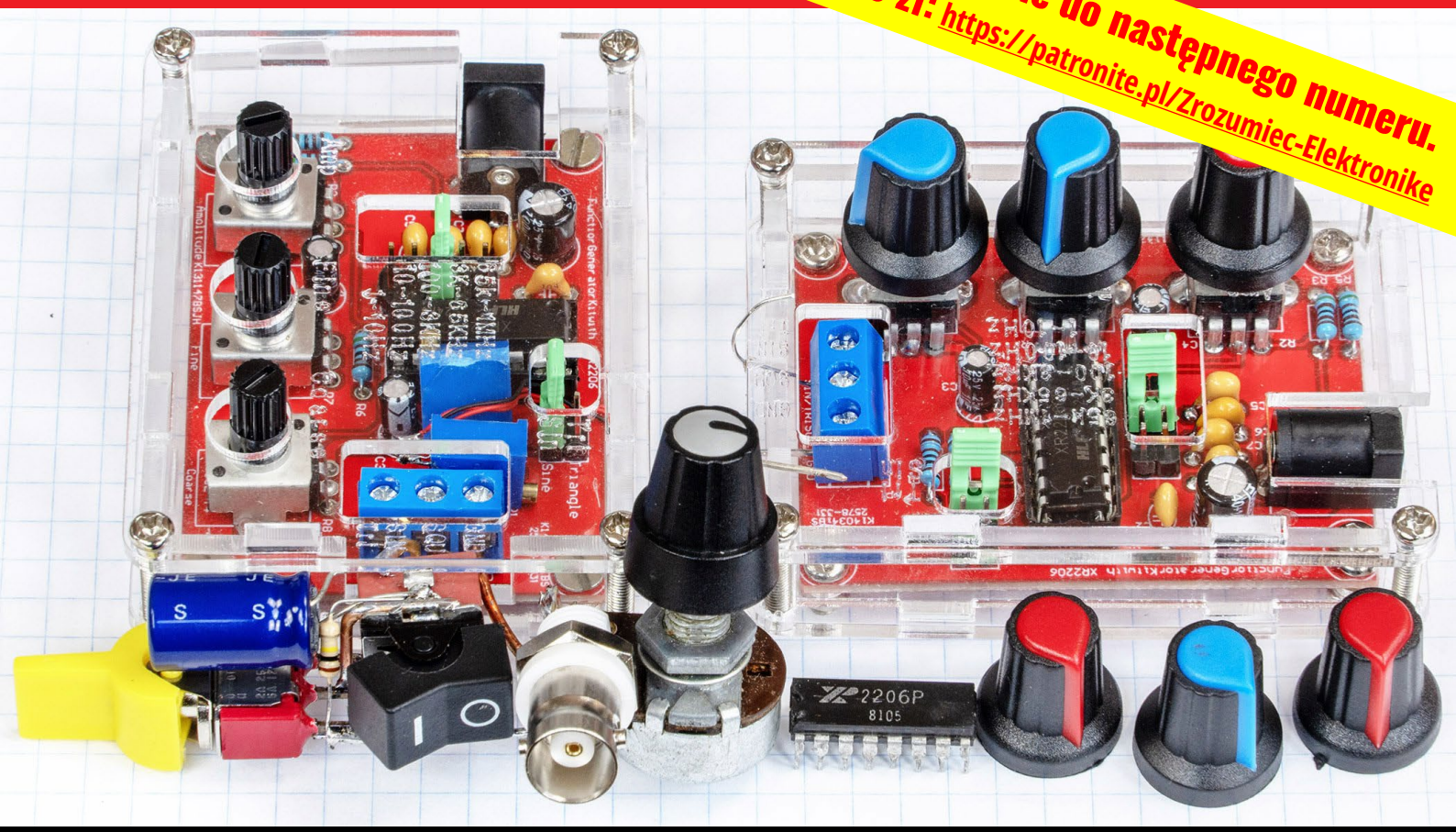
Uwaga – to skrócona zapowiedź – artykuły wstępnie planowane do następnego numeru.
Zapowiedź pełną mogą pobrać tylko Patroni z progów ≥20 zł: https://patronite.pl/Zrozumiec-Elektronike

Zrozumieć Elektronikę

z Piotrem Góreckim

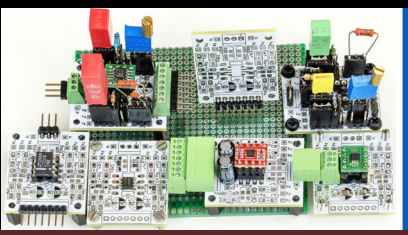
12/2026 Grudzień (48)

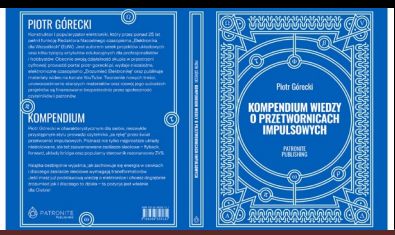
piotr-gorecki.pl

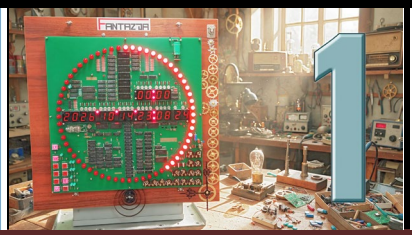


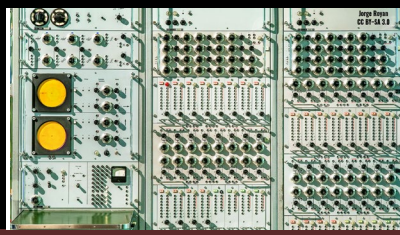
Najtańszy amatorski generator funkcji

- Uniwersalna płytka dla wzmacniaczy operacyjnych • Oscyloskopowa sonda optyczna
- Idea zasilaczy impulsowych, i... co dalej • Co dają, a czego nie dają tanie balansery pasywne?
- Zegar na układach TTL – miniprojekt w międzyczasie... • GNSS RTK i dawne kamienie graniczne
- Szumy, zniekształcenia, zakłócenia i decybele • Kondensator – matematyczny element całkujący

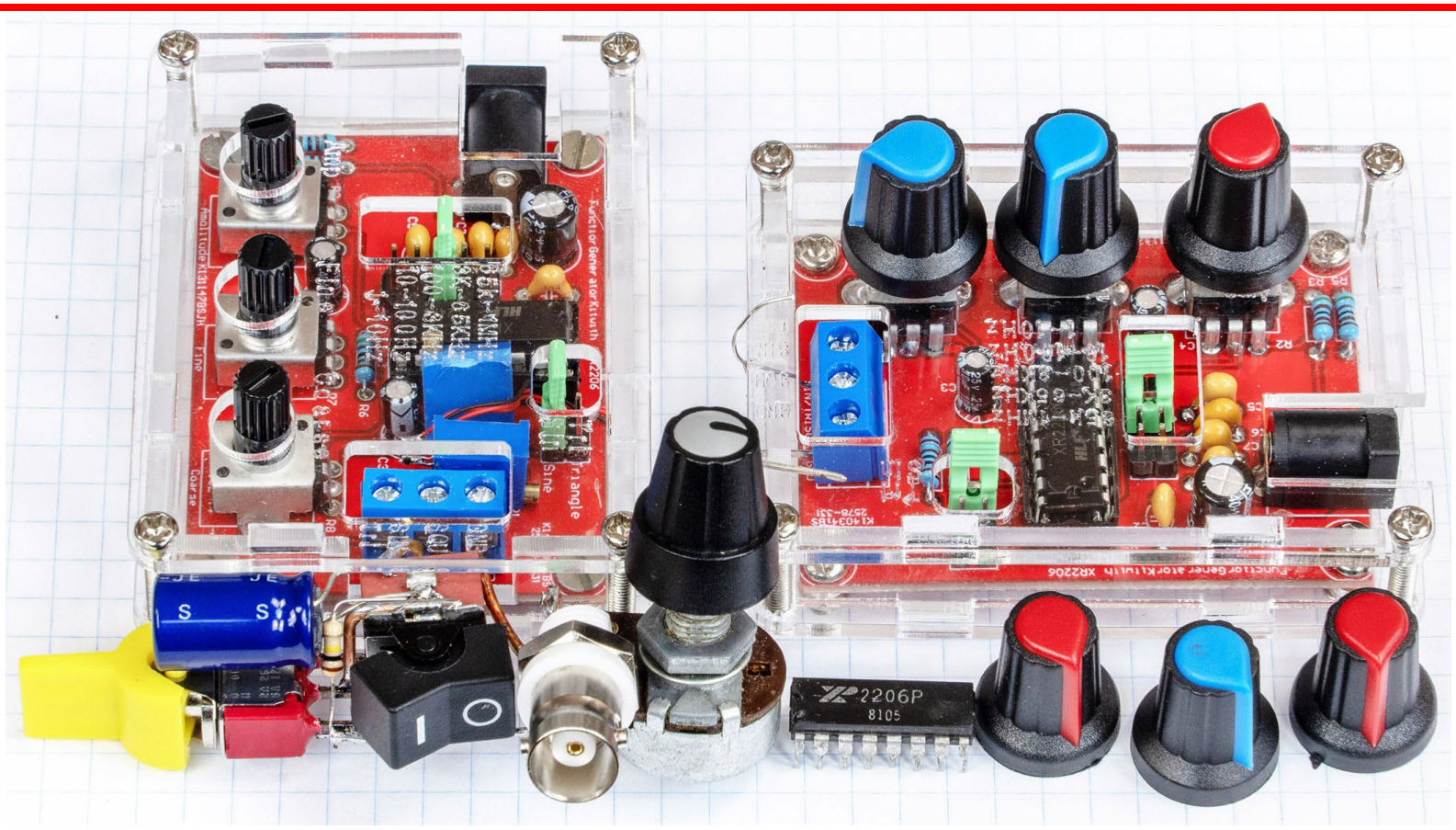








Inicjatywa **Zrozumieć Elektronikę** realizowana jest dzięki wsparciu Patronów i Mecenasów poprzez Patronite.pl



Najtańszy amatorski generator funkcji

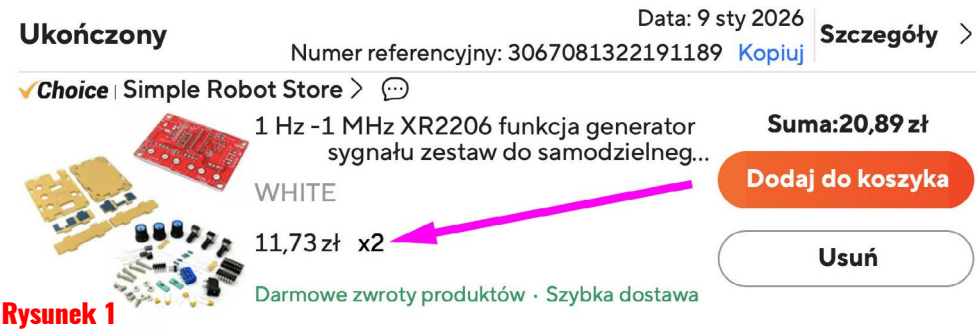
W artykule opisany jest bardzo tani, chiński zestaw do samodzielnego montażu, z układem scalonym XR2206. A ściślej – opisana jest przeróbka, która pozwala przekształcić śmiesznie tani zestaw w pełni użyteczny generator funkcyjny, dostarczający regulowanych przebiegów: „trójkąta, prostokąta i sinusa”.

Montaż i uruchomienie generatora

Artykuł pokazuje, jak można wejść w posiadanie najtańszego, praktycznie użytecznego generatora funkcyjnego. Wśród chińskich kitów do samodzielnego montażu dostępne są też zestawy pozwalające zmontować generator funkcji, czyli generator dostarczający przebiegi: prostokątny, trójkątny i sinusoidalny. Niektóre zawierają kultowy układ ICL8038, inne – mniej znany XR2206. W artykule pokażę, jak można praktycznie wykorzystać śmiesznie tani zestaw, którego dwa egzemplarze w styczniu roku 2026 kupiłem za niecałe 21 złotych – **rysunek 1**.

Dodatkowe obwody wyjściowe

Zestawy zostały zmontowane (przy okazji dziękuję Leszkowi za pomoc) i oba widać na **fotografii tytułowej**. Widać też, że jeden, ten z lewej strony, został trochę przerobiony, a także wzbogacony o obwody wyjściowe z potencjometrem.



Rysunek 1

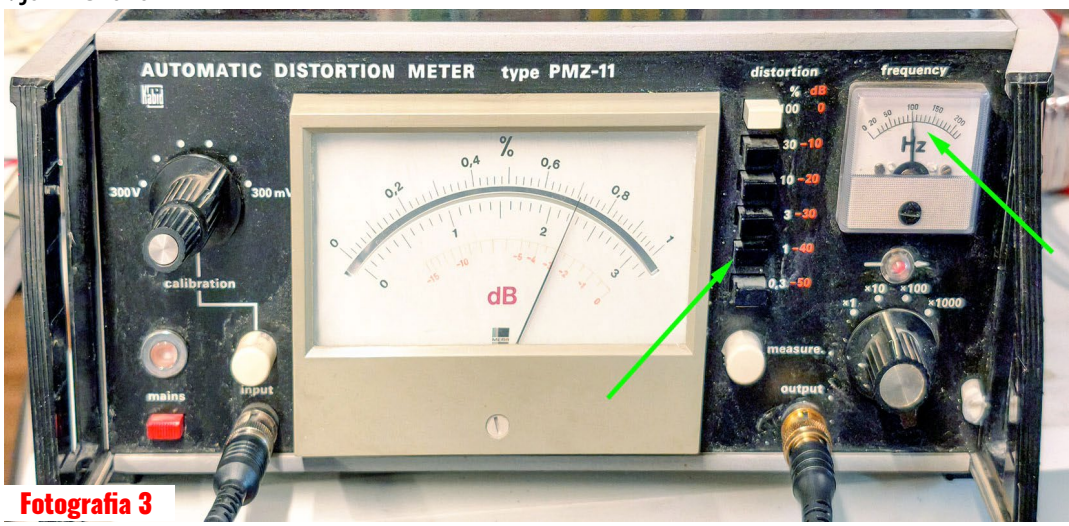
Czy generator funkcji 1 Hz...1 MHz kosztujący 10,5 złotego ma jakąś wartość praktyczną?

Tak! Okazuje się, że po drobnej przeróbce, którą opiszę w dalszej części artykułu, można poprawić kształt przebiegu sinusoidalnego i uzyskać bardzo przyzwoity kształt sinusoidy, co prezentuje **rysunek 2**. Przebieg żółty to sygnał na wyjściu generatora, a przebieg niebieski to zawarte w nim harmoniczne pokazane w dużym powiększeniu. Harmoniczne odfiltrowane przez mój bardzo wysłużony miernik PMZ–11, który do takich pomiarów jest całkowicie wystarczający.



Rysunek 2

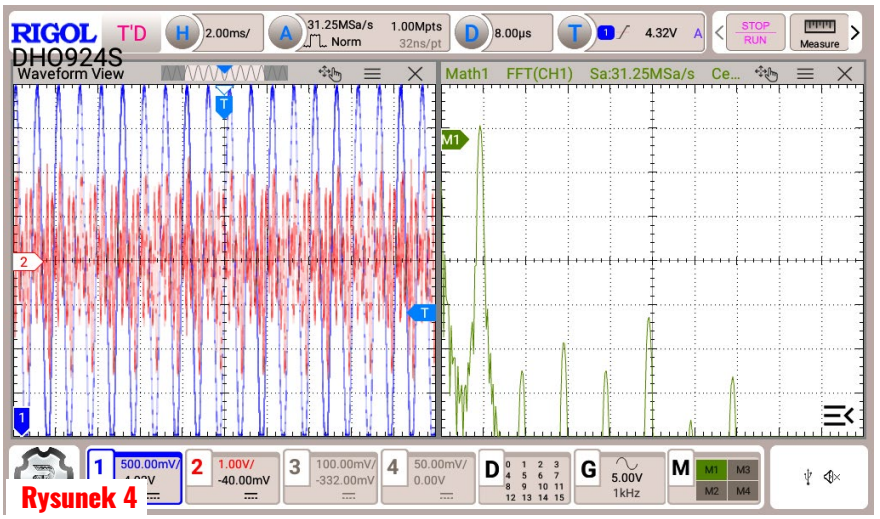
Na **fotografii 3** widać ten stary miernik podczas pomiaru zniekształceń. Jak wskazują strzałki, częstotliwość wynosi około 1 kiloherca, wciśnięty jest klawisz 1% –40 dB, więc zawartość harmonicznych i szumów wynosi około 0,7%. Jak pokazuje rysunek 2, jest to głównie trzecia, ale przede wszystkim piąta harmoniczna. Potwierdza to **rysunek 4** – zrzut z ekranu (12-bitowego) oscyloskopu z włączoną funkcja analizatora widma FFT. Na tym rysunku pozioma skala to około 1 kiloherc na działkę, a w pionie 10 decybeli na działkę – wskazanie PMZ–11 jak najbardziej zgadza się więc z analizatorem widma z oscyloskopu.



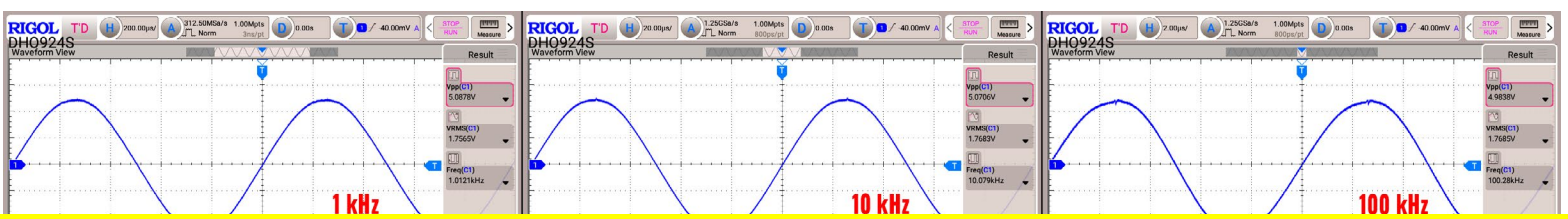
Fotografia 3

Skoro generator kosztował dziesięć złotych, a zawartość harmonicznych wynosi poniżej 1%, to jest to najlepszy generator, jeżeli chodzi o stosunek możliwości do ceny! Takie zniekształcenia mają popularne generatory DDS, kosztujące kilkaset złotych.

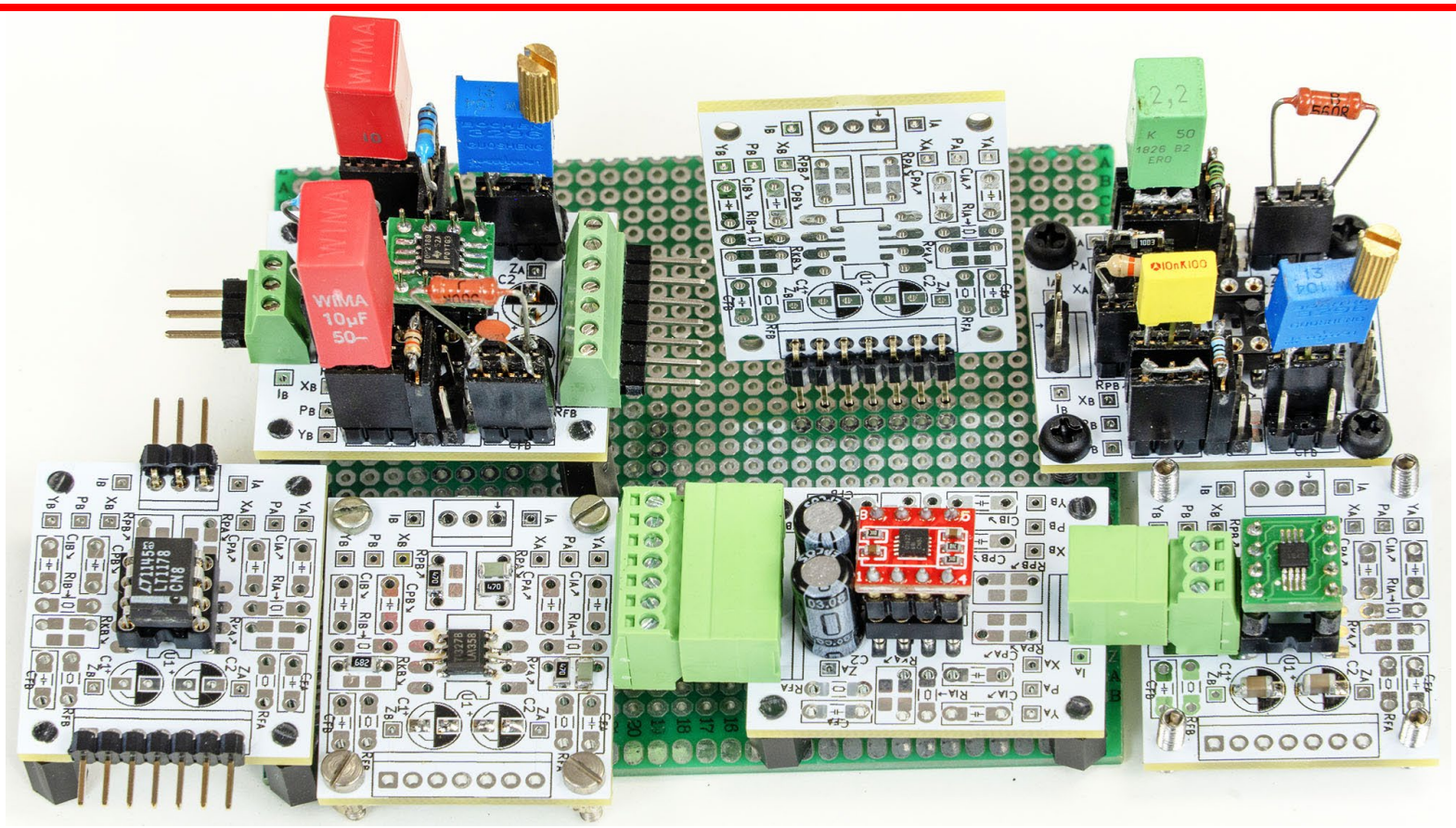
Jeśli chodzi o czystość sinusoidy o większej częstotliwości, to też wcale nie jest źle, czego dowodem jest **rysunek 5**. Jak widać, mamy jak najbardziej użyteczny generator w paśmie co najmniej do 100 kiloherców, a nawet większym.



Rysunek 4



Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.

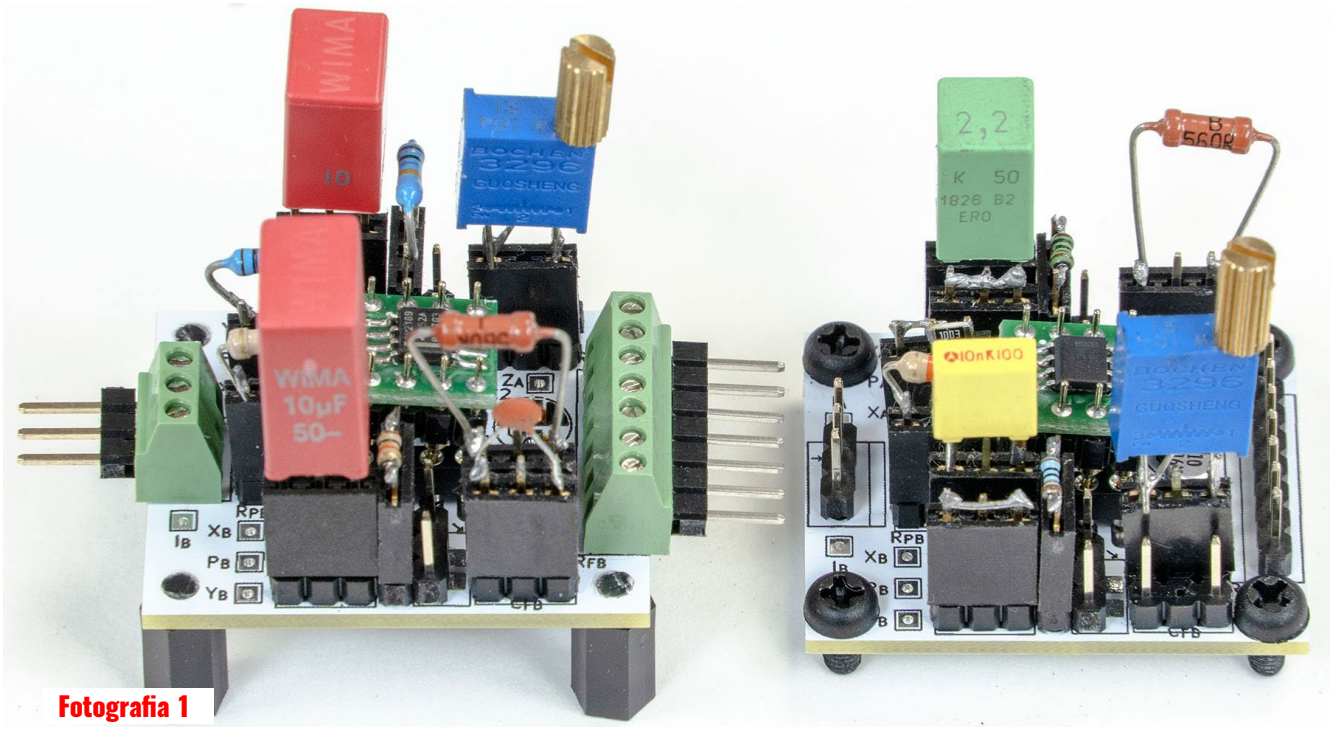


Uniwersalna płytka dla wzmacniaczy operacyjnych

Artykuł nie opisuje konkretnego układu, tylko bardzo uniwersalną płytkę drukowaną, przewidzianą dla podwójnych wzmacniaczy operacyjnych, na której można zrealizować dwie jednakowe lub dwie różne konfiguracje z wykorzystaniem elementów SMD lub THT, które też można dołączać za pomocą goldpinów.

Rozważania projektowe
Konfiguracje układowe
Projekt płytki

Realizuję sporo układów analogowych i jednymi z bardzo często wykorzystanych podzespołów są rozmaite wzmacniacze operacyjne. Najczęściej są to wzmacniacze operacyjne podwójne, zarówno THT, jak i różne odmiany SMD. Jeżeli projektuję i realizuję jakiś układ, zwykle montuję prototyp. Prototyp, w którym trzeba dobrać wartości elementów. Bardzo często jest to prototyp na płytce uniwersalnej. A montaż na płytce uniwersalnej zwykle jest bardzo pracochłonny i wymagający skupienia uwagi. Ponieważ często tak żmudnie montuję wzmacniacze operacyjne, postanowiłem zrealizować niewielką wielofunkcyjną płytkę dla wzmacniacza podwójnego. Taką, którą można wykorzystać jako finalny moduł, na którym na stałe wlutowany jest układ scalony oraz wszystkie inne elementy. Moduł, który w razie potrzeby można wlutować w większą płytkę – matkę. Moduł, który może mieć rozmaicie zrealizowane wejścia i wyjścia Ale jednocześnie taką płytkę, która może pełnić rolę elastycznego stanowiska eksperymentalnego, które można dowolnie skonfigurować i dołączyć potrzebne elementy na chwilę za pomocą złączy goldpinowych. I właśnie ostatnio taka bardzo uniwersalna płytka powstała. Można ją zmontować i wykorzystać na wiele sposobów, jak pokazuje **fotografia tytułowa**.

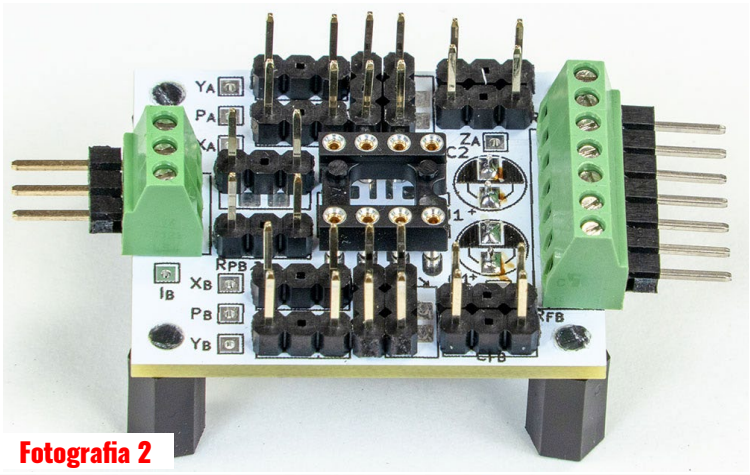


Fotografia 1

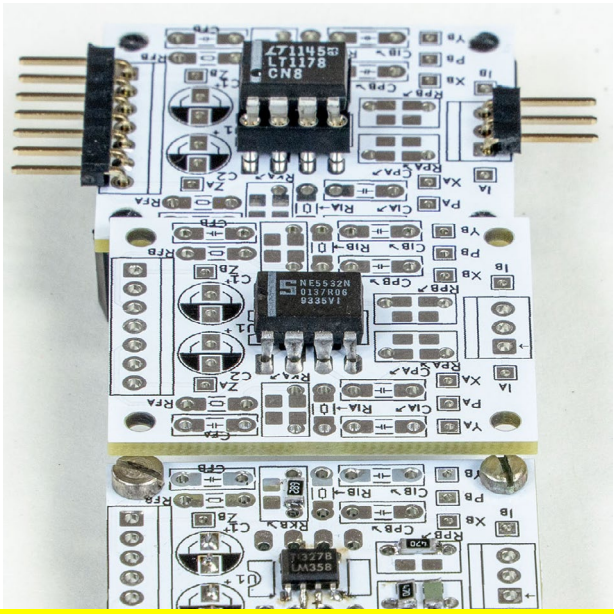
Różne możliwości wykorzystania płytki przedstawiają kolejne ilustracje. I tak **fotografia 1** pokazuje dwie wersje eksperymentalne, w których w płytkę wlutowane są goldpiny i podstawka DIP–8, a elementy dołączane są za pomocą połączeń stykowych. Jedna z nich widoczna jest na **fotografii 2**.

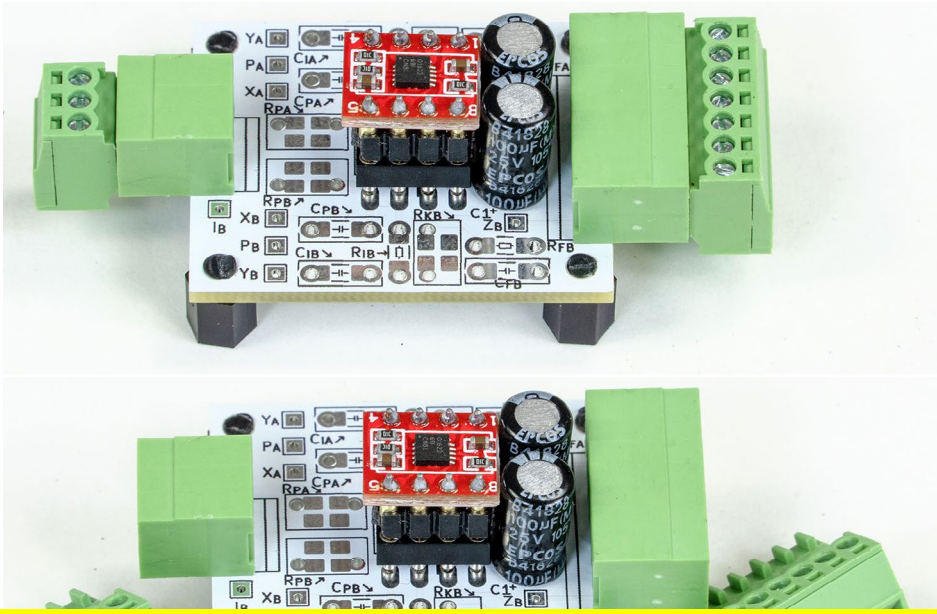
Na **fotografii 3** przedstawione są trzy możliwości zamontowania (podwójnego) wzmacniacza operacyjnego. Wprost w płytkę można wlutować wzmacniacz w obudowie THT DIP–8 albo w popularnej, stosunkowo dużej obudowie SMD SOIC–8.

Fotografia 4 prezentuje niepełną wersję z rozłączanymi stykami ARK 2,54 mm.

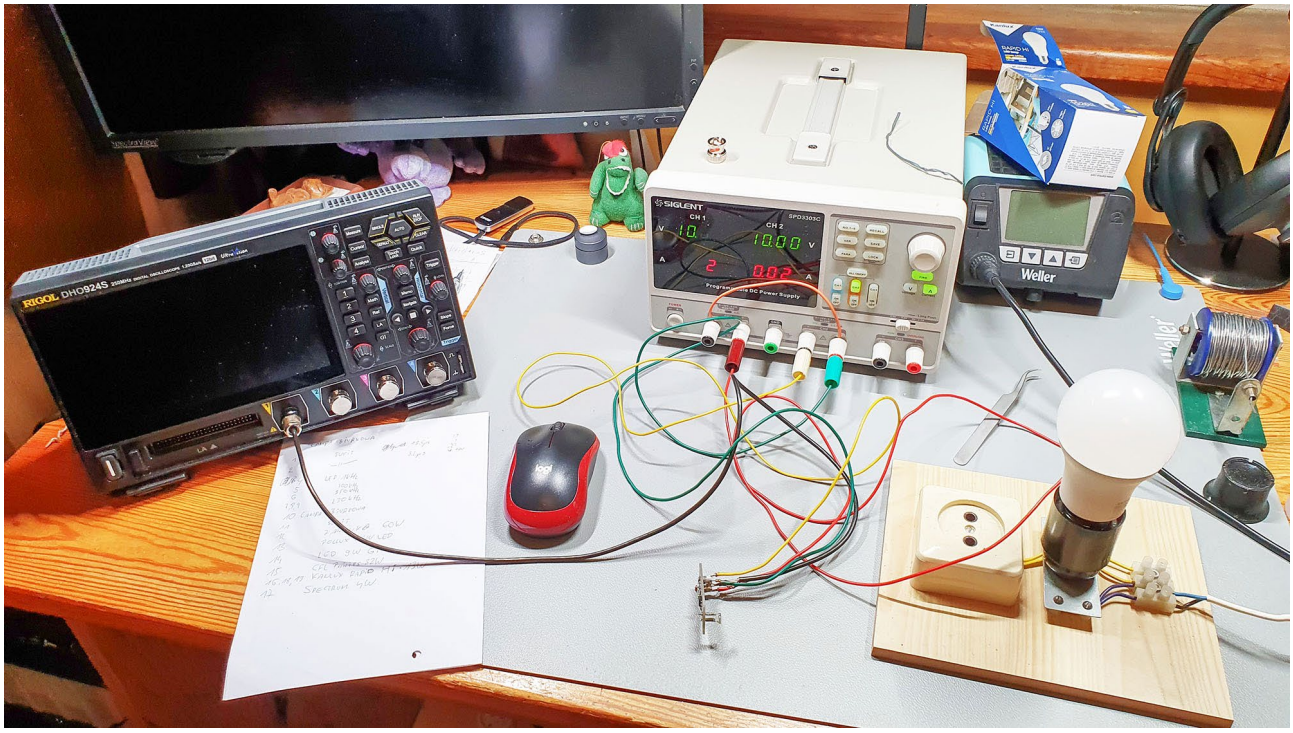


Fotografia 2





Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.



Oscyloskopowa sonda optyczna

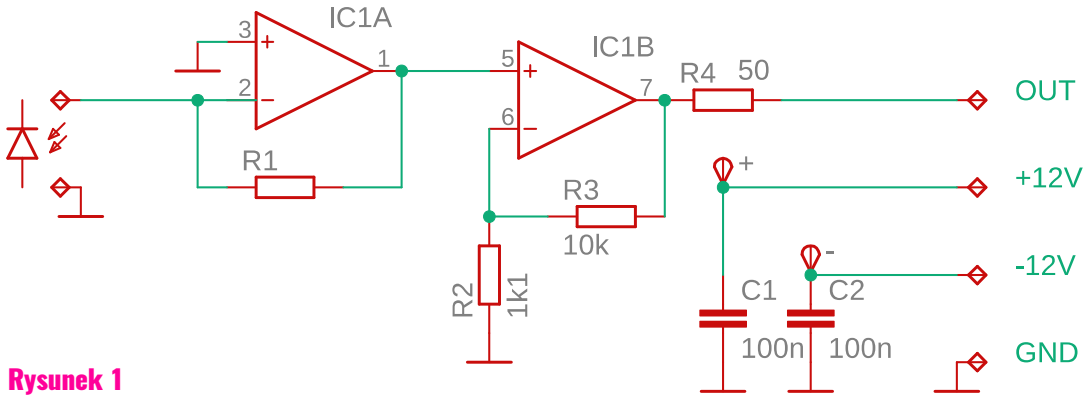
Artykuł przedstawia sposób zbudowania taniej sondy optycznej do oscyloskopu. Pomimo prostej budowy umożliwia ona konwersję intensywności światła na zmiany napięcia i w konsekwencji wykonanie pomiarów zmian jasności źródeł światła przy podwójnej częstotliwości sieci oraz przy częstotliwości przetwornicy

Budowa i działanie
Pomiar pasma przenoszenia sondy
Pomiary źródeł światła

Oto niewielki artykulik na modny ostatnio temat jakości światła, wraz z opisem skrajnie prostej sondy optycznej do oscyloskopu.

Budowa i działanie

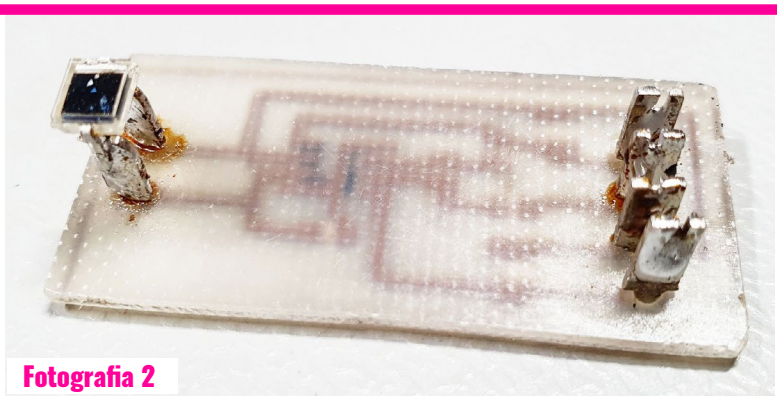
Schemat pokazany jest na **rysunku 1**. Konwersję światła do sygnału elektrycznego realizuje dioda BPW34 pracująca w trybie fotowoltaicznym, w którym dioda jest źródłem prądowym, którego prąd jest proporcjonalny do intensywności światła.



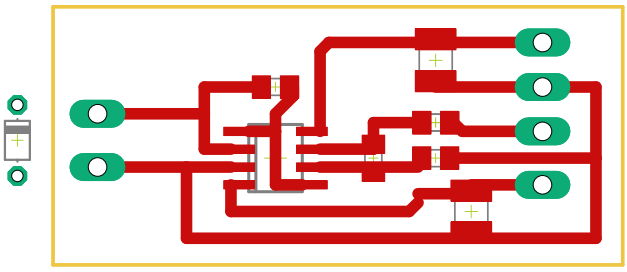
Rysunek 1

Praca w trybie fotowoltaicznym zapewnia szeroki zakres liniowości. Prąd diody jest zamieniany na napięcie w układzie przetwornika prąd – napięcie o współczynniku konwersji 100 µA na 1 V, zbudowanym na wzmacniaczu operacyjnym TL072. Drugi wzmacniacz układu scalonego wzmacnia sygnał dziesięciokrotnie. Rezystor R4 zastosowano w celu dopasowania impedancji do typowego kabla 50 Ω, jednak przy mierzonych częstotliwościach nie jest on konieczny i można zastąpić go zworą.

Sondę wykonano w technologii SMD. Zmontowaną sondę widać na **fotografii 2**. **Rysunek 3** przedstawia położenie elementów na płytce drukowanej. Układ zasilany jest z zewnętrznego zasilacza napięciem symetrycznym ±12 V.



Fotografia 2

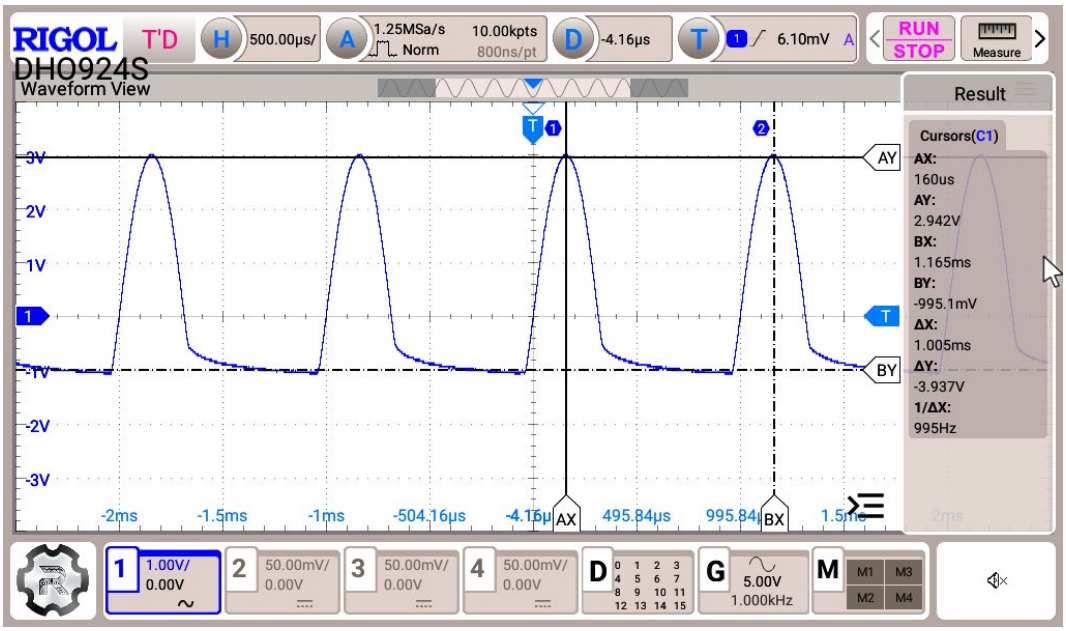


Rysunek 3

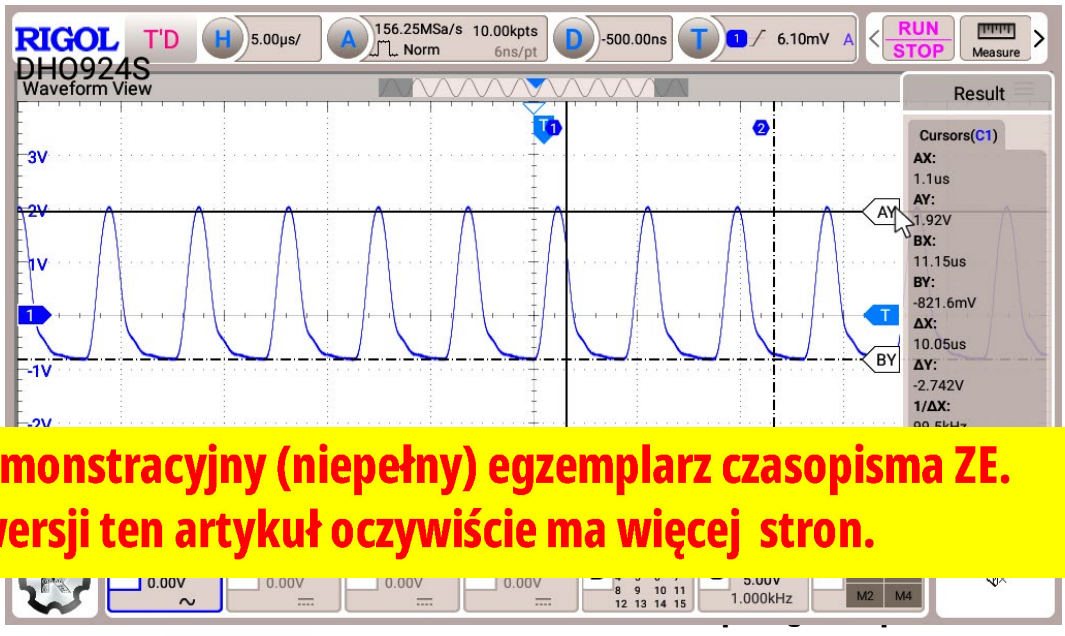
Pomiar pasma przenoszenia sondy

Sonda została podłączona do oscyloskopu bez terminatora. Przy dużych amplitudach sygnału terminator mógłby nadmiernie obciążyć wyjście wzmacniacza operacyjnego. Co prawda producent dopuszcza nawet zwarcie wyjścia do masy przez nielimitowany czas, ale z charakterystyki podanej w karcie katalogowej wynika, że przy zasilaniu symetrycznym ±12 V układ może oddawać jedynie 6 mA. Tak więc terminacja spowoduje ograniczenie napięcia wyjściowego do 600 mV (spadek napięcia na sumie oporności terminatora i R4).

Pomiarów dokonano za pomocą diody LED podłączonej przez opornik do generatora przebiegu sinusoidalnego. Sondę podłączono do oscyloskopu sprzężeniem stałoprądowym. **Rysunek 4** przedstawia oscylogram przy częstotliwości 1 kHz. Trzydecybelowe pasmo

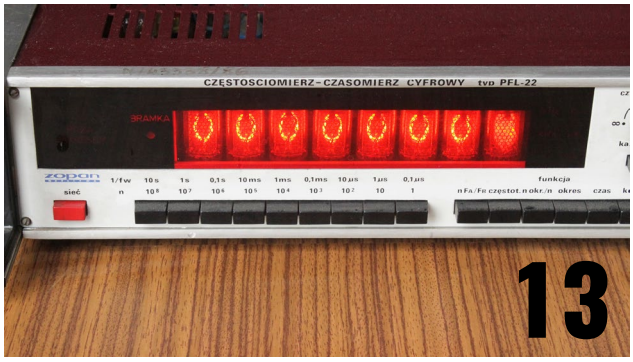


Rysunek 4



Rysunek 5

Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.



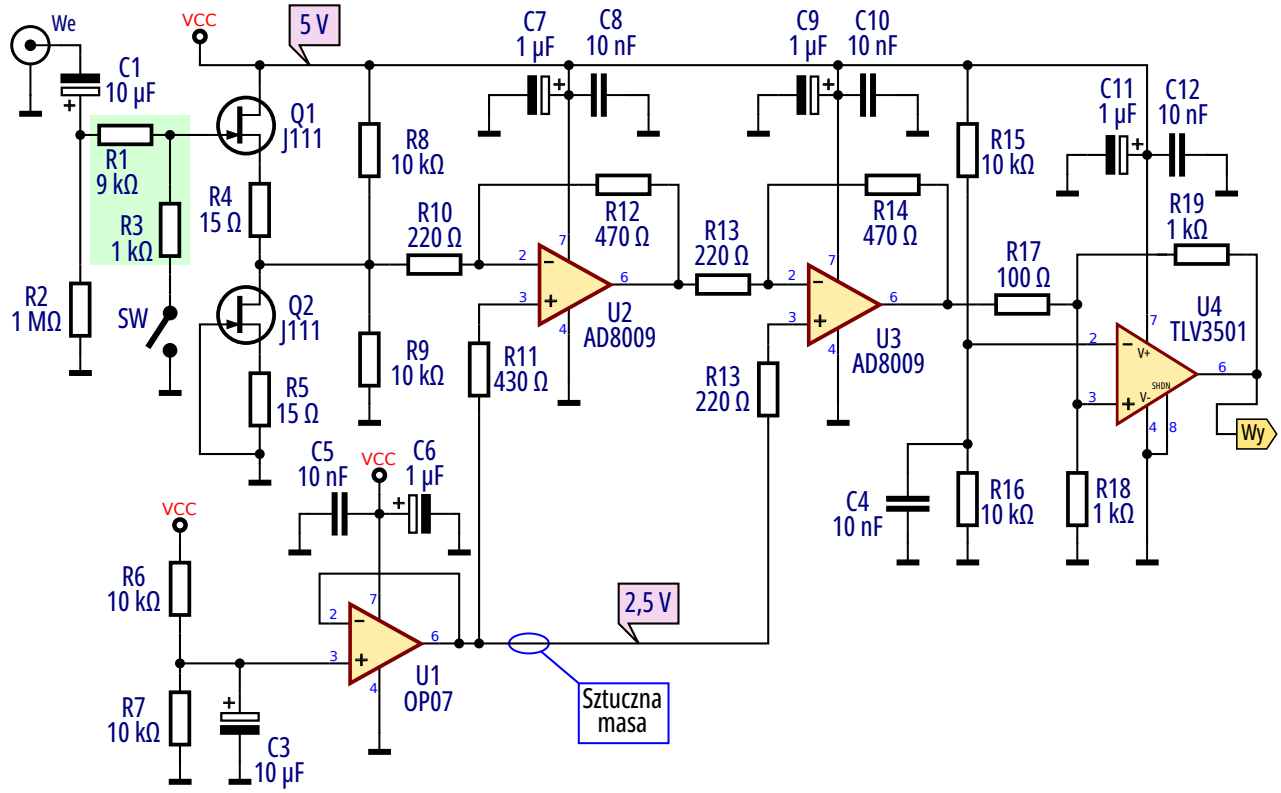


Wspólnie projektujemy: Częstościomierz, część 13

Idea wejściowego dzielnika
Symulacja układu
Układ rzeczywisty

Sygnał wejściowy przyrządu pomiarowego może przyjmować różne parametry elektryczne. Opracowanie wariantu, który będzie sobie radził w każdej sytuacji, nie zawsze jest uzasadnione (kwestia kosztów i niezawodności). Jednym z problemów, który wymaga rozwiązania jest duży sygnał wejściowy.

W stosunku do ostatniej wersji stopnia wejściowego wniosłem kilka zmian i modyfikacji. Nowy wariant schematu pokazuje **rysunek 1**. Został usunięty kondensator sprzęgający tranzystory JFET ze wzmacniaczem operacyjnym. Wartości rezystorów zostały tak dobrane, by w tym fragmencie „w stanie spoczynkowym" występowało napięcie o wartości połowy napięcia zasilającego. Z punktu widzenia



Rysunek 1

wzmacniacza operacyjnego będzie to sygnał zbliżony do masy (potencjału odniesienia) a sposób jego zasilania można nazwać symetrycznym (napięcie dodatnie oraz ujemne w stosunku do „sztucznej masy"). Wymaga to utworzenia obwodu sztucznej masy (fragment ze wzmacniaczem operacyjnym U1). Sygnał wejściowy będzie „drgał" w stosunku do tej sztucznej masy. Po wzmocnieniu przechodzi przez komparator, który „produkuje" z tego sygnał cyfrowy, porównując wzmocniony sygnał z napięciem 2,5 V (stałe napięcie pochodzące z dzielnika R15/R16). Istnienie kondensatora powodowało nieznaczną zmianę wartości napięcia odniesienia dla komparatora, która okazała się być zależna od mierzonej częstotliwości.

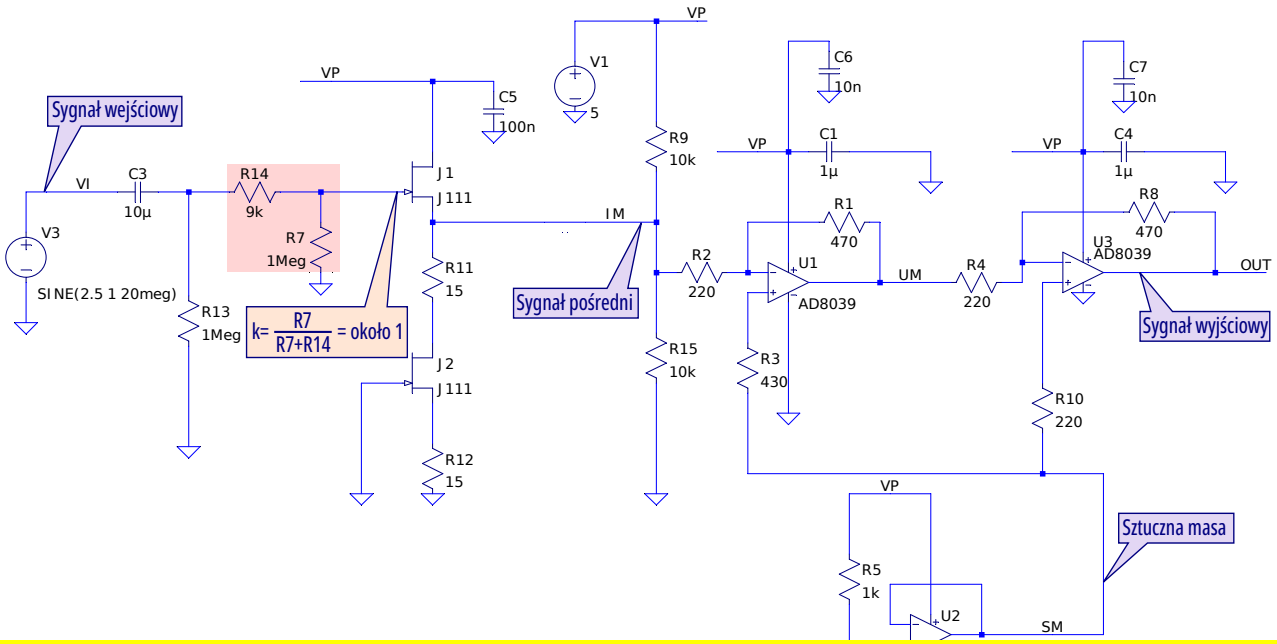
Idea wejściowego dzielnika

Poza wspomnianymi drobnymi zmianami istotną modyfikacją jest dodanie dzielnika napięciowego (wraz z przełącznikiem, zaznaczonym kolorowym tłem na rysunku). W większości przypadków amplituda sygnału wejściowego nie należy do „ekstremalnych", jednak zdarza się, że przyjmuje ona dużą wartość. Pojęcie dużej wartości jest kwestią interpretacji, jednak można to określić z elektrycznego punktu widzenia. Każdy wzmacniacz operacyjny ma swoje ograniczenia, gdyż nie może na swoim wyjściu „wydać" dowolnego napięcia (większego od napięcia zasilającego). Zbyt duży sygnał wejściowy może doprowadzić do nasycenia wzmacniacza operacyjnego. Jest to stan, w którym napięcie na jego wyjściu osiąga maksymalną wartość graniczną i przestaje rosnąć, mimo dalszego zwiększania sygnału na wejściu (iloczyn napięcia wejściowego i wzmocnienia układu wykracza poza zakres napięć zasilania a właściwie poza dopuszczalny zakres napięcia wyjściowego). Skutkiem tego jest „obcinanie wierzchołków" w przebiegach sinusoidalnych i wystąpienie zniekształcenia sygnału. Wiąże się to również z utratą liniowości wzmacniacza (chociaż w przypadku częstościomierza nie ma to istotnego znaczenia). Większe znaczenie ma czas wyjścia z nasycenia, po ustąpieniu przyczyny nasycenia wzmacniacz potrzebuje określonego czasu, aby wrócić do pracy w obszarze liniowym.

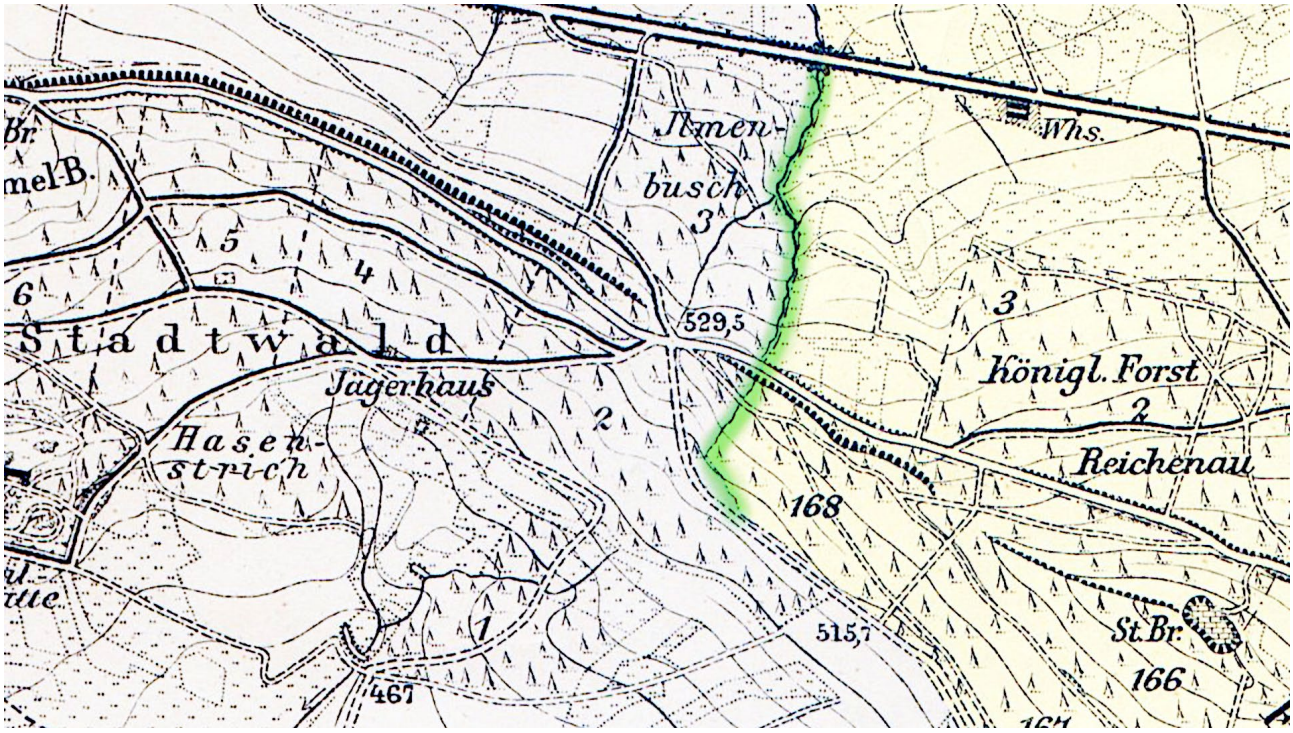
Rozwiązaniem może być zmniejszenie wzmocnienia lub zmniejszenie napięcia wejściowego. Zmniejszenia wzmocnienia nie wchodzi w grę, więc pozostaje redukcja wielkości sygnału. Na schemacie (rysunek 1) występuje dzielnik R1/R3 wraz z przełącznikiem SW. W wariancie przełącznika otwartego sygnał z wejścia przechodzi do tranzystora praktycznie bez utraty swojej amplitudy. Zwarcie styków włącza rezystor R3 do obwodu i do tranzystora dochodzi sygnał zredukowany pod względem amplitudy (jest stłumiony dziesięciokrotnie lub wyrażając to w skali logarytmicznej o 20 dB).

Symulacja układu

Zjawisko nasycenia można zaobserwować symulując działanie układu (użyty został program LTSpice). Symulowany układ pokazuje **rysunek 2**, gdzie otwarty przełącznik jest przedstawiony jako duża rezystancja.



Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.



GNSS RTK i dawne kamienie graniczne

W swoich dwóch wcześniejszych tekstach, jakie ukazały się na łamach pisma „Zrozumieć Elektronikę", opisywałem amatorski odbiornik GNSS RTK oraz osiąganą przez niego dokładność rzędu centymetrów. Co się jednak stanie, gdy z taką nawigacją wejdziemy w gęsty las?

Zabytkowe kamienie graniczne
Problem z dostępnością dokładnych map
Granica leśna koło Kamiennej Góry
Wędrówka po dawnej granicy
Dokładność osiągnięta w trudnym terenie
Odnalezienie kolejnego kamienia
Podsumowanie

Na samym początku warto zadać sobie pytanie: po co w ogóle używać tak precyzyjnej nawigacji w lesie? Podczas rekreacyjnych spacerów, górskich wędrówek czy zbierania grzybów w zupełności wystarcza GPS wbudowany w telefon. Wskazuje on naszą pozycję z dokładnością do kilkunastu metrów, co w codziennych zastosowaniach jest w pełni wystarczające.

Bywają jednak sytuacje, gdy taka precyzja okazuje się zbyt mała. Przykładem niech będzie moje poszukiwanie zabytkowych kamieni granicznych, które przed wiekami wyznaczały granice dawnych posiadłości. Część z nich zachowała się do dziś, a niektóre są obiektami o naprawdę imponujących rozmiarach.

Najokazalszy znany mi słup graniczny pokazuje **fotografia 1**. Jak widać jest znacznie wyższy ode mnie.



Fotografia 1

Takie olbrzymie kamienie ustawiono w 1541 roku na granicy Mniszego Lasu koło Męcinki na Dolnym Śląsku[1]. Jednak zazwyczaj graniczniki są nie tylko mniejsze, ale często także ukryte w zieleni.

Zabytkowe kamienie graniczne

Dziś graniczniki kojarzą się nam z kamiennym albo betonowym blokiem, na którym wyryto znak +, oznaczający przebieg granicy. Również przed wiekami wiele z nich miało podobną formę. Jednak niekiedy zdarzało się, że nie tylko wyznaczały one przebieg granicy, ale pokazywały również, do kogo należą poszczególne dobra. Na niektórych z nich wyryto inicjały właścicieli ziem, niekiedy uzupełniono je także herbami. Przykładem mogą być kamienne słupki wyznaczające granice Mniszego Lasu w Górach Izerskich. Jeden z nich, ustawiony w 1708 roku, ukazuje **fotografia 2**.

W przypadku tego lasu można dotrzeć nie tylko do archiwalnych dokumentów, słownie opisujących lokalizację 43 kamieni wyznaczających obręb obszaru należącego do zakonu, ale także do dawnej mapy katastralnej, ukazującej ich dokładne położenie[2]. Mapę taką można poddać georeferencji i wyznaczyć współrzędne każdego słupka. Teraz wystarczy udać się w te miejsca i na własne oczy przekonać się, czy nie znajduje się tam zabytkowy granicznik.

Problem z dostępnością dokładnych map

Trzeba tu zauważyć, że niekiedy nie sposób dotrzeć do archiwalnej mapy katastralnej, umożliwiającej precyzyjne wskazanie przebiegu dawnej granicy. Jednak nie zawsze jest to konieczne, gdyż niekiedy zdarza się, że dawne granice dóbr miały taki sam przebieg, jak dzisiejsza granica rozdzielająca państwa[3] albo gminy[4]. Bywa też, że obserwując linię graniczną na dawnej mapie zauważymy, że pokrywa się ona z konturami współczesnych działek ewidencyjnych. Istnieje wówczas pewna szansa, że ustawione tu przed wiekami słupki pełnią swoją pierwotną rolę do dziś.

W celu ich zlokalizowania w terenie możemy użyć popularnej aplikacji „Geoportal Mobile". Wystarczy włączyć w niej widoczność warstwy „Ewidencja gruntów i budynków", a wbudowana w smartfon nawigacja pokaże nam nasze położenie. Tyle tylko, że nawet w otwartym terenie musimy się liczyć z błędem rzędu co najmniej kilku albo kilkunastu metrów. Natomiast w gęstym lesie, przy braku widoczności nieba, dokładność lokalizacji może spaść jeszcze bardziej.



Fotografia 2

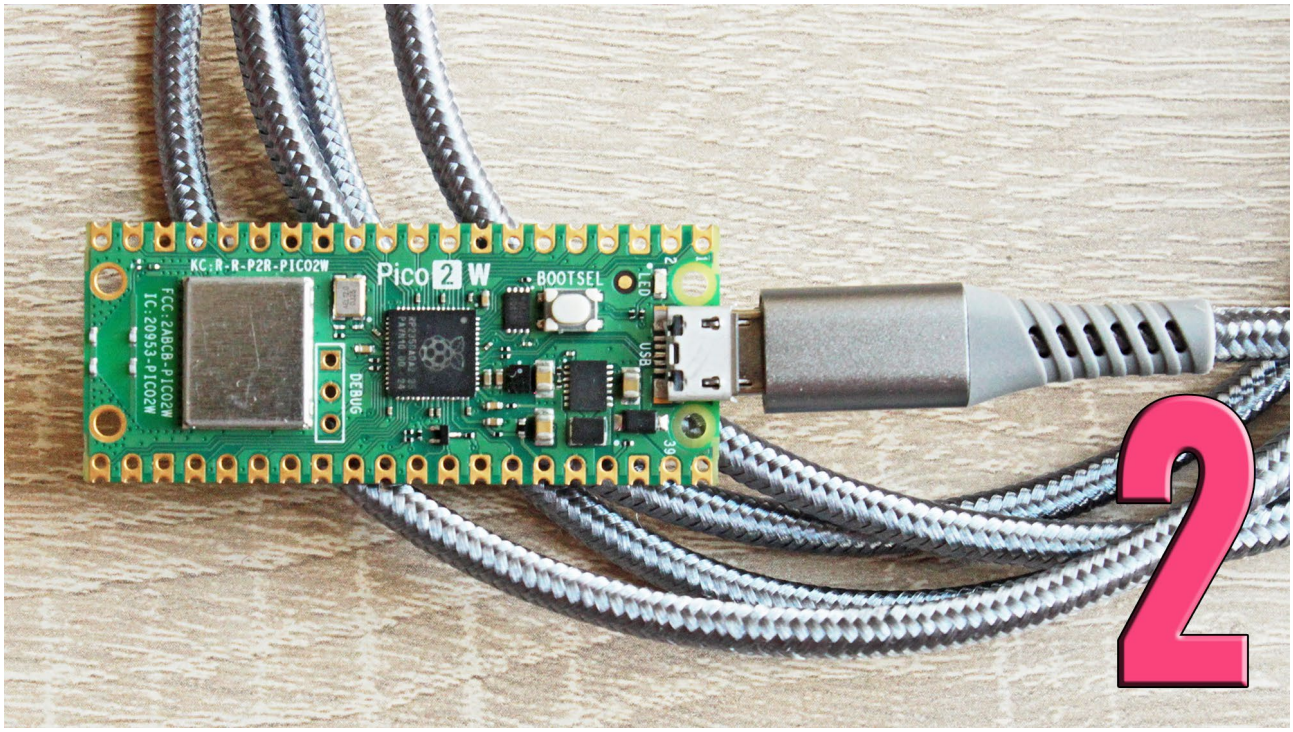
RTK w warunkach bardzo ograniczonej widoczności nieba. Jako miejsce eksperymentu wybrałem granicę dwóch lasów, należących niegdyś do różnych właścicieli. **Rysunek tytułowy** przedstawia fragment archiwalnej mapy topograficznej z 1907 roku[5], gdzie różnymi kolorami oznaczyłem tereny należące jeszcze na początku XIX wieku do dwóch posiadaczy: miasta Kamienna Góra i klasztoru w Krzeszowie. Dziś ziemie te leżą na Dolnym Śląsku, jednak w momencie sporządzania mapy były częścią Prus. Dlatego też widzimy tu niemieckie nazwy: las miejski opisano jako *Stadtwald*, natomiast dawny las klasztorny, po rozwiązaniu zakonu przejęty przez króla, to *Königliche Forst Reichenau*. Odcinek, na którym przeprowadzałem swoje testy, oznaczyłem tu zielonym kolorem.

Okolice te odwiedzałem już kilkukrotnie i wiem, że można napotkać tu co najmniej trzy, ustawione w 1733 roku, kamienie graniczne. Co bardzo istotne, porównanie przebiegu dawnej granicy z konturami współczesnych działek geodezyjnych pokazuje, że najprawdopodobniej częściowo pokrywają się one ze sobą. Stąd też uznałem, że będzie to idealne miejsce do testów.

Wędrówka po dawnej granicy

Pokonanie wspomnianej trasy, mierzącej niecały kilometr, zabrało mi aż dwie godziny. Oczywiście

Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.



„Malinka” dla początkujących, część 2

Moduł Raspberry PI z mikrokontrolerem RP2350 to nowoczesne rozwiązanie pozwalające na realizację wielu złożonych algorytmów. Ich użycie wymaga trochę wiedzy dotyczącej ich budowy czy sposobu działania. Poznawanie modułu warto zacząć od manipulacji pinami.

Piny w Raspberry Pi Pico 2W
Pakiet Arduino-pico
Prezentacja operacji na grupach pinów

Użytkownicy pakietu Arduino dla mikrokontrolerów ATMEGA zapewne przyzwyczaili się do sposobu identyfikowania wyprowadzeń modułu (w rzeczywistości odpowiednich pinów samego mikrokontrolera), który niewiele ma wspólnego z realnym podziałem pinów powiązanych z układem ATMEGA328 (jak i każdego innego). Do manipulacji pinami zostało zaproponowanych wiele funkcji. Minimalny ich zestaw musi zawierać możliwość określenia kierunku ich pracy, wymuszenia określonego stanu na wyjściu, jak również wczytania stanu wymuszanego przez jakiekolwiek układy zewnętrzne przyłączone do mikrokontrolera (ograniczając się obecnie do przetwarzania sygnałów cyfrowych, gdyż mikrokontrolery AVR w zakresie sygnałów analogowych mają możliwość jedynie przyłączyć zewnętrzny sygnał analogowy do przetwornika ADC). Użycie mikrokontrolera *Raspberry Pi Pico 2W* w środowisku Arduino oferuje znacznie więcej możliwości. Wystarczy przykładowo wspomnieć o możliwości wczytania stanu wielu pinów jednocześnie. W ARV-owym Arduino takich funkcji nie ma i nie rozumiem tego stanu, gdyż wysłanie jednoczesnego wysterowania lub wczytanie jednoczesnego stanu więcej niż jednego pinu nie jest operacją marginalną w realnych zastosowaniach.

Piny w Raspberry Pi Pico 2W

Organizacja pinów w mikrokontrolerze RP2350 jest odmienna od tej zastosowanej w AVR-ach.

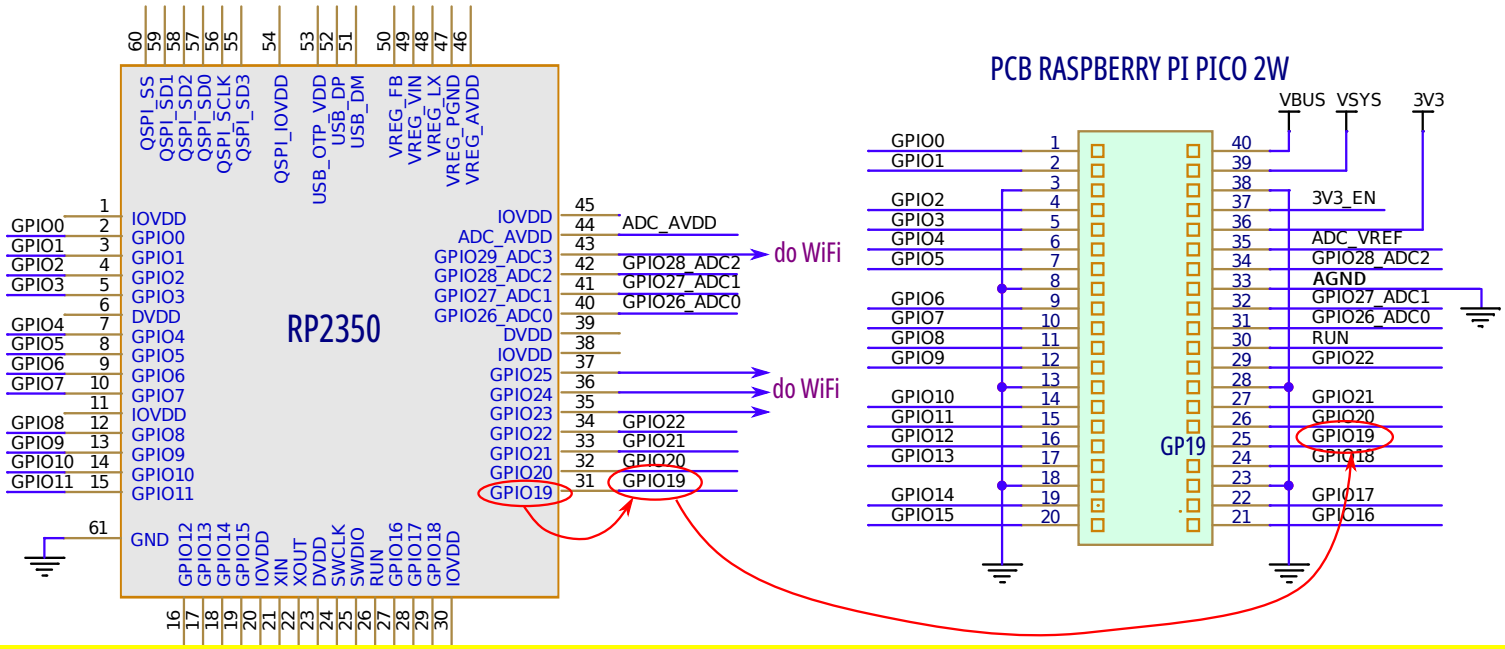
Ponieważ ARV-ry są 8-bitowe, musiały zostać podzielone na 8-bitowe pakiety nazywane portami (PORTA, PORTB itp., chociaż tu należy pamiętać, że nie wszystkie porty są w pełni 8-bitowe, odliczając z tej puli wyprowadzenia dedykowane do takich funkcji jak reset, czy przyłączenie rezonatora kwarcowego, 8-bitowość portów jest większą iluzją). W Raspberry w pewnym sensie jest podobnie, gdyż w układach z mikrokontrolerami musi istnieć mechanizm grupujący wyprowadzenia w odpowiednią strukturę.

W architekturze Raspberry Pi zastosowano podejście oparte na tzw. bankach, a operacje rejestrowe obejmują wszystkie piny równocześnie (chociaż to może wyglądać jedynie na zamianę słowa port na bank). Istotne w tym jest jedno: wszystkie one należą do jednej struktury nadrzędnej i zachodzi ścisła korelacja identyfikacji pinu (jako nadruku na PCB) z pinem mikrokontrolera (jako lokacja w przestrzeni zestawu rejestrów), bit 0 w rejestrze odpowiada za GPIO0, bit 1 za GPIO1 itp. (**rysunek 1**). Można to interpretować w ten sposób, że procesor dysponuje jednym bankiem 0. Wszystkie piny typu GPIO (General-Purpose Input/Output – wejście/wyjście ogólnego przeznaczenia) należą do banku 0 (bank użytkownika). Istnieje jeszcze bank 1, oddzielny, dedykowany do obsługi zewnętrznych pamięci Flash oraz PSRAM zawierający 6 pinów, użytkownik rzadko go wykorzystuje. W większości „starych" mikrokontrolerów rejestry danych są 8-bitowe, więc piny dzieli się na grupy, mikrokontroler RP2350 jest natywnie układem 32-bitowym. To pozwala na atomową (niepodzielną) realizację operacji dotyczących portów, nie zaistnieje zjawisko „wyścigów", gdy powstanie potrzeba zapisu/odczytu kilku pinów jednocześnie.

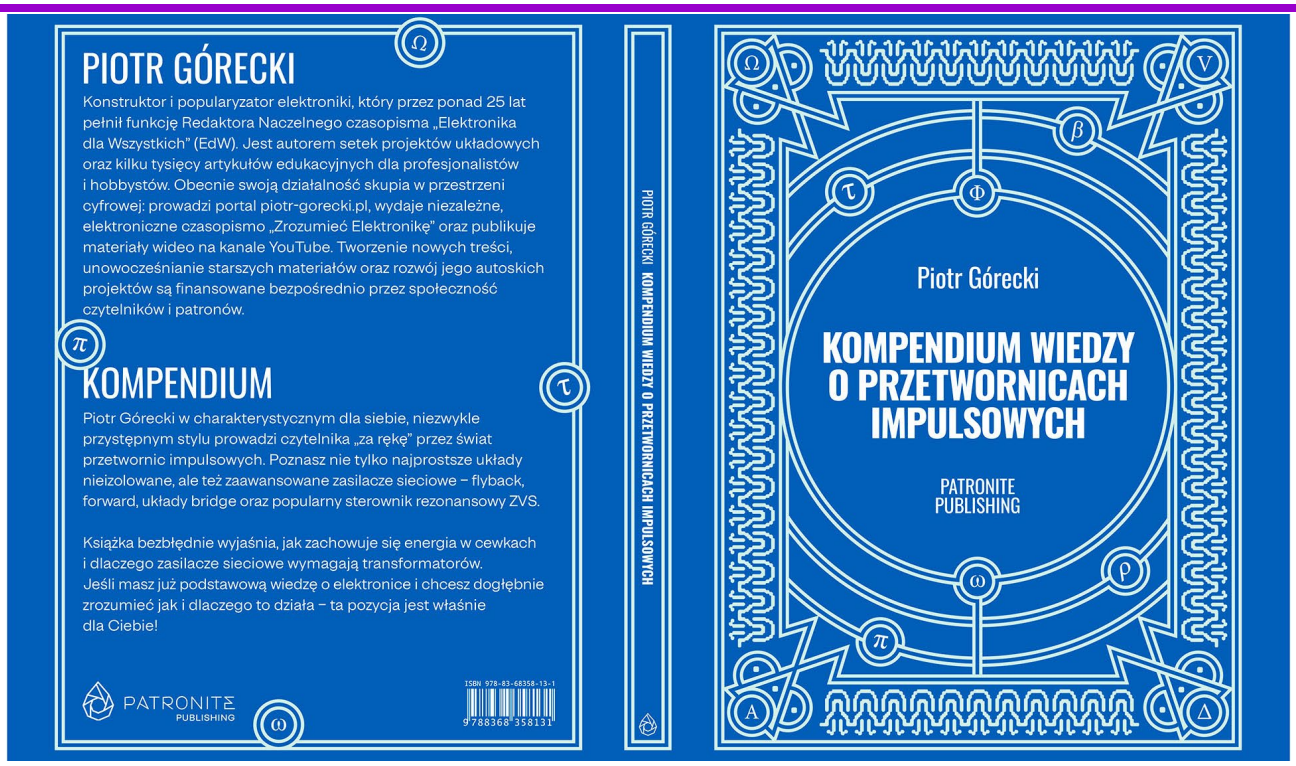
Pakiet Arduino-pico

Przy pisaniu programu dla mikrokontrolera RP2350 często niezbędne jest dodanie instrukcji, które wykonują określoną interakcję ze „sprzętem" wbudowanym w mikrokontroler. Wymaga to manipulowania odpowiednimi bitami w różnych rejestrach umieszczonych w jego przestrzeni adresowej. Obecne mikrokontrolery są wystarczająco złożone i nie jest zalecane, by samodzielnie wykonywać tego typu operacje. Producent opracował odpowiedni zbiór funkcji ułatwiających ich realizację, określa się je jako SDK (Software Development Kit – zestaw narzędzi programistycznych). Taki pakiet zawiera wiele gotowych funkcji (ogólnie zasobów), który twórcy systemów, urządzeń lub usług udostępniają programistom, aby ułatwić im pisanie aplikacji na daną platformę. Typowo w skład SDK wchodzą:

- biblioteki i fragmenty kodu – gotowe funkcje i bloki konstrukcyjne, z których buduje się program,
- interfejsy API (Application Programming Interface – Interfejs Programowania Aplikacji) – protokoły pozwalające aplikacji na bezpieczną i łatwą komunikację z danym systemem lub usługą,
- dokumentacja – instrukcje i wytyczne wyjaśniające, jak prawidłowo korzystać z dostępnych narzędzi,
- przykłady kodu – proste, działające wzorce ułatwiające zrozumienie działania systemu.



Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.



Część 1

Idea zasilaczy impulsowych, i... co dalej

Niniejszy artykuł, należy traktować jako „takie sobie opowiadanie" o zasilaczach – przetwornicach. Abstrahuję tu od należnej im fizyki, elektroniki i matematyki. Naświetlam tylko sytuację, jaka obecnie panuje na tym polu. Taka koncepcja tłumaczy też, dlaczego nie zamieszczam tu wielu ilustracji.

Przetwornice – to bardzo proste i bardzo skomplikowane
Trudne zagadnienia: pętla feedbacku i transformator
Problem niedoskonałości kluczy
Dlaczego układy rezonansowe?
Idea klasycznej przetwornicy rezonansowej

Inspiracją dla tego opracowania była krótka rozmowa z autorem książki "Kompendium Wiedzy o Przetwornicach Impulsowych". Pan Piotr Górecki z charakterystycznym dla siebie talentem dydaktycznym, prowadzi w niej czytelnika przez meandry wiedzy, które zaowocowały obserwowaną karierą różnego rodzaju przetwornic napięcia. To temat ciekawy i bardzo ważki w obwodach współczesnej elektroniki analogowej. A tu fizyczne podstawy zjawisk są ważniejsze niż gdziekolwiek indziej. Wydaje się, że ten obszar elektroniki pozostanie na zawsze analogowy. Jedynie jako ciekawostkę można wymienić pomysły cyfryzacji przetwornic. Okazuje się, że zastosowanie mikroprocesora jest tu możliwe. Oblicza on, jaki powinien być PWM najbliższych taktów pracy zasilacza impulsowego. A najciekawsze jest to, iż okazuje się, że zdąży to zrobić podążając za prostym software'em. Takie pomysły nie znalazły żadnego praktycznego zastosowania. Niemniej, sterownik zasilacza impulsowego jest zbudowany w większości z elementów cyfrowych. Schematy struktury drivera przetwornicy ujawniają, iż znajdziemy tu przerzutniki, bramki logiczne

i wzmacniacze operacyjne pracujące jako analogowe komparatory. Ogromną karierę jaką przetwornice napięcia robią od dwóch ostatnich dekad dwudziestego wieku, zawdzięczamy „dwutorowości nauki" w tym zakresie. Jednym torem są pomysły układowe, a drugim konstrukcja elementów, które sprostają wymogom, jakie narzuca ten „pierwszy tor". W szczególności chodzi tu o parametry dostępnych tranzystorów, które powinny zbliżać się do – kluczy idealnych. Jednak ideał nie istnieje, a fizyka zjawisk pozostaje najważniejsza w zrozumieniu co się tu dzieje. I takie zadanie postawił sobie autor ostatniej publikacji „Kompendium Wiedzy o Przetwornicach". Zaczynając od wydawałoby się banalnego zadania – zrozumienia czym jest kondensator i cewka magnetyczna. Pan Piotr Górecki zachęca Czytelnika, aby nie zbagatelizował tych podstaw fizycznych. Ale idealny kondensator, idealna cewka czy transformator też nie istnieje. A więc nie tylko tranzystor – klucz pozostawia do życzenia. To wszystko sprawia, że prosta idea jakiejkolwiek konfiguracji przetwornicy, staje się bardzo skomplikowana. Jednak tę ideę należy poznać na samym początku zgłębiania wiedzy o przetwornicach napięcia. I wydaje się, że to zadanie doskonale ułatwia „Kompendium Wiedzy..." Pana Piotra Góreckiego. Ale dystans między podstawami a wszystkimi niuansami w pracy przetwornic jest ogromny. To tak, jakby ktoś kto poznał arytmetykę binarną i algebrę Boole'a, powiedział – to ja już wiem jak działa komputer.

Przetwornice – to bardzo proste i bardzo skomplikowane

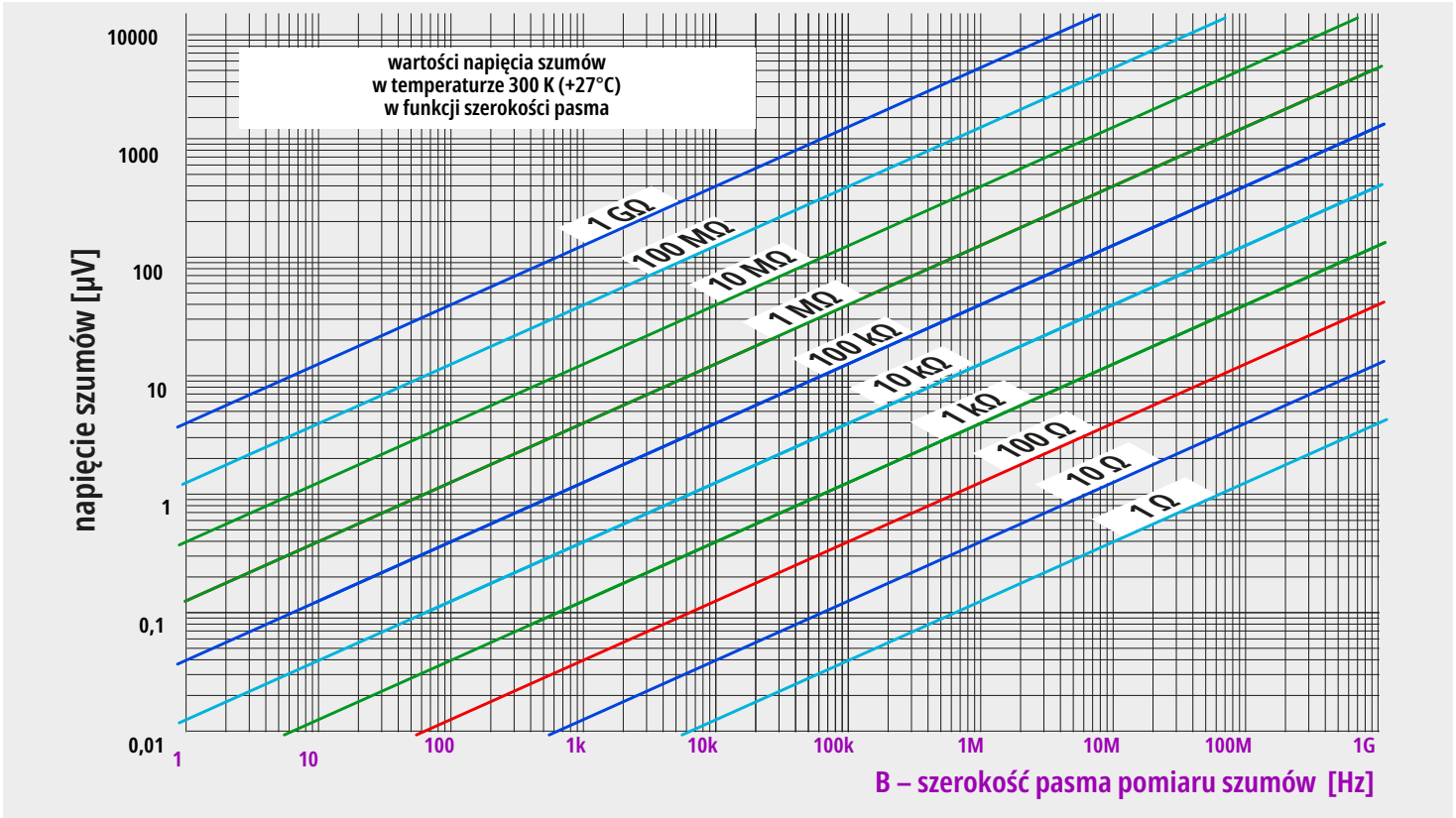
Z przetwornicami sprawa jest bardzo interesująca. Z jednej strony widać potencjał, jaki niesie praca z coraz wyższymi częstotliwościami kluczowania. Z drugiej strony jednak, właśnie wtedy ujawniają się coraz to nowe i bardzo skomplikowane zjawiska i zagadnienia. Wydaje się, iż w pewnym momencie konstruktorzy napotykają „mur nie do przeskoczenia". I tak jest i nie jest. Nie tylko niedoskonałości elementów (kondensatorów, cewek czy kluczy) stają się fizykalnym ograniczeniem. Także strome zbocza napięć i prądów są problemem „samym w sobie". I to problemem ogromnym. Sieją zakłócenia do często bliskich i czułych obwodów cyfrowych. A wkrótce, ścieżki na płytce PCB staną się... linią długą. Te problemy, to trudny do zgryzienia orzech, ale właśnie przez to temat ciekawy, fascynujący. Książ-

Jeszcze bardzo daleko. Zwrócę tylko uwagę na dwa szczególnie trudne zagadnienia, które napotyka konstruktor. Nie chodzi w tym momencie o to, aby umieć je do końca rozgryźć i rozwiązać. Ale koniecznie trzeba z nich sobie zdawać sprawę.

Trudne zagadnienia: pętla feedbacku i transformator

Jednym z tych szczególnie trudnych zadań jest projekt transformatora w przetwornicy, a drugim pętla stabilizacji – pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego. A tu sprawa jest nietypowo ciekawa. Bo praktyka bywa mimo wszystko prostsza od teorii. Pętlę można zawsze przekompensować (spowolnić), i układ będzie stabilny. Transformator także można przewymiarować. Jeśli będzie powiedzmy dwukrotnie większy od tego „jaki mógłby być" – to też nie będzie źle. Problem jest wtedy, gdy chcemy, aby projekt był optymalny. Pętlę zwykle stabilizuje jakiś mały kondensatorek o wartości w zakresie pikofaradów (ewentualnie plus dwójnik szeregowo połączonych elementów RC). Można na nie wręcz nie zwrócić uwagi na schemacie zasilacza. A nawet konstruktor może się z nimi wiele nie kłopotać, dobierając te elementy eksperymentalnie. Jeśli natomiast postawi sobie zadanie ich obliczenia, to wielki szacunek. Problemem jest bowiem nie samo ustabilizowanie układu zapętlonego sprzężeniem zwrotnym, ale równoczesny wymóg możliwie dobrej dynamiki – szybkiej reakcji. A już samo stworzenie modelu matematycznego zasilacza jako obwodu regulacji, działającego na bazie idei ujemnego sprzężenia zwrotnego, jest zadaniem trudnym. Bardzo trudnym. I nie koniec na tym, gdy uda się to zrobić. Położenie zer i biegunów nie jest do końca zdeterminowane. Przesuwają się one pod wpływem różnych czynników. Obciążenia, wielkości napięcia wejściowego, czy rozrzutu parametrów elementów biernych i czynnych (np. wzmocnienia WO) analizowanego zasilacza. A dobry projekt musi to wszystko uwzględniać. Podkreślam, nie stawiamy sobie zadania rozwiązania tych zagadnień, ale koniecznie trzeba mieć świadomość ich istnienia. Na przykład, w najprostszej konfiguracji zasilacza buck, mamy tylko jedną cewkę jako element magazynujący energię, jeden klucz i kondensator filtrujący napięcie wyjściowe. Czy może być coś prostszego? Ale nawet w tak prostym układzie zauważymy, że w zależności od ilości energii czerpanej z wyjścia (obciążenia

Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.



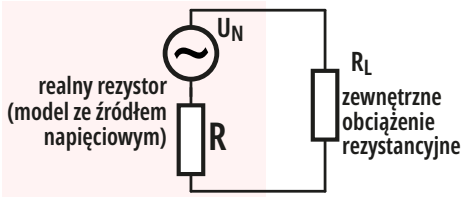
Szumy, zniekształcenia, zakłócenia i decybele (4)

To jest czwarty artykuł cyklu, który w przystępny sposób przedstawia tytułowe, niełatwe zagadnienia. Niezbędnym wprowadzeniem były artykuły dotyczące decybeli. W poprzednim zaczęliśmy omawiać szumy. Zaczęliśmy od szumów termicznych, a w tym artykule zagłębiamy się w kolejne aspekty tematu.

Moc „elektrowni rezystorowych”
Jakie są wartości napięcia i prądu szumów?
Wartość napięcia i prądu szumów
Problem z innymi rodzajami szumów
Dwa główne aspekty problemu szumów

Dwa wstępne artykuły tej serii poświęcone były decybelom i mierze logarytmicznej. W poprzednim artykule zaczęliśmy omawiać bardzo obszerny temat szumów. Właśnie z uwagi na liczne trudne aspekty, zaczęliśmy od „szumów najprostszych”, mianowicie od szumów cieplnych, termicznych. Wiemy już, że chaotyczne drgania wynikające z energii cieplnej powodują, że każdy rezystor, a raczej każda rezystancja, jest „mikroelektrownią” – wytwarza przypadkowe przebiegi elektryczne. Wiemy, że te przebiegi to napięcia i prądy zmienne o najróżniejszych, przypadkowych częstotliwościach. Drobna uwaga: w tym cyklu artykułów „szum” w liczbie pojedynczej oraz „szumy” w liczbie mnogiej zwykle oznaczają dokładnie to samo, ale niekiedy określenie szumy oznacza złożenie, sumę szumów pochodzących z różnych źródeł lub o różnych właściwościach.

Przypominam też, że każdy rezystor w temperaturze powyżej zera bezwzględnego jest „elektrownią”, która dysponuje jakąś mocą P, którą może przekazać do obciążenia, według **rysunku 1**. Warto mieć wyobrażenie, jaka jest ta moc i jakie mogą to być napięcia i prądy.

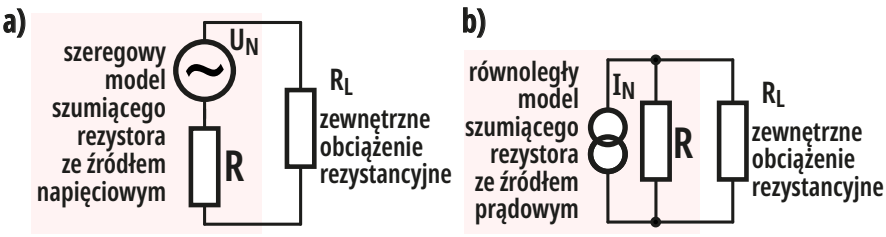


„elektrownia rezystorowa” może dostarczać energię do zewnętrznego obciążenia R_L

Rysunek 1

Moc „elektrowni rezystorowych”

Oto fundamentalna zależność, bardzo prosta dla szumu termicznego, który jest „równomiernym” szumem białym: **P = k • T • B**. Stała Boltzmanna **k,** zgodnie z nazwą jest niezmienna, więc moc jaką rezystor w najlepszym przypadku może przekazać do obciążenia jest wprost proporcjonalna do wyrażonej w kelwinach temperatury bezwzględnej **T** oraz do interesującego nas pasma częstotliwości **B**.



największą moc można przekazać do obciążenia tylko wtedy, gdy rezystancja obciążenia R_L jest równa rezystancji rezystora R

Rysunek 2

Dlaczego napisałem „w najlepszym przypadku”? Otóż mówimy o „elektrowni termicznej”, która dostarcza energię do jakiegoś obciążenia. We wzorze tego nie widać, ale ta „elektrownia” ma jakąś rezystancję, a właściwie to ta elektrownia jest rezystancją – rezystancją o jakiejś wartości R. Obojętnie, czy przyjmiemy model „elektrowni” ze źródłem napięciowym, czy ze źródłem prądowym, najwięcej mocy dostarczy ona do obciążenia wtedy, gdy rezystancja obciążenia R_L będzie równa „rezystancji wewnętrznej elektrowni” R, co ilustruje **rysunek 2**. To właśnie jest „najlepszy przypadek”.

Przy innej rezystancji obciążenia nie można „wyciągnąć z elektrowni jej pełnej mocy”. W grę wchodzi oczywiście dopasowanie energetyczne, które szeroko opisywałem w artykułach:

Dopasowanie energetyczne: błogosławieństwo, przekleństwo?
Dopasowanie energetyczne. Czy w ogóle jest potrzebne?

Ogólne wiadomo, że w przypadku dopasowania energetycznego możemy ze źródła energii do obciążenia przekazać maksymalną moc i wiadomo, że niestety taka sama moc wydzieli się w rezystancji wewnętrznej.

My rozpatrujemy teraz szum biały, dlatego najpierw warto policzyć, jaka dla jakiejś wybranej temperatury T jest, zależna tylko od tej temperatury, gęstość mocy **p = kT**, a dopiero potem obliczyć moc, mnożąc tę gęstość kT przez szerokość interesującego nas pasma częstotliwości B. W ten sposób obliczymy moc szumów w danym paśmie; podkreślam – moc niezależną od rezystancji R.

A oto przykre wiadomości dla tych, którzy chcieliby budować i wykorzystywać „elektrownie rezystorowe”. Otóż stała Boltzmanna jest bardzo mała ($k = 1{,}380649\times10^{-23}$ Ws/K) i na przykład w „okrągłej” temperaturze 300 kelwinów, czyli około +27°C, gęstość mocy mocy **p** wynosi około 4×10^{-21} wata na herc (dla porównania: miliardowa część miliardowej części to dopiero 10^{-18}).

moc około 4×10^{-12} czyli moc czterech pikowatów (0,000004 mikrowata, 0,000000000004 W). A gdybyśmy potrafili jakimś cudem wykorzystać wszystkie szumy cieplne w zakresie częstotliwości od zera do, powiedzmy, 1000 gigaherców, to moglibyśmy pozyskać moc 0,004 mikrowata (0,000000004 W). Jak widać, moc „elektrowni rezystorowej” jest znikoma. A jak jest z napięciem i prądem szumów?

Jakie są wartości napięcia i prądu szumów?

Jak widać, obliczenia dotyczące ***mocy*** szumu termicznego są proste i oczywiste, ale praktyczne szczegóły już takie nie są, bo częściej interesują nas ***napięcie***, a nie moc. A w omawianych w poprzednim artykule serii obliczeniach dotyczących napięcia i prądu pojawia się, straszący wielu, ***pierwiastek z herca***. W grę wchodzi bowiem matematyczna operacja pierwiastkowania no i także pojawia się rezystancja. Tu intuicja zawodzi, wnioski mogą się z początku wydawać bardzo dziwne, ale bardzo gorąco zachęcam – nie przestrasz sie i przeanalizuj dalszą część artykułu. Nie zniechęć sie, jeżeli na razie jeszcze nie widzisz ani całości zagadnienia, ani praktycznego zastosowania. To się wyjaśni stopniowo w następnych artykułach serii. To są właśnie trudniejsze aspekty elektroniki. Trudniejsze, ale wcale nie takie trudne, jak się w pierwszej chwili wydaje. Pierwiastkujemy i pasmo B (pierwiastek z herca), i wartość rezystancji R (pierwiastek z oma), i temperaturę bezwzględną T (pierwiastek z kelwina).

$U = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R} \times \sqrt{B}$

$I = \sqrt{4 \cdot k \cdot T / R} \times \sqrt{B}$

Nie przestrasz się poniższych rozważań, nie bój się pierwiastka z herca, pierwiastka z oma i z kelwina! Zwróć uwagę na praktyczne wnioski, które wcale nie są takie trudne, jak się wydaje, tylko trzeba się skupić. Jak pokazałem w poprzednim artykule serii, jeśli interesuje nas nie moc P, tylko napięcie U lub prąd I, wtedy po prostu należy zdecydować się na jakąś wartość rezystancji R i trzeba wykorzystać powyższe wzory z pierwiastkiem.

Obliczmy wspólnie napięcie szumów cieplnych,

Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.

Błyszczący hałas

10 języków

Szum błyszczący to forma szumu elektronicznego, która została po raz pierwszy opisana eksperymentalnie przez Johna Bertranda Johnsona (1925) i Waltera Schottky'ego (1926) za pomocą teoretycznej analizy wyników pomiarów. Efekt ten był obserwowany w czasie, gdy elektrony były emitowane ze świecących katod i został wyjaśniony przez migotanie na powierzchni katody. W publikacji Schottky'ego termin ten został użyty po raz pierwszy. Dlatego w literaturze anglojęzycznej hałas iskier jest również nazywany migotaniem, co doprowadziło do zgermanizowanego terminu migotanie szum.

Schottky określa na podstawie pomiarów Johnsona dwie różne gęstości wyjściowe szumu widmowego dla różnych materiałów katodowych, a mianowicie raz widmo, które jest proporcjonalne $1/f^2$ jest, a z drugiej strony, taki, który jest proporcjonalny $1/\left(f_0^2+f^2\right)$ Jest.

Dlatego nie różni się ono od innego zjawiska zatrucia, które jest określane w literaturze jako hałas 1/f.

Błyszczący hałas $1/f$ jest silnie zależny od budynku i jest pochodną hałasu 1/f. Jego powstawanie obserwuje się głównie w metalowych połączeniach układów scalonych. Występuje częściej z większą gęstością prądu w ściśle sąsiadujących ze związkach metalicznych (wiązaniach z drutu).[1] Jego wpływ jest szczególnie zauważalny przy bardzo niskich częstotliwościach i jest znikomy z zakresu częstotliwości większego niż 10 kHz.

Pomiar iskrzącego szumu może być stosowany jako miara jakości międzysieciowej w układach scalonych i hybrydach. Jest to stosunkowo szybka i dokładna metoda oceny niezawodności połączeń metalowych w sposób nieniszczący.[1]

Literatura [Edycja | Edytuj kod źródłowy]

- John Bertrand Johnson: *Efekt Schottky'ego W Obwodach Niskiej Częstotliwości.* W: *Przegląd fizyczny*. Tom. 26, nr 1, lipiec 1925,
- Walter Schottky: *Efekt Małego Ujęcia I Efekt Migotania.* W: *Przegląd fizyczny.* Tom. 28, nr 1, lipiec 1926, s. 74–103,

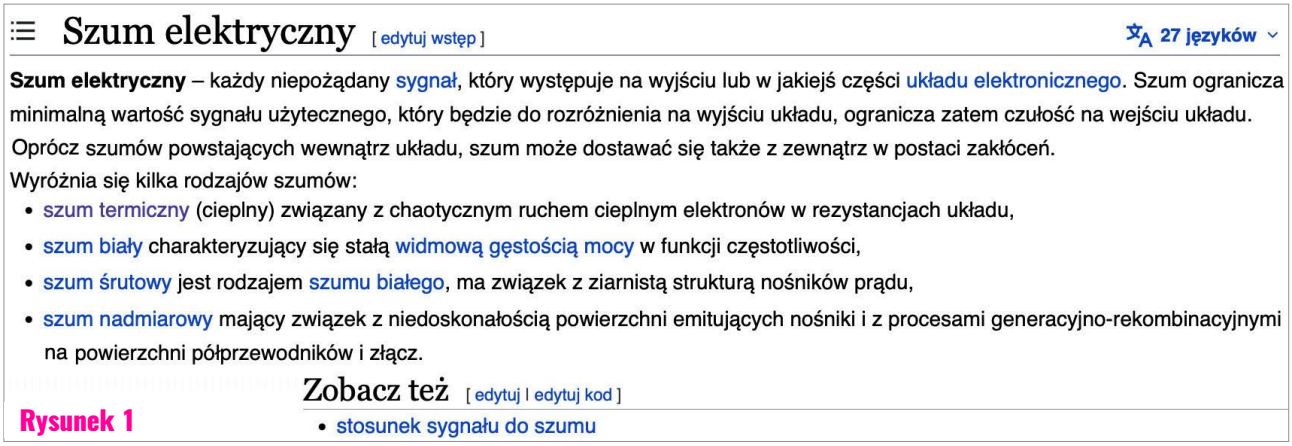
Szumy, zniekształcenia, zakłócenia i decybele (5)

To jest piąty artykuł cyklu, który w przystępny sposób przedstawia tytułowe niełatwe zagadnienia. Po niezbędnym wprowadzeniu dotyczącym decybeli, w dwóch poprzednich artykułach omówiłem szumy termiczne. W tym artykule spróbuję uporządkować najważniejsze informacje o różnych innych szumach.

Szumy termiczne
Szumy śrutowe
Szumy lawinowe
Flicker noise, czyli szumy migotania
Rozmaite „szumy z niedoskonałości”
Excess noise, czyli szumy nadmiarowe
Szumy termiczne w elementach elektronicznych
Dwa matematyczne aspekty problemu szumów

Po omówieniu decybeli i miary logarytmicznej, w dwóch ostatnich artykułach dość dokładnie omówiłem szumy termiczne. Nieprzypadkowo, głównie „dla zachęty” zacząłem właśnie od szumów termicznych, bo po pierwsze są one powszechne i często najważniejsze, a po drugie są „najłatwiejsze”, bo jest to szum „równomierny”, który nazywany szumem białym. Tak, ale temat szumów jest niesamowicie obszerny. Już wcześniej sygnalizowałem, że są też rozmaite szumy „kolorowe”, które są „nierównomierne w różny sposób”. Chodzi o to, że częstotliwościowa gęstość szumów, czyli „ilość” szumów przypadająca na jednostkę częstotliwości nie jest stała.

W poprzednim artykule serii przedstawiłem „mieszankę firmową” rozmaitych nazw szumów. Przypomnę ją: *szum biały, excess noise, szum śrutowy, 1/f noise, flicker noise, szum lawinowy, szum czerwony, szum Gaussa, thermal noise, Johnson noise, Johnson–Nyquist noise, szum migotania, telegraph noise (RTN), szum różowy, Poisson noise, szum niebieski, Schottky noise, shot noise, szum szary, burst noise, szum impulsowy, szum wybuchowy, avalanche noise, szum 1/f², szum fioletowy, szum popcorn, szum nadmiarowy...* Wskazałem wstępnie, że w uporządkowaniu bałaganu pomoże ***rozróżnienie aspektów inżynierskich, praktycznych oraz aspektów, powiedzmy, obliczeniowych***.



Szum elektryczny [edytuj wstęp] 27 języków

Szum elektryczny – każdy niepożądany sygnał, który występuje na wyjściu lub w jakiejś części układu elektronicznego. Szum ogranicza minimalną wartość sygnału użytecznego, który będzie do rozróżnienia na wyjściu układu, ogranicza zatem czułość na wejściu układu. Oprócz szumów powstających wewnątrz układu, szum może dostawać się także z zewnątrz w postaci zakłóceń.
Wyróżnia się kilka rodzajów szumów:

- szum termiczny (cieplny) związany z chaotycznym ruchem cieplnym elektronów w rezystancjach układu,
- szum biały charakteryzujący się stałą widmową gęstością mocy w funkcji częstotliwości,
- szum śrutowy jest rodzajem szumu białego, ma związek z ziarnistą strukturą nośników prądu,
- szum nadmiarowy mający związek z niedoskonałością powierzchni emitujących nośniki i z procesami generacyjno-rekombinacyjnymi na powierzchni półprzewodników i złącz.

Zobacz też [edytuj | edytuj kod]

- stosunek sygnału do szumu

Rysunek 1

Takie rozróżnienie jest niezbędne, bo w licznych publikacjach są one wymieszane, używane nieprecyzyjnie, co najbardziej przeszkadza tym, którzy dopiero zaczynają zgłębiać obszerną tematykę szumów. Podstawowym problem początkujących jest właśnie rozeznanie się w tym gąszczu dziwnych określeń. Przykładem może być wpis w Wikipedii – **rysunek 1**, który początkującym praktycznie niczego nie wyjaśnia. Jeżeli wyjaśnimy, posortujemy i uporządkujemy określenia i nazwy, wtedy okaże się, że to, co naprawdę najważniejsze wcale nie jest takie trudne, jak mogłoby się wydawać.

Zaczniemy więc od próby uporządkowania zacytowanej właśnie „bałaganiarskiej mieszanki firmowej". Pokażę, że niektóre określenia są *ogólne i wieloznaczne*, nie zawsze prawidłowo stosowane w opisach. Ale przede wszystkim wyjaśnię, które określenia i nazwy szumów są *synonimami*, które dotyczą ***aspektu inżynierskiego*** – pochodzenia i przyczyn szumów, a które dotyczą ***aspektu matematycznego*** – *matematycznego opisu*, a nie fizycznych źródeł szumu. Wtedy okaże się też, że *aspektu inżynierskiego* oraz *aspektu matematycznego* nie można całkowicie rozdzielić, bo mocno się one przenikają – do wyjaśnienia praktyki absolutnie niezbędna jest matematyczna podbudowa. Temat jest naprawdę obszerny i zagmatwany, więc poukładanie sobie tego wszystkiego wymaga cierpliwości. Omówmy najpierw ***inżynierski aspekt problemu szumów – ich pochodzenie***.

Szumy termiczne

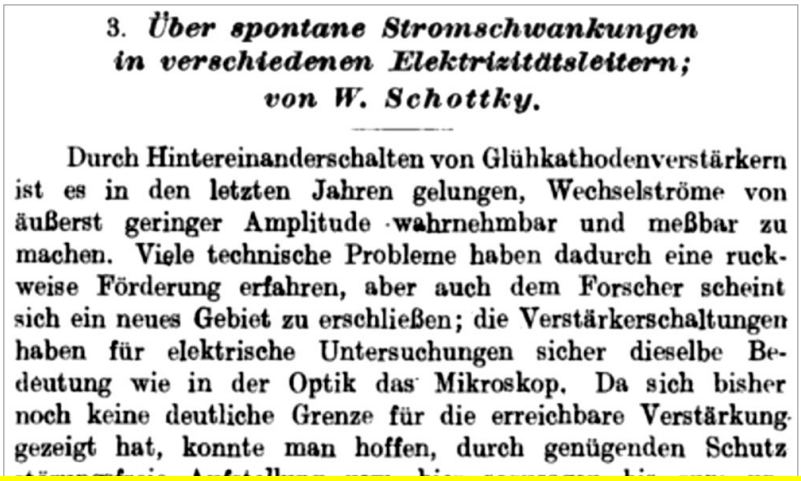
Jeżeli chodzi o ***pochodzenie szumów***, to chyba najprostsze wyjaśnienie mają ***szumy termiczne***. Po polsku najczęściej nazywamy je właśnie ***szumami termicznymi*** lub ***szumem termicznym***, a po angielsku ***thermal noise*** oraz bardzo często ***Johnson noise***, znacznie rzadziej ***Johnson–Nyquist noise***.

Przypomnę krótko: w temperaturach powyżej nośników ładunku elektrycznego, najprościej biorąc – elektronów. A ruch ładunków elektrycznych to przecież prąd elektryczny, nierozłącznie związany z polem magnetycznym. Z kolei rozdzielanie ładunków elektrycznych to powstawanie pola elektrycznego i nierozłącznie z nim związanego napięcia elektrycznego. Takie wyjaśnienie pokazuje też, dlaczego szumy termiczne rosną ze wzrostem temperatury (bezwzględnej). Nie pokazuje jednak intuicyjnie, dlaczego napięcie szumów termicznych rośnie ze wzrostem rezystancji.

W każdym razie szumy termiczne są wszechobecne, bardzo często są najważniejsze.

Szumy śrutowe

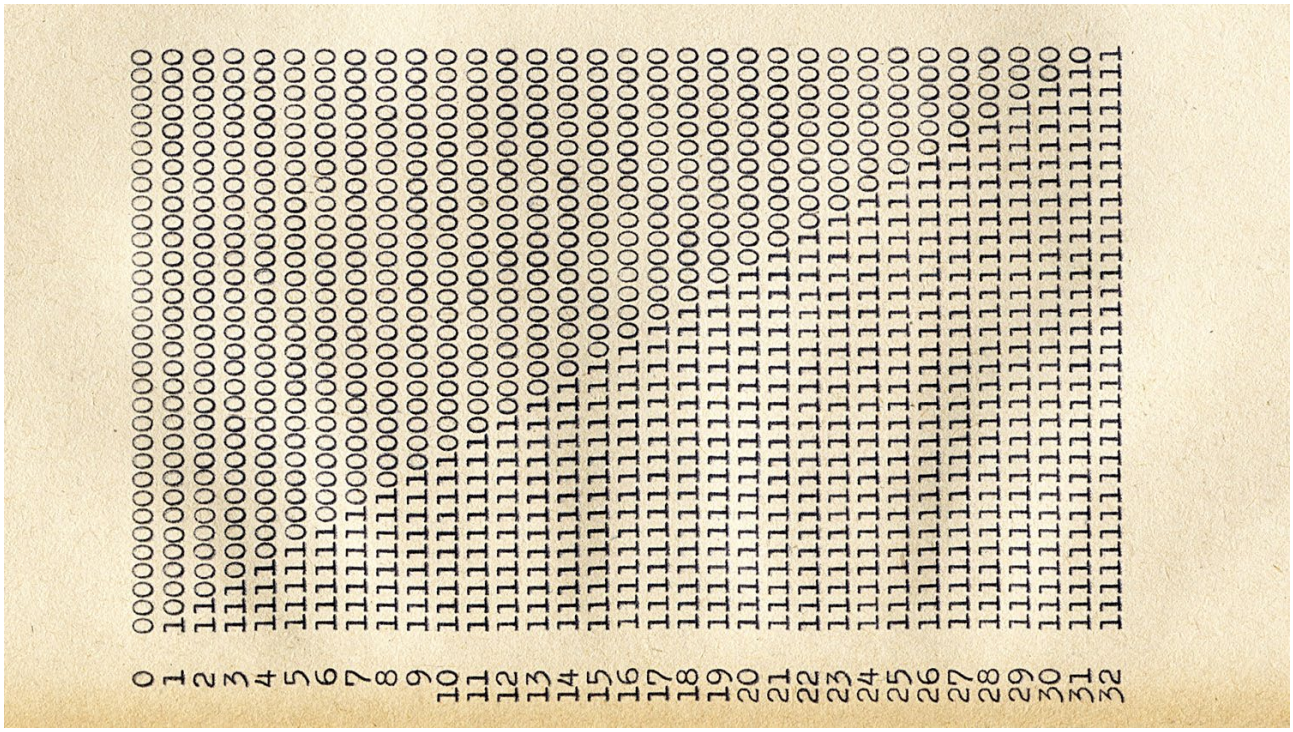
W poprzednim artykule serii wspomniałem o badaniach i wnioskach, jakie już w roku 1918 wysnuł Walter Schottky co do szumów w lampach elektronowych – **rysunek 2**. Już wtedy odkrył on inny rodzaj szumów – dziesięć lat wcześniej przed odkryciem szumów termicznych. Dziś w podręcznikach stosunkowo rzadko mówi się o ***szumach Schottky'ego***, bo te szumy są powszechnie nazywane ***shot noise***, po niemiecku ***Schrotrauschen*** a po polsku ***szumami śrutowymi*** lub ***szumem śrutowym***.



3. *Über spontane Stromschwankungen in verschiedenen Elektrizitätsleitern;*
von W. Schottky.

Durch Hintereinanderschalten von Glühkathodenverstärkern ist es in den letzten Jahren gelungen, Wechselströme von äußerst geringer Amplitude wahrnehmbar und meßbar zu machen. Viele technische Probleme haben dadurch eine ruckweise Förderung erfahren, aber auch dem Forscher scheint sich ein neues Gebiet zu erschließen; die Verstärkerschaltungen haben für elektrische Untersuchungen sicher dieselbe Bedeutung wie in der Optik das Mikroskop. Da sich bisher noch keine deutliche Grenze für die erreichbare Verstärkung gezeigt hat, konnte man hoffen, durch genügenden Schutz

Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.



Kilka uwag na temat masek w adresach IP

Historia masek w adresach IP – od sztywnego podziału na klasy po elastyczne adresowanie bezklasowe. Dowiedz się, po co są maski, dlaczego maski 31-bitowe jednak są przydatne oraz czy maska może mieć 32 bity. Odkryj, dlaczego maski miały ratować Internet przed zbyt szybkim wyczerpaniem się adresów.

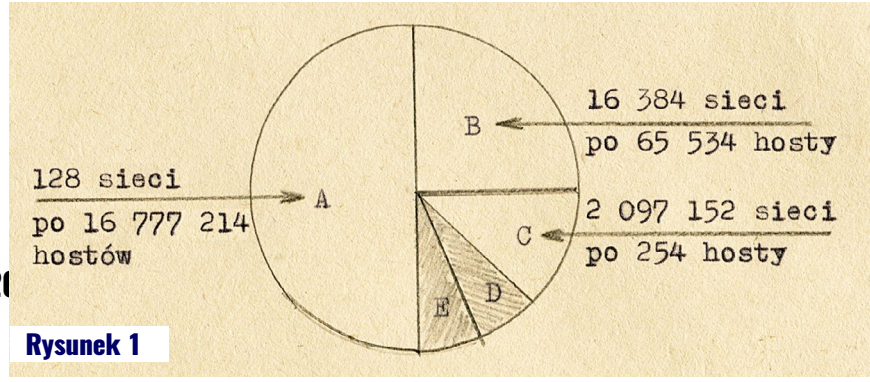
Sieć sieci
Pierwsze eksperymenty
Pierwsze podsieci
Maska
Routing bezklasowy
Ubytek adresów

W zeszłym miesiącu opisałem historię powstania adresu IP. Z ogłoszonej w 1981 roku specyfikacji jego czwartej wersji wynikało, jak początkowo wyglądał bazujący na nim Internet: była to światowa sieć, składająca się z wielu mniejszych sieci, z których każda zawierała wiele komputerów.

Sieć sieci

Budowa adresu IP sztywno narzucała zarówno liczbę sieci, jak i liczbę komputerów w każdej z nich. Dostępnych było więc 128 sieci klasy A (z czego dwie od razu zarezerwowane), z których każda mogła liczyć maksymalnie 16 777 214 hostów, 16 384 sieci klasy B, każda po 65 534 hosty i 2 097 152 sieci klasy C, każda po 254 hosty. W sumie można było więc zaadresować dokładnie 3 720 314 628 komputerów.

Jednocześnie podział taki spowodował, że połowę całej przestrzeni adresowej trzeba było przydzielać w pakietach po kilkanaście milionów adresów IP, ¼ przestrzeni po kilkadziesiąt tysięcy, a ⅛ po kilkaset. Reszta była zarezerwowana (**rysunek 1**).



Rysunek 1

I tu ciekawostka: nie przewidziano wówczas mechanizmu tworzenia podsieci. To zaskakujące, bo przecież nawet dziś trudno sobie wyobrazić sieć liczącą kilkanaście milionów komputerów, podłączonych do jednego kabla. W praktyce można ją zrealizować jako wiele segmentów połączonych routerami. Wszystkie te fragmenty należałyby jednak do tej samej sieci IP. Znacznie lepszym rozwiązaniem byłoby podzielenie jej na odrębne podsieci, zamiast sztucznie łączyć wszystko w jedną całość. Jednak pierwotny model adresowania IP nie wspominał o możliwości podziału przestrzeni adresowej danej klasy na mniejsze części.

Pierwsze podsieci

Zmieniło się to dopiero w 1985 roku. Opisano wówczas zalecany sposób, w jaki w ramach jednej klasy można było zaadresować kilka podsieci: należało w tym celu wykorzystać wybrane bity z adresu hosta. Co ciekawe, rozwiązania tego rodzaju były stosowane już wcześniej. Niektóre organizacje dzieliły swoje sieci na mniejsze, wewnętrzne sieci, mimo że nie istniał jeszcze standard określający sposób ich adresowania.

W opublikowanym dokumencie opisano zalecany sposób realizacji takiego podziału. Działanie to było wówczas opcjonalne, a na jego wdrożenie mogli zdecydować się ci administratorzy, którzy uznali je za zasadne. Co ciekawe, z zewnątrz, czyli dla komputerów znajdujących się poza daną siecią, podział na podsieci był całkowicie niewidoczny.

Jednak zastanówmy się w tym miejscu, o co w ogóle chodzi z tym podziałem na sieci i podsieci, co to zmieniało i jak należało to wdrożyć.

Otóż w pewnym uproszczeniu możemy przyjąć, że w dawnych, pojedynczych sieciach, komputery posiadały adresy będące po prostu numerami poszczególnych maszyn. Kiedy jeden komputer chciał wysłać informację do drugiego, wysyłał ją bezpośrednio. Po wprowadzeniu adresu IP sytuacja uległa zmianie, gdyż mieliśmy do czynienia już z wieloma połączonymi ze sobą sieciami, czyli tworem o wiele bardziej złożonym. Jednak z punktu widzenia pojedynczego komputera stopień komplikacji całego Internetu nie ma większego znaczenia. Jego zadaniem jest tylko ustalenie, czy odbiorca informacji znajduje się w tej samej sieci, czy poza nią.

Jeśli odbiorca jest w tej samej sieci, informację należy przesłać bezpośrednio do niego. Natomiast jeśli odbiorca znajduje się poza nią, to wiadomość także można wysłać do niego bezpośrednio. Maszyna ta, zwana bramą, troszczy się o przekazanie danych dalej, tak aby ostatecznie trafiły one do adresata.

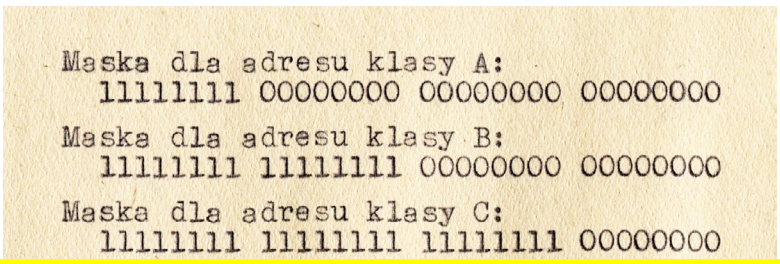
Jak stwierdzić, czy odbiorca znajduje się w tej samej sieci, czy w innej? Trzeba porównać swój identyfikator sieci z identyfikatorem sieci odbiorcy. Jeśli identyfikatory są takie same, wysyłamy pakiet bezpośrednio. Jeśli identyfikatory są różne, pakiet wysyłamy na adres bramy, a ta już zajmie się resztą.

Jednak w adresie IP, składającym się z 32 bitów, identyfikatorem sieci było, w zależności od klasy, albo początkowych 8 bitów, albo 16 bitów, albo 24 bity. Jak więc ustalić, czy akurat te bity są takie same? Najlepiej przyłożyć do całego adresu odbiorcy i nadawcy „okienko”, przez które dostrzeżemy tylko identyfikator sieci. Jeśli w obu przypadkach widoczna liczba będzie taka sama, oznacza to, że mamy do czynienia z tą samą siecią. W przeciwnym wypadku sieci są różne.

Maska

Oczywiście komputer tak naprawdę operuje na liczbach, więc powyższy schemat musi zrealizować za pomocą działań matematycznych. Oba adresy IP traktuje jako 32-bitowe liczby, a „okienkiem” jest również 32-bitowa liczba, nazywana maską. Na bitach odpowiadających identyfikatorowi sieci ma ona wartość 1, a wartość 0 na bitach odpowiadających identyfikatorowi hosta. Teraz wystarczy obliczyć iloczyn logiczny maski z każdym z adresów i porównać dwie otrzymane liczby. Jeśli są takie same, to ostateczny wynikiem jest prawda, jeśli nie, to fałsz. Jest to też odpowiedź na pytanie, czy adres odbiorcy znajduje się w tej samej sieci co nadawcy.

A skąd komputer wie, jakiej maski ma użyć? W pierwotnym modelu adresowania klasowego mógł to ustalić na podstawie samego adresu IP. Jego początkowe bity określały klasę adresu, a każdej klasie przypisana była jednoznacznie określona maska: 8 jedynek dla klasy A, 16 dla klasy B i 24 dla klasy C (**rysunek 2**).



Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.

Główne metody działania balanserów.

Pasywne balansery

W tej metodzie balanser pozwala jednemu ogniwu baterii (temu z najwyższym SOC) na rozładowanie do innych ogniw poprzez unikalną architekturę połączeń. Szybkość rozładowywania będzie celowo ograniczona pewnym oporem, aby zapobiec rozładowaniu wysokim prądem, które może uszkodzić akumulator lub balanser. Ostatecznie, wskaźniki SOC pomiędzy poszczególnymi ogniwami zostaną naturalnie zrównoważone, choć podczas tego procesu zmarnowana zostanie pewna ilość energii

Aktywne balansery

W aktywnym balansowaniu prąd ładowania jest celowo kierowany między ogniwem o wysokim SOC a ogniwem o niższym SOC. Odbywa się to za pomocą połączenia, podobnie jak w przypadku pasywnym, ale ładunek jest celowo kierowany między określonymi akumulatorami, zamiast pozwalać na naturalne zrównoważenie napięcia. Po doprowadzeniu dwóch wybranych akumulatorów do równowagi, wybierane są inne ogniwa, aż napięcie zostanie zrównoważone w całym systemie.

Bełkot i bzdury!

Co dają, a czego nie dają tanie balansery pasywne?

W obszernej serii o akumulatorach litowych we wcześniejszym artykule ogólnie przedstawiłem zasady, rodzaje i odmiany balanserów. Natomiast poprzedni artykuł o balanserach był zaskoczeniem dla wielu. Także i w poniższym artykule niewątpliwie zaskoczę wielu Czytelników, bo omawiam kolejne błędne wyobrażenia o balansowaniu.

Zaskakujący problem najsłabszego ogniwa
Celowe zmniejszanie pojemności?!
Problem z charakterystyką ładowania CC–CV
Przeładowanie czy niedoładowanie?
Podsumowanie

W poprzednim artykule tej serii przedstawiłem przykład pokazujący, że zastosowanie prostego balansera wprawdzie pozwala naładować wszystkie ogniwa „do pełna", ale wcale nie zwiększa realnej, użytecznej pojemności. Użyteczna pojemność akumulatora jest równa pojemności najsłabszego ogniwa. ***Wbrew potocznym fałszywym wyobrażeniom, zastosowanie prostego balansera nie pozwala wykorzystać pełnej pojemności wszystkich ogniw – część pojemności silniejszych ogniw nie zostaje wykorzystana***. Owszem, całą pojemność wszystkich ogniw można wykorzystać przy zastosowaniu bardzo dobrego balansera aktywnego, ale też pod pewnymi warunkami, co omówię później. Najpierw musimy dokładnie zapoznać się z najpopularniejszymi balanserami pasywnymi oraz ze specyfiką i różnymi niedoskonałościami ogniw litowych.

Do zrozumienia tego artykułu potrzebne są wiadomości, przedstawione we wcześniejszych artykułach tej serii. I jeszcze raz podkreślam, że balanser to opcjonalny dodatek do BMS-a. To właśnie „beemes" pilnuje napięć każdego z ogniw składowych i nie dopuszcza, aby napięcie któregokolwiek z nich przekroczyło górną granicę bezpieczeństwa (4,20 V dla Li-Ion i Li-Po) lub dolną granicę bezpieczeństwa (2,5...3 V). A balanser to jedynie dodatek, który ma coś balansować, coś wyrównywać – ma realnie lub rzekomo polepszać sytuację i właściwości akumulatora.

Po co Ci balanser napięcia?

Jeśli w swoim systemie używasz kilku akumulatorów połączonych szeregowo, wiesz, że ich równomita praca to podstawa – a o to wcale nie tak łatwo. **Balanser napięcia to mały pomocnik z dużą mocą** – pilnuje, by każdy z akumulatorów ładował się i rozładowywał równomiernie, co przekłada się na dłuższą żywotność, większą wydajność i mniej stresu związanego z awariami.

Bez niego jedne akumulatory mogą się przeładowywać, inne zaś pozostawać niedoładowane – co z czasem prowadzi do ich zużycia, spadku wydajności i konieczności kosztownej wymiany.

Rysunek 1

Zaskakujący problem najsłabszego ogniwa

Na podstawie licznych materiałów i reklam z internetu, choćby takich jak na **rysunku 1**, czy też bełkotu i ewidentnych bzdur, pokazanych na **obrazku tytułowym**, mnóstwo osób wyrabia sobie przekonanie, że balanser powoduje poprawę właściwości najsłabszego spośród szeregowo połączonych ogniw. A tak nie jest!

Fałszywe wyobrażenie powstaje między innymi wskutek nieprecyzyjnych oraz często ewidentnie błędnych opisów. Otóż prawdą jest, że gdy pierwsze ogniwo zostaje naładowane do maksymalnego napięcia (4,20 V dla Li-Ion), to prosty i skuteczny balanser, na przykład taki z diodami Zenera, przejmuje część prądu tego „pierwszego ogniwa" i pozwala pozostałym ogniwom naładować się do pełna.

To prawda, ale ***fałszywe wyobrażenie dotyczy „pierwszego ogniwa": wiele osób błędnie sądzi, że „pierwsze ogniwo" to ogniwo najlepsze, „pierwsze", o największej pojemności***, a „pozostałe ogniwa" to ogniwa słabsze, którym balanser pozwala naładować się do pełna.

Jest to fałszywe wyobrażenie, bo w rzeczywistości jest dokładnie odwrotnie! ***„Pierwsze ogniwo" to ogniwo najsłabsze, o najmniejszej pojemności!*** Zostaje ono naładowane do swojej pełnej pojemności, ale pojemności najmniejszej w zestawie ogniw. Prosty balanser niejako wyłącza jego dalsze ładowanie, a tym samym nie powoduje poprawy jego właściwości. Balanser niejako wstrzymuje zadziałanie BMS-a. Bez balansera BMS wyłączyłby ładowanie całego zestawu gdy najsłabsze ogniwo naładuje się około 4,2 V. ***Obecność zwykłego, prostego, pasywnego balansera nie ma więc wpływu na najsłabsze ogniwo, a ma jedynie wpływ na ogniwa silniejsze, o większej pojemności.*** Wpływ taki, że pozwala silniejsze ogniwa naładować do pełna, co pokazałem w poprzednim artykule tej serii. I w tym punkcie rozważań zapewne znów wiele osób uzna, że to dobrze. Czy rzeczywiście?

Celowe zmniejszanie pojemności?!

Generalnie o napięciach końca ładowania i końca rozładowania decyduje nie balanser, tylko BMS, który zawsze robi to na podstawie napięcia najsłabszego stosowane są proste balansery dwustanowe z niewielkimi rezystorami. W każdym razie żaden prosty balanser nie zmienia napięć i warunków ładowania najsłabszego ogniwa, a jedynie pozwala pozostałym ogniwom naładować się do pełna.

Po co? Czy to ma sens? W szczególności czy ma sens w przypadku akumulatorów litowych?

Otóż powszechnie wiadomo, że ***akumulatory kwasowo-ołowiowe powinny być ładowane do pełna***, bo zapobiega to ich zasiarczaniu. Zasiarczanie nasila się gdy rozładowany akumulator jest przechowywany długi czas. Korzystne jest okresowe podładowywanie, a jeszcze lepiej, jeżeli akumulator byłby cały czas dołączony do (jakiejś małej „ładowarki podtrzymującej").

Takie informacje są mocno zakodowane w naszej świadomości od wielu lat! Jednak pamiętajmy, że dotyczą tylko akumulatorów kwasowych! Nigdy nie dotyczyły i nie dotyczą zasadowych NiCd i NiMH, bo tam zasiarczenia nie ma (natomiast niekorzystny tzw. „efekt pamięciowy" nie dotyczy pełnego ładowania, tylko pełnego rozładowania).

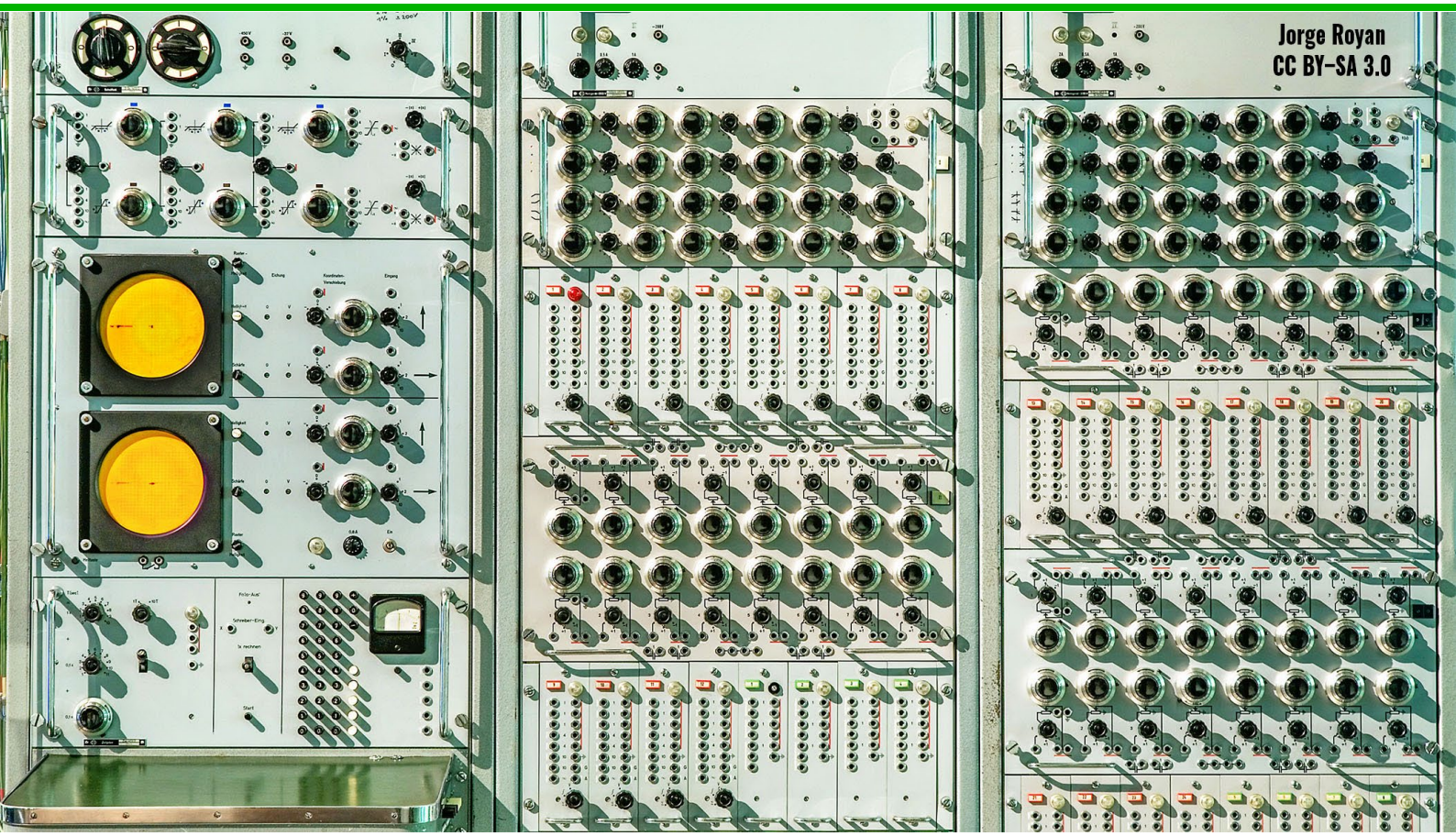
I co najważniejsze: zasady „ładowania do pełna" nie dotyczą delikatnych akumulatorów litowych! Z litowymi jest odwrotnie niż z kwasowymi!

Rozważmy pojedynczy akumulator Li-Ion i ładowarkę CC–CV, gdzie oczywiście nie potrzeba BMS-a, bo ogniwo jest jedno. W praktyce, gdy ładujemy pojedynczy akumulator litowy, zawsze mamy jakiś wskaźnik czy miernik naładowania, choćby w postaci jakiejś lampki, a np. w smartfonie mamy informację o stopniu naładowania w procentach. Ogólna zasada jest prosta: ***gdy akumulator się naładuje, należy go niezwłocznie odłączyć od ładowarki!***

Tak, większość osób już wie, że (pojedynczych) ***akumulatorów litowych nie należy niepotrzebnie pozostawiać dołączonych do ładowarki***.

Nie znaczy to wcale, że akumulator ulegnie wtedy przeładowaniu! Nie ulegnie, bo ładowarka CC–CV nie dopuści do wzrostu napięcia powyżej 4,20 V, a to wystarczy, żeby prąd ładowania zmniejszył się do bezpiecznej wartości bliskiej zeru. Dowolnie długie pozostawienie akumulatora trwale dołączonego do napięcia 4,2 wolta nie grozi przeładowaniem! W akumulatorach litowych przeładowanie, czyli

Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.



Kondensator – matematyczny element całkujący

Kondensatory to najpopularniejsze elementy elektroniczne. Najczęściej pełnią funkcję pomocniczych zbiorników energii oraz rozmaitych filtrów, ale nie tylko. W poprzednim odcinku pokazałem, że kondensator przeprowadza matematyczną operację różniczkowania. Teraz pora na całkowanie.

Kondensator jako element całkujący

W tej serii artykułów omawiam fundamenty elektroniki, w tym podstawowe, najpopularniejsze elementy – aktualnie kondensatory. W poprzednim zbadaliśmy matematyczną zależność prądu od napięcia: $I_C = f(U_C)$. Okazało się, że to jest zależność różniczkowa, którą zapisujemy: $i_C = C \cdot du/dt$. Nie zbadaliśmy trudniejszej, odwrotnej zależności napięcia od prądu: $U_C = f(I_C)$.

Jeżeli omawiam podstawy, to dlaczego zająłem się trudnymi zagadnieniami różniczkowania i całkowania? Z dwóch powodów. Po pierwsze, chcę pokazać, że elektroniką rządzi matematyka i dobry elektronik musi rozumieć te matematyczne podstawy, bo inaczej „pozostanie w przedszkolu”.

Po co elektronikowi wiedza o całkach?

Po drugie, poprzedni i ten artykuł poświęcam różniczkowaniu i całkowaniu po to, żeby omówić ogromnie ważne szczegóły, które są niezbędne do zrozumienia pojęć reaktancji i impedancji. Mianowicie właśnie w przyszłości, przy wykorzystaniu różniczkowania i całkowania, wykażę ponad wszelką wątpliwość, dlaczego ***przebieg sinusoidalny jest przebiegiem szczególnym, jedynym w swoim rodzaju***. Później jeszcze dodatkowo się okaże, że ***sinusoida jest także przebiegiem najprostszym, elementarnym***, co też jest ściśle związane z matematyką i całkowaniem oraz z postacią żyjącego ponad 200 lat temu francuskiego matematyka ***Fouriera***, który z elektroniką nie miał nic wspólnego.

Kondensator jako element całkujący

W poprzednim artykule serii zbadaliśmy zależność prądu od napięcia w kondensatorze. Okazało się, że jest to zależność różniczkowa, którą zapisujemy: $i_C = C \cdot du/dt$, której ***podstawowy sens jest jasny i oczywisty:*** **du/dt** to ***chwilowa szybkość zmian napięcia (w czasie)***. Prąd płynący przez kondensator (i_C) jest wprost proporcjonalny to tej szybkości zmian napięcia na kondensatorze, a współczynnikiem skalującym jest pojemność **C**.

Teraz spróbujemy zbadać trudniejszą, odwrotną zależność napięcia od prądu: $U_C = f(I_C)$. Mianowicie chcielibyśmy poznać – obliczyć konkretne wartości napięcia U na podstawie informacji na temat prądu. Aby to zbadać, załóżmy, że mamy trzy połączone w szereg kondensatory o ***jednakowej*** pojemności **C** – **rysunek 1a**. Jeden jest rozładowany ($U_C = 0$). Dwa inne są naładowane. Na drugim występuje „napięcie początkowe", powiedzmy dodatnie ($U_C > 0$), na trzecim ujemne ($U_C < 0$). Zacznijmy od prostej sytuacji, gdy przez te kondensatory przepuścimy prąd I (powiedzmy, że prąd stały, ale to teraz nie ma znaczenia). Przepływ tego prądu wywoła na tych trzech jednakowych kondensatorach ***jednakowe zmiany napięcia w czasie*** oczywiście według zależności: **(szybkość zmian napięcia U) = I / C**.

Po pewnym czasie napięcia zmienią się, na przykład tak, jak pokazuje **rysunek 1b**. W przypadku prądu stałego I zmiany te będą liniowe, jak pokazuje **rysunek 2**. Tak, ***zmiany***, ***przyrosty napięcia*** będą jednakowe, ale ***wartości*** napięć na tych trzech kondensatorach będą inne – zależne od „napięcia początkowego". Przeanalizuj sytuację!

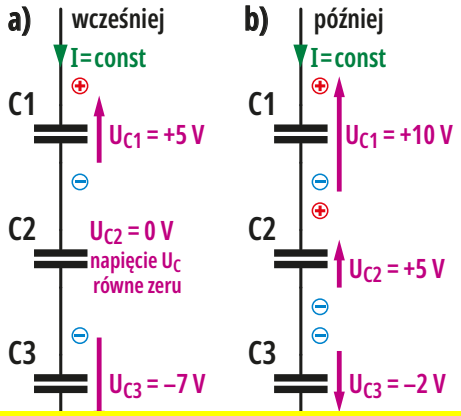
A my chcieliśmy obliczyć, jakie są konkretne wartości napięcia, w oparciu o informacje o prądzie. Wniosek może zaskoczyć, ale tak naprawdę jest on oczywisty. Otóż nasza prosta zależność: **(szybkość zmian napięcia U) = I / C** niestety NIE pozwala obliczyć ***konkretnej wartości*** napięcia! Znając wartość prądu **I** i pojemność **C** potrafimy łatwo określić *zmiany napięcia* w czasie, z czego się bardzo cieszymy. Ale jeśli chodzi o ***konkretną wartość napięcia***, to jest problem, bo brakuje informacji o czymś takim, jak *punkt wyjścia*.

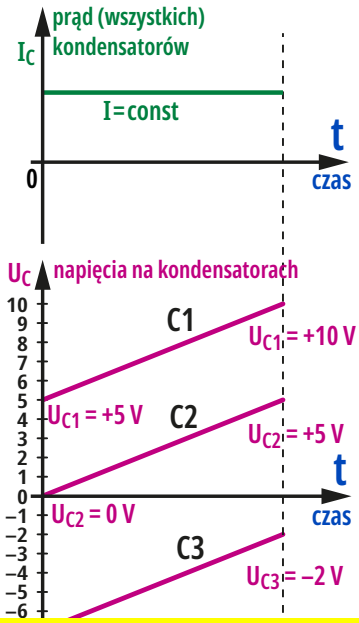
Przedstawiłem właśnie mocno uproszczony przykład z prądem stałym o niezmiennej wartości. Ale ten prąd nie musi być stały – może się dowolnie zmieniać: może zmieniać i wartość, i kierunek!

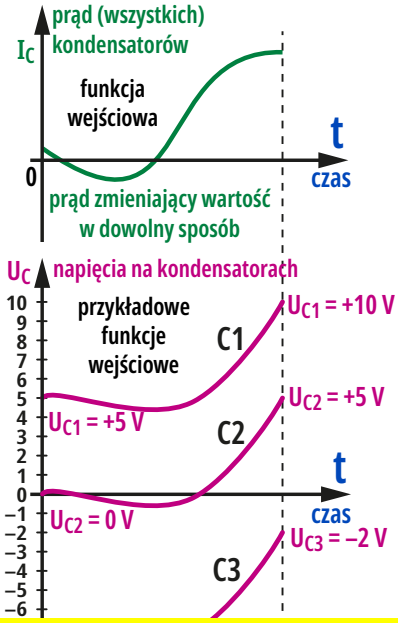
Czyli prąd **I** może być zmienny – zmienny w czasie w dowolny sposób. Przykład na **rysunku 3**. A jeżeli będzie zmienny w czasie, to jest sens mówić o funkcji (matematycznej) – o funkcji wejściowej, o przebiegu prądu w czasie. Oczywiście napięcie **U** na każdym z kondensatorów będzie się pod wpływem tego zmiennego prądu zmieniać w jakiś odpowiedni sposób (co da jakąś funkcję wyjściową).

Przebieg (zmiennego) prądu wejściowego to nasza *funkcja wejściowa*, a przebieg napięcia na kondensatorze to nasza *funkcja wyjściowa*. A kondensator wykonuje jakąś operację – też funkcję. Nazywany ją całkowaniem. ***Całkowanie jest operacją odwrotną do różniczkowania***. Różniczkowanie to określanie szybkości zmian, a najprościej biorąc, „antyróżniczkowanie", czyli ***całkowanie to próba określenia wartości na podstawie szybkości zmian***. Próbę – bo właśnie przykład z trzema kondensatorami z rysunków 1...3 pokazuje przykład całki – tak zwanej ***całki nieoznaczonej***, w pewnym sensie „całki pływającej".

W poprzednim artykule operację różniczkowania funkcji, a konkretnie różniczkowania sygnałów







Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.



Płyty czołowe do obudów Kradex i Maszczyk, część 3

W części 1 i 2 były ogólne informacje na temat płyt czołowych obudów Kradex i Maszczyk. Poznaliśmy też możliwość importu obudów do programu Babmbu Studio i zaprojektowaliśmy skalę do potencjometru. Pora na właściwy projekt płyty czołowej do prostego zasilacza umieszczonego w obudowie Z17 W.

Elementy
Projekt płyty czołowej
Napisy
Usterki napisów
Zmiana koloru filamentu
Podsumowanie

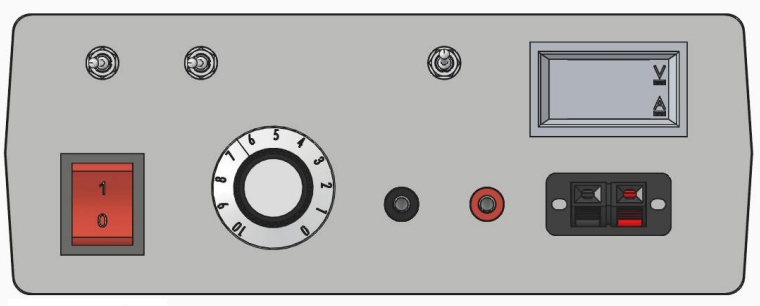
Elementy

Zanim przystąpimy do projektowania płyty czołowej zasilacza powinniśmy zgromadzić elementy potrzebne do wykonania tej płyty. W moim przypadku to elementy widoczne na **fotografii 23**. Są to: potencjometr z pokrętłem, miernik panelowy, zacisk przyłączeniowy głośników stosowany w sprzęcie audio, gniazda bananowe, włącznik sieciowy oraz przełączniki dźwigniowe. W zależności od potrzeb możemy użyć zacisków przyłączeniowych głośników, gniazd bananowych lub obu rodzajów złączy jednocześnie. Przy tworzeniu projektu płyty czołowej

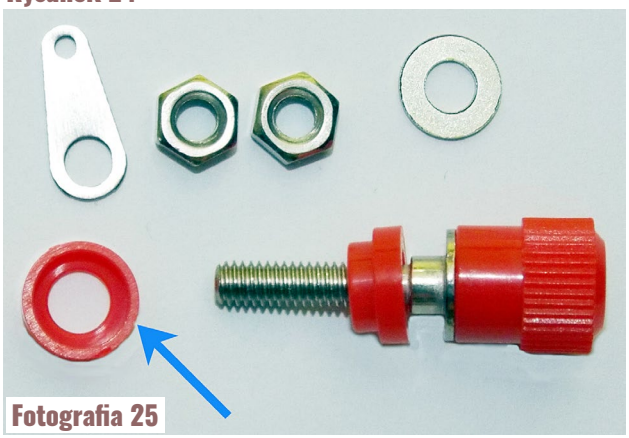


Fotografia 23

będzie potrzebna suwmiarka, którą zmierzymy wymiary elementów, które mają być zamocowane na płycie czołowej zasilacza. Na **rysunku 24** widzimy przykładową wizualizację płyty czołowej zasilacza, utworzoną w programie FreeCAD, z wykorzystaniem modeli z portalu **https://grabcad.com/**. Do pobrania modeli z tego portalu wymagana jest rejestracja. Spójrzmy jeszcze na **fotografię 25**, na której widzimy rozkręcone tak zwane gniazdo „bananowe". Zwróćmy uwagę na dwie plastikowe tulejki montowane na śrubie tego gniazda. Ich celem jest odizolowanie śruby gniazda od płyty czołowej urządzenia, jeśli jest ona wykonana z metalu, aby nie doszło do zwarcia. W przypadku płyty czołowej wykonanej z tworzywa sztucznego możemy zrezygnować z jednej lub dwóch tych tulejek. W przeciwnym razie musimy zaprojektować specjalny dwustopniowy otwór, ponieważ w tulejce ze zwężeniem, zwężenie to ma około 2,30 mm długości.



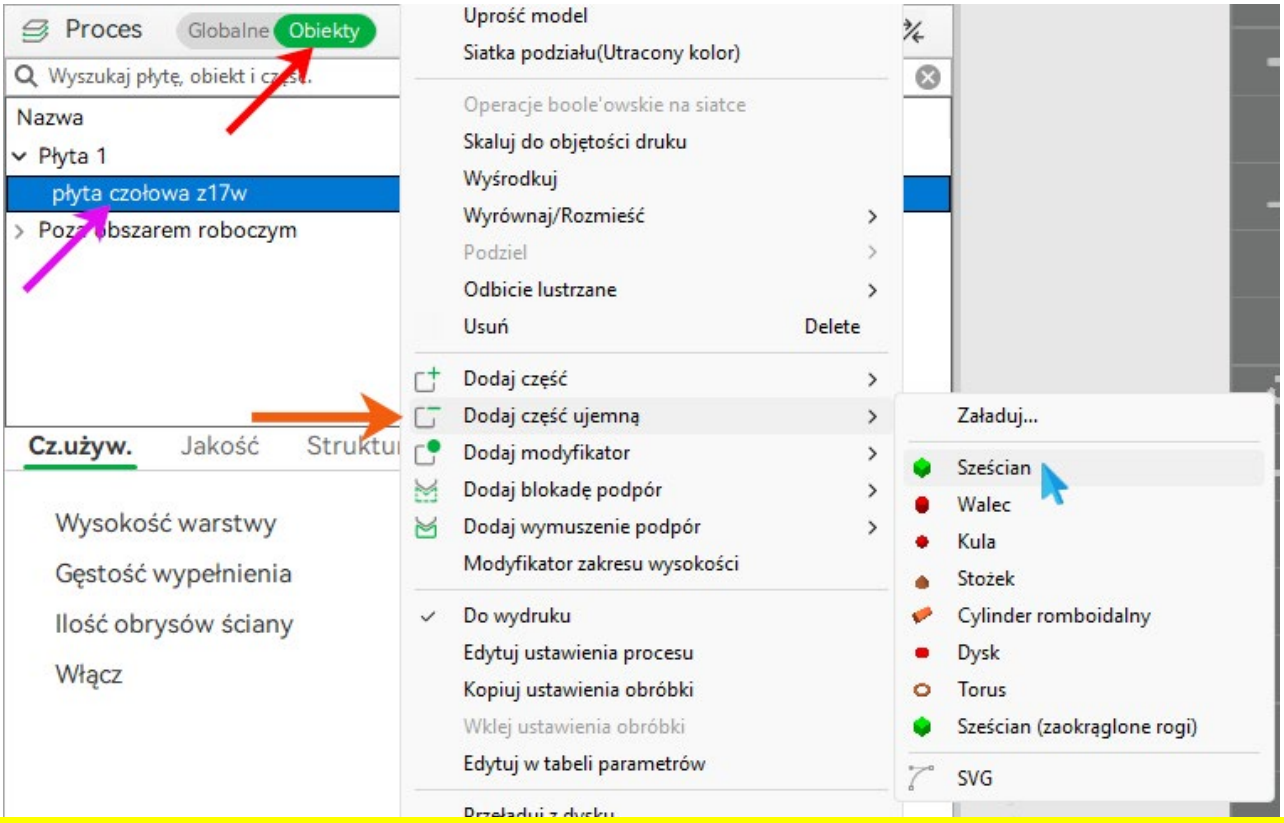
Rysunek 24



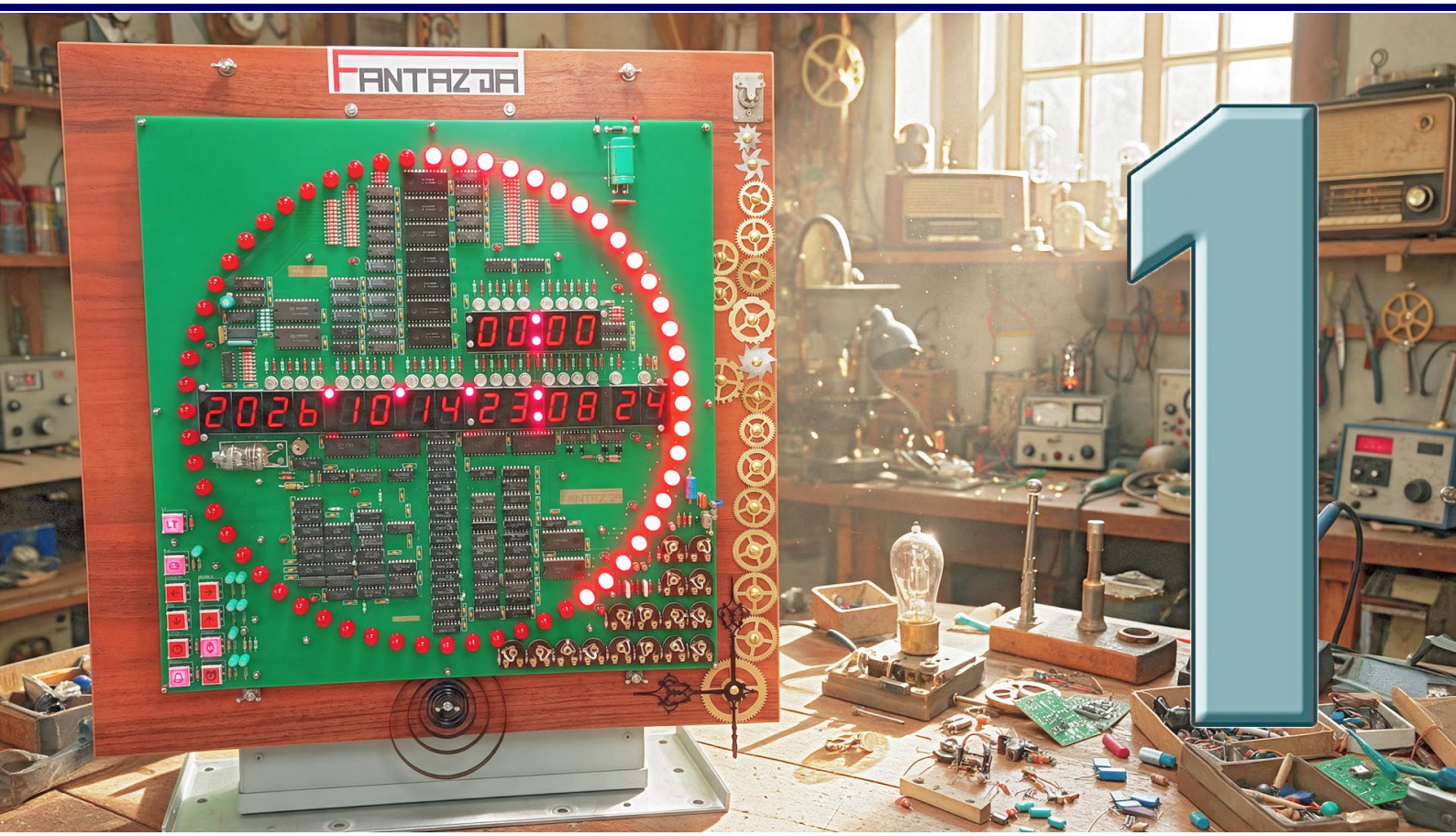
Fotografia 25

Projekt płyty czołowej

W pierwszej części artykułu opisałem jak wyodrębnić z modelu 3D obudowy Z17W płytę czołową i umieścić ją na wirtualnym stole w programie Bambu Studio, tak jak na rysunku 7 w pierwszej części artykułu. Płytę czołową nazwałem u siebie **płyta czołowa z17w**, jak wskazuje różowa strzałka na **rysunku 26**. Za pomocą wirtualnej kostki wskazanej niebieską strzałką lewym dolnym rogu w oknie podglądu wydruku Bambu Studio, ustawiamy widok z góry. W panelu Proces wybieramy przełącznik **Obiekty** – czerwona strzałka.



Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.



Zegar na układach TTL – miniprojekt w międzyczasie...

Jak z pozoru prosty projekt stał się wyzwaniem? Czytelniku, poznaj drogę twórczą od pomysłu, przez opracowanie schematu i płytki PCB, po zderzenie z rzeczywistością, która wylała na moją głowę zimną wodę, gasząc ślepą pewność, a rodząc dojrzałą pokorę, dzięki której zbudowałem sprawne urządzenie.

Dlaczego akurat zegar?
Sentymenty piszą moją historię...
Koncepcja nowego, indywidualnego projektu zegara
Tworzenie urządzenia i pierwsze uruchomienie...
Cios, upadek i brak zgody na nokaut!

Ta opowieść okazała się tak bogata w detale, że postanowiłem podzielić ją na dwie części, aby nie umknął nam żaden ważny szczegół.

W tej części artykułu zabieram Was, drodzy Czytelnicy, w nostalgiczną, a zarazem techniczną podróż do świata elektroniki retro. Dzielę się wspomnieniami z młodzieńczych lat spędzonych z rocznikami „Radioelektronika" i ujawniam ambitne założenia mojego urządzenia – Zegara TTL. Przede wszystkim jednak drobiazgowo analizuję listę ponad dwudziestu błędów, które musiałem wykryć i wyeliminować w drodze do stworzenia ostatecznej wersji – v2. To szczery i pouczający zapis mojej walki z kaprysami cyfrowej logiki, zmagań z zasilaczem liniowym oraz niespodziewanych zwrotów akcji po finałowym uruchomieniu ostatecznej wersji urządzenia.

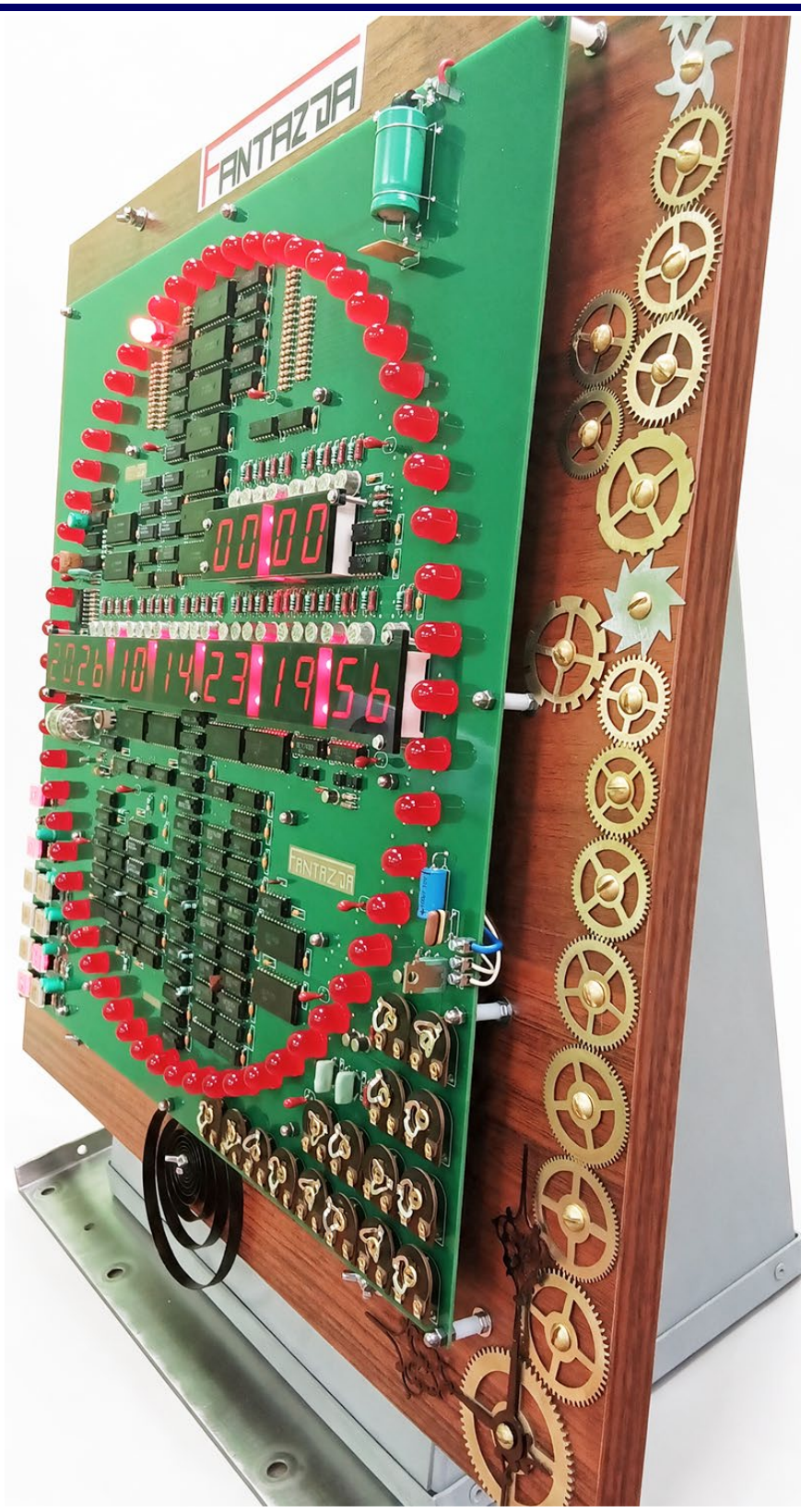
W kolejnej części, opierając się na schemacie ideowym, rozłożę na czynniki pierwsze logikę cyfrową, wyjaśniając ogólny sposób działania wszystkich modułów urządzenia. Skupię się również na samej płytce PCB, a mianowicie wyjaśnię zasadność użycia tak wielu kondensatorów odsprzęgających. Oprócz teorii elektronicznej, przyjrzę się także fizycznej stronie mojego dzieła.

Opowiem o konstrukcji mechanicznej całego urządzenia i o tym, jak połączyłem to wszystko w jedną, spójną całość.

Film dotyczący pracy urządzenia można obejrzeć na moim kanale YouTube: **https://www.youtube.com/@rafalwisniewskiTTL**.

Już od ponad sześciu lat, praktycznie bez przerwy, projektuję swój autorski komputer na układach TTL. Czasem jednak nawet ja potrzebuję odskoczni – zresetowania umysłu, uporządkowania myśli i oderwania się od projektu mojego życia, choćby na krótką chwilę. Uważam, że to w pełni racjonalne podejście, które pozwoli mi nabrać świeżej energii do dalszej pracy. Po prostu w pewnym momencie zaczęło mi brakować bodźców płynących z typowo warsztatowych zajęć. Może brzmi to dziwnie, ale zatęskniłem za tak prozaiczną czynnością, jak samo lutowanie komponentów. Brakowało mi też satysfakcji z ostatecznego montażu, kiedy wszystkie elementy układanki nareszcie składają się w jedną, spójną całość.

Ta naturalna tęsknota sprawiła, że postanowiłem zbudować zegar na układach TTL, który w mojej skali jest zaledwie miniprojektem...



Dlaczego akurat zegar?

Właśnie... Wstyd się przyznać, ale nigdy nie udało mi się zbudować tego jednego z najbardziej klasycznych urządzeń, którego konstruowania podejmuje się praktycznie każdy elektronik. Wiem, że przez dekady powstały niezliczone egzemplarze tych konstrukcji. Wiem, że nie zabłysnę niczym nowym, odkrywczym, niekonwencjonalnym, bo koło nie może być już bardziej okrągłe i dawno temu zostało wymyślone i udoskonalone do granic możliwości...

Jednak tak jest praktycznie z każdym projektem. Z mojego amatorskiego punktu widzenia ważne jest coś innego, ważne jest wyrażenie samego siebie poprzez swoją indywidualną konstrukcję oraz wizję i udało mi się to osiągnąć. Każde moje dzieło staram się dopracować nie tylko pod względem elektronicznym, ale także wizualnym, estetycznym – to dla mnie ogromnie ważne. Nie potrafię tego wyjaśnić żadnymi słowami, nie potrafię odpowiedzieć, dlaczego akurat tak, po prostu tak czuję, i już...

Wspomniałem wcześniej o swojej dawnej porażce. impulsy z sieci energetycznej 50 Hz, bezpośrednio przez uzwojenie wtórne transformatora. Gdzieś w swoich archiwach wciąż mam ten nadgryziony zębem czasu egzemplarz czasopisma. Całość zbudowałem na małej, dwustronnej płytce uniwersalnej,

Uwaga! To jest demonstracyjny (niepełny) egzemplarz czasopisma ZE.
W pełnej wersji ten artykuł oczywiście ma więcej stron.

Zrozumieć Elektronikę z Piotrem Góreckim

ZE 12/2026

piotr-gorecki.pl

Wydawca: Zrozumieć Elektronikę sp. z o.o. ul. Nadarzyn 23A 05-230 Kobyłka
Redaktor Naczelny: Piotr Górecki
e-mail: kontakt@piotr-gorecki.pl
Redakcja techniczna: Ewa Górecka-Dudzik (ewa@piotr-gorecki.pl)
Stali współpracownicy: Andrzej Pawluczuk, Tadeusz Susfał, Karol Świerc,
Mateusz Ostrycharz, Paweł Pawłowicz, Rafał Kozik, Szymon Burian, Jacek Kosecki

Inicjatywa **Zrozumieć Elektronikę** realizowana jest
dzięki wsparciu Patronów i Mecenasów poprzez
konto autorskie Patronite: https://patronite.pl/Zrozumiec-Elektronike

Uwaga! Ani autorzy artykułów, ani wydawca nie biorą odpowiedzialności za ewentualne szkody będące wynikiem eksperymentów inspirowanych treścią czasopisma i strony internetowej. Osoby, które chciałyby przeprowadzić eksperymenty związane z treścią artykułów powinny mieć odpowiednie kwalifikacje BHP dotyczące elektryczności oraz świadomość ryzyka. Osoby niepełnoletnie i niedoświadczone mogą przeprowadzić takie działania jedynie pod opieką wykwalifikowanych opiekunów, np. nauczycieli.
Projekty przedstawiane w czasopiśmie mogą być wykorzystane jedynie do własnych potrzeb, a ich wykorzystanie do innych celów, zwłaszcza zarobkowych, wymaga zgody Autora.
Wszystkie materiały zamieszczane w czasopiśmie są własnością ich twórców, więc przedruk czy umieszczenie na stronach internetowych wymaga pisemnej zgody Autora.