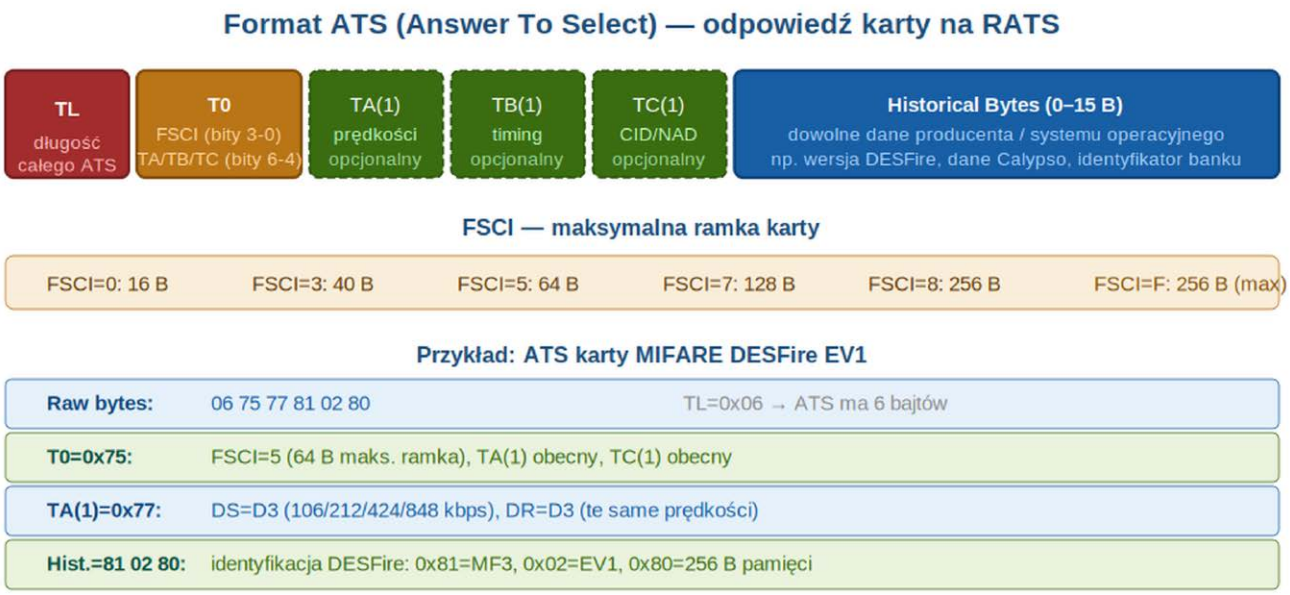
- ❌ Danych zaszyfrowanych AES/3DES (DESFire, EMV)
- ❌ Zawartości chronionych plików
- ❌ PIN-u ani kluczy

APDU – komendy ISO 7816-4

Po nawiązaniu sesji T=CL komunikujemy się przez APDU (Application Protocol Data Unit). To standardowe komendy kart inteligentnych opisane w normie ISO 7816-4. Każde APDU składa się z nagłówka (CLA, INS, P1, P2) i opcjonalnego ciała (długość danych Lc, dane, oczekiwana długość odpowiedzi Le) (**tabela 2**).

Tabela 1.

Karta	Historical Bytes (hex)	Identyfikacja
MIFARE DESFire EV1	75 77 81 02 80	MF3 DESFire EV1, AID prefix
MIFARE DESFire EV2	75 77 81 02 80	podobne do EV1
Karty EMV (bankomatowe)	(różne)	zależy od banku i dostawcy karty
Calypso (bilety)	(różne)	zawiera wersję systemu Calypso
Karta ICAO (paszport)	(różne)	standard ICAO 9303 (LDS)



Rysunek 2. Format ATS (Answer To Select): TL (długość), T0 (FSCI + flagi TA/TB/TC), opcjonalne bajty interfejsu TA(1)/TB(1)/TC(1), Historical Bytes. Przykład dla MIFARE DESFire EV1: 06 75 77 81 02 80 – FSCI=5 (64 B), TA(1) obecny, Historical Bytes = 81 02 80 (identyfikacja EV1). Źródło: opracowanie własne na podstawie: ISO/IEC 14443-4:2018, sekcja 5.6 – iso.org

eprasa.pl 06e3d94c64

Tabela 2.

Pole	Rozmiar	Znaczenie
CLA	1 bajt	Klasa komendy: 0x00 = ISO standard, 0x80+ = producent
INS	1 bajt	Instrukcja: 0xA4 = SELECT, 0xB0 = READ BINARY, 0xCA = GET DATA
P1	1 bajt	Parametr 1 – zależy od INS
P2	1 bajt	Parametr 2 – zależy od INS
Lc	0/1/3 bajty	Długość pola danych w komendzie (0 jeśli brak)
Data	0–65535 B	Dane komendy (np. AID przy SELECT FILE)
Le	0/1/2 bajty	Oczekiwana długość odpowiedzi

Status Word – odpowiedź karty

Każda odpowiedź APDU kończy się 2-bajtowym Status Word (SW). Wartość 0x9000 oznacza sukces. Inne wartości wskazują błędy lub stany specjalne (**tabela 3**).

Tabela 3.

SW	Znaczenie
0x9000	Sukces – odpowiedź jest prawidłowa
0x6100–0x61FF	Więcej danych dostępnych – wyślij GET RESPONSE z Le=SW2
0x6700	Nieprawidłowa długość Le lub Lc
0x6900	Komenda niedozwolona w tym stanie
0x6A82	Plik lub aplikacja nie znaleziona (AID nie istnieje)
0x6A86	Nieprawidłowe parametry P1-P2
0x6900	Warunki użycia niezaspokojone (np. brak autentykacji)
0x63CX	Weryfikacja PIN – X = liczba pozostałych prób

Wybór aplikacji po AID

AID (Application Identifier) to sekwencja 5–16 bajtów identyfikująca aplikację w karcie. Przez SELECT FILE (INS=0xA4, P1=0x04) wybieramy konkretną aplikację, po czym wszystkie kolejne komendy APDU odnoszą się do tej aplikacji. Jeśli karta zwraca SW=0x9000, aplikacja istnieje i odpowiedziała jej FCI (File Control Information) zawierające metadane.

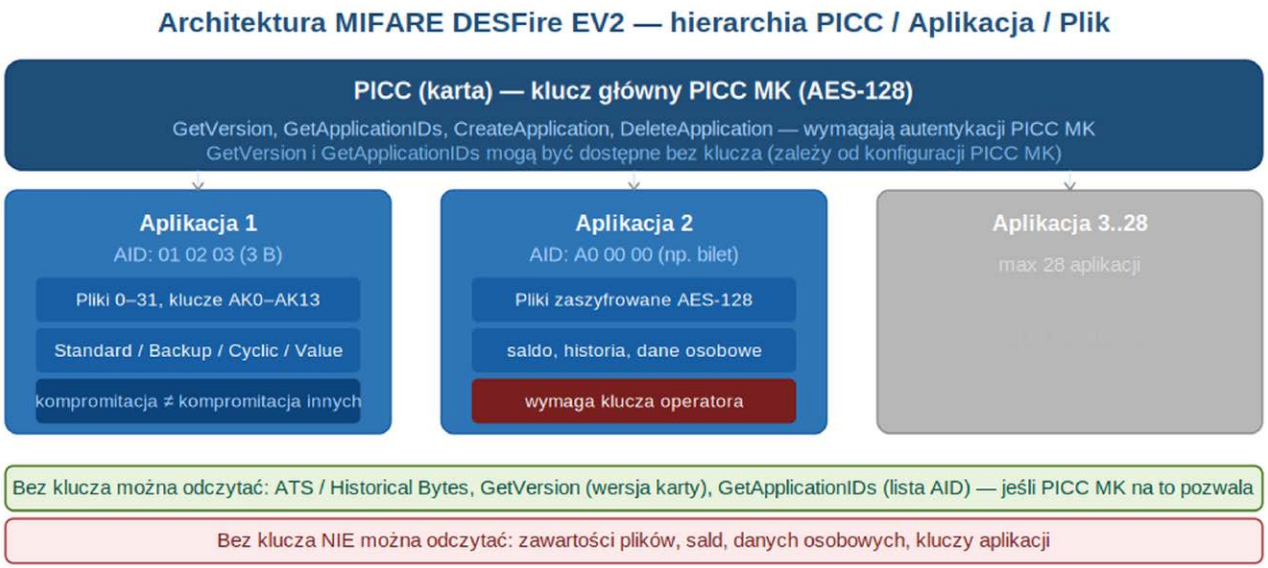
Znane AID-y do bezpiecznego przetestowania

```
1PAY.SYS.DDF01 (hex: 31 50 41 59 2E 53 59 53 2E 44 44 46 30 31) → PSE (Payment System Environment)
- lista aplikacji płatniczych w karcie kontaktowej

2PAY.SYS.DDF01 (hex: 32 50 41 59 2E 53 59 53 2E 44 44 46 30 31) → PPSE (Proximity PSE) - lista aplikacji
bezkontaktowych

A0 00 00 00 03 10 10 - Visa Credit
A0 00 00 00 04 10 10 - Mastercard

Odpowiedź SW=0x9000 potwierdza obecność aplikacji. Dane FCI zawierają AID aplikacji, jej nazwę
i priorytet - bez kluczy, bez PIN-u.
```



Rysunek 3. Architektura MIFARE DESFire EV2: trzy poziomy – PICC z kluczem głównym (AES-128), aplikacje (do 28, każda z własnym AID i kluczami AK0-AK13), pliki (chronione kluczem aplikacji). Bez klucza dostępne tylko GetVersion i GetApplicationIDs jeśli konfiguracja PICC MK na to pozwala. Źródło: opracowanie własne na podstawie: NXP MF3Dxx DESFire EV2 Product Data Sheet – nxp.com

eprasa.pl 06e3d94c64

MIFARE DESFire – architektura bez wnikania

MIFARE DESFire EV1/EV2/EV3 to rodzina kart NXP używająca ISO 14443-4 jako warstwy transmisji i szyfrowania AES-128 (lub 3DES w EV1) jako warstwy bezpieczeństwa. W odróżnieniu od MIFARE Classic, DESFire jest kartą wieloaplikacyjną: zawiera wiele niezależnych aplikacji, każda z własnymi plikami i kluczami.

Każda aplikacja DESFire ma AID (3 bajty, nie 5–16 jak ISO 7816-4). Karta ma jeden klucz główny (PICC master key) i każda aplikacja ma własne klucze aplikacyjne. Bez klucza głównego nie możemy nawet odczytać listy AID, jeśli administrator ustawił odpowiednią konfigurację. Poniżej opisujemy co można zobaczyć bez klucza.

Co możemy odczytać z DESFire bez kluczy

Jeśli administrator nie wyłączył domyślnej konfiguracji, z DESFire można odczytać:

- ATS – Historical Bytes zawierają identyfikację wersji (DESFire EV1: 0x75 0x77 0x81 0x02 0x80).
- Wersja karty – komenda GetVersion (0x60 w protokole natywnym DESFire lub przez ISO wrapping) zwraca informacje o producencie, typie, podtypie, wersji major/minor i rozmiarze pamięci – bez klucza.
- Lista AID – komenda GetApplicationIDs zwraca 3-bajtowe AID wszystkich aplikacji, jeśli MasterKey pozwala na odczyt bez autentykacji (domyślnie tak).
- Wersja aplikacji – GetKeySettings zwraca liczbę kluczy i ustawienia dostępu dla każdej aplikacji – bez klucza jeśli konfiguracja na to pozwala.

DESFire w systemach transportu publicznego

Wiele systemów biletów miejskich używa DESFire EV1 lub EV2: m.in. warszawski Jakdojade/WTP, system PEKA w Poznaniu i wiele systemów zachodnioeuropejskich. AID aplikacji transportowej jest zazwyczaj znany (np. Calypso: A0 00 00 04 04 01 25 09 01 01 do A0 00 00 04 04 01 25 09 01 0A).

Sama lista AID i metadane aplikacji są publicznie dostępne – ale odczyt salda biletu, historii przejazdów i danych osobowych wymaga kluczy operatora, których nie ujawniamy i nie omawiamy w kursie.

```
# Listing 1. iso14443_4.py - warstwa 2b: ISO/IEC 14443-4 (T=CL, RATS/ATS)
# Kurs RFID, rozdział 8

from iso14443 import ISO14443, Card

CMD_IN_DATA_EXCHANGE = 0x40   # PN532 InDataExchange
CMD_IN_DESELECT      = 0x44   # PN532 InDeselect - zresetuj kartę bez pola RF

# ── RATS - Request for Answer To Select ──────────────────────────
# Komenda RATS wysyłana po komendzie SELECT (SAK bit 5 = 1 → ISO 14443-4)
# Parametr FSDI (File Size Device Index): maksymalny rozmiar ramki czytnika
FSDI_256  = 0x08   # czytnik akceptuje ramki do 256 bajtów

# ── ISO 7816-4 CLA/INS komendy ───────────────────────────────────
CLA_ISO  = 0x00    # standardowa klasa ISO 7816
INS_SELECT_FILE   = 0xA4   # SELECT FILE - wybierz aplikację (AID) lub plik (FID)
INS_READ_BINARY   = 0xB0   # READ BINARY - odczytaj dane z wybranego pliku
INS_GET_DATA      = 0xCA   # GET DATA - dane administracyjne


class ISO14443_4Error(Exception): pass


def parse_ats(ats_bytes):
    """Parsuj bajty ATS (Answer To Select) z karty ISO 14443-4.

    Zwraca słownik z polami:
      tl:        długość ATS (bajt TL)
      fsci:      File Size Card Index (maks. ramka karty)
      ta1:       interfejs bajt TA(1) - prędkości (opcjonalny)
      tb1:       interfejs bajt TB(1) - timing (opcjonalny)
      tc1:       interfejs bajt TC(1) - CID/NAD support (opcjonalny)
      hist_bytes: Historical Bytes - dane producenta/aplikacji
      max_frame:  maksymalny rozmiar ramki karty w bajtach
    """
    fsci_map = {0:16, 1:24, 2:32, 3:40, 4:48, 5:64, 6:96, 7:128, 8:256}
    result = {'raw': bytes(ats_bytes)}

    if len(ats_bytes) < 1:
        return result

    tl   = ats_bytes[0]
    result['tl'] = tl
    idx  = 1

    # T0 - opcjonalny bajt konfiguracyjny
    if idx < tl and idx < len(ats_bytes):
        t0 = ats_bytes[idx]; idx += 1
        result['fsci']  = t0 & 0x0F
```


eprasa.pl 06e3d94c64

```
        result['max_frame'] = fsci_map.get(t0 & 0x0F, 256)
        has_ta = bool(t0 & 0x10)
        has_tb = bool(t0 & 0x20)
        has_tc = bool(t0 & 0x40)
        if has_ta and idx < tl: result['ta1'] = ats_bytes[idx]; idx += 1
        if has_tb and idx < tl: result['tb1'] = ats_bytes[idx]; idx += 1
        if has_tc and idx < tl: result['tc1'] = ats_bytes[idx]; idx += 1

    result['hist_bytes'] = bytes(ats_bytes[idx:tl]) if tl > idx else b''
    return result


class ISO14443_4:
    """Warstwa 2b: sesja ISO/IEC 14443-4 (T=CL) z kartą.

    Obsługuje RATS (inicjalizacja sesji) i wymianę APDU przez PN532.
    Używana dla kart: MIFARE DESFire, karty bankomatowe (ISO 7816-4),
    karty miejskie (Calypso), karty identyfikacyjne (ICAO 9303).
    """

    def __init__(self, iso: ISO14443):
        self._iso   = iso
        self._pn532 = iso._pn532
        self._ats   = None

    def activate(self, card: Card):
        """Aktywuj sesję ISO 14443-4 przez wysłanie RATS.

        Musi być wywołane po wykryciu karty z SAK bit5=1 (ISO 14443-4).
        Zwraca słownik ATS lub None jeśli karta nie obsługuje T=CL.
        """
        # RATS: CLA=0x00, INS=0xE0, P1=FSDI<<4|CID, P2=0x00
        rats = bytes([0xE0, (FSDI_256 << 4) | 0x00])
        self._pn532._send_command(
            CMD_IN_DATA_EXCHANGE, bytes([0x01]) + rats)
        try:
            resp = self._pn532._read_response(
                CMD_IN_DATA_EXCHANGE, data_length=32)
            if resp[0] != 0x00:
                return None
            self._ats = parse_ats(resp[1:])
            return self._ats
        except Exception:
            return None

    def transceive(self, apdu):
        """Wyślij APDU (Application Protocol Data Unit) i odbierz odpowiedź.

        Odpowiedź zawiera dane (może być pusta) i 2-bajtowy Status Word.
        Status 0x9000 = OK, 0x6A82 = plik/aplikacja nie znaleziona.
        """
        payload = bytes([0x01]) + bytes(apdu)
        self._pn532._send_command(CMD_IN_DATA_EXCHANGE, payload)
        resp = self._pn532._read_response(
            CMD_IN_DATA_EXCHANGE, data_length=260)
        if resp[0] != 0x00:
            raise ISO14443_4Error(f'InDataExchange status={resp[0]:#04x}')
        data = resp[1:-2]
        sw   = (resp[-2] << 8) | resp[-1]
        return bytes(data), sw

    def select_by_aid(self, aid):
        """Wybierz aplikację po AID (Application Identifier).

        AID to sekwencja 5-16 bajtów identyfikująca aplikację w karcie.
        Zwraca (response_data, status_word).
        """
        apdu = bytes([CLA_ISO, INS_SELECT_FILE,
                      0x04,          # P1: select by AID
                      0x00,          # P2: first or only occurrence
                      len(aid)]) + bytes(aid)
        return self.transceive(apdu)

    def read_binary(self, length=16, offset=0):
        """Odczytaj dane z aktualnie wybranego pliku binarnego.

        offset: przesunięcie w bajtach od początku pliku.
        length: liczba bajtów do odczytania (max 255).
        """
        apdu = bytes([CLA_ISO, INS_READ_BINARY,
                      (offset >> 8) & 0xFF,   # P1: high byte offset
                      offset & 0xFF,           # P2: low byte offset
                      length])
        return self.transceive(apdu)
```


eprasa.pl 06e3d94c64

```
# Listing 2. main8.py - rozdział 8: ISO 14443-4, RATS/ATS i odczyt AID

from machine import SPI, Pin
from pn532 import PN532
from iso14443 import ISO14443
from iso14443_4 import ISO14443_4, parse_ats

spi     = SPI(0, baudrate=1_000_000, polarity=0, phase=0,
             sck=Pin(18), mosi=Pin(19), miso=Pin(16))
czytnik = PN532(spi=spi, cs_pin=17)
iso     = ISO14443(czytnik)
t_cl    = ISO14443_4(iso)

# Znane AID-y do przetestowania (legalny odczyt bez klucza)
KNOWN_AIDS = {
    '1PAY.SYS.DDF01': bytes.fromhex('315041592e5359532e4444463031'),
    'PPSE (bezkontaktowy)': bytes.fromhex('325041592e5359532e4444463031'),
}

print('Rozdział 8 - ISO 14443-4: RATS/ATS i AID')
print('Przyłóż kartę bankomatową, bilet miejski lub DESFire...')
print()

while True:
    karta = iso.wait_for_card(timeout_ms=10_000)
    if karta is None: continue

    print(f'Karta: UID={karta.uid_hex()}  SAK={karta.sak:#04x}  typ={karta.type}')

    if not (karta.sak & 0x20):
        print('  Ta karta nie jest ISO 14443-4 (SAK bit5=0). Pomiń.')
        print()
        continue

    # Wyślij RATS i odbierz ATS
    ats = t_cl.activate(karta)
    if ats is None:
        print('  RATS nieudany - karta nie odpowiada na T=CL.')
        print()
        continue

    print(f'  ATS raw: {ats["raw"].hex(" ")}')
    print(f'  Maks. ramka karty: {ats.get("max_frame","?")}'  )
    if 'hist_bytes' in ats and ats['hist_bytes']:
        hist = ats['hist_bytes']
        ascii_h = ''.join(chr(b) if 32<=b<127 else '.' for b in hist)
        print(f'  Historical bytes: {hist.hex(" ")}  |{ascii_h}|')
    print()

    # Próbuj wybrać znane AID-y
    for name, aid in KNOWN_AIDS.items():
        data, sw = t_cl.select_by_aid(aid)
        print(f'  SELECT AID {name}: SW={sw:#06x}',
              'OK' if sw == 0x9000 else 'brak/błąd')
        if sw == 0x9000 and data:
            print(f'    Odpowiedź: {data.hex(" ")}')
    print()
```

Kod: klasa ISO14443_4

Klasa ISO14443_4 to warstwa 2b – uzupełnienie klasy ISO14443 dla kart obsługujących T=CL. Metoda `activate()` wysyła RATS i parsuje ATS. Metoda `transceive()` transportuje APDU przez PN532 i zwraca (dane, SW). Metody `select_by_aid()` i `read_binary()` to wygodne wrappery dla najczęstszych komend ISO 7816-4.

Karta MIFARE DESFire EV1

```
Karta: UID=04:A1:B2:C3:D4:E5:F6  SAK=0x20  typ=ISO 14443-4 (np. DESFire)
  ATS raw: 06 75 77 81 02 80
  Maks. ramka karty: 64 B
  Historical bytes: 75 77 81 02 80  |uw...|

  SELECT AID 1PAY.SYS.DDF01: SW=0x6a82 brak/błąd
  SELECT AID PPSE (bezkontaktowy): SW=0x6a82 brak/błąd
  (DESFire nie używa ISO 7816-4 AID - używa własnego protokołu natywnego)
```


eprasa.pl 06e3d94c64

Karta bankomatowa Mastercard (bezkontaktowa)

```
Karta: UID=04:11:22:33:44:55:66  SAK=0x20  typ=ISO 14443-4
  ATS raw: 0F 78 80 B1 02 (...)  (zależy od banku)
  Maks. ramka karty: 256 B
  Historical bytes: (dane identyfikacyjne banku/procesora)

  SELECT AID PPSE: SW=0x9000 OK
    Odpowiedź: 6f 33 84 0e 32 50 41 59 2e 53 59 53 2e ...  (FCI z listą AID)
  SELECT AID Mastercard: SW=0x9000 OK
    Odpowiedź: 6f 1e 84 07 a0 00 00 00 04 10 10 ...  (FCI aplikacji)
```

Przykładowe wyniki

Odpowiedź na SELECT PPSE zawiera TLV z listą aplikacji i ich priorytetami. Aby ją sparsować, potrzebujesz parsera TLV BER (Basic Encoding Rules) – standardowego formatu używanego w kartach ISO 7816-4. Implementacja prostego parsera BER TLV to temat na osobny artykuł, wykraczający poza zakres tego kursu.

Podsumowanie

ISO 14443-4 to most między fizycznym protokołem RFID a aplikacjami kart inteligentnych. RATS i ATS to uścisk dłoni, który otwiera sesję T=CL i ujawnia pierwsze metadane karty. Historical Bytes w ATS są publicznie dostępne i pozwalają wstępnie zidentyfikować typ karty bez żadnych kluczy.

Nasza klasa ISO14443_4 to warstwa 2b – równolegle do ISO14443 z rozdziału 2, nie nad nią. Obie korzystają z tej samej warstwy 1 (PN532), ale obsługują różne typy kart. Architektura warstwowa znów okazuje się praktyczna: dodajemy nową gałąź bez modyfikowania istniejącego kodu.

Materiały do dalszej lektury

ISO/IEC 14443-4:2018 – specyfikacja protokołu T=CL (RATS, ATS, I-bloki, R-bloki, S-bloki). Dostępna przez iso.org.

ISO/IEC 7816-4:2020 – komendy APDU, SELECT FILE, READ BINARY, format Status Word, TLV BER. Dostępna przez iso.org.

EMVCo Book B – Entry Point – specyfikacja protokołu dla bezkontaktowych kart płatniczych. Pobierz z emvco.com (bezpłatna rejestracja).

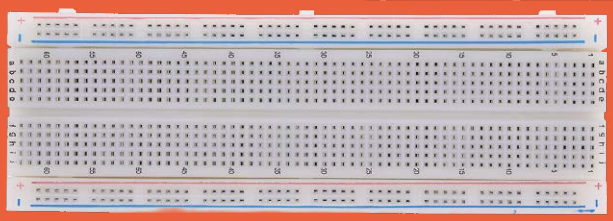
NXP AN10609 MIFARE DESFire EV1 – Feature Overview – wprowadzenie do architektury DESFire, aplikacji i plików. Pobierz z nxp.com.

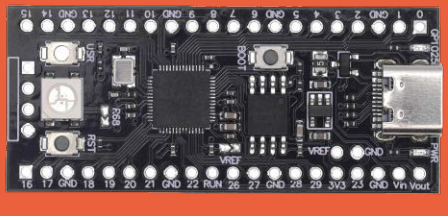
Calypso Networks Association – specyfikacja protokołu Calypso używanego w kartach miejskich. Pobierz z calypsonet.org.

W rozdziale 9 wrócimy do PN532 i jego ekskluzywnej funkcji: emulacji karty. Pico z PN532 będzie udawać kartę MIFARE Classic – odpowiadając na pole czytnika tak jak prawdziwa karta. To funkcja, której RC522 absolutnie nie potrafi.

Pracownia Konstrukcyjna

Zestaw do kursu RFID dostępny w sklep.avt.pl zawiera wszystkie elementy potrzebne do zrealizowania każdego rozdziału i projektu końcowego





Kod całego kursu dostępny w repozytorium:
https://ep.com.pl/files/bnh/13794-kurs_rfid_pn532_-_listingi.zip

eprasa.pl 06e3d94c64

Poprzednia część w EP09/2026 – dostępna na www.UlubionyKiosk.pl

Zaawansowane funkcje oscyloskopów cyfrowych dla niezaawansowanych (2)

Jak dokonywać trudniejszych pomiarów i unikać pomyłek

Współczesne oscyloskopy cyfrowe to prawdziwe kombajny pomiarowe z wieloma rozbudowanymi podsystemami. By w pełni wykorzystać ich możliwości, konieczna jest znajomość tych podsystemów. Dlatego też w tej części kontynuujemy wędrówkę po nich.

W dawnych czasach pomiar jakiegokolwiek parametru na oscyloskopie analogowym wymagał odręcznego liczenia działek na lampie oscyloskopowej, często w połączeniu z dodatkowymi obliczeniami. Jednak w ostatnich dwóch dekadach ubiegłego wieku zaczęły pojawiać się oscyloskopy hybrydowe, które łączyły analogowe tory wejściowe i analogową lampę oscyloskopową z cyfrowym systemem pomiarów na tym ekranie. Oscyloskopy cyfrowe znacznie uprościły proces pomiaru i analizy danych. Przyjrzyjmy się zatem tym podsystemom.

System pomiarów

System pomiarowy w oscyloskopie cyfrowym oferuje zazwyczaj dwa typy pomiarów: pomiary automatyczne i pomiary kursorami. Pomiar kursorami przypomina dawne pomiary na ekranie, polegające na liczeniu działek. We współczesnym oscyloskopie jednak wskazujemy dwa punkty na sygnale, a oscyloskop automatycznie podaje wartości czasu i napięcia dla obu punktów oraz różnicę (deltę) między nimi. Taki typ pomiaru znajduje zastosowanie przy analizie złożonego sygnału (lub sygnałów, gdyż kursory nie muszą być na tym samym kanale) w sytuacji, gdy pomiary zautomatyzowane nie są adekwatne. Przykładem może być przebieg schodkowy – tylko kursorami można zmierzyć wysokość i szerokość pojedynczego „schodka".

System pomiarów automatycznych jest z reguły dość rozbudowany, nawet w tanich oscyloskopach cyfrowych. Dostępne pomiary można podzielić na dwie duże kategorie: pomiary pionowe i poziome. Pomiary pionowe odnoszą się do wielkości napięcia mierzonych sygnałów. Trzy najczęściej stosowane pomiary to amplituda średnia, amplituda międzyszczytowa (*peak-peak*) oraz napięcie skuteczne RMS. Rozróżnienie na amplitudę średnią i międzyszczytową wynika z faktu, iż dla niektórych przebiegów, szczególnie prostokątnych, może pojawiać się zjawisko „przestrzelenia" (*overshoot*) na końcach zboczy narastających i opadających oraz przedwczesnego spadku przed zboczem opadającym lub wzrostu przed zboczem narastającym (*preshoot*). Pomiar amplitudy pomija te zniekształcenia, podczas gdy pomiar amplitudy pk-pk uwzględnia też zjawisko overshoot. Warto nadmienić, iż oddzielne pomiary napięć *overshoot* i *preshoot* też są dostępne.

Pomiary poziome obejmują najróżniejsze zależności czasowe w obrębie jednego kanału i między kanałami. W obrębie kanału najważniejsze pomiary to czas narastania zbocza (*rise time*), jego opadania (*fall time*), okres (*period*) oraz długość stanu wysokiego i niskiego (+*width* i –*width*) i powiązane z nimi wypełnienie (*duty cycle*) w procentach. Między kanałami zaś można mierzyć przesunięcie fazowe między sygnałami oraz różnice w czasach różnych kombinacji zboczy narastających i opadających. Najczęściej używanymi pomiarami czasowymi są faza, czasy narastania i opadania zboczy oraz wypełnienie. Zbyt długie czasy narastania i opadania wskazują na obecność pojemności pasożytniczych, co stanowi problem zarówno w technice cyfrowej, jak i w układach przetwornic impulsowych (stąd opcja wyzwalania nachyleniem zbocza). Z kolei pomiar przesunięcia fazowego między sygnałem wejściowym i wyjściowym

eprasa.pl 06e3d94c64

układu analogowego, na przykład wzmacniacza, w połączeniu z pomiarem amplitudy sygnału wyjściowego dla różnych częstotliwości sygnału wejściowego pozwala określić marginesy stabilności wzmacniacza i wykonać ręcznie wykresy Bodego dla amplitudy i fazy właśnie. Dla przypomnienia, margines stabilności wzmocnienia to wartość wzmocnienia w dB dla częstotliwości, przy której przesunięcie fazowe sygnału wynosi –180°. Margines stabilności fazy to wartość przesunięcia fazowego względem –180° dla częstotliwości, gdy wzmocnienie wynosi 0 dB, czyli amplitudy sygnału wejściowego i wyjściowego są takie same. Zalecane marginesy fazy i wzmocnienia to odpowiednio 60° i 12 dB. W odniesieniu do wykresów Bodego, to wiele lepszych oscyloskopów wyposażonych w generator funkcyjny (wbudowany w urządzenie lub w formie przystawki) potrafi je generować automatycznie (jako często odpłatna opcja).

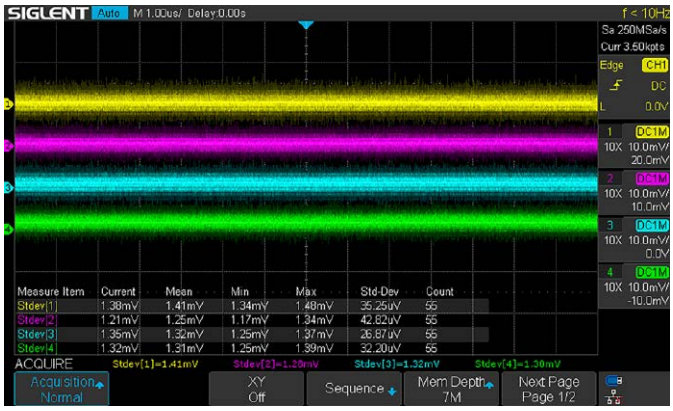
W podsystemie pomiarów istnieje dodatkowa funkcjonalność – pomiar statystyczny. Po włączeniu tej opcji poza bieżącą wartością wybranego pomiaru podawane są wartości średnie, minimalna, maksymalna i odchylenie standardowe od średniej. Czytelnik może na przykład sprawdzić poziom szumów własnych wejść oscyloskopu, korzystając z tej opcji. Należy ustawić kanał(-y) na minimalną wartość skali pionowej, następnie spośród pomiarów należy wybrać opcję pomiaru odchylenia standardowego (czasem nazywanego też AC RMS), które jest wartością napięcia RMS bez wliczania przesunięcia DC (pomiar RMS je dolicza), a następnie włączyć statystykę. Wartość średnia (*Mean*) odchylenia standardowego jest wartością poziomu szumów dla konkretnego oscyloskopu. **Rysunek 1** przedstawia taki pomiar dla oscyloskopu autora, podczas gdy **rysunek 2** pokazuje zastosowanie omawianego w poprzedniej części uśredniania.

Operacje matematyczne, wykresy referencyjne i ustawienia kanałów

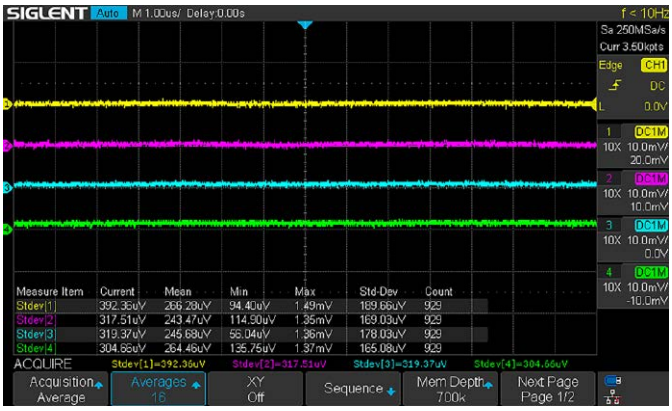
Wszystkie oscyloskopy cyfrowe posiadają szereg opcji matematycznych wykonywanych na kanałach. Lepsze oscyloskopy analogowe też pozwalały na przynajmniej odejmowanie jednego kanału od drugiego, co pozwalało na pomiar różnicowy. Oscyloskopy cyfrowe pozwalają jednak na więcej. Sumowanie dwóch kanałów pozwala wizualizować przesunięcie fazowe między nimi. Jeśli do jednego kanału zostanie podłączona sonda prądowa, to operacja mnożenia pozwoli wyświetlić chwilową moc badanego układu. Całka (*integral*) napięcia zasilania w pierwszej sekundzie jego załączania do badanego układu pozwala ocenić prąd początkowy i całkowitą ilość energii zgromadzoną w kondensatorach obwodów zasilających. Różniczka (*differential*) zaś pomaga przy ocenie prędkości narastania wzmacniacza (*slew rate*). Jednak najczęściej używaną opcją matematyczną jest szybka transformata Fouriera (FFT). Funkcja ta przekształca wykres napięcia w funkcji czasu na wykres napięcia (w dB) w funkcji częstotliwości, czyli, inaczej pisząc, pokazuje widmo mierzonego sygnału. W obwodach napięcia stałego, na przykład zasilania, funkcja FFT pozwala na analizę składników szumu, na przykład w poszukiwaniu przydźwięku sieci energetycznej.

Korzystając z FFT, należy pamiętać o paru istotnych parametrach, głównie o liczbie punktów i typie okna transformaty. Ponieważ częstotliwość próbkowania pozostaje stała, liczba punktów określa zarówno rozdzielczość częstotliwości transformaty, jak i czas akwizycji i przetwarzania. Im więcej punktów, tym większa rozdzielczość pozioma (Δf), ale też mniejsza prędkość odświeżania. Z kolei wybór typu okna transformaty wpływa na sposób jej przetwarzania, a także na jej jakość. Okno wybiera się pod konkretne typy sygnałów i pomiarów, dlatego ten parametr jest dość istotny. Najczęściej spotykane typy okien to:

- Rectangular – najczęściej używane w przypadku sygnałów impulsowych i przejściowych, sprawdza się też przy przebiegach całkowicie regularnych. Zapewnia najlepszą rozdzielczość częstotliwości, ale powoduje



Rysunek 1. Wartość średnia dla pomiaru odchylenia standardowego określa poziom szumów własnych kanałów dla konkretnego egzemplarza oscyloskopu Siglent SDS1104X-U. Pomiar taki można wykonać w praktycznie każdym oscyloskopie



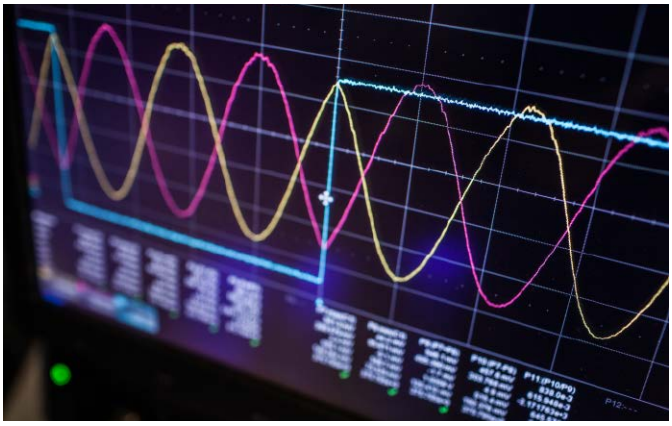
Rysunek 2. Ten sam pomiar co na rysunku 1, ale tym razem z uśrednianiem z 16 kolejnych akwizycji. Przykładowa wartość Mean dla kanału pierwszego jest 5,3 raza mniejsza

eprasa.pl 06e3d94c64

„przecieki" między sąsiednimi częstotliwościami, gdy pojawiają się sygnały aperiodyczne;
- Hanning – najbardziej uniwersalny wybór, oferujący dobry stosunek dokładności amplitudy, poziomu „spektralnych przecieków" i rozdzielczości poziomej;
- Hamming – podobne do okna Hanninga, ale radzi sobie lepiej, gdy sygnał zbudowany jest z przebiegów sinusoidalnych o zbliżonych częstotliwościach i amplitudach;
- Flat-Top – wysoka dokładność amplitudy kosztem innych parametrów, rekomendowany wybór do kalibracji amplitudy źródeł sygnału;
- Blackman – okno zalecane, gdy poszukiwany jest sygnał o niskiej amplitudzie, ukryty w sygnale o dużej amplitudzie, na przykład jako druga harmoniczna albo sygnał zakłócający.

Kolejną opcją do wyboru jest sposób wyświetlania spektrum. Zwykle do wyboru jest podział ekranu, nakładanie spektrum na wykres lub pokazywanie samego spektrum. Uśrednianie kolejnych akwizycji również ma wpływ na transformatę, redukując szumy, ale ponownie spowalniając odświeżanie. Przy okazji na ekranie można też zazwyczaj wyświetlić tabelę wartości poszczególnych harmonicznych w kolejności ich wysokości. O ile funkcja FFT to dość użyteczny dodatek do zestawu możliwości oscyloskopu cyfrowego, to w opinii autora dla profesjonalnej pracy wysokiej częstotliwości potrzebny jest dedykowany analizator widma, który często oferuje wiele dodatkowych funkcji i może też działać zdecydowanie szybciej niż typowy oscyloskop.

Wykresy referencyjne to zapisane wcześniej obrazy sygnału, które można wykorzystać w celach porównawczych. Różne oscyloskopy pozwalają zapisać od jednego do niemal nieograniczonej liczby wykresów referencyjnych, wyświetlając przy tym od jednego do kilku naraz. Funkcja ta ma dwa główne zastosowania: porównanie ze znanym, prawidłowym sygnałem oraz dodanie kanału „wirtualnego". Ta pierwsza opcja jest powiązana z funkcjonalnością wyjścia Pass/Fail. Z zapisanego wykresu referencyjnego tworzona jest maska o określonej tolerancji – jeśli sygnał z badanego urządzenia nie mieści się w obszarze maski, stan wyjścia ulega zmianie. Funkcjonalność ta znajduje zastosowanie w zautomatyzowanych testach produkcyjnych. W pracy warsztatowej czy prototypowej wykres referencyjny przydać się może jako dodatkowy kanał „wirtualny". Procedura jest następująca:
- podłączamy wszystkie sondy do badanego urządzenia w celu „złapania" potrzebnych sygnałów w trybie Single;
- wybieramy jeden z kanałów nieużywanych do wyzwalania i zapisujemy jego obraz jako wykres referencyjny pokazywany na ekranie;
- teraz ten kanał można podłączyć w innym punkcie urządzenia i dokonać nowej akwizycji. Obraz referencyjny można wykorzystać do porównania.



Trik ten przydaje się przy testowaniu urządzeń o sekwencyjnie załączanym zasilaniu do sprawdzania, jak ten proces przebiega i czy sekwencja czasowa jest poprawna. Jest to alternatywa dla zakupu oscyloskopu posiadającego więcej niż cztery kanały. Jeśli jednak mamy do czynienia z sygnałami cyfrowymi, lepszym wyborem może być oscyloskop typu MSO (*Mixed Signal Oscilloscope*) z dedykowanymi wejściami lub wręcz oddzielny analizator logiczny.

Same kanały wejściowe oscyloskopu mają kilka istotnych opcji, o których użytkownik zazwyczaj pamięta. Pierwszą z nich jest wybór typu sprzężenia: AC, DC lub do masy. Kolejne dwie opcje, mnożnik sondy i jednostka pomiaru, mają znaczenie jedynie dla poprawnego wyświetlania wartości na ekranie i w żaden sposób nie wpływają na samą pracę oscyloskopu. Bardziej zaawansowane oscyloskopy w połączeniu z zaawansowanymi sondami (szczególnie aktywnymi) od tego samego producenta potrafią sondę automatycznie wykryć i ustawić odpowiednie parametry wyświetlania. Kolejną opcją dostępną w menu kanału jest wybór szerokości pasma. Do wyboru jest pasmo pełne lub ograniczone do 20 MHz. Bardziej zaawansowane modele o szerszym paśmie przenoszenia oferują dodatkowe filtry, jak 200 MHz lub 750 MHz. Oczywiście ograniczanie pasma można wyłączyć całkowicie. Samo ograniczanie pasma pozwala pozbyć się szumów wysokiej częstotliwości w badanym sygnale mieszczącym się poniżej tego ograniczenia. Należy jednak pamiętać, iż to opcjonalne filtrowanie ma wpływ na sygnały o krótkich czasach narastania i opadania zboczy i może maskować niechciane oscylacje. Bardziej zaawansowane oscyloskopy pozwalają też wybrać impedancję wejściową między 1 MΩ i 50 Ω, rzadziej 75 Ω. Opcja ta przydaje się przy pracy z liniami transmisyjnymi, ale nie jest konieczna, bo do dowolnego oscyloskopu można podłączyć terminator przelotowy BNC 50 Ω lub użyć trójnika BNC z terminatorem na jednym odgałęzieniu. Tu ważna uwaga: terminacji takiej nie powinno się używać ze standardowymi sondami oscyloskopowymi, gdyż są one zaprojektowane do impedancji wejściowej 1 MΩ. Wiele oscyloskopów pozwala też ukryć kanał bez jego wyłączania oraz nadać mu etykietę, co przydaje się

eprasa.pl 06e3d94c64

w środowisku produkcyjnym do oznaczania, jaki parametr jest mierzony.

Menu opcji wyświetlania pozwala zmienić sposób reprezentacji sygnałów na ekranie. Podsystem ten nie wpływa na akwizycję i przetwarzanie danych w sposób bezpośredni, ale zależnie od ustawień pozwala ukazać zdarzenia sporadyczne oraz szum w sposób bardziej czytelny. Decydują o tym trzy kluczowe ustawienia: intensywność, bezwładność i gradient kolorów. W trybie normalnym i automatycznego wyzwalania kolejne akwizycje są nakładane na siebie i tam, gdzie dane się pokrywają bardziej, odpowiednie piksele stają się jaśniejsze. Parametr intensywności, analogicznie do jasności w oscyloskopach analogowych, pozwala kontrolować stopień zmiany tej jasności. Przy wysokiej intensywności każda kolejna akwizycja rozjaśnia piksele na ekranie bardziej, przez co widać cały sygnał, wliczając w to szumy. Z kolei redukcja intensywności pozwala zaobserwować czysty, powtarzalny sygnał, ukrywając losowe zdarzenia. Z intensywnością współgra też ustawienie bezwładności wyświetlacza, czyli czasu, po jakim kolejne akwizycje ulegają wygaszeniu. Ustawienie bezwładności na nieskończoną spowoduje, iż kolejne akwizycje będą kumulowane na ekranie do momentu jego wyczyszczenia. Jeśli poszukiwane jest zdarzenie losowe występujące rzadko, jest to dobry sposób, by je uchwycić i przygotować w przyszłości odpowiedni tryb wyzwalania. Wystarczy włączyć nieskończoną bezwładność i zostawić oscyloskop na kilka chwil do nawet kilku godzin. Dla poprawy widoczności można też ustawić gradient kolorowy – wykres na ekranie zamiast zmiennej intensywności wyświetlany jest w różnych kolorach, typowo zaczynając od fioletowego, a kończąc na intensywnej czerwieni. Zdarzenia sporadyczne są właśnie fioletowe, podczas gdy wartości powtarzalne stają się czerwone. Oczywiście nie da się dokonać pomiaru sporadycznego sygnału tak ukazanego inną metodą niż ręczne liczenie działek. Przy okazji w menu wyświetlania zazwyczaj też są opcje związane z typem i jasnością siatki działek.

Menu ustawień systemowych kryje szereg dodatkowych opcji, które nie są zbyt często używane. Jedną z istotniejszych funkcji jest automatyczna kalibracja. Pełna kalibracja automatyczna powinna być wykonana po umieszczeniu oscyloskopu w nowym miejscu i odczekaniu od kilku do kilkunastu minut od włączenia. Wzmacniacze operacyjne w torach analogowych, źródła napięcia odniesienia i przetworniki ADC są wrażliwe na zmiany temperatury, podobnie jak generatory sygnałów zegarowych wewnątrz urządzenia. Taka pełna kalibracja powinna być powtarzana za każdym razem, gdy warunki pracy urządzenia ulegają znaczącej zmianie lub gdy istotna jest dokładność pomiaru w danej chwili. Wiele oscyloskopów oferuje też opcję szybkiej kalibracji, którą można wykonać częściej, nawet po każdym uruchomieniu oscyloskopu. W menu systemowym najczęściej znajdują się też ustawienia daty i godziny, języka, opcje aktualizacji oprogramowania i status urządzenia ze statystykami użycia. W tym miejscu można też odblokować dodatkowe, odpłatne opcje. Warto nadmienić, iż hobbyści często kupują tańsze modele oscyloskopów w obrębie jednej serii, a następnie używają generatora kluczy, by z pomocą tego menu odblokować płatne opcje (w tym na przykład poszerzanie pasma oscyloskopu). Z punktu widzenia polskiego prawa taka czynność jest legalna, ale tylko w przypadku modyfikacji oscyloskopu na własne potrzeby. Przypis redakcji: Narzędzia typu „keygen" ingerują w techniczne zabezpieczenia oprogramowania układowego (*firmware*), co stoi w sprzeczności z art. 118[1] Ustawy o prawie autorskim i prawach pokrewnych (obchodzenie skutecznych zabezpieczeń technicznych) oraz warunkami licencji EULA producentów sprzętu. Firmy i osoby prowadzące działalność zarobkową muszą wykupić oficjalne licencje i klucze. Pośród ustawień systemowych kryją się funkcje związane z gniazdem LAN i/lub ustawienia Wi-Fi przydatne wtedy, gdy oscyloskop ma być kontrolowany zdalnie z komputera.

Ostatnim, istotnym podsystemem jest system zapisu danych i ustawień. Użytkownicy najczęściej mają do czynienia z zapisem zrzutów ekranu do pamięci zewnętrznej, ale do wyboru jest zazwyczaj sporo więcej opcji. Wiele oscyloskopów pozwala na wybór formatu zapisu zrzutów, a także na zapis danych z pamięci akwizycji jako pliki binarne, CSV (wartości oddzielone przecinkami) czy w formacie MATLAB. Dane te można poddać dalszej analizie komputerowej. Przy korzystaniu z pamięci sekwencyjnej można w ten sposób zachować dane z wielu kolejnych akwizycji. Często też można zapisać bieżące ustawienia wszystkich parametrów oscyloskopu do pliku i wczytać je ponownie. Niektóre oscyloskopy wyposażone w przycisk ustawień domyślnych pozwalają w tym miejscu zapisać bieżące ustawienia jako domyślne – opcja używana w edukacji, gdy uczeń bądź student pogubi się w ustawieniach oscyloskopu. Autor na samym początku pracy z oscyloskopem wybrał najwygodniejsze ustawienia wyświetlacza (intensywność, typ siatki, jasność siatki) oraz inne parametry, jak domyślne pomiary, format zapisu zrzutów czy ustawienia kanałów, a potem je zapisał jako nowe ustawienia domyślne.

Zakończenie

W pierwszych dwóch częściach tego cyklu omówione zostały najistotniejsze podsystemy typowego oscyloskopu cyfrowego, a także przedstawiono kilka nieco bardziej zaawansowanych pomiarów, które oscyloskop może wykonać. W następnej części spojrzymy na podsystemy dostępne tylko w niektórych modelach oscyloskopów. W kolejnych częściach omawiane będą też dokładniej różne typy i metody pomiarów, a także dostępne akcesoria, sondy i dodatkowe narzędzia do oscyloskopów.

Paweł Kowalczyk

eprasa.pl 06e3d94c64

Poprzednie części w EP09/2026 – dostępna na www.UlubionyKiosk.pl

Oscyloskop jako analizator widma: FFT w praktyce konstruktora

Rozdział 3. Jak z jednego zapisu wyczytać częstotliwości zakłóceń i tętnień – i gdzie leżą granice tej metody

Ten sam sygnał można oglądać na dwa sposoby: w dziedzinie czasu, jako zmianę napięcia w kolejnych chwilach, i w dziedzinie częstotliwości, jako zestaw składowych o różnych częstotliwościach. Każde spojrzenie mówi co innego. W przebiegu widać kształt i chwilowe zdarzenia; w widmie – z czego ten kształt jest zbudowany: jakie harmoniczne, jakie tętnienia, jakie zakłócenia. Funkcja ***FFT*** *(szybkiej transformaty Fouriera) zamienia oscyloskop w podręczny analizator widma i pozwala odpowiedzieć na pytania, na które w dziedzinie czasu nie ma dobrej odpowiedzi. Ten rozdział pokazuje, jak z jednego zapisu wyczytać widmo, jak je poprawnie ustawić i – co równie ważne – gdzie leżą granice tej metody.*

1. Po co dziedzina częstotliwości

Wyobraźmy sobie zaszumioną szynę zasilania albo wyjście wzmacniacza, na którym coś „siedzi", ale w fumkcji czasu widać tylko nieregularny, chaotyczny przebieg. W dziedzinie czasu taki obraz niewiele mówi – trudno powiedzieć, czy to jedno zakłócenie, czy suma wielu. To samo w widmie rozkłada się na czytelne prążki: podstawową częstotliwość, jej harmoniczne, wąskopasmowe spury pochodzące od zegarów i przetwornic, szerokopasmowy szum. Dopiero widmo pozwala powiązać obserwowane zakłócenie z jego źródłem – bo częstotliwość prążka można dopasować do znanej częstotliwości zegara, przetwornicy czy strobu pamięci.

Najprostszy przykład dydaktyczny to fala prostokątna. W czasie to dwa poziomy i strome zbocza; w widmie – podstawowa oraz malejące co do amplitudy harmoniczne nieparzyste. Ta para obrazów pokazuje istotę rzeczy: kształt w czasie i zawartość częstotliwościowa to dwa opisy tego samego sygnału, przeliczalne jeden na drugi.

Mapa kursu

Wydanie I (EP09/2026)
1. Oscyloskop 12-bit: rozdzielczość, ENOB, High-Res
2. Wyzwalanie i pomiary automatyczne

Wydanie II (EP10/2026)
3. Oscyloskop jako analizator widma (FFT)
4. Oscyloskop mieszany (MSO): analog i cyfra w jednym oknie

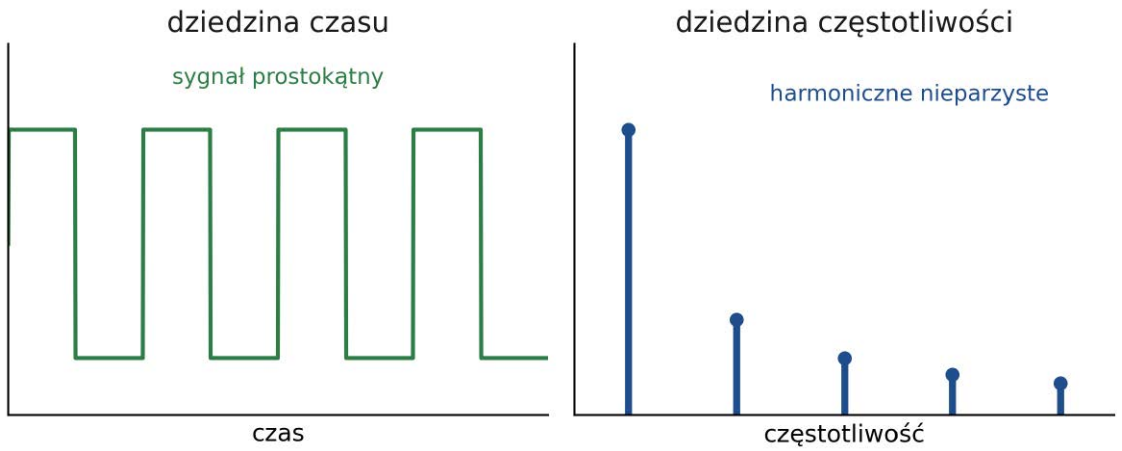
Wydanie III (EP11/2026)
5. Analizator stanów logicznych: I²C, SPI, CAN
6. Analizator widma na biurku

Wydanie IV (EP12/2026)
7. Przystawki USB – mobilne laboratorium
8. Sondy i akcesoria: pomiar mówi prawdę albo kłamie

Wydanie V (EP01–02/2027)
9. Case: zasilacz SMPS pod ostrzałem
10. Case: precyzyjny tor analogowy

Wydanie VI (EP03/2027)
11. Case: szybka magistrala – eye diagram i jitter
12. Twój lab 2027: park pomiarowy i wzorcowanie

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 1. Ten sam sygnał w dwóch dziedzinach: fala prostokątna w czasie i jej widmo – podstawowa oraz malejące harmoniczne nieparzyste

2. Jak FFT liczy widmo

Oscyloskop nie mierzy widma bezpośrednio – liczy je z zarejestrowanego przebiegu czasowego. Bierze fragment zapisu (rekord wejściowy FFT) i rozkłada go na sumę sinusoid o częstotliwościach będących całkowitymi wielokrotnościami ilorazu częstotliwości próbkowania i długości rekordu. Każdy punkt wynikowego widma to tak zwany prążek (bin). Zakres częstotliwości sięga od zera do połowy częstotliwości próbkowania – to granica Nyquista; przy próbkowaniu 20 MS/s widmo obejmuje 0...10 MHz. Szczegóły implementacji dobrze opisuje materiał źródłowy producenta: Tektronix, FFT Applications.

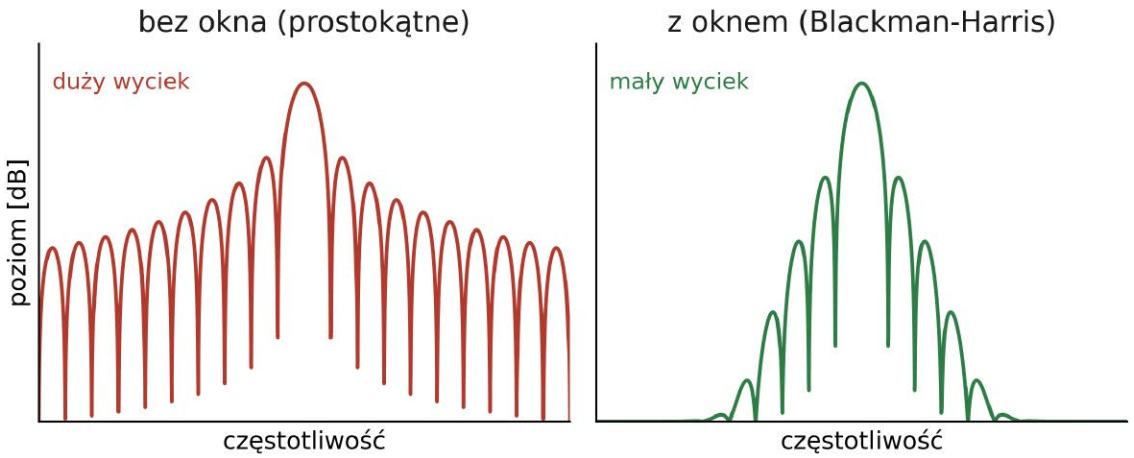
Przy korzystaniu z FFT liczą się trzy parametry, o które trzeba zadbać jednocześnie: dokładność amplitudy, **rozdzielczość częstotliwości** oraz **wyciek widma**. Te trzy wielkości są ze sobą powiązane i zwykle poprawa jednej odbywa się kosztem innej – dlatego świadome ustawienie FFT to nie kosmetyka, lecz warunek wiarygodnego wyniku. Do rozdzielczości i wycieku wrócimy w osobnych blokach; zacznijmy od najczęstszego źródła błędów, czyli od okien czasowych.

Warto od razu przyswoić kilka pojęć, które wracają przy każdym FFT. Każdy punkt widma to prążek (bin), a odstęp między sąsiednimi prążkami jest stały i równy krokowi Δf. Z rekordu o długości N próbek transformata daje N/2 użytecznych prążków – druga połowa to lustrzane odbicia (częstotliwości obrazowe) i jest odrzucana. Osobną pułapką jest składowa stała: surowe FFT pokazuje ją dwukrotnie zawyżoną, dlatego oscyloskop koryguje poziom przy zerowej częstotliwości, a przy okazji uwzględnia użyte okno.

3. Okna czasowe (*windowing*)

FFT z natury zakłada, że analizowany fragment powtarza się w nieskończoność. Jeśli w rekordzie mieści się całkowita liczba okresów sygnału, to założenie jest spełnione i prążek wypada dokładnie tam, gdzie trzeba. W praktyce prawie nigdy tak nie jest – częstotliwość sygnału nie „ląduje" równo na prążku, a wtedy energia jednej składowej rozlewa się na wiele sąsiednich prążków. To zjawisko nazywa się wyciekiem widma i jest głównym powodem, dla którego surowe FFT bywa mylące.

Lekarstwem jest okno czasowe: przed transformatą mnoży się rekord przez funkcję wagową,



Rysunek 2. Ta sama pojedyncza składowa bez okna (prostokątnego) rozlewa się w wysokie listki boczne – wyciek; okno dzwonowe (Blackman-Harris) obniża listki i porządkuje widmo. Oryginalny rysunek okien – Tektronix, Figure 1.24 (strona 19)

eprasa.pl 06e3d94c64

Wyciek widma (*spectral leakage*)

FFT „widzi" tylko jeden zarejestrowany fragment i traktuje go tak, jakby powtarzał się w nieskończoność. Jeśli w tym fragmencie nie mieści się całkowita liczba okresów sygnału, to punkt sklejenia końca z początkiem tworzy nieciągłość, której w prawdziwym sygnale nie ma. Ta sztuczna nieciągłość zawiera dodatkowe częstotliwości i objawia się jako rozlanie energii jednej składowej na wiele sąsiednich prążków – stąd nazwa: wyciek.

Skutki są dwa. Po pierwsze, amplituda właściwego prążka jest zaniżona, bo część jego energii „ucieka" do sąsiadów. Po drugie, słabe składowe leżące blisko silnej mogą w tym rozlaniu całkowicie zniknąć. Okna czasowe redukują wyciek, wygaszając próbki na końcach rekordu – dlatego dla większości pomiarów harmonicznych okno jest nie opcją, lecz koniecznością.

Rozdzielczość (RBW) – jak ją policzyć

Krok częstotliwości między sąsiednimi prążkami FFT jest równy ilorazowi częstotliwości próbkowania i długości rekordu, co jest tym samym, co odwrotność czasu obserwacji: Δf = częstotliwość próbkowania/liczba próbek = 1/czas rekordu. Innymi słowy, o rozdzielczości decyduje wyłącznie to, jak długo obserwujemy sygnał – nie liczba bitów ani pasmo.

Stąd praktyczne wnioski. Chcesz rozróżnić prążki odległe o 100 Hz? Potrzebujesz rekordu o czasie rzędu jednej setnej sekundy. Zakres widma sięga od zera do połowy częstotliwości próbkowania. A ponieważ okno poszerza główny listek, rzeczywista zdolność rozdzielcza jest nieco gorsza od samego Δf – węższy listek (okno prostokątne) rozdziela lepiej, szerszy (Blackman-Harris) gorzej. To domyka obraz kompromisu: rozdzielczość kontra wyciek.

która łagodnie sprowadza próbki na końcach zapisu do zera (albo do małych wartości). Dzięki temu „sklejenie" końca z początkiem nie tworzy sztucznego skoku, a wyciek maleje. Cena jest jednak realna – okno poszerza główny listek widma, czyli pogarsza rozdzielczość. Wybór okna to zawsze kompromis między rozdzielczością a dokładnością amplitudy i tłumieniem wycieku.

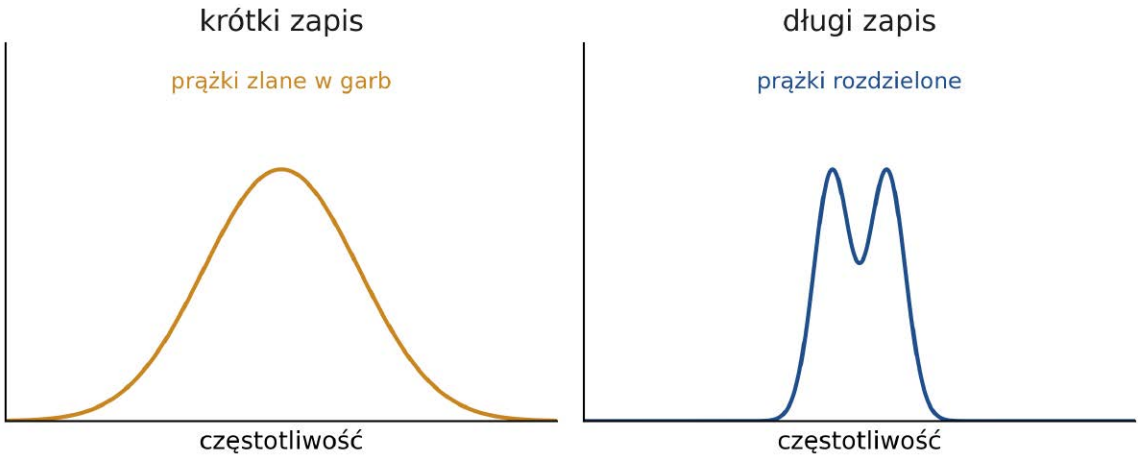
W typowym oscyloskopie do wyboru są cztery rodzaje okna, które warto znać z ich charakteru. **Okno prostokątne** to brak wygaszania: daje najlepszą rozdzielczość (najwęższy listek), ale najgorszy wyciek – najwyższy listek boczny leży zaledwie około 13 dB poniżej głównego. Okna dzwonowe – **Hamminga**, **Hanninga** i **Blackmana-Harrisa** – wygaszają końce zapisu i spychają listki boczne znacznie niżej (Hanning około −32 dB, Hamming około −43 dB, **Blackman-Harris** aż około −94 dB), kosztem szerszego listka głównego. Reguła praktyczna: okno prostokątne do sygnałów impulsowych i tam, gdzie liczy się rozdzielczość; dzwonowe (zwłaszcza Blackman-Harris) do obserwacji harmonicznych i słabych składowych obok silnych, gdzie liczy się dokładność amplitudy. I jeszcze jedno: najciekawszą część przebiegu warto umieścić w środku okna, bo tam wygaszanie jest najmniejsze.

Z oknami wiąże się jeszcze jeden, mniej oczywisty efekt: strata nazywana scallop loss. Ponieważ prążki leżą w dyskretnych miejscach, składowa, która wypada dokładnie pomiędzy dwoma prążkami, jest pokazywana z zaniżoną amplitudą – i to tym mocniej, im węższy listek. Dla okna prostokątnego ta strata sięga blisko 3,9 dB, dla Hanninga około 1,4 dB, a dla Blackmana-Harrisa spada poniżej 1 dB. Dlatego do dokładnego pomiaru amplitudy lepsze są okna dzwonowe; oscyloskop dodatkowo koryguje wzmocnienie okna tak, by składowe trafiające równo w prążek miały spójną amplitudę niezależnie od wyboru okna.

4. Rozdzielczość, zakres i aliasing

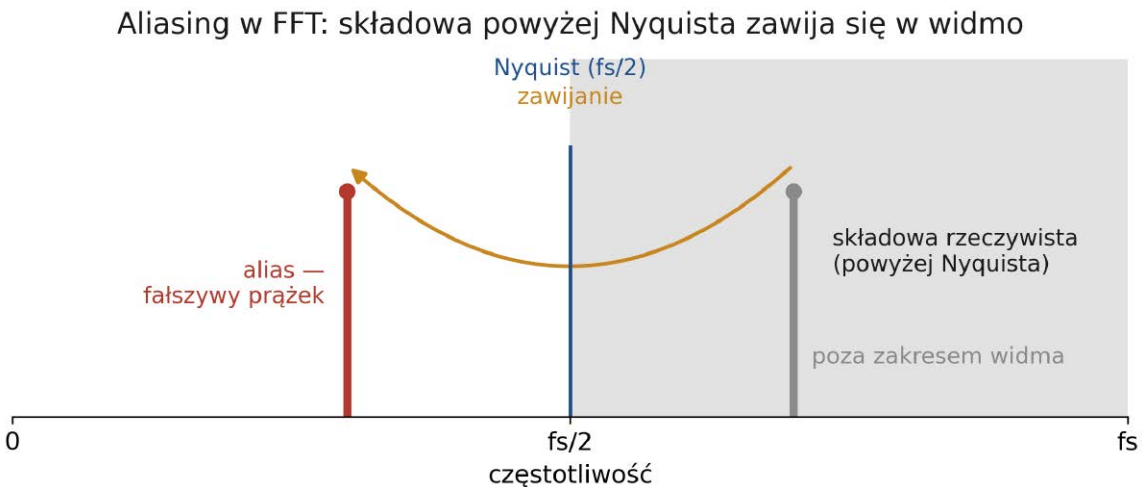
Rozdzielczość częstotliwościowa mówi, jak blisko siebie leżące prążki oscyloskop jeszcze rozróżni. Wynika ona wprost z czasu obserwacji: im dłuższy rekord czasowy, tym drobniejszy krok częstotliwości między prążkami i tym węższe prążki. Jeśli więc dwie bliskie składowe zlewają się w jeden garb, odpowiedzią jest wydłużenie zapisu – przy tej samej częstotliwości próbkowania dłuższy rekord daje mniejszy krok na prążek. Dłuższy zapis ma jeszcze jedną zaletę: obniża poziom szumów własnych widma, więc słabe składowe stają się widoczne.

Rzecz w tym, że nie da się mieć wszystkiego naraz. Aby zobaczyć sygnał o wysokiej częstotliwości, potrzebna jest wysoka częstotliwość próbkowania; aby



Rysunek 3. Dwie bliskie składowe: przy krótkim zapisie zlewają się w jeden garb, przy długim – rozdzielają się na dwa prążki. Rozdzielczość rośnie z długością rekordu czasowego

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 4. Aliasing w FFT: składowa o częstotliwości powyżej połowy próbkowania (Nyquista) nie znika – zawija się (odbija) względem Nyquista i pojawia w widmie jako fałszywy prążek o niższej częstotliwości

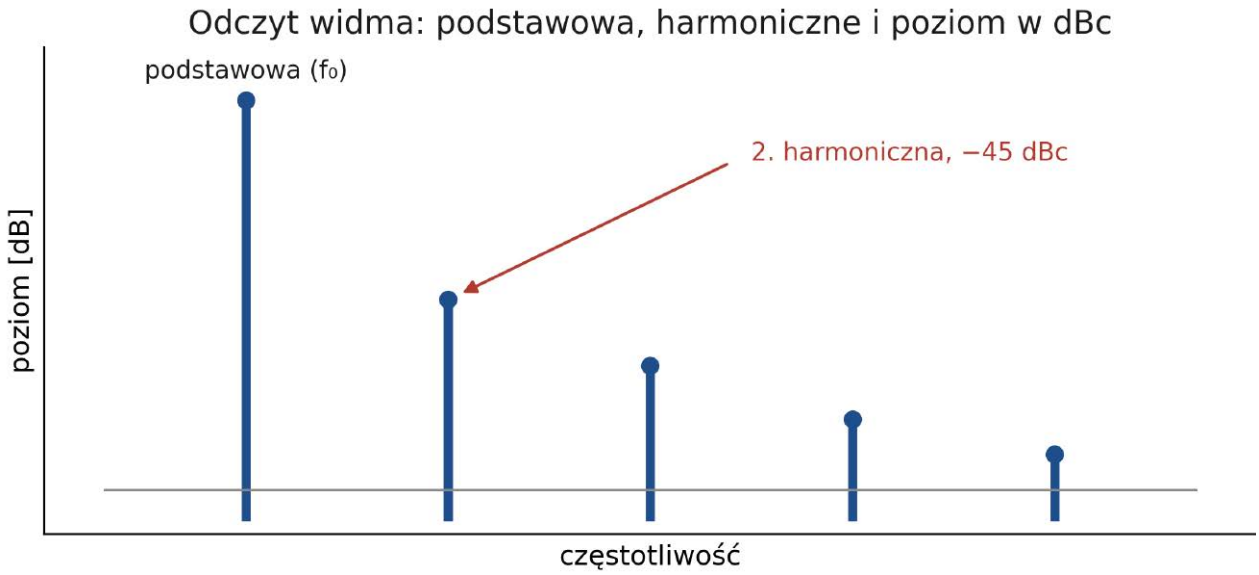
Aliasing w widmie (FFT)

FFT pokazuje częstotliwości tylko do połowy częstotliwości próbkowania – to granica Nyquista. Składowa leżąca powyżej tej granicy nie znika: odbija się (zawija) względem Nyquista i pojawia w widmie jako fałszywy prążek o częstotliwości równej różnicy częstotliwości próbkowania i częstotliwości rzeczywistej. Najczęściej dotyczy to wyższych harmonicznych, których podstawowa mieści się poniżej Nyquista. Alias rozpoznaje się po tym, że przy zwiększaniu częstotliwości próbkowania „rozwija się" i wraca na swoje miejsce, oraz po kierunku, w którym wędruje przy zmianie częstotliwości sygnału. Lekarstwo jest proste: próbkuj szybciej (odsuń Nyquista powyżej najwyższej istotnej składowej) albo ogranicz pasmo wejścia, by odciąć składowe powyżej połowy próbkowania.

jednocześnie uzyskać drobną rozdzielczość, potrzebny jest bardzo długi rekord – a to oznacza dużo pamięci i wolniejsze przetwarzanie. Ustawienie FFT to więc żonglowanie trzema powiązanymi wielkościami: skalą poziomą (czasem obserwacji), częstotliwością próbkowania i długością rekordu. Producenci opisują ten kompromis wprost, pokazując, że obserwacja składowych wysokiej częstotliwości z dobrą rozdzielczością wymaga wyjątkowo długich zapisów.

Osobnej uwagi wymaga **aliasing** w FFT. Skoro widmo sięga tylko do połowy częstotliwości próbkowania, to składowe leżące powyżej tej granicy nie znikają – zawijają się (odbijają) z powrotem w widmo i udają nieistniejące, niższe częstotliwości. Najczęściej dotyczy to harmonicznych: sygnał podstawowy mieści się poniżej **Nyquista**, ale jego wyższe harmoniczne już nie. Alias rozpoznaje się po tym, że przy zwiększaniu częstotliwości próbkowania „rozwija się" i wraca na swoje miejsce, albo po kierunku, w którym wędruje przy zmianie częstotliwości sygnału. Sposoby identyfikacji aliasów pokazuje materiał źródłowy: Tektronix, Figure 1.17 (strona 13).

Dobrze pokazuje to udokumentowany przykład analizy modulacji AM: nośna 1 MHz modulowana tonem 13 kHz, okno Blackmana-Harrisa, próbkowanie 5 MS/s.



Rysunek 5. Odczyt widma: prążek podstawowy jako odniesienie, harmoniczne z poziomami w dBc, poziom szumów własnych, poniżej którego składowe giną

eprasa.pl 06e3d94c64

Przy rekordzie 500 punktów wstęgi boczne są niewidoczne – toną tuż przy nośnej; ten sam sygnał z rekordem 15k (i 10k-punktowym FFT) pokazuje je wyraźnie. Wydłużenie zapisu nie tylko zwęża prążki, ale i obniża poziom szumów własnych widma, więc słabe składowe, wcześniej niewidoczne, wychodzą ponad szum. Cena to dłuższe przetwarzanie i wolniejsze odświeżanie obrazu.

5. Skale i odczyt widma

Widmo na oscyloskopie odczytuje się zwykle w skali logarytmicznej, w decybelach. Najczęstsze odniesienie to dBVrms, gdzie zero decybeli odpowiada napięciu skutecznemu jednego wolta; spotyka się też dBm (odniesienie do mocy w obciążeniu, zwykle 50 omów) oraz dBc, czyli poziom względem nośnej lub składowej podstawowej. Ta ostatnia skala jest szczególnie wygodna przy ocenie harmonicznych i zniekształceń: mówiąc, że druga harmoniczna leży 45 dB poniżej podstawowej, podajemy właśnie wartość w dBc.

W praktyce odczyt sprowadza się do kilku czynności: znaleźć prążek podstawowy, odczytać kursorami poziomy harmonicznych względem niego, ocenić poziom szumów własnych (poniżej którego prążków nie widać) i uważać na składową stałą przy zerowej częstotliwości, którą oscyloskop koryguje, ale która potrafi zdominować lewy skraj widma. Suma poziomów harmonicznych względem podstawowej daje obraz zniekształceń – a to już pomiar THD w wersji podręcznej.

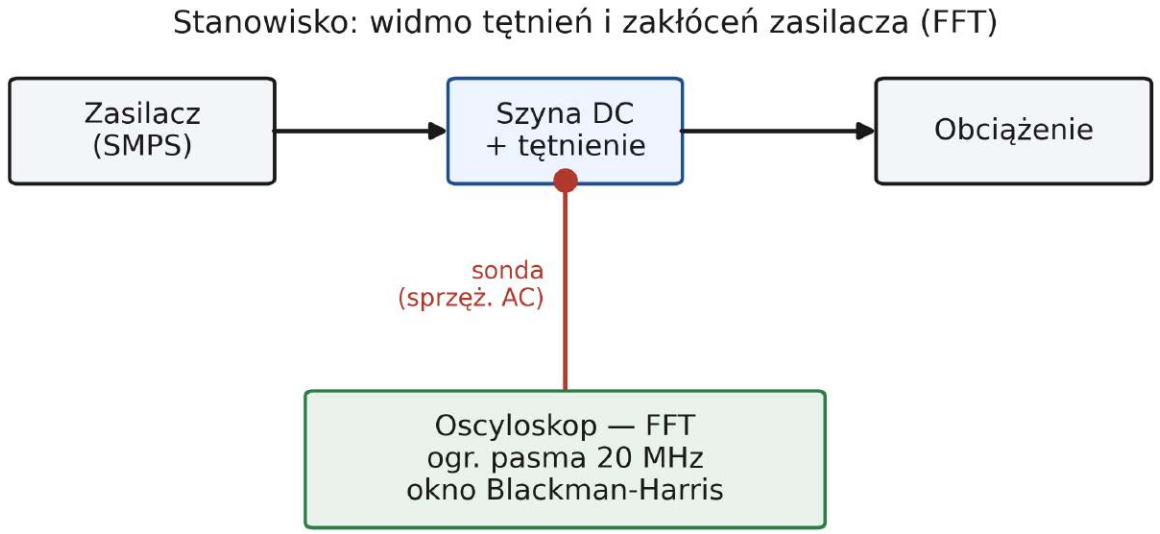
Poza obserwacją zawartości sygnału FFT służy też do wyznaczania charakterystyki układów. Transformata odpowiedzi impulsowej daje od razu charakterystykę amplitudową i fazową w funkcji częstotliwości – coś w rodzaju wykresu Bodego w czasie rzeczywistym, aktualizowanego wraz ze zmianami w układzie. Gdy brak dobrego generatora impulsówna , można użyć odpowiedzi skokowej: jej pochodna jest równa odpowiedzi impulsowej. Przy zaszumionych sygnałach pomagają tryby akwizycji Hi-Res i uśredniania, które obniżają szum – trzeba jednak pamiętać, że tłumią one składowe niezsynchronizowane z wyzwalaniem, więc jeśli to właśnie takie zakłócenie chcemy zobaczyć w widmie, należy zostać przy trybie próbkowania (Sample).

6. Przypadek udokumentowany

Najlepiej pokazać wartość FFT na konkretnym, opisanym pomiarze. W udokumentowanym przypadku projektant precyzyjnego źródła napięcia odniesienia zasilanego z przetwornicy impulsowej zmagał się z tętnieniem, którego w dziedzinie czasu nie dało się zrozumieć – przebieg na wyjściu był chaotyczny i daleki od gładkiego. Pierwszy odruch, dołożenie pojemności filtrującej, dał tylko niewielką poprawę: wartość międzyszczytowa tętnienia spadła z 4,96 mV do 3,28 mV, wciąż za dużo.

Dopiero FFT wyjaśniło sprawę. Na widmie sygnału wyjściowego (przy ograniczeniu pasma do 20 MHz i oknie Blackmana-Harrisa) pojawił się wyraźny garb w okolicy 5 kHz. Ta informacja – niewidoczna na przebiegu w funkcji czasu – powiedziała projektantowi, że problemem są składowe o niskiej częstotliwości, których filtr pojemnościowy z zasady nie stłumi, bo pojemność redukuje tylko wysokie częstotliwości. Zamiast dalej dokładać kondensatory, projektant wymienił samo źródło napięcia odniesienia; po tej zmianie garb w widmie zniknął, a tętnienie międzyszczytowe spadło do 640 µV. Oscylogram tego pomiaru – zrzut producenta – udostępniamy: Tektronix, Figure 1.13 (strona 11).

To nie jest przypadek odosobniony. W innym udokumentowanym pomiarze FFT ujawniło w poziomie szumów wzmacniacza prążek 31 MHz wraz z drugą harmoniczną 62 MHz – po częstotliwości od razu rozpoznano



Rysunek 6. Pomiar widma tętnień i zakłóceń na szynie zasilania: sonda ze sprzężeniem AC blisko obciążenia, oscyloskop w trybie FFT z ograniczeniem pasma do 20 MHz i oknem Blackmana-Harrisa. Oscylogram wyniku – Tektronix, Figure 1.13 (strona 11)

eprasa.pl 06e3d94c64

sprawcę: impuls data strobe pamięci przenikający do toru analogowego. W jeszcze innym FFT prądu sieciowego (okno Hanninga, zakres 0...2 kHz) posłużyło do oceny harmonicznych wprowadzanych do sieci przez urządzenie z zasilaczem impulsowym – pomiaru wymaganego przez normy dotyczące zaburzeń przewodzonych. Wspólny mianownik: prążek na znanej częstotliwości to trop prowadzący prosto do źródła.

Ten przypadek dobrze ilustruje główną zaletę FFT na oscyloskopie: obie dziedziny w jednym przyrządzie i w jednym zapisie. Dziedzina czasu pokazuje, że problem istnieje; FFT mówi, jakiej jest natury – a często wskazuje wprost, w którą stronę szukać źródła.

7. Czego FFT na oscyloskopie nie zastąpi

Trzeba jednak zakreślić granice. FFT na oscyloskopie to znakomite narzędzie diagnostyczne, ale nie jest pełnoprawnym analizatorem widma. Dedykowany analizator ma znacznie większy zakres dynamiczny i niższy poziom szumów własnych, prawdziwe, regulowane filtry rozdzielczości (RBW) oraz czułość pozwalającą zobaczyć sygnały, które w oknie FFT oscyloskopu utoną w szumie. Oscyloskop wygrywa dostępnością, jednoczesnym podglądem czasu i częstotliwości oraz szybkością postawienia wstępnej diagnozy; analizator wygrywa tam, gdzie liczy się słaby sygnał obok silnego, wąskie pasma i duży zakres dynamiczny.

Do samego analizatora widma na biurku – jego filtrów RBW i VBW, detektorów i poziomu szumów – wrócimy w rozdziale 6. Na razie warto zapamiętać prostą zasadę doboru: jeśli pytanie brzmi „co siedzi w moim sygnale i mniej więcej na jakiej częstotliwości", FFT na oscyloskopie zwykle wystarczy; jeśli brzmi „jak słaby sygnał ukrywa się tuż obok silnego", czas sięgnąć po analizator.

Trzy liczby warte zapamiętania

Widmo pokazuje, z czego zbudowany jest sygnał – i pozwala powiązać zakłócenie z jego źródłem po częstotliwości.

Okno redukuje wyciek kosztem rozdzielczości; rozdzielczość ustawiasz długością zapisu (Δf = 1/czas rekordu).

FFT na oscyloskopie to „analizator light": świetny do diagnozy, ale zakres dynamiczny, czułość i filtry RBW to domena prawdziwego analizatora.

8. Checklista konstruktora

W następnym rozdziale: oscyloskop jako narzędzie w pracowni – a dalej ku przyrządom dedykowanym: analizator stanów logicznych i analizator widma na biurku.

WM

Źródła:

- Tektronix, FFT Applications for TDS Oscilloscopes (55W-8815) – trzy parametry FFT (dokładność amplitudy, rozdzielczość, wyciek), cztery okna i ich listki boczne, aliasing w FFT, udokumentowany przypadek zasilacza (tętnienie 4,96 → 0,64 mV, garb ~5 kHz).
- Tektronix, Spectrum View: A New Approach to Frequency Domain Analysis – zależność rozdzielczości od długości zapisu i kompromis skala/próbkowanie/rekord.
- Tektronix, Spectral Analysis and Time-Domain Measurements Join Forces (TBS1000B) – FFT w praktyce troubleshootingu.

eprasa.pl 06e3d94c64

Oscyloskop mieszany (MSO): kiedy trzeba widzieć analog i cyfrę naraz

Rozdział 4. Kanały cyfrowe, progi logiczne i korelacja czasowa – jak jednym przyrządem złapać analogową przyczynę cyfrowego błędu

W systemach wbudowanych błąd rzadko siedzi wyłącznie po stronie analogowej albo wyłącznie cyfrowej – najczęściej mieszka na ich styku. Wolne albo niemonotoniczne zbocze przy progu, przesłuch, glitch na magistrali, naruszenie czasu ustalania danych względem zegara: wszystko to są zjawiska analogowe, które objawiają się jako błąd cyfrowy. Zwykły oscyloskop pokazuje kształt, ale ma dwa lub cztery kanały; ***analizator logiczny*** *pokazuje stany logiczne, ale nie widzi kształtu. Oscyloskop mieszany (**MSO**, mixed signal oscilloscope) łączy oba światy: do kanałów analogowych dokłada* ***kanały cyfrowe****, skorelowane z nimi w czasie, dzięki czemu przyczynę i skutek widać w jednym zapisie. Producenci są tu zgodni: gdy trzeba śledzić zależności czasowe między wieloma sygnałami analogowymi i cyfrowymi naraz, dwa–cztery kanały analogowe zwyczajnie nie wystarczają (Keysight).*

1. Czym jest MSO

Najprościej: MSO to oscyloskop wyposażony dodatkowo w podstawowe funkcje szesnastokanałowego analizatora logicznego. Zwykle mówimy o konfiguracji „2+16" albo „4+16" – dwa lub cztery kanały analogowe plus szesnaście kanałów cyfrowych – a w nowszych, wydajnych konstrukcjach nawet o czterech do ośmiu kanałach analogowych i kilkudziesięciu cyfrowych. Wszystkie leżą na wspólnej osi czasu, co jest sednem całej idei: to nie dwa przyrządy obok siebie, lecz jeden, który pokazuje analog i cyfrę w dokładnej relacji czasowej.

Warto od razu zrozumieć, czym kanał cyfrowy różni się od analogowego. Kanał cyfrowy nie pokazuje kształtu napięcia – pokazuje wyłącznie stan logiczny: 0 albo 1, ustalony względem zadanego progu. Jak ujmują to materiały producentów, dopóki dzwonienie, przeregulowanie czy odbicie masy (*ground bounce*) nie powodują przełączenia stanu logicznego, te analogowe cechy sygnału są dla kanału cyfrowego bez znaczenia. To ogromne uproszczenie obrazu: zamiast szesnastu przebiegów do analizy kształtu masz szesnaście czytelnych linii logicznych. Historycznie MSO wywodzi się od pomysłu firmy HP (późniejszy Agilent, dziś Keysight), która wprowadziła ten typ przyrządu w 1996 roku; dziś MSO oferuje praktycznie każdy producent oscyloskopów.

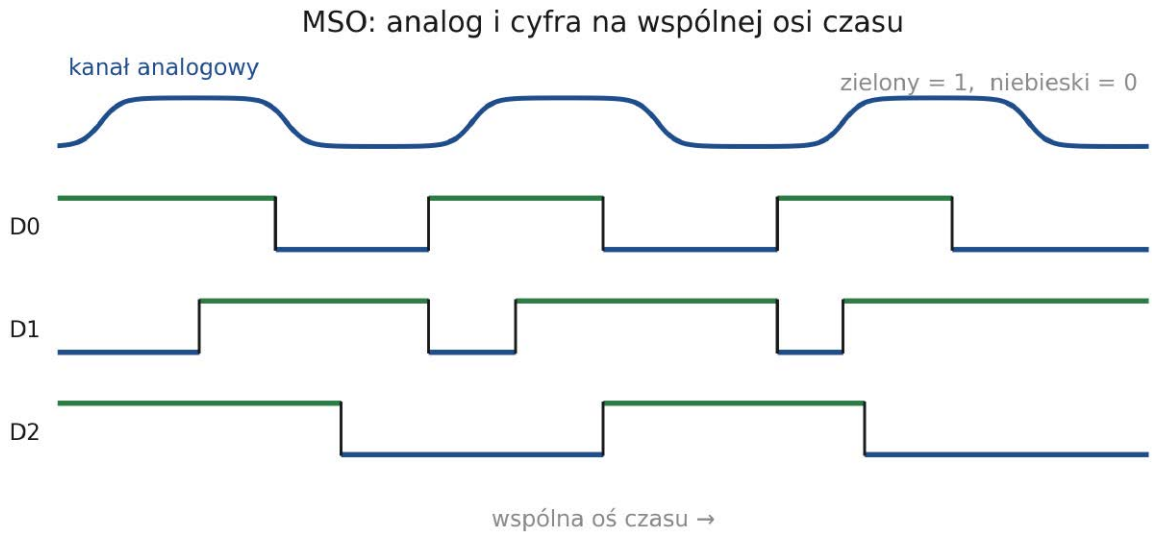
Nowsze konstrukcje zacierają dawną granicę między „gniazdem analogowym" a „cyfrowym". W architekturze typu **FlexChannel** każde wejście może pełnić rolę jednego kanału analogowego albo – po dołączeniu sondy logicznej – ośmiu kanałów cyfrowych, przy czym kanały cyfrowe korzystają z tej samej wysokiej częstotliwości

Próg logiczny i rodziny sygnałów

Kanał cyfrowy MSO to komparator: porównuje napięcie z progiem i zwraca 0 albo 1. Cały klucz tkwi w doborze progu do rodziny logicznej. Dla logiki symetrycznej (CMOS, LVDS) próg to połowa amplitudy – dla 3,3 V CMOS około 1,65 V, dla 5 V CMOS 2,5 V. Dla logiki niesymetrycznej (TTL) trzeba sięgnąć do karty katalogowej: próg to połowa drogi między maksymalnym napięciem uznawanym jeszcze za stan niski a minimalnym uznawanym już za wysoki, co dla TTL daje 1,40 V.

Konsekwencja praktyczna jest prosta: przy przejściu na inną rodzinę logiczną próg trzeba przestawić, inaczej zobaczysz fałszywe przejścia albo – przeciwnie – przeoczysz prawdziwe. Wskazówka producenta: podłącz kanał analogowy do tego samego punktu, zmierz nim rozkład napięć sygnału cyfrowego, a próg ustaw mniej więcej w połowie.

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 1. Istota MSO: kanał analogowy i kanały cyfrowe (D0–D2) na jednej, wspólnej osi czasu. Kanały cyfrowe pokazują tylko stan logiczny – zielony oznacza 1, niebieski 0

próbkowania i głębokości pamięci co analogowe. W starszych MSO bywało inaczej: kanały cyfrowe miały niższą rozdzielczość czasową i krótszy rekord niż analogowe. Niezależnie od generacji, jeden przyrząd zamiast dwóch oznacza mniej miejsca na biurku, niższy koszt i prostszą obsługę.

2. Kanały cyfrowe: progi logiczne i deskew

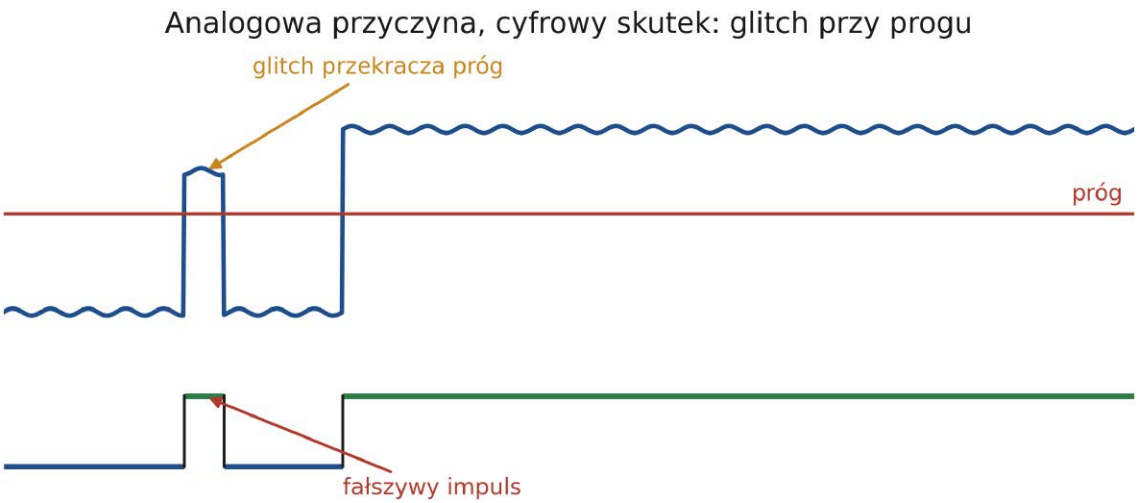
Przygotowanie MSO do pomiaru cyfrowego sprowadza się do dwóch czynności. Pierwsza to ustawienie progu logicznego (threshold) – napięcia, powyżej którego sygnał jest traktowany jako 1, a poniżej jako 0. Próg trzeba dobrać do rodziny logicznej mierzonego układu. Dla logiki o symetrycznym rozkładzie napięć, jak CMOS, próg leży w połowie amplitudy (dla sygnału 5 V CMOS to 2,5 V). Dla logiki niesymetrycznej, jak TTL, próg wyznacza się z karty katalogowej jako wartość w połowie drogi między maksymalnym napięciem stanu niskiego a minimalnym stanu wysokiego – dla TTL daje to 1,40 V (połowa między V_{IL} = 0,8 V a V_{IH} = 2,0 V). W rozbudowanych MSO próg ustawia się niezależnie dla każdego kanału, co pozwala oglądać różne rodziny na jednym module sond; w prostszych – wspólnie dla całego modułu ośmiu kanałów. Źle dobrany próg to najczęstszy błąd: skutkuje fałszywymi przejściami.

Druga czynność to wyrównanie czasowe, czyli **deskew**. Sondy analogowe i cyfrowe mają różne opóźnienia propagacji, więc bez korekty ten sam sygnał pojawi się na kanale analogowym i cyfrowym w nieco innej chwili. To zabójcze dla całej idei MSO, bo psuje korelację czasową. Dlatego kanały analogowe wyrównuje się względem siebie i względem kanałów cyfrowych – w praktyce dokłada się kilka(naście) nanosekund korekty (w przykładzie producenta było to -1,60 ns). Zasada praktyczna: deskew sprawdzamy przy każdej zmianie sond analogowych, a progi – przy każdej zmianie rodziny logicznej.

Osobną, praktyczną sprawą jest rozdzielczość czasowa kanałów cyfrowych – decyduje ona, jak dokładnie widać moment przełączenia i jak wąski glitch przyrząd w ogóle wychwyci. Akwizycja 500 MS/s daje około 2 ns niepewności

Rysunek 2. Próg logiczny zamienia napięcie na stan: gdy sygnał analogowy przekracza próg, kanał cyfrowy pokazuje 1, poniżej – 0. Rysunek źródłowy z progami TTL 1,40 V i LVPECL 2,00 V na jednym module sond – Tektronix, Figure 1 (strona 2)

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 3. Analogowa przyczyna, cyfrowy skutek: krótki glitch na sygnale analogowym przekracza próg i na kanale cyfrowym pojawia się fałszywy impuls, którego w zamyśle być nie powinno

położenia zbocza; żeby zobaczyć krótsze zaburzenia, trzeba lepszej rozdzielczości. Dlatego lepsze MSO rejestrują cyfrę dwutorowo: głównym torem o rozdzielczości rzędu 2 ns na całej długości rekordu i równolegle torem szybkim (u Tektronixa **MagniVu**, rozdzielczość do 60,6 ps na kilkutysięcznym rekordzie wokół wyzwolenia), który pokazuje szczegóły przejść – w tym glitche – niewidoczne dla przyrządów o gorszej rozdzielczości. Konkurencyjne rozwiązania podają rozdzielczość rzędu 200 ps na całej głębi pamięci.

3. Korelacja czasowa: analogowa przyczyna, cyfrowy skutek

Tu leży prawdziwa wartość MSO. Kanał cyfrowy powie ci, że bit „skłamał" – pokaże fałszywe przejście albo brakujący impuls. Ale dlaczego skłamał, powie dopiero kanał analogowy podłączony do tego samego punktu i skorelowany w czasie. Najczęstsze przyczyny są analogowe: zbyt wolne albo niemonotoniczne zbocze, które w okolicy progu na chwilę przekracza go „w złą stronę"; glitch nałożony na sygnał; przesłuch (*crosstalk*) od sąsiedniej, szybko przełączającej się linii.

Taktowane vs nietaktowane (*stan vs timing*)

Analizatory logiczne rozróżniają dwie techniki akwizycji.
Akwizycja czasowa (*timing*) próbkuje sygnał w równych odstępach wyznaczonych częstotliwością próbkowania i buduje diagram czasowy – dobra do oglądania kształtu przebiegu logicznego i mierzenia odstępów między zboczami.
Akwizycja stanu (*state*) rejestruje wartość dopiero w chwili, gdy zegar mówi, że dane są ważne i stabilne – dobra do śledzenia zawartości magistrali w układzie synchronicznym.

Kanały cyfrowe MSO próbkują asynchronicznie, jak oscyloskop, czyli natywnie działają w trybie timing. Dekodowanie taktowane odtwarza z tego obraz zbliżony do stanu: odczyt tylko na zboczu zegara, tylko ważne przejścia. W praktyce oznacza to wygodę – nie trzeba z góry rozstrzygać między timing a state ani definiować zegara, by po prostu zobaczyć sygnały; a gdy potrzebna jest analiza stanu, wystarczy wskazać sygnał zegarowy.

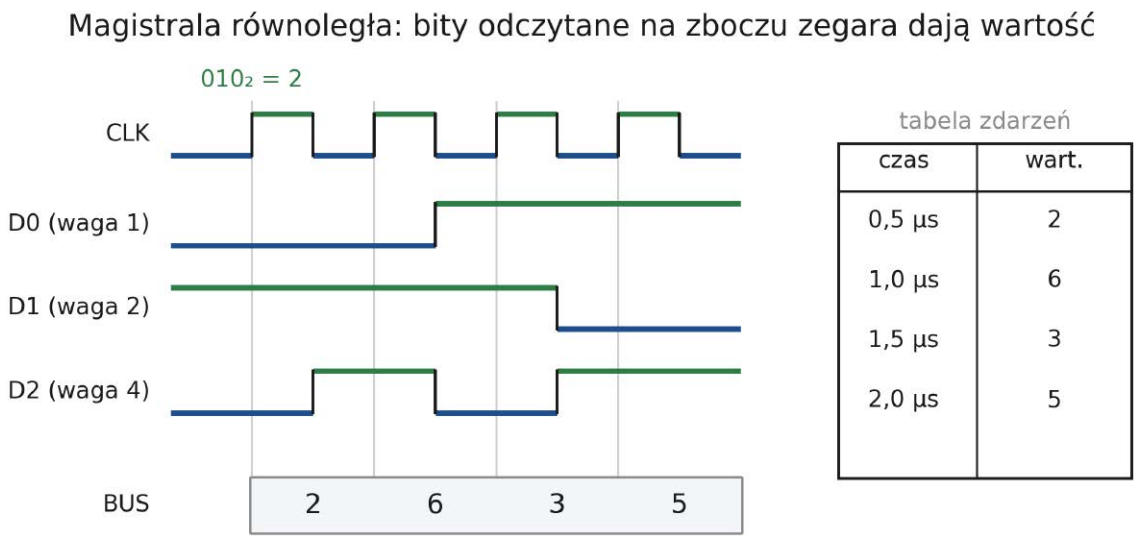
Podręcznikowy przykład z dokumentacji producenta dotyczy właśnie przesłuchu. Na dwóch sygnałach LVPECL MSO wyzwolił się na wąskim, kilkusetpikosekundowym glitchu (727,3 ps) na jednej linii – i co istotne, glitch pojawiał się dokładnie w chwili narastającego zbocza sąsiedniej linii. To już mocna poszlaka przesłuchu. Dołączenie kanału analogowego pokazało obraz analogowy: większość zakłóceń leżała poniżej progu logicznego i była nieszkodliwa, ale część przekraczała próg i stawała się błędem logicznym. Diagnoza: przesłuch od narastających zboczy, które są sterowane mocniej niż opadające. Bez korelacji analog–cyfra taką przyczynę tropi się po omacku. Zrzuty z tego pomiaru – Tektronix (crosstalk, strona 7).

4. Magistrale równoległe i tabela zdarzeń

Pojedyncze linie cyfrowe rzadko interesują nas osobno – zwykle tworzą magistralę. W MSO grupuje się kanały cyfrowe, wyznaczając jeden jako bit najmłodszy, a kolejne jako starsze, i przyrząd dekoduje magistralę na wartość binarną lub szesnastkową. Do tego dochodzi **tabela zdarzeń**: lista kolejnych stanów magistrali ze znacznikami czasu, którą łatwo zestawić z listingiem oprogramowania. Ta para – zdekodowana magistrala plus tabela – działa jak podstawowy analizator stanów logicznych wbudowany w oscyloskop.

Kluczowe jest rozróżnienie dwóch trybów dekodowania. W trybie taktowanym (*clocked*) oscyloskop odczytuje stan magistrali tylko w chwili zadanego zbocza zegara – narastającego, opadającego albo obu. Pokazuje więc wyłącznie ważne przejścia, pomijając te, które wypadają, gdy dane nie są jeszcze stabilne. Taki obraz odpowiada wyświetlaniu stanu (*state*) w analizatorze logicznym. W trybie nietaktowanym (*unclocked*) oscyloskop dekoduje magistralę w każdym punkcie próbkowania, pokazując każde przejście – to z kolei odpowiada akwizycji czasowej

eprasa.pl 06e3d94c64



Rysunek 4. Kanały cyfrowe zgrupowane w magistralę i zdekodowane w chwilach zbocza zegara (dekodowanie taktowane) na wartości szesnastkowe, wraz z tabelą zdarzeń ze znacznikami czasu. Rysunek źródłowy tabeli zdarzeń – Tektronix, Figure 3 (strona 3)

(*timing*). Ponieważ dekodowanie jest procesem po-akwizycyjnym, format można zmieniać już po zarejestrowaniu sygnału, bez ponownego pomiaru.

W zależności od modelu MSO dekoduje jednocześnie od kilku do kilkunastu magistral. Magistrala równoległa składa się z kanałów cyfrowych D0...D15; magistrala szeregowa może korzystać zarówno z kanałów cyfrowych, jak i z analogowych. To elastyczność, którą docenia się w praktyce: te same wejścia raz służą do podglądu kształtu, raz do dekodowania protokołu.

Skąd biorą się wartości na magistrali? Przy każdym zboczu zegara oscyloskop odczytuje stany linii danych jako jedną liczbę binarną. Bit najmłodszy (D0) ma wagę 1, kolejne – 2 (D1) i 4 (D2); wartość to suma wag linii będących w stanie wysokim. Na **rysunku 4** w kolejnych chwilach próbkowania stany D2, D1, D0 wynoszą 010, 110, 011 i 101 – czyli 2, 6, 3 i 5. Dla trzybitowej magistrali wartości mieszczą się w zakresie 0...7; oscyloskop pokazuje je szesnastkowo, a dla tego zakresu cyfra szesnastkowa jest tożsama z dziesiętną. Pionowe linie prowadzące na rysunku wyznaczają chwile odczytu – wystarczy odczytać kolumnę bitów pod każdym zboczem zegara.

5. Wyzwalanie skrośne i przypadki użycia

Wyzwalanie w kanałach cyfrowych MSO działa podobnie jak analogowe: dostępne są wyzwalanie zboczem i wzorcem (*pattern*), a także wyzwalania czasowe – na minimalnej szerokości impulsu, na naruszeniu czasu ustalania i podtrzymania (***setup&hold***), na czasie narastania. Co ważne, warunek może łączyć oba światy: „wyzwól, gdy magistrala cyfrowa ma zadany wzorzec, a zegar na kanale analogowym jest wysoki". To **wyzwalanie skrośne** (*cross-domain*) jest tym, czego sam analizator logiczny nie potrafi bez pomocy oddzielnego oscyloskopu.

Dwa udokumentowane przypadki dobrze pokazują siłę tego podejścia. Pierwszy to weryfikacja przerzutnika D (74F74): pozornie działał poprawnie, ale wyzwalanie na naruszeniu setup&hold ujawniło, że dane zmieniały się w oknie ważności wokół zbocza zegara, a dodatkowo zbocze zegara było niemonotoniczne – analogowy wgląd pokazał chwilowy spadek napięcia w połowie narastania, który logika odczytała jako fałszywą zmianę stanu (Tektronix, setup&hold, strona 9). Drugi to sprawdzenie przetwornika A/C: podając na wejście sygnał piłokształtny, oczekiwano na magistrali kodów od 00 do 3F hex. Wyszukiwanie po magistrali pokazało, że wartości 00 w ogóle nie ma, a 3F pojawia się wielokrotnie – mimo że analogowe wejście ADC wyglądało poprawnie. Wniosek: tor kondycjonowania sygnału przekraczał górny zakres ADC i nie dochodził do dolnego; poprawka wzmocnienia i offsetu rozwiązała problem (Tektronix, weryfikacja ADC, strona 11). W obu razach to zestawienie cyfrowego objawu z analogowym obrazem doprowadziło wprost do przyczyny.

Na koniec warto pamiętać, że kanały analogowe MSO też mogą służyć do dekodowania magistral szeregowych (I^2C, SPI, CAN, LIN, UART i innych). Często jednak wygodniej zarezerwować kanały analogowe do obserwacji innych zjawisk, a magistralę szeregową puścić po kanałach cyfrowych – albo mieszać: na przykład zegar JTAG na kanale analogowym, a pozostałe linie na cyfrowych. Do dekodowania magistral szeregowych i dedykowanego analizatora stanów logicznych wrócimy w rozdziale 5.

Warto dodać, że samo wyzwalanie to nie wszystko – po zarejestrowaniu długiego zapisu trzeba jeszcze znaleźć w nim interesujące miejsca. Ręczne przewijanie odpada: przejrzenie rekordu 10 milionów próbek z prędkością jednego ekranu na sekundę zajęłoby ponad dwie i pół godziny. Dlatego MSO oferują wyszukiwanie i znakowanie zdarzeń (u Tektronixa Wave Inspector), które te same

eprasa.pl 06e3d94c64

Tani MSO i „12 bitów na biurku" (Siglent, Rigol)

W ostatnich latach zdolności MSO stały się dostępne w klasie budżetowej. Dwunastobitowy oscyloskop z czterema kanałami analogowymi i szesnastoma cyfrowymi, głęboką pamięcią i dekodowaniem magistral kosztuje dziś ułamek dawnej ceny. Rigol DHO900 ma prawdziwe 12 bitów i szesnaście kanałów cyfrowych standardowo już od około 659 USD; Siglent SDS3000X HD łączy 12 bitów, konfigurację 4+16, 400 Mpts pamięci i tryb ERES do 16 bitów. Dla konstruktora oznacza to, że MSO – dawniej przyrząd ze średniej półki – jest dziś w zasięgu każdej pracowni.

Warto jednak zachować proporcje. Ani 12 bitów, ani MSO nie są wynalazkiem azjatyckim: LeCroy oferował 12-bitowe oscyloskopy HDO blisko dekadę wcześniej, a Rohde & Schwarz MXO (12-bit, 2022) z najszybszym w branży odświeżaniem 4,5 mln wfm/s i sprzętowym zone triggerem pokazuje, że zachodni high-end wciąż prowadzi w szybkości akwizycji, czułości wyzwalania i dojrzałości oprogramowania. Wkład Siglenta i Rigola to demokratyzacja – sprowadzenie prawdziwych 12 bitów i pełnego zestawu funkcji na tanie biurko. W praktyce: do nauki i typowego debugowania tani MSO w zupełności wystarcza; różnica ujawnia się przy szybkości wychwytywania rzadkich zdarzeń, niskoszumnym torze wejściowym i zaawansowanym oprogramowaniu.

warunki co wyzwalanie – zbocze, szerokość, setup&hold, wartość na magistrali – stosuje do gotowego zapisu i oznacza wszystkie trafienia, po których skacze się przyciskami. W przykładzie z weryfikacją serii ośmiu impulsów TTL to właśnie wyzwalanie na zbyt wąskim impulsie ujawniło dwa błędy: siódmy impuls miał 3,636 ns zamiast wymaganych ponad 23 ns, a ósmego brakowało – przyczyną okazał się asynchroniczny sygnał bramkujący, który sporadycznie obcinał ostatnie impulsy serii.

6. MSO, analizator logiczny czy MDO

Granice bywają mylące, więc uporządkujmy je. Zwykły oscyloskop cyfrowy (DSO) ma tylko kanały analogowe – świetny do kształtu, bezradny wobec kilkunastu linii logicznych. Analizator logiczny ma tylko kanały cyfrowe, za to dziesiątki albo setki, głęboką pamięć, akwizycję stanu, wyzwalanie sekwencyjne i rozbudowane sondowanie – króluje tam, gdzie liczba linii i analiza stanu przerastają możliwości oscyloskopu. MSO to hybryda: kilka kanałów analogowych plus zwykle szesnaście cyfrowych, z korelacją czasową i wygodą oscyloskopu.

Reguła doboru jest praktyczna. Potrzebujesz tylko analogu – wystarczy oscyloskop. Potrzebujesz wielu linii cyfrowych, długich zapisów i analizy stanu – sięgnij po analizator logiczny. Ale w typowych dziś projektach z mikrokontrolerem, FPGA czy przetwornikami, gdzie chodzi o interakcję kilkunastu sygnałów analogowych i cyfrowych, MSO jest najwygodniejszym pojedynczym narzędziem. Osobna gałąź to **MDO** (*mixed domain oscilloscope*), który do analogu i cyfry dokłada jeszcze tor RF ze skorelowanym w czasie widmem – ale to już temat na styku z rozdziałem o analizatorze widma.

Różnice między MSO a analizatorem logicznym warto rozumieć głębiej. Analizatory logiczne oferują dziesiątki, a nawet setki kanałów wyrównanych w czasie, akwizycję stanu i wyzwalanie sekwencyjne, a także dopracowane, gęste sondowanie – to ich domena. MSO z kolei próbkują cyfrę asynchronicznie, jak oscyloskop, więc konfiguracja jest prostsza: nie trzeba rozróżniać trybów timing i state ani z góry definiować zegara. Wspólny mianownik obu klas to komparator z progiem i typowe wymaganie minimalnego rozkładu sygnału rzędu 500 mV do rozróżnienia stanów. Nie bez powodu MSO bywa nazywany „scyzorykiem szwajcarskim" laboratorium – jednym przyrządem obejmuje przypadki, które kiedyś wymagały oscyloskopu i analizatora logicznego naraz.

7. Checklista konstruktora

Trzy liczby warte zapamiętania

MSO to oscyloskop plus podstawowy 16-kanałowy analizator logiczny na wspólnej osi czasu – analog i cyfra w jednym zapisie.

Kanał cyfrowy to komparator z progiem: najpierw dobierz próg do rodziny logicznej i zrób deskew, dopiero potem mierz.

Największą wartością MSO jest korelacja: cyfrowy objaw plus analogowy obraz w tej samej chwili prowadzą wprost do przyczyny.

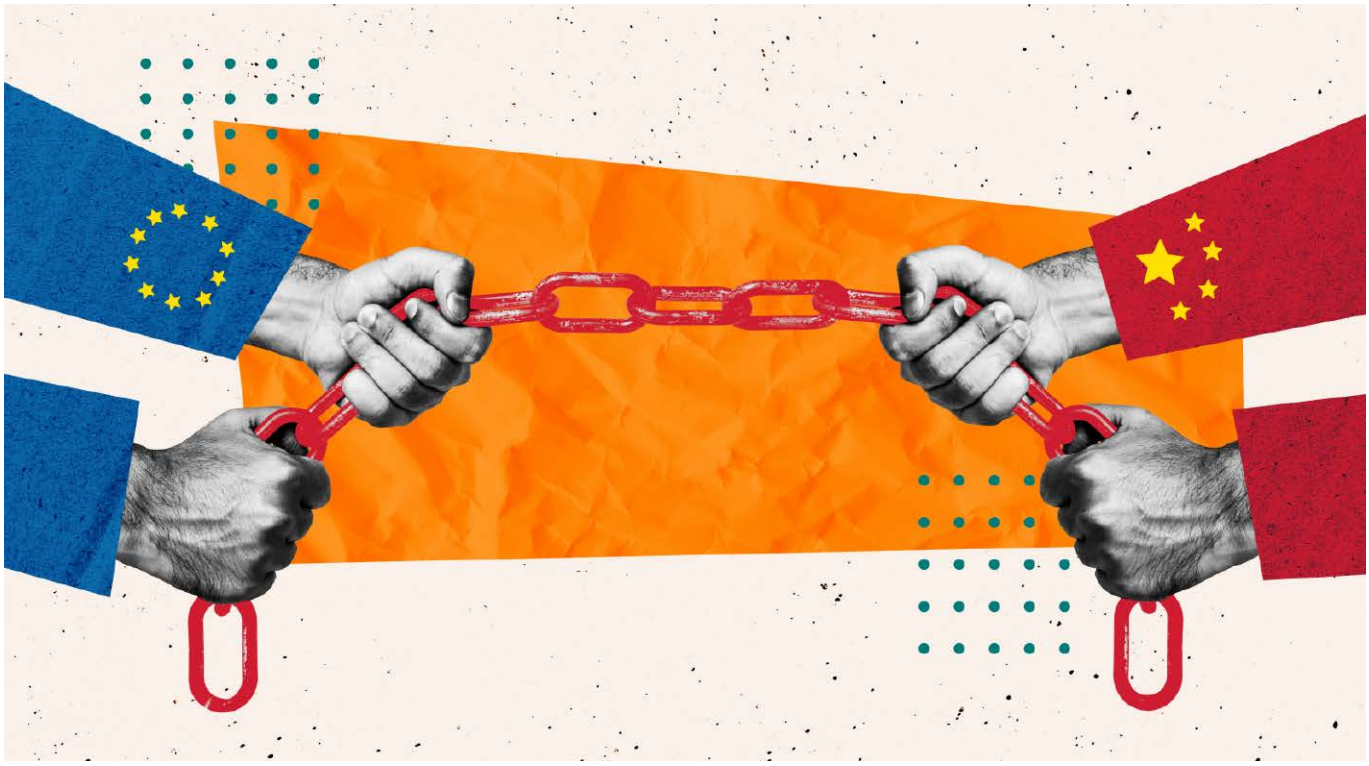
W następnym rozdziale: analizator stanów logicznych – dedykowane narzędzie do magistral I²C, SPI i CAN, tam gdzie kanały cyfrowe MSO przestają wystarczać.

WM

Źródła:

- Tektronix, How to Use a Mixed Signal Oscilloscope to Test Digital Circuits (3GW-24008) – progi TTL/LVPECL/CMOS, deskew, akwizycja czasowa i tabela zdarzeń, dekodowanie taktowane/nietaktowane, wyzwalanie na setup&hold i szerokości impulsu, weryfikacja kodów ADC, przesłuch.
- Keysight, Evaluating Oscilloscopes to Debug Mixed-Signal Designs – dlaczego 2–4 kanały analogowe nie wystarczają, znaczenie waveform update rate przy łapaniu glitchy; historia MSO (od 1996).
- Rohde & Schwarz, opcja MSO (R&S B1) – 16 kanałów cyfrowych, 5 GS/s w pełnej głębi pamięci, rozdzielczość 200 ps jako precyzyjne źródło wyzwalania; wyzwalanie logiczne (AND/OR/XOR), dekodowanie I²C/SPI/UART/CAN/LIN/FlexRay na kanałach cyfrowych.
- Electronic Design (J. Woodward), What's the Difference Between an MSO and a Logic Analyzer – MSO vs analizator logiczny: próbkowanie asynchroniczne, wyzwalanie skrośne, liczba kanałów i analiza stanu.
- Siglent, SDS3000X HD – karta katalogowa (2024): 12-bit z trybem ERES do 16 bitów, SPO do 200 000 wfm/s, 400 Mpts/kanał, 4 kanały analogowe + 16 cyfrowych, szum ~70 µV rms przy 200 MHz.
- Rigol, DHO800/900 (2023) – prawdziwe 12 bitów (platforma „Centaurus"), do 1 000 000 wfm/s w trybie UltraAcquire, 16 kanałów cyfrowych standardowo w DHO900, zasilanie USB-C.
- Rohde & Schwarz, MXO 4 (2022) – 12-bitowy ADC na wszystkich próbkowaniach (tryb HD 18-bit), najszybsze odświeżanie 4,5 mln wfm/s (ASIC MXO-EP), sprzętowy zone trigger, 400 Mpts pamięci standardowo.

eprasa.pl 06e3d94c64



Nowy podatek na przesyłki spoza Unii europejskiej (i inne zmiany), czyli dlaczego nagle „Made in China" jest w Unii europejskiej nielubiane?

Na łamach „Elektroniki Praktycznej" od czasu do czasu ukazują się recenzje narzędzi, modułów i zestawów rozwojowych z Chin, często mojego autorstwa. Nie zdradzę tajemnicy, pisząc Czytelnikom, iż te produkty kupuję zwykle na własny koszt prosto z Chin. Ale ostatnio koszt tych zakupów wzrósł z powodu wprowadzenia nowego podatku unijnego. Co ważniejsze, zmian podatkowych względem przesyłek spoza Unii europejskiej wchodzi więcej.

Nowy podatek (cło ryczałtowe) w wysokości 3 euro naliczany jest od każdej kategorii w deklaracji celnej paczki przychodzącej spoza Unii europejskiej. Cło ryczałtowe nie jest naliczane dla paczek o wartości powyżej 180 euro, ale to dlatego, że powyżej 180 euro naliczane jest normalne cło. Ta zmiana weszła pierwszego lipca tego roku, i jej skutki już są odczuwane. Ale to nie koniec zmian, bo od pierwszego listopada wchodzi nowa opłata manipulacyjna narzucona platformom sprzedażowym, a i mają być zniesione też ulgi od podatku od towarów i usług, by zrównać ceny towarów kupowanych w Chinach z cenami towarów kupowanych w Unii europejskiej. Teoretycznie te dodatkowe koszty powinny być narzucone sprzedawcom, ale sprzedawcy przerzucą je na klientów, bo zasadniczo nie mają wyboru. Wzrosty cen są już widoczne, choćby w tym, iż „darmowa wysyłka" w wielu miejscach zdrożała. Niedawno czytałem temat na pewnym forum elektronicznym, w którym użytkownik pytał się o alternatywę dla chińskiej fabryki płytek drukowanych, bo zamówienie za 5 dolarów ma koszt dostawy w wysokości 20 dolarów – skutek dobrej zmiany. Sam korzystałem z tej fabryki kilka lat temu, i wtedy wysyłka była darmowa. Ale „spoza Unii europejskiej" nie oznacza jedynie Chin – zmiana dotyka też klientów hurtowni części elektronicznych mieszczących się w Wielkiej Brytanii czy w Stanach Zjednoczonych.

eprasa.pl 06e3d94c64

Przyczyny nowej polityki celnej Unii europejskiej

Ta „dobra zmiana" nie wzięła się z niczego. Import spoza Unii europejskiej, zwłaszcza z Chin, to od dawna duży problem dla Zachodu. Darmowa przesyłka wprowadzona za sprawą Światowego Związku Pocztowego (UPU), agencji działającej przy Organizacji Narodów Zjednoczonych i koordynującej światowy system pocztowy, generowała nadmierne koszty dla lokalnych dostawców poczty. UPU wprowadziło wiele lat temu zredukowane opłaty za przesyłki z krajów rozwijających się, z czego Chiny chętnie korzystały. Chiński rząd bowiem pokrywał resztę kosztów przesyłek z platform sprzedażowych, dzięki czemu klienci mogli się cieszyć darmową wysyłką. No ale darmowa wysyłka przecież swoje kosztuje. Kto za to płacił? Oczywiście operatorzy pocztowi w poszczególnych krajach. Jednakże Stany Zjednoczone zagroziły opuszczeniem UPU, jeśli ten system nie zostanie zmieniony, i od 2020 roku koszty wysyłki z Chin i innych krajów rozwijających się są zrównane ze stawkami dla pozostałych krajów. Część sprzedawców na chińskich platformach wciąż oferuje darmową wysyłkę, ale już przy kilku zamówieniach musiałem dopłacić do wysyłki. W wielu przypadkach koszt produktu wzrósł – dla przykładu komplet silników BLDC w jednym sklepie był tańszy o 100 złotych względem ceny w drugim, ale za to w drugim wysyłka była za darmo, gdy w pierwszym kosztowała 100 złotych. Dlaczego Stany Zjednoczone wymusiły tę zmianę? Głównie dlatego, iż przed zniesieniem ulgi dla małych paczek Stany Zjednoczone dopłacały nawet trzysta milionów dolarów rocznie do tych przesyłek.

Wprowadzenie cła ryczałtowego w krajach Unii europejskiej miało podobną motywację – przesyłek z Chin jest zwyczajnie zbyt wiele. W 2025 roku do krajów Unii europejskiej dotarło ponad sześć miliardów paczek, w większości z Chin, i w większości z pojedynczymi przedmiotami niskiej wartości. Celem nowej opłaty jest sprawienie, by zamawianie drobiazgu za symboliczne euro przestało się kalkulować. Dlatego też opłata 3 euro naliczana jest od kategorii towaru, nie od sztuki. Elektronik-amator może sobie zamówić dwadzieścia modułów po dwa euro, i dopłaci do tego tylko trzy euro cła ryczałtowego, tyle samo, jakby zamówił jeden moduł. Co więcej, zamawiając kilka różnych modułów czy komponentów, jeśli wszystkie mają ten sam kod kategorii towarowej, zostaną potraktowane jako jeden towar, z cłem 3 euro. Warto też pamiętać, iż od całej przesyłki z jednego sklepu będzie naliczana opłata manipulacyjna, która wchodzi od pierwszego listopada. Tu też celem jest redukcja wolumenu zamówień – zamiast zamawiać przesyłki jednego drobiazgu co kilka dni, ludzie będą bardziej skłonni zapełnić koszyk, by wykonać zamówienie raz na kilka tygodni i zapłacić mniej za wysyłkę.

Kolejnym sposobem „obrzydzenia" ludziom zamówień z Chin (i nie tylko) jest nałożenie podatku od towarów i usług na przesyłki spoza Unii europejskiej. Skutkiem ubocznym odczuwalnym przez wielu elektroników-amatorów jest wymóg posiadania unijnego numeru NIP. DigiKey i Mouser już teraz wprowadziły ten wymóg zarówno dla klientów indywidualnych, jak i firm. Ponoć spora część młodego pokolenia nawet nie wie, co to jest NIP. Zmiana w opodatkowaniu podatkiem od towarów i usług ma na celu przede wszystkim podratować budżety krajów Unii europejskiej i uczynić lokalną produkcję bardziej konkurencyjną względem produkcji w Chinach, Indiach czy w Wietnamie. Szczególnie branża modowa cierpi z powodu tanich podróbek z tych krajów, zwłaszcza że te tanie podróbki dość szybko się niszczą, więc klienci zamawiają jeszcze więcej tanich podróbek. Tu się akurat z producentami ubrań zgadzam – miałem oryginalne ciuchy kupione w lumpeksach, które „donaszałem" przez 5...10 lat. Problem w tym, iż moim zdaniem podatek od towarów i usług niewiele zmieni, bo nadal produkcja w krajach rozwijających się jest dużo tańsza, niż w krajach Unii europejskiej. Do tego stopnia, że wszyscy producenci ubrań właśnie tam te ubrania produkują. Używają lepszych materiałów i lepszych nici, ale to nie podnosi cen aż tak bardzo, by usprawiedliwić cenę „z wieszaka". Dlatego też w Polsce popularna jest moda „dyskontowa" czy mniej znane, często właśnie lokalne marki. No i nie brakuje też lumpeksów. No ale my nie o modzie, tylko o elektronice powinniśmy dyskutować. Jak te zmiany odbiją się na zamówieniach komponentów i modułów z Chin? Moim zdaniem nie aż tak bardzo, gdyż chińskie ceny często wciąż są nie do pobicia. Dla przykładu oryginalne Arduino Pro Mini kosztuje 12...15 euro, chiński klon zaś 1,5...3,5 euro. Nawet doliczając 3 euro ryczałtu celnego, 2 euro opłaty manipulacyjnej i 23 procent podatku od towarów i usług, końcowa cena w najgorszym wypadku wyniesie 10,46 euro. Zamawiając pięć sztuk zapłacimy maksymalnie 27,64 euro, podczas gdy za pięć sztuk oryginalnego Arduino Pro Mini trzeba już zapłacić minimum 60 euro. Nie licząc podatku od towarów i usług i innych opłat, jeśli zamówimy od SparkFun, które jest w Stanach Zjednoczonych. Chiny nadal pozostają bezkonkurencyjne. Inna sprawa, że nie wszystko da się kupić w obrębie Unii europejskiej, albo kupić w cenie rozsądnej (o konkurencyjnej nawet nie wspominając).

Unia europejska kontra reszta świata

Nie każdy Czytelnik sobie zdaje sprawę z tego, jak wiele towarów jest dostępnych na europejskim rynku tylko dzięki półproduktom i komponentom z takich krajów, jak Chiny czy Indie, czy Tajwan. Obecna, bezsensowna wojna Stanów Zjednoczonych z Iranem też nie pomogła, niszcząc jedno z głównych źródeł helu

eprasa.pl 06e3d94c64

potrzebnego do produkcji układów scalonych. „Jak to?" zapyta Czytelnik. Odpowiedź jest prosta – głównym źródłem helu jest przemysł wydobywczy ropy naftowej i gazu ziemnego, jako że to w nich uwięzione są jego ogromne ilości. Iran posiadał największą na świecie instalację do odzyskiwania i magazynowania helu. Posiadał, bo teraz zostały z niej zgliszcza. Na produkcję helu z zimnej fuzji jeszcze trochę poczekamy, a odzyskiwanie go z atmosfery nie za bardzo się opłaca, bo większość wolnego helu dawno temu uleciała w kosmos. Wracając do Europy, to smutna prawda jest taka, iż tutaj nie produkuje się zbyt wiele. Przekonaliśmy się o tym na początku pandemii COVID-19, gdy praktycznie wstrzymano globalny transport towarów i półproduktów. Pojawiły się duże braki leków podstawowych, bo substancje aktywne i inne składniki farmaceutyków są produkowane w Chinach. Argument ten został podniesiony w dyskusji o nowym podatku na pewnym forum technicznym – jeden z użytkowników stwierdził, iż to chemik w laboratorium może produkować. W skali laboratoryjnej da się produkować niektóre substancje, być może da się nawet tę produkcję jakoś rozsądnie skalować. Przynajmniej dopóki starczy zapas podstawowych odczynników i prekursorów syntezy chemicznej. Dla przykładu jeden z leków, które ja zażywam, jako prekursora używa estru lub epoksydu kwasu fluorochromano-karboksylowego. Proces syntezy jest złożony, wieloetapowy i wymaga bardzo wielu innych odczynników, by dojść do końcowej substancji aktywnej dla jednej grupy leków. A my mówimy o dziesiątkach, czy setkach takich substancji.

W branży elektronicznej wcale nie jest lepiej – produkcja układów scalonych poza helem wymaga też różnych chemikaliów, krzemu, czy maszyn i części zamiennych produkowanych przez często pojedynczą firmę zależną od dostaw półproduktów z innych krajów. Wiele z tych materiałów wyjściowych jest w Europie zwyczajnie niedostępnych. Czasami z powodu braku surowców, a czasami dlatego, iż produkcja na miejscu się nie opłacała, więc fabryki przeniesiono do Chin i innych krajów rozwijających się. W branży AGD wiele fabryk w Europie jest na skraju upadłości, bo nie wytrzymują konkurencji z tańszą „chińszczyzną", która wbrew pozorom ma jakość wyższą, niż przysłowiowa „chińszczyzna". W branży motoryzacyjnej na przykład Volkswagen wygasza fabryki w Niemczech, gdyż produkcja jest nierentowna, a marka nie wytrzymuje konkurencji tańszych aut z innych krajów, w tym z Chin właśnie. Pandemia COVID-19 doprowadziła też w pewnym momencie do sytuacji, gdy firmy motoryzacyjne miały na parkingach tysiące prawie gotowych aut, którym brakowało modułów infotainment czy komputerów ECU, bo te były produkowane z części z Chin, Indii i Tajwanu, i tamże składane.

Unia europejska pracuje nad tym, by uniezależnić się od Chin i ratować lokalną gospodarkę i produkcję.

W różnych krajach już stawia się fabryki leków podstawowych i substancji aktywnych na wypadek kolejnej pandemii. W Polsce miało na to pójść 139,5 miliona euro ze środków Krajowego Planu Odbudowy, ale zostały przesunięte na rzecz elektromobilności. Sama oferta dofinansowania była mało korzystna, a terminy zbyt krótkie, stąd zmiana planu w 2024 roku. Problem w tym, iż ten wydatek nas raczej nie ominie i prędzej czy później będziemy musieli wdrożyć własną produkcję leków podstawowych i podstawowych substancji aktywnych. Na razie jednak Unia europejska uniezależnia się głównie w branży militarnej, i prawdopodobnie za tym pójdzie też produkcja komponentów i modułów elektronicznych, będących integralną częścią współczesnego uzbrojenia.

Ciekawie też się dzieje na zupełnie innym froncie: froncie suwerenności cyfrowej. Pierwszym krokiem w Unii europejskiej była migracja systemów francuskiej Gendarmerie Nationale z systemów opartych o Microsoft Windows na rzecz własnego, bezpiecznego (i przez to też zamkniętego) systemu GendBantu opartego o Ubuntu. System ten obejmuje ponad sto tysięcy stacji roboczych i terminali używanych przez żandarmów w całej Francji. Ta zmiana podyktowana była kilkoma względami. Po pierwsze, przedstawiciel Microsoftu we Francji oficjalnie stwierdził, iż nie mogą zagwarantować suwerenności i bezpieczeństwa danych rządowych przechowywanych w chmurze Microsoftu – amerykańskie władze mogą uzyskać do nich dostęp, nie informując o tym samych zainteresowanych. Po drugie, Windows był zbyt drogi, dziurawy i „ciężki" – przerzucenie się na system GNU/Linux pozwoliło przywrócić starsze komputery do pełnej sprawności, jako że te systemy potrafią być bardzo lekkie bez utraty funkcjonalności. Po trzecie w końcu, twórcy GendBantu mają dostęp do kodu źródłowego systemu i aplikacji, więc mogą go dowolnie analizować i modyfikować pod względem bezpieczeństwa, co też zrobili. Źródeł swoich zmian oraz samego systemu nie ujawniają, by zagwarantować jego bezpieczeństwo przez niejawność. Francuski międzyresortowy dyrektoriat do spraw cyfryzacji (DINUM) ósmego kwietnia bieżącego roku ogłosił

eprasa.pl 06e3d94c64

plan migracji całego ekosystemu rządowego na platformę GNU/Linux właśnie w celu uzyskania całkowitej suwerenności cyfrowej. DINUM testowało wewnętrznie rozwiązania oparte o system NixOS z własną konfiguracją zabezpieczeń o nazwie Sécurix. Plan zakłada stworzenie systemu i wspólnego środowiska dla ponad dwóch i pół miliona pracowników służby cywilnej. Również w Niemczech powstał plan odejścia od Microsoftu i Google na rzecz rozwiązań otwartego oprogramowania, na razie wdrażany etapami w dwóch landach. Również władze Holandii planują porzucić twory amerykańskich firm właśnie z powodu braku jakichkolwiek gwarancji bezpieczeństwa danych. Tylko czekać, aż kolejne kraje dołączą do tej inicjatywy.

Ciekawą sytuację miała Wielka Brytania. W listopadzie 2010 roku podpisała ona umowę z Huawei, chińskim producentem infrastruktury sieci komórkowych. W zamian za dopuszczenie ich do rynku Huawei zobowiązało się postawić i finansować Centrum Ewaluacji Cyberbezpieczeństwa Huawei (HCSEC) w Banbury, Oxfordshire. Ośrodek ten był pod ścisłym nadzorem brytyjskiego kontrwywiadu, i jego celem był audyt sprzętu i oprogramowania systemów Huawei. W 2020 roku z powodu amerykańskich sankcji i ogólnej sytuacji geopolitycznej rząd Wielkiej Brytanii podjął decyzję o wycofaniu się ze współpracy z Huawei, ośrodek został w końcu zamknięty, a do roku 2027 urządzenia Huawei znikną z infrastruktury 5G w Wielkiej Brytanii.

Wracając na moment do branży militarnej, tutaj Unia europejska też chce odciąć się głównie od sprzętu ze Stanów Zjednoczonych, gdyż jest pod presją stałego zagrożenia ze wschodu, co przy długim łańcuchu dostaw i dużej labilności amerykańskiego prezydenta jest wręcz niebezpieczne. Nowa polityka unijna zakłada odbudowę i wsparcie lokalnego przemysłu wojskowego, stąd też nacisk programu SAFE na zakup od lokalnych firm. W Polsce obejmuje to zdecydowaną większość kontraktów, które zostały podpisane z polskimi firmami. Niedawno też przygotowano umowę między krajami Unii europejskiej i Ukrainą o transferze technologii dronowych i antydronowych. Transfer ten oznacza też wzmożoną lokalną produkcję podzespołów.

Co przyniesie przyszłość?

Nie w każdej branży Unia europejska może się odciąć od innych krajów, w tym od Chin. Chiny są głównym dostawcą metali ziem rzadkich, co boli nie tylko Unię europejską, ale też Stany Zjednoczone. Stosunki między Unią europejską i Stanami Zjednoczonymi też są napięte. Choćby inicjatywy kolejnych krajów, by uniezależnić się od usług i produktów Microsoftu i Google/Alphabet powodują dużą presję tych korporacji na władze amerykańskie. Co więcej, wielkie korporacje technologiczne wpadają też w kłopoty w związku ze szkodliwością platform społecznościowych. W Polsce Rafał Brzoska wypowiedział wojnę koncernowi Meta z powodu fałszywych informacji na jego temat pojawiających się na Facebooku i Instagramie. Poszczególne kraje nakładają też ograniczenia wiekowe na te platformy, albo podatki od ich dochodów. W Polsce boją się wprowadzić podatek, bo rzekomo dobrze się ze Stanami Zjednoczonymi przyjaźnimy i nie powinniśmy ich denerwować. Swoją drogą ciekawą wpadkę zaliczył system weryfikacji wieku w Wielkiej Brytanii. System ten opierał się na rozpoznawaniu twarzy, i małoletni użytkownicy dość szybko odkryli, iż wystarczy przykleić sobie wąsy albo namalować je mazakiem, by system oszukać. Stanom Zjednoczonym nie podoba się też unijny plan odejścia od amerykańskiego uzbrojenia na rzecz własnej produkcji. Jednakże główną przyczyną tego planu jest prosty fakt, iż Stany Zjednoczone „nie dowożą", bo całą produkcję przerzucają na front wojny z Iranem. Wojny, której mimo buńczucznych zapowiedzi prezydent Trump nie jest w stanie zakończyć.

Unia europejska będzie też kontynuować zaostrzanie kursu wobec towarów i produktów z Chin i innych krajów azjatyckich. Nie będą to jednak zmiany wprowadzane nagle, gdyż kraje Unii europejskiej nie mają jeszcze własnych zdolności produkcyjnych. Przykładem może być umowa z krajami Mercosur, która pozwala na import produktów rolniczych z Ameryki Południowej do krajów Unii europejskiej, ale zawiera w sobie szereg przepisów mających na celu ochronę lokalnej produkcji rolnej oraz konsumentów. Skala importu jest

eprasa.pl 06e3d94c64

ograniczona, a w razie problemów z jakością może być całkowicie wstrzymana. Przeciwnicy tej umowy nie wspominają jednak o tych mechanizmach i limitach. Choćby o limicie importu wołowiny ustalonym na 99 tysięcy ton rocznie. Liczba może wydawać się duża, ale należy pamiętać, iż w krajach Unii europejskiej rocznie produkuje się 6,5 miliona ton wołowiny. Myślę, iż podobna umowa może być zawarta na przykład z Chinami, narzucając odgórny limit towarów poszczególnych kategorii sprowadzanych do krajów Unii europejskiej. Limitami mogą być objęte zarówno ubrania i zabawki, jak i stal. W sprawie stali niedawno był protest pracowników branży hutniczej ze wszystkich krajów Unii europejskiej, gdyż tania stal z Chin i Indii wykańcza europejskich producentów. Inna zmiana może polegać na narzuceniu firmom wymogu preferencyjnego zakupu produktów lokalnych, i importu tylko tego, co lokalnie jest niedostępne. Tego typu pomysły były podnoszone między innymi w Polsce. Dotyczyły zmuszenia sieci dyskontów i supermarketów do zakupu produktów spożywczych od lokalnych rolników i firm.

Z drugiej strony Chiny mogą zareagować na próby dalszego ograniczania dostępu do europejskich rynków embargiem na kluczowe surowce i półprodukty. To im się jednak nie opłaci w dłuższej perspektywie, bo Unia europejska zniesie nadmierne ograniczenia tylko na tak długo, ile zajmie przygotowanie się do odcięcia od Chin. Chinom bardzo zależy na wymianie handlowej, która jest nierówna. Sytuacja, gdy więcej eksportują, niż importują, pozwala Chinom rozwijać swoją gospodarkę kosztem gospodarek krajów, do których ten eksport prowadzą. Dlatego też chiński rząd dopłaca do paczek wysyłanych do Stanów Zjednoczonych, Unii europejskiej i innych krajów rozwiniętych. W krótkiej perspektywie Chiny na embargach mogą coś ugrać, ale w dłuższej wojnę gospodarczą z Unią europejską przegrają. Zgoła inna sytuacja jest między Chinami i Stanami Zjednoczonymi, gdyż kraj kapitalistyczny sprzedał krajowi komunistycznemu obligacje skarbowe o wartości ponad 760 miliardów dolarów, i jeśli kraj komunistyczny zażąda gotówki, Stany Zjednoczone wpadną w jeszcze większe tarapaty, niż obecnie przez wojnę celną z resztą świata.

Skończyły się czasy „globalnej wioski". Trzej główni gracze: Stany Zjednoczone, Unia europejska i Chiny grają przeciw sobie nawzajem, i ten konflikt ekonomiczny będzie tylko rósł. Co to oznacza dla nas? Z jednej strony koniec taniej elektroniki i innych produktów z Chin, ale początek (nieco droższej) produkcji lokalnej. Nie ma jednak sensu robić zapasów „na zaś", bo nim tanie paczki z Chin się skończą, miną jeszcze długie lata, i póki co nie zamierzam rezygnować ze wspierania komunizmu po drugiej stronie świata, byle mieć tańsze produkty do recenzji.

Paweł Kowalczyk

Miesięcznik **„Elektronika Praktyczna"** (10 numerów w roku) jest wydawany przez AVT Korporacja Sp. z o.o. we współpracy z wieloma redakcjami zagranicznymi.

Wydawnictwo:
AVT Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel. 22 257 84 99, e-mail: avt@avt.pl

Wydawca:
Wiesław Marciniak

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
e-mail: redakcja@ep.com.pl, www.ep.com.pl

Redaktor Naczelny:
Wiesław Marciniak

Sekretarz Redakcji:
Dariusz Welik

Menedżer Magazynu:
Katarzyna Gugała, katarzyna.gugala@ep.com.pl

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Jakub Sobański

Zespół marketingu i reklamy:
Katarzyna Gugała, Bożena Krzykawska, Grzegorz Krzykawski

Stali współpracownicy:
Paweł Kowalczyk, Michał Kurzela, Jakub Tyburski

Uwaga!
Kontakt z wymienionymi osobami jest możliwy via e-mail, według schematu: imię.nazwisko@ep.com.pl

DTP, redakcja strony internetowej www.ep.com.pl:
MAD Sp. z o.o.

Prenumerata w Wydawnictwie AVT
www.ulubionykiosk.pl lub
tel. 22 257 84 22 (godz. 10.00–14.00)
e-mail: prenumerata@avt.pl

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

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

eprasa.pl 06e3d94c64

KURS PRAKTYCZNY AI

Praktyczne podejście. Zero marketingowej mgły!

Zyskaj **15%** rabatu

W prenumeracie tylko

~~116,00 zł~~

98,60 zł

prenumerata drukowana 4 kolejnych wydań

(zima 2026, wiosna, lato, jesień 2027)

Zamów na www.UlubionyKiosk.pl

lub zeskanuj kod QR i zaprenumeruj w 1 minutę

Wydania archiwalne (wiosna, lato, jesień 2026)
są dostępne na www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 06e3d94c64