OŚWIETLENIE LED • CZUJNIKI PRZEMIESZCZENIA, KĄTA I SIŁY

www.ep.com.pl

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA +FTP

● Międzynarodowy magazyn elektroników konstruktorów ● Luty ● 2/2020 ●

TYLKO DLA PRENUMERATORÓW

Niezbędnik elektronika na DVD

inspirujące, użyteczne projekty

Cyfrowy termometr z podświetleniem LED • Wariometr dla paralotniarzy • Zaawansowana sonda logiczna • Modułowy odbiornik nasłuchowy na pasma 80 m i 40 m „Dosia". Mikroprocesorowy moduł kontrolno-sterujący • Cyfrowy generator sygnału sinusoidalnego • Generator skokowych obciążeń • Termometr i termostat z układem LM75 • guitarVmeter – miniaturowy monitor baterii do gitary • Przełącznik USB z wbudowanym hubem • Przedwzmacniacz stereo z regulacją barwy dźwięku

podzespoły, sprzęt, aplikacje

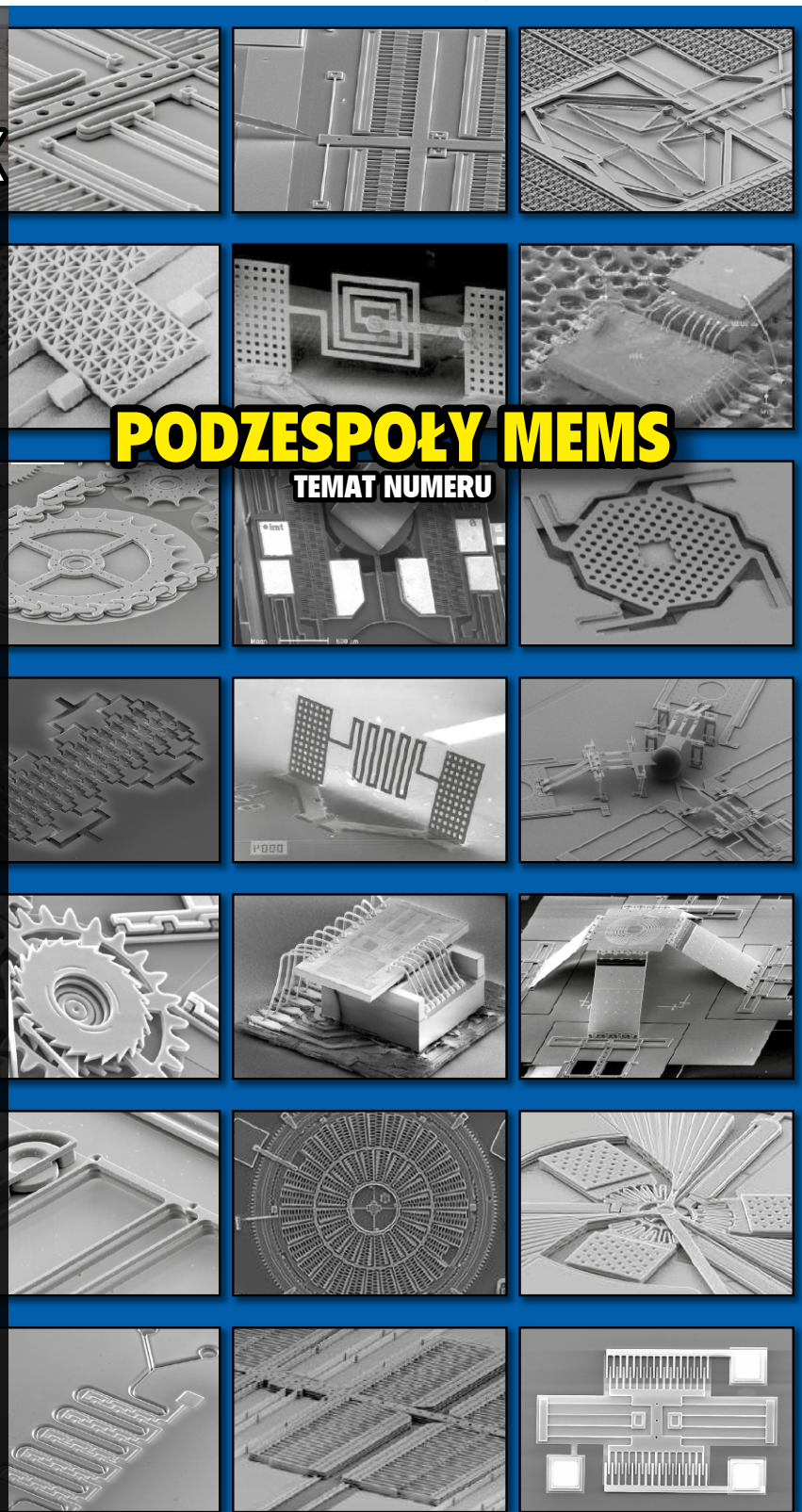
FLIK – zewnętrzny akcelerator AI • LED-y na lata '20 • Zabezpieczenia diod LED • LEDy dla profesjonalistów • Nie taki czujnik straszny... Pomiar przemieszczenia, kąta i siły

tutoriale

Jak postarzać produkty elektroniczne? • Symulacja i pomiar czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora. Obwód RLC • Detekcja częstotliwości z wykorzystaniem algorytmu Goertzel'a • Świat kontrastów i kolorów. Wyświetlacze OLED z pasywną matrycą • MOC-na strona FPGA, czyli odpowiedzi na pytania „ile?" i „jak?" przy zasilaniu układów programowalnych • Silniki BLDC. Metody sterowania • Magazyny energii. Budowa pakietów z ogniw litowych

kursy

Systemy dla Internetu Rzeczy. nRF5340 – pierwszy procesor komunikacyjny SOC z dwoma rdzeniami Arm Cortex-M33 • Eksperymenty z FPGA



PODZESPOŁY MEMS

TEMAT NUMERU

18,90 zł (w tym 8% VAT) • PRICE: 8 EUR
ISSN 1230-3526 Indeks 357677
9 771230 352207 02 >

czytelnia.pl 02a1ee88a2

PRENUMERUJ!

Standardowe ceny prenumerat:

- roczna – 207,90 zł (1 wydanie gratis)
- dwuletnia – 340,20 zł (6 wydań gratis)

Po latach nawet **ZA PÓŁ CENY!**

Wieloletni Prenumerator po kilku latach nieprzerwanej prenumeraty zyskuje **DO 50% ZNIŻKI**. Jeśli prenumerujesz EP, wszystkie dane nt. swojej prenumeraty znajdziesz teraz po zalogowaniu na www.avt.pl/prenumerata. Co szczególne ważne – znajdziesz tam również propozycje przedłużenia Twojej prenumeraty, które uwzględniają przysługujące Ci zniżki.

PREZENT do każdej opłaconej prenumeraty: koszulka lub płyta

Prenumerata	bez zniżki lojalnościowej	ze zniżką lojalnościową, jeżeli prenumerujesz nieprzerwalnie			
		od roku	od 2 lat	od 3 lat	od 5 lat
roczna	207,90 zł 1 wydanie gratis	189,00 zł 2 wydania gratis	170,10 zł 3 wydania gratis	151,20 zł 4 wydania gratis	
dwuletnia	340,20 zł 6 wydań gratis			283,50 zł 9 wydań gratis	226,80 zł **12 wydań gratis**

E-prenumerata, czyli **NAJSZYBSZY DOSTĘP**

Uzyskaj dostęp do najnowszego numeru – nawet 5 dni przed ukazaniem się pisma w kioskach!

Prenumerata roczna wersji cyfrowej (PDF) kosztuje 151,00 zł (2 e-wydania gratis), dwuletnia – 271,80 zł zł (6 e-wydań gratis).

Prenumeratorzy wersji drukowanej za równoległe e-wydania płacą jedynie 20% ceny: opłata za e-prenumeratę równoległą wynosi 36,20 zł/rok i 72,40 zł/2 lata.

Korzystaj też z innych **przywilejów PRENUMERATORA**

- **prezent** - każdorazowo opłacenie prenumeraty jest premiowane prezentem. W tym numerze są to do wyboru: koszulka z logo EP (rozm. L, XL) lub płyta muzyczna Norah Jones „Day Breaks". Zamów swój prezent mailowo – prenumerata@avt.pl.
- do 50% zniżki w Sklepie AVT (szczegóły na www.avt.pl/klub-elektronika)
- darmowe czasopisma z oferty AVT (więcej na www.avt.pl/klub)
- prenumeratorzy mają od 30 do 50% zniżki na zakupy na www.UlubionyKiosk.pl (wystarczy podczas zamówienia powołać się na swój numer prenumeraty)
- jeśli zamawiasz prenumeratę drukowaną na www.avt.pl po raz pierwszy lub przedłużasz ją po zalogowaniu do swojego Panelu Prenumeratora, otrzymasz kody rabatowe na bezpłatne pobranie e-wydań z oferty www.UlubionyKiosk.pl (szczegóły na www.avt.pl)
- z każdym numerem swojej prenumeraty otrzymasz DVD Niezbędnik Elektronika

Zamów prenumeratę EP w dogodny sposób:

• na www.avt.pl • poprzez wpłatę na konto: AVT-Korporacja sp. z o.o.,ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa, ING Bank Śląski 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013 • mailowo: prenumerata@avt.pl

Administratorem Twoich danych osobowych jest AVT-Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa, prenumerata@avt.pl.

Przetwarzamy Twoje dane, aby móc wysłać Ci nasze czasopisma w formie drukowanej lub elektronicznej oraz inne towary (np. prezenty), a także w innych prawnie usprawiedliwionych celach, w tym marketingu bezpośredniego naszych produktów i usług (tzw. uzasadniony interes administratora). Podanie danych jest dobrowolne, ale niezbędne do zrealizowania zamówienia na prenumeratę.

Twoje dane osobowe przekazujemy Poczcie Polskiej, która dostarcza do Ciebie przesyłki. Bez Twojej zgody nie przekażemy i nie będziemy dokonywać obrotu (nie użyczymy, nie sprzedamy) Twoich danych osobowych innym osobom lub instytucjom. Twoje dane osobowe możemy przekazać jedynie podmiotom uprawnionym do ich uzyskania na podstawie obowiązującego prawa (np. sądy lub organy ścigania) – ale tylko na ich żądanie w oparciu o stosowną podstawę prawną. Będziemy przetwarzać Twoje dane osobowe przez 5 lat od zakończenia roku obrachunkowego, w którym wystąpiła ostatnia płatność. Dane osobowe do celów marketingowych będziemy przetwarzać do czasu wycofania przez Ciebie zgody na przetwarzanie lub do czasu usunięcia danych.

Informujemy, że masz prawo do żądania od administratora dostępu do Twoich danych, ich sprostowania, usunięcia, ograniczenia ich przetwarzania, wniesienia sprzeciwu wobec przetwarzania Twoich danych lub ich przenoszenia. W każdej chwili możesz odwołać zgodę na przetwarzanie Twoich danych osobowych oraz możesz zażądać, by Twoje wszystkie dane zostały przez nas usunięte.

eprasa.pl 02a1ee88a2

STM32 WL

Długodystansowa komunikacja RF w pasmach ISM

STM32WL

Long-Range Wireless SoC

- Cortex-M4F @48MHz
- zintegrowany transciever RF 150-960 MHz
- architektura low-power STM32L
- modulacje LoRa, (GFSK), (G)MSK, BPSK
- szeroki zakres temperatur pracy -40...+85°C
- Flash do 256 kB
- SRAM do 64 kB
- 10-letnia longevity
- pakiety bibliotek STM32Cube
- moc nadajnika TX do +15dBm oraz +22dBm
- minimalny poziom RX do -148dBm

Certyfikowane stosy komunikacyjne i sieciowe

LoRaWAN sigfox

st.com/stm32wl

life.augmented

masters creative technology

eprasa.pl 02a1ee88a2

Komputer kwantowy

Czy jest się czego bać?

Od lat słyszymy, że przyszłością elektroniki jest komputer kwantowy. W październiku ubiegłego roku świat obiegła wiadomość, że Google opracował komputer kwantowy, który potrzebował zaledwie 3 minut i 20 sekund na rozwiązanie problemu wymagającego obliczeń trwających 10 000 lat przy użyciu najpotężniejszego obecnie na świecie superkomputera Summit firmy IBM. Świat przyjął tę wiadomość jako ogłoszenie początku epoki komputerów kwantowych. Przyszłość stała się teraźniejszością. Czy na pewno? I czy jesteśmy na to gotowi? Czy my, elektronicy, jesteśmy na to gotowi? Pamiętam, w jakich bólach starsze ode mnie pokolenie elektroników „lampowców" uczyło się tranzystorów w latach sześćdziesiątych. Wielu nie dało rady. A przecież fizyka była ta sama. Wystarczyło jednak, że oprócz elektronów pojawiły się dziury, oprócz transportu unoszeniowego pojawiła się dyfuzja, a generację zaczęła równoważyć rekombinacja, wystarczyło trochę nowych pojęć, żeby próba zrozumienia, jak działa tranzystor kończyła się traumatyczną porażką. Cała współczesna elektronika (no, prawie cała) opiera się na równaniu transportu elektronów i dziur traktowanych jak kuleczki noszące ładunek elektryczny. Tak uproszczony model fizyczny dotychczas wystarcza elektronikom, ale jest zupełnie nieprzydatny dla zrozumienia, jak działa komputer kwantowy.

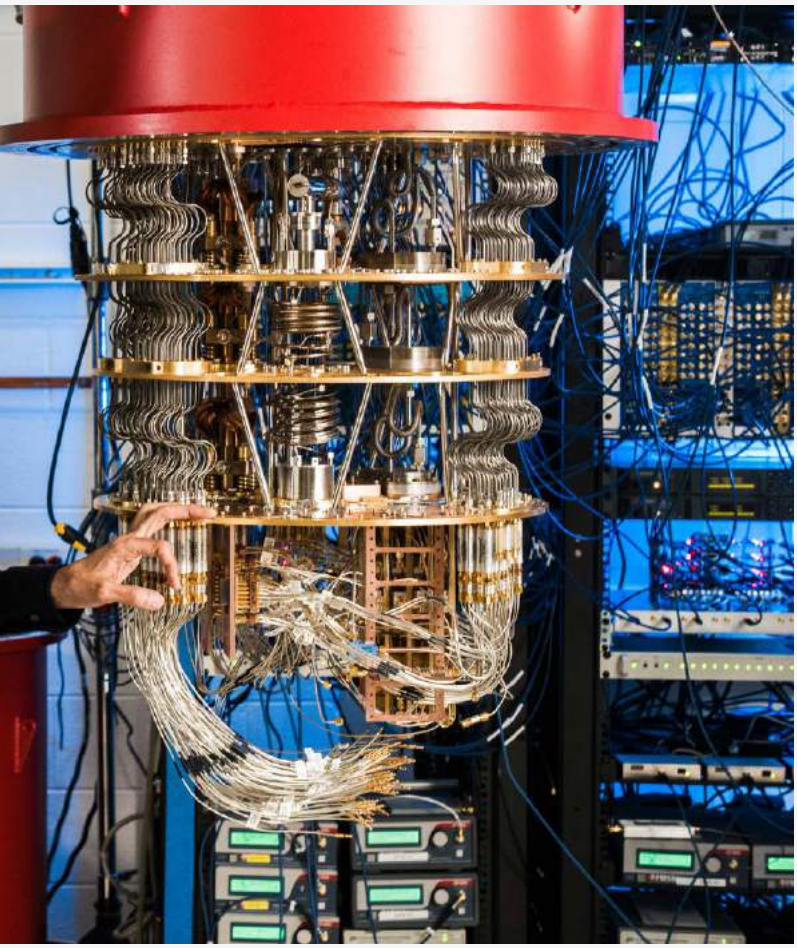
Szczerze mówiąc, nie da się zrozumieć, jak działa komputer kwantowy, jeżeli „zrozumienie" miałoby oznaczać przedstawienie problemu przy użyciu pojęć już nam znanych i akceptowanych. „Teraz zapomnijcie o zdrowym rozsądku" – usłyszałem na studiach w ZSRR od profesora (ze szkoły noblisty Landaua) na wykładzie inauguracyjnym fizyki kwantowej. W arsenale pojęć podstawowych dla opisu działania komputera kwantowego są **superpozycja stanów kwantowych** i **splątanie kwantowe** – konstrukty myśli ludzkiej niemające żadnego odniesienia do świata, jaki znamy. Że elektron nie jest kulką, lecz falą, wiadomo już od prawie 100 lat (de Broglie, 1924). Parametry tej fali, opisujące tzw. stan kwantowy elektronu, mają charakter probabilistyczny. Na przykład liczba spinowa może przyjmować wartość ½ lub - ½, ale dany elektron może być jednocześnie w każdym z tych stanów z określonym prawdopodobieństwem. Tylko pomiar może rozstrzygnąć, czy spin wynosi ½, czy – ½. Jednak pomiar oznacza równocześnie zniszczenie tej informacji. Podobnie stan kwantowy fotonu można określić superpozycją polaryzacji pionowej i poziomej. Dopiero eksperyment, tj. przejście fotonu przez polaryzator pionowy lub poziomy, pozwala określić jednoznacznie jego polaryzację. Superpozycja stanów kwantowych cząstki mikroświata (elektronu, fotonu, itp.) opisuje, czym jest **kubit** – podstawowa cegiełka komputera kwantowego. O ile bit w komputerze klasycznym przyjmuje jedną z dwóch wartości, tj. 1 lub 0, o tyle kubit może jednocześnie reprezentować informację 0 i 1 z określonym prawdopodobieństwem. Na przykład 8 bitów w komputerze klasycznym reprezentuje jedną z liczb ciągu od 1 do 255. Natomiast 8 kubitów wystarcza dla zapisu wszystkich liczb od 0 do 255 w tym samym czasie. Kubity nie wystarczą do opisu działania komputera kwantowego, bo informację pamiętaną w kubitach w postaci superpozycji stanów kwantowych trzeba jeszcze odczytywać, przesyłać i przetwarzać. Kłopot w tym, że odczyt informacji zawartej w stanach kwantowych elektronu lub fotonu niszczy tę informację. Dobrze byłoby mieć swoisty „backup" tej informacji przechowywany w innej mikrocząstce.

Dyrektor generalny Alphabet, Sundar Pichai i komputer kwantowy Sycamore - 54 kubity

Tutaj pojawia się **splątanie kwantowe** – zjawisko, którego zrozumienie przerasta możliwości ludzkiej wyobraźni obrazowej. Nie rozumiał go nawet jego odkrywca – Albert Einstein. Jak wiadomo, Einstein nie był entuzjastą mechaniki kwantowej i dla pognębienia jej apologetów w roku 1935 wraz ze współpracownikami (Einstein, Podolski, Rosen) opublikował eksperyment myślowy prowadzący do paradoksalnych wniosków. Jeśli wytworzymy parę fotonów o przeciwnych polaryzacjach i oddalimy je od siebie na dowolną odległość (niech to nawet będą dwa przeciwległe końce galaktyki), to pomiar polaryzacji jednego fotonu całkowicie i natychmiast determinuje polaryzację drugiego. Jeśli pierwszy foton ma polaryzację pionową, to drugi na pewno ma polaryzację poziomą lub na odwrót. Zauważmy, że zgodnie z fizyką kwantową do momentu pomiaru nie wiemy, jaka jest polaryzacja każdego z tych fotonów. Obie (pozioma lub pionowa) są równie prawdopodobne. Dopiero pomiar polaryzacji jednego z pary fotonów, na jednym lub drugim końcu galaktyki, jednoznacznie determinuje polaryzację bliźniaczego fotonu. Nie da się tego wytłumaczyć tak, że już w chwili „poczęcia" bliźniaczych fotonów ich polaryzacje były zdeterminowane. Określona jest tylko ich komplementarność, ale do czasu pomiaru jednego z nich wszystkie możliwości są równie prawdopodobne. Einstein uznał, że ten eksperyment

eprasa.pl 02a1ee88a2

myślowy prowadzi do paradoksu – albo informacja od zmierzonego fotonu **natychmiast** przenosi się do drugiego fotonu, co obala jego teorię względności opartą na założeniu niemożliwości przekroczenia szybkości światła, albo fizyka kwantowa nie może być słuszną teorią. Einstein nazwał to zjawisko „upiornym działaniem na odległość". Twórcy fizyki kwantowej poradzili sobie z tym paradoksem konceptualnie, twierdząc, że układ splątanych cząstek jest nielokalnym układem kwantowym, cokolwiek by to miało znaczyć, gdyż para fotonów stanowi ciągle jeden układ kwantowy, nawet jeśli dzieli je



odległość galaktyki. Inaczej – z faktu, że stan kwantowy układu splątanych fotonów jest zdeterminowany, nie musi wynikać, że zdeterminowany jest również stan kwantowy każdego z nich. Najbardziej paradoksalne w tej historii jest to, że Einstein nie miał racji. W latach 90. XX wieku pojawiły się dowody eksperymentalne, że splątanie kwantowe istnieje w rzeczywistości, a przecież miał to być tylko eksperyment myślowy prowadzący *ad absurdum*. Różne zespoły eksperymentatorów ścigają się obecnie, kto osiągnie większą odległość teleportacji informacji między parą splątanych cząstek. Nie są to jeszcze odległości galaktyczne, ale już dawno rekord wynosi ponad 100 kilometrów. Splątanie kwantowe, nawet potwierdzone doświadczalnie, wydawało się być li tylko ciekawostką fizyki bez żadnego znaczenia praktycznego. Niezwykłą rolę praktyczną tego zjawiska w zastosowaniu do komputera kwantowego uświadomiono sobie dopiero po publikacji w 1994 r. algorytmu Shora, umożliwiającego rozkład liczb naturalnych na czynniki pierwsze.

Zatem koncepcja komputera kwantowego opiera się na trzech filarach: **superpozycja stanów kwantowych**, **splątanie kwantowe** i **algorytm Shora**.

Wróćmy do pytania, czy jest się czego bać? Czy elektronicy powinni się obawiać konieczności opanowania nowej dziedziny elektroniki, opartej na zjawiskach kwantowych? Oj, trochę tak! Nie będzie łatwo przejść z bitów na kubity i z algebry Boole'a na algorytm probabilistyczny Shora. Na pocieszenie dodam, że komputery kwantowe to jednak ciągle pieśń przyszłych dekad. Ocenia się, że za lat kilkanaście z komputerów kwantowych zaczną korzystać naukowcy, a za lat trzydzieści będą miały wpływ na życie codzienne przez powszechne udostępnienie niektórych aplikacji przetwarzanych przez komputery kwantowe działające w chmurze.

Dzisiaj jesteśmy jeszcze w okresie prehistorycznym epoki komputerów kwantowych. Podsumujmy stan na dziś.

1. Doniesienie Google'a było mocno „podkręcone" medialnie. IBM szybko skontrował sensacyjny news Google'a komunikatem, że superkomputer Summit nie męczyłby się 10 000 lat z obliczeniami, które komputer kwantowy Google'a wykonał w 3 minuty i 20 sekund. Jeśli zastosować optymalny algorytm, to Summit uporałby się z tym zadaniem w 2,5 dnia, czyli milion razy szybciej niż ogłosił to Google. Oczywiście, komputer kwantowy jest nadal o wiele szybszy, ale 1000 razy to nie to samo co miliard razy.
2. Czeka nas rozwiązanie wielu problemów technicznych. Komputer Google'a o nazwie Sycamore ma zaledwie 54 kubity i zajmuje spore pomieszczenie. Technologia obrana przez Google'a, oparta na materiałach nadprzewodzących, jest bardzo kłopotliwa, gdyż nadprzewodniki wymagają schłodzenia do temperatury poniżej 1 K. Prace nad komputerem kwantowym są prowadzone w wielu ośrodkach na świecie. Technologię opartą na materiałach nadprzewodzących stosują również inne ośrodki, na przykład IBM, IMEC, BBN Technologies. Z kolei Intel próbuje zarówno z nadprzewodnikami, jak też z kubitami spinowymi, w których impulsy mikrofalowe służą do orientowania elektronów. Jeszcze inną drogą idzie Microsoft, pracując nad tzw. topologicznymi kubitami, czyli paczkami energii zachowującymi się jak quasicząstki. Można powiedzieć, że jeszcze wiele lat dzieli nas od opracowania jednolitych standardów technologii wytwarzania kubitów.
3. Działanie komputera kwantowego jest podatne na powstawanie błędów, co wiąże się z probabilistycznym charakterem zjawisk fizycznych w kubitach i ich silną wrażliwością na różnorodne oddziaływania zewnętrznych czynników środowiskowych. Wykrywanie i korekcja tych błędów to duże wyzwanie przed konstruktorami komputerów kwantowych. Im niższa temperatura, tym mniejsze jest prawdopodobieństwo powstania błędu, dlatego w Sycamore stosuje się temperaturę 0,02 K, czyli prawie zero absolutne.

Wróćmy na koniec jeszcze raz do pytania „czy jest się czego bać"? Po publikacji Google'a pojawiły się głosy, że potęga obliczeniowa komputera kwantowego zagraża kryptografii. Wyrażono obawę o łatwość złamania kodów w Internecie, w szczególności bankowych. Najbardziej popularny obecnie algorytm kryptograficzny RSA, stosowany w Internecie do podpisów cyfrowych, można złamać, znajdując rozkład dużej liczby na jej czynniki pierwsze. Dla liczb o długości ponad 2000 bitów, czy ponad 600 cyfr dziesiętnych, komputerom klasycznym rozkład na czynniki pierwsze zająłby miliardy lat. Komputer kwantowy mógłby tego dokonać w kilka godzin, ale musiałby mieć miliony kubitów, co w wyobrażalnej przyszłości jest nieosiągalne. Ocenia się, że droga od 50 kubitów do 1000 kubitów zajmie całą dekadę. Z drugiej strony, czy 50 lat temu ktoś przewidywał, że każdy obywatel, nawet dziecko w przedszkolu, będzie nosić w kieszeni komputer o mocy obliczeniowej większej niż ówczesne superkomputery? Gdyby nawet ktoś snuł wówczas takie fantazje, to spytano by przytomnie – a po co?

Wiesław Marciniak

eprasa.pl 02a1ee88a2

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

Nr 2 (325) • Luty 2020

Nie przeocz

Nowe podzespoły ... 8
Koktajl niusów ... 15
Konkurs Konstrukcji Studenckich KOKOS ... 19
Jak postarzać produkty elektroniczne? ... 20
Dodaj do obserwowanych ... 23
Niezbędnik elektronika ... 55

Projekty soft

Cyfrowy termometr z podświetleniem LED ... 26
Wariometr dla paralotniarzy ... 29

Projekty

Zaawansowana sonda logiczna ... 32
Modułowy odbiornik nasłuchowy na pasma 80 m i 40 m „Dosia". Mikroprocesorowy moduł kontrolno-sterujący (1) ... 38
Cyfrowy generator sygnału sinusoidalnego ... 44
Generator skokowych obciążeń ... 49

Moduły w aplikacjach

Termometr i termostat z układem LM75 ... 52

Miniprojekty

guitarVmeter – miniaturowy monitor baterii do gitary ... 56
Przełącznik USB z wbudowanym hubem ... 57
Przedwzmacniacz stereo z regulacją barwy dźwięku ... 60

Temat numeru: Technologia MEMS

Niepowstrzymane MEMS-y ... 62

Prezentacje

Świat kontrastów i kolorów. Wyświetlacze OLED z pasywną matrycą ... 78

Notatnik konstruktora

Symulacja i pomiar czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (7). Obwód RLC ... 68
Detekcja częstotliwości z wykorzystaniem algorytmu Goertzel'a ... 111

Sprzęt

FLIK – zewnętrzny akcelerator AI ... 84

Wybór konstruktora: LEDy

LED-y na lata '20 ... 92
Zabezpieczenia diod LED ... 102
LEDy dla profesjonalistów ... 104
Artronic ... 107
Neonica Polska ... 108
LEDIN ... 109
NowaLed ILL ... 110

Cyfrowy termometr z podświetleniem LED Termometr cyfrowy jest jednym z prostszych projektów, jakie można zrealizować. Co jednak, jeśli chcemy poznać temperaturę w dalekim od nas mieście? Opisane w poniższym artykule urządzenie wykorzystuje API serwisu pogodowego do pobierania danych na temat pogody z Internetu. Informacje są następnie wyświetlane z pomocą kolorowych diod LED.

Wybór konstruktora: czujniki

Nie taki czujnik straszny...
Pomiar przemieszczenia, kąta i siły ... 114
Botland ... 120
SIMEX ... 121

Poradnik implementacji

MOC-na strona FPGA, czyli odpowiedzi na pytania „ile?" i „jak?" przy zasilaniu układów programowalnych (3) ... 80
Silniki BLDC (1). Metody sterowania ... 85
Magazyny energii. Budowa pakietów z ogniw litowych (1) ... 89

Kursy

Systemy dla Internetu Rzeczy (34). nRF5340 – pierwszy procesor komunikacyjny SOC z dwoma rdzeniami ARM Cortex-M33 ... 122
Eksperymenty z FPGA (3) ... 131

Prenumerata ... 2
Od wydawcy ... 4
Hity następnego numeru ... 138
Kramik i rynek ... 139

Aby pobrać materiały dodatkowe do artykułów, zarejestruj się na https://media.avt.pl

Szczegóły na stronie 22

eprasa.pl 02a1ee88a2

Popraw cyfrowo działanie analogowych regulatorów

Połącz dynamikę kontrolera analogowego z elastycznością mikrokontrolera

Żaden system nie może działać bez niezawodnego zasilania. Nasza rodzina ulepszonych cyfrowo produktów analogowych DEPA (Digitally Enhanced Power Analog) łączy wydajność analogowego kontrolera PWM z możliwościami dowolnej konfiguracji 8-bitowego mikrokontrolera PIC®. Połączenie to pozwala na dodanie funkcji cyfrowych do niezawodnej, łatwej do wdrożenia analogowej pętli sterowania, przy zapewnieniu dużej dynamiki odpowiedzi na zmiany przejściowe, wysokiej wydajności, odpowiedniego wzmocnienia i marginesu fazy. Dodanie możliwości mierzenia i reagowania na zmiany za pomocą dopracowanych algorytmów poprawia niezawodność systemu, oferując jednocześnie możliwości diagnostyczne i komunikacyjne.

To jednoukładowe rozwiązanie pozwala na działanie przy wysokim napięciu wejściowym i może dostarczać prądu wyjściowego o dużym natężeniu oraz zapewnia niezawodne działanie w niestabilnym środowisku. Dowiedz się, jak elastyczność naszych produktów DEPA może ulepszyć Twój kolejny projekt.

Kluczowe cechy

- Szybka i wydajna konwersja mocy z analogową pętlą sterowania w trybie prądowym
- Elastyczne sterowanie zasilaczem dzięki zintegrowanemu MCU
- Dynamicznie regulowane zabezpieczenia sprzętowe umożliwiają niezawodne działanie

www.microchip.com/FlexiblePower

MICROCHIP

Nazwa Microchip i logo, Microchip logo, są zastrzeżonymi znakami towarowymi firmy Microchip Technology Incorporated w U.S.A. i innych krajach. Wszystkie pozostałe wymienione znaki towarowe są własnością ich odpowiednich właścicieli.
© 2019 Microchip Technology Inc. Wszystkie prawa zastrzeżone. DS20006124A. MEC2309A-POL-12-19
eprasa.pl 02a1ee88a2

nowe podzespoły

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

Wysokoprądowe impulsowe regulatory napięcia o dużej gęstości mocy

OptiMOS IR3826(A)M impulsowy regulator napięcia pracujący w zakresie napięć wejściowych od 5 do 17 V, umożliwiający programowanie napięcia wyjściowego w zakresie od 0,6 V do 0,86×V_{IN}. Występuje on w dwóch wersjach różniących się wydajnością prądową: IR3826AM (16 A) i IR3826M (23 A). Charakteryzuje się dużą gęstością mocy, co pozwala na zastosowania w urządzeniach sieciowych, telekomunikacyjnych stacjach bazowych oraz serwerach i pamięciach masowych klasy enterprise. Po podłączeniu zewnętrznego źródła V_{CC}, dolny zakres napięć wejściowych układu można obniżyć do 1 V.

W porównaniu z wcześniejszymi generacjami podobnych regulatorów, IR3826(A)M może pracować z większą częstotliwością taktowania, sięgającą 1,5 MHz, co obniża straty mocy i pozwala na stosowanie mniejszych komponentów pasywnych. Częstotliwość pracy jest stała, co ułatwia odfiltrowanie zaburzeń z sygnału wyjściowego. Układ jest zamykany w obudowie PQFN o powierzchni 6×5 mm, kompatybilnej pod względem rozkładu wyprowadzeń z regulatorami wcześniejszych generacji. Pracuje w zakresie temperatur złącza od –40 do +125°C. Zawiera zabezpieczenie termiczne i nadprądowe oraz wyjście *Power Good*.

http://bit.ly/2lN71bU

REKLAMA

BORNICO | Teraz większe MOŻLIWOŚCI
bornico.com.pl
montaż kontraktowy elektroniki
projektowanie urządzeń i systemów
Zakład Elektroniczny BORNICO
ul. Małęczyńska 25
26-600 Radom
tel. +48 48 365 58 22
bornico@bornico.com.pl

Miniaturowy regulator LDO o rekordowo małym prądzie spoczynkowym

Nowy regulator LDO firmy Texas Instruments, TPS7A02, wyróżnia się 10-krotnie mniejszym prądem spoczynkowym od innych dostępnych obecnie na rynku tego typu układów, wynoszącym zaledwie 25 nA oraz bardzo małym poborem prądu w trybie *shutdown*, wynoszącym 3 nA. Jest to regulator o wydajności prądowej 200 mA, zaprojektowany do zastosowań w urządzeniach pomiarowych, medycznych i przenośnych, w których krytycznym parametrem jest czas pracy na baterii. Doskonale sprawdzi się we współpracy z innymi układami o bardzo małym prądzie spoczynkowym, takimi jak mikrokontrolery MSP430 i SimpleLink CC2642R, czujnik temperatury TMP1075 czy wzmacniacz operacyjny nanopower TLV8802.

Regulator TPS7A02 zastosowany w układzie zasilania wideofonu lub kamery monitoringu może zapewnić nawet 24-miesięczny czas pracy na baterii, 4× dłuższy niż w przeciętnych tego typu produktach. Zdaniem producenta, w przenośnych urządzeniach medycznych czas ten można wydłużyć nawet 5-krotnie.

Drugą ważną zaletą układu jest krótki czas przejścia z trybu uśpienia do stanu aktywnego i bardzo szybka odpowiedź impulsowa. Czas stabilizacji napięcia wyjściowego po skoku prądu z 1 do 50 mA wynosi mniej niż 5 µs; pod tym względem TPS7A02 jest dwukrotnie szybszy od układów konkurencyjnych. Szybka odpowiedź na zmiany prądu obciążenia wraz z minimalnymi wahaniami napięcia wyjściowego pozwalają na zastosowanie TPS7A02 w precyzyjnych aplikacjach małej mocy, np. urządzeniach medycznych wymagających wysokostabilnego źródła zasilania przy pomiarach małych sygnałów.

Układ TPS7A02 pracuje z napięciem wejściowym z zakresu od 1,5...6,0 V i z ustalonym fabrycznie napięciem wyjściowym od 0,8 do 5,0 V, programowanym z krokiem co 50 mV. Jest obecnie dostarczany w 4-wyprowadzeniowej obudowie X2SON o powierzchni 1×1 mm. W najbliższym czasie w ofercie TI ma się też pojawić wariant w 5-wyprowadzeniowej obudowie SOT-23 (2,9×1,6 mm), a w 2020 roku planowane jest wprowadzenie 4-wyprowadzeniowego

eprasa.pl 02a1ee88a2

wariantu DSBGA (*die-size ball grid array*) o powierzchni zaledwie 0,65×0,65 mm.

Ceny hurtowe TPS7A02 zaczynają się od 0,49 USD przy zamówieniach 1000 sztuk. Dostępny jest moduł ewaluacyjny MULTIPKGLDOEVM-823 w cenie 20 USD.

http://bit.ly/2kuoTZ9

Pierwszy samochodowy kontroler wideo Full HD z wejściem MIPI-CSI2

RAA278842 to kontroler samochodowych wyświetlaczy LCD o rozdzielczości Full HD, umożliwiający realizację systemów wspomagania parkowania i zapobiegania kolizjom. Zastosowany tu 4-ścieżkowy interfejs MIPI-CSI2 o szybkości transmisji do 1 Gbps na ścieżkę umożliwia współpracę z kamerami samochodowymi najnowszej generacji oraz z procesorami aplikacyjnymi i graficznymi. Układ zawiera też jednokanałowy interfejs OpenLDI taktowany zegarem 150 MHz oraz może współpracować z wyświetlaczami o rozdzielczości do Full HD i 10-bitowej głębi koloru, zapewniając wysokiej jakości obraz przy niemal zerowym opóźnieniu. Wbudowany obwód diagnostyczny wykrywa uszkodzenie lub „zamrożenie" obrazu i może zapewnić bezpośrednią ścieżkę do transmisji obrazu z kamery cofania do wyświetlacza. Praktycznie eliminuje to możliwość wystąpienia błędu związanego z oprogramowaniem, który mógłby uniemożliwić transmisję prawidłowego obrazu z kamery. A ponieważ czas bootowania niektórych procesorów aplikacyjnych może wynosić nawet do kilku sekund (w zależności od systemu operacyjnego), RAA278842 jest w stanie wyświetlić obraz z kamery z opóźnieniem nie przekraczającym 500 ms, co spełnia wymogi wielu producentów OEM.

Zarówno RAA278842 z wyjściem MIPI-CSI2, jak i jego odpowiednik RAA278843 z tradycyjnym wyjściem BT.656 współpracują z głównym mikroprocesorem systemowym, monitorując dane z kamery i strumień wideo z układu SoC lub GPU. Po uruchomieniu zapłonu, mogą one wyświetlać np. logo producenta samochodu, obraz z kamery lub symulację kontrolek z deski rozdzielczej. Oba układy są zgodne z wymogami normy bezpieczeństwa FMVSS-111 określającymi na 2 s minimalny czas po wrzuceniu biegu wstecznego, po którym na wyświetlaczu powinien pojawić się obraz z kamery cofania.

RAA278842 i RAA278843 są produkowane w 128-wyprowadzeniowych obudowach LQFP. Uzyskały kwalifikację AEC-Q100 Grade-2. Mogą pracować w zakresie temperatur otoczenia od –40 do +105°C.

http://bit.ly/2kumspt

Nowe moduły laserowe o mocy 125 W/kanał do LiDARów samochodowych

Wymagania dotyczące systemów bezpieczeństwa w pojazdach (pół) autonomicznych są złożone. Muszą one być niezawodne, pracować

REKLAMA

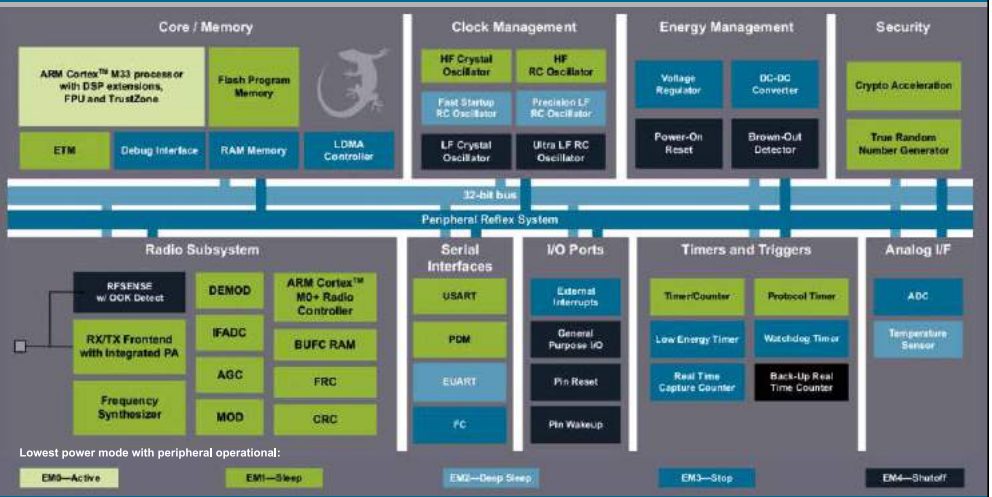
COMPUTER CONTROLS

EFR32BG22 SoCs od SILICON LABS

Układ oficjalnie zaprezentowany zostanie w marcu 2020 !!!

EFR32BG22 specyfikacja:

- komunikacja Bluetooth LE, Mesh oraz AoA/AoD
- minimum 5 lat pracy na baterii typu single coin cell
- temperatura pracy +125st C
- Cortex M33 (27 µA/MHz active, 1.2 µA sleep)
- ultra niski pobór prądu (3.6 mA TX at 0 dBm, 2.6 mA RX)



UKŁAD DEDYKOWANY JEST DLA ROZWIĄZAŃ IoT Z NACISKIEM NA ASPEKT BEZPIECZEŃSTWA ORAZ CZASEM PRACY NA BATERII.

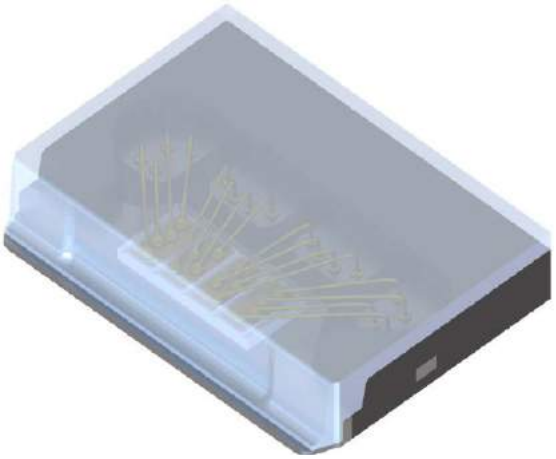
Dystrybucja podzespołów elektronicznych:

SILICON LABS · maxim integrated · Neoway 有方 · SILERGY · RALTRON · ALLIANCE MEMORY · POWERTIP · Densitron

Computer Controls Sp. z o.o.
Biuro Handlowe
ul. Powązkowska 15, 01-797 Warszawa

tel.: +48 (22) 718 31 90
e-mail: components@ccontrols.pl
www.ccontrols.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2



we wszystkich warunkach oświetleniowych i pogodowych oraz identyfikować potencjalne zagrożenia i przeszkody w krótkim czasie, wystarczającym na podjęcie właściwych decyzji dotyczących jazdy. Uważa się, że tylko połączenie LiDARu, kamery i radaru jest w stanie spełnić wymogi systemu autonomicznej jazdy. Firma Osram wprowadziła na rynek pierwszy laser 905 nm ponad 10 lat temu. Dziś jest to najczęściej stosowana długość fali w przypadku LiDARów, głównie ze względu na całkowite koszty systemu.

Najważniejszym aspektem bezpieczeństwa jest zasięg zastosowanego źródła światła podczerwonego. Dwa nowo wprowadzone na rynek lasery firmy Osram zapewniają moc wyjściową 125 W na kanał przy prądzie sterowania 40 A. Dzięki wyjątkowo niskiej rezystancji termicznej (30 K/W dla jednokanałowego modelu SPL S1L90A_3 A01 oraz 17 K/W dla 4-kanałowego SPL S4L90A_3 A01), ciepło jest łatwo odprowadzane z elementu, nawet przy dużych prądach sterowania. Wersja 4-kanałowa bazuje na chipie z 4 obszarami emisji, zapewniając moc optyczną 480 W. Układ ten jest produkowany w obudowie o wymiarach zaledwie 3,35×2,45×0,65 mm, co czyni go tylko nieco większym od wersji jednokanałowej (2,3×2,0×0,65 mm).

Dzięki większej mocy i zwiększonemu do 0,2% współczynnikowi wypełnienia, nowe układy mogą zapewnić większy zasięg pracy i większą rozdzielczość. Pracują one na długości fali 905 nm przy szerokości impulsu równej około 2 ns, zapewniając bezpieczną dla oka konstrukcję systemu.

http://bit.ly/2Tut3iB

Wysokotemperaturowe triaki 12...40 A do przełączania napięć do 250 VAC

Firma Littelfuse powiększa ofertę wysokotemperaturowych triaków o 5 nowych serii podzespołów zamykanych w małogabarytowych

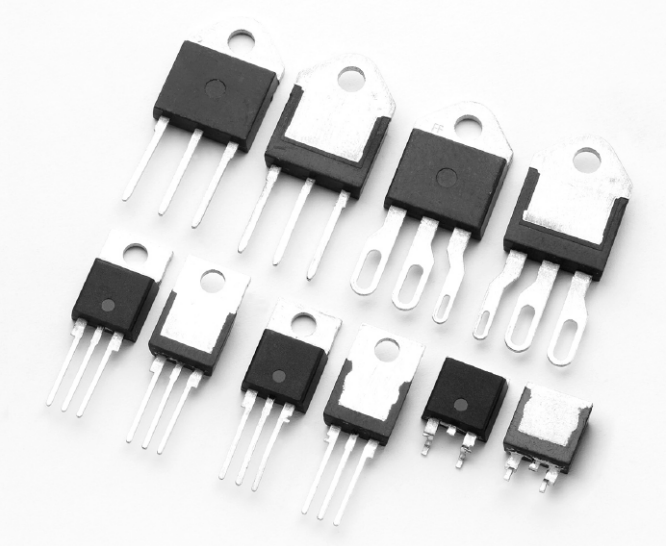
REKLAMA

OBWODY DRUKOWANE

- płytki jednostronne i dwustronne
- płytki na podłożu aluminiowym
- testy elektryczne płytek
- pokrycia płytek: cyna, cyna/ołów, złoto

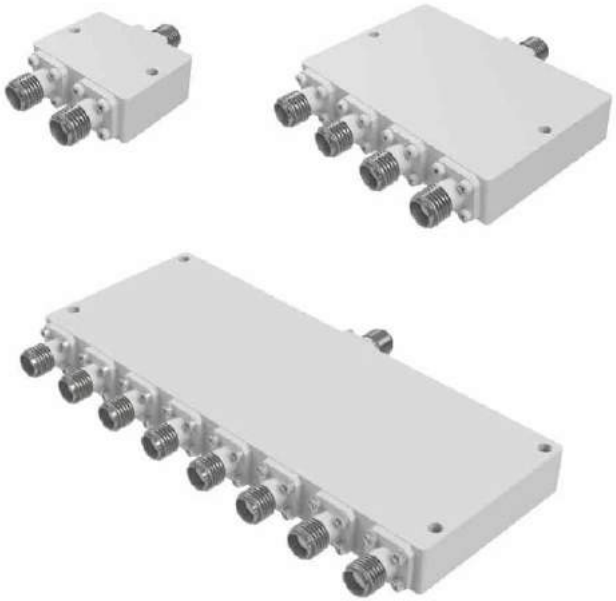
Faldruk s.c., 05-462 Emów, ul. Wiązowska 2E
tel. +48 22 872 43 01, 612 67 76, +48 698 468 850
biuro@faldruk.pl, www.faldruk.pl

SITODRUK NA OBUDOWACH



obudowach do montażu SMT i przewlekanego, mogących pracować przy maksymalnej temperaturze złącza +150°C. Są to elementy mogące znaleźć zastosowanie jako elektroniczne przełączniki w systemach oświetleniowych, grzewczych i napędowych oraz w urządzeniach AGD i innych zasilanych napięciem do 250 VAC. Występują w wersjach o dopuszczalnym prądzie przewodzenia 12, 16, 25, 30 i 40 A oraz o napięciu VDRM równym 600 lub 800 V. Wysokotemperaturowe triaki z nowej oferty są zamykane w obudowach TO-220AB, TO-220 z izolacją, TO-263 (D2-PAK), TO-218 z izolacją (TOP3 Ins) i TO-218X z izolacją i wyprowadzeniami oczkowymi.

http://bit.ly/30xLIvp



Dzielniki mocy Wilkinsona na pasmo 6...40 GHz

Firma JFW uzupełnia ofertę dzielników mocy Wilkinsona o trzy nowe modele pokrywające zakres częstotliwości od 6 do 40 GHz. Do oferty wchodzi model 2-wyjściowy 50PD-867, 4-wyjściowy 50PD-868 i 8-wyjściowy 50PD-869. Są to dzielniki z portami dopasowanymi do impedancji 50 Ω, wyposażone w złącza 2,92 mm. Charakteryzują się małymi stratami, wynoszącymi odpowiednio 1,2 dB, 1,7 dB i 2,2 dB po podziale na częstotliwości 40 GHz. Maksymalna moc sygnału wejściowego wynosi 10 W. Zakres dopuszczalnych temperatur pracy rozciąga się od –40 do +85°C.

http://bit.ly/3a9UDrg

eprasa.pl 02a1ee88a2

Podwójne bezpieczniki resetowalne do ochrony nadprądowej urządzeń telekomunikacyjnych

Firma Littelfuse wprowadza do oferty podwójne, 250-woltowe bezpieczniki resetowalne PPTC serii TSM250-130, pozwalające dwukrotnie zmniejszyć wymaganą przestrzeń montażową. Są to elementy realizujące ochronę nadprądową urządzeń telekomunikacyjnych i sieciowych. Zapewniają zabezpieczenie przed impulsami przepięciowymi, zgodnie z wymogami norm ITU, Telcordia GR1089 i IEC 62368-1. Oba wewnętrzne bezpieczniki PPTC są dopasowane pod względem rezystancji, zapewniając zrównoważenie rezystancji na liniach Tip i Ring.

http://bit.ly/30xLIvp

Miniaturowe radarowe czujniki ruchu/odległości z wewnętrzną anteną na pasmo 60 GHz

Firma Socionext zaprezentowała nową serię radarowych czujników odległości SC1220, wykorzystujących do prowadzenia pomiarów fale radiowe o częstotliwości z zakresu 57...64 GHz, dopuszczonego do użytku na terenie Ameryki Północnej i Europy. Są one obecnie dostarczane w wersjach próbnych, a rozpoczęcie masowej produkcji zaplanowano na 4. kwartał 2020 roku.

Czujniki SC1220 umożliwiają precyzyjny pomiar lokalizacji i ruchu, co pozwala na zastosowania w aplikacjach wymagających rozpoznawania gestów. Ponieważ pomiar nie jest narażony na wpływ warunków środowiskowych, jak fluktuacje temperatury i natężenia

światła, układy te mogą pracować w wielu obszarach zastosowań, w tym również w inteligentnych urządzeniach domowych. Są one zamykane w obudowach SMD o wymiarach od 7×7×0,8 mm. Charakteryzują się bardzo małym poborem mocy na poziomie 1...2,5 mW. Są układami o dużym stopniu integracji, łatwymi w implementacji. Zawierają wbudowaną antenę i sekcję radiową, przetwornik A/C, pamięć FIFO, interfejs SPI i inteligentny układ zarządzania poborem mocy. Nie wymagają od użytkownika znajomości zagadnień związanych z projektowaniem obwodów w.cz.

Oferta obejmuje dwa warianty układów: SC1220AT2 do analizy ruchu w 3 wymiarach, umożliwiający wykrycie np. podniesienia i opuszczenia ręki przez użytkownika oraz SC1221AR3 do analizy ruchu w 2 wymiarach, umożliwiający np. wykrycie pojawienia się obiektu w określonym obszarze.

Ceny czujników SC1220AT2 i SC1221AR3 zaczynają się od 20 USD.

http://bit.ly/2NuL4cD

REKLAMA

eprasa.pl 02a1ee88a2

Resetowalne wyłączniki termiczne do ochrony akumulatorów LiPo

Firma Bourns wprowadziła do oferty serię najmniejszych na rynku resetowalnych wyłączników termicznych do ochrony nadprądowej i termicznej akumulatorów litowo-polimerowych. Wyłączniki serii CB pomimo mniejszej o ponad 25% objętości od wyłączników wcześniejszej serii NR, mogą pracować z tym samym natężeniem prądu. Są produkowane w niskoprofilowych obudowach o grubości 0,8 mm i szerokości 2,5 mm. Ze względu ma małe gabaryty nadają się doskonale do zastosowań w akumulatorach do smartfonów i innych miniaturowych urządzeń przenośnych, natomiast ze względu na duży dopuszczalny prąd pracy mogą być też stosowane w akumulatorach do tabletów i laptopów.

Wyłączniki serii CB charakteryzują się bardzo małą rezystancją wewnętrzną, wynoszącą od 2,2 mΩ, a ich dopuszczalny prąd przewodzenia wynosi w zależności od wersji od 6 do 11 A w temperaturze +60°C. Dostępne są wersje o czterech temperaturach progowych, wynoszących 72°C, 77°C, 82°C i 85°C przy tolerancji ±5°C. Na indywidualne zamówienia mogą być produkowane również wersje o węższym przedziale tolerancji. Reset wyłącznika następuje po obniżeniu się jego temperatury o co najmniej 10°C poniżej minimalnej temperatury zadziałania oraz po wyłączeniu i ponownym włączeniu zasilania. Do produkcji wyłączników serii CB wykorzystano mechanizm bimetaliczny o dużej odporności na korozję, mogący pracować w środowiskach o dużej wilgotności.

http://bit.ly/3716t51

Najmniejszy na rynku odbiornik do systemów ładowania bezprzewodowego Qi

P9222-R to najmniejszy na rynku odbiornik do systemów ładowania bezprzewodowego, zaprojektowany do zastosowań w słuchawkach dousznych i aparatach słuchowych. Jest zamykany w obudowie

REKLAMA

ZAJRZYJ NA TE STRONY

WLCSP o wymiarach zaledwie 3,38×2,28×0,4 mm i pomimo tak małych gabarytów charakteryzuje się znamionową mocą wyjściową do 5 W, przy poborze mocy poniżej 50 mW.

Układ P9222-R jest zoptymalizowany do pracy z dużą sprawnością również w zakresie małych obciążeń. Charakteryzuje się elastyczną konfiguracją, skracającą czas wprowadzania produktów na rynek i czas konieczny na uzyskanie certyfikacji Qi. Kluczowym elementem decydującym o elastyczności układu jest wbudowany 32-bitowy mikrokontroler ARM Cortex-M0, umożliwiający łatwą konfigurację parametrów projektowych z wykorzystaniem interfejsu I²C lub zewnętrznej pamięci EEPROM. P9222-R pracuje w przemysłowym zakresie temperatur otoczenia. Jest kompatybilny ze specyfikacją WPC 1.2 Qi Baseline Power Profile (BPP). Producent oferuje do niego zestaw referencyjny z cewką 3×30 mm.

http://bit.ly/2PZWHcf

600-woltowy sterownik 3-fazowych silników BLDC

Obecnie w sektorze układów napędowych rośnie zapotrzebowanie na 3-fazowe silniki BLDC o energooszczędnej pracy i odporności na fluktuacje napięcia zasilającego. Wymagają one stosowania wysokonapięciowych sterowników PWM, mających zapewnić dużą niezawodność produktu końcowego.

Do oferty firmy Toshiba wchodzi właśnie nowy 600-woltowy sterownik 3-fazowych silników BLDC, pracujący ze sterowaniem PWM i zawierający wyjście sinusoidalne. TB67B000AHG to układ o dużej skali integracji, zapewniający skuteczniejsze zabezpieczenie przed fluktuacjami napięcia zasilającego od wcześniejszych wersji. Stanowi rozszerzenie rodziny sterowników TB67B000. Może być stosowany zarówno w urządzeniach domowych (oczyszczacze powietrza, klimatyzatory), jak też w instalacjach przemysłowych. Jest kompatybilny pod względem rozkładu wyprowadzeń z wcześniejszym 500-woltowym

eprasa.pl 02a1ee88a2

modelem TB67B000HG i może być stosowany jako jego odpowiednik o zwiększonej odporności na fluktuacje napięcia.

Układ TB67B000AHG generuje sygnały sterujące PWM albo trapezoidalne w zakresie częstotliwości od 14 do 23 kHz, zapewniając niski poziom szumów i wibracji. Zawiera własny mostek 3-fazowy z tranzystorami IGBT 600 V/2 A, ogranicznik prądowy, zabezpieczenie termiczne i podnapięciowe oraz detektor zatrzymania silnika. Całość zamknięto w obudowie HDIP30 o powierzchni 32,8×13,5 mm z wbudowanym kontaktem do radiatora.

http://bit.ly/2FVrsKD

Miniaturowe, lekkie złącza Gecko-MT z wyprowadzeniami sygnałowymi i zasilania

Harwin wprowadza na rynek nowe wersje złączy znanej serii Gecko-SL, wyposażone zarówno w kontakty sygnałowe, jak i zasilania. Uzupełniając kontakty sygnałowe dwoma lub czterema kontaktami zasilania (w konfiguracjach 1+8+1 lub 2+8+2), nowe złącza Gecko-MT pozwalają na zmniejszenie masy i gabarytów urządzeń elektronicznych. Ich linie zasilające pozwalają na przewodzenie prądów o natężeniu do 10 A, a linie sygnałowe do 2,8 A. Oferta obejmuje złącza do montażu na kablach i na płytkach drukowanych w wersji prostej i kątowej. Zawierają one śruby montażowe ze stali nierdzewnej. Są odporne na udary do 100 g i wibracje do 20 g, a ich zakres dopuszczalnych temperatur pracy rozciąga się od –65 do +150°C. Złącza Gecko-MT mogą znaleźć zastosowanie w robotyce, dronach, sportach motorowych oraz w aplikacjach lotniczych i wojskowych.

http://bit.ly/2toeAKt

Czujniki niskiego ciśnienia MEMS o zakresie pomiarowym od 0,13 Pa do 101 kPa

Posifa Technologies wprowadza na rynek serię czujników niskiego ciśnienia PVC3000 produkowanych w technologii MEMS, oferujących zakres pomiarowy od 1 mTr (0,13 Pa) do 1 atm (760 Tr, 101 kPa). Eliminują one konieczność stosowania czujników piezorezystywnych i pojemnościowych, pozwalając obniżyć koszty manometrów próżniowych w aplikacjach przemysłowych i HVAC.

Górny efektywny zakres pomiarowy tradycyjnych czujników próżniowych Pirani wynosi około 30 Tr. Aby zmierzyć wartość ciśnienia

REKLAMA

cprasa.pl 02a1ee88a2

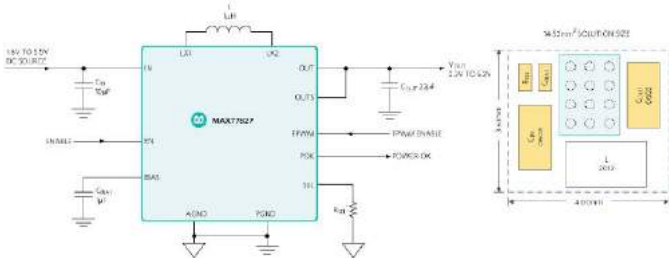
powyżej tej granicy, niezbędne jest zastosowanie dodatkowego czujnika piezorezystywnego lub pojemnościowego. Dzięki szerokiemu efektywnemu zakresowi pomiarowemu, nowe czujniki próżniowe PVC3000 są w stanie mierzyć ciśnienie do 1 atm bez konieczności wprowadzania drugiego elementu pomiarowego. Do ich zalet należy też duża odporność na gwałtowne zmiany ciśnienia oraz zastosowana technologia produkcji CMOS, zapewniająca bardzo dobrą powtarzalność parametrów.

Dzięki różnicowej konfiguracji pomiarowej z sensorem referencyjnym i sensorem do pomiaru próżni, czujniki PVC3000 zapewniają automatyczną wewnętrzną kompensację temperatury i eliminują wpływ innych parametrów środowiskowych mogących powodować dryft, co zapewnia bardzo dobrą powtarzalność i stabilność długoterminową.

W ramach serii PVC3000 dostępne są obecnie warianty zamykane w dwóch typach obudów metalowych: PVC3001 (TO5) i PVC3004 (TO46). Charakteryzują się one bardzo krótkim czasem odpowiedzi, poniżej 2 ms i szerokim zakresem dopuszczalnych temperatur pracy od –25 do +85°C.

Producent oferuje do czujników PVC3000 zestaw ewaluacyjny obejmujący płytkę PTCD20-EVB-1.0 z interfejsem I²C, adapter USB/I²C i darmowe oprogramowanie opracowane przez Posifa.

http://bit.ly/2FSM1Yl



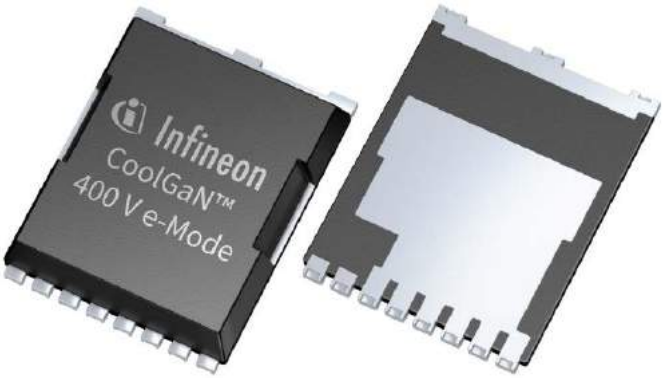
Konwerter DC-DC buck-boost o sprawności 96% i prądzie spoczynkowym 6 µA

MAX77827 to energooszczędny konwerter DC-DC buck-boost zaprojektowany do zasilania urządzeń przenośnych, mogący pracować z napięciem wyjściowym mniejszym, równym lub większym od wejściowego. W porównaniu z równoważnym układem zawierającym konwerter Boost połączony z regulatorem LDO, MAX77827 pozwala zwiększyć nawet o 12% sprawność energetyczną. Z kolei w porównaniu z konwerterem Buck, umożliwia pracę systemu przy niższym napięciu wejściowym, co pozwala w pełni wykorzystać energię zgromadzoną w baterii.

Układ został zaprojektowany z myślą o zastosowaniach w modułach komunikacyjnych, odbiornikach GPS i układach zasilania mikrokontrolerów. Charakteryzuje się sprawnością sięgającą 96% i bardzo małym poborem prądu w stanie spoczynkowym, wynoszącym zaledwie 6 µA – mniej o ponad 80% od najbliższych odpowiedników. Zapewnia wydajność prądową 1,5 A. Zakres napięć wejściowych wynosi od 1,8 do 5,5 V, a napięcie wyjściowym może być regulowane od 2,3 do 5,3 V pojedynczym rezystorem. Podczas przełączania pomiędzy trybami Boost i Buck, amplituda przepięć na wyjściu układu nie przekracza 1% wartości napięcia. Z kolei w ekstremalnych warunkach pracy, gdy prąd wyjściowy zmienia się skokowo z 0 do 1 A w ciągu 15 µs, skok napięcia na wyjściu wynosi 6%, podczas gdy w innych konwerterach jest to nawet 12% przy dłuższym czasie regeneracji.

Układ MAX77827 jest zamykany w obudowie WLP o powierzchni 2,04×1,64 mm. Wraz z niezbędnymi elementami zewnętrznymi, pozwala zrealizować kompletny obwód konwertera na powierzchni mniejszej od 15 mm². Jego cena hurtowa wynosi 0,84 USD przy zamówieniach 1000 sztuk. W ofercie Maxim dostępny jest też zestaw ewaluacyjny MAX77827EVKIT# w cenie 50 USD.

http://bit.ly/2PgfSj6



Nowe 400- i 600-woltowe tranzystory GaN HEMT rodziny CoolGaN

Infineon Technologies rozszerza ofertę tranzystorów FET serii CoolGaN o dwa nowe modele. Wersja 400-woltowa IGT40R070D1 E8220 jest przeznaczona do zastosowań w stopniach wyjściowych wysokiej klasy wzmacniaczy audio klasy D, natomiast wersja 600-woltowa IGLD60R190D1 nadaje się do zastosowań w aplikacjach przemysłowych małej i średniej mocy, np. w zasilaczach SMPS.

Tranzystory CoolGaN 400 V zapewniają przełączanie przy minimalnych oscylacjach i pozwalają na realizację stopni wyjściowych wzmacniaczy klasy D o większej liniowości, dzięki małej pojemności Coss i zerowemu ładunkowi Qrr. Idealny wzmacniacz klasy D charakteryzuje się zerowymi zniekształceniami nieliniowymi i 100-procentową sprawnością. Liniowość i straty mocy rzeczywistego wzmacniacza są silnie uzależnione od charakterystyk przełączania zastosowanego w nim klucza. Tranzystory CoolGAN firmy Infineon przełamują kolejną technologiczną barierę, zapewniając zerowy ładunek Qrr wewnętrznej diody oraz umożliwiając współpracę z bardzo małymi, liniowymi kondensatorami wejściowymi i wyjściowymi. W rezultacie, znacznie lepiej nadają się do zastosowań we wzmacniaczach audio, zapewniając mniejsze zniekształcenia nieliniowe. Producent oferuje płytkę ewaluacyjną EVAL_AUDAMP24 z popularnym kontrolerem wzmacniacza klasy D o oznaczeniu IRS20957STRPBF oraz z tranzystorami CoolGaN 400 V w obudowach HSOF-8-3 (TO-leadless).

Do oferty 600-woltowych tranzystorów CoolGaN wchodzi nowy wariant IGLD60R190D1 o rezystancji drenu 190 m i maksymalnym prądzie ciągłym 10 A, zaprojektowany do aplikacji konsumenckich i przemysłowych. Jest on zamykany w obudowie DFN 8×8 mm.

http://bit.ly/2lN71bU

Xiaomi i Oppo wyposażą smartfony w najnowsze układy Qualcomma

Xiaomi i Oppo – dwie najszybciej rozwijające się chińskie marki telefonów komórkowych – ogłosiły, że na początku przyszłego roku wprowadzą do flagowych smartfonów najnowsze układy Qualcomma, a jednym z nich będzie Snapdragon 865.

Nowy chip Qualcomma będzie posiadał funkcje wspierające sztuczną inteligencję przy takich zadaniach, jak identyfikacja obiektów na zdjęciach przechowywanych w pamięci smartfona, a także zostanie wyposażony w modem 5G. Firma twierdzi, że układ Snapdragon 765, który jest tańszy od 865 i znajduje się w przystępnych cenowo telefonach, również zyska moduł łączności 5G. Celem takiego posunięcia jest rozpowszechnienie tej technologii w smartfonach z niższej półki cenowej.

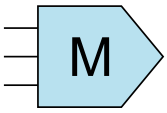
eprasa.pl 02a1ee88a2

koktajl niusów

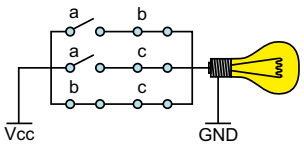
„I wtedy przyszedł MAJ”!

Niejednej osobie MAJ może się kojarzyć z tytułem utworu zespołu Varius Manx, jednak dla elektronika MAJ będzie oznaczał także coś zupełnie innego. Szczególnie gdy elektronik projektuje układ cyfrowy zwracający stan logiczny wysoki na wyjściu, jeżeli na minimum połowę jego wejść również jest podany stan wysoki. I choć układ taki może zbudować ze znanych mu bramek logicznych, to jednak czasem pragnie tego nie robić, zwłaszcza gdy liczba wejść jest bardzo duża.

Typical Symbol



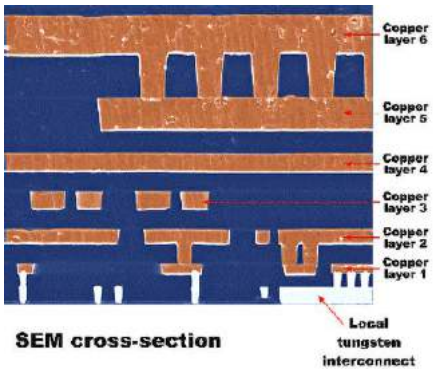
Functional



Truth Table

3-input Majority Gate			
Inputs			Outputs
A	B	C	Q
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

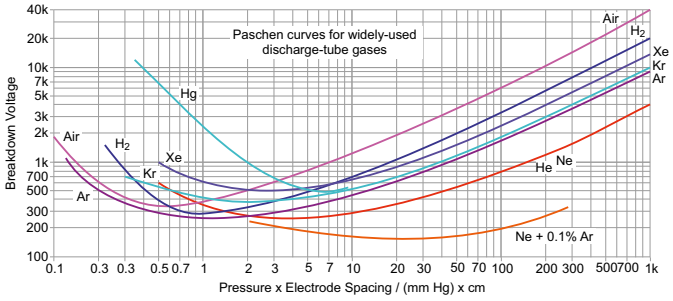
Jeżeli chce posłużyć się gotowym elementem to jak najbardziej ma taką możliwość – układ ten bowiem to bramka MAJ (*majority*), odpowiedzialna za tzw. funkcję większości, która realizuje wspomniane wcześniej działanie. Na ogół zastosowanie znajduje jej trójwejściowy wariant zwany MAJ3, którego symbol, sens fizyczny oraz tablicę prawdy pokazuje rysunek. Zastosowanie znajduje także wariant pięciowejściowy, zwany MAJ5 (można go przedstawić analogicznie do MAJ3). Warianty te, jak również sama bramka, są znane od dawna, jednak są wymieniane tylko w anglojęzycznych źródłach. Tym samym statystyczny polski elektronik nie jest świadom ich występowania a odkrywa je zwykle przypadkiem.



Warstwy metalizacji układów scalonych – liczby

Jak się okazuje, na chwilę obecną (początek 2020 roku) istnieje możliwość produkcji układów scalonych zawierających do 12...13 warstw metalizacji. W szczególności układy te oferuje firma Samsung (pierwsza wartość) i Intel (druga wartość). Jednak nie na długo, bowiem w połowie roku jest przewidziane wdrożenie procesu technologicznego 5 nm uwzględniającego do 14 warstw metalizacji. Rozpocznie się produkcja układów z zastosowaniem nowego procesu przygotowywanego przez tajwańską firmę TSMC. W planach firmy na 2022 rok jest proces technologiczny 3 nm obejmujący jeszcze większą, choć na razie nieznaną, liczbę warstw metalizacji.

Całość wpisuje się w trend zwiększania „grubości” układów (większa liczba warstw metalizacji), w odpowiedzi na potrzebę ich ciągłej miniaturyzacji, przy jednoczesnym zwiększaniu ich możliwości, dla których potrzeba coraz to więcej tranzystorów (a te trzeba gdzieś pomieścić!). Układy „tyją” a na dodatek jest to pożądane.



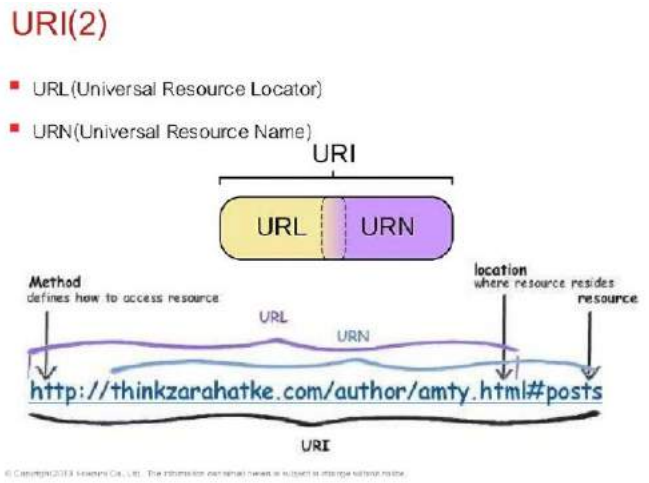
Napięcia lamp wyładowczych

„Co kraj to obyczaj” – powie niejedna osoba udająca się na wypoczynek zagranicę w ramach urlopu lub wakacji. Natomiast osoba zajmująca się oświetleniem sparafrazuje: „Co lampa wyładowcza to inna długość oraz gaz i ciśnienie”, a elektryk dopowie: „I napięcie przebicia”. Z kolei niemiecki fizyk Friedrich Paschen doda: „A wszystko, przez prawo, które odkryłem w 1889 roku!”. Mowa o prawie fizycznym, które łączy wcześniejsze stwierdzenia w relacji jak na rysunku (wraz z powietrzem atmosferycznym dla porównania). Krótko mówiąc: „Co iloczyn ciśnienia gazu lampy i odległości między jej elektrodami, to napięcie wytwarzania łuku elektrycznego przebijającego ten gaz”. W dodatku zależne od rodzaju gazu szlachetnego (bądź ich mieszaniny) zastosowanego w tej lampie. Wspomniana relacja to parabola – na początku napięcie przebicia lampy „kwadratowo” maleje, po czym „kwadratowo” wzrasta. Stąd istnieje wartość progowa napięcia stanowiąca granicę między jednym, a drugim, najmniejsza z możliwych do osiągnięcia (przydatna zwłaszcza w kontekście lamp niskonapięciowych). Przedstawione na osi Y wartości są wyrażone w woltach, podczas gdy gazy i mieszaniny są reprezentowane przez oficjalne symbole chemiczne. Ponadto, wykres ten pokazuje jedynie „najpopularniejsze” krzywe wynikające z prawa Paschena (oficjalna nazwa opisanego prawa). Pozostałe można znaleźć w różnych źródłach, bądź w skrajnym przypadku należy je doświadczalnie wyznaczyć.

Adres strony internetowej to nie URL głupcze!

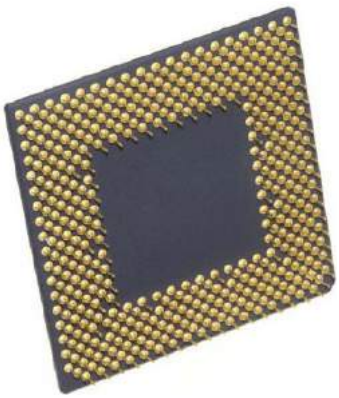
To w rzeczywistości URI (*Uniform Resource Name*), czyli pełna informacja o zasobie, do której strona ta się zalicza, o strukturze takiej jak na rysunku. Innymi słowy, URL to element składowy tej informacji, w dodatku wskazujący tylko na miejsce tego zasobu. Zgodnie ze strukturą, URI = URL + URN, przy czym ostatnie to *Uniform Resource Name* czyli identyfikator nazwy zasobu, mówiący o tym

eprasa.pl 02a1ee88a2



jak się ten zasób nazywa (w tym wypadku strona). W szczególnym przypadku, URI = URL, tzn. URN jest zawarty w URL. Ma to miejsce np.: gdy jest ładowana strona główna zamiast podstron wskazywanych przez dodatkowe nazwy „wykraczające" poza URL. Jednak to nadal URI, choć tożsame z URL. Tożsamość ta miała zresztą sens tylko w początkach istnienia stron internetowych, kiedy to, poza brakiem lub prostą grafiką, nie posiadały one podstron, przez co nie istniała potrzeba wyróżniania ich nazw w adresie. Dopiero parę lat później, wraz z rozwojem internetu, sytuacja się zmieniła i URN zaczął „wychodzić" poza URL. Niemniej przez ten czas ludzie zdążyli się przyzwyczaić do wcześniejszego określenia i było już za późno, by to zmienić. Stąd adres strony internetowej to wciąż URL, choć niepoprawnie, i wynika to z nawyku, który jak wiadomo trudno zmienić. W każdym razie poprawnie adres strony internetowej to URI i to jego, a nie URL nie zapomnij podać następnym razem w przeglądarce, zwłaszcza gdy chcesz wejść na określoną podstronę.

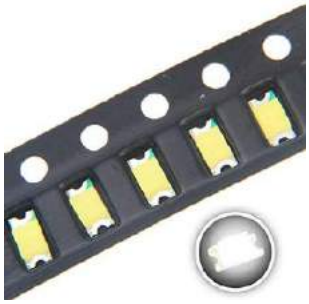
Złoto, a „krzemowe" układy scalone



Jak wiadomo, wśród układów scalonych występują takie, których wyprowadzenia są wykonane ze złota. Dzięki temu możliwe jest zwiększenie obciążalności prądowej ponieważ złoto jest najlepszym przewodnikiem prądu, choć miękkim, a przez to wymagającym domieszkowania innymi substancjami (jest to jednak sprawa marginalna). Skoro tak, to czemu nie przenieść wspomnianej zalety do wnętrza układów i nie zastosować tego metalu w ścieżkach czy tranzystorach? Byłoby to użyteczne, zwłaszcza dla układów mocy. Pomysł jest słuszny, lecz niewykonalny. Jednak nie chodzi o ceny złota, ale o to, że złoto zbyt łatwo dyfunduje w krzemie, nawet jeżeli ten jest tylko podłożem. W tym procesie krzem zmienia swoje własności, a przez to i układ, który go zawiera. Słowem parametry oraz praca układu stają się inne od oczekiwanych, a on sam staje się w dodatku „strukturalnie niestabilny". Dlatego tranzystory są dalej wykonywane z krzemu, a ścieżki np. z aluminium bądź miedzi, które, choć gorsze pod względem przewodnictwa prądu, to nie odznaczają się przytoczonym problemem. Innymi słowy „lepsze jest wrogiem dobrego", ponieważ jest gorsze!

Nie taki mały prąd diod LED SMD jak się wydaje!

Zastanawialiście się jaki jest pobór prądu przeciętnej diody LED wykonanej w technice SMD? Jeżeli nie, to koniecznie przeczytajcie!



Jak się okazuje jest to 5...10 mA, chociaż może być i więcej, jeżeli mamy do czynienia z diodą o bardzo dużym natężeniu światła. Można rzec „mało". Nic bardziej mylnego! Wystarczy pomyśleć np. o 100 diodach, co daje 1 amper prądu! Stąd na wielu współczesnych płytkach PCB oraz w wielu współczesnych urządzeniach elektronicznych liczba diod LED jest ograniczona do niezbędnego minimum i nie wynika to wyłącznie z dążenia do uproszczenia obsługi dla użytkownika. Ponadto, to jest typowy efekt skali, o którym na co dzień się zapomina – o ile bowiem „pojedynczo" to faktycznie mała wartość, to „wielokrotnie" to już jest spora. I warto to mieć na uwadze przy projektowaniu dowolnej „elektroniki".

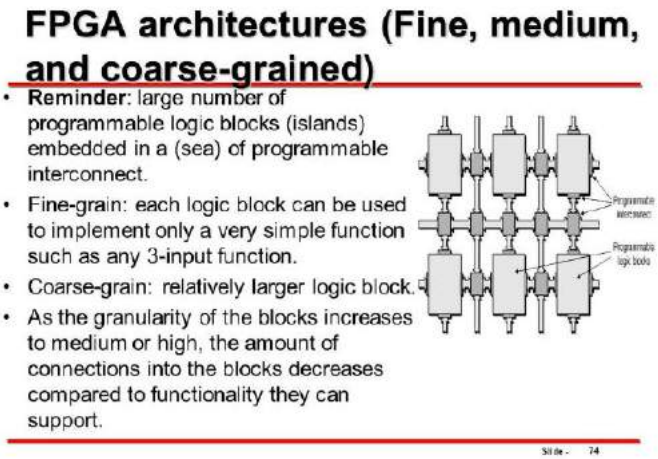
Tragarz jest i od anten radiowych!

Co zrobić w sytuacji, gdy istnieje potrzeba budowy radiolinii w trudno dostępnym terenie, do którego helikoptery albo nie docierają, albo ich wynajęcie jest zbyt drogie, lub nieopłacalne. Odpowiedź brzmi: zatrudnij tragarza, który pomoże Ci wnieść anteny na szczyty! Pokazane zdjęcie pochodzi z górzystych rejonów Azji południowo-wschodniej. Taki widok tam to norma! Metoda transportu nie różni się przy tym od tej, którą do teraz spotyka się w biedniejszych rejonach Afryki, gdzie ludzie przenoszą w ten sposób np. wiele wiader wody ze studni naraz na jednym kawałku drewna. I nie chodzi o „wyśmiewanie" – wręcz przeciwnie! Celem jest pokazanie, że pomimo wciąż dokonującego się postępu, wiele rzeczy nadal wykonuje się tradycyjnie, często z oszczędności. Technika nadawcza nie jest przy tym odosobnionym przypadkiem, ponieważ także podlega rachunkowi ekonomicznemu. Dla osoby ze zdjęcia to kawałek chleba, ciężki i niewielki, którym musi wyżywić siebie i swoją rodzinę. Takim tragarzom należy się szacunek – gdyby nie oni, słabo przy tym opłacani, to wiele z istniejących we wspomnianym rejonie radiolinii nie powstałoby do dziś.

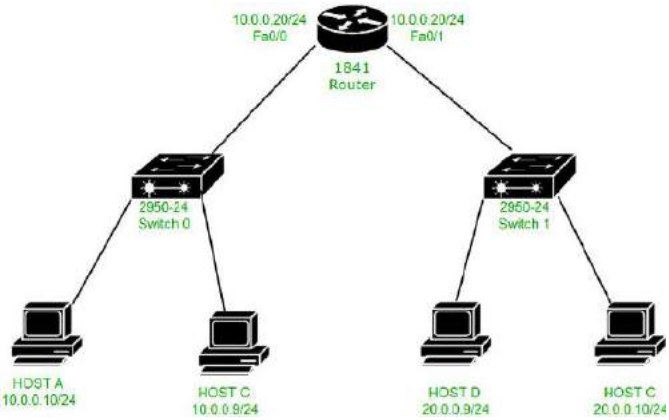
Żargon układów FPGA

Przeglądając dokumentację różnych układów FPGA można natrafić na sformułowania, że coś jest „*fine-grained*" (drobnoziarniste) lub „*coarse-grained*" (gruboziarniste). Co te pojęcia oznaczają? Chodzi o to, czy to coś jest zbudowane z najmniejszych elementów tych układów, np. z tablic funkcji LUT, które razem tworzą konkretną funkcjonalność (pierwsze pojęcie), lub o to czy to coś to gotowy element układów, który od razu odznacza się konkretną funkcjonalnością i nie potrzeba go budować z ich najmniejszych elementów, np. odrębny od rdzenia FPGA moduł szyfrowania (drugie pojęcie). Krótko mówiąc, FPGA jest jak piasek: z pojedynczego ziarenka nic

eprasa.pl 02a1ee88a2



nie zrobisz, ale z wielu już tak, np. zamek na plaży, chyba że się trafi na pokaźną bryłę piasku, którą już swoim kształtem przypomina ten zamek i potrzeba tylko niewielkiego rzeźbienia, by osiągnąć pożądany efekt. Taką „luźną" analogią posługują się właśnie Anglosasi, nie pierwszy raz upraszczający w ten sposób swoje myślenie oraz terminy techniczne – coś co na polskim gruncie jest do dziś niezrozumiałe, a nawet niedopuszczalne, a do tego jest przyczyną błędnych tłumaczeń językowych.



Bogon (lecz nie Bóg!)

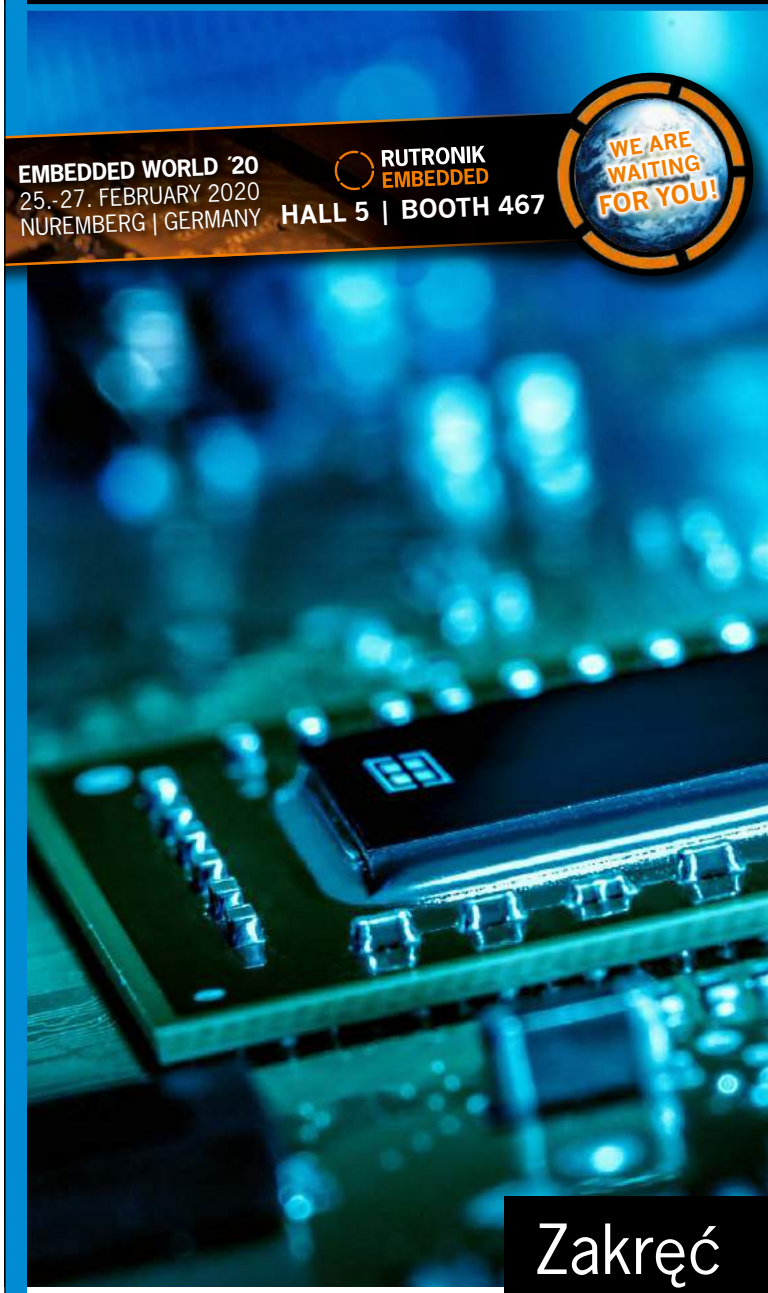
Nie bez powodu w powyższym tytule przytoczono nawias – wspomniane bowiem na początku określenie nie ma nic wspólnego z religią i teologią. Za to ma związek z sieciami teleinformatycznymi, a dokładniej z pakietem IP, który nie powinien znaleźć się w publicznej sieci z powodu adresu źródłowego, który „nie ma prawa" funkcjonować w tej sieci, a który mimo to został przydzielony. Adres ten to zazwyczaj adres prywatny, adres zarezerwowany (tzn. w praktyce niewykorzystywany w sieci publicznej, lub przewidziany pod specjalne zastosowania, zarówno dopuszczalny, jak i niedopuszczalny w sieci publicznej) bądź adres, który choć jest przewidziany dla sieci publicznej, to jednak nie został jeszcze przydzielony jakiemukolwiek urządzeniu przez serwery (tj. został przydzielony z ich pominięciem, bez udziału organizacji IANA zarządzającej adresami IP). Ponieważ bogony mogą zakłócić działanie sieci, są w praktyce filtrowane, choć nie wszyscy dostawcy usług robią to na bieżąco – a to błąd, gdyż w pula właściwych, choć nieprzydzielonych adresów IP, podlega ciągłym zmianom! Niemniej samo określenie pochodzi od łac. *bogus* – zmyślony, fałszywy, od którego jednak nasz polski „Bóg" nie pochodzi! (stąd wspomniany w tytule nawias).

O dyskietkach parę słów „historycznie"

Tak naprawdę dyskietki to „produkt ewolucji", który prędzej czy później i tak musiał powstać. Stworzono je, by pozbyć się używanych

REKLAMA

RUTRONIK
ELECTRONICS WORLDWIDE



Zakręć kołem

Elementy high-tech do Twoich innowacji

Jako jeden z wiodących dystrybutorów elementów elektronicznych, oferujemy na całym świecie szeroki wachlarz produktów, kompetentne wsparcie techniczne podczas opracowywania i projektowania produktów, indywidualne rozwiązania logistyczne oraz kompleksowe usługi serwisowe.

- Półprzewodniki
- Elementy elektroniczne bierne
- Elementy elektromechaniczne
- Wyświetlacze i tablice
- Technologie pamięci
- Technologie bezprzewodowe

Informacje o RUTRONIK: +48 (32) 461 2000

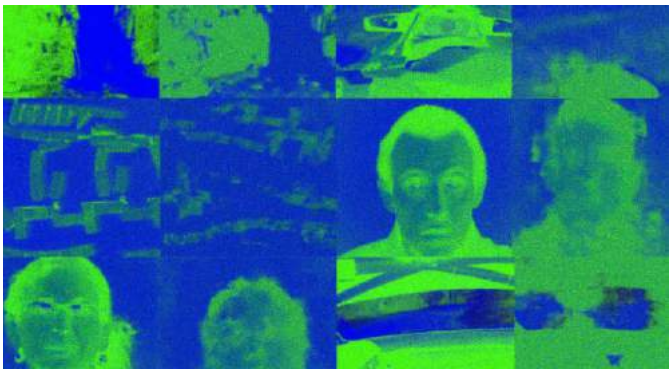
Committed to excellence

www.rutronik.com

eprasa.pl 02a2e

wcześniej w komputerach kart dziurkowanych, których nie tylko z czasem przybywało z powodu wzrostu możliwości tych komputerów, ale także coraz trudniej się je obsługiwało przez wzrastającą liczbę (powstawały coraz dłuższe programy możliwe do realizacji dzięki wspomnianym możliwościom), co z kolei zwiększało koszt utrzymania komputerów. Z takim problemem zmierzyła m.in. firma IBM w połowie lat 60-tych, która jako pierwsza powiedziała temu „dość". Nie minęły przy tym cztery lata jak opracowała pierwsze 8 calowe dyskietki, które po paru latach zmniejszono do 5,25 cala, by były poręczniejsze w obsłudze, a potem do słynnych 3,5 cala, które stało się możliwe dzięki rozwojowi dedykowanych stacji. Co przy tym ważne, podane wartości to średnice krążków magnetycznych zamkniętych w ich obudowie, a nie wymiary tejże obudowy jak to wiele osób mylnie sądzi. Niemniej wynalazek okazał się trafiony, o czym świadczy jego popularność aż do końca lat 90-tych XX wieku, do których to rozmiary programów, gier itp. nie były tak duże jak dzisiaj, a tym samym nie istniała potrzeba posiadania pojemniejszego nośnika danych, by je przenosić.

Jako ciekawostkę można dodać, że pierwsza z dyskietek w swoich komputerach zaczęła rezygnować firma Apple i to jeszcze w 1998 roku, kiedy wypuściła swojego iMaca G3. Inni nie poszli od razu w jej ślady, bowiem nie od dziś wiadomo, że Apple to ekstrawagancka firma na tle branży. Musiało minąć 10 lat, zanim i reszta postąpiła podobnie, tyle że wskutek malejącego popytu na dyskietki, a nie własnej pomysłowości lub innowacyjności.



Sieci neuronowe coraz „groźniejsze"!

Jak donoszą źródła, naukowcom z Moskiewskiego Instytutu Fizyki i Technologii, przy współpracy z rosyjską firmą Neurobiotics, udało się stworzyć sieci neuronowe umożliwiające odczytanie tego co człowiek w danej chwili widzi swoimi oczami na podstawie sygnałów EEG pochodzących z mózgu. Efekty ich działania pokazuje rysunek oraz wideo na portalu YouTube pod adresem: ***http://bit.ly/2N4mr6o***. Do badań zaangażowano uczestników, którzy oglądali 10-sekundowe fragmenty wideo przez 20 minut. Fragmenty te uprzednio podzielono na pięć kategorii, które następnie identyfikowano na podstawie postaci wspomnianych wcześniej sygnałów. W ten sposób ustalono, które ich postaci odpowiadają którym fragmentom, po czym utworzono zestaw danych obejmujący obydwie rzeczy, w oparciu o który wytrenowano dwie niezależnie działające sieci neuronowe. Dzięki temu sieci te stały się zdolne do rekonstrukcji tego co widzieli uczestnicy, a nawet zaczęły to czynić z zaskakująco dużą efektywnością. Tym samym pojawiła się możliwość jeszcze lepszej niż dotąd diagnostyki osób niewidomych, ale również obawa, że można już czytać ludzkie myśli. Na razie pomysł nie znalazł jeszcze zastosowania komercyjnego, choć to kwestia czasu, kiedy to się stanie. Badania wciąż trwają. W szczególności pomysł ten wydaje się niewesoły z polskiego punktu widzenia, zwłaszcza z racji tego, że prace prowadzą Rosjanie. Jednak jak dotąd nikt nie zajął oficjalnego stanowiska w tej sprawie.

Prawdziwa brytyjska „oszczędność"

Mówi się, że wtyczki sieciowe w Wielkiej Brytanii (gniazdo typu G) mają prostokątne bolce, ponieważ po II wojnie światowej zaistniała potrzeba oszczędności miedzi. I jest to jak najbardziej prawda – jak się bowiem okazuje, w zwykłych wtyczkach z okrągłymi bolcami (gniazdo typu F), średnica ostatnich wynosi 4,8 mm. Skoro tak, to pole przekroju poprzecznego jednego bolca wynosi $\pi \cdot 4{,}82$ mm^2 czyli w przybliżeniu 72,38 mm^2. Biorąc pod uwagę trzy bolce (faza, neutralny i uziemiający), otrzymujemy razem ok. 217,14 mm^2. Dla porównania, we wtyczce brytyjskiej, bolec uziemiający ma kształt prostopadłościanu, którego podstawa ma wymiary 4 mm na 8 mm, co daje 32 mm^2, natomiast bolec z fazą i od przewodu neutralnego to też prostopadłościan, ale o podstawie 4 mm na 6,35 mm, co daje 25,4 mm^2. Sumując, mamy razem 82,8 mm^2, czyli ponad dwa razy mniej niż w tradycyjnym wtyku. Różnicę tę widać jeszcze bardziej, jeżeli przyjmie się te same długości bolców dla obydwu gniazdek, by obliczyć sumaryczne objętości bolców (w praktyce jednak długości te będą się tylko nieznacznie różniły i nie będą miały w ostatecznym rozrachunku wpływu na rozważania. Stąd dla uproszczenia je pominięto, oraz ograniczono się do przekrojów poprzecznych). Jak zatem widać, oszczędność faktycznie jest i w przytoczonej na początku plotce jest jednak słowo prawdy.

Chcesz czytać nasze najnowsze artykuły jeszcze przed wydrukowaniem w EP? Zajrzyj na
www.ep.com.pl/EPwtoku

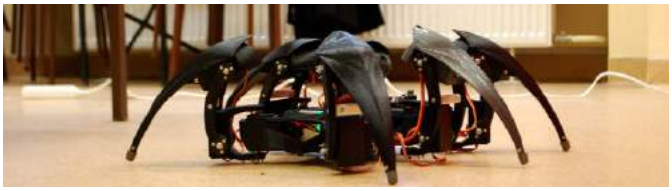
eprasa.pl 02a1ee88a2

Konkurs Konstrukcji Studenckich KOKOS

Wynalazki polskich studentów zyskują coraz większy rozgłos w kraju i na świecie. Konkurs Konstrukcji Studenckich KOKOS zachęca do prezentacji pomysłów i osiągnięć. Projekt jest organizowany już po raz 6 przez Niezależne Zrzeszenie Studentów, natomiast po raz pierwszy odbędzie się w Warszawie. Przedsięwzięcie skierowane jest do studentów najlepszych uczelni technicznych w całej Polsce, często członków renomowanych kół naukowych.

Konkurs Konstrukcji Studenckich stanowi prestiżowe wydarzenie, którego Partnerem po raz kolejny zostanie PKP S.A, natomiast Patronat nad wydarzeniem obejmą m.in. Minister Nauki i Szkolnictwa Wyższego, Narodowe Centrum Badań i Rozwoju, Marszałek Województwa Mazowieckiego oraz Fundacja Młodej Nauki.

Celem projektu jest wyłonienie i nagrodzenie najbardziej utalentowanych młodych konstruktorów, ich wsparcie merytoryczne poprzez realizację wydarzeń towarzyszących – certyfikowanych szkoleń i warsztatów z zakresu sztuki autoprezentacji, kompetencji miękkich, czy strategii biznesowych. Dodatkowo Konkurs znacznie przyczynia się do komercjalizacji projektów młodych adeptów sztuki konstruktorskiej.



Pierwszym etapem Konkursu są internetowe zgłoszenia kandydatów obejmujące m.in. dostarczenie dokumentacji technicznej projektu oraz krótkiego filmu (marzec). Zgłoszenia przyjmowane będą w kilku, różnych kategoriach, co pozwoli kierować Konkurs do szerszej grupy docelowej, ale także umożliwi wypracowanie rozwiązań tematycznych związanych z transportem, ekologią, czy inżynierią biomedyczną. Spośród zgłoszonych uczestników wybierani będą finaliści. Kolejnym etapem Konkursu będą obrony projektów przed Komisją Konkursową złożoną z przedstawicieli świata nauki, biznesu oraz techniki. Ogłoszenie Laureatów nastąpi podczas Gali Finałowej, której towarzyszyć będzie Wystawa Konstrukcji Studenckich (maj).

„Konkurs Konstrukcji Studenckich stanowi atrakcyjne wydarzenie dla młodych konstruktorów. Umożliwia skonfrontowanie pomysłów studentów z wymagającym światem biznesu. Podczas najnowszej edycji Konkursu szczególny nacisk położony zostanie na ideę B+R i komercjalizację innowacyjności. Dodatkowo jako organizatorzy proponujemy naszym Partnerom realny wpływ na kształt Kategorii konkursowych oraz kontakt z autorami najbardziej innowacyjnych rozwiązań. Głęboko wierzymy, iż realizowany przez nas projekt spełnia rolę integracji środowiska akademickiego i biznesowego." – mówi Koordynator krajowa projektu Kinga Helik.

Dotychczasowe zwycięskie projekty są dowodem powodzenia projektu. Jednym z laureatów KOKOSa jest Piotr Psyllos, uznany przez Massachusetts Institute of Technology Review za jednego z dziesięciu najzdolniejszych młodych polskich wynalazców oraz ujęty przez Forbsa w rankingu trzydziestu najlepszych europejskich innowatorów. Na swoim koncie posiada liczne nagrody w dziedzinie wynalazczości o zasięgu międzynarodowym. W poprzednich edycjach Konkursu uczestnicy prezentowali m.in. bolidy wyścigowe, łodzie solarne, czy łaziki marsjańskie. Zgłoszone projekty reprezentowały imponująco wysoki poziom techniczny.

Szczegółowe informacje na temat Konkursu Konstrukcji Studenckich można znaleźć na stronie internetowej: ***www.kokos.nzs.org.pl*** oraz social mediach: fanpage kokos.nzs oraz Instagramie kokos.nzs.

eprasa.pl 02a1ee88a2

Jak postarzać produkty elektroniczne?

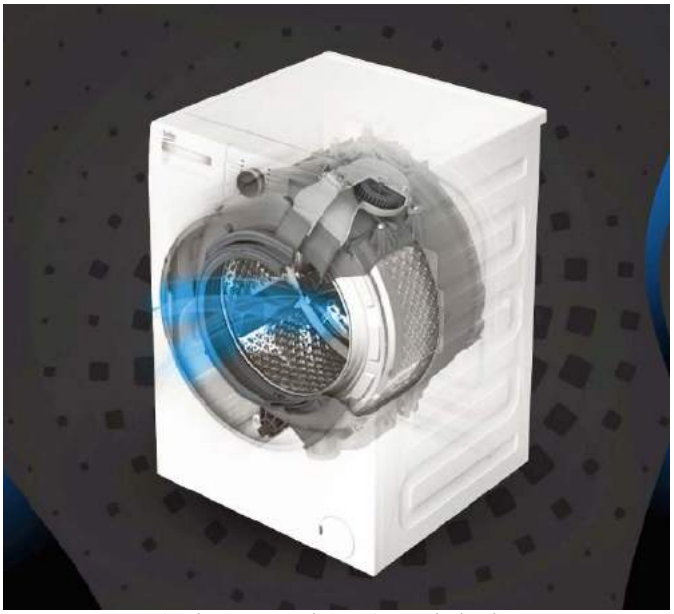
Zawód inżyniera cieszy się w Polsce pewną dozą szacunku i zaufania społecznego. Niestety, gdy mówi się o firmach produkujących różnego rodzaju sprzęt elektryczny i elektroniczny, a więc o przedsiębiorstwach zatrudniających inżynierów, zarzuca się im celowe działanie na szkodę konsumentów i w efekcie ogółu społeczeństwa. Chodzi oczywiście o tzw. planowane postarzanie, które postrzegane jest jako wroga zmowa wielkich koncernów, żerujących na zwykłych ludziach. Czy to oznacza, że jako konstruktorzy, celowo staramy się skrócić żywotność tworzonych przez nas produktów?

Idea planowanego postarzania jest zapewne znana zdecydowanej większości czytelników, ale wyjaśnimy ją pokrótce. Sprowadza się ona do takiego projektowania urządzeń, by te popsuły się jak najszybciej po upływie okresu gwarancyjnego. Tak uknuta intryga miałaby być korzystna dla całej branży, w której działa dane przedsiębiorstwo, powodując wzrost popytu na tworzone przez nie wyroby. I nawet jeśli raz kupimy sprzęt firmy A, który popsuje się po dwóch latach, co zniechęci nas do danego producenta, to przecież sprzęt firmy B też popsuje się po kolejnych dwóch latach, w efekcie czego cztery lata od pierwszego zakupu klient znów staje przed koniecznością nabycia nowego urządzenia i już bardziej przyjaźnie patrzy na produkty marki A. W dłuższej perspektywie oznacza to, że zamiast nabywać nowy sprzęt raz na pięć czy dziesięć lat, klienci zmuszeni są do wydawania pieniędzy co dwa lata, zapewniając znacznie większy popyt w danej branży.

Planowane postarzanie jest więc postrzegane jako swoista, szkodliwa społecznie złośliwość oraz wykorzystywanie przewagi koncernów nad konsumentami, a także luk prawnych umożliwiających zapewnienie niezbyt długiego okresu gwarancyjnego. Rzecz w tym, że dokładnie te same skutki, jak w przypadku planowanego postarzania, otrzymujemy gdy jako inżynierowie-projektanci kierujemy się zupełnie innymi, całkiem szczytnymi celami!

Etos inżyniera

Nie mam wątpliwości, że niemal wszyscy czytelnicy elektroniki praktycznej to inżynierowie (nawet jeśli niedyplomowani), którzy starają się wykonywać swoją pracę jak najlepiej. Jestem również przekonany, że wszyscy czujemy, na czym polegają cele pracy dobrego inżyniera. Staramy się tworzyć rozwiązania efektywne i to najczęściej w sposób bardzo mierzalny. Uważam to zresztą za jedną z kwestii, która sprawia że nie każdy może być dobrym inżynierem, gdyż nasza praca jest oceniana w bardzo konkretny sposób – za pomocą obiektywnych miar, a nie gustu czy poprzez umiejętność przekonywania. Dobre rozwiązanie inżynierskie, niezależnie od branży, powinno być szybkie, niedrogie, mało kosztowne w użytkowaniu, wygodne, a często też lekkie, energooszczędne itd. To jakie miary stosujemy, będzie zależało od dziedziny i rodzaju produktu. W ostatnich czasach coraz więcej poświęca się też uwagi ochronie środowiska, przez co wiele produktów i procesów musiało zostać tak przemodelowanych, by spełniały zaostrzone normy, obowiązujące w poszczególnych krajach. To właśnie umiejętność osiągania tych celów sprawia, że inżynierowie są cenieni na całym Świecie i cieszą się dosyć dużym zaufaniem



Rysunek 1. Zespół piorący pralki, w którym silnik zintegrowano z bębnem jest tańszy w produkcji oraz reklamowany jako bardziej niezawodny, ze względu na brak obecności paska klinowego, przenoszącego napęd. Niestety, w przypadku wystąpienia awarii konieczna staje się wymiana całego zespołu, co w praktyce oznacza koszt naprawy na poziomie ceny nowej pralki

społecznym. W Polsce około 80% obywateli deklaruje, że zaufałoby inżynierowi. I wszystko byłoby pięknie, gdyby nie to, że dążenie do spełnienia opisanych powyżej celów ma efekt uboczny w identycznej postaci, jak skutek planowanego postarzania…

Dlaczego postarzamy produkty?

Planowane postarzanie to tak naprawdę niepisany, wypadkowy efekt oczekiwań konsumentów. Sprzeczny z tym co sami deklarujemy jako klienci, ale najczęściej wynikający z nieznajomości bardzo złożonej inżynierii, potrzebnej do opracowania i wyprodukowania nowoczesnych urządzeń elektrycznych i elektronicznych.

Głównym czynnikiem prowadzącym do krótkiej żywotności produktów jest presja ceny. Wystarczy popatrzeć na zmieniające się na przestrzeni lat koszty różnego rodzaju urządzeń w odniesieniu do zarobków. Coraz bardziej zaawansowane urządzenia są dostępne za coraz mniejsze pieniądze. Naturalnie tłumaczymy to postępem technologicznym ale odpowiada on jedynie za część spadku cen. Duży wpływ na cenę ma swoiste odchudzanie konstrukcji, które jest możliwe m.in. dzięki coraz bardziej zaawansowanym narzędziom symulacyjnym. Często pierwsze generacje urządzeń wyposażone są w przewymiarowane mechanizmy, które zapewniają faktycznie długotrwałe działanie urządzenia, ale są dosyć kosztowne. By dane urządzenie staniało, stosuje się optymalizacje, prowadzące do odchudzenia podzespołów do takiego stopnia, jaki wystarczy by sprzęt wciąż przechodził przez założone testy, ale by kosztował jak najmniej. W praktyce stosuje się bardziej zaawansowane materiały, wymyślne kształty oraz integruje ze sobą wiele podzespołów w jeden, by ograniczyć koszty montażu. Działania te są nawet przedmiotem szkoleń inżynierskich z zakresu projektowania pod montaż (DFA – Design For Assembly) czy na potrzeby produkcji (DFM – Design

eprasa.pl 02a1ee88a2

Rysunek 2. Świetnym przykładem zmniejszenia kosztów montażu jest Macbook Unibody firmy Apple, w którym obudowa laptopa składa się tak jakby jedynie z dwóch elementów. I o ile taka konstrukcja prowadzi do uzyskania estetycznego wyglądu oraz nie zaczyna z czasem trzeszczeć, prowadzenie wszelkich napraw jest znacznie utrudnione

For Manufacturing), które pomagają konstruktorom nauczyć się jak sprytnie zmniejszyć koszty wytwarzania wyrobów. Niestety, skutkiem ubocznym tych starań jest zmniejszenie wytrzymałości elementów montowanych w urządzeniach oraz utrudnienie ich naprawy.

Weźmy dla przykładu nowoczesną pralkę, choć takie same wnioski można wyciągnąć dla prawie każdego urządzenia konsumenckiego. Aby uczynić pralkę łatwiej dostępną dla nabywcy, musimy zmniejszyć jej cenę, a więc w praktyce koszt produkcji. Na koszt ten składa się m.in. cena użytych materiałów oraz koszt czasu pracy potrzebnego na montaż. Często w pierwszej iteracji produktu stosuje się pewne uproszczenia, choćby ze względu na brak czasu by sprzęt dopracować przed wprowadzeniem na rynek. Dlatego w naszej przykładowej pralce jako elektronicy, do osłony i chłodzenia obwodów zapewniających komunikację pralki z Internetem (nie pytajcie po co), użyliśmy gotowego, dostępnego z magazynów radiatora i szczelnej obudowy w postaci oddzielnie przygotowanej puszki. Tworząc drugą generację produktu, gdy naszym szczytnym, inżynierskim celem jest zmniejszenie kosztów, odkrywamy że w gruncie rzeczy, gdyby odpowiednio zmienić kształt odlewu uchwytów mocujących bęben pralki, to mogą one posłużyć zarówno jako obudowa i radiator dla naszej elektroniki. Pozbywamy się w ten sposób przynajmniej dwóch dodatkowych elementów, które trzeba było nie tylko kupić, ale też przewieźć, rozliczyć, wprowadzić na magazyny, a następnie zamontować. Zamiast tego jedynie delikatnie zwiększamy koszt odlewu elementu, który i tak trzeba było montować, uzyskując tym samym działający sprzęt istotnie niższym kosztem. I jeśli dobrze wykonaliśmy naszą pracę, sprzęt ten z powodzeniem przejdzie wszystkie testy. Niestety, taka praktyka prowadzi do dwóch przykrych konsekwencji.

Pierwszą z nich jest skrócenie czasu życia urządzenia. Fakt, że nie jest ono już przewymiarowane sprawia, że użyte komponenty nie wytrzymają dużo dłużej, niż wymagają tego testy oraz będą bardziej podatne na usterki w momencie wystąpienia nieprzewidzianych sytuacji. W naszym scenariuszu może się okazać, że idealnie dopasowana osłona elektroniki będzie na tyle cienka, że o ile z powodzeniem wytrzyma 5 lat, to po tym okresie przerdzewieje powodując zachlapanie kluczowych podzespołów i w konsekwencji usterkę.

Drugim problemem jest kwestia przeprowadzenia odpowiedniej naprawy, która będzie wymagać już nie tylko wymiany elektroniki i sięgnięcia po odpowiednią, uniwersalną obudowę, dostępną na rynku. Fakt zintegrowania ze sobą elementów mechanicznych w jeden oznacza, że wraz z wymianą obudowy elektroniki, wymienia się cały element trzymający bęben pralki, a więc podzespół znacznie większy i bardziej kosztowny. Co więcej, element ten nie jest standardowy, co oznacza że musi być dostępny na magazynie u producenta. A ten może zażyczyć sobie zań odpowiednio dużą sumę, choćby ze względu na to, że musiał dotąd ponosić koszty przechowywania elementów zamiennych przez kilka lat po zakończeniu produkcji danego modelu pralki.

Coraz więcej funkcji

Drugim z głównych czynników odpowiadających za krótsze życie urządzeń elektrycznych i elektronicznych jest wzbogacanie ich o dodatkowe funkcje, z których część tak naprawdę nie ma większego znaczenia, a niestety negatywnie wpływa na żywotność. Zasada jest prosta: im więcej funkcji ma realizować dany sprzęt, tym więcej jest funkcji, które mogą przestać działać i powodować że dane urządzenie uznamy za popsute. Co gorsze, bardzo często niesprawność jakiegoś obwodu skutkuje też niesprawnością pozostałych, czego przykładem może być proste zwarcie. Im więcej elementów, w których może dojść do zwarcia, tym większa szansa, że cała elektronika urządzenia przestanie działać. Bywa też tak, że producent, czy to ze względu na przepisy, czy dla zapewnienia bezpieczeństwa (np. w motoryzacji) ogranicza działanie całego urządzenia, gdy któraś z mniej ważnych funkcji przestaje działać i kieruje użytkownika do serwisu. A ponieważ klienci chcą by ich urządzenia były coraz bardziej zaawansowane, a my jako inżynierowie spełniamy te ich potrzeby, tworzymy sprzęt, który może się popsuć na coraz więcej sposobów.

Tak naprawdę jest w tym wszystkim jeden czynnik, który nas ratuje: rosnący stopień integracji podzespołów. Znana jest bowiem zasada mówiąca, że najwięcej usterek pojawia się w na wszelkiego rodzaju połączeniach pomiędzy elementami. Postęp technologiczny, którego efektem jest dostępność coraz bardziej rozbudowanych układów scalonych pozwolił na tworzenie względnie niezawodnych rozwiązań. Niestety, ma też negatywną konsekwencję, gdyż gdy wcześniej w przypadku usterki wystarczyła wymiana pojedynczego rezystora, obecnie nierzadko konieczne staje się wymienienie całego dużego, dosyć drogiego scalaka, coraz częściej w obudowie BGA, która wymaga użycia zaawansowanych i kosztownych narzędzi.

Regulacje prawne

Trzecim czynnikiem są coraz to nowsze regulacje prawne. W przypadku elektroniki wielu z nas musiało zmierzyć się z zupełnie nowymi wyzwaniami, gdy w życie wchodziły dyrektywy zakazujące stosowania lutowia ołowiowego. Jako inżynierowie, naturalnie szukamy materiałów, które mają najlepsze parametry do danego zastosowania. Ważna są dla nas przede wszystkim wytrzymałość i cena – to z nich jesteśmy rozliczani. Problem w tym, że materiały niedrogie lub najbardziej wytrzymałe są bardzo często szkodliwe dla środowiska. Dotyczy to także substancji, jakie stosuje się we wszelkiego

Rysunek 3. Niewymienny akumulator w smartfonie pozwala na zastosowanie niestandardowych ogniw o większej pojemności oraz ułatwia zapewnienie wysokiej klasy szczelności urządzenia. Niestety oznacza to też, że wymiana najszybciej starzejącego się elementu wymaga tak naprawdę wykonania naprawy sprzętu, zamiast stanowić czynność eksploatacyjną, wykonywaną przez użytkownika

eprasa.pl 02a1ee88a2

Rysunek 4. Ipad Pro zawiera większość kluczowych komponentów zintegrowanych na jednej płytce drukowanej i niepodlegających naprawie. Pozwoliło to zmniejszyć koszt i wymiary urządzenia, ale w razie usterki nie będzie się opłacać go naprawiać

rodzaju procesach przemysłowych, jakie również jako inżynierowie opracowujemy. Gdy pojawiają się nowe ograniczenia, przeprojektowujemy nasze rozwiązania, by spełnić nowe wymogi. Niemal zawsze prowadzi to do zmniejszenia wytrzymałości lub zwiększenia kosztów takiego bardziej ekologicznego urządzenia. I o ile pierwszy z wymienionych skutków jest bezpośrednio tym, co konsumenci nazywają planowanym postarzaniem, to drugi prowadzi do zwiększenia presji cenowej… a więc do nasilenia głównego czynnika odpowiadającego za mniejszą trwałość wyrobów.

Globalna ekonomia

Czwartym istotnym czynnikiem przez który inżynierowie tworzą mniej żywotne projekty jest światowa ekonomia. Mamy do czynienia z dwoma, niezależnymi od siebie zjawiskami.

Po pierwsze, cały Świat boryka się z rosnącymi kosztami pracy oraz problemem przenoszenia produkcji z krajów rozwiniętych do tych, w których siła robocza jest tańsza. Prowadzi to do zamykania całych fabryk, a więc i zwalniania personelu. Jest to źle postrzegane przez społeczeństwo, a państwa rozwinięte starają się wprowadzić ograniczenia, które zniechęcą firmy do wynoszenia się za granicę. Tu z pomocą znów przychodzą metody takie jak DFA i DFM, które pozwalają ograniczyć koszty pracy potrzebne w trakcie produkcji. Uratowały one już niejeden europejski zakład przemysłowy przed zamknięciem, gdyż jeśli w sumarycznym koszcie wytworzenia wyrobu, wynagrodzenia parcowników będą odgrywały mniejszą rolę, okaże się że bardziej opłaca się zaoszczędzić na międzynarodowej logistyce i pozostawić produkcję w kraju, w którym znajdują się docelowi nabywcy produktu. Chcąc więc zachować miejsca pracy w Europie czy w USA, klienci sami wywierają presję na firmy, by te stosowały coraz bardziej zintegrowane konstrukcje. Tańsze w montażu, ale trudniejsze w naprawie.

Po drugie masowa produkcja, możliwa dzięki dużemu popytowi na produkty, jest jednym ze sposobów na obniżenie cen wyrobów. Jako konsumenci cieszymy się tym, zapominając poniekąd, że gdybyśmy wymieniali kupowany przez nas sprzęt nie co dwa lata, tylko co dziesięć, woluminy produkcyjne spadłyby pięciokrotnie, sprawiając że w koszcie końcowym wyrobu znacznie większą rolę odgrywałyby nakłady na prace badawczo-rozwojowe. I choć koniec końców, jako klienci w ciągu 10 lat zapłacilibyśmy sumarycznie znacznie mniej, to w momencie podejmowania decyzji zakupowej, wysoka cena produktu byłaby przez nas postrzegana jako znacznie większy problem.

Podsumowanie

To co nazywamy planowanym postarzaniem, to praktyczne skutki różnych oczekiwań klientów, a nie celowe, złośliwe działanie inżynierów. Złożoność nowoczesnych urządzeń, globalnej logistyki i światowej ekonomii sprawia, że niełatwo jest w kilku słowach przedstawić te powiązania, a tym bardziej trudno je zrozumieć i uwzględnić w swoich codziennych decyzjach konsumenckich. Na dodatek panuje też pewnego rodzaju moda na posiadanie nowych rzeczy, która częściowo usprawiedliwia całą tę sytuację, sprawiając, że część klientów i tak wymieni urządzenie na nowy model po dwóch latach, nawet jeśli dotychczasowe działa bez zarzutu.

Kraje rozwinięte starają się prowadzić różne działania, których celem jest zapobieżenie planowanemu postarzaniu, ale nie jest to łatwe, gdyż przekłada się na wzrost cen i pogorszenie w pozostałych kwestiach omówionych w niniejszym artykule. Dlatego najważniejsze jest rozwijanie świadomości klientów, którzy to własnymi portfelami głosują za poszczególnymi rozwiązaniami. To oni decydują czy wolą by inżynierowie projektowali niedrogie, bogate w funkcje i ekologiczne, ale szybko psujące się urządzenia, czy też kosztowne, choć relatywnie proste i niekonieczne przyjazne dla środowiska, ale za to trwałe maszyny. My jako konstruktorzy dołożymy wszelkich starań, by spełnić postawione oczekiwania w najlepszy możliwy sposób.

Marcin Karbowniczek, EP

REKLAMA

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA MATERIAŁY DODATKOWE MEDIA

Aby skorzystać z materiałów dodatkowych dołączonych do numeru, należy:

1. Wejść na stronę www.media.avt.pl,
2. Zarejestrować się lub zalogować,
3. Wybrać wydanie „Elektroniki Praktycznej", które ma trafić do biblioteki osobistej,
4. Odpowiedzieć na proste pytanie dotyczące bieżącego numeru,
5. Pobrać pliki.

eprasa.pl 02a1ee88a2

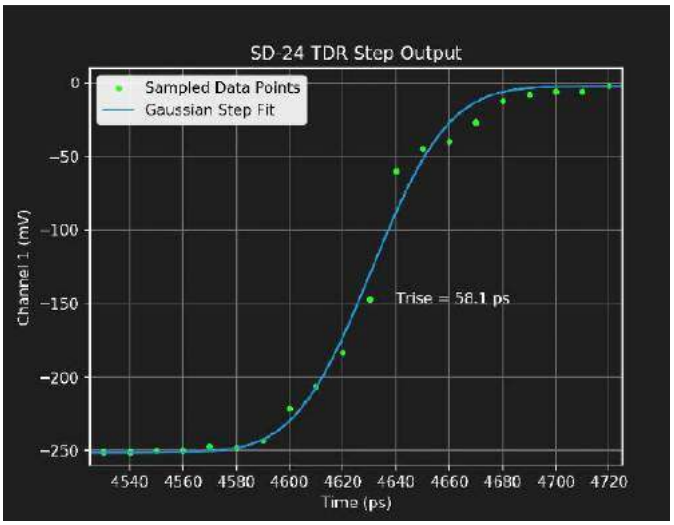
dodaj do obserwowanych

Przedstawiamy redakcyjny wybór najciekawszych projektów spośród ostatnio anonsowanych w internecie. Są to projekty na różnych etapach realizacji. Warto się zapoznać z projektami zakończonymi i śledzić realizację projektów niegotowych, by czerpać z nich inspirację do własnych prac.

Niedrogi, amatorski oscyloskop o pasmie gigahercowym

Projekt jest zwieńczeniem niektórych eksperymentów dotyczących superszybkiej elektroniki, jakie prowadził Ted Yapo – jeden z użytkowników portalu hackaday. Być może nie było oczywiste, jakie były cele tych eksperymentów, ale stworzenie superszybkiego oscyloskopu było jednym z nich. Autor równolegle pracuje również nad kilkoma innymi systemami, próbkującymi przebiegi w pasmie powyżej gigaherca.

Ten konkretny projekt zawiera zatrzaskowy komparator, który pełni rolę próbnika napięcia. Chodzi konkretnie o niedrogi ADCMP582 od Analog Devices. Wyprodukowany w technologii substratu SiGe komparator, który kosztuje zaledwie ok. 20 dolarów (w zakupie detalicznym). Posiada aperturę próbkowania na poziomie 5 ps i typową szerokość pasma 8 GHz. To ostatecznie ogranicza szerokość pasma powstałego urządzenia, ale dodatkowe czynniki w obecnej konstrukcji zmniejszają szerokość pasma do efektywnych 6 GHz.



Bardzo wstępne testy szacują czas narastania sygnałów w systemie wynoszący 50...70 ps, co odpowiada pasmu analogowemu pomiędzy 7 GHz a 5 GHz. Dokładna analiza czasu narastania sygnału w układzie pozwoliła oszacować go na ok. 58 ps, co po usunięciu czasu narastania samego systemu, jaki wykorzystano do pomiaru tego zbocza, pozwoliło na wyliczenie pasma analogowego systemu, jako równego 6,7 GHz.

Aby zrozumieć ideę stojącą za tym urządzeniem trzeba zaznajomić się z różnicami pomiędzy oscyloskopem próbkującym (takim jak ten) a oscyloskopem czasu rzeczywistego (tego rodzaju jest większość cyfrowych oscyloskopów dostępnych obecnie na rynku). Ścieżka do digitalizacji zarówno w układach czasu rzeczywistego, jak i układach próbkujących jest zasadniczo taka sama. Sygnał wejściowy przechodzi przez zespół obwodów kondycjonujących sygnał i jest digitalizowany, zapisywany w pamięci, a następnie wyświetlany na ekranie. Jednak różni się tutaj podstawowa technologia digitalizacji.

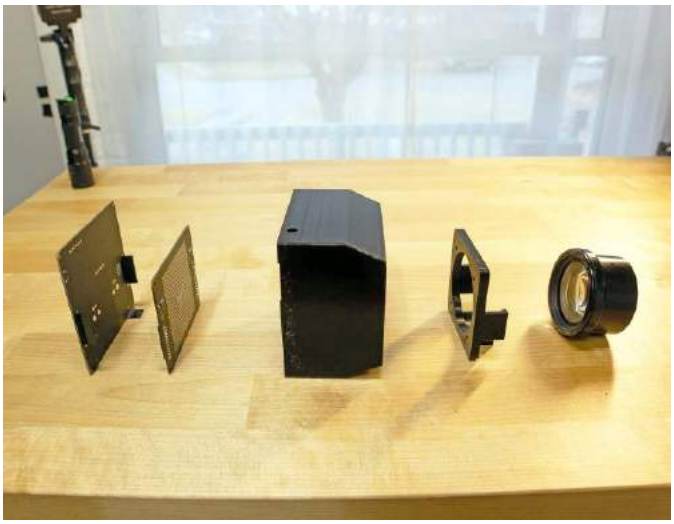
Oscyloskop pracujący w czasie rzeczywistym posiada system wyzwalania w postaci układu ASIC lub układ FPGA, który generuje zegar próbek po wystąpieniu interesującego nas wydarzenia (np. przekroczenie progu napięcia). Zegar ten ma częstotliwość równą częstotliwości próbkowania; jest on podłączony do przetwornika analogowo-cyfrowego (ADC), który digitalizuje sygnał wejściowy w czasie rzeczywistym. Z kolei układ próbkujący przystosowany jest do digitalizacji sygnałów okresowych. Zegar próbek – także generowany jest po wystąpieniu określonego zdarzenia – ma o wiele niższą częstotliwość niż w przypadku układu czasu rzeczywistego. Warunkiem działania układu jest okresowe występowanie tego zdarzenia; przy kolejnym wyzwoleniu oscyloskopu próbkującego zegar próbkowania wyzwalany jest z tą samą częstotliwością, ale nieznacznie przesunięty, co oznacza, że układ próbkuje sygnały w trochę innym czasie względem początkowego zdarzenia. Po wielokrotnym powtórzeniu tego procesu i złożeniu powstałych przebiegów, układ próbkujący otrzymuje zdigitalizowany przebieg okresowy o wysokiej rozdzielczości czasowej.

Opisywany projekt jest nadal w trakcie realizacji. Powstał dopiero pierwszy prototyp, ale daje on już zadowalające rezultaty, aczkolwiek autor obecnie nie ma możliwości skalibrowania układu podstawy czasu, która doświadcza poważnego dryfu termicznego. Pracuje nad osobnym kalibratorem podstawy czasu, jednakże po jego uruchomieniu konieczna będzie jeszcze jego integracja z całym systemem oscyloskopu. Kolejną rzeczą, którą trzeba jeszcze zintegrować z systemem, jest wydłużona podstawa czasu, która pozwoli uchwycić dłuższe przebiegi. Prototyp jest ograniczony do przemiatania 10 ns i chociaż jest to dostatecznie duże okno do wielu zastosowań, szersze okno może być bardzo przydatne.

DigiObscura – sensor obrazu i aparat cyfrowy DIY

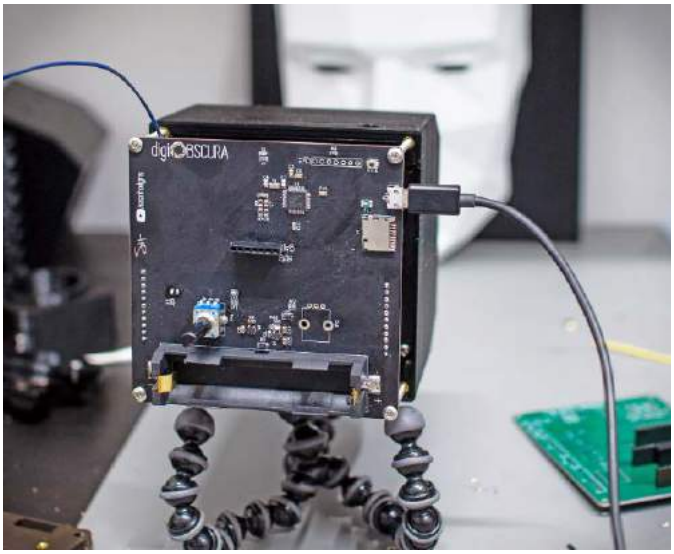
Istnieje wiele instrukcji na temat budowy własnego aparatu cyfrowego, ale w żadnym z nich nie korzysta się z samodzielnie

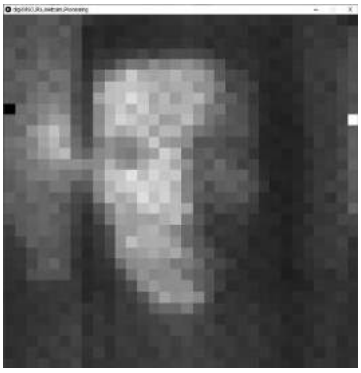
eprasa.pl 02a1ee88a2



wykonanego czujnika obrazu! Gotowe sensory obrazu są dostępne w handlu od wielu dostawców, ale ich użycie sprawiłoby, że zaprojektowanie własnego aparatu cyfrowego nie byłoby zbyt trudne. Autor opisywanej tutaj konstrukcji – Sean Hodgins – chciał podnieść sobie poprzeczkę i samodzielnie skonstruować również cyfrowy sensor obrazu do tworzonego przez siebie aparatu cyfrowego pod nazwą DigiObscura.

Czujnik obrazu składa się z 1024 czujników światła. Sensory te umieszczone są na PCB w rzędach i kolumnach. Podłączone są do mikrokontrolera, zarządzającego aparatem cyfrowym.





Największym problemem, podczas samodzielnej budowy urządzenia jest równomierne lutowanie detektorów światła w ciasnej konfiguracji na płytce drukowanej. Jak opisuje autor, jemu polutowanie wszystkich 1024 sensorów zajęło około 2,5 godziny, jednakże jest on doświadczonym elektronikiem i w przypadku amatora, montaż SMD może być bardziej czasochłonny. Jeśli chcecie skonstruować opisywany tutaj aparat cyfrowy, ale boicie się samodzielnie lutować ten układ, rozsądnym może być zlecenie montażu automatycznego w odpowiednim zakładzie.

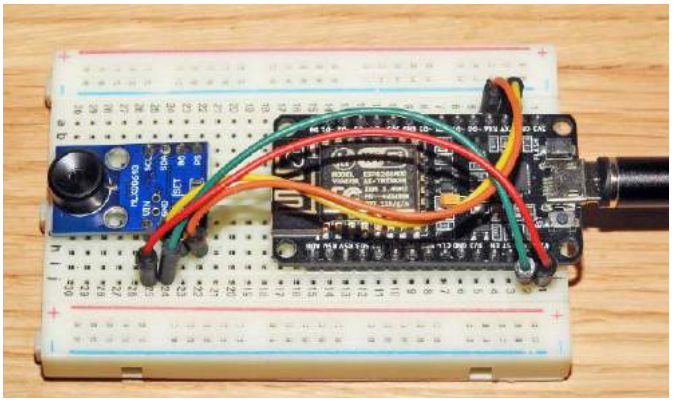
Pierwotny plan polegał na użyciu obiektywu otworkowego – stąd nawiązanie do Camera Obscura w nazwie projektu. Jednakże na razie pomysł ten został odłożony na półkę, ze względu na naturę tych czujników. Wymagają one dosyć dużego natężenia światła, a obiektywy otworkowe są z swojej natury bardzo ciemne

http://bit.ly/2sKjFfT

Otwarte kamery termowizyjne DIY

Kamera termograficzna (zwana także kamerą termowizyjną bądź kamera na podczerwień) to urządzenie, które tworzy obraz na podstaiwe promieniowania podczerwonego, podobnie jak zwykła kamera, która tworzy obraz na podstawie światła widzialnego. Zamiast zakresu 400...700 nm, kamery termowizyjne są wrażliwe na fale od długości od około 1000 nm (1 μm) do około 14000 nm (14 μm).

Im wyższa temperatura obiektu, tym więcej promieniowania podczerwonego jest przez nie emitowane. Kamera może wykryć to promieniowanie w sposób podobny do tego, w jaki zwykła kamera wykrywa światło widzialne. Dzięki temu możliwe jest obserwowanie rozkładu temperatur przez kamerę. Na rynku pojawił się zintegrowany sensor dalekiej podczerwieni – MLX90640 firmy Melexis. Jest to w pełni skalibrowany układ do obrazowania w podczerwieni. Posiada on 32×24 piksele w kompaktowej, 4-pinowej obudowie TO39. Układ wyposażono m.in. w czujnik temperatury otoczenia do pomiaru temperatury układu i czujnik do pomiaru napięcia zasilającego. Wartości wyjścia wszystkich czujników – podczerwieni, temperatury otoczenia i napięcia zasilania – są przechowywane w wewnętrznej pamięci RAM i są dostępne przez interfejs I²C. Z uwagi na prostotę wykorzystania tego modułu, obecnie rozwija się szereg ciekawych konstrukcji kamer termowizyjnych DIY.

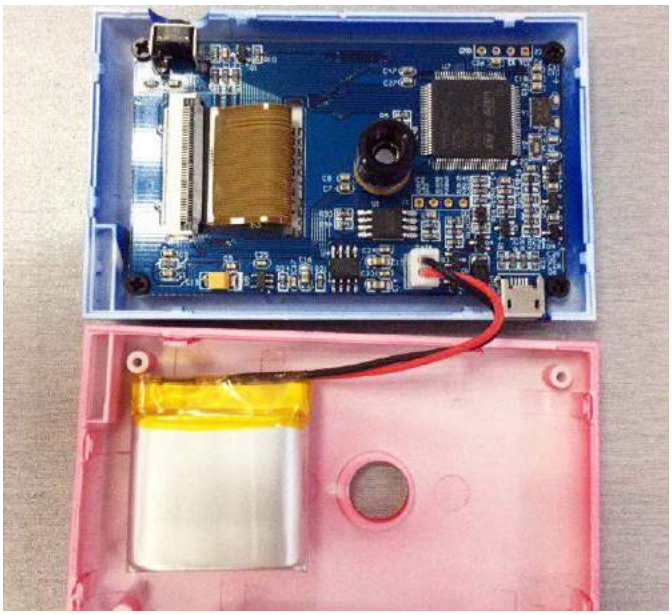


Zespół z Dev-Lab z Kijowa na Ukrainie skonstruował prosty moduł termowizyjny, oparty na module NodeMCU z ESP8266. Ideą projektu jest przesłanie sekwencji ramek z kamery termowizyjnej poprzez HTTP w celu dalszego przetwarzania i wyświetlania w interfejsie

eprasa.pl 02a1ee88a2

użytkownika – na przykład na komputerze. Serwer HTTP napisany jest w LUA i pracuje na ESP8266. Może obsługiwać maksymalnie do 3 klientów jednocześnie. ESP 8266 odbiera dane termiczne z modułu GY-MCU90640 poprzez port szeregowy i wysyła strumień ramek do klientów HTTP, zwykle na mocniejszym sprzęcie, zdolnym do znacznie bardziej złożonego przetwarzania, np. interpolacji ramek, konwersji danych na obrazy kolorowe, itp.

http://bit.ly/2RxrQ7C/

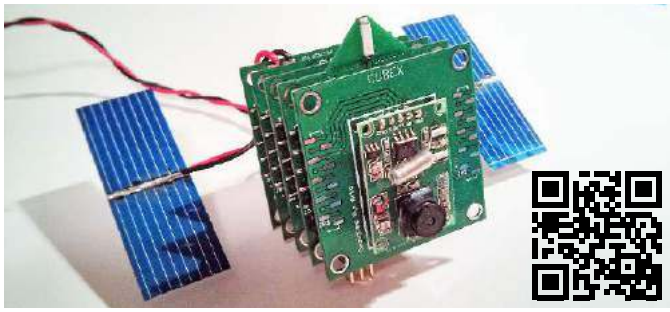


JM-Camera to inne podejście do stworzenia aparatu cyfrowego do zdjęć termowizyjnych. Układ ten posiada w sobie wszystkie niezbędne elementy do pracy, włącznie z wyświetlaczem i akumulatorem, dzięki czemu aparat ten jest w 100% przenośny. Urządzenie oparte jest o mikrokontroler STM32F407, który zapewnia dostatecznie dużo mocy obliczeniowej, by zgrywać w czasie rzeczywistym obrazy z sensora i prezentować je na kolorowym wyświetlaczu systemu.

http://bit.ly/2TUlTof

Steven Xu z kolei wykorzystał moduł do obrazowania w podczerwieni w połączeniu z komputerem jednopłytkowym Raspberry Pi 4. Komputer pobiera obraz z sensora poprzez interfejs I²C, wyprowadzony na 40-pinowym złączu GPIO minikomputera i wyświetla go na ekranie dotykowym o rozdzielczości 800×600 i przekątnej 5".Dzięki dużej wydajności obliczeniowej zastosowanego minikomputera system nie ma żadnych problemów z obrabianiem obrazów w czasie rzeczywistym, jednakże jest to okupione rozmiarem urządzenia i trudnościami z zasilaniem Raspberry Pi 4 z baterii (układ zasilany jest w tym przypadku z klasycznego zasilacza USB-C).

http://bit.ly/2tu1V91

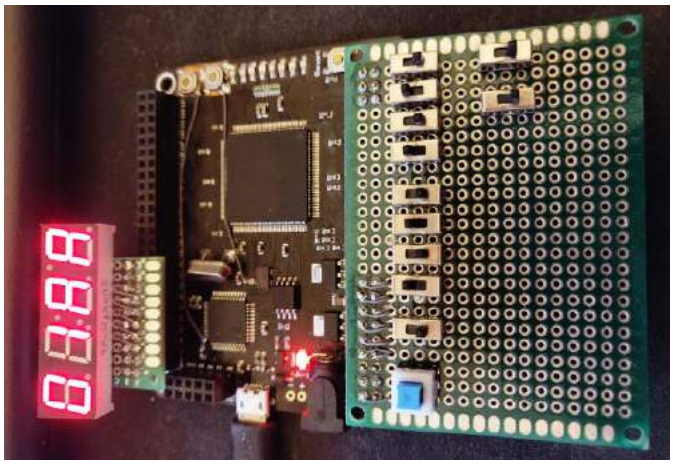


CUBEX – zintegrowany komputer pokładowy dla balonów stratosferycznych

CUBEX to komputer pokładowy, stworzony dla balonów latających na dużej wysokości. Moduł wyposażono w kamerę, GPS oraz nadajnik radiowy ISM. Wszystko zasilane jest z ognia litowo-polimerowego, wspomaganego ogniwami słonecznymi z układem do ładowania ogniwa i zarządzania energią w systemie. Komputer jest w stanie wysyłać dane telemetryczne, zdjęcia oraz współrzędne GPS podczas lotu, wszystko na żywo. Obwód ładowania pozwala ładować system przez kilka dni, dopóki balon utrzymuje wysokość.

CUBEX może korzystać z dowolnego odbiornika (tak prostego jak np. RTL USB), nasłuchującego przy częstotliwości 434,460 MHz. Nadajnik ma moc zaledwie 10 mW, by oszczędzać energię z ogniwa. Jednakże, jest to wystarczające, by każdy, kto znajdzie się w odległości do ok 150 km od systemu, mógł pobrać zdjęcia zrobione podczas lotu!

http://bit.ly/30GxXuj



Emulator COSMAC Elf na układzie FPGA

Winston Lowe stworzył kompletny emulator komputera COSMAC Elf. Komputer ten został opisany w serii artykułów w amerykańskim Popular Electronics w 1976 i 1977 roku. System zawierał mikroprocesor RZA 1802, miał bazowo 256 bajtów pamięci RAM (do 64 KB maks), nie posiadał pamięci ROM a programy wprowadzano bezpośrednio za pomocą zintegrowanego DMA za pomocą 8 przełączników i przycisku Input (opcjonalnie układ można było rozbudować o klawiaturę szesnastkową). Jako wyświetlacz zastosowano dwa szesnastkowe wyświetlacze LED.

Celem opisywanego projektu jest stworzenie dokładnego (co do cyklu) emulatora procesora 1802, który można łatwo zastosować w innych projektach FPGA. „Kiedy zaczynałem projekt, byłem nowy w pisaniu w SpinalHDL, ale w przeszłości próbowałem napisać już ten procesor w VHDLu. Złożoność języka oraz sama ilość kodu i czasu potrzebnego do napisania i debugowania tego projektu sprawiła, że porzuciłem te prace" pisze autor projektu. Teraz na szczęście, korzystając z nowego narzędzia – Spinal HDL – wrócił (z powodzeniem) do pracy nad swoim emulatorem.

http://bit.ly/30ERFqq

eprasa.pl 02a1ee88a2

Cyfrowy termometr z podświetleniem LED

Termometr cyfrowy jest jednym z prostszych projektów, jakie można zrealizować. Co jednak, jeśli chcemy poznać temperaturę w dalekim od nas mieście? Opisane w poniższym artykule urządzenie wykorzystuje API serwisu pogodowego do pobierania danych na temat pogody z Internetu. Informacje są następnie wyświetlane z pomocą kolorowych diod LED.

Klasyczny termometr – cyfrowy bądź analogowy – składa się z sensora temperatury i wyświetlacza. Sensorem może być element taki jak termistor czy dioda półprzewodnikowa lub też scalony sensor temperatury (często wyposażony w cyfrowy interfejs do komunikacji – na rynku dostępne są układy do pomiaru temperatury z interfejsami I²C czy 1-Wire). Wyświetlacz powinien podawać informację w sposób czytelny dla użytkownika. Może to być wyświetlacz siedmiosegmentowy LED czy ekran LCD.

Opisywane urządzenie prezentuj trochę inne podejście. Układ zamiast sensora temperatury korzysta z Internetu, aby połączyć się z portalem udostępniającym dane pogodowe dla wielu miejsc na świecie. Pobiera informacje o pogodzie, a następnie wyświetla na kolorowych diodach LED, które emulują słupek rtęci. Dodatkowo, na niewielkim ekranie OLED wyświetlana jest nazwa miasta i wartość temperatury. Układ może obsługiwać całą listę miast, przełączając się pomiędzy nimi po kolei. Można także ręcznie wybrać miasto do wyświetlenia za pomocą przycisków z boku. Diody LED i ekran OLED są wyłączane, gdy układ jest nieaktywny przez kilka minut i włączy się ponownie, jeśli wykryje znaczną zmianę w poziomie oświetlenia w otoczeniu.

Potrzebne elementy

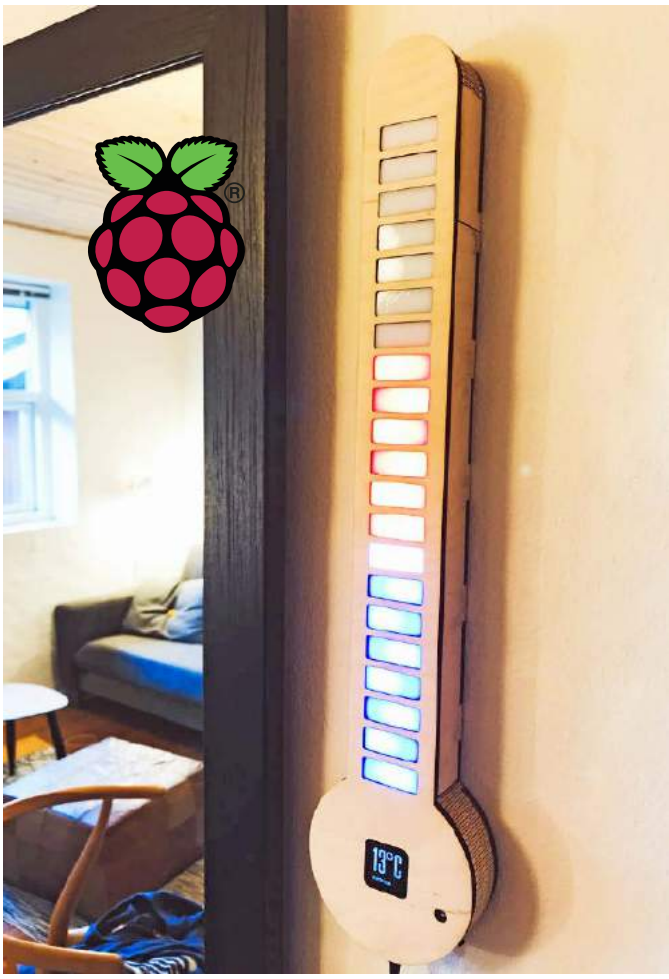
Do budowy opisywanego urządzenia potrzebne będą:

- Moduł Raspberry Pi Zero W z kartą SD wraz z zainstalowanym systemem operacyjnym Raspbian,
- 1,5-calowy moduł OLED sterowany poprzez interfejs I²C,
- Zasilacz 5 V, 2,4 A dla Raspberry Pi,
- Taśma LED RGB z diodami WS2812B (30 diod LED/m) o długości 5 metrów,
- Sklejka o grubości 4 i 6 mm, klej do drewna i pleksi (do wykonania obudowy),
- Opcjonalnie: płytka drukowana, przyciskami, gniazdem fotorezystora itp. jednakże układ zmontować można również np. na płytce uniwersalnej bądź podłączając poszczególne elementy kablami.

Na **fotografii 1** pokazano częściowo zmontowaną konstrukcję z widocznymi elementami obudowy.

Połączenie wszystkich elementów i sterowanie diodami LED

Wszystkie elementy sterowane są poprzez poszczególne porty komputera jednopłytkowego Raspberry Pi Zero. Do minikomputera podpięto trzy przyciski, czujnik natężenia oświetlenia (fotorezystor), adresowalne diody RGB oraz ekran OLED. Dodatkowo, do komputera podłączyć musimy zasilanie 5 V poprzez port microUSB na płytce drukowanej Raspberry Pi. Zasilanie pozostałych elementów pobierane jest z odpowiednich pinów samego komputera jednopłytkowego.



Wyświetlacz OLED dołączony jest do interfejsu I²C Raspberry Pi. Interfejs ten posiada dwie linie – danych (SCL) i zegarową (SDA). Dołączone są one do, odpowiednio, pinów GPIO3 oraz GPIO2, gdzie wystawiony jest interfejs I2C1 tego komputera jednopłytkowego. Dodatkowo oczywiście, do modułu z ekranem OLED dołączyć należy zasilanie i masę. 1,5-calowy moduł OLED, jaki wykorzystał autor konstrukcji, zasilany może być napięciem 5 V lub 3,3 V, które pobrać można z Raspberry Pi z 2 i 4 pinu lub z 1 pinu złącza GPIO.

Diody LEF RGB wykorzystane w tym projekcie to moduły WS2812B. Każda dioda posiada wejście i wyjście cyfrowe, zachowujące się jak rejestr przesuwny dzięki temu dane z wejścia są przenoszone na wyjście cyfrowe diody, przesunięte o 24 bity potrzebne do zaprogramowania koloru na danym elemencie. W taśmie LED-owej diody połączone są szeregowo, dzięki czemu komputer musi komunikować się jedynie z jedną diodą, co wymaga zaangażowania tylko jednego pinu Raspberry Pi. Tym pinem jest GPIO18 (pin 12 na 40-pinowym złączu Raspberry Pi).

Do modułu podłączone są trzy przyciski – następne (next), poprzednie (previous) i wyłącz (shutdown). Są one podłączone z jednej strony do pinów cyfrowych Raspberry Pi (odpowiedmoop GPIO23, GPIO24 oraz GPIO25), a z drugiej strony do masy. Piny wejściowe są wewnętrznie podciągane do zasilania, więc zwarcie ich z masą

eprasa.pl 02a1ee88a2

Fotografia 1. Częściowo zmontowana konstrukcja z widocznymi elementami obudowy

powoduje pojawienie się na wejściu stanu niskiego, który może być wykrywany przez skrypt.

Fotorezystor podłączony jest do wejścia cyfrowego (pin GPIO4 – siódmy pin złącza GPIO). Z uwagi na fakt, że Raspberry Pi nie posiada przetwornika analogowo-cyfrowego, konieczne było zastosowanie innej metody pomiaru wartości rezystancji. W tym celuć zestawiono prosty układ RC na wejściu GPIO4. Kondensator podpięty jest bezpośrednio pomiędzy wejście a masę, a fotoopornik podłączony jest pomiędzy wejście cyfrowe a linię zasilania. W kodzie skryptu zaszyto prosty algorytm pomiaru rezystancji z pomocą tego układu. Najpierw linia GPIO konfigurowana jest jako wyjście i ustawiana w stan niski. Będąc na potencjale masy rozładowuje ona dołączony kondensator. Następnie układ ustawia pin cyfrowy jako wejście, a fotorezystor zaczyna ładowanie kondensatora. Skrypt mierzy czas, potrzebny do naładowania kondensatora do poziomu stanu wysokiego, a czas ten jest proporcjonalny do prądu ładowania, który jest odwrotnie proporcjonalny do rezystancji fotoopornika. Wartość rezystancji bazowej fotoopornika i pojemności w układzie RC należy dobrać tak, aby w typowych warunkach pracy układu czas ładowania kondensatora nie przekraczał kilkuset cykli pracy skryptu.

Instalacja potrzebnych bibliotek

Zanim rozpoczniemy uruchamianie oprogramowania sterującego systemem na Raspberry Pi musimy zainstalować wszystkie potrzebne biblioteki, które pozwolą obsłużyć podłączane peryferia. W pierwszej kolejności, po podłączeniu wyświetlacza OLED, musimy zainstalować bibliotekę, pozwalającą na sterowanie tym ekranem. Upewnijmy się, że Raspberry Pi podłączane jest do Internetu, gdyż biblioteki pobierać będziemy z sieci. Wykonujmy, krok po kroku, wszystkie opisane niżej polecenia.

1. Włączamy interfejsy I²C oraz SPI w raspi-config. Po uruchomieniu tych interfejsów musimy zapisać ustawienia i uruchomić ponownie komputer.
2. Zaktualizujemy system:

```
sudo apt-get update
```

3. Zainstalujemy biblioteki, potrzebne do działania skryptu, kontrolującego układ:

```
sudo apt-get install python-dev
sudo apt-get install python-smbus
sudo apt-get install python-serial
sudo apt-get install python-imaging
```

4. Otwieramy plik konfiguracyjny z modułami jądra, jakie system ładować ma przy uruchomieniu z pomocą edytora tekstowego nano:

```
sudo nano /etc/modules
```

Dodajemy do pliku konfiguracyjnego dwa nowe moduły do obsługi I²C i restartujemy system:

```
i2c-bcm2708
i2c-dev
```

5. Teraz możemy pobrać (sklonować) repozytorium z GitHuba, gdzie znajdziemy pozostałe biblioteki do zainstalowania i skrypt potrzebny do uruchomienia systemu:

```
git clone https:/ /github.com/Anders644PI/1.5inch-
OLED-with-RPi .git
```

6. Znajdujemy utworzony folder i rozpakakowujemy plik *RPi_GPIO-0_6_5.zip*:

```
unzip RPi_GPIO-0_6_5.zip
```

Instalujemy bibliotekę z rozpakowanego pliku:

```
cd RPi_GPIO-0_6_5
sudo python setup.py install
```

7. Wracamy do głównego folderu:

```
cd /home/pi/1.5inch-OLED-with-RPi/
```

Powtarzamy to samo dla biblioteki spidev spakowanej w *spidev-3_2.zip*:

```
unzip spidev-3_2.zip
cd spidev-3_2.zip
sudo python setup.py install
```

8. Rozpakowujemy plik *wiringPi.zip*:

```
unzip wiringPi.zip
cd wiringPi
```

Wpisujemy następujące komendy, by zainstalować tą bibliotekę:

```
chmod 777 build
./build
```

Sprawdzamy czy instalacja się powiodła wpisując komendę do sprawdzenia wersji. Jeśli nie zwróci ona błędu to wiringPI zainstalowano poprawnie:

```
gpio –v
```

9. Ponownie wracamy do głównego folderu, rozpakowujemy plik *bcm2835-1_45.zip* i otwieramy powstały folder:

```
unzip bcm2835-1_45.zip
cd bcm2835-1_45
```

10. Następnie instalujemy znajdującą się tam bibliotekę:

```
./configure
make
sudo make check
sudo make install
```

11. Ponownie wracamy do nadrzędnego folderu */home/pi/1.5inch-OLED-with-RPi/* i uruchamiamy test wyświetlacza OLED z jednego z podfolderów:

```
cd /Demo_Code/Python/
sudo python main.py
```

Test powinien wyświetlić na ekranie linie, prostokąty, tekst i obrazek z kwiatem.

Firmware termometru

Skrypt sterujący termometrem korzysta z danych zdalnego serwisu pogodowego z danymi meteorologicznymi. Aby móc korzystać z jego API należy najpierw wykonać kilka prostych kroków.

API Pogodowe

Duża część kodu, jaka została użyta w poniższym skrypcie, została napisana przez StuffWithKirby. Dotyczy głownie kodu

eprasa.pl 02a1ee88a2

Listing 1. Fragment pliku z kodami identyfikacyjnymi miast


```
[
    {
        „id”: 798544,
        „name”: „Republic of
Poland”,
        „country”: „PL”,
        „coord”: {
        „lon”: 20,
        „lat”: 52
        }
    },
    {
        „id”: 3094325,
        „name”: „Kuchary”,
        „country”: „PL”,
        „coord”: {
        „lon”: 19.383329,
        „lat”: 52.150002
        }
    },
    {
        „id”: 3082707,
        „name”: „Walbrzych”,
        „country”: „PL”,
        „coord”: {
        „lon”: 16.284321,
        „lat”: 50.771412
        }
    },
    {
        „id”: 3091150,
        „name”: „Naklo nad
Notecia”,
        „country”: „PL”,
        „coord”: {
        „lon”: 17.60181,
        „lat”: 53.142139
        }
    },
    {
        „id”: 756135,
        „name”: „Warsaw”,
        „country”: „PL”,
        „coord”: {
        „lon”: 21.01178,
        „lat”: 52.229771
        }
    },
    {
        „id”: 3094802,
        „name”: „Krakow”,
        „country”: „PL”,
        „coord”: {
        „lon”: 19.91667,
        „lat”: 50.083328
        }
    },
    {
        „id”: 3093524,
        „name”: „Leszno”,
        „country”: „PL”,
        „coord”: {
        „lon”: 16.57494,
        „lat”: 51.84034
        }
    },
    {
        „id”: 3083271,
        „name”: „Torun”,
        „country”: „PL”,
        „coord”: {
        „lon”: 18.598141,
        „lat”: 53.013748
        }
    },
    {
        „id”: 3083267,
        „name”: „Toruń Północny”,
        „country”: „PL”,
        „coord”: {
        „lon”: 18.6,
        „lat”: 53.033329
        }
    },
]
```


odpowiedzialnego za odczyt danych w formacie JSON z API serwisu pogodowego OpenWeatherMap.org.

Aby korzystać z danych gromadzonych przez OpenWeatherMap.org konieczne jest stworzenie darmowego konta na tym portalu. Po jego założeniu uzyskamy tzw. klucz API, który pozwoli nam zalogować się do API systemu (należy go zapisać). Oprócz konta musimy także znać numer identyfikacyjny miasta, jakie nas interesuje. W tym celu musimy pobrać ze strony projektu (link na końcu artykułu) plik *city.list.json.gz*. Należy go rozpakować, aby wyszukać interesujące nas dane. Na liście znajduje się wiele miast Polski. Przykładowe wpisy pokazano na **listingu 1**. Wybieramy spośród wszystkich dostępnych miast te, które nas interesują i zapisujemy ich identyfikatory (ciąg cyfr zawarty w polu id). Będziemy musieli je wpisać w naszym skrypcie sterującym, aby pobrać dane pogodowe dla tych lokalizacji.

Skrypt sterujący

Skrypt sterujący pobraliśmy z repozytorium na GitHubie już wcześniej, wraz z bibliotekami. Aby go uruchomić, w pierwszej kolejności musimy otworzyć folder LED_Thermometer_Code_and_OLED_driver:

```
cd LED_Thermometer_Code_and_OLED_driver
```

Następnie otwieramy edytorem tekstowym nano skrypt *Official_Digital_LED_Thermometer_v1-0.py*, aby uzupełnić klucz API oraz ID miast, jakie chcemy by były wyświetlane:

```
nano Official_Digital_LED_Thermometer_v1-0.py
```

Fragment skryptu zaprezentowano na **listingu 2**, miejsca wpisania potrzebnych danych opisano w komentarzach. Po zmodyfikowaniu i zapisaniu skryptu możemy wyjść z edytora i uruchomić skrypt wpisując:

```
sudo python Official_Digital_LED_Thermometer_v1-0.py
```

Podsumowanie

Opisany system korzysta z API serwisu pogodowego OpenWeatherMap.org do zdobywania informacji o temperaturze w dowolnej lokalizacji. Temperatura i nazwa danego miasta wyświetlana jest na ekranie OLED, zamontowanym w urządzeniu oraz na dołączonych do układu diodach LED RGB. Diody RGB ułożone są pionowo, dzięki czemu ten wyświetlacz termometru przypomina klasyczny termometr rtęciowy. Z pewnością urządzenie będzie praktycznym i estetycznym dodatkiem do wielu wnętrz.

Nikodem Czechowski, EP

Źródło: ***http://bit.ly/30G4fFX***

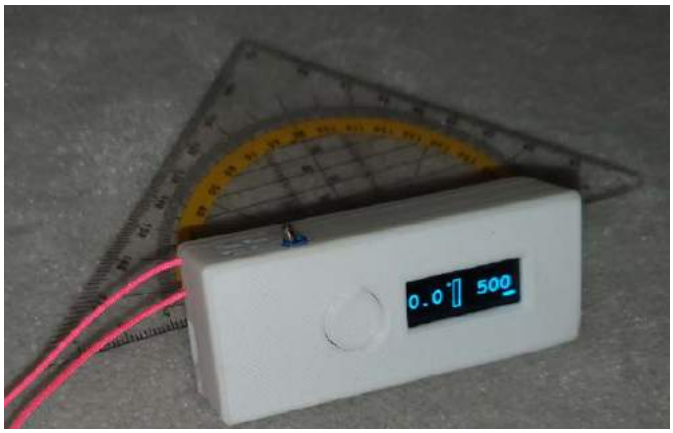
Listing 2. Skrypt do zmodyfikowania

```
import DEV_Config, OLED_Driver # pliki konfiguracyjne systemu
import Image, ImageDraw, ImageFont, ImageColor

import json, requests, os, time
import RPi.GPIO as GPIO
from neopixel import *

# Czcionki:
temp_fontfamily = ‘steelfish_bd.ttf’
city_fontfamily = ‘Cocogoose-Pro-Semilight-trial.ttf’
weather_fontfamily = ‘BebasNeue-Regular.ttf’

# Przyciski
button_next = 23 # Pin 23
button_prev = 24 # Pin 24
button_shutdown = 25 # Pin 25
GPIO.setmode(GPIO.BCM)
GPIO.setup(button_next,GPIO.IN,pull_up_down=GPIO.PUD_UP)
GPIO.setup(button_prev,GPIO.IN,pull_up_down=GPIO.PUD_UP)
GPIO.setup(button_shutdown,GPIO.IN,pull_up_down=GPIO.PUD_UP)
GPIO.setwarnings(False)

# Fotorezystor
ldr_pin = 4             # Pin GPIO do którego podpięto fotorezystor

# Konfiguacja paska diodowego LED RGB
LED_COUNT      = 21     # Liczba diod LED RGB na pasku
LED_PIN        = 18     # Pin GPIO podłączony do wejścia danych diod LED (pin 18 wykorzystuje PWM).
LED_FREQ_HZ    = 800000 # Częstotliwość sygnału sterującego LEDami (typowo 800khz)
LED_DMA        = 10     # Kanał DMA wykorzystany do generowania sygnału (wstępnie 10)
LED_BRIGHTNESS = 155    # Jasność - 0 najniżza, 255 najwyższa
LED_INVERT     = False  # True aby odwrócić sygnał, gdy korzystamy z przesuwacza poziomu na tranzystorze NPN
LED_CHANNEL    = 0      # Ustaw na ‘1’ dla pinów GPIO 13, 19, 41, 45 or 53

strip = Adafruit_NeoPixel(LED_COUNT, LED_PIN, LED_FREQ_HZ, LED_DMA, LED_INVERT, LED_BRIGHTNESS, LED_CHANNEL)
strip.begin()

# Konfiguracja wyświetlania na diodach LED
spacing = 2             # Krok temperatury pomiędzy LEDami
cold_color_spacing = 2  # Ilość diod zapalnych na niebiesko
hot_color_spacing = 4   # Ilość diod zapalnych na pomarańczowo
min_temp = -14          # Minimalna wyświetlana temperatura (musi być parzysta!)
max_temp = min_temp + LED_COUNT * spacing   # Wyliczona, maksymalna temperatura
led_before_show = False

##### KONFIGURACJA API POGODOWEGO
key = ‘API_KEY’         # Zmień tą wartość na swój klucz API
units = ‘metric’        # alternatywnie units = ‘imperial’ dla jednostek imperialnych, a nie metrycznych
city_ids = [‘6455259’, ‘2643743’, ‘5128638’, ‘6542285’, ‘292223’] # identyfikatory miast
city_names = [‘Paris’, ‘London’, ‘New York’, ‘Firenze’, ‘Dubai’]  # nazwy miast
city_temp = []

# Pozostałe dane
update_displays = True
count_max = 30
count = count_max
weather_check = 180     # Czas pomiędzy sprawdzaniem temperatury
check = weather_check
c = 0
t = 0
ldr_list = [0,50,90,160,600]
LED_BRIGHTNESS_list = [150,130,120,90,60]

# Wykrywanie ruchu
ldr = 0
motion = False
```


eprasa.pl 02a1ee88a2

Wariometr dla paralotniarzy

Wariometr – znany również jako wskaźnik prędkości wznoszenia i zniżania, wskaźnik prędkości pionowej (VSI) – jest jednym z przyrządów pokładowych w pojazdach latających (i nie tylko – oprócz samolotów czy szybowców, znajdziemy go także w motolotniach, u paralotniarzy, skoczków spadochronowych etc). Przyrząd ten informuje pilota o prędkości zniżania lub wznoszenia się. Zazwyczaj jest on podłączony do zewnętrznego źródła ciśnienia, np. poza kadłubem statku.
W locie pojazdem z napędem pilot często korzysta z wariometru, aby upewnić się, że utrzymany jest lot poziomy, szczególnie podczas manewrów. Podczas szybowania przyrząd jest używany w sposób ciągły podczas normalnego lotu, często z dodatkowymi informacjami dźwiękowymi, aby poinformować pilota np. o opadaniu. Podobnie jest w przypadku paralotni, gdzie ciągłe monitorowanie prędkości pionowej jest gwarantem bezpiecznego lotu.



Autor projektu, Thomas Laireiter, paralotniarz i programista, kilka lat temu skonstruował swój pierwszy wariometr, opierając się na konstrukcji innego twórcy z portalu Instructables. Urządzenie działało bez zarzutu, ale autor poniższej konstrukcji postanowił zmienić kilka rzeczy. System zasilany był baterią 9 V, która zajmowała dużo miejsca, przez co obudowa układu była nieporęczna. Często w najbardziej obiecujący dzień lotów bateria się wyczerpywała i zawsze trzeba było mieć przy sobie zapasową baterię, inaczej urządzenie nie działało.

Dlatego też Thomas postanowił zaprojektować własny wariometr, inspirowany innymi konstrukcjami tego rodzaju urządzeń. Głównym celem projektu było zmniejszenie urządzenia i dodanie akumulatora z układem ładowania, zamiast zasilenia bateryjnego. Zmieniony został także wyświetlacz (na moduł OLED ze sterownikiem), co oznaczyło, że konieczne jest napisanie nowego oprogramowania układowego dla mikrokontrolera.

Rezultatem tych prac jest kompaktowy wariometr z niewielkim wyświetlaczem i zintegrowanym akumulatorem, który ładować można poprzez standardowy port microUSB. Moduł mierzy zaledwie 8×3×2 cm, a dzięki jasnemu wyświetlaczowi graficznemu OLED, wskazania układu widoczne są nawet w słabych warunkach oświetleniowych – w ciemności, jak i w mocnym słońcu.

Potrzebne elementy

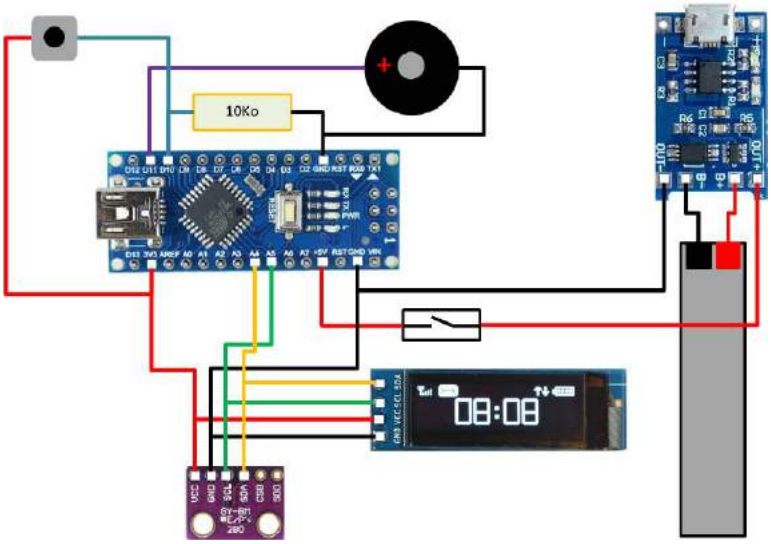
Do zbudowania opisywanej konstrukcji potrzebne są następujące elementy i moduły:

- Arduino Nano,
- moduł z TC4056A (ładowarka ogniwa li-poly),
- piezo buzzer,
- rezystor 10 kΩ,
- przełącznik dwupozycyjny, bistabilny,
- przycisk chwilowy (microswitch),
- moduł z czujnikiem ciśnienia BMP280,
- wyświetlacz OLED 32×128 pikseli z zintegrowanym sterownikiem SSD1306,
- akumulator litowo-polimerowy 1S,
- opornik 4...10 kΩ SMD o rezystancji zależnej od prądu ładowania ogniwa litowo-polimerowego (patrz w tekście poniżej).

Na **rysunku 1** zaprezentowano uproszczony schemat połączenia wszystkich modułów układu. Zasilanie 5 V podawane jest z modułu ładowarki (do której podłączone jest ogniwo Li-poly) do modułu Arduino. Linia połączona jest poprzez przełącznik, który umożliwia włączanie i wyłączanie urządzenia. Drugi przycisk (microswitch) podłączony jest do linii cyfrowej D10 Arduino, która z pomocą opornika 10 kΩ ściągnięta jest do masy. Kolejna linia cyfrowa – D11 – steruje działaniem buzzera.

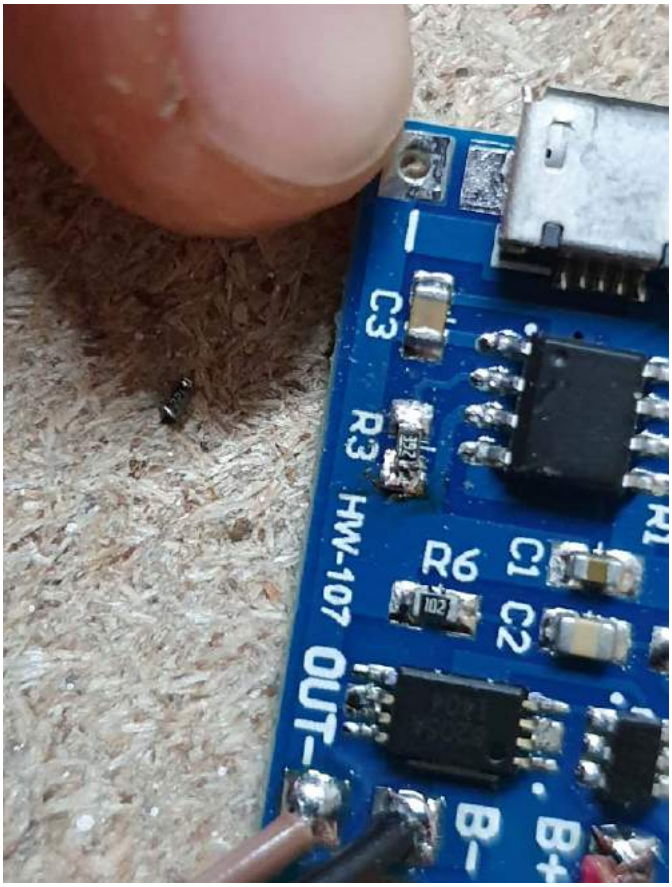
Moduł barometru oraz wyświetlacz podłączone są do układu poprzez interfejs I²C. Nie ma konieczności podciągania linii SDA i SCL tego interfejsu do zasilania (3,3 V), gdyż odpowiednie elementy podciągające znajdują się na płytce modułu Arduino.

Uwaga! Jak widać na schemacie, Arduino zasilone jest przez pin 5 V, a całe zasilanie 3,3 V pochodzi z tej płytki. Nie jest to zalecane rozwiązanie i może powodować niestabilność procesora lub problemy



Rysunek 1. Uproszczony schemat połączenia modułów w systemie

eprasa.pl 02a1ee88a2



Fotografia 1. Położenie rezystora programującego prąd ładowania ogniwa litowo-polimerowego w module z TC4056A

z pracą stabilizatora 3,3 V w przypadku przeciążenia. Napięcie wychodzące z modułu ładowarki jest równe napięciu z ogniwa litowo-polimerowego i wynosi od 3,7 V do 4,2 V, zależnie od poziomu naładowania akumulatora. Przez większość tego zakresu daje wystarczający zapas napięcia, by liniowy stabilizator 3,3 V na pokładzie modułu działał poprawnie. Jeśli sprawia to jednak jakikolwiek problem, można umieścić pomiędzy akumulatorem, a płytką Arduino przetwornicę impulsową step-up, która podniesie napięcie do 5 V, niezależnie jakie napięcie dawać będzie ogniwo.

Konfiguracja ładowarki ogniw litowo-polimerowych

Moduł TC4056A został zaprojektowany do ładowania akumulatora prądem o natężeniu 1 A. Wartość może być za duża dla małych ogniw litowo-polimerowych, dlatego może wynikać potrzeba zmniejszenia prądu ładowania. Zgodnie z kartą katalogową modułu TC4056A można to zrobić, zmieniając rezystor R3 na płytce drukowanej. Lokalizacja tego opornika pokazana jest na **fotografii 1**. Należy usunąć znajdujący się opornik 1,2 kΩ i zmienić go na przykład na 4 kΩ czy dowolną inną wartość, odpowiednią dla zastosowanego ogniwa litowo-polimerowego. Maksymalną wartość prądu ładowania należy odczytać z karty katalogowej ogniwa a wartość opornika zgodnie z **tabelą 1**, skopiowaną z karty katalogowej kontrolera ładowania TC4056A. Należy pamiętać, aby nie przekraczać maksymalnego dopuszczalnego prądu ładowania ogniwa, gdyż może to grozić jego uszkodzeniem lub nawet katastrofalną awarią z wybuchem czy pożarem włącznie.

Tabela 1. Wartości rezystancji do programowania prądu ładowania ogniwa

R_{prog} (kΩ)	I_{bat} (mA)
30	50
20	70
10	130
5	250
4	300
3	400
2	580
1,66	690
1,5	780
1,33	900
1,2	1000

Uwaga! Zgodnie z kartą katalogową modułu ładowarki, zasilanie dla Arduino musi być odłączone podczas ładowania ogniwa litowo-polimerowego!

Oprogramowanie

Do kompilacji i wgrania kodu do modułu Arduino potrzebne jest oprogramowanie Arduino IDE. W pierwszej kolejności trzeba dodać do IDE dodatkowe biblioteki, z jakich korzysta kod. Można je zainstalować z poziomu środowiska deweloperskiego z menu zarządzania bibliotekami. Wyszukujemy i instalujemy następujące biblioteki (dwie ostatnie biblioteki pobrać trzeba ze strony projektu na portalu Instrucatbles – ***http://bit.ly/2NPdf6k***):

- Adafruit_SSD1306,
- Biblioteka Adafruit GFX,
- Biblioteka Adafruit BMP280,
- SBB_Click,
- Bounce2.

Po zainstalowaniu wszystkich potrzebnych bibliotek można skompilować szkic i wgrać go do modułu Arduino. Fragmenty głównego szkicu programu – pokazano na **listingu 1**. Jeśli podczas kompilacji wystąpi błąd, oznacza to, że trzeba dopasować bibliotekę Adafruit SSD1306 do poprawnego adresu wyświetlacza.

Uwaga! Upewnij się przed podłączeniem modułu do komputera, że Arduino jest zasilane tylko przez USB podczas przesyłania kodu. Wyjmij baterię przed podłączeniem kabla USB do portu programowania.

Działanie systemu

Po włączeniu wariometru pojawia się ekran inicjalizacyjny, a następnie ekran pozostaje czarny. Przez większość czasu do działania potrzebny jest tylko dźwięk. Jeśli nie chcesz, aby tak się stało, należy zmienić wartość zmiennej display_on w szkicu na wartość *true* (linia 30) oraz *menu = 1* (wiersz 26).

Przy jednokrotnym naciśnięciu przycisku na ekranie urządzenia wyświetli się pierwszy z ekranów (1 strona). Krótkie naciśnięcie przycisku umożliwia przełączanie między czterema głównymi stronami głównego menu, na których wyświetla się odpowiednio:

Fotografia 2. Układ w obudowie wykonanej w technologii druku 3D

eprasa.pl 02a1ee88a2

Listing 1. Fragmenty głównego szkicu programu

```
void setup() {
    Serial.begin(9600);
    // Pomiar napięcia
    vRef.begin();
    // Inicjalizacja wyświetlacza na I2C pod adresem 0x3C
    display.begin(SSD1306_SWITCHCAPVCC, 0x3C);
    // Inicjalizacja BMP280
    bmp.begin();
    // Wyjście buzzera
    pinMode(buzzer, OUTPUT);
    // Czyszczenie bufora ekranu
    display.clearDisplay();
    // Czekamy aż sensor będzie gotowy
    initScreen();
    // Przyciski skonfigurowane jako linie wejścia
    pinMode(switchpin1, INPUT);
    // Konfiguracja podciągania w górę na liniach przycisków
    digitalWrite(switchpin1, HIGH);
    // Podłączenie przycisków do obiektu filtrującego
    btbounce1.attach(switchpin1);
    btbounce1.interval(5);
}

void loop() {
    // Tutaj można wstawić poprawki korygujące
    float Altitude = bmp.readAltitude(1013.25 + pressurecorrecture);
    // Obliczane prędkości pioniwej
    VarioMSCalculation();
    // Próg alarmu dźwiękowego (działa tylko gdy dźwięki są włączone)
    if (beep_on){
        VarioBeep(0.2,-5.0);
    }
    ButtonFunctions();          // Obsługa przycisków
    if (display_on){            // Obsługa ekranu
        if (menu == 1) {
            M1_displayVarioScreen(Altitude,vario);
        } else if (menu == 2){
            M2_DisplayClimbBar(vario);
        } else if (menu == 3){
            M3_DisplayTempPressure(bmp.readTemperature(),bmp.readPressure()/100.0);
        } else if (menu == 4){
            M4_DisplayBattery();
        } else if (menu == 5){
            M5_DisplayPressureSetup(Altitude);
        } else if (menu == 6){
            M6_DisplayBeepSetup();
        } else if (menu == 7){
            M7_DisplayDisplay_OnOff();
        } else if (menu == 8){
            Mx_DisplayExit();
        }
    } else {
        // Ponieważ wyświetlanie ekranu zajmuje jakiś czas
        //konieczne jest dodanie pewnego opóźnienia
        delay(39);
    }
}

void VarioMSCalculation(){
    // Zmienna przechowuje czas od włączenia systemu,
    //pobrany z millis()
    tempo = millis();
    //zmienne do uśredniania
    N1 = 0;
    N2 = 0;
    N3 = 0;
    D1 = 0;
    D2 = 0;
    vario = 0;

    // Uśrednianie
    for(int cc=1; cc<=maxsamples; cc++) {
        alt[(cc-1)] = alt[cc];
        tim[(cc-1)] = tim[cc];
    }
    alt[maxsamples] = bmp.readAltitude();
    tim[maxsamples] = tempo;
    float stime = tim[maxsamples-samples];

    for(int cc=(maxsamples-samples); cc<maxsamples; cc++) {
        N1+=(tim[cc]-stime)*alt[cc];
        N2+=(tim[cc]-stime);
        N3+=(alt[cc]);
        D1+=(tim[cc]-stime)*(tim[cc]-stime);
        D2+=(tim[cc]-stime);
    }
    // Wyliczenie wysokości
    vario=1000*((samples*N1)-N2*N3)/(samples*D1-D2*D2);
}
```

1. tempo zmiany wysokości w postaci cyfrowej i graficznej (belka) oraz aktualna wysokość i poziom naładowania baterii,
2. duża belka tempa wznoszenia/opadania (do pionowego montażu układu),
3. temperatura i ciśnienie otoczenia,
4. procent naładowania baterii.

Z kolei długim naciśnięciem przechodzi się od menu ustawień. Krótkie naciśnięcie umożliwia iterację pomiędzy poszczególnymi ustawieniami. Długie naciśnięcie ponownie pozwala wprowadzić określone ustawienie i zmieniać jego nastawy krótkim naciśnięciem. Długie naciśnięcie ponownie zapisuje. W menu ustawień znajdziemy strony ustawień:

1. Wysokość,
2. Dźwięk ON/OFF,
3. Ekran ON/OFF,
4. Wyjście.

Obudowa

Autor projektu zaprojektował obudowę dla opisanej elektroniki. Została wykonana w technologii druku 3D. Autor nie udostępnił plików tego druku, gdyż są w nim pewne błędy, które sprawiają, że wykorzystanie jej do urządzenia wymaga sporo dodatkowej pracy, by ją dopasować. Z uwagi na fakt, że układ wykorzystuje płytkę uniwersalną i połączenia kablami modułów elektronicznych, wymiary każdego z wykonanych według tego projektu urządzeń mogą się nieznacznie różnić. Jednocześnie mogą one mieć różne wymiary, więc ciężko jest opracować gotową, kompletną obudowę do tego systemu. Na **fotografii 2** pokazano urządzenie w wydrukowanej obudowie.

Podsumowanie

Przedstawiony powyżej wariometr jest prostym w wykonaniu urządzeniem, które z pewnością przyda się każdemu paralotniarzowi, skoczkowi spadochronowemu i innym. Jakkolwiek nie zastąpi profesjonalnych systemów, chociażby z uwagi na brak odpowiednich certyfikatów to z pewnością będzie doskonałym uzupełnieniem wykorzystywanych przyrządów.

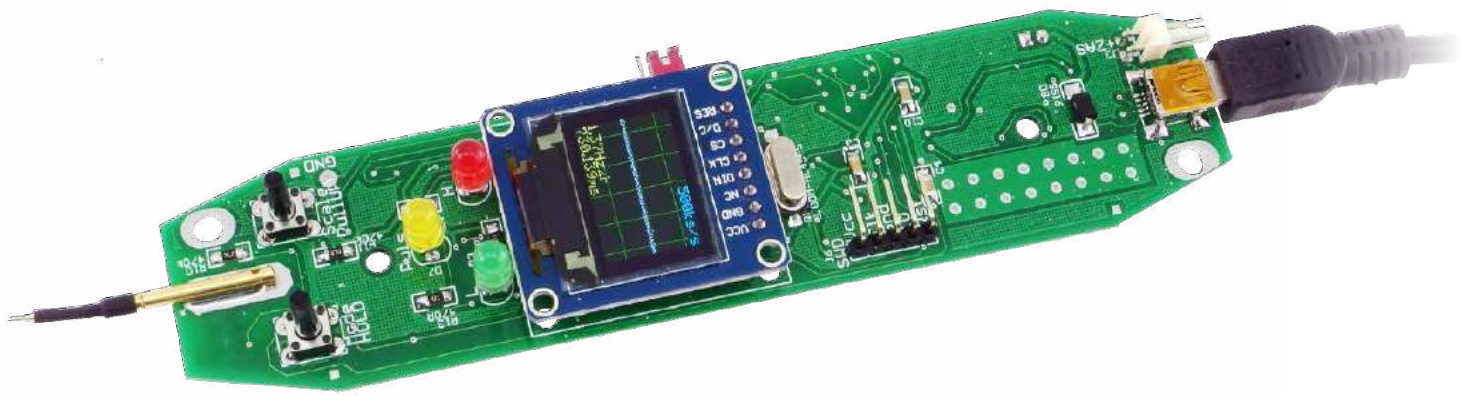
Nikodem Czechowski, EP

Źródło: *http://bit.ly/2NPdf6k*

REKLAMA

www.facebook.com/ElektronikaPraktyczna

eprasa.pl 02a1ee88a2



Zaawansowana sonda logiczna

Do badania współczesnych układów cyfrowych czy mikroprocesorowych, nie wystarczy multimetr. Potrzebny jest szybki oscyloskop, który nie jest urządzeniem tanim. W czasach świetności układów TTL serii standardowej, w powszechnym użyciu były sondy cyfrowe. Teraz układy cyfrowe są typowo co najmniej dwa razy szybsze i pracują najczęściej przy napięciu 3,3 V lub mniejszym, przez co stare sondy są bezużyteczne. Zaprezentowana w artykule sonda nie jest liftingiem starych rozwiązań, to zupełnie nowa konstrukcja oparta o mikrokontroler. Umożliwia dowolne ustawienie progów napięć, graficzną prezentację przybliżonego kształtu przebiegu oraz pomiar częstotliwości, czasu i okresu. Ponadto sonda wyposażona jest w prosty oscyloskop do 1 MS/s.

Jednymi z pierwszych układów cyfrowych były układy serii TTL zasilane napięciem 5 V ±5%. Za niski poziom logiczny przyjmują stan o napięciu z zakresu 0 do 0,8 V, a logiczna jedyna to stan wysoki, o napięciu 2,4 V do 5 V. Zakres ten odnosi się do napięć od strony wejść układów, na wyjściach zakres jest mniejszy. Napięcia z zakresu ponad 0,8 V a mniej niż 2,4 V są traktowane jako poziom zabroniony. Producent układu, nie gwarantuje jak układ zinterpretuje takie napięcie, czy jako poziom niski czy wysoki.

Wyjątek stanowią układy z wejściem Schmitta, które mają histerezę. Napięcia z zakresu 1,5...2 V są interpretowane jako poziom „H”, 0,6...1,1 V jako „L”. W zakresie napięć, w którym bramka Schmitta nie interpretuje poziomu „H” ani „L”, niejako pamięta poprzedni stan. Jeśli więc bramka była w stanie „H” a napięcie spadnie poniżej 1,5...2 V bramka nadal będzie „widzieć” stan „H” do czasu aż napięcie na wejściu bramki spadnie do 0,6..1,1 V. Podobna reguła obowiązuje przy wzroście napięcia, gdy wejście było w stanie „L”, napięcie do 1,5..2 V bramka interpretuje nadal jako „L”.

Nieco inne są poziomy napięć w układach CMOS. Tam napięcie z zakresu 0...30% napięcia zasilania to poziom „L”, 70...100% napięcia zasilania to poziom „H”. Progi przełączania w mikrokontrolerach mogą być jednak inne, np. 45% i 55%.

Z powyższych informacji wynika, że poziomy logiczne można zbadać woltomierzem. Niestety, woltomierz wykonuje ok. 3, a maksymalnie 10 pomiarów na sekundę, a układ TTL może przełączać się z częstotliwością 25 MHz czyli 25 milionów razy! Bez oscyloskopu nie da się więc nic zrobić, niestety, w latach świetności układów TTL, oscyloskop był urządzeniem bardzo drogim. Nawet w dzisiejszych czasach, gdy realny koszt nabycia oscyloskopu zmniejszył się jakieś sto razy, wielu początkujących nie stać na taki wydatek.

Alternatywnym rozwiązaniem jest sonda cyfrowa. Prawie każde czasopismo o tematyce elektronicznej opisywało konstrukcję takiej sondy, ale nawet komercyjne przyrządy, mają poważne wady. Nie nadają się lub mają duże ograniczenia w przypadku testowania współczesnych szybkich układów

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.media.avt.pl

W ofercie AVT* AVT-5741

Podstawowe parametry:
- zasilanie 2,8…3,6 V z uruchamianego układu; zewnętrzny zasilacz 8…15 V; USB np. PowerBank; zewnętrzne napięcie 5 V,
- pobór prądu przy zasilaniu 5 V 35…50 mA,
- wyświetlacz OLED kolorowy 16-bit 96×64 punkty,
- trzy diody LED sygnalizujące poziom niski, wysoki, impuls,
- sygnalizacja na LCD i LED poziomu „H”, „L”, stanu trzeciego (OC, OD), stanu zabronionego,
- dowolnie ustawiane poziomy logiczne w zakresie 5…95 % Vcc,
- wykrywanie zbocza narastającego/opadającego przebiegu do 45…50 MHz,
- pomiar częstotliwości 0,1 Hz…36 MHz, 6 zakresów pomiarowych przełączanych automatycznie po dwa dla zakresu Hz, kHz, MHz, rozdzielczość 0,01 Hz/1 Hz/1 kHz,
- pomiar czasu trwania impulsu/okresu 27 ns…2 s, 2 zakresy (µs, ms) rozdzielczość 27 ns/1 µs,
- dla sygnałów poniżej 1 kHz wyliczanie częstotliwości na podstawie okresu sygnału,
- wyliczanie wypełnienia impulsu, wyświetlanie w formie graficznej i liczbowej,
- funkcja HOLD,
- oscyloskop 1 Ms/s, zakres napięć 0…Vcc, 10 zakresów podstawy czasu: od 1 kS/s do 1 MS/s,
- USB do konfiguracji parametrów pracy, zapamiętywanie nastaw,
- PCB przystosowane do obudowy KM-80.

*** 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

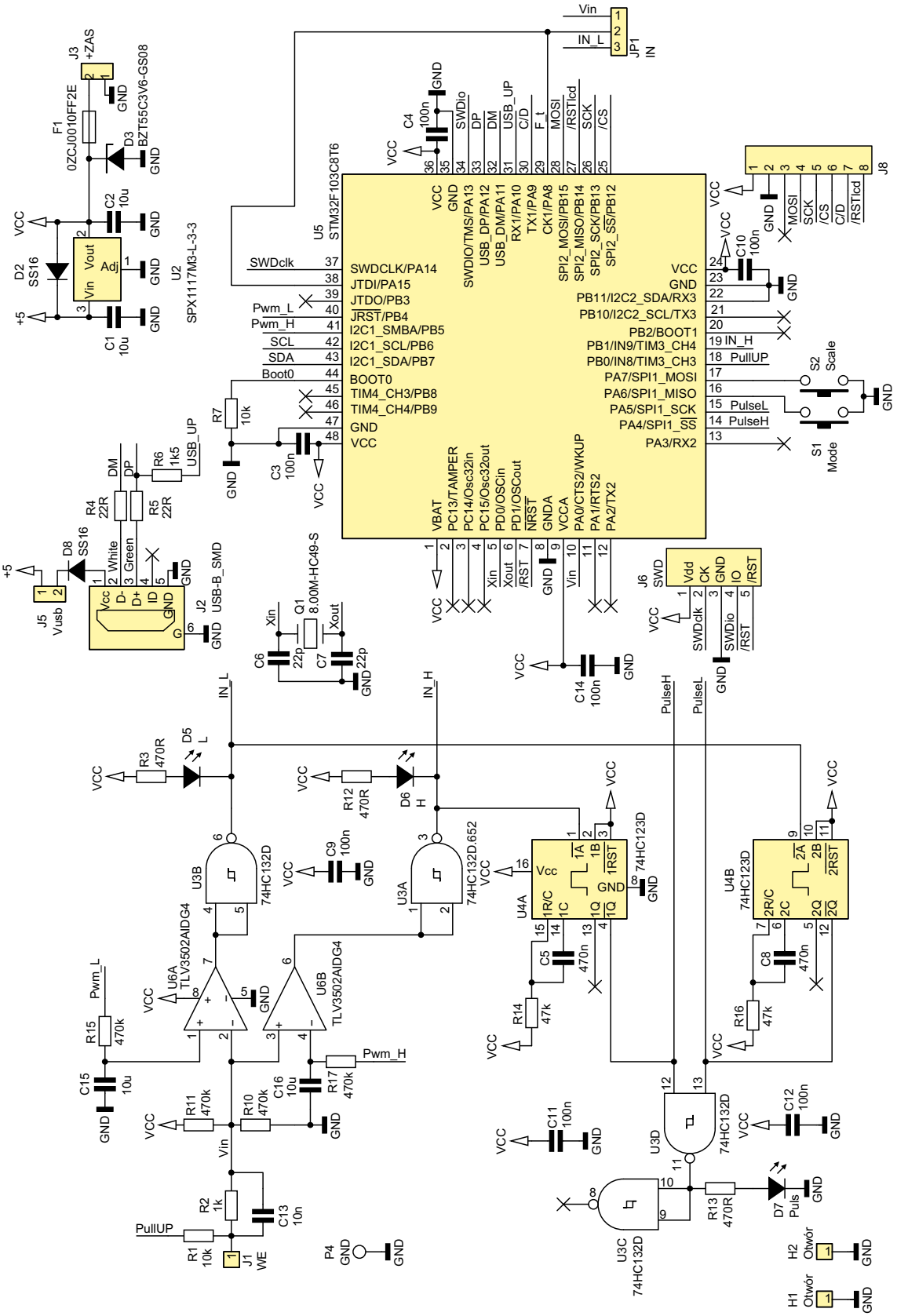
Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik pdf! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! ***http://sklep.avt.pl***. W przypadku braku dostępności na ***http://sklep.avt.pl***, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

eprasa.pl 02a1ee88a2

zasilanych napięciem 3,3 V lub niższym. To zmusiło mnie do zbudowania nowszej wersji o niespotykanych w sondach właściwościach. Warto wspomnieć, że koszt sondy jest porównywalny do produkowanej seryjnie SL625, która nie potrafi odróżnić krótkich impulsów od przebiegu prostokątnego ani poziomu wysokiego od wyjścia z otwartym kolektorem. O pomiarze częstotliwości, czasu i oscyloskopie nie ma co marzyć.

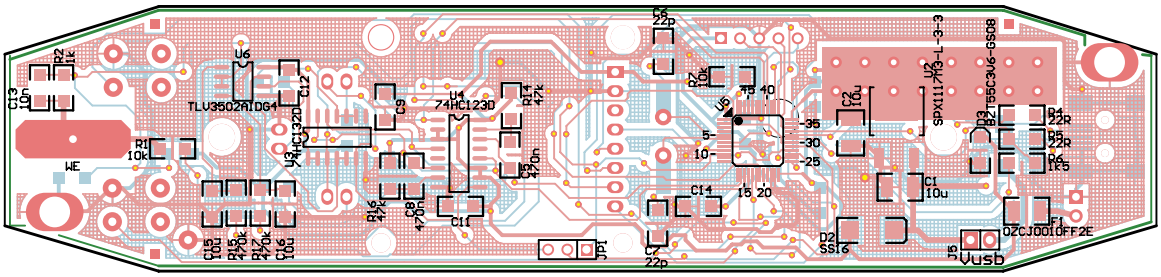
Budowa i zasada działania

Schemat sondy pokazuje **rysunek 1**. Gdy sonda ma być zasilana z uruchamianego systemu, napięcie zasilające należy doprowadzić do J3. D3 i F1 chronią układy przed skutkami zbyt wysokiego napięcia zasilającego lub odwrotnej jego polaryzacji. W przypadku zasilania z USB lub zewnętrznego zasilacza (katoda D9) napięcie jest stabilizowane przez U2. Sercem sondy

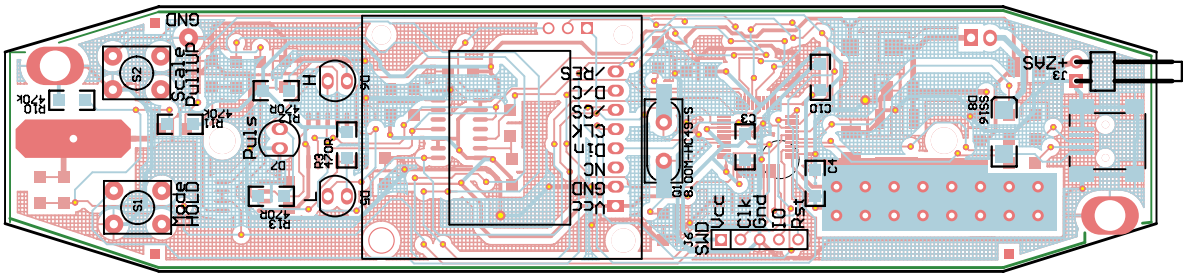


Rysunek 1. Schemat elektryczny.

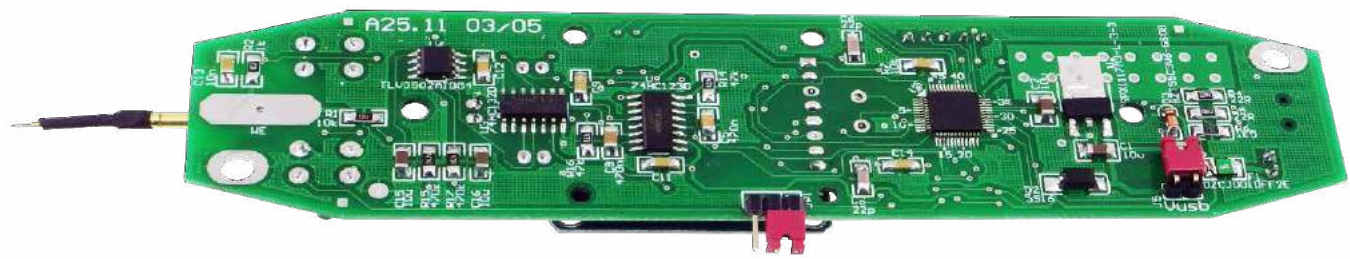
eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 2. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów, strona TOP



Rysunek 3. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów, strona BOTTOM



Fotografia 1. Zmontowana płytka, widok od strony BOTTOM

jest mikrokontroler ARM STM32F103 pracujący z częstotliwością 72 MHz. Wysokie taktowanie pozwala na pomiar częstotliwości sygnałów do 36 MHz oraz czasu z rozdzielczością 27 ns. Wbudowany przetwornik ADC

```
Wykaz elementów:
Rezystory: (SMD1206):
R1, R7: 10 kΩ
R2: 1 kΩ
R3, R12, R13: 470 Ω
R6: 1,5 kΩ
R4, R5: 22 Ω
R10, R11, R15, R17: 470 kΩ
R14, R16: 47 kΩ
L1: 0 Ω
Kondensatory: (SMD1206):
C1, C2, C15, C16: 10 µF
C3, C4, C9, C10, C11, C12, C14: 100 nF
C5, C8: 470 nF
C13: 10 nF
C6, C7: 22 pF
Półprzewodniki:
U2: SPX1117M3-L-3-3
U3: 74HC132D
U4: 74HC123D
U5: STM32F103C8T6
U6: TLV3502AIDG4
D2 D8 D9: SS16
D3: BZT55C3V6-GS08
D5: Dioda LED zielona 5 mm
D6: Dioda led czerwona 5 mm
D7: Dioda LED żółta 5 mm
Pozostałe:
F1: 0ZCJ0010FF2E
Q1: 8.00M-HC49-S
J2: Gniazdo USB-B Mini: MUSB-B5-S-RA-SMT
J3: NS25-W2K
J5: Goldpin 2×1 + jumper
J6: ZL201-05G
J8: OLED RGB 0,95 96×64 KAMAMI ID:
561210
S1 S2: Mswitch SW5.7 15 mm
JP1: Goldpin 3×1 + jumper
```

pozwala próbkować sygnał analogowy z częstotliwością 1 MS/s. Są to maksymalne, teoretyczne wartości i nie zawsze będą możliwe do osiągnięcia. Mikrokontroler obsługuje interfejs USB, który do pracy wymaga jedynie trzech zewnętrznych rezystorów. Komunikację z użytkownikiem zapewnia kolorowy wyświetlacz OLED i dwa przyciski. Zastosowania OLED zamiast TFT umożliwiło obserwację wyświetlacza pod dużymi kątami i zmniejszyło pobór prądu.

Badany sygnał, przez R2 doprowadzony jest do wejść układów scalonych. Kondensator C13 zwiera R2 dla wyższych częstotliwości, dzięki czemu nie tworzy on filtru dolnoprzepustowego o stosunkowo niskiej częstotliwości z pojemnościami montażowymi i wejściowymi układów U5, U6. Progi napięć komparatorów ustala mikrokontroler, dzięki czemu można w szerokich granicach ustawić poziomy napięć stanu niskiego i wysokiego. Bramki U3A, U3B sterują LED'ami informującymi o wystąpieniu poziomu niskiego i wysokiego. Ponadto informacje te doprowadzone są do GPIO mikrokontrolera. Opadające (aktywne) zbocza sygnałów z U3A i U3B wyzwalają multiwibratory U4A i U4B. Suma sygnałów z wyjść U4 steruje diodą informującą o wystąpieniu aktywnego zbocza. Ze względu na to, że D7 informuje zarówno o zboczu narastającym jak i opadającym, miga z częstotliwością dwa razy większą niż częstotliwość sygnału wejściowego. Informacje z wyjść multiwibratorów, są także doprowadzone do wejść generujących przerwania mikrokontrolera.

Sygnał wejściowy z ostrza sondy, jest doprowadzony także do wejścia ADC mikrokontrolera (PA0). Ponadto, przy zwartych wyprowadzeniach 1-2 JP1, doprowadzony jest do wejść timerów 1 i 2. Przestawiając zworkę na JP1 w pozycję 2-3, do wejść timerów doprowadzony jest sygnał występujący za komparatorem wykrywającym poziom niski. Obie opcje ustawienia JP1 mają swoje wady i zalety. Przy zwartych 2-3 sonda wnosi mniejsze obciążenie pojemnościowe do badanego układu, jednocześnie poprawnie jest interpretowany poziom niski. Niestety, mogą pojawić się oscylacje gdy badany sygnał będzie miał łagodne zbocza. Problem mogłoby rozwiązać wprowadzenie histerezy dla komparatorów albo przerzutnik RS sterowny z wyjść U3A i U3B. Niestety wymaga to dodania kolejnego układu a miejsca na PCB zbyt dużo nie ma. Oscylacje mogą być na tyle kłopotliwe, że sfałszują wynik pomiaru częstotliwości i/lub czasu. Problemu oscylacji nie ma, gdy JP1 zwiera wyprowadzenia 1-2. Niestety, progi przełączania wynoszą wtedy ok. 50% Vcc a pojemność wejściowa sondy jest większa.

Montaż i uruchomienie

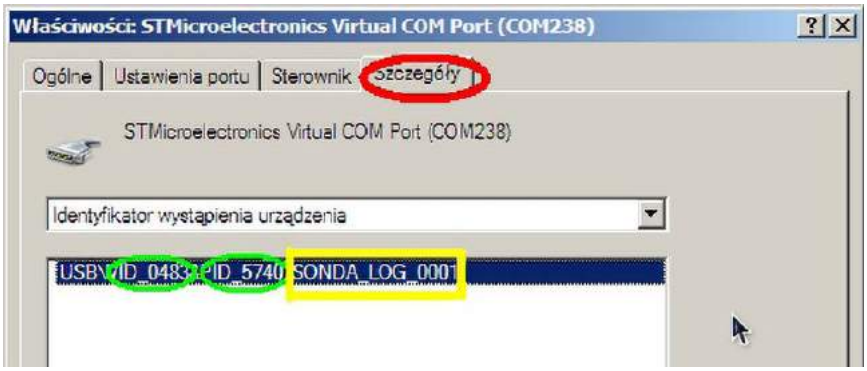
Montaż można przeprowadzić w typowy sposób, poczynając od elementów najmniejszych

eprasa.pl 02a1ee88a2

ale zaleca się najpierw zamontować elementy bierne oraz elementy niezbędne do pracy zasilacza. Po uruchomieniu zasilacza, można zamontować pozostałe elementy. Rozmieszczenie elementów pokazują **rysunki 2** i **3.** Dodatkowo pomocne będą fotografia tytułowa oraz **fotografia 1** pokazujące zmontowaną płytkę. Diody LED powinny być zamontowane 9 mm nad płytką, dzięki czemu będą lekko wystawały poza obudowę. Wysokość montażu wyświetlacza OLED zależy od tego, czy i w jakiej grubości szybę ochronną będzie on wyposażony. Program do mikrokontrolera można wgrać używając złącza J6 oraz programatora ST-LINK V2.

Do uruchomienia sondy niezbędny będzie kabel mini USB oraz program terminala z protokołem VT-100. Polecam TeraTerm lub PuTTY. Termite, BrayTerminal nie nadają się bo nie interpretują kodów ANSI i na ekranie zobaczymy „krzaczki". Zanim uruchomimy terminal, w systemie Windows, konieczna może być instalacja sterowników klasy CDC, które można pobrać ze strony STM Elektronics ***http://bit.ly/37e7bw7***. W przypadku systemu Linux nie instaluje się sterowników dla klasy CDC, system „zobaczy" sondę bez dodatkowych zabiegów. Instalacja w systemie Windows jest typowa i nie ma sensu jej omawiać, natomiast znalezienie numeru portu COM może być kłopotliwe, zwłaszcza gdy jest ich dużo zainstalowanych w systemie. Aby znaleźć numer portu należy uruchomić menadżer urządzeń.

Rysunek 4. Numer portu sody w menedżerze urządzeń

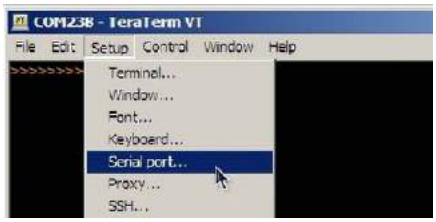


Rysunek 5. Numer seryjny sondy we właściwościach sterownika

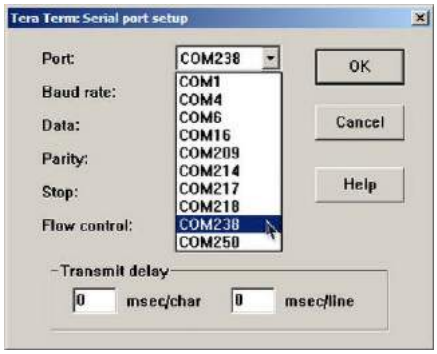
```
pi@raspberrypi:~ $ lsusb --tree
/:  Bus 01.Port 1: Dev 1, Class=root_hub, Driver=dwc_otg/1p, 480M
    |__ Port 1: Dev 2, If 0, Class=Hub, Driver=hub/5p, 480M
        |__ Port 1: Dev 3, If 0, Class=Vendor Specific Class, Driver=smsc95xx, 480M
        |__ Port 2: Dev 4, If 0, Class=Mass Storage, Driver=usb-storage, 480M
        |__ Port 4: Dev 6, If 1, Class=CDC Data, Driver=cdc_acm, 12M
        |__ Port 4: Dev 6, If 0, Class=Communications, Driver=cdc_acm, 12M
pi@raspberrypi:~ $ ls /dev/ttyACM*
/dev/ttyACM0
pi@raspberrypi:~ $
```

Rysunek 6. Lista urządzeń USB w systemie Linux

Następnie należy odnaleźć port o nazwie: „STMicroelektronics" (**rysunek 4**). Gdy odnaleziono więcej niż jeden port można próbować odłączyć sondę i zobaczyć który port zniknął, można też w terminalu wybierać numery COM przypisane do STMicroelektronics wydać komendę `ati` lub `@n` aby wyświetlić nazwę urządzenia. Jednak najszybszym sposobem identyfikacji, zwłaszcza gdy portów jest dużo, będzie otworzenie okna właściwości i tam w szczegółach sterownika (**rysunek 5**) odczytamy VID i PID, który jest taki sam dla wszystkich typowych urządzeń klasy CDC STMicroelektronics oraz numer seryjny, który dla sondy, przyjmuje ciąg znaków `SONDA_LOG_0001`.



Rysunek 7. Ustawienia portu w programie terminala



Rysunek 8. Wybranie portu w programie terminala

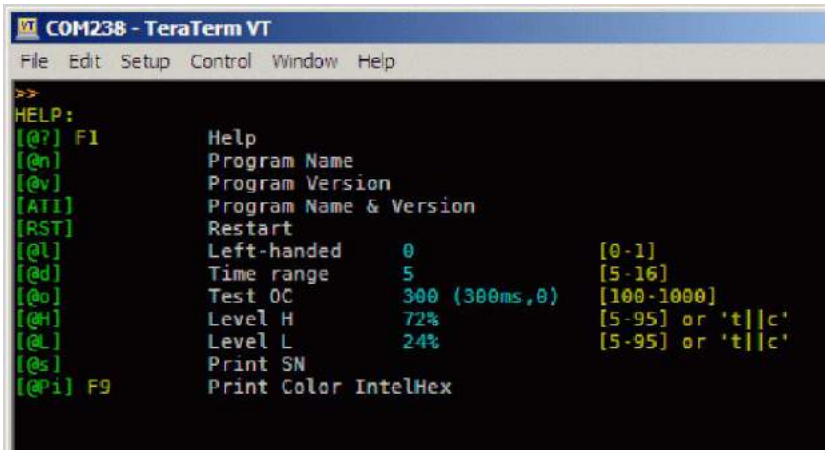
W systemie Linux komenda `lsusb –tree` wyświetli drzewo urządzeń USB a `ls /dev/ttyACM*` pokaże wszystkie urządzenia CDC (**rysunek 6**). W przykładzie znaleziono jedno ttyACM0. Komenda udevadm `info -a /dev/`

REKLAMA

eprasa.pl 02a1ee88a2

`ttyACM0` wyświetli szczegóły urządzenia, znajdziemy tam VID i PID oraz nazwę tak jak w przypadku Windows. Gdy już znamy numer portu COM, wystarczy go wskazać w programie terminala (**rysunki 7 i 8**), parametry transmisji nie są istotne. W systemie Linux można posłużyć się programem PuTTY. Poprawność pracy terminala sygnalizuje pojawiający się co dwie sekundy znak zachęty (>).

Naciskając klawisz F1 lub sekwencję `@?` zakończoną znakiem ENTER, wyświetlimy ekran pomocy (**rysunek 9**).W pierwszej kolumnie wyświetla się komenda, w następnej skrót klawiszowy jeśli istnieje, w kolejnej nazwa komendy. W kolorze CYAN, wyświetla się aktualna wartość parametru, jeśli komenda takiego wymaga, po niej, na żółto, wyświetlony jest zakres wartości jaki komenda akceptuje. Przykład z **rysunku 10** oznacza, że aktualna wartość ustawiona komendą `@l` jest równa 0, akceptowane wartości 0 i 1. Aby zmienić ustawienie należy wydać komendę `@l=1` i nacisnąć ENTER. Oprogramowanie sondy akceptuje znaki `CR`, `LF` jak i `CR+LF`, `LF+CR`, tak więc nie trzeba konfigurować znaku zakończenia w terminalu.



Rysunek 9. Ekran pomocy wyświetlony w oknie terminala

Rysunek 10. Przykład ustawień parametru

Konfiguracja i obsługa

Spis komend sondy z wyjaśnieniami pokazano w **tabeli 1**. Nie ma sensu szczegółowe omawianie każdej komendy. Wyjaśnienia może wymagać `@l`. Parametr równy 1 włącza opcję pracy dla leworęcznych. Ekran zostanie obrócony o 180° oraz zamienione między sobą funkcje przycisków.

Komenda `@d` wybiera z ilu zakresów podstawy czasu będziemy korzystać. Raczej rzadko potrzebne są wszystkie, zwłaszcza te z wolnym samplowaniem. Gdy zakresów jest dużo, przełączanie ich staje się niewygodne. Komendą `@d` można ograniczyć liczbę zakresów do wymaganej.

Przycisk HOLD/PullUP pełni dwie funkcje. Krótkie naciśnięcie włącza/wyłącza funkcję hold, długie naciśnięcie to test wyjścia z otwartym kolektorem. Komenda `@o` pozwala ustawić czas, po którym naciśnięcie przycisku będzie interpretowane jako długie naciśnięcie. Czas w komendzie `@o` wyrażony jest w milisekundach i zawiera się w granicach od 100 ms do sekundy. Dodatkowo, gdy czas jest parzysty, tryb otwarty kolektor (OC) jest bistabilny (pierwsze długie przyciśnięcie HOLD włącza tryb OC, drugie wyłącza) gdy czas jest nieparzysty tryb OC działa tylko przez czas trzymania przycisku HOLD.

Tabela 1. Spis komend sondy

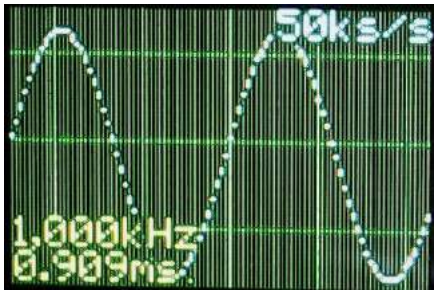
Komenda	Parametry	Funkcja
@? lub F1	–	wyświetla pomoc
@n	–	nazwa programu
@v	–	wersja programu i data kompilacji
ATI	–	informacje o programie
RST	–	restart programu
@l	0,1	opcja dla leworęcznych
@d	5...16	liczba zakresów podstawy czasu
@o	100...1000	czas reakcji przycisku na włączenie badania wyjścia otwarty kolektor
@H	5...95 oraz „t” i „c”	Level H
@L	5...95 oraz „t” i „c”	Level L
@s	–	numer seryjny i informacje o urządzeniu
F9	–	kopia ekranu LCD w terminalu w IntelHex

Komendy `@H` i `@L` ustawiają progi napięć, które są interpretowane jako poziom „H” i „L”. W programie nie ma mechanizmów ograniczających te wartości, ponieważ sondą posługują się fachowcy i wiedzą jakie parametry wpisać. Wprowadzenie dla komendy ustawiania poziomu litery `c` ustawi poziomy CMOS (30 i 70% dla L i H), `t` poziomy TTL (24 i 72%), który przy zasilaniu 3,3 V dadzą poziomy TTL (napięcia około 0,8 V i 2,4 V). Dla TTL przyjęto napięcie zasilania sondy 3,3 V, ponieważ najprawdopodobniej będzie zasilana z 5 V doprowadzonego do gniazda USB.

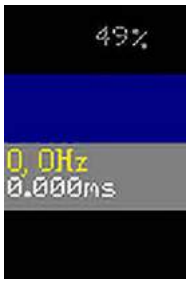
Gdy komunikacja z komputerem działa poprawnie, sonda jest skonfigurowana, można przystąpić do testu. W tym celu, na wejście sondy należy doprowadzić sygnał z generatora o częstotliwości 1 kHz i amplitudzie w zakresie 0...Vcc sondy. Na ekranie powinien pokazać się wynik pomiaru (**rysunek 11**). Na samej górze wyświetlane są symbole „H” i „L” oraz symbol fali. Informuje to o wykryciu fali prostokątne o częstotliwości co najmniej kilkudziesięciu Hz. Poniżej graficznie i cyfrowo na niebieskim

Rysunek 11. Wynik pomiaru sygnału 1 kHz

Rysunek 12. Alternatywny wygląd ekranu



Rysunek 13. Wygląd ekranu oscyloskopu



Rysunek 14. Wskazanie procentowej wartość napięcia na ostrzu sondy

Rysunek 15. Wskazanie przy stanie niskim

eprasa.pl 02a1ee88a2

tle wypełnienie przebiegu. Następnie na żółto częstotliwość sygnału, jego okres, na biało na szarym tle. Na samym dole, na czarnym tle, na zielono czas trwania poziomu wysokiego, na czerwono niskiego. W niebieskim kolorze wyświetlana jest częstotliwość wyliczona z pomiaru okresu sygnału. Można sprawdzić inne częstotliwości i wypełnienie impulsów. Przycisk MODE zmienia wygląd ekranu (**rysunek 12**), następne naciśnięcie przycisku włączy oscyloskop (**rysunek 13**).

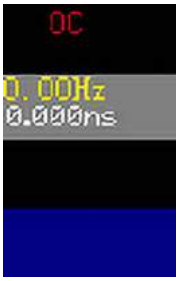
Przyciskiem SCALE/PullUP zmienia się podstawę czasu. Nastawy (wybrany ekran, podstawa czasu) są zapisywane po 10 sekundach bezczynności użytkownika, do pamięci EEPROM emulowanej w pamięci FLASH. Kolejne naciśnięcie MODE wyświetli ponownie ekran sondy cyfrowej.

Powrócę jeszcze do dokładniejszego omówienia głównej funkcjonalności sondy. Wcześniejsze ekrany dotyczyły sytuacji, w której na wejście sondy podany był sygnał o częstotliwości co najmniej kilkudziesięciu Hz. Gdy sonda nie jest podłączona do badanego obwodu, lub gdy jest w stanie trzecim zobaczymy procentową wartość napięcia na ostrzu sondy (**rysunek 14**). Wartość procentowa odnosi się do napięcia zasilania mikrokontrolera. Wykryty poziom niski sygnalizuje litera „L" i procentowa wartość napięcia (**rysunek 15**). W przypadku poziomu wysokiego pojawi się litera „H" a wartość napięcia przybierze kolor czerwony.

Na poprzednim rysunku pomiar sygnalizuje wystąpienie przebiegu o częstotliwości 0,2 Hz (okres 5 sekund). Rozdzielczość pomiaru wynosi 0,01 Hz. Standardowa metoda pomiaru częstotliwości, przez zliczanie liczby impulsów w ciągu zadanego czasu, dla osiągnięcia rozdzielczości 0,01 Hz, wymagałaby czasu bramkowania 100 sekund (ponad 1,5 minuty). Wbudowane w sondę mechanizmy, pozwalają mierzyć niskie częstotliwości w czasie równym okresowi sygnału. Tak naprawdę, mierzony jest czas trwania okresu po czym przeliczny na częstotliwość. Dzięki temu pomiar przebiegów o częstotliwościach poniżej 1 kHz wykonuje się bardzo szybko z wysoką rozdzielczością.

Odwrotny mechanizm wykorzystano przy pomiarze okresu sygnału o wysokiej częstotliwości. Gdy pomiar czasu byłby obarczony dużym błędem, przeliczana jest zmierzona

Rysunek 16. Pomiar częstotliwości



Rysunek 17. Badanie wyjścia typu OC

częstotliwość na czas (**rysunek 16**). Ze względu na to, ze nie ma możliwości pomiaru współczynnika wypełnienia, do jego oszacowania trzeba posłużyć się diodami D5, D6, których intensywność świecenia jest uzależniona od współczynnika wypełnienia.

Sonda potrafi odróżnić nieaktywne wyjście z otwartym kolektorem (drenem) lub w stanie trzecim od wyjścia znajdującego się w stanie zabronionym. Aby zrobić test, trzeba przytrzymać przycisk HOLD. Na wyświetlaczu pokaże się napis „OC" (**rysunek 17**). Symbol może nie pojawić się gdy ostrze sondy będzie połączone z badanym obwodem. Zależnie od konfiguracji (komendą @0) przycisk trzeba trzymać przez cały czas testu lub nie. W czasie gdy na wyświetlaczu wyświetlany jest symbol „OC" ostrzem sondy należy dotknąć do badanego obwodu. Jeśli napis nie zniknie, oznacza to, że badany punkt jest wyjściem OC lub nigdzie nie jest podłączony, jeśli natomiast ukaże się wartość napięcia to mamy do czynienia z stanem zabronionym.

Krótkie naciśnięcie przycisku HOLD (czas definiowany komendą @0), zatrzymuje odświeżanie wyświetlacza sygnalizując ten fakt napisem „HOLD", kolejne naciśnięcie włączy normalną pracę sondy.

Oscyloskop

Na koniec kilka informacji o dodatkowej funkcjonalności jaką jest wbudowany prosty oscyloskop. Jego parametry nie są imponujące ponieważ ma on służyć do podglądania sygnału, który dociera do przetwornika ADC w uruchamianym systemie. Stąd zakres napięć ograniczony do 0...Vcc. Poza wyborem podstawy czasu nie ma innych regulacji, jak np. wzmocnienie czy tłumienie sygnału albo przesunięcia wykresu w pionie. Przy dużych częstotliwościach próbkowania wymagana jest mała impedancja źródła sygnału, w przeciwnym wypadku kondensator w układzie S&H nie zdąży się naładować co sfałszuje wygląd oscylogramu. Synchronizacja przebiegu jest automatyczna, ze względu na to, że nie ma prostego sposobu na ustawienie poziomu wyzwolenia w obecnej konstrukcji interfejsu komunikacyjnego (dwa przyciski) a ustawianie poziomu wyzwalania z USB nie byłoby zbyt wygodne. Nie każdy przebieg będzie chciał się dobrze synchronizować w sposób automatyczny. Wynika to z faktu, że liczona jest średnia z próbek zgromadzonych w buforze, po czym odnajdowane miejsce spadku napięcia poniżej średniej a następnie jego wzrostu powyżej średniej. Dla przebiegów okresowych taka metoda synchronizacji wystarczy, dla bardziej skomplikowanych już nie. Oscyloskop o lepszych parametrach, z tłumikami, wzmacniaczami, to temat na osobną konstrukcję.

Podsumowanie

Zmontowaną i uruchomioną płytkę sondy można umieścić w obudowie KM-80, jednak wymaga to wycięcia odpowiednich otworów, jak na **fotografii 2**.

Maksymalne osiągi sondy mają pewne ograniczenia. Teoretycznie możliwe jest zmierzenie okresu o czasie trwania 27 ns (przebieg 36 MHz) ale rozdzielczość pomiaru jest mała. Wynik pomiaru 54 ns może świadczyć o obecności przebiegu o częstotliwości z zakresu 9…18 MHz. Pomiar współczynnika wypełnienia przy tak dużych częstotliwościach nie ma więc większego sensu. Dlatego w podstawowej wersji oprogramowania czasy impulsów są mierzone do 1 MHz. Maksymalna mierzona częstotliwość to 25 MHz (testowane do 22 MHz). Ograniczenia obowiązują także dla oscyloskopu co jest związane z układem S&H. Problem rozwiązałby bufor w postaci wzmacniacza operacyjnego ale to oznacza komplikację budowy sondy. Na razie, częstotliwość samplowania, w podstawowej wersji jest ograniczona do 10 kHz. W sprawie nowych wersji oprogramowania wykorzystującego maksymalne możliwości mikrokontrolera proszę kontaktować się z autorem.

SaS
sas@elportal.pl

Fotografia 2. Sonda w obudowie

eprasa.pl 02a1ee88a2

Modułowy odbiornik nasłuchowy na pasma 80 m i 40 m „Dosia"

Mikroprocesorowy moduł kontrolno-sterujący (1)

Przedostatnia część publikacji o odbiorniku nasłuchowym na pasma KF 40m i 80m „Dosia" opisuje projekt mikroprocesorowego modułu kontrolno-sterującego, przeznaczonego do pomiaru częstotliwości pracy VFO, a także nastawiania i zapamiętywania kluczowych parametrów pracy urządzenia. Tak, jak większość innych modułów w projekcie odbiornika „Dosia", może być on z powodzeniem zastosowany w innych urządzeniach homodynowych na podane pasma, a po wprowadzeniu drobnych modyfikacji w oprogramowaniu sterującym, także w wybranych urządzeniach heterodynowych. Publikację zamknie, obiecany czytelnikom, szczegółowy opis montażu całości urządzenia w dedykowanej obudowie, wraz z projektem estetycznego, dopasowanego panelu czołowego.

Na **rysunku 1** zaprezentowano schemat blokowo-montażowy odbiornika „Dosia", uzupełniony o mikroprocesorowy moduł kontrolno-sterujący (AVT3198) wraz z dedykowanymi połączeniami z pozostałymi modułami całego projektu. Z kolei **rysunek 2** prezentuje schemat elektryczny urządzenia. W dalszej części artykułu opisano techniczne podstawy działania tego modułu, a w kolejnej części artykułu zostaną pokazane szczegóły jego montażu i uruchomienia oraz możliwości zastosowania w innych projektach.

Zasada działania i właściwości modułu kontrolno-sterującego

Do podstawowych funkcji modułu kontrolno-sterującego należą: pomiar częstotliwości

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.media.avt.pl

W ofercie AVT* AVT-3198

Podstawowe parametry:
- pomiar częstotliwości pracy VFO (na obu pasmach: 40 m oraz 80 m),
- zapamiętywanie kluczowych trybów pracy,
- możliwość zaadaptowania do innych konstrukcji,
- zasilanie 5 V DC.

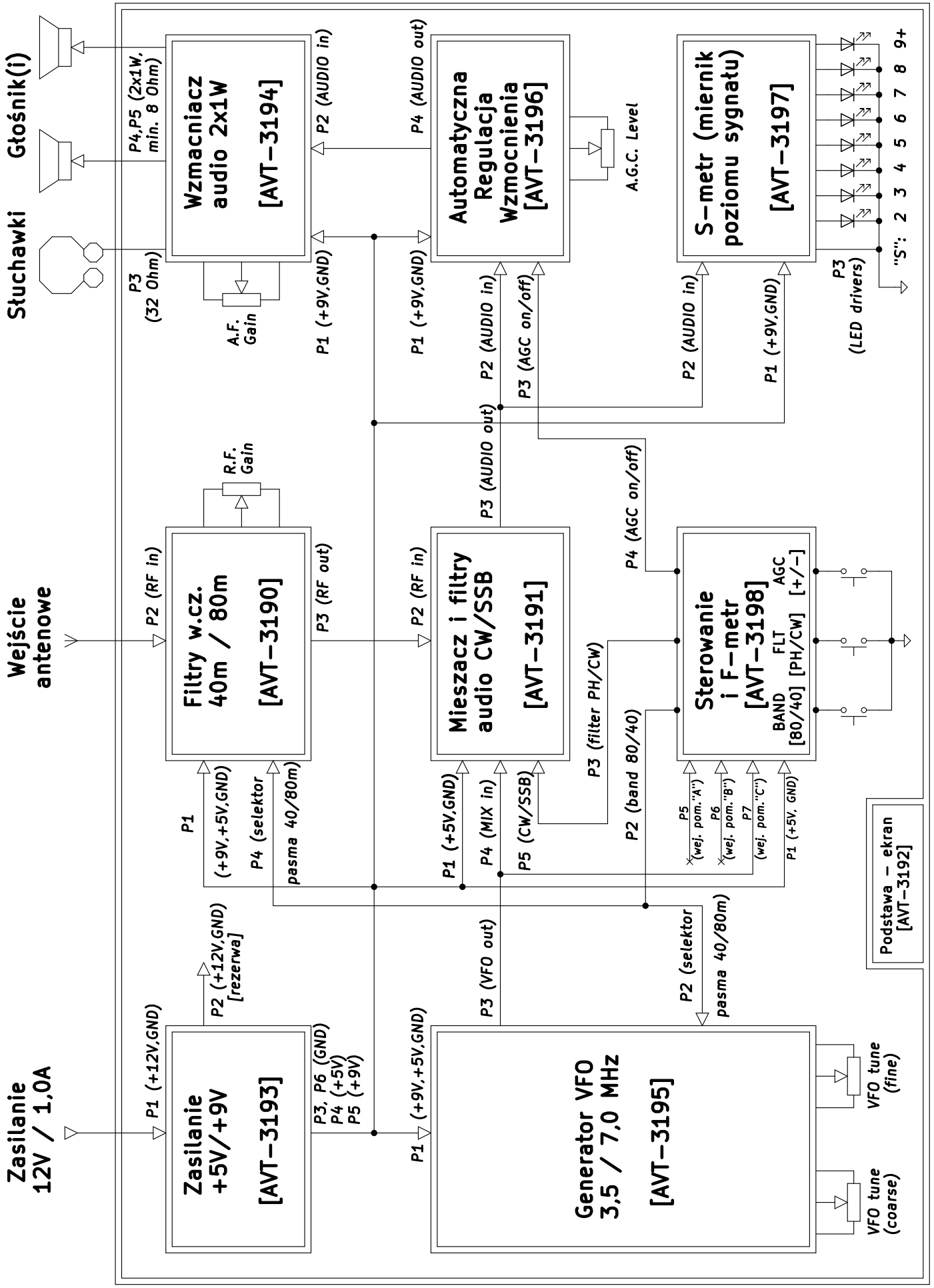
Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:
AVT-3199,3197 Modułowy odbiornik (EP 9-10-11/2017_2-4/2018)

*** 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 *http://sklep.avt.pl*, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

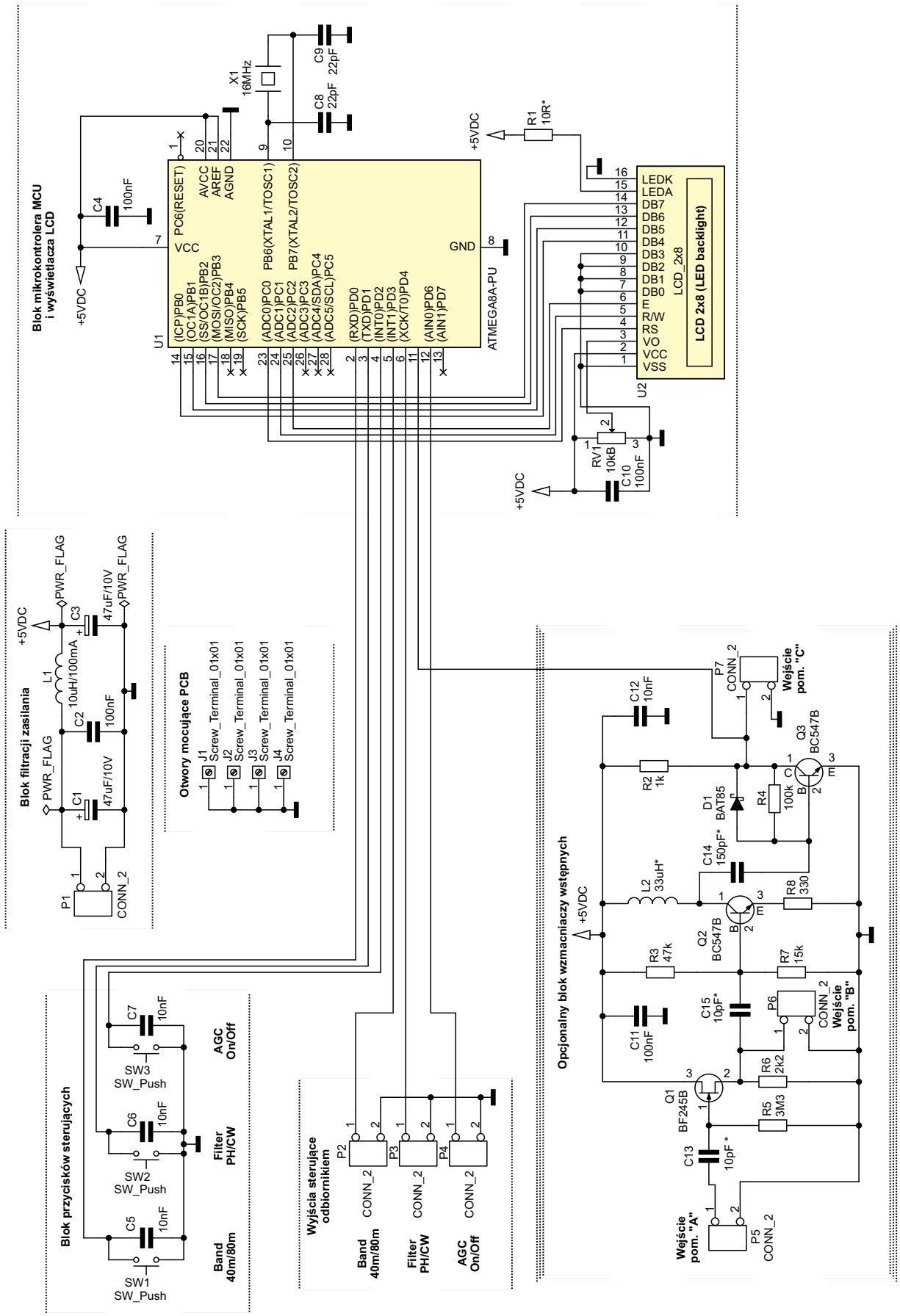
eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 1. Schemat blokowo-montażowy odbiornika „Dosia” 40/80 m

eprasa.pl 02a1ee88a2

pracy VFO (na obu pasmach: 40 m oraz 80 m) oraz nastawianie i zapamiętywanie kluczowych trybów pracy: wybranego pasma, typu filtru audio (dla emisji fonicznej SSB lub telegraficznej CW) oraz stanu pracy układu Automatycznej Regulacji Wzmocnienia (AGC: On lub Off). Pomiar częstotliwości pracy VFO, ze względu na ograniczenia techniczne zastosowanego prostego mikrokontrolera AVR ATmega8A, taktowanego zegarem o częstotliwości Fc=16 MHz, jest możliwy dla częstotliwości poniżej wartości



Rysunek 2. Schemat elektryczny modułu kontrolno-sterującego

eprasa.pl 02a1ee88a2

Fc/2 (czyli mniej niż 8 MHz). Dlatego też poniżej tej częstotliwości układ może być opcjonalnie zastosowany (po drobnych modyfikacjach w oprogramowaniu sterującym mikrokontrolerem) również w innych urządzeniach radiokomunikacyjnych, w których zastosowano przemianę częstotliwości (heterodynach).

W przypadku współpracy modułu AVT3198 z układami VFO, które generują sygnały o niższych amplitudach i/lub nie posiadają dedykowanego wzmacniacza buforowego, chroniącego stabilność pracy generatora VFO przed konsekwencjami obciążenia go wejściem pomiarowym omawianego modułu, możliwe jest zastosowanie opcjonalnego, maksymalnie trzystopniowego bloku wzmacniaczy wstępnych. Ich ostatni stopień jest w stanie uformować stabilny sygnał cyfrowy, nadający się do bezpośredniego pomiaru częstotliwości przez mikrokontroler.

Na rysunku 2 pokazano schemat elektryczny omawianego modułu z wydzielonymi poszczególnymi blokami funkcjonalnymi. Zasilanie stabilizowane +5 V DC jest podawane na port P1, za którym umieszczono czwórnik filtrujący z elementami C1, C2, L1 i C3, pracujący w topologii tzw. PI-filtru. Jego zadaniem jest dwukierunkowa separacja źródła głównego napięcia zasilającego +5 V od potencjalnych zakłóceń impulsowych, pochodzących od mikrokontrolera (U1) oraz wyświetlacza LCD (U2). Zakłócenia mogłyby przenikać do obwodów modułów: filtrów wejściowych w.cz., mieszacza i amplifiltrów oraz generatora VFO i być wyraźnie słyszalne podczas pracy odbiornika. Od strony wejścia zasilania modułu (port P1) zastosowano parę kondensatorów: elektrolityczny C1 (47 μF) oraz ceramiczny C2 (100 nF), które zapewniają skuteczne blokowanie do masy zakłóceń impulsowych w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. Natomiast po stronie odbiorników zasilania zastosowano tylko jeden kondensator elektrolityczny C3 (47 μF), jednak ze świadomością, że każdy z zasilanych bloków w tym module ma zasilanie blokowane dla zakłóceń impulsowych dedykowanym kondensatorem lub kondensatorami ceramicznymi – tuż przy miejscu wprowadzenia zasilania do danego bloku. Oba filtracyjne dwójniki pojemnościowe są od siebie dodatkowo odseparowane dławikiem L1 (10 μH), który poprawia skuteczność tej separacji dla zakłóceń wyższych częstotliwości.

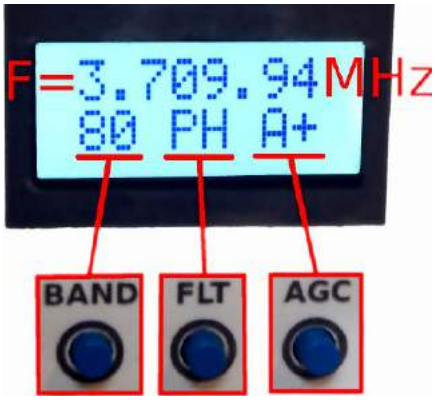
Sercem omawianego modułu jest blok mikrokontrolera U1 z wyświetlaczem LCD U2. Zasilanie mikrokontrolera, podawane na pin nr 7 (wejście VCC), jest blokowane do masy (dla zakłóceń impulsowych) pojemnością C4 (100 nF), a sam mikrokontroler jest taktowany z wykorzystaniem rezonatora kwarcowego X1 (16 MHz) i pomocniczych pojemności C8 i C9 (22 pF), podłączonych do pinów 9 i 10 (porty XTAL1/XTAL2). Piny 2...4 mikrokontrolera (porty PD0...PD2) zostały skonfigurowane i wykorzystane jako wejścia dla mikroprzełączników (przycisków) monostabilnych (SW1...SW3), które są odpowiedzialne za przełączanie pasma pracy odbiornika, wybór odpowiedniego amplifiltra oraz załączanie układu automatycznej regulacji wzmocnienia (**rysunek 3**). Kondensatory C5...C7 (10 nF) zapobiegają powstawaniu stanów nieustalonych na stykach przycisków.

Nastawienia wybrane wymienionymi przyciskami są zapamiętywane w pamięci EEPROM mikrokontrolera U1 (dostępne po wyłączeniu i ponownym włączeniu zasilania odbiornika). Ich wartości są niemal natychmiast odzwierciedlane w postaci odpowiednich sterujących poziomów logicznych (0/+5 V), wystawianych na pinach 5, 6 i 12 (porty PD3, PD4 i PD6). Są one podłączone do wyjść P2...P4 modułu AVT3198, dedykowanych sterowaniu zewnętrznych modułów: filtrów w.cz., mieszacza z amplifiltrami, generatora VFO i automatycznej regulacji wzmocnienia.

Wyświetlacz alfanumeryczny LCD (U2, 2×8 znaków) wyposażony jest w 16 wyprowadzeń. Piny 1...3 (Vss, Vcc i V0) podłączone są kolejno do: masy (GND), zasilania (+5 Vdc) oraz suwaka potencjometru montażowego RV1 (10 kΩ), którego zadaniem jest ustawienie poprawnego kontrastu wyświetlacza. Kondensator C10 (100 nF) blokuje lokalnie zasilanie wyświetlacza dla zakłóceń impulsowych. Piny 23...25 mikrokontrolera U1 (porty PC0...PC2) sterują wejściami RS, R/W i E wyświetlacza LCD (piny 4, 5 i 6 U2). Dane do wyświetlenia przesyłane są do wyświetlacza LCD z portów PB0...PB3 mikrokontrolera U1 (piny 14...17) na porty DB4...DB7 modułu U2 (piny 11...14). Natomiast porty DB0...DB3 wyświetlacza LCD (piny 7...10) nie są wykorzystywane i dla zachowania stabilności sterowania (w przypadku różnych wykonań tego rodzaju wyświetlaczy) zostały trwale podłączone do masy zasilania.

Piny 15 i 16 wyświetlacza (LEDA oraz LEDK) są wyprowadzeniami anody i katody podświetlenia LCD. Katodę podłączono do masy modułu, natomiast anodę, przez rezystor R1 (10 Ω), do szyny zasilania +5 V DC. Niektóre moduły LCD są fabrycznie wyposażone w ograniczenie (źródło) prądowe podświetlenia LED i wówczas rezystor R1 może okazać się zbędny (w jego miejsce należy zastosować zworę). Ewentualnie, jeśli chcemy jednak zmniejszyć intensywność podświetlenia, można w jego miejsce zastosować opornik o innej, niż zaproponowana tutaj, wartości.

Piny mikrokontrolera U1: 1, 13, 18, 19, 26, 27 i 28 (porty: PC6, RESET, PD7, PB4, PB5, PC3, PC4 i PC5) pozostawiono niewykorzystane i niepodłączone, natomiast piny 20...22



Rysunek 3. Funkcje przycisków i prezentacja informacji na wyświetlaczu

(porty: AVCC, AREF i AGND), dedykowane do współpracy z wewnętrznym przetwornikiem analogowo-cyfrowym ADC, zgodnie z zaleceniem producenta zostały podłączone do zasilania +5 V DC lub masy układu GND (główną masę cyfrową mikrokontrolera podano na pin nr 8).

Wejściem do pomiaru częstotliwości pracy generatora VFO jest pin 11 mikrokontrolera (port PD5/T1), który został skonfigurowany programowo jako wejście wewnętrznego timer'a T1 w układzie U1. Zostało ono na stałe połączone elektrycznie z portem P7 omawianego tutaj modułu kontrolno-sterującego, opisanym na schemacie elektrycznym jako *wejście pomiarowe „C"*. Wejście to służy do bezpośredniego podłączenia wyjścia sygnału cyfrowego z modułu generatora VFO. Jest ono także na stałe elektrycznie podłączone do wyjścia opcjonalnego bloku wzmacniaczy wstępnych, którego przeznaczeniem jest zapewnienie odpowiedniego wzmocnienia, separacji i znacznej impedancji wejściowej w przypadku podłączenia omawianego modułu do wyjścia innego układu generatora VFO.

Blok ten został podzielony na dwa stopnie. Pierwszy z nich stanowi prosty wtórnik napięciowy o bardzo wysokiej impedancji wejściowej. Na jego *wejście pomiarowe „A"* (port P5 omawianego modułu) mierzony sygnał częstotliwościowy podawany jest dalej poprzez niewielką pojemność sprzęgającą

REKLAMA

eprasa.pl 02a1ee88a2

C13 (10 pF lub inną, dobraną do konkretnego zastosowania) i trafia na bramkę tranzystora polowego N-JFET Q1 (BF245B). Jest ona spolaryzowana potencjałem masy układu przez znaczną rezystancję R5 (3,3 MΩ). Dren tranzystora Q1 jest podłączony do zasilania modułu +5 V DC, natomiast jego źródło łączy się z masą układu poprzez rezystor R6 (2,2 kΩ), gdzie dostępny jest buforowany sygnał mierzony. Dalej, poprzez niewielki kondensator sprzęgający C15 (10 pF lub inny, dobrany do danego zastosowania) mierzony sygnał trafia na wejście kolejnego stopnia wzmacniającego z tranzystorem bipolarnym Q2 (BC547B). Rezystory R3 (47 kΩ) i R7 (15 kΩ) stanowią dzielnik oporowy, polaryzujący bazę tranzystora Q2. Prąd roboczy kolektora Q1 ogranicza oporność emiterowa R8 (330 Ω), która wraz z indukcyjnością L2 (33 μH lub dobraną do partykularnych potrzeb) ustala także wzmocnienie napięciowe tego stopnia wzmacniającego.

Wzmocniony napięciowo sygnał mierzony, poprzez pojemność sprzęgającą C14 (150 pF lub dobraną do potrzeb), trafia na ostatni stopień wzmacniający. Pracuje on w klasycznym układzie wspólnego emitera z tranzystorem bipolarnym Q3 (BC547B) i rezystorem kolektorowym R2 (1 kΩ). Zadaniem tego stopnia jest nie tylko dalsze wzmocnienie sygnału mierzonego i zapewnienie dla niego stosunkowo niskiej impedancji wyjściowej, ale także uformowanie go do postaci sygnału prostokątnego (cyfrowego) o poziomach zbliżonych do 0/+5 V. Dlatego właśnie do rezystora R4 (100 kΩ), polaryzującego bazę tranzystora Q3 z kolektora tego tranzystora, równolegle dołączona została dioda Schottky D1 (BAT85), której zadaniem jest zapobieganie wchodzeniu Q3 w stan głębokiego nasycenia, którego wystąpienie znacznie spowalnia proces przełączania (a dokładnie: wyłączania) tranzystora. Działa to tak, że w momencie wchodzenia tranzystora w stan nasycenia potencjał jego kolektora zbliża się do wartości 0 V i wówczas dioda D1 zaczyna przewodzić (z napięciem około 0,2...0,3 V). Powoduje to obniżanie potencjału bazy Q3 i lekkie przytykanie tego tranzystora. Ostatecznie, przy potencjale bazy Q3 równym około 0,6 V i napięciu przewodzenia D1 równym około 0,2 V, potencjał kolektora Q3 nie spadnie znacznie poniżej 0,6–0,2=0,4 V, co oznacza, że tranzystor Q3 nie wchodzi w stan głębokiego nasycenia. Zasilanie opcjonalnego bloku wzmacniaczy wstępnych skutecznie blokuje do masy dla zakłóceń impulsowych i w.cz. para kondensatorów C11 (100 nF) i C12 (10 nF).

Należy jeszcze wyjaśnić jedną kwestię – jeśli chcemy mierzyć częstotliwość zewnętrznego sygnału cyfrowego (o poziomach logicznych), to wystarczy podać go na *wejście pomiarowe „C”* (port P7) omawianego modułu i wówczas nie należy montować opcjonalnych wzmacniaczy z tranzystorami Q1...Q3. Jeśli jednak istnieje potrzeba separacji, wzmocnienia i uformowania do poziomów cyfrowych zewnętrznego sygnału w.cz., to należy zrealizować część układu z tranzystorami Q2...Q3 (i elementami towarzyszącymi), a zewnętrzny sygnał mierzony wprowadzić na *wejście pomiarowe „B”* (port P6). Ostatecznie, jeśli okazałoby się, że ten blok nazbyt obciąża i destabilizuje zewnętrzny generator VFO, to dopiero wtedy należy zrealizować dodatkowy wzmacniacz bufor-separator z tranzystorem polowym Q1, a sygnał mierzony wprowadzić na *wejście pomiarowe „A”* (port P5). Oczywiście, nie ma potrzeby montażu niewykorzystywanych dwóch spośród trzech złączy P5...P6.

Na schemacie elektrycznym modułu AVT3198 ujęto także otwory mocujące (montażowe) J1...J4, zlokalizowane w narożnikach PCB tego modułu. Warto pamiętać o tym, że ich skuteczne połączenie nie tylko mechaniczne, ale także elektryczne (galwaniczne) z dedykowaną płytką podstawy całego odbiornika (a więc i jego rozproszoną masą oraz ekranem) jest istotnym elementem ochrony pozostałych bloków odbiornika (a w szczególności tych, w których przetwarzane są słabe sygnały) przed zakłóceniami cyfrowymi i impulsowymi.

Listing 1. Główny blok programu

```
int main(void) {
    /*** Konfiguracje portów ***/
    // PORTB: linie DB.4..DB.7 wyświetlacza LCD 2x8 -> PB.0..PB.3 (OUT)
    DDRB  = 0b00001111;     //DDRB  = 0x0F;
    PORTB = 0b00000000; //PORTB = 0x00; // początkowy stan LO
    // PORTC: linie RS, R/W i E wyświetlacza LCD 2x8 -> PC.0..PC.2 (OUT)
    DDRC  = 0b00000111; //DDRC  = 0x07;
    PORTC = 0b00000000; //PORTC = 0x00; // początkowy stan LO
    // PORTD: IN: obsługa przycisków SW1..SW3 (PD.0..2); wej. pom. Fvfo (PD.5);
    // OUT: sterowanie f-cjami RX-a (PD.3, PD.4, PD.6)
    // DDRD  = 0b01011000;  //DDRD=0x27;
    DDRD  &= 0b01111000;    // PD.5 b/z
    DDRD  |= 0b01011000;    // PD.5 b/z
    // PORTD = 0b00000111;  //PORTD=0xD8; // 1 - pull-up'y dla przycisków
    PORTD &= 0b00100111;    // PD.5 b/z
    PORTD |= 0b00000111;    // PD.5 b/z

    /*** Odczyt parametrów z EEPROM ***/
    state_flags = eeprom_read_byte( (unsigned char *) 0x01);// Flagi stanu

    /*** Inicjalizacja LCD i autoprezentacja ***/
    InitLcd();
    InstLcd(LCDLINE1); PutsLcd_P(PSTR(„RX Dosia”));
    InstLcd(LCDLINE2); PutsLcd_P(PSTR(„AVT-319x”));
    _delay_ms(1500);
    show_state();       // Prezentacja odczytanych wcześniej z EEPROM ustawień

    /*** Inicjalizacja procesu pomiaru F ***/
    fmeas_init();       //! Fmeasure initial initialization
    fmeas_start();      //! Start the frequency measure

    /*** Główna pętla programu ***/
    while(1) {

        /*** Blok sterowania pracą odbiornika ***/
        // Flagi stanu na najmłodszych bitach zmiennej „state_flags”:
        // 2:AGC:0->Off/1->On; 1:Filter:0->PH/1->CW; 0:Band:0->80m/1->40m
        // Test stanu przycisku SW1/PD.0 (Band 40m/80m) i ew. zmiana stanu wyjścia P2/PD.3
        if( (PIND & _BV(PD0)) == 0) {
            state_flags ^= _BV(0);   // Zmiana flagi pasma względem aktualnego ustawienia
            // Jeżeli flaga == 1, to PD.3=1
            if( (state_flags & _BV(0))>0 ) PORTD |= _BV(3);
            else PORTD &= ~_BV(3);  // Jeżeli flaga == 0, to PD.3=0
            show_state();   // Prezentacja zmienionych ustawień
            // Zapamiętanie flag w pamięci EEPROM
            eeprom_update_byte( (unsigned char *) 0x01, state_flags);
            _delay_ms(250); // Opóźnienie dla ustalenia stanu przycisku
        }

        // Test stanu przycisku SW2/PD.1 (Filter PH/CW) i ew. zmiana stanu wyjścia P3/PD.4
        if( (PIND & _BV(PD1)) == 0) {
            state_flags ^= _BV(1);   // Zmiana flagi filtru względem aktualnego ustawienia
            // Jeżeli flaga == 1, to PD.4=1
            if( (state_flags & _BV(1))>0 ) PORTD |= _BV(4);
            else PORTD &= ~_BV(4);  // Jeżeli flaga == 0, to PD.4=0
            show_state();   // Prezentacja zmienionych ustawień
            // Zapamiętanie flag w pamięci EEPROM
            eeprom_update_byte( (unsigned char *) 0x01, state_flags);
            _delay_ms(250); // Opóźnienie dla ustalenia stanu przycisku
        }

        // Test stanu przycisku SW3/PD.2 (AGC On/Off) i ew. zmiana stanu wyjścia P4/PD.6
        if( (PIND & _BV(PD2)) == 0) {
            state_flags ^= _BV(2);   // Zmiana flagi filtru względem aktualnego ustawienia
            // Jeżeli flaga == 1, to PD.5=1
            if( (state_flags & _BV(2))>0 ) PORTD |= _BV(5);
            else PORTD &= ~_BV(5);  // Jeżeli flaga == 0, to PD.5=0
            show_state();   // Prezentacja zmienionych ustawień
            // Zapamiętanie flag w pamięci EEPROM
            eeprom_update_byte( (unsigned char *) 0x01, state_flags);
            _delay_ms(250); // Opóźnienie dla ustalenia stanu przycisku
        }

        /*** Blok pomiaru i prezentacji F na LCD ***/
        Freq = fmeas_get_value();   //! Get current counted freuency
        snprintf(linebuf, sizeof(linebuf), „%ld „, Freq);
        InstLcd(LCDLINE1);
        PutsLcd(linebuf);   // Wyprowadzenie znaków na LCD
    }
    fmeas_stop();   //! Stop the frequency measure
    return 0;
}
```


eprasa.pl 02a1ee88a2

Listing 2. Funkcje bloku do pomiaru częstotliwości

```
/* ---------------------------------- */
#define FIN_DDR DDRD // Freqeuency input ddr
#define FIN_PIN _BV(PD5) // Frequency input pin
/* ---------------------------------- */
#define GTIMER_HZ 100UL
#define GTIMER_PRELOAD (((F_CPU)/1024UL)/GTIMER_HZ)
#define GTIMER_COUNT 10
// Define result multiply for receive HZ
#define FMEAS_HZ_SCALE 10UL

/* --- Hi timer software cnt --- */
static volatile uint16_t hi_timer;
static volatile fmeas_t g_freq;
/* --- Start or stop gate counting --- */
static inline void gate_ctl( bool en ) {
    if( en ) {
        TCNT1 = 0; hi_timer = 0;
        TCCR1B = _BV(CS12) | _BV(CS11) | _BV(CS10);
    } else {
        TCCR1B = 0;
    }
}
/* --- Fmeasure initial initialization --- */
void fmeas_init( void ) {
    sei();
    FIN_DDR &= ~FIN_PIN;
    // Configure timer 1 for measure
    TCCR1A = 0;
    //Enable interrupt from timer 0 and over flow 1
    TIMSK |= _BV(TOIE1) | _BV(OCF2);
}
/* --- Start the frequency measure --- */
void fmeas_start( void ) {
    OCR2 = GTIMER_PRELOAD - 1UL;
    gate_ctl( true );
    TCCR2 = _BV(WGM21) | _BV(CS22) | _BV(CS21) | _BV(CS20);
}
/* --- Stop the frequency measure --- */
void fmeas_stop( void ) {
    gate_ctl( false );
    TCCR2 = 0;
}
/* --- Get current counted freuency --- */
fmeas_t fmeas_get_value(void) {
    fmeas_t f1, f2;
    do {
        f1 = g_freq;
        f2 = g_freq;
    } while( f1 != f2 );
    return f1 * FMEAS_HZ_SCALE;
}
/* --- Time 0 overflow vector gate frequency CNT --- */

ISR( TIMER2_COMP_vect ) {
    static uint8_t psc;
    if( ++psc == GTIMER_COUNT ) {
        gate_ctl( false );
        g_freq = ((uint32_t)hi_timer << 16) | TCNT1;
        gate_ctl(true);
        psc = 0;
    }
}
/* --- HIGH part time value --- */
ISR( TIMER1_OVF_vect ) {
    ++hi_timer;
}
```

Wykaz elementów:

Rezystory: (0,25 W/5%)
R1: 10 Ω*
R2**: 1 kΩ
R3**: 47 kΩ
R4**: 100 kΩ
R5**: 3,3 MΩ
R6**: 2,2 kΩ
R7**: 15 kΩ
R8**: 330 Ω
RV1: 10 kΩ „B” (liniowy, montażowy, leżący)

Kondensatory:
C1, C3: 47 µF/10 V
C2, C4, C10, C11: 100 nF
C8, C9: 22 pF
C5, C6, C7, C12**: 10 nF
C13**, C15**: 10 pF*
C14**: 150 pF*

Półprzewodniki:
D1**: BAT85 (obud. DO-35)
Q1**: BF245B (obud. TO-92)
Q2, Q3**: BC547B (obud. TO-92)
U1: Mikrokontroler ATMEGA8A-PU (obud. DIP-28)
U2: Alfanumeryczny wyświetlacz LCD 2×8 znaków

Inne:
L1: 10 µH/100 mA
L2**: 33 µH*
SW1, SW2, SW3: kątowy przycisk typu „micro-switch” (6 mm)
X1: rezonator kwarcowy 16 MHz (niski)
P1...P4, P5...P7**: złącza goldpin męskie (2 piny)
Podstawka precyzyjna pod układ U1 (DIP-28)

(*) – wartość podana lub wg opisu w tekście
(**) – element opcjonalnego bloku wzmacniaczy wstępnych

Oprogramowanie kontrolno-sterujące

Oprogramowanie kontrolno-sterujące ma za zadanie monitorować, zapamiętywać oraz odwzorowywać stan przycisków tryby pracy odbiornika (wybranego pasma, typu filtru audio oraz włączenia układu Automatycznej Regulacji Wzmocnienia), a także dokonywać pomiaru częstotliwości pracy generatora VFO i sukcesywnie wyświetlać jej wartość na ekranie LCD. Jego kod źródłowy składa się z trzech modułów: głównego programu sterującego, bloku pomiaru częstotliwości oraz bloku obsługi wyświetlacza LCD.

Główny program sterujący rozpoczyna się od informacji na temat sposobu konfiguracji tzw. fusebit'ów mikrokontrolera. Potem następują definicje plików nagłówkowych bibliotek, pochodzących ze standardowych zasobów darmowego kompilatora **AVR-GCC,** a także bibliotek podprogramów obsługujących wyświetlacz LCD (***lcd.h/lcd.c***) oraz pomiar częstotliwości generatora VFO (***fmeas.h/fmeas.c***).

Dalej następują deklaracje zmiennych globalnych: ***linebuf*** (buforu znakowego dla wyświetlacza LCD), ***Freq*** (zmierzonej wartości częstotliwość F) oraz ***state_flags*** (flagi ustawień, przechowywanych w pamięci EEPROM). Po nich umieszczony został prototyp funkcji pomocniczej ***show_state(void)***, odpowiedzialnej za prezentację na ekranie LCD ustawień wykonywanych za pomocą przycisków: Band, Filter oraz AGC.

Następnie rozpoczyna się główny blok programu (**listing 1**), na początku którego następuje konfiguracja portów sterujących i danych wyświetlacza LCD, portów wejść przycisków i pomiaru częstotliwości oraz wyjściowych portów sterujących innymi modułami odbiornika. Kolejno następuje odczyt ustawień konfiguracyjnych, zapisanych w pamięci EEPROM, a następnie inicjalizacja wyświetlacza LCD, wyświetlenie ekranu powitalnego oraz rozpoczęcie procesu pomiaru częstotliwości, realizowane za pomocą sekwencji wywołań zewnętrznych funkcji: ***fmeas_init()*** oraz ***fmeas_start()***.

We wnętrzu głównej (teoretycznie nieskończonej) pętli programu cyklicznie realizowane są: analiza i aktualizacja stanu przycisków na odpowiednich wyjściach sterujących, prezentacja wartości zmienionych ustawień (funkcja ***show_state()***) oraz zapamiętanie wartości zmienionych flag w pamięci EEPROM (funkcja ***eeprom_update_byte()***). Na końcu nieskończonej głównej pętli programu następuje realizacja bloku pomiaru i prezentacji częstotliwości generatora VFO na ekranie LCD (funkcja ***fmeas_get_value()*** oraz sekwencja funkcji: ***snprintf(linebuf, sizeof(linebuf), „%ld „, Freq); InstLcd(LCDLINE1); PutsLcd(linebuf)***).

Gdyby z jakiegoś powodu wystąpiło jednak opuszczenie nieskończonej pętli ***while(1)*** {},

REKLAMA

eprasa.pl 02a1ee88a2

wówczas zatrzymany zostanie ciągły pomiar częstotliwości (funkcja ***fmeas_stop()***) i nastąpi zatrzymanie wykonywania programu (polecenie ***return 0***).

Funkcja ***show_state() jest*** odpowiedzialna za prezentację na wyświetlaczu LCD ustawień robionych za pomocą przycisków: **Band**, **Filter** oraz **AGC**. Jest ona realizowana za pomocą polecenia ***switch(state_flags & 0x07)*** i następujących po nim ośmiu klauzul ***case***, których zadaniem jest wykrycie jednej z możliwych ośmiu kombinacji ustawień oraz wyprowadzenia do bufora znakowego ekranu LCD odpowiednio sformatowanej sekwencji znaków. Definicję funkcji ***show_state()*** kończy wyprowadzenie odpowiedniego ciągu znaków na dolny wiersz wyświetlacza LCD za pomocą poleceń: ***InstLcd(LCDLINE2)*** oraz ***PutsLcd(linebuf)***.

Blok pomiaru częstotliwości opisuje plik ***fmeas.c***, zaczerpnięty z projektu AVT5470 (*Cyfrowa skala częstotliwości i sterownik do tranceivera Taurus*). Najistotniejsze fragmenty pokazuje **listing 2**. Funkcje w nim ujęte zostały zaimplementowane w tym projekcie dzięki uprzejmości i wsparciu kolegi mgr. inż. Lucjana Bryndzy SQ5FGB, a ich opisy są dostępne w treści wspomnianego artykułu.

Natomiast blok obsługi wyświetlacza LCD opisuje plik ***lcd.c***, zawierający typowe definicje procedur obsługi wyświetlacza LCD z popularnym sterownikiem HD44780, dostosowane do obsługi wyświetlacza alfanumerycznego, podłączonego do mikrokontrolera w sposób zastosowany w tym projekcie. Opisy ujęte w kodzie źródłowym, oraz wyczerpująca dokumentacja techniczna zastosowanego w tym projekcie ekranu LCD wydają się być w zupełności wystarczające do zrozumienia i ewentualnej adaptacji tej części oprogramowania do własnych potrzeb czytelników-konstruktorów.

Na koniec opisu oprogramowania modułu kontrolno-sterującego warto jest wspomnieć o tym, że w przypadku chęci jego zastosowania w innym urządzeniu radiokomunikacyjnym, a w szczególności w heterodynie (z przemianą częstotliwości), w kodzie źródłowym (przed kompilacją i wgraniem do mikrokontrolera) wystarczy odpowiednio uwzględnić zależność pomiędzy częstotliwościami: generatora VFO, pośrednią IF oraz odbieraną nośną, której to wartość powinna ostatecznie być prawidłowo wyświetlana na ekranie LCD urządzenia.

Adam Sobczyk SQ5RWQ
sq5rwq@gmail.com

Klub Aplikantów Próbek

KLUB APLIKANTÓW PRÓBEK KAP www.ep.com.pl/KAP

to inicjatywa redakcji „Elektroniki Praktycznej". W kontaktach z firmami redakcja często otrzymuje do przetestowania próbki podzespołów, modułów, a nawet całych urządzeń elektronicznych. Są to zwykle najnowsze typy/modele produktów na rynku. Z chęci podzielenia się z Czytelnikami tymi próbkami zrodziła się inicjatywa pod nazwą Klub Aplikantów Próbek. Członkiem KAP staje się każdy, kto zgłosi chęć przetestowania próbki. Wykaz i krótki opis próbek, którymi dysponuje redakcja EP, można znaleźć na stronie ***http://bit.ly/339j0Sb***. Wystarczy wybrać rodzaj próbek i zwrócić się majlem na adres: Szef Pracowni Konstrukcyjnej: grzegorz.becker@ep.com.pl z prośbą o przesłanie bezpłatnych próbek, podając ich nazwę i adres wysyłki. Warto dopisać jaki jest plan zastosowania tych próbek. Nie jest to konieczne, ale może mieć znaczenie przy podziale próbek w przypadku większej liczby zgłoszeń. Mile widziane, choć nieobowiązkowe, jest też przysłanie do redakcji EP opisu wykonanej aplikacji próbek, oczywiście po jej wykonaniu z zastosowaniem otrzymanej próbki. Autorom przysłanych opisów przyznamy punkty, które będą im dawały pierwszeństwo przy ubieganiu się o kolejne próbki. Najciekawsze opisy aplikacji opublikujemy na forum ep.com.pl lub na łamach „Elektroniki Praktycznej".

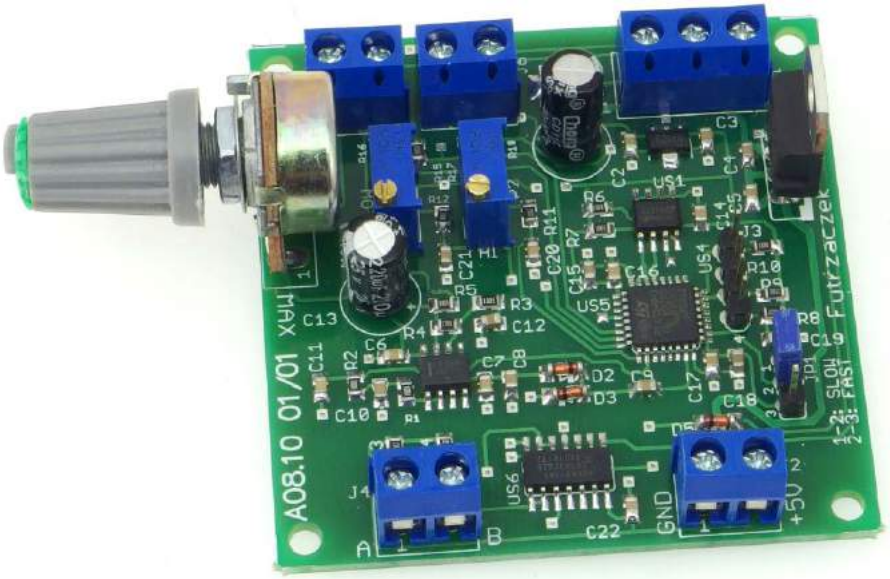
Dla pełnej jasności jeszcze raz podkreślamy, że próbki przekazujemy bezpłatnie i nie trzeba ich zwracać do redakcji. Z uwagi na ograniczoną liczbę dostępnych próbek i niemałe zainteresowanie nimi, prosimy o opisanie swojego pomysłu na projekt na naszym forum internetowym, w dziale poświęconym Klubowi Aplikantów Próbek ***http://bit.ly/2qeN28e***. Ponadto, by zwiększyć swoje szanse na bycie wybranym do realizacji projektu w oparciu o nasze próbki, należy polubić fanpage Elektroniki Praktycznej na Facebooku (***http://bit.ly/2WygFO9***) oraz udostępnić post, w którym opisujemy rozdawane próbki. W przypadku podobnie interesujących pomysłów na projekty, będziemy uwzględniać to jako dodatkowe kryterium wyboru.

www.ep.com.pl/kap

eprasa.pl 02a1ee88a2

Cyfrowy generator sygnału sinusoidalnego

Większość prostych generatorów sygnału sinusoidalnego jest realizowana w sposób analogowy, np. z użyciem mostka Wiena. Rodzi to jednak problemy ze stabilnością amplitudy i częstotliwości sygnału. W przedstawionym układzie synteza sygnału odbywa się na drodze czysto cyfrowej, więc jego parametry są precyzyjnie ustalone.



Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.media.avt.pl

W ofercie AVT* AVT-5742

Podstawowe parametry:
- generacja sygnału sinusoidalnego o częstotliwości z zakresu 1 Hz…10 kHz,
- częstotliwość zadawana przyciskami lub enkoderem,
- możliwość zawężenia zakresu regulacji zarówno od góry, jak i od dołu,
- amplituda z zakresu 0…1,8 V regulowana potencjometrem,
- zerowa składowa stała napięcia wyjściowego,
- zapamiętywanie ustalonej częstotliwości,
- wbudowany stabilizator napięcia 5 V,
- zasilanie napięciem stałym 8 V…20 V.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-5709	Generator przebiegu prostokątnego 10 kHz…33 MHz (EP 8/2019)
AVT-5684	Cyfrowy generator sygnału prostokątnego 1 Hz...499 kHz (EP 7/2019)
AVT-5665	Generator cyfrowy (EP 3/2019)
AVT-1993	Kieszonkowy generator funkcyjny (EP 8/2018)
AVT-3111	Cyfrowy generator DDS z układem AD9850 – DDS wg SQ5RWQ (SR 9/2014)
AVT-5418	Cyfrowy generator sygnału prostokątnego (EP 10/2013)
AVT-1728	Generator HF z powielaniem częstotliwości (EP 3/2013)
AVT-1569	Generator akustyczny 20 Hz…20 kHz (EP 5/2010)
AVT-1474	Generator fali prostokątnej o regulowanym współczynniku wypełnienia (EP 8/2008)
AVT-5124	Generator funkcyjny DDS (EP 2/2008)
AVT-2846	Generator funkcyjny 0,1 Hz…20 MHz (EdW 11/2007)
AVT-1436	Generator zegarowy 1 kHz…30 MHz (EP 8/2006)
AVT-2764	Częstościomierz & generator na PC (EdW 9/2005)
AVT-2633	Generator impulsów (EdW 6/2002)
AVT-1327	Mini-generator funkcyjny (EP 10/2001)

*** 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 *http://sklep.avt.pl*, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

Opisany układ może z powodzeniem służyć jako niedroga alternatywa dla prostych generatorów sygnału sinusoidalnego. Umożliwia dokładne ustalenie częstotliwości, więc można nim np. zdejmować charakterystyki częstotliwościowe układów działających w paśmie akustycznym.

Nie posiada wbudowanego wyświetlacza, lecz każdy współczesny oscyloskop cyfrowy, który i tak jest niezbędny podczas wykonywania pomiarów, może go z powodzeniem zastąpić.

Budowa

Schemat ideowy układu pokazano na **rysunku 1**. Można w nim wydzielić trzy części: cyfrową (sterującą), analogową (sygnałową) i zasilającą. W części cyfrowej, głównym podzespołem jest mikrokontroler typu STM32F051K8T6, który posiada jedno, bardzo istotne peryferium – wbudowany przetwornik cyfrowo-analogowy (DAC), który umożliwi wytworzenie sygnału analogowego o wysokiej jakości, ponieważ dysponuje 12-bitową rozdzielczością.

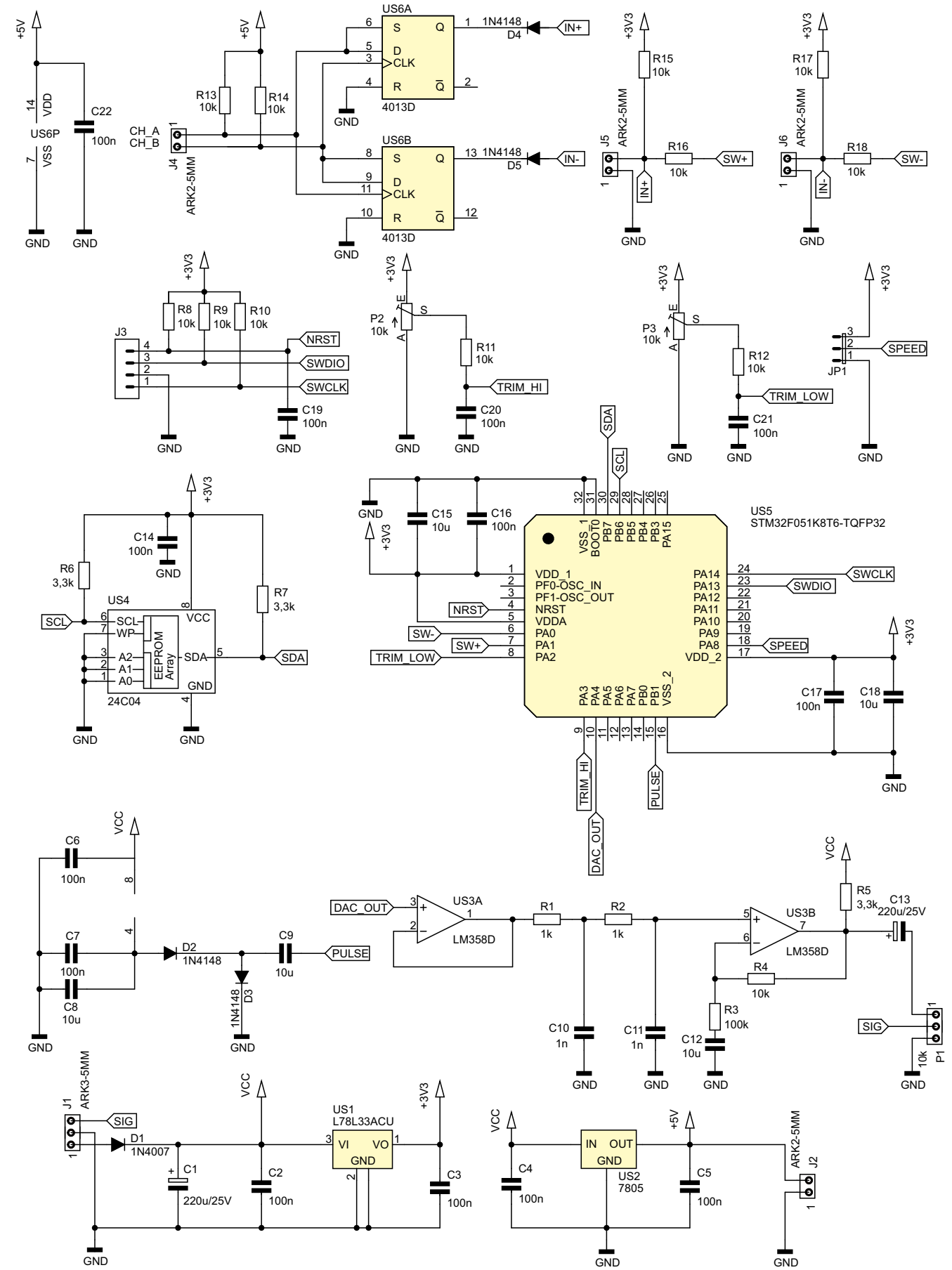
Mikrokontroler komunikuje się z zewnętrzną pamięcią EEPROM za pomocą interfejsu I²C. Linie danych (SDA) oraz zegara (SCL) muszą być podciągnięte do dodatniej linii zasilania przez rezystory, które umożliwiają uzyskanie wysokiego stanu logicznego. Przyciski sterujące można podłączyć do złącz J5 i J6. Ich wciskanie będzie powodowało, odpowiednio, zwiększanie oraz zmniejszanie częstotliwości wyjściowej. Rezystory R16 i R18 służą do ochrony wejść mikrokontrolera przed uszkodzeniem, które mogą wywołać wyładowania elektrostatyczne. Po pierwsze, ograniczają prąd diod zabezpieczających owe wejścia. Ponadto, po uwzględnieniu niezerowej pojemności wejściowej wyprowadzenia, zwiększają czas narastania napięcia, co pozwala diodom na wejście w stan przewodzenia.

Przy użyciu zworki JP1 można wybrać tryb pracy układu: „wolny” lub „szybki”. „Wolny” polega na jednokrotnej reakcji układu (zmianie o 1 Hz) przy każdym zwarciu zacisków złącza J5 lub J6. Z kolei, tryb „szybki” umożliwia płynną zmianę częstotliwości po dłuższym przytrzymaniu. Tryb „wolny” może zostać użyty do sterowania układu przy użyciu enkodera. Do złącza J4 należy dołączyć

REKLAMA

eprasa.pl 02a1ee88a2

jego wyjście kwadraturowe. Układ złożony z dwóch przerzutników typu D ma za zadanie rozpoznać kierunek obrotu jego osi i wygenerować sygnały odpowiadające wciskaniu przycisków. Tryb „szybki" jest z kolei przydatny do sterowania układem przy użyciu przycisków monostabilnych. Dłuższe zwarcie zacisków spowoduje samoczynną zmianę częstotliwości.



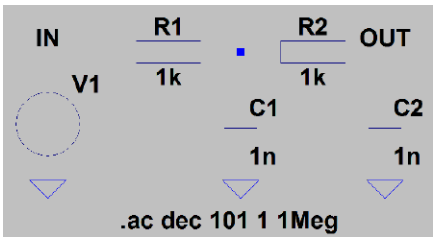
Rysunek 1. Schemat ideowy układu

eprasa.pl 02a1ee88a2

Stanem aktywnym na wyjściu przerzutników D jest stan niski, toteż sprzęgnięto je z pozostałą częścią układu za pomocą diod 1N4148. Jeżeli układ sterowany jest przyciskami, potencjał katod tych diod wynosi +5 V i pozostają one stale zatkane. W momencie obracania enkoderem, katody są okresowo ściągane do potencjału 0 V, co otwiera diody i umożliwia mikrokontrolerowi rozpoznanie niskiego stanu logicznego – potencjał anody wynosi wtedy ok. 0,7 V, zaś próg napięcia interpretowanego jako logiczne „0" to około 1 V.

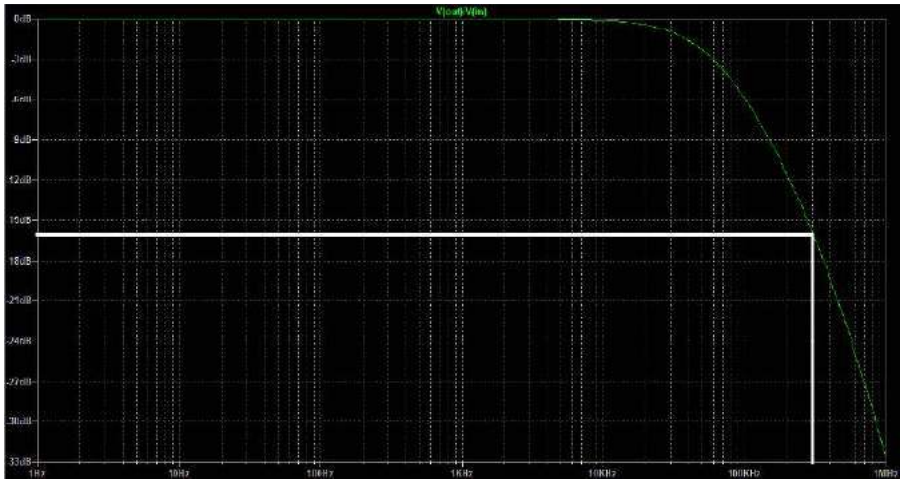
Na płytce zostały umieszczone dwa wieloobrotowe potencjometry montażowe, które służą zawężeniu dostępnego zakresu regulacji. Ich położenie jest odczytywane przy użyciu wbudowanego w mikrokontroler 12-to bitowego przetwornika ADC. Napięcie wchodzące na przetwornik podlega odfiltrowaniu z zakłóceń przy użyciu prostego układu RC. Jego zadaniem jest również zawężenie pasma dla szumu, przez co ustalona wartość nie fluktuuje.

Wyjście przetwornika cyfrowo-analogowego posiada znaczącą impedancję. Z tego powodu, przed filtrem regeneracyjnym trzeba wstawić wtórnik napięciowy, który ją zmniejszy. Najprostszym rozwiązaniem jest zastosowanie wzmacniacza operacyjnego typu LM358, gdyż jego parametry są całkowicie do tego wystarczające.



Rysunek 2. Schemat symulacyjny filtru dolnoprzepustowego

```
Wykaz elementów:
Rezystory:
R1, R2: 1 kΩ SMD0805
R3: 100 kΩ SMD0805
R4, R8…R18: 10 kΩ SMD0805
R5…R7: 3,3 kΩ SMD0805
P1: 10 kΩ jednoobrotowy liniowy 16 mm
THT
P2, P3: 10 kΩ wieloobrotowy montażowy
THT

Kondensatory:
C1, C13: 220 µF/25 V THT raster 3,5 mm
C2…C7, C14, C16, C17, C19…C22:
100 nF/50 V SMD0805
C8, C9, C12, C15, C18: 10 µF/10 V
SMD0805
C10, C11: 1 nF SMD0805

Półprzewodniki:
D1: 1N4007 MELF
D2…D5: 1N4148 MiniMELF
US1: L78L33ACU SOT89
US2: 7805 TO220
US3: LM358 SO8
US4: 24C04 SO8
US5: STM32F051K8T6 TQFP32
US6: CD4013 SO14

Inne:
J1: ARK3/500
J2, J4…J6: ARK2/500
J3: goldpin 4 pin męski THT 2,54 mm
JP1: goldpin 3 pin męski THT 2,54 mm +
zworka
```



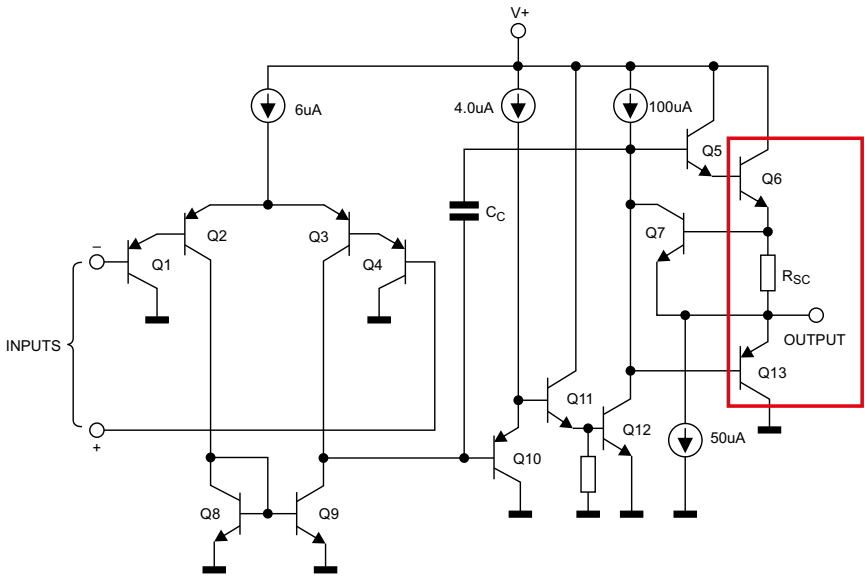
Rysunek 3. Uzyskana w symulacji charakterystyka amplitudowa filtru

Schemat symulacyjny zastosowanego filtru dolnoprzepustowego znajduje się na **rysunku 2**. Został wykonany w programie Ltpice. Wyjście wtórnika można zamodelować jako niemal idealne źródło napięciowe, zaś wejście następnego stopnia jako rozwarcie (brak obciążenia), co zostało uczynione. Na **rysunku 3** widoczny jest wynik symulacji. Do 10 kHz charakterystyka jest niemal idealnie płaska, co jest pożądane w generatorze sygnałowym – raz ustawiona amplituda nie będzie ulegała zmianom przy regulacji częstotliwości. Grubą linią zaznaczono częstotliwość próbkowania, czyli 300 kHz. Zadaniem filtru (oraz następnych stopni) jest jak najsilniejsze stłumienie tej składowej oraz jej harmonicznych. Tutaj widać, że tłumienie dla tej częstotliwości to ok. 16 dB.

Za filtrem jest prosty wzmacniacz nieodwracający, zbudowany na drugiej połówce układu LM358. Jego wzmocnienie wynosi 1,1 V/V, stąd tak nieczęsto spotykane wartości rezystorów R3 i R4 – zazwyczaj są one zamienione. Kondensator C12 sprzęga dolne wyprowadzenie R3 z masą układu dla składowej zmiennej, dzięki czemu ten obwód w ogóle ma wzmocnienie, a jednocześnie nie zależy ono od poziomu składowej stałej w sygnale wejściowym. Składowa stała jest natomiast definitywnie usuwana przez kondensator elektrolityczny C13. Jego obciążeniem jest potencjometr P1, którym można płynnie regulować amplitudę sygnału.

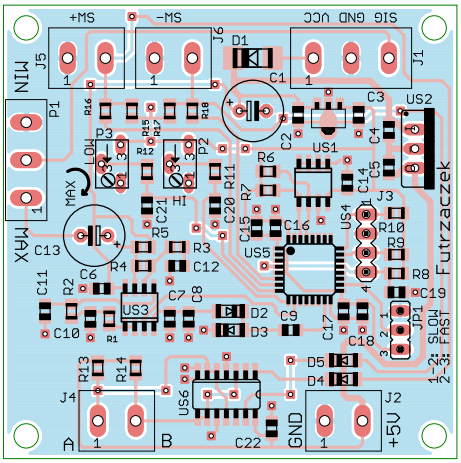
Dociekliwy Czytelnik może w tym miejscu zwrócić uwagę na rezystor R5, którego jedynym zadaniem w tym układzie jest pozornie niepotrzebne obciążanie wyjścia układu US3B. Ma on bardzo ważne zadanie – stale polaryzuje jeden z tranzystorów wyjściowych stopnia końcowego we wzmacniaczu operacyjnym, którego schemat wewnętrzny jest widoczny na **rysunku 4**. Zapewniając dopływ prądu z dodatniej linii zasilania powoduje on, że tranzystor Q13 jest stale otwarty, ponieważ „wsysa" ten prąd emiterem. Zapobiega to powstawaniu w tym miejscu zniekształceń skrośnych.

Bez tej dodatkowej polaryzacji, uzyskiwana sinusoida miała nieprawidłowy przebieg w okolicy przejścia przez zero, co było



Rysunek 4. Schemat ideowy układu LM358 z zaznaczonym stopniem wyjściowym (źródło: nota katalogowa Texas Instruments)

eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 5. Schemat montażowy i wzór ścieżek płytki

spowodowane znalezieniem się wartości chwilowej sygnału w strefie nieczułości wyjściowego wtórnika komplementarnego. W obecnej sytuacji, praktycznie cały czas pracuje wyłącznie tranzystor Q13, lecz to nie jest przeszkodą, gdyż nad utrzymaniem niskiego poziomu zniekształceń czuwa pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Z tym schematem związana jest jeszcze jedna, rzadko wspominana cecha układu typu LM358. O ile napięcie wejściowe może być równe potencjałowi ujemnej linii zasilającej, o tyle stopień wyjściowy już tego zapewnić nie może. Nawet nasycając w pełni tranzystor Q12, potencjał emitera Q13 musi być o około 0,7 V wyższy od potencjału jego bazy, więc minimalne napięcie wyjściowe będzie o tyle wyższe od potencjału ujemnej linii zasilającej.

Wtórnik US3A nie mógłby pracować poprawnie, gdyby jego zacisk GND dołączono do masy, gdyż zakres napięć wyjściowych przetwornika C/A wynosi od 0 V do 3,3 V. Został w tym celu dodany prosty generator napięcia ujemnego, w którym główną rolę odgrywa mikrokontroler. Jeden z jego liczników (TIM14) służy do wytwarzania ciągłego sygnału prostokątnego o częstotliwości 50 kHz i wypełnieniu 50%. Dwu-diodowy układ wytwarza napięcie ujemne o wartości około –2 V, co jest w zupełności wystarczające do prawidłowej pracy wszystkich obwodów wzmacniacza operacyjnego.

Układ jest przystosowany do zasilania napięciem stałym o wartości z przedziału 8…20 V. Jako stabilizatory niezbędnych napięć – czyli 3,3 V oraz 5 V – zostały użyte układy liniowe, gdyż pobór prądu jest niewielki. Napięcie 5 V zostało przewidziane, przede wszystkim, na potrzeby enkoderów optycznych, gdyż takowe są przystosowane głównie do niego, np. 62AG22-L5-P firmy Grayhill.

Dodatnia linia zasilająca wzmacniacz operacyjny jest pobierana wprost z napięcia zasilającego układ. Dzięki temu, ma on bardzo duży margines między maksymalnym napięciem wyjściowym a zasilającym.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 60×60 mm, której wzór ścieżek oraz schemat montażowy pokazano na **rysunku 5**. W odległości 3 mm od krawędzi płytki znalazły się otwory montażowe. Wszystkie podzespoły, które wchodzą w skład tego układu, są montowane po stronie wierzchniej (TOP). Przeważającą część stanową elementy w obudowach przystosowanych do montażu powierzchniowego, więc od nich polecam rozpocząć lutowanie.

Jedyną czynnością uruchomieniową, jakiej wymaga ten układ, jest zaprogramowanie pamięci Flash mikrokontrolera używając do tego specjalnie przeznaczonego złącza J3. Znajdują się na nim wyprowadzenia interfejsu SWD, ułożone według kolejności pokazanej w **tabeli 1**. Należy w tym celu zasilić płytkę napięciem stałym o wartości z przedziału 8...20 V, podłączając zasilacz do odpowiednich zacisków złącza J1. Pobór prądu nie przekracza 30 mA.

Eksploatacja

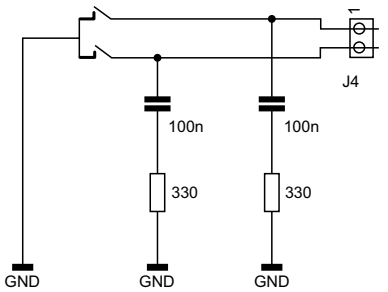
Na płytce znajduje się zworka JP1, która umożliwia wybranie jednego z dwóch trybów pracy:

- 1-2: Tryb wolny. Jednokrotne zwarcie zacisku SW+ lub SW– powoduje zmianę częstotliwości o 1 Hz. Użyteczny przy sterowaniu enkoderem, gdyż jeden krok enkodera przekłada się na skok o 1 Hz,
- 2-3: Tryb szybki. Jednokrotne zwarcie SW+ lub SW– zmienia częstotliwość o 1 Hz, a dłuższe przytrzymanie powoduje samoczynną zmianę częstotliwości. Im dłużej zwarte jest wejście, tym szybciej zmienia się częstotliwość. Użyteczny przy sterowaniu przyciskami, podłączonymi do J5 i J6.

Potencjometry wieloobrotowe pozwalają na zawężenie zakresu regulacji: P2 „od góry", zaś P3 „od dołu". Działają one niezależnie od siebie, a regulacja ta odbywa się liniowo w funkcji kąta obrotu ich osi. Sprawdzenie, czy aktualnie ustawiona częstotliwość nie wychodzi poza ograniczenia, odbywa się po zwarciu wejścia SW+ lub SW–-. Potencjometr P2 pozwala na ustawienie maksymalnej częstotliwości równej 10 kHz – obracając jego oś w kierunku

Tabela 1. Kolejność wyprowadzeń w złączu J3

Numer wyprowadzenia	Nazwa linii
1	SWCLK
2	GND
3	SWDIO
4	NRST



Rysunek 6. Przykładowy filtr RC poprawiający pracę enkodera mechanicznego

zaznaczonym na płytce jako MAX – lub zmniejszenie jej do nawet 2 kHz. Z kolei, przekręcając oś P3 w kierunku MAX można zwiększyć częstotliwość minimalną do 100 Hz. W pozycji minimalnej, wynosi ona 1 Hz.

Amplituda wyjściowego napięcia sinusoidalnego może być płynnie regulowana potencjometrem P1. Z tego powodu rezystancja wyjściowa układu ulega zmianie: od niemal zera w skrajnych pozycjach, do około 5 kΩ w środkowym położeniu ślizgacza.

Wyprowadzenia sygnałowe enkodera inkrementalnego należy podłączyć do złącza J4. Jeżeli jest to enkoder mechaniczny, zawierający elementy stykowe, może być konieczne dodanie do jego wyprowadzeń układów RC. Przykładowe rozwiązanie takich filtrów znajduje się na **rysunku 6**. Enkoder optyczny nie będzie wymagał takich dodatków, gdyż zmianom stanów wyjść nie towarzyszą niepożądane oscylacje.

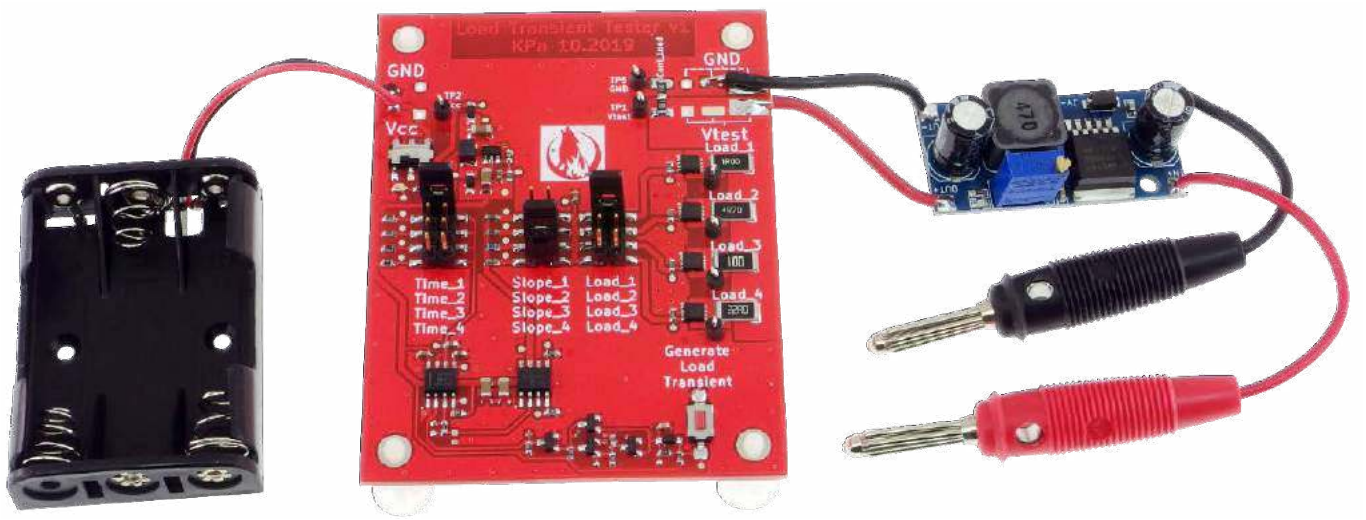
Na zaciski złącza J2 zostało wyprowadzone stabilizowane napięcie o wartości 5 V. Może ono służyć np. do zasilania obwodów enkodera optycznego. Obciążając je większym prądem, należy mieć na uwadze nagrzewanie się układu US2, do którego należy wówczas dodać radiator.

Pamięć EEPROM, w której przechowywane są informacje na temat ustawionej częstotliwości, ma ograniczoną liczbę cykli zapisu i odczytu. Z tego powodu, zapis do niej odbywa się po dwóch sekundach od ostatniej zmiany częstotliwości.

Michał Kurzela, EP

http://forum.ep.com.pl

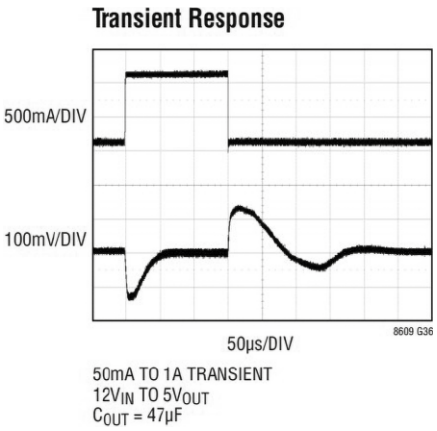
eprasa.pl 02a1ee88a2



Generator skokowych obciążeń

Prezentujemy projekt przyrządu do testowania układów zasilania, od których często zależy prawidłowa praca urządzeń elektronicznych. Jednym z istotnych parametrów jest odpowiedź zasilacza na skokową zmianę obciążenia.

Niektórzy z producentów scalonych przetwornic DC/DC w kartach katalogowych prezentują dokładne charakterystyki swojego układu. **Rysunek 1** pokazuje przykład zaczerpnięty z dokumentacji przetwornicy LT8609 od Analog Devices. Aby prawidłowo wykonać tego typu test, impuls prądowy powinien cechować się szybkim zboczem narastającym oraz opadającym (typowo <1 µs), a także krótkim czasem trwania. Urządzenie zaprezentowane poniżej pozwala w łatwy sposób przeprowadzać takie pomiary.



Rysunek 1. Przykład zaczerpnięty z dokumentacji przetwornicy LT8609 od Analog Devices

Budowa i działanie

Schemat blokowy zaprezentowano na **rysunku 2**. Głównym komponentem jest nieśmiertelny timer NE555. Po naciśnięciu przez użytkownika przycisku, generuje impuls o odpowiedniej długości. Tranzystor unipolarny wraz z szeregowo włączonym rezystorem stanowi obciążenie dla badanego układu zasilającego. Układ TC4427 odpowiada za szybkie przeładowywanie bramki tranzystora MOSFET, dzięki czemu generowane impulsy poboru prądu cechują się stromymi zboczami narastającymi oraz opadającymi.

Całość zasilana jest ze źródła napięcia 2,5...5 V (dobrym rozwiązaniem jest użycie 3 baterii typu AAA). Niewielka przetwornica boost podnosi napięcie do poziomu 8 V, co pozwala na prawidłową pracę układów scalonych. Zwróćmy uwagę, że urządzenie zaprojektowano bez zastosowania mikrokontrolera, zatem także bez konieczności tworzenia oprogramowania.

Schemat elektryczny pokazano na **rysunku 3**. W jego górnej części umieszczony został blok zasilania. Układ U3 typu TPS61041, jest niewielką przetwornicą boost produkowaną przez firmę Texas Instruments. Przełącznik SW1 służy do załączania urządzenia, natomiast dioda D1 chroni przed negatywnymi skutkami odwrotnego podłączenia źródła zasilania.

W dolnej części schematu widoczny jest przycisk SW2 oraz obwód filtrujący drganie styków. Tranzystory bipolarne Q5...Q8 tworzą prostą logikę zamieniającą dowolnie długie przyciśnięcie przycisku na krótki impuls. Naciśnięcie przycisku aktywuje układ czasowy zbudowany na bazie NE555, który poprzez driver TC4427 otwiera jeden z tranzystorów MOS na wyjściach układu (prawa część schematu).

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.media.avt.pl

W ofercie AVT* AVT-5743

Podstawowe parametry:
- cztery ustawienia impulsu: 20, 50, 100 lub 200 µs,
- cztery ustawienia stromości zboczy impulsu,
- cztery ustawienia wartości obciążenia,
- zasilanie napięciem 2,5…5 V

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-5736	Programowalne aktywne obciążenie (EP 1/2020)
AVT-3210	Sztuczne obciążenie w.cz. o impedancji 50 Ohm (EP 11/2019)
AVT-5586	Programowalne sztuczne obciążenie DC (EP 11/2018)
AVT-5510	Sztuczne obciążenie (EP 8/2015)
AVT-1797	Sztuczne obciążenie wysokonapięciowe (EP 4/2014)
AVT-5318	Miernik mocy skutecznej wzmacniacza audio (EP 11/2011)
AVT-318	Obciążenie aktywne (EP 12/1996-1/1997)

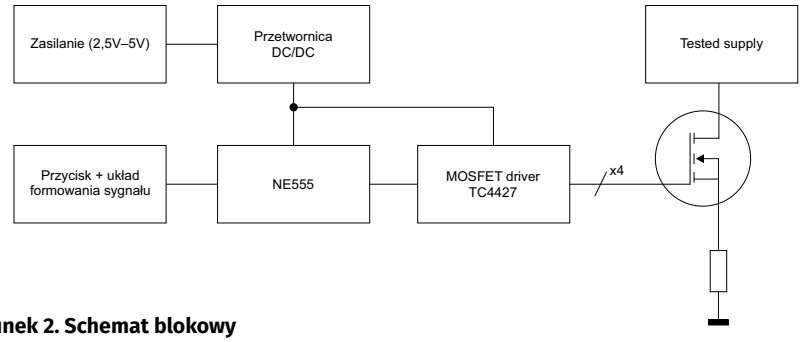
*** Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!**
Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować 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 *http://sklep.avt.pl*, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

eprasa.pl 02a1ee88a2

Rezystory R4, R6, R8 oraz R10, przełączane przy pomocy zworki J5, regulują długość trwania impulsu obciążenia. Przy pomocy zworki J6 możemy zwiększać bądź zmniejszać stromość zboczy impulsu. Zworka J7 pozwala wybrać, które z obciążeń zostanie załączone. Rezystory R2, R5, R15 oraz R20 zostały dobrane tak, aby można było wygenerować obciążenie od kilkuset miliamperów do kilku amperów. Rezystor R26 służy do wstępnego, ciągłego obciążenia testowanego układu (tak aby skok obciążenia nie następował od wartości zerowej).



Rysunek 2. Schemat blokowy

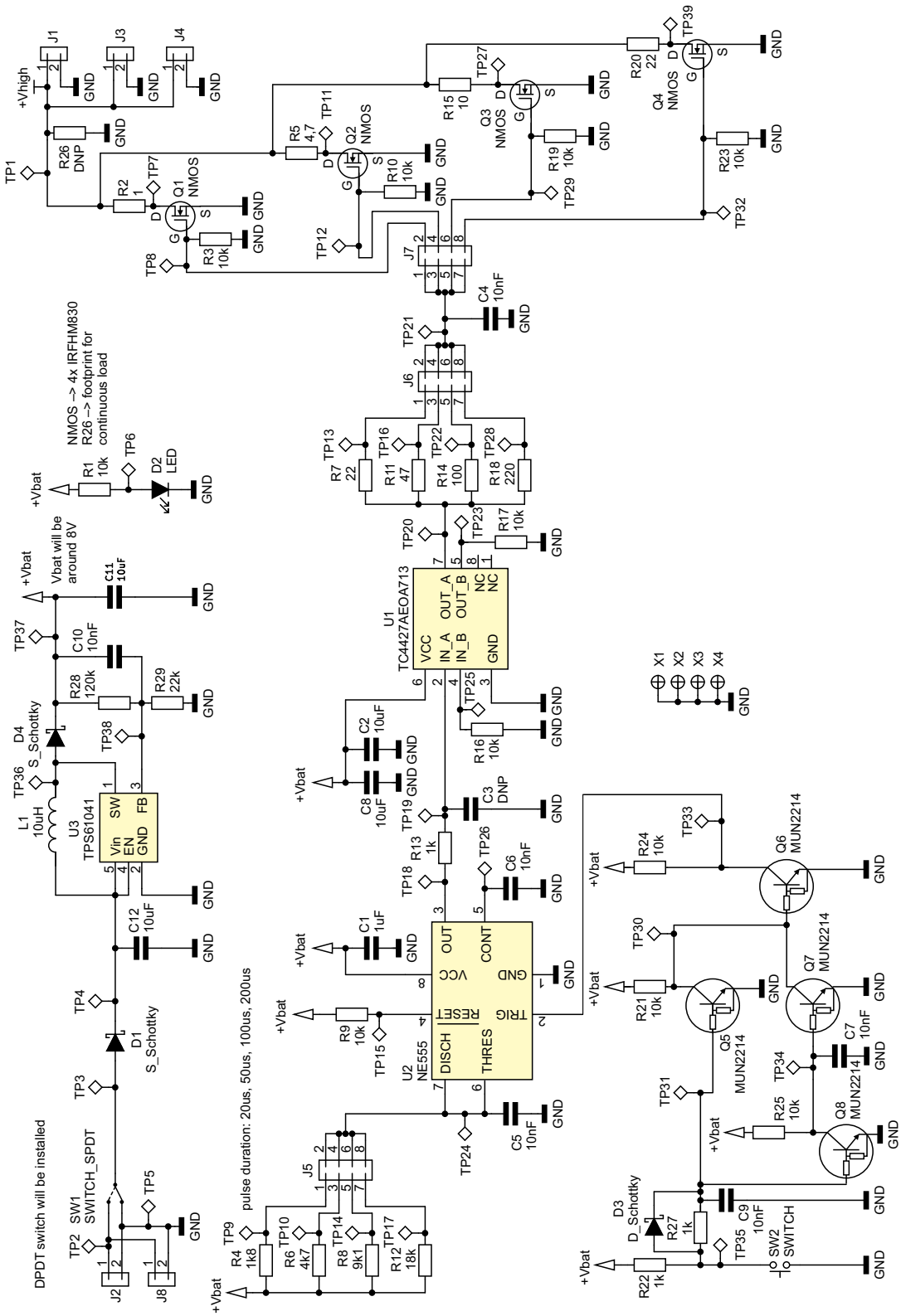
Montaż

Płytka PCB zaprojektowana na potrzeby projektu została pokazana na **rysunku 4**. Ma stosunkowo duże wymiary – 6×8 cm (możliwe było rozmieszczenie elementów na mniejszej powierzchni), ale dzięki temu na odwrocie płytki jest wystarczająco dużo miejsca aby zamontować koszyk mieszczący 3 baterie AAA. Urządzenie składa się w większości z elementów SMD, w związku z czym samodzielny montaż wymaga nieco wprawy w lutowaniu. Największą uwagę należy zwrócić na tranzystory Q1 do Q4, które mają obudowy typu QFN. Fotografia tytułowa pokazuje kompletny prototyp urządzenia.

Testy funkcjonalne

Testy generatora skokowych obciążeń przeprowadzono na gotowym module przetwornicy z układem LM2596 (**fotografia 1**). Jest to bardzo tani a zarazem popularny układ obniżający napięcie. Został skonfigurowany tak, aby dostarczał napięcia o wartości 3,3 V. W trakcie przeprowadzonego testu, ustawienia generatora były następujące:

- zworka J5 ustawiona w pozycji najwyższej (długość impulsu obciążenia około 20 µs),



Rysunek 3. Schemat elektryczny

eprasa.pl 02a1ee88a2

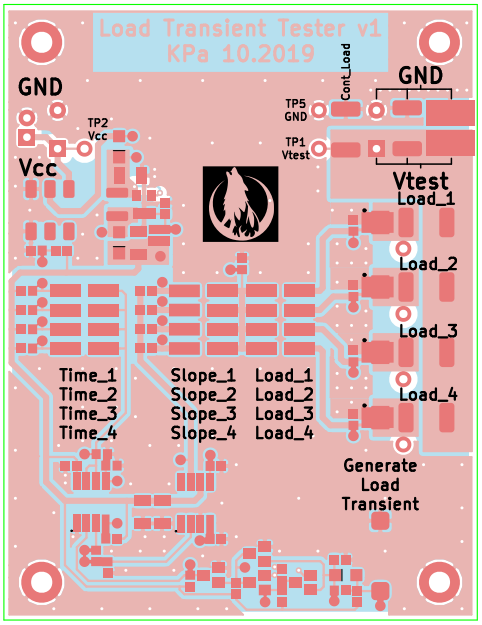
Wykaz elementów:

Rezystory: (SMD 0603 jeśli nie zaznaczono inaczej)
R1, R3, R9, R10, R16, R17, R19, R21, R23…R25: 10 kΩ
R28: 120 kΩ
R29: 22 kΩ
R4: 1,8 kΩ
R6: 4,7 kΩ
R7: 22 Ω
R8: 9,1 kΩ
R11: 47 Ω
R12: 18 kΩ
R13, R22, R27: 1 kΩ
R14: 100 Ω
R18: 220 Ω
R2: 1 Ω SMD2512
R5: 4,7 Ω SMD2512
R15: 10 Ω SMD2512
R20: 22 Ω SMD2512

Kondensatory:
C1: 1 µF SMD0603
C2, C8, C11, C12: 10 µF SMD1206
C4…C7, C9, C10: 10 nF SMD0603
C3: nie montować

Półprzewodniki:
U1: TC4427
U2: NE555 SMD
U3: TPS61041
Q1…Q4: IRFHM830
Q5…Q8: MUN2214
D1, D3, D4: PMEG4030ER
D2: LED SMD0603

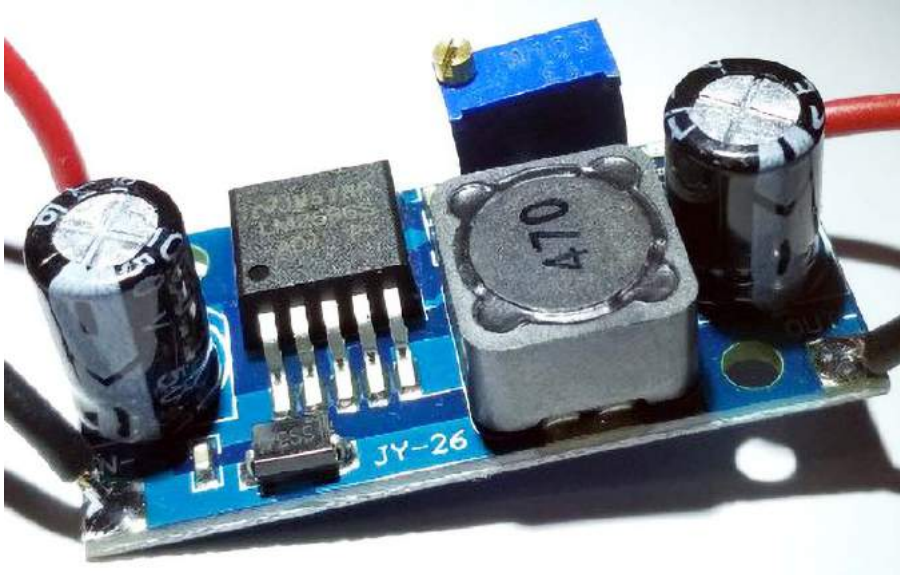
Inne:
L1: 10 µH, SMD1210
J5, J6, J7: goldpin smd, 2×4 pin
SW1: przełącznik suwakowy
SW2: przycisk SMD



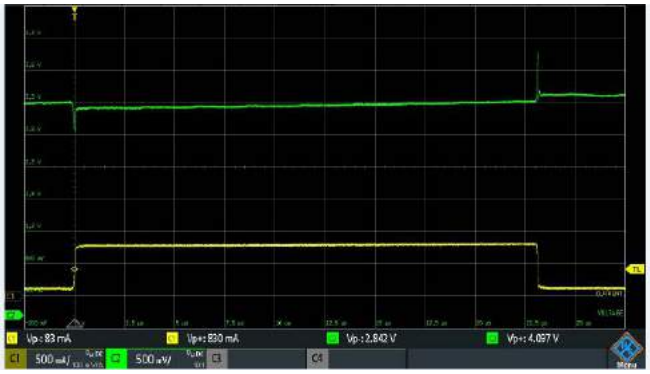
Rysunek 4. Schemat płytki PCB

- zworka J6 zmieniana we wszystkich pozycjach, dzięki czemu przetestowano różne nachylenia zbocza prądowego,
- zworka J7 ustawiona w pozycji drugiej (4,7 Ω),
- rezystor R26 o wartości 33 Ω.

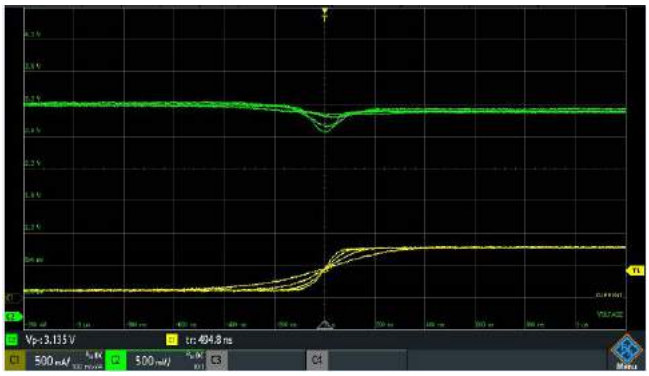
Wciśnięcie przycisku SW2 powodowało skok prądu z poziomu 100 mA do poziomu 800 mA. Na wszystkich oscylogramach kolor żółty przedstawia przebieg prądu pobieranego z testowanej przetwornicy LM2596, natomiast kolor zielony przebieg napięcia na jej wyjściu. **Rysunek 5** pokazuje oscylogram całego impulsu o długości 20 µs. Widać, że w momencie wzrostu obciążenia napięcie na wyjściu LM2596 spada do wartości ok. 2,8 V. Natomiast po ustąpieniu wzmożonego poboru prądu, szpilka napięciowa sięga aż 4,1 V. Na **rysunku 6** pokazano moment wzrostu obciążenia dla różnych stromości impulsu prądowego (czym większa, tym gorsze są parametry odpowiedzi modułu LM2596). **Rysunek 7** pokazuje analogiczną sytuację, tym razem dla momentu skokowego zmniejszenia obciążenia.



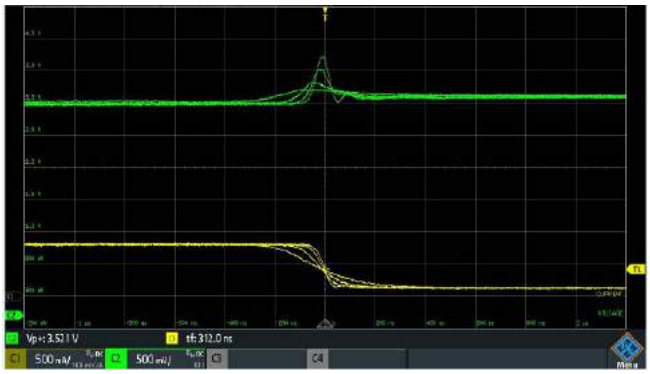
Fotografia 1. Gotowy module przetwornicy z układem LM2596



Rysunek 5. Oscylogram całego impulsu o długości 20 µs



Rysunek 6. Oscylogram pokazujący moment wzrostu obciążenia dla różnych stromości impulsu prądowego



Rysunek 7. Oscylogram pokazujący moment odłączenia obciążenia dla różnych stromości impulsu prądowego

Podsumowanie

Rezultaty wykonanych testów potwierdziły, że zaprojektowany generator obciążeń skokowych doskonale spełnia swoje zadanie. Urządzenie tego typu będzie przydatne nie tylko przy projektowaniu układów zasilających. Wiele usterek urządzeń jest spowodowanych niewłaściwą pracą bloków zasilających. Prezentowany przyrząd pozwoli zweryfikować ich działanie.

Krzysztof Pawula
krzysiek790@wp.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

Termometr i termostat z układem LM75

Układ LM75 jest czujnikiem temperatury z wbudowaną funkcją termostatu. Ustawienie wszystkich parametrów i odczyt temperatury odbywa się poprzez dostęp do kilku wewnętrznych rejestrów. Do komunikacji z czujnikiem służy magistrala I2C. Wydzielone wyjście przeznaczone jest do załączania zewnętrznych urządzeń takich jak silniki czy przekaźniki. Układ doskonale nadaje się do lokalnej kontroli temperatury i samodzielnego sterowania układami chłodzenia.

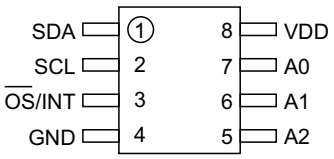
Czujnik jest produkowany przez kilku różnych producentów pod taką samą nazwą, chociaż firma ST dodaje swój prefiks i oznaczenie ma postać STLM75. Bez względu na wytwórcę, funkcje i główne parametry są bardzo podobne:

- zakres mierzonych temperatur: –55…+125°C,
- rozdzielczość: 0,5°C,
- dokładność pomiarów: nie gorsza niż ±2°C w zakresie –25…+100°C i ±3°C w zakresie –50…+125°C,
- komunikacja: magistrala I²C z zegarem taktowanym 400 kHz,
- czas pomiaru: od 100 do 300 ms, typowo 150 ms,
- napięcie zasilania: 3…5,5 V, STLM75 od 2,7 V,
- typowy pobór prądu: 250 µA, STLM75 125 µA.

Czujniki zazwyczaj występują w różnych wariantach obudowy SO-8, rozłożenie poszczególnych wyprowadzeń jest opisane na **rysunku 1**.

Wyprowadzenia czujnika pełnią następujące funkcje:

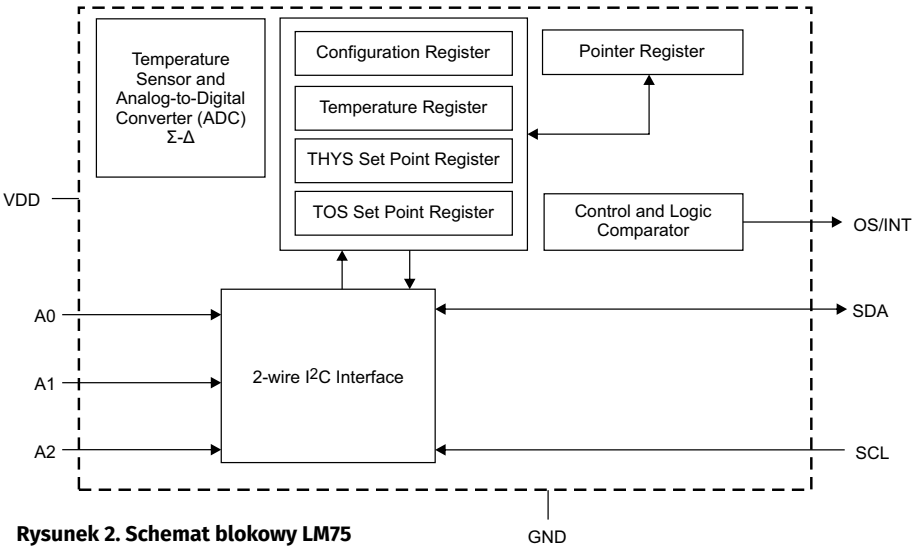
- VDD, GND – zasilanie,
- SDA, SCL – linie zegarowa i danych magistrali I²C,
- A0, A1, A2 – linie określające adres czujnika w obrębie magistrali. Możliwe jest dołączenie do 8 czujników LM75 do jednej magistrali, jeżeli każdy będzie miał ustawiony inny adres.
- OS/INT – linia pełniąca rolę wyjścia sterującego termostatu lub wyjścia na którym generowane są impulsy przerwań. Wyjście typu otwarty dren, wymaga podciągania do napięcia zasilania zewnętrznym opornikiem.



Rysunek 1. Wyprowadzenia obudowy LM75

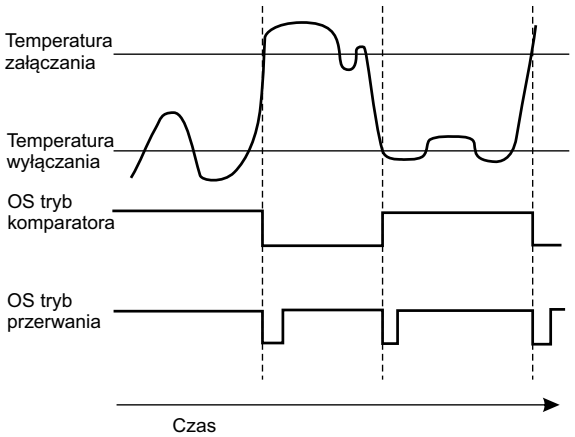
Budowa wewnętrzna i funkcje wyprowadzeń

Na **rysunku 2** pokazano wewnętrzną strukturę czujnika. Napięcie z wyjścia sensora temperatury poddawane jest zamianie na wartość cyfrową w przetworniku ADC. Wynik konwersji zapisywany jest w rejestrze Temperature Register. Wartość może być odczytywana poprzez magistralę I²C, a jednocześnie jest porównywana z ustawieniami rejestrów TOS i THYS, które odpowiadają za funkcje termostatu i sterowanie wyprowadzeniem OS. Wartości tych rejestrów można odczytywać i modyfikować również za pośrednictwem magistrali I²C. Na **rysunku 3** pokazano jak będzie się zmieniał stan wyjścia OS, pracującego w trybie komparatora (wyjścia termostatu) lub wyjścia przerwania, w zależności od ustawień rejestrów i aktualnej temperatury.



Rysunek 2. Schemat blokowy LM75

eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 3. Działanie wyjścia OS w funkcji temperatury

Komunikacja

Adresem bazowym układu jest 0x48 (w notacji 7 bitowej nie uwzględniając bitu sterującego zapisem/odczytem). Jest to sytuacja gdy wyprowadzenia A2...A0 są zwarte do masy. Stan tych wyprowadzeń wpływa na 3 najmłodsze bity adresu układu w ramach magistrali I²C. Stosując różne kombinacje ustawień można do tej samej magistrali podłączyć nawet 8 czujników.

Czujnik LM75 pozwala na dostęp do 4 wewnętrznych rejestrów. Przed odczytem lub zapisem wybranego rejestru, trzeba podać jego adres ustawiając dodatkowy rejestr wskaźnikowy. Za wybór adresu odpowiadają dwa najmłodsze bity rejestru wskaźnikowego P1, P0. Możliwe są następujące ustawienia bitów:

- 00 – wybór Rejestru Temperatury,
- 01 – wybór Rejestru Konfiguracyjnego,
- 10 – wybór Rejestru Histerezy,
- 11 – wybór Rejestru Załączania wyprowadzenia OS.

Pozostałe bity P7...P2 powinny być wyzerowane. Po zapisie do rejestru wskaźnikowego możliwy jest odczyt lub zapis do wybranego rejestru.

Rejestr Konfiguracyjny ma rozmiar jednego bajta, jego wartość można odczytywać i zapisywać, znaczenie poszczególnych bitów jest następujące:

- D4...D3 – określają długości serii kolejnych pomiarów temperatury wykorzystywanych do porównań w trybie termostatu:
  - 00 – 1 pomiar,
  - 01 – 2 pomiary,
  - 10 – 4 pomiary,
  - 11 – 6 pomiarów.
- D2 – bit określający poziom aktywny wyjścia OS w trybie termostatu:
  - 0 – po przekroczeniu wartości załączania aktywny jest poziom niski,
  - 1 – poziomem aktywnym jest poziom wysoki.
- D1 – bit przełączający tryb pracy wyjścia OS:
  - 0 – tryb komparatora (termostatu),
  - 1 – tryb generacji impulsu przerwania, działanie pokazano na rysunku 3.
- D0 – włączanie trybu uśpienia:
  - 0 – normalna praca,
  - 1 – tryb uśpienia.

Rejestr Załączania określa próg załączenia wyjścia OS, a jego działanie pokazano na rysunku 3. Jest rejestrem 2 bajtowym, temperatura przełączania, podobnie jak w przypadku Rejestru Temperatury, zapisywana w kodzie uzupełnienia do 2 z użyciem bitów D15...D7.

Rejestr Histerezy określa próg wyłączenia wyjścia OS gdy mierzona temperatura opadnie poniżej ustawionej wartości. Jest rejestrem 2 bajtowym a zapis temperatury wyłączenia zapisuje się przy użyciu bitów D15... D7 w kodzie uzupełnienia do 2.

Listing 1. Funkcja konwertująca temperaturę na wartość typu float z odczytanych 2 bajtów rejestru

```
char Konwersja_odczyt_temp(char *p_buf, float *p_temp) {
uint16_t liczba;
float temp;

    liczba =*p_buf <<1;
    if ((*(p_buf+1) & 0x80) !=0) liczba =liczba+1;
    if ((liczba & 0x100) !=0) {
        //temperatura ujemna
        liczba =(~liczba &0xff)+1;
        temp =liczba;
        temp =0 -temp;
    }
    else temp =liczba;
    temp =temp /2;
    //sprawdzanie czy odczytana temperatura
    //mieści się w dopuszczalnym zakresie
    if (temp<TEMP_MIN || temp>TEMP_MAX) return false;

    *p_temp =temp;
    return true;
}
```

Listing 2. Funkcja zamieniająca wartość typu float na 2 bajty temperatury w formacie dopełnienia do 2

```
char Konwersja_zapis_temp(char *p_buf, float *p_temp) {
float temp;
char temperatura_ujemna;
uint16_t temp_16;
char ulamek_05;

    temp =*p_temp;
    //sprawdzanie czy temperatura do konwersji
    //mieści się w dopuszczalnym zakresie
    if (temp<TEMP_MIN || temp>TEMP_MAX) return false;
    if (temp<0) {
        temperatura_ujemna =true;
        temp =0 - temp;//zmiana na wartość absolutną
    }
    else temperatura_ujemna =false;

    temp_16 =temp;      //temperatura w stopniach
    if ((temp-temp_16)>=0.5) ulamek_05 =true;
    else ulamek_05 =false;
    temp_16 =temp_16<<1;//temperatura w 0,5 stopnia
    if (ulamek_05 ==true) temp_16++;
    if (temperatura_ujemna ==true) {
        temp_16 =~temp_16 +1;
    }
    temp_16 =temp_16 & 0x1ff;

    //formowanie 2 bajtów w dopełnieniu do 2
    temp_16 =(temp_16<<7);
    *p_buf =(temp_16>>8);//H bajt
    *(p_buf+1) =0xff & temp_16;
    return true;
}
```

Konwersja temperatury na wartość dziesiętną

Odczyt i zapis rejestrów za pomocą magistrali I²C przebiega w standardowy sposób. Na **Listingu 1** pokazana jest funkcja konwersji temperatury na wartość typu float z odczytanych 2 bajtów rejestru. Parametrami funkcji są 2 wskaźniki: *char *p_buf* wskazujący na bufor ze starszym i młodszym bajtem temperatury i *float *p_temp* wskazujący na bufor przeznaczony na wartość otrzymaną po konwersji. Stałe TEMP_MIN i TEMP_MAX służą do sprawdzania czy otrzymany po konwersji wynik mieści się w dopuszczalnym zakresie. Jeżeli wszystko się zgadza funkcja zwraca wartość *true*.

Listing 2 pokazuje sytuację odwrotną, gdy wartość umieszczona w buforze wskazywanym przez *float *p_temp* ma zostać zamieniona na 2 bajty temperatury w formacie dopełnienia do 2. Także tutaj, najpierw sprawdzane jest czy temperatura do konwersji mieści się w dopuszczalnym zakresie. Jeżeli wszystko się zgadza następuje zamiana

eprasa.pl 02a1ee88a2

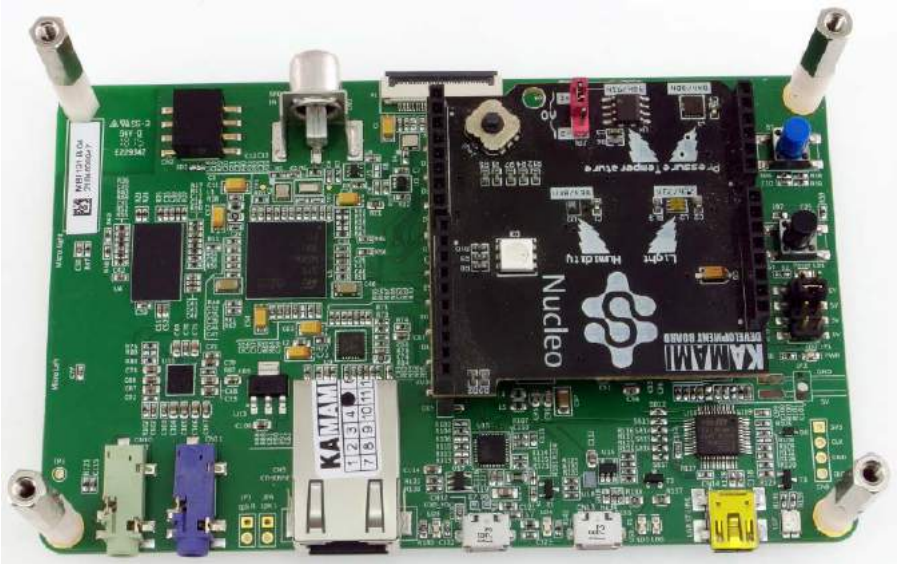
temperatury na 2 bajty umieszczane w buforze wskazywanym przez *char *p_buf*.

Aplikacja testowa

Dla badania czujnika LM75, została zbudowana aplikacja testowa działająca jak termometr z funkcją termostatu. Działa na płycie rozwojowej STM32F746G-DISCO z płytką KA-NUCLEO-Weather, na której jest zamontowany czujnik STLM75. Płytka KA-NUCLEO-Weather ma złącza w standardzie Arduino i wygodnie montuje się ją w przystosowanych do tego złączach z tyłu płyty rozwojowej, tak jak to widać na **fotografii 1**. Płytka korzysta z napięcia zasilania 3,3 V pobieranego z płyty STM32F746G-DISCO. Magistrala ***I²C*** podłączona jest do gniazda CN7-9,10 czyli wyprowadzeń SDA/D14/PB9 i SCL/D15/PB8. Wyprowadzenie OS czujnika dostępne jest na gnieździe CN4-8. Na płytce KA-NUCLEO-Weather zamontowano oporniki podciągające dla magistrali ***I²C*** i wyprowadzenia OS czujnika.

Na **fotografii 2** widnieje ekran ustawiania temperatury załączania wyjścia OS, w podobny sposób ustawiana jest temperatura rozłączania czyli histereza. Dla lepszego zobrazowania działania do wyjścia OS (CN4-8) można podłączyć poprzez opornik ograniczający ok. 1 kΩ katodę diody LED. Anodę podłączamy do najbliższego wyprowadzenia napięcia 3,3 V np. CN7-8 AVDD. Aplikacja działa w ten sposób, że dopóki mierzona temperatura nie osiągnie poziomu ustawionego w Rejestrze Załączania, dioda LED będzie się świecić. Dioda zapali się ponownie gdy temperatura opadnie poniżej wartości zapisanej w Rejestrze Histerezy. Ciekawe czy czytelnicy domyślą się jak zachowa się dioda gdy temperatura Histerezy będzie miała ustawioną wyższą temperaturę niż poziom Załączania?

Ryszard Szymaniak, EP



Fotografia 1. Podłączenie płytki KA-NUCLEO-Weather

Fotografia 2. Ekran ustawiania temperatury załączania

REKLAMA

100% ELEKTRONIKI NA AVT.PL/PRENUMERATA

Prenumerujesz Elektronikę Praktyczną + Elektronikę dla Wszystkich?
Skorzystaj z promocji 1+1=3 i zamów bezpłatną prenumeratę Elektronika

eprasa.pl 02a1ee88a2

TYLKO DLA PRENUMERATORÓW

niezbędnik elektronika

1. Autodesk Eagle 9.5.2

EAGLE to dobrze znany i ceniony program do projektowania i optymalizacji płytek PCB, także wielowarstwowych. Składa się z trzech modułów. Edytor schematów pozwala wstępnie narysować logikę układu i sprawdzić jego spójność. Edytor płytek służy do przenoszenia elementów i połączeń na płytkę i umożliwia sprawdzenie tras sygnałów oraz dobranie długości ścieżek. Autorouter zaś pozwala automatycznie poprowadzić optymalne ścieżki na płytce, o ile to możliwe w danym przypadku.

2. Libre PCB 0.1.3

Bezpłatne wieloplatformowe oprogramowanie EDA do opracowywania płytek drukowanych. Posiada intuicyjny, nowoczesny i łatwy w obsłudze graficzny interfejs użytkownika, wszystkie niezbędne narzędzia (zarządzanie projektami, edytory bibliotek/schematów/tablic), bardzo wydajny edytor bibliotek z nowatorskimi koncepcjami, używa czytelnych dla człowieka formatów plików, jest dostępny na licencji Open Source (GNU GPLv3).

3. Microchip Atmel Studio 7.0 build 2397

Atmel Studio to zintegrowane środowisko programistyczne (IDE) do pisania i debugowania aplikacji dla układów AVR i ARM w systemach Windows. Atmel Studio zapewnia narzędzia do zarządzania projektami, edytor plików źródłowych, symulator, asembler oraz narzędzie do programowania i debugowania.

4. NotePad++ 7.8.2

Notepad++ to darmowy edytor kodu źródłowego i zamiennik Notatnika, który obsługuje kilka języków programowania. Jego działanie w środowisku MS Windows podlega licencji GPL. Jest oparty na potężnym komponencie edycyjnym Scintilla, napisany w C++ i używa czystego Win32 API i STL, co zapewnia wyższą szybkość wykonywania i mniejszy rozmiar programu.

5. Siemens LOGO! Soft Comfort 8.2 SP1

Oprogramowanie LOGO! Soft Comfort jest intuicyjne i łatwe w obsłudze. Wspiera pracę w trybie sieciowym, symulacja projektu, tworzenie programu i dokumentacja są łatwo dostępne dzięki funkcjonalności drag&drop.

6. SiLabs Simplicity Studio 4

Simplicity Studio upraszcza proces tworzenia IoT, umożliwiając dostęp do wszystkiego, czego potrzebują programiści, aby zrealizować swoje projekty za pomocą zintegrowanego środowiska programistycznego (IDE) opartego na Eclipse 4.5. Simplicity Studio zawiera potężny zestaw narzędzi do profilowania energii, konfiguracji i analizy sieci bezprzewodowej, a także demonstracje, przykłady oprogramowania, pełną dokumentację, wsparcie techniczne i fora społeczności.

7. Ti Clock Tree Tool

Interaktywne oprogramowanie do konfiguracji drzewa zegarowego. Dostarcza informacji o zegarach i modułach w układach TI. Będąc interaktywnym narzędziem wizualnym, CTT daje użytkownikowi globalny widok architektury drzewa zegara urządzenia i może być użyty do określenia dokładnych ustawień rejestru w celu uzyskania określonej konfiguracji.

8. Ti Code Cmposer Studio 9.2.0.13

Zzintegrowane środowisko programistyczne (IDE), które obsługuje portfolio mikrokontrolerów i procesorów Embedded firmy TI. Code Composer Studio zawiera zestaw narzędzi służących do programowania i debugowania aplikacji. Zawiera optymalizujący kompilator C/C++, edytor kodu źródłowego, środowisko kompilacji projektu, debugger, profiler i wiele innych funkcji.

9. Ti Pin Mux Tool 4.0.1537

Narzędzie programowe, które zapewnia graficzny interfejs użytkownika do konfigurowania ustawień multipleksowania pinów, rozwiązywania konfliktów i określania charakterystyk komórek we/wy dla jednostek MPU TI. Wyniki są wyprowadzane jako pliki nagłówkowe, które można zaimportować do zestawów programistycznych (SDK) lub użyć do skonfigurowania niestandardowego oprogramowania.

10. Zofz PCB 3D Gerber Viewer

ZofzPCB jest darmową przeglądarką plików Gerber, która pokaże więcej niż tylko to, jak będzie wyglądać płytka po wykonaniu w fabryce. Pozwala na realistyczną, trójwymiarową wizualizację plików CAD/CAM, pokazującą gotową płytkę, ujawniającą trudne do zobaczenia w widoku 2D błędy.

EP 1/2020
1. Arduino 1.8.10
Środowisko programistyczne, które umożliwia wykorzystanie języków C oraz C++ do pisania kodów współpracujących z mnóstwem gotowych płytek i modułów. Oferuje bazę gotowych bibliotek jak EEPROM, Firmata, GSM, Servo, TFT, WiFI, itp.

2. Microchip-MPLAB-X-IDE
Zintegrowane środowisko programistyczne MPLAB X IDE to rozszerzalny, wysoce konfigurowalny program, który zawiera potężne narzędzia pomagające odkrywać, konfigurować, rozwijać i debugować projekty na układach firmy Microchip.

3. Segger-Embedded-Studio-for-ARM
Embedded Studio to potężne IDE (zintegrowane środowisko programistyczne) bazujące na języku C/C++ dla systemów wbudowanych.

4. Segger-Embedded-Studio-for-RISC-V
Embedded Studio for RISC-V to środowisko programistyczne dla układów opartych na otwartej architekturze RISC-V.

5. STM32Cube-MX-Packs
STM32Cube to podstawowy zestaw komponentów oprogramowania, takich jak HAL, interfejsy API LL, oprogramowanie pośrednie i przykłady aplikacji. Pakiety rozszerzeń zawierają wbudowane komponenty oprogramowania, które uzupełniają funkcje STM32Cube.

6. ST-MCU-Finder
Aplikacja umożliwia eksplorację pełnego portfolio mikrokontrolerów STM32 Arm Cortex-M i STM8 oraz płyt rozwojowych z dowolnego urządzenia mobilnego lub bezpośrednio ze środowiska komputerowego programisty.

EP 12/2019
1. LTspiceXVII
LTspice XVII jest to prosty w obsłudze program, przeznaczony do projektowania i przeprowadzania symulacji analogowych i mieszanych układów elektronicznych.

2. Espressif ESP32 IDF
Platforma programistyczna Espressif IDF jest przeznaczona do tworzenia aplikacji internetu rzeczy (IoT) z Wi-Fi, Bluetooth, zarządzaniem energią i kilkoma innymi funkcjami systemu dla modułów serii ESP32.

3. FTDI FT9xx Toolchain
Bezpłatne narzędzie do programowania i debugowania kodu dla układów serii FT9xx, oparte na wtyczkach do darmowego popularnego IDE używającego kompilatora GCC.

4. Microchip MPLAB Mindi
Program przeznaczony do komputerowej symulacji i analizy analogowych układów elektronicznych.

5. Microchip MPLAB X IDE
Zintegrowane środowisko programistyczne MPLAB X IDE które zawiera potężne narzędzia pomagające odkrywać, konfigurować, rozwijać i debugować projekty na układach firmy Microchip.

6. STM32CubeIDE 1.1.0
Zaawansowana platforma programistyczna C/C++ z konfiguracją urządzeń peryferyjnych, generowaniem kodu, kompilacją kodu i funkcjami debugowania dla mikrokontrolerów i mikroprocesorów STM32.

7. STM32CubeMX 5.4.0
Najnowsza wersja narzędzia ułatwiającego konfigurację mikrokontrolerów STM32 za pomocą interfejsu graficznego.

EP 11/2019
1. Intel Quartus Prime 19.3
Rewolucyjne oprogramowanie Intel Quartus Prime Design zawiera wszystko, czego potrzebujesz do projektowania układów Intel FPGA i SoC.

2. NXP-i.MX Pins Tool
Narzędzie Pins konfiguruje sygnały pinów multipleksowanych, a także tworzy pliki wycinków drzewa urządzeń.

3. ST STM32CubeIDE
Zaawansowana platforma programistyczna C/C ++ z konfiguracją urządzeń peryferyjnych, generowaniem kodu, kompilacją kodu i funkcjami debugowania dla mikrokontrolerów i mikroprocesorów STM32.

4. TI MSP430 tools
Pakiet zawiera kompletne narzędzia do debugowania i kompilatora C/C ++ typu open source do aplikacji opartych na mikrokontrolerach MSP430.

EP 10/2019
1. Lattice Radiant Software 1.1
Oferuje wszystkie najlepsze w swojej klasie narzędzia i funkcje, które pomagają użytkownikom efektywnie i wydajnie tworzyć aplikacje oparte na układach FPGA firmy Lattice

2. CodeWarrior Development Studio for Microcontrollers v11.1
Zintegrowane środowisko programistyczne (IDE) od NXP Semiconductors

3. LPCXpresso v8.2.2
Zintegrowane środowisko programistyczne (IDE) od NXP bazujące na Eclipse

4. S32 Design Studio for Power Architecture v2.1
Bezpłatne zintegrowane środowisko programistyczne (IDE) dla motoryzacyjnych i bardzo niezawodnych mikrokontrolerów opartych na architekturze Power Architecture (rdzeń e200) i ARM

5. ST-TrueStudio-9.3.0
Elastyczne i rozszerzalne środowisko, z wbudowanymi funkcjami edycji, kompilacji i debugowania kodu dla programistów mikrokontrolerów STM32

EP 9/2019
1. ADI-LTSpice-XVII-9-2019
Program do projektowania i testowania analogowych i mieszanych układów elektronicznych.

2. AutotraxDEX-2019.8.09
Pakiet narzędzi do projektowania płytek drukowanych.

3. Intel-Quartus-Prime-19.2
Bezpłatny pakiet oprogramowania przeznaczonego do projektowania FPGA firmy Intel.

4. STM32CubeMX-5.3.0
Narzędzie ułatwiające konfigurację mikrokontrolerów STM32 za pomocą interfejsu graficznego.

EP 8/2019
1. Infineon-DAvE-4.4.2
Pakiet programistyczny DAvE firmy Infineon, w wersjach dla Win64 Generuje kod dla najnowszych mikrokontrolerów XMC1xxx i XMC4xxx.

2. Lattice Semiconductor-Diamond-FPGA
Kompletne środowisko projektowania oparte na GUI, dla układów FPGA firmy Lattice.

3. Microchip MPLAB Harmony
Najnowsza wersja środowiska programistycznego firmy Microchip wspierająca programowanie mikrokontrolerów z rdzeniem PIC32 tej firmy

4. NXP-i.MX-Pin-Tool
Konfigurator graficzny przeznaczony dla procesorów iMX.

EP 7/2019
1. ADI-LTSPICE
LTspice to program do projektowania i testowania analogowych i mieszanych układów elektronicznych.

2. ADI-SigmaStudio
Graficzne narzędzie programistyczne dla procesorów SigmaDSP. Pozwala inżynierom bez doświadczenia w pisaniu kodu DSP na łatwe wdrożenie DSP do swoich projektów.

3. CodeWarrior for QorIQ LS Series ARMv8 ISA
Środowisko programistyczne (IDE) opracowane przez Freescale dla procesorów serii QorIQ LS. Układy te oferują wyjątkową wydajność obliczeniową i energetyczną, dedykowane są do aplikacji sieciowych.

4. Infineon-ModusToolbox
Nowy pakiet narzędzi programistycznych opracowanych przez Cypress, który ma usprawnić projektowanie produktów dla Internetu Rzeczy.

5. Infineon-PSoC-Software
Pakiet narzędzi programistycznych opracowanych przez Cypress, który ma pomóc w pełnym wykorzystaniu możliwości układów PsoC. Zawiera PSoC Creator , PSoC Designer i PSoC Programmer.

6. SiliconLabs-SimplicityStudio4
Simplicity Studio to zintegrowane środowisko programistyczne (IDE) oparte na Eclipse.

Zawiera zestaw narzędzi do profilowania energii, konfiguracji i analizy sieci bezprzewodowej.

7. TI-Code Composer Studio Version 9
Code Composer Studio to zintegrowane środowisko programistyczne (IDE), które obsługuje portfolio mikrokontrolerów TI i procesorów wbudowanych.

EP 6/2019
1. Labcenter-Proteus
Pakiet oprogramowania EDA, zawiera aplikacje wspomagające tworzenie schematów, projektowanie płytek i narzędzia do symulacji.

2. NXP-MCUXpresso-Config-Tools
Oprogramowanie służące do konfigurowania mikrokontrolerów zamontowanych na płytkach MCUXpresso.

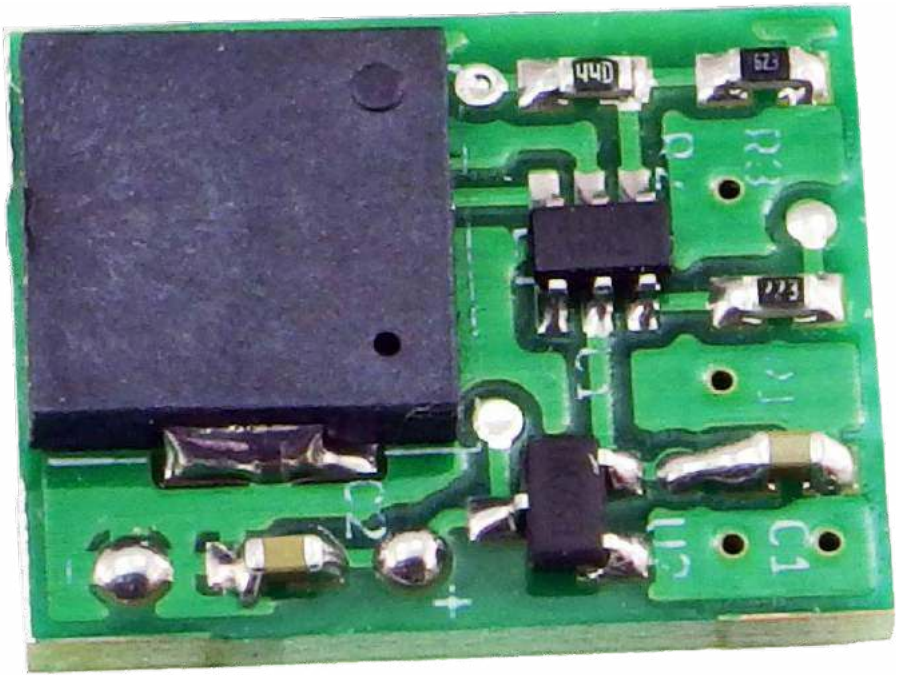
3. NXP-MCUxpresso-IDE
Środowisko IDE MCUXpresso oparte na Eclipse dla mikrokontrolerów NXP w tym mikrokontrolerów LPC.

4. ST-STM32CubeIDE
Konfigurator graficzny wspomagający programowanie mikrokontrolerów STM32.

eprasa.pl 02a1ee88a2

guitarVmeter – miniaturowy monitor baterii do gitary

Pomysł na ten niewielki projekt narodził się z potrzeby chwili. Zostałem poproszony przez mojego dobrego kolegę, zapalonego gitarzystę, o skonstruowanie miniaturowego urządzenia, którego zadaniem będzie monitorowanie stanu baterii zasilającej (9 V, 6F22) przetwornik aktywny umieszczony w gitarze elektrycznej, gdyż nie wszystkie konstrukcje tego typu posiadają taką funkcję.



Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.media.avt.pl

W ofercie AVT* AVT-5744

Podstawowe parametry:
- sygnalizacja stanu baterii 9 V z podziałem na 6 poziomów,
- pobór prądu w stanie uśpienia ok. 10 µA,
- miniaturowa konstrukcja.

Wykaz elementów:
Rezystory: (obudowy SMD0603)
R1: 22 kΩ
R2: 280 kΩ 1%
R3: 162 kΩ 1%

Kondensatory: (obudowy 0603)
C1, C2: ceramiczny 1 µF

Półprzewodniki:
U1: ATtiny10 (SOT23-6)
U2: TS9011SCX (SOT23)

Inne:
BUZZ: piezo typu LPT9018BS-HL-03-4.0-12-R

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

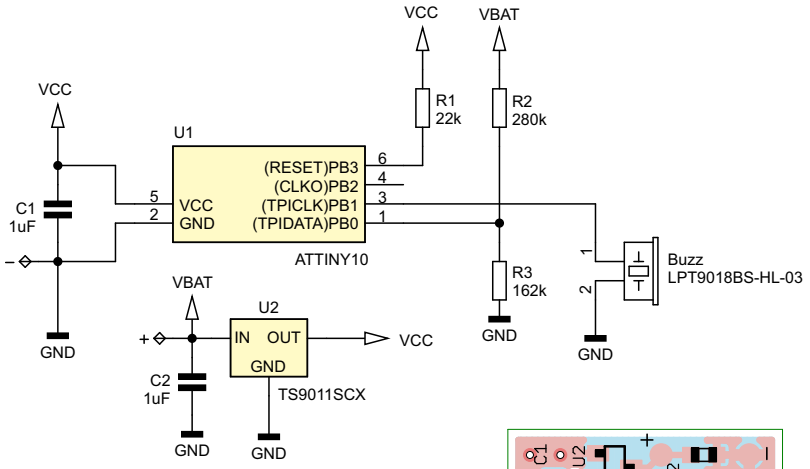
AVT-5678	Stereofoniczny wskaźnik wysterowania (EP 6/2019)
AVT-5585	Sterownik wskaźnika wychyłowego do wzmacniacza (EP 1/2018)
AVT-1716	Wskaźnik wysterowania z pamięcią (EP 12/2012)
AVT-1517	Wskaźnik nie tylko wysterowania (EP 9/2012)
AVT-5219	Wizualizator do Winampa na USB (EP 1/2010)
AVT-5210	Analizator widma sygnału audio (EP 11/2009)
AVT-2864	Analogowo-cyfrowy analizator widma (EdW 5/2008)
AVT-580	Procesor audio z equalizerem i analizatorem widma (EP 6-7/2004)
AVT-2375	Wskaźnik wysterowania 2×5 LED (EdW 9/1999)
AVT-2353	Pseudoanalogowy VU-metr (EdW 4/1999)
AVT-1190	Wskaźnik wysterowania (EP 8/1998)

*** 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

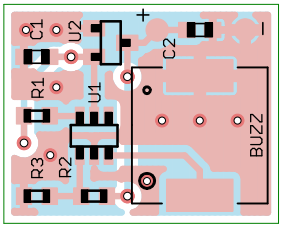
Kity w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [A+] – płytka drukowana [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentacja
- wersja [UK] – zaprogramowany układ

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 *http://sklep.avt.pl*, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

Na kanwie tych założeń powstał niezmiernie prosty projekt monitora baterii zasilającej aktywny przetwornik akustyczny gitary elektrycznej pod nazwą guitarVmeter. Urządzenie generuje serię krótkich dźwięków informujących o stanie baterii zasilającej (jej napięciu) wyłącznie podczas włączania przetwornika po czym przechodzi w stan uśpienia, by oszczędzać energię baterii.



Rysunek 1. Schemat ideowy urządzenia



Rysunek 2. Schemat montażowy urządzenia (skala 2:1)

Budowa i działanie

Schemat ideowy urządzenia pokazano na **rysunku 1**. Jest to bardzo prosty, by nie powiedzieć banalny, system, którego „sercem" jest miniaturowy mikrokontroler ATtiny10 firmy Microchip (dawniej Atmel). Taktowany jest wewnętrznym, wysokostabilnym generatorem RC o częstotliwości 1 MHz. Pomiar napięcia baterii zasilającej (poprzez dzielnik napięcia R2/R3) wykonywany jest przy pomocy wbudowanego przetwornika analogowo-cyfrowego.

Obsługa sygnalizatora akustycznego w postaci miniaturowego przetwornika piezoelektrycznego o częstotliwości rezonansowej ok. 4 kHz zrealizowana jest przy udziale układu czasowo-licznikowego Timer0 wbudowanego w strukturę mikrokontrolera. Timer pracując w trybie CTC generuje przebieg prostokątny na wyprowadzeniu PB1 (OC0B), do którego podłączono wspomniany wcześniej przetwornik piezoelektryczny.

Działanie całego urządzenia przedstawia się następująco. Tuż po włączeniu zasilania emitowany jest krótki dźwięk

eprasa.pl 02a1ee88a2

Listing 1. Funkcja odpowiedzialna za pomiar napięcia zasilającego urządzenie

```
//Napięcie zasilające procesor będące jednocześnie
//referencją dla ADC [0.1V]
#define VCC 33UL
 //Górny rezystor dzielnika napięcia baterii [kohm]
#define R1 280UL
//Dolny rezystor dzielnika napięcia baterii [kohm]
#define R2 162UL

//Wartość ADC dla napięcia
#define VADC_85 ((256*85*R2)/((R1+R2)*VCC))  //8.5V
#define VADC_80 ((256*80*R2)/((R1+R2)*VCC))  //8.0V
#define VADC_75 ((256*75*R2)/((R1+R2)*VCC))  //7.5V
#define VADC_70 ((256*70*R2)/((R1+R2)*VCC))  //7.0V
#define VADC_65 ((256*65*R2)/((R1+R2)*VCC))  //6.5V
#define VADC_60 ((256*60*R2)/((R1+R2)*VCC))  //6.0V

//Wartości ADC dla napięć od 8.5V do 6.0V
const uint8_t Voltages[] PROGMEM = {
    VADC_85, VADC_80, VADC_75, VADC_70, VADC_65, VADC_60};

//Zwraca liczbę, która mówi o ile połówek Volta
//zmierzone napięcie jest mniejsze od 9V
uint8_t getVoltage(void) {
    uint16_t Data = 0;
    uint8_t Idx;

    //8-krotny pomiar napięcia
    for(Idx=0; Idx<8; ++Idx) {
        //Uruchomienie konwersji
        ADCSRA = (1<<ADEN)|(1<<ADSC)|(1<<ADPS1)|(1<<ADPS0);
        //Czekamy na zakończenie konwersji
        while(ADCSRA & (1<<ADSC));
        Data += ADCL;
    }
    Data /= 8;

    //Szukamy w tabeli poziomów napięć wartości progowej
    for(Idx=0; Idx<6; ++Idx)
        if(Data > pgm_read_byte(&Voltages[Idx])) break;

    return Idx;
}
```

Listing 2. Funkcja odpowiedzialna za generowanie dźwięku

```
void Beep(uint8_t Number) {
    OCR0A = 124;  //4kHz
    while(Number--) {
        //Emitujemy krótkie dźwięki
        //Zmiana stanu wyjścia OC0B
        //podczas porównania
        TCCR0A = (1<<COM0B0);
        //Tryb CTC, Preskaler = 1 (1MHz)
        TCCR0B = (1<<WGM02)|(1<<CS00);
        _delay_ms(200);
        //Normalny tryb pracy wyjścia OC0B
        TCCR0A = 0;
        //Zatrzymanie zegara Timera0
        TCCR0B = 0;
        _delay_ms(200);
    }
}
```

informujący o sprawności urządzenia. Następnie, po około pół sekundy, mierzone jest napięcie baterii zasilającej po czym generowanych jest kilka sygnałów akustycznych, które informują użytkownika o stanie baterii zasilającej, przy czym liczba emitowanych sygnałów dźwiękowych zależy od faktu o ile połówek Volta zmierzone napięcie zasilające jest mniejsze, niż znamionowe 9 V. Zgodnie z tym założeniem napięciu 8,5 V odpowiada jeden sygnał dźwiękowy, napięciu 8,0 V dwa sygnały dźwiękowe, napięciu 7,5 V trzy sygnały dźwiękowe i tak dalej aż do napięcia 6 V, któremu odpowiada 6 sygnałów dźwiękowych. Po wyemitowaniu sygnałów akustycznych urządzenie przechodzi w tryb uśpienia o bardzo niskim poborze mocy (pobór prądu rzędu 10 μA) i pozostaje w nim do czasu kolejnego wyłączenia i włączenia urządzenia.

Na **listingu 1** pokazano ciało funkcji odpowiedzialnej za pomiar napięcia zasilającego urządzenie (wraz z niezbędnymi definicjami), zaś na **listingu 2** prostą funkcję odpowiedzialną za generowanie dźwięku. Program obsługi aplikacji jest niezmiernie prosty i po skompilowaniu zajmuje niecałe 250 bajtów.

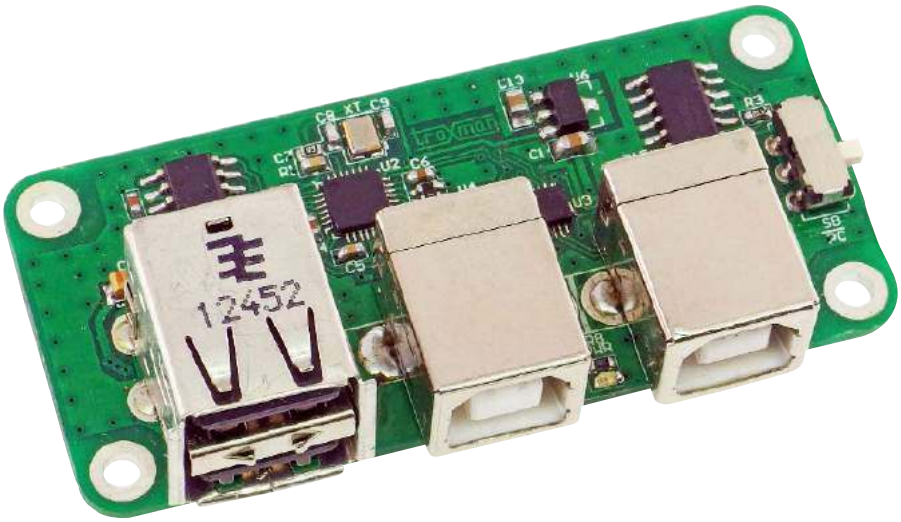
Montaż i uruchomienie

Schemat montażowy urządzenia guitarVmeter pokazano na **rysunku 2**. Zaprojektowano miniaturowy, dwustronny obwód drukowany z wyłącznym montażem elementów SMD, co było o tyle istotne, że układ przeznaczony jest do montażu w korpusie gitary elektrycznej. Montaż rozpoczynamy od wlutowania półprzewodników, następnie lutujemy elementy bierne a na samym końcu miniaturowy przetwornik piezoelektryczny. Poprawnie zmontowany układ nie wymaga żadnych regulacji i powinien działać tuż po włączeniu zasilania.

Robert Wołgajew, EP

Przełącznik USB z wbudowanym hubem

Układ przełącznika KM (klawiatury/myszki) USB pomocny, gdy pracujemy równocześnie z dwoma komputerami np. PC, Raspberry Pi i nie mamy zamiaru blokować miejsca na biurku kolejnym zestawem klawiatury z myszką lub nie lubimy tracić czasu na przepinanie kabli pomiędzy urządzeniami. Dzięki wbudowanemu hubowi USB, podłączone urządzenia potrzebują tylko jednego portu, co jest bardzo pomocne np. podczas pracy z Raspberry lub Orange Pi Zero.



Przełącznik oparty jest o tani kontroler dwuportowego huba USB typu USB2412 firmy Microchip, do którego poprzez gniazda USB-A podłączone są klawiatura i myszka (lub pendrive). Dzięki wysokiej skali integracji układ zawiera w sobie praktycznie wszystkie elementy niezbędne dla realizacji huba USB, ograniczając aplikację do kilku elementów biernych.

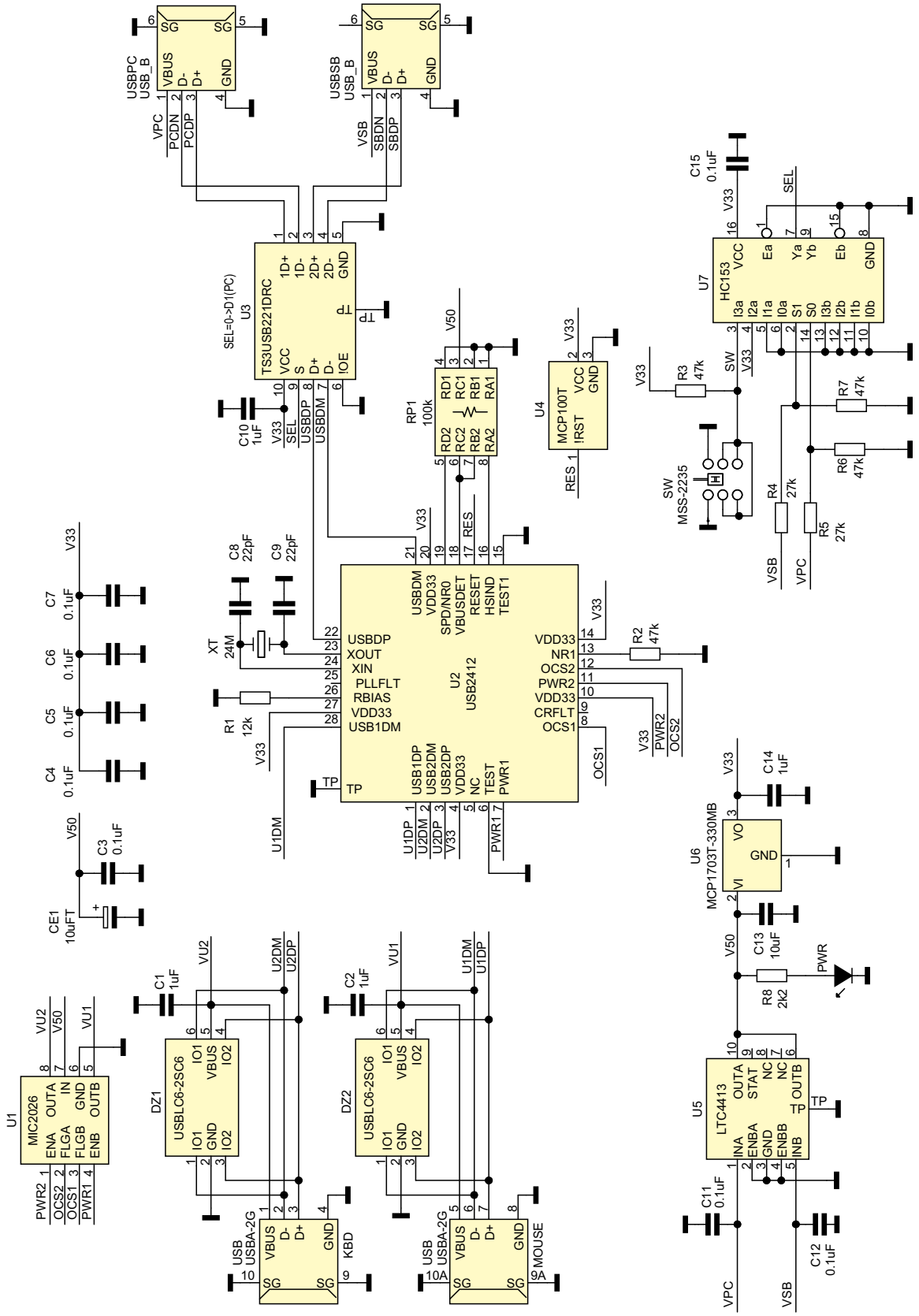
eprasa.pl 02a1ee88a2

Budowa i działanie

Schemat układu pokazany jest na **rysunku 1**. Współpracujące z hubem porty USB klawiatury (KBD) i myszki (MOUSE) zabezpieczone są dedykowanymi diodami przepięciowymi DZ1 i DZ2 typu USBLC6-2SC6. Układ U2 pracuje z trybie zasilania zewnętrznego, detekcja USB możliwa jest poprzez doprowadzenie zasilania USB (potencjał V50) poprzez dzielnik RP1 do wyprowadzenia VBUSDET (pin 18).

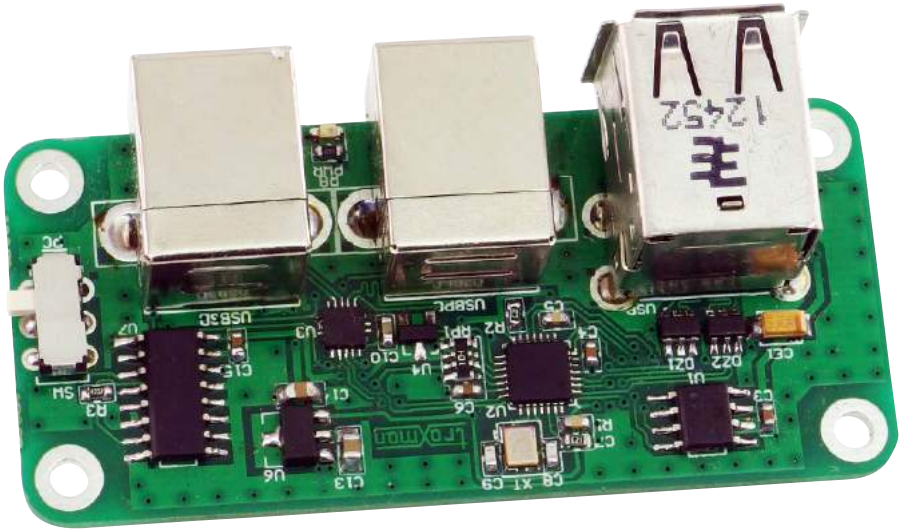
Rezystory podłączone do wyprowadzeń NR0, NR1 określają tryb wykrywania współpracujących urządzeń USB. W modelu są one traktowane jako odłączalne i będą zgłaszane do systemu każdorazowo, po detekcji podłączenia nowego urządzenia. Do poprawnej pracy U2 wymagany jest sygnał zegarowy 24 MHz. Układ U4 pełni funkcję resetu po włączeniu zasilania.

Aplikacja U2 uzupełniona jest o układ inteligentnego przełącznika zasilania U1 typu



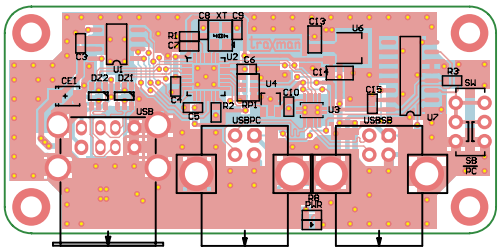
Rysunek 1. Schemat układu

eprasa.pl 02a1ee88a2

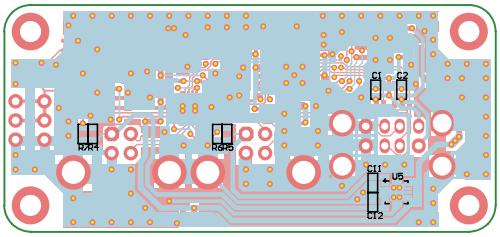


Fotografia 1. Zmontowane urządzenie

MIC2026-1YM. Układ w swojej strukturze zawiera dwa inteligentne klucze zasilania, z wbudowanym układem pomiaru prądu oraz z zabezpieczeniem termicznym i przeciążeniowym. Maksymalny pobierany przez urządzenie USB prąd określony jest na 500 mA, co w zupełności wystarcza do zasilania klawiatury i myszki. Układ sterowany jest sygnałami ENA, ENB (PWR1, PWR2), napięcie wyjściowe OUTA, OUTB (VU1, VU2) zasila gniazda USB. W przypadku przekroczenia prądu, wywołanego awarią urządzenia, zasilanie portu zostaje wyłączone, a wyprowadzenia FLGA, FLGB (OCS1, OSC2) sygnalizują awarię do kontrolera U2. MIC-2026-1YM w strukturze zawiera także zabezpieczenie podnapięciowe, które blokuje pracę układu poniżej zasilania typ. 2,45 V.



Rysunek 2. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów, strona TOP



Rysunek 3. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów, strona BOTTOM

Port Upstream układu USB2412 podłączony jest do układu U3 – multipleksera USB typu TS3USB221. U3 odpowiada za przełączanie magistral USB pomiędzy dwoma współpracującymi komputerami (gniazda USBPC/USBSBC). Układ sterowany jest sygnałem SEL z U7. Do automatycznego przełączania współpracujących komputerów, wykorzystane jest zasilanie VPC/VSB z gniazd USB. W przypadku aktywności tylko jednego z komputerów, multiplekser U3 jest przełączony automatycznie na właściwe gniazdo USB. Gdy aktywne są oba komputery, wybór aktywnego odbywa się przełącznikiem SW.

Zasilanie układu pochodzi z portów USB współpracujących komputerów. Za jego dystrybucję odpowiada układ U5 typu LTC4413. Układ zawiera dwa klucze z blokadą przepływu prądu wstecznego z zewnętrznym sterowaniem i zabezpieczeniami. W modelu U5 pracuje w funkcji idealnej diody łańcucha zasilania „ORing". W przypadku, gdy dostępne jest tylko jedno zasilanie INA lub INB, układ zwiera wewnętrzny klucz MOSFET, podając je na odpowiadające wyjście OUTA, OUTB. Gdy dostępne są oba zasilania wybierane jest źródło o wyższym napięciu. Dzięki zastosowaniu w LTC4413, kluczy o niskiej rezystancji włączenia, spadek napięcia i związane z tym straty mocy, są kilka razy niższe niż w przypadku diod Schotkiego. Zapewnia to stabilne zasilanie współpracujących urządzeń USB. Wyjściowe napięcie z U5 podawane jest do układu inteligentnego przełącznika zasilania U1 oraz stabilizatora U6 typu MCP1703T (3,3 V) zasilającego wszystkie układy przełącznika. Obecność zasilania sygnalizuje led PWR.

Montaż i uruchomienie

Układ przełącznika zmontowany jest na niewielkiej dwustronnej płytce drukowanej. Rozmieszczenie elementów pokazano na **rysunkach 2** i **3**. Zmontowany przełącznik przedstawia pokazuje **fotografia 1**.

Adam Tatuś, EP

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.media.avt.pl

W ofercie AVT* AVT-5746

Podstawowe parametry:
- przełączanie portu USB pomiędzy dwoma komputerami np. PC i SBC,
- wbudowany podwójny HUB umożliwia dołączenie dwóch urządzeń np. klawiatury i myszy,
- porty urządzeń wyposażone w układy zabezpieczające.

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1: 12 kΩ SMD0603
R2, R3, R6, R7: 47 kΩ SMD0603
R4, R5: 27 kΩ SMD0603
R8: 2,2 kΩ SMD0603
RP1: drabinka CRA 100 kΩ

Kondensatory:
C1, C2, C10: 1 µF SMD0603
C3…C7, C11, C12, C15: 100 nF SMD0603
C8, C9: 22 pF SMD0603
C13: 10 µF SMD0805
C14: 1 µF SMD0805
CE1: 10 µF/10 V SMDA tantalowy

Półprzewodniki:
PWR: LED SMD0603
DZ1, DZ2: USBLC6-2SC6 SOT-23-6
U1: MIC2026-1YM SO8
U2: USB2412 QFN28
U3: TS3USB221DRCR SON10
U4: MCP100T SOT-23
U5: LTC4413EDD DFN10
U6: MCP1703T-330MB SOT-89
U7: 74HC153 SO16

Pozostałe:
USB: USBA-2G złącze USB A podwójne
USBPC, USBSB: złącze USB B
XT: rezonator 24 MHz 3,2×2,5

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-5739	Zasilacz buforowy z superkondensatorami dla Raspberry Pi (EP 1/2020)
----	Instalacja zegara czasu rzeczywistego w Raspberry Pi (EP 9/2019)
----	Domowy serwer Network Attached Storage na Raspberry Pi (EP 9/2019)
----	Sprzętowy przycisk do wyłączania Raspberry Pi (EP 9/2019)
AVT-5689	Budżetowy interfejs USB-I²S (EP 7/2019)
AVT-5680	Sensor smogu z technologią Bluetooth Low Energy (EP 4/2019)
----	Miniaturowy moduł interfejsu RS485 dla Raspberry Pi, launchpadów i nie tylko (EP 11/2018)
----	Budowa projektora DLP z użyciem Raspberry Pi 3 oraz modułu TI LightCrafter Display 2000 (EP 9/2018)
AVT-1989	Miniaturowy driver LED RGBW z interfejsem I²C (EP 8/2018)

*** 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 *http://sklep.avt.pl*, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

http://forum.ep.com.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

Przedwzmacniacz stereo z regulacją barwy dźwięku

Przedwzmacniacz stereo z regulacją barwy dźwięku zrealizowany na układzie KA2107. Układ często spotykany był w popularnym sprzęcie audio, a dzisiaj dostępny jest w sklepach internetowych za kilka złotych – aż szkoda nie wypróbować go na własnych uszach, pomimo jego niezbyt wyśrubowanych parametrów.

W przedwzmacniaczu zastosowano specjalizowany układ KA2107, będący aktywnym układem regulacji barwy dźwięku, balansu i poziomu. Strukturę wewnętrzną układu pokazuje **rysunek 1**. Jego największą zaletą jest regulacja parametrów przy pomocy napięcia stałego, dzięki temu można zrezygnować z potencjometrów stereo umieszczonych bezpośrednio w torze audio.

Budowa i działanie

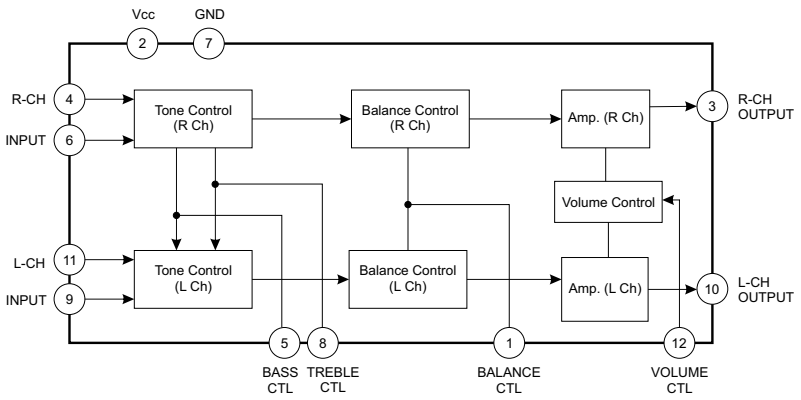
Schemat przedwzmacniacza pokazano na **rysunku 2**. Sygnał wejściowy z gniazda IN doprowadzony jest bloku regulacji barwy dźwięku. Elementy R5, C6 i R6, C7 kształtują charakterystykę regulacji. Poziom częstotliwości niskich i wysokich określa napięcie na wyprowadzeniach LOW, HIGH układu. W środkowych położeniach potencjometrów LOW, HIGH charakterystyka jest płaska.

Z bloku regulatora barwy, sygnał doprowadzony jest do regulatora balansu, podobnie jak w przypadku regulacji barwy, położenia środkowe suwaka potencjometru BAL zapewnia jednakowe wzmocnienie kanałów. Ostatnim blokiem jest regulator poziomu sygnału regulowany napięciem na wyprowadzeniu VOL. Z bloku regulacji poziomu poprzez kondensatory separujące składową stałą CE5, CE6 sygnał doprowadzony jest do zacisków OUT.

Zasilanie przedwzmacniacza zapewnia stabilizator U2 typu 7812. Układ wymaga zasilania napięciem 15...24 V doprowadzonym do zacisków PWR i pobiera do 70 mA.

Montaż i uruchomienie

Przedwzmacniacz zmontowany jest na niewielkiej jednostronnej płytce drukowanej, której schemat wraz z rozmieszczeniem



Rysunek 1. Struktura wewnętrzna układu KA2107

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.media.avt.pl

W ofercie AVT* AVT-5745

Podstawowe parametry:
- regulacja tonów niskich, wysokich, balansu i głośności,
- regulacja stereofoniczna,
- zasilanie 15…24 V, pobór prądu do 70 mA.

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1…R4: 150 Ω
R5, R6: 5,6 kΩ
BAL, HIGH, LOW, VOL: Potencjometr liniowy 10 kΩ

Kondensatory:
C1…C4: 0,1 µF MKT
C5: 10 nF MKT
C6, C7: 220 nF MKT
CE1, CE2: 47 µF/25 V
CE3, CE4, CE5, CE6: 4,7 µF/25 V

Półprzewodniki:
U1: KA2107 SIL12
U2: 7812 TO220

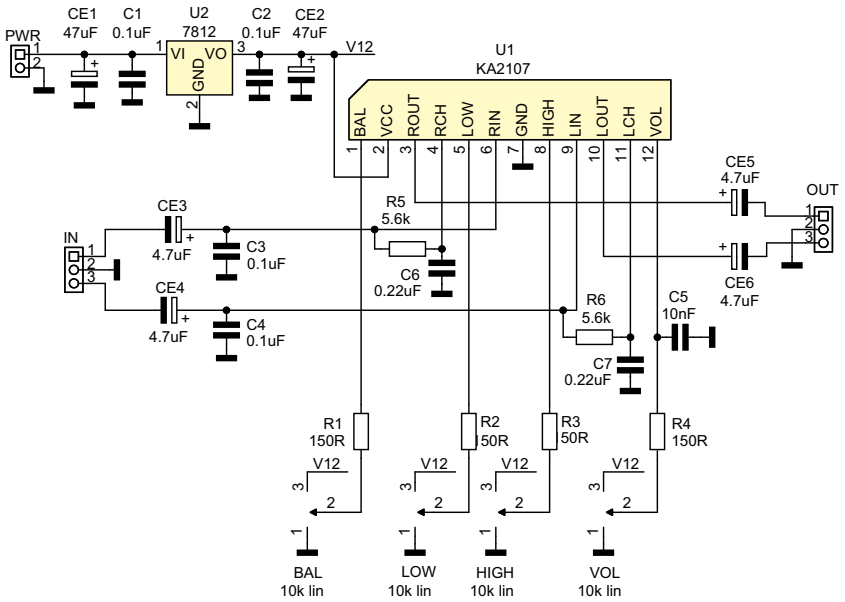
Pozostałe:
IN, OUT: DG381-3.5-3
PWR: DG381-3.5-2

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:
AVT-1979 Korektor barwy dźwięku (EP 11/2017)
AVT-1971 Stereofoniczny regulator barwy tonu zasilany z baterii (EP 9/2017)
AVT-1959 3-pasmowy korektor barwy z indukcyjnością (EP 8/2017)
AVT-5542-1-2 Przedwzmacniacz audio (EP 6-7/2016)
AVT-5382 PRE4562 – przedwzmacniacz liniowy audio (EP 2/2013)
AVT-1670 Stereofoniczny regulator barwy dźwięku (EP 4/2012)
AVT-1634 Przedwzmacniacz z TDA1524A (EP 8/2011)
AVT-5066 Trójwejściowy przedwzmacniacz Hi-Fi (EP 6/2002)
AVT-2610 Cyfrowy korektor graficzny – Equalizer (EdW 12/2001)
AVT-5035 Korektor i wzmacniacz akustyczny 4×40 W (EP 9-10-11/2001)

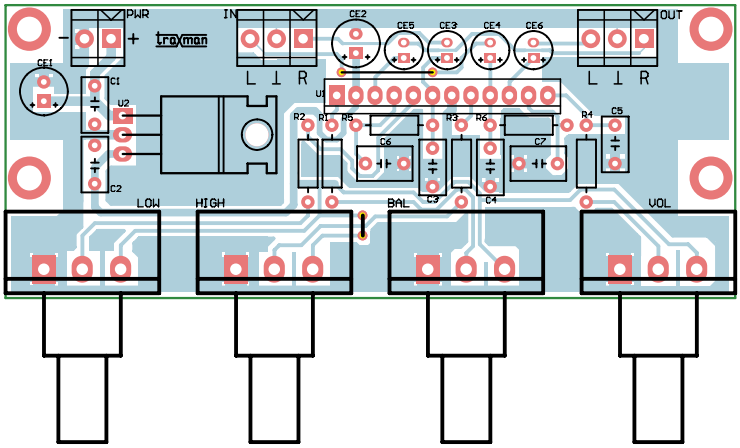
*** Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!**
Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować 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 *http://sklep.avt.pl*, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

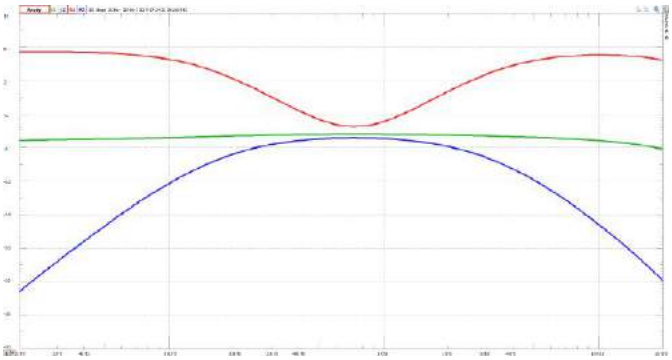
eprasa.pl 02a1ee88a2



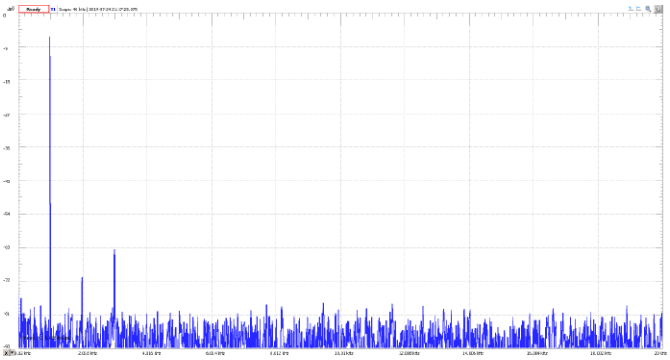
Rysunek 2. Schemat elektryczny



Rysunek 3. Schemat płytki PCB



Rysunek 4. Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe



Rysunek 5. Pomiar THD i poziomu szumów

elementów pokazano na **rysunku 3**. Montaż nie jest skomplikowany i nie wymaga opisu. Zamiennikiem KA2107 zgodnie z kartą katalogową jest AN5835 lub AN5836, ale model nie był sprawdzany z tymi układami.

Zmontowany moduł pokazuje fotografia tytułowa. Wzmacniacz nie wymaga uruchamiania. Należy pamiętać, że ze względu na niskie napięcie zasilania, układ nie powinien współpracować z sygnałem większym niż 0,5 Vrms, gdyż grozi to przesterowaniem, szczególnie gdy wykorzystywane są skrajne podbicia tonów.

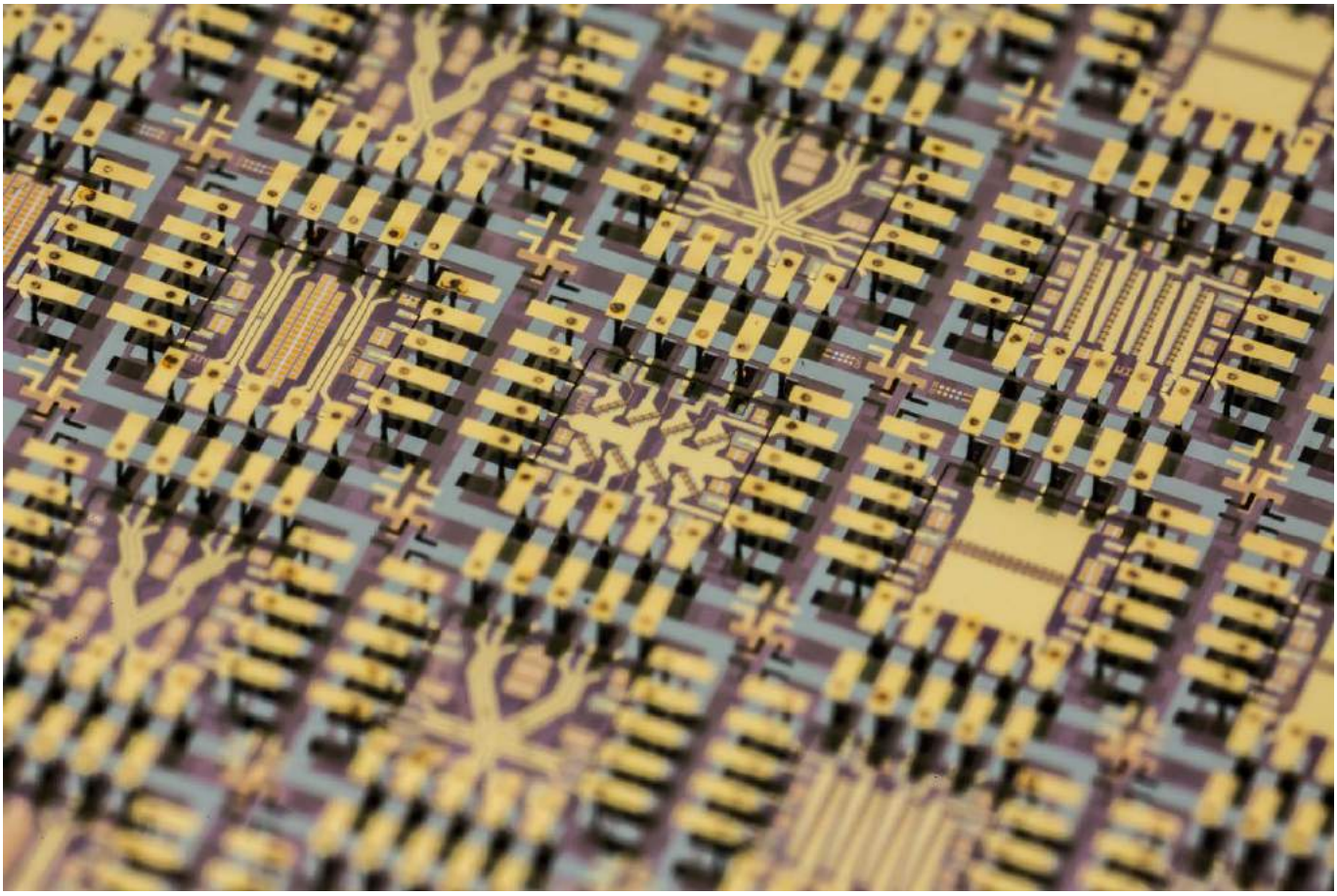
Opisany regulator nie ma aspiracji do Hi-End, ale i tak może znaleźć wiele zastosowań. Dla sprawdzenia parametrów wykonano pomiary przy pomocy Analog Discovery 2. Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe dla skrajnych i środkowego położenia potencjometrów LOW i HIGH pokazano na **rysunku 4**. Pomiar THD i poziom szumów pokazano na **rysunku 5**. Pokrywają się one z charakterystykami zamieszczonymi w nocie katalogowej. Widać, że regulacja podbicia i osłabienia nie jest symetryczna, regulatory mocno wpływają także na zakres środkowych częstotliwości, ale nie jest to specjalnym zaskoczeniem, gdy charakterystyka kształtowana jest jednym członem RC. Osiągnięte parametry są zadowalające, poziom szumów jest akceptowalny. Układ z powodzeniem może uzupełnić głośniki Bluetooth lub komputerowe DIY w regulację barwy niewielkim nakładem kosztów.

Adam Tatuś, EP

REKLAMA

KITy AVT na wideo http://bit.ly/2ScLZTy
O KIT-ach AVT przeczytasz również na Facebooku http://bit.ly/2BjVMN7

eprasa.pl 02a1ee88a2



Niepowstrzymane MEMS-y

Technologia MEMS odnotowuje w ostatnim czasie dynamiczny rozwój. Jeszcze niedawno wydawało się, że obszary zastosowań dla układów mikro elektromechanicznych zostały określone. Jednak wraz z rozwojem mikrokontrolerów powstało wiele nowych urządzeń, w których MEMS-y znajdują zastosowanie. Natomiast rozwój technik produkcji tych podzespołów i ich miniaturyzacja sprawiły, że zbudowano wiele ciekawych podzespołów realizujących pomysły, które dotąd wydawały się nierealne lub zwyczajnie nieopłacalne. Dzisiaj, choć nie zdajemy sobie z tego sprawy, korzystamy z rozwiązań bazujących na układach MEMS codziennie.

Rozwinięciem akronimu MEMS jest *Micro-Electro-Mechanical Systems, jednak* nie jest to określenie precyzyjne. Już na wstępie mamy pewną niejednoznaczność – czy MEMS to nazwa wydzielonej grupy elementów elektronicznych? Czy jest to raczej termin znacznie szerszy, określający specyficzną technologię produkcji? W potocznym rozumieniu MEMS-ami nazywamy układy scalone zawierające mikroelementy mechaniczne rozszerzone zwykle o elektronikę niezbędną do ich używania. Jednak podejście takie nie jest poprawne. Przemawia za tym fakt, że można znaleźć układy MEMS, które nie zawierają w sobie żadnych elementów mechanicznych. Zatem termin ten należy rozumieć szerzej, raczej jako nazwę technologii.

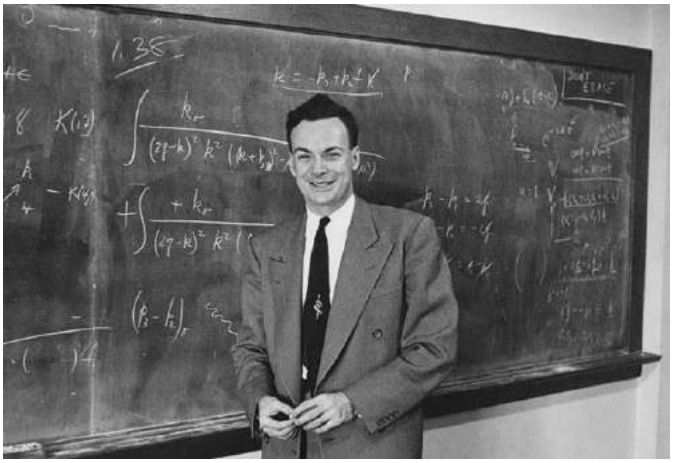
MEMS od środka

Aby rozwiać wątpliwości przyjmijmy definicję, że MEMS to technologia produkcji elementów zawierających miniaturowe elementy mechaniczne i elektromechaniczne. Powstają one przy zastosowaniu bardzo precyzyjnych metod mikrowytwarzania. Trzymając się nazewnictwa należałoby przyjąć, że o mikrowytwarzaniu mówimy wtedy, gdy elementy powstające tą metodą mają wymiary nie większe od jednego mikrona. To dość mało, zaledwie ok. 10000 razy więcej od rozmiarów atomu, ale takie porównanie niewiele nam mówi. Znacznie bardziej przekonywujące będzie porównanie z grubością włosa. Włosy wprawdzie mogą być różne, ale przyjmuje się, że mają grubość 60...80 mikrometrów (mikronów). Jeśli podzielimy włos wzdłuż osi na 60 kawałków to średnica każdego z nich będzie równa wymiarowi mikromechanicznego elementu zawartego w układzie MEMS. Wymiar ten jest jedynie typową wielkością i nie stanowi żadnego ograniczenia. Mimo tak realnego porównania, a może właśnie dlatego, technologia pozostaje trudna do wyobrażenia.

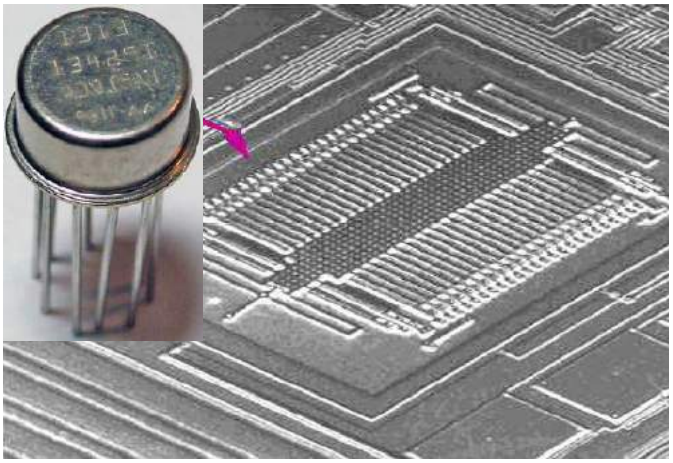
Historia

Aby wytworzyć element mechaniczny 60 razy mniejszy od grubości włosa konieczne jest dysponowanie odpowiednimi narzędziami. Dziś, a więc w czasach dość powszechnej dostępności laserów i superprecyzyjnych technik fotolitograficznych zadanie nie jest łatwe, ale pozostaje w zasięgu możliwości. Z problemami radzi sobie zaledwie ok. 30 światowych producentów, ale jest to jeden z najbardziej dynamicznie rozwijanych kierunków elektroniki i są z nim wiązane

eprasa.pl 02a1ee88a2



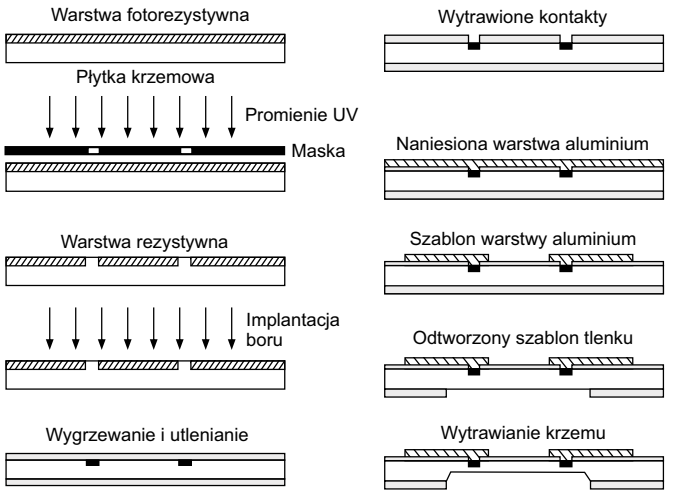
Fotografia 1. Richard Feynman, jeden z prekursorów technologii MEMS



Fotografia 2. 1-osiowy czujnik przyspieszenia (akcelerometr) ADXL05 produkcji Analog Devices

szerokie perspektywy. Tymczasem można uznać, że początki technologii MEMS sięgają końcówki lat 50. Wiąże się z tym pewna anegdota. Otóż Richard Feynman (**fotografia 1**), wybitny fizyk, autor kultowych wręcz wykładów z fizyki dla studentów I i II roku Kalifornijskiego Instytutu Techniki (popularnego Caltechu od *California Institue of Technology*) w 1959 roku ogłosił publiczne wyzwanie dla konstruktorów oferując 1000 dolarów pierwszemu, któremu uda się wykonać silnik elektryczny o wymiarach mniejszych niż 1/6 cala (ok. 4,2 mm). Silnik musiał być oczywiście sprawny, modele nie wchodziły w grę. Naukowiec wiedział jednak, że zadanie jest możliwe do wykonania i dodał, że nie spodziewa się długiego czasu oczekiwania na pierwsze zgłoszenia. Rzeczywiście, już po niespełna 3 miesiącach młody kalifornijski inżynier Wiliam McLellan otrzymał obiecane 1000 dolarów w zamian za prezentację swojego silnika. Jego konstrukcja była złożona z 13 części, w tym wirnika, łożyska kwarcowego i czterech cewek zawierających 21 zwojów nawiniętych drutem grubości 0,002 cala (0,05 mm). Wprawdzie podstawowy warunek został spełniony – silnik działał, to jednak nie znalazł żadnego praktycznego zastosowania, no może poza przyczynieniem się do poczucia satysfakcji z odebrania okrągłej sumy od wybitnego naukowca. Panu McLellan'owi należy się ogromny szacunek. Do budowy silnika używał tokarki zegarmistrzowskiej, mikroskopu i... ostrej wykałaczki.

Z technologią MEMS związane są ściśle techniki fotolitograficzne. Polegają one na odtwarzaniu na określonym podłożu, np. na strukturze półprzewodnikowej, wzoru umieszczonego na specjalnej masce. Proces przypomina trochę tradycyjną fotografię, w której obraz na odbitce powstaje w miejscach naświetlonych warstwy światłoczułej. Obszary nie wchodzące w skład obrazu są usuwane np. metodą wypłukiwania lub trawienia chemicznego (**rysunek 1**). Pierwsze próby



Rysunek 1. Proces fotolitografii

użycia tej techniki były podejmowane już w czasie II Wojny Światowej do produkcji obwodów drukowanych. Klasyczna fotolitografia zadomowiła się jednak na dobre w elektronice dopiero na początku lat 60. Zastosowano ją do produkcji pierwszego dostępnego komercyjnie układu scalonego, który swoją premierę miał w roku 1961. Technika ta jest stosowana do dziś.

Prawie równolegle z rozwojem produkcji układów scalonych, choć nieco wolniej i innymi drogami przebiegały prace nad elementami MEMS. Idea użycia struktury krzemowej w technologii MEMS przyświecała naukowcom i konstruktorom niemal od początku. Już w roku 1954 Charles S. Smith zauważył że rezystywność włókien wykonanych z krzemu i germanu zmienia się na skutek przyłożonej do nich siły. Wprawdzie podobny efekt występuje w metalowych tensometrach, ale w półprzewodnikach jest znacznie silniejszy, nawet o dwa rzędy wielkości. Wykazuje ponadto cechy izotropowe, co pozwalałoby ewentualnie budować czujniki o dobrych własnościach kierunkowych.

W roku 1962 na podstawie spostrzeżeń Shmitha w firmie Honeywell opracowano pierwszy cienkowarstwowy piezorezystancyjny czujnik ciśnienia, a w roku 1972 Sensym stał się pierwszym producentem samodzielnych czujników ciśnienia wykonanych w strukturze krzemowej. W kolejnych latach do listy wytwórców dołączały takie firmy jak: National Semiconductor, Foxboro/ICT, Endevco, Kulite i Honneywell Microswitch. W roku 1977 na listę wpisał się Texas Instuments oferując termiczną głowicę do drukarek. Temat ten był widocznie gorący w tamtych latach, bo w tym samym roku IBM zaprezentował z kolei matrycę dysz atramentowych.

Technologia MEMS była u nas długo kojarzona niemal wyłącznie z czujnikami. Pierwsze wzmianki o nich, przynajmniej w literaturze i czasopismach popularnych pojawiły się właściwie dopiero po tym, jak elementy te stały się dostępne w Polsce. Przykładem może być 1-osiowy czujnik przyspieszenia ADXL05 produkowany przez Analog Devices, który trafił do nas pod koniec lat 90. XX wieku (**fotografia 2**). Tymczasem pierwszy akcelerometr krzemowy zademonstrowano w roku 1970. Porównując układ ADXL05 z nowoczesnymi elementami oferowanymi dzisiaj nie sposób powstrzymać uśmiechu na twarzy. Metalowa obudowa TO-100 przypominała pierwsze scalone wzmacniacze operacyjne serii μA. Mimo jego wielu niedoskonałości na bazie tego czujnika można było budować urządzenia o niespotykanej wcześniej funkcjonalności. Inny układ tej serii, charakteryzujący się mniejszą czułością (ADXL50), z powodzeniem był stosowany w systemach sterujących poduszkami powietrznymi. Było to zresztą jedno z pierwszych zastosowań akcelerometrów MEMS.

Warto dodać, że akcelerometr ustawiony tak, że jego oś pokrywa się z liniami pola grawitacyjnego reaguje na to pole, to znaczy pokazuje przyspieszenie ziemskie. Nie oznacza to, że jest to czujnik używany do pomiaru tego parametru. Do wyznaczania dokładnych wartości

eprasa.pl 02a1ee88a2

specjaliści posługują się raczej innymi, dużo dokładniejszymi metodami, ale zależność wskazań akcelerometru od położenia czujnika względem pola grawitacyjnego została wykorzystana w innym, bliźniaczym czujniku, jakim jest inklinometr. Inklinometr MEMS jest swego rodzaju akcelerometrem, którego wskazania są proporcjonalne do odchylenia osi czujnika od pionu. Czujnik ten nie powinien być jednak wrażliwy na drgania i wibracje, musi też wykazywać dobrą stabilność temperaturową. Taką wadę miały pierwsze ADXL-e. Ich wskazania w dużym stopniu były zależne od temperatury, miały też spory offset różny dla poszczególnych egzemplarzy. Zaletą była natomiast możliwość niemal dowolnego ustalenia czułości, oczywiście w dopuszczalnym zakresie. W strukturze tego układu oprócz samego mikromechanicznego sensora zawarto elektroniczny układ pomiarowy. Jeden z jego bloków był używany do pomiaru pojemności zawartego w strukturze mikrokondensatora. Pojemność ta zmienia się proporcjonalnie do przyspieszenia działającego na układ. Kondensator akcelerometru ma okładziny w kształcie grzebienia. Jedna z nich jest mechanicznie związana z obudową czujnika, druga natomiast, tworząca masę bezwładną, jest elastycznie zawieszona. Zęby okładziny ruchomej wchodzą w szczeliny między zębami okładziny stałej. Na skutek przyspieszenia któremu jest poddawany czujnik zęby okładzin przemieszczają się względem siebie, tym samym zmianie ulega pojemność kondensatora. I tu mamy do czynienia ze zjawiskami, które jeszcze nie tak dawno można było znaleźć tylko w literaturze fantastycznej. Pojemność kondensatora akcelerometru zmienia się w zakresie pojedynczych femtofaradów, ale jest ona z powodzeniem mierzona. Każdy posiadacz smartfona przekonuje się o tym na co dzień obserwując równoczesny obrót obrazu wyświetlanego na ekranie z obrotami smartfona. Drugi blok akcelerometru ADXL05 stanowiły wzmacniacze operacyjne formujące analogowy sygnał wyjściowy. Dobierając rezystory należące do pętli sprzężenia zwrotnego można było ustalać czułość akcelerometru.

Większość aktualnie oferowanych czujników MEMS, nie tylko akcelerometrów, ma wbudowane układy obróbki danych analogowych, do których dodawany jest co najmniej jeden interfejs komunikacyjny (najczęściej I²C lub SPI). Wyniki mierzonych parametrów są przekazywane do układu nadrzędnego (mikrokontrolera) wyłącznie w postaci cyfrowej.

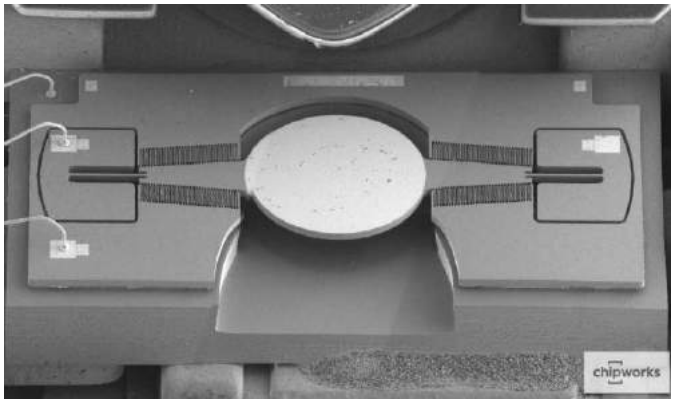
Obszary zastosowań elementów MEMS

Po wielu latach rozwoju technologii MEMS można wyróżnić 4 grupy elementów. Są to:

- mikroczujniki,
- mikroaktuatory, czuli superminiaturowe układy wykonawcze,
- mikroelektronika,
- mikrostruktury.

Warto zauważyć, że czujniki nie mają już tak dużej przewagi w liczbie zastosowań jak jeszcze przed kilku laty, choć nadal pozostają liderami w tej klasyfikacji. Mikroczujniki i mikroaktuatory czasami są traktowane jako jedna podgrupa nazywana ogólnie przetwornikami. Ich zadaniem jest zamiana jednej formy energii na inną. Wielkością wyjściową jest najczęściej sygnał elektryczny.

Wieloletni rozwój elementów MEMS doprowadził do takiego stanu, w którym nie ma już chyba takiej wielkości fizycznej, która nie mogłaby być zmierzona. Najpowszechniej stosowane są czujniki temperatury, ciśnienia, siły, przyspieszenia, rotacji, pola magnetycznego, promieniowania, a nawet związków chemicznych. Co ciekawe, sensory MEMS w wielu przypadkach wykazują większą dokładność w porównaniu z ich makroskopowymi odpowiednikami wykonywanymi technikami klasycznymi. Niekwestionowaną zaletą elementów MEMS jest możliwość integracji w jednym chipie zarówno sensora, jak i elektroniki niezbędnej do obróbki uzyskiwanego z niego sygnału. Mamy tu już do czynienia z mikroelektroniką. Technologia może iść jeszcze dalej. Czujnik i elektronika mogą być wytwarzanie w tym samym procesie produkcyjnym, a nawet w tych samych jego etapach.



Fotografia 3. Lusterko MEMS używane do projekcji obrazu

W tym przypadku mówimy już o mikrostrukturach. Elementy sensora powstają na przykład metodą wytrawiania krzemowego podłoża. Taka technologia znacznie obniża koszty produkcji i zapewnia dużą powtarzalność parametrów wyrobu końcowego.

W ostatnim czasie coraz większym zainteresowaniem konstruktorów cieszą się mikroaktuatory wykonane w technologii MEMS. Są to układy wykonawcze o wymiarach mikrometrycznych. Jednym z najbardziej efektownych przykładów tego typu elementów są sterowniki wiązek świetlnych montowanych w projektorach optycznych, lidarach, skanerach 3D, optycznych aplikacjach telekomunikacyjnych itp. Składają się one z zespołu od kilku do kilkuset lusterek ułożonych w jedno- lub dwuwymiarową matrycę. Lusterka mogą odchylać się o kilka, kilkanaście, a nawet kilkadziesiąt stopni w obie strony. Spotykane są również matryce, w których lusterka są dodatkowo unoszone lub opuszczane na wysokość ok. 50 μm. Można więc przyjąć, że są to elementy 3D. Zasada poruszania lusterkami jest oparta na zjawiskach elektrostatycznych, z czego wynika konieczność zasilania stosunkowo wysokimi napięciami. Typowo jest to 70 V, ale spotykane są też układy wymagające napięcia nawet 200 V. Przykładową konstrukcję lusterka MEMS pokazano na **fotografii 3**.

Układy MEMS stosowane w aplikacjach optycznych stanowią wydzieloną podgrupę noszącą nazwę MOMEMS (*micro-opto-electro-mechanical system*). Optyka nie jest jednak jedyną dziedziną, w której mikroukłady wykonawcze sprawdzają się nie gorzej od ich odpowiedników w skali makro. Przykładem są mikrozawory i mikropompy sterujące przepływem gazów i cieczy, a nawet kierujące strumieniem powietrza. Profesor Feynman chyba by się nie wypłacił, gdyby miał za każdy taki projekt ofiarować po 1000 dolarów.

Zdumiewająca jest skuteczność takich ledwo widocznych gołym okiem mikroukładów wykonawczych. Świadczy o tym pewien eksperyment polegający na sterowaniu samolotem za pomocą mikroaktywatorów MEMS umieszczonych na przedniej krawędzi skrzydła. Jak można się domyślać próba zakończyła się sukcesem. Informację o tym podała na swojej stronie internetowej firma MNX specjalizująca się w usługach związanych z produkcją i projektowaniem elementów w technologii MEMS i ogólnie nanotechnologią.

Nie tylko MEMS w czystej postaci

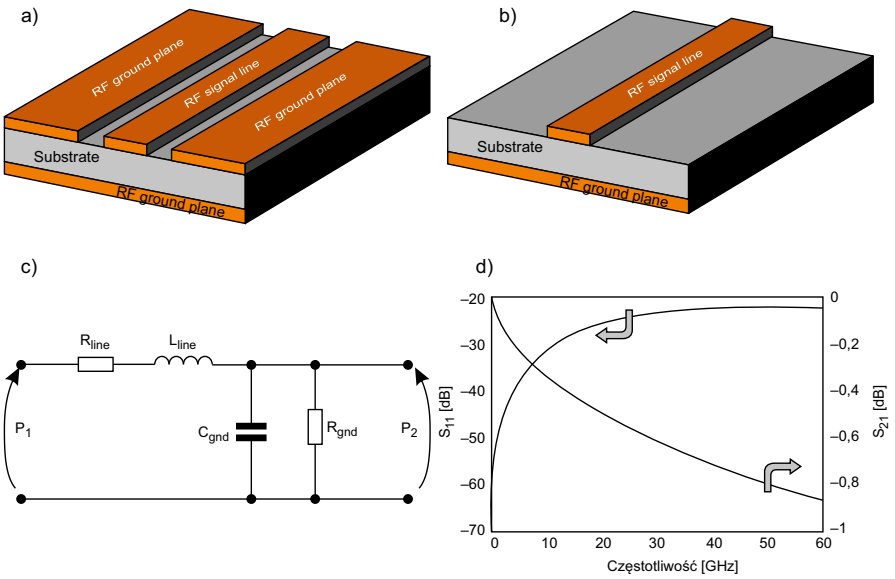
W trakcie rozwoju technologii MEMS okazało się, że jest ona szczególnie przydatna w kilku działach techniki. O optoelektronice była już mowa, ale MEMS-y sprawdzają się równie dobrze w badaniach biologicznych. Powstała więc podgrupa układów Bio-MEMS. Trzeba jednak mieć na uwadze fakt, że badania czysto biologiczne są mocno związane z takimi działami jak chemia, medycyna, czy szerzej pojęta biomechanika. Duża przyszłość jest wiązana z inżynierią tkanek, a przede wszystkim z mikromodułami pełniącymi funkcje stymulatorów wszczepianych pacjentom o określonych schorzeniach.

Z uwagi na specyficzne zastosowania, elementy Bio-MEMS powinny wyróżniać się unikatowymi cechami, przede wszystkim sterylnością. Warunek ten narzuca często dość ścisłe obostrzenia dotyczące

eprasa.pl 02a1ee88a2

procesu technologicznego. Generalnie, technika wytwarzania poszczególnych elementów wyrobu jest oparta na fotolitografii, która jest pierwszym etapem procesu. Jak już wiemy, stosując tę technikę uzyskuje się obszary na podłożu, gdzie w kolejnych etapach procesu produkcyjnego tworzone są poszczególne fragmenty wyrobu. Powstają one najczęściej przez trawienie nienaświetlonych warstw podłoża lub przez nanoszenie (osadzanie) np. z fazy gazowej.

Z technologii stosowanych przy produkcji układów scalonych znana jest również technika napylania. Istotne znaczenie ma rodzaj podłoża. Dzięki doświadczeniom z produkcji układów scalonych najlepiej opanowany technologicznie jest krzem, jednak w zastosowaniach Bio-MEMS ma on pewne wady. Najpoważniejszą jest dość duży koszt wytwarzania. Nie byłaby to największa przeszkoda gdyby nie fakt, że duża część wyrobów Bio-MEMS jest jednorazowego użycia. Pełnią one na przykład funkcję dozowników, które ze względu na konieczność zachowania sterylności nie mogą być wielokrotnego użycia. Stosowane są więc też inne, tańsze rodzaje podłoża, takie jak szkło lub plastik. Wadą szkła jest trudność obróbki mechanicznej, z kolei plastik wprawdzie poddaje się doskonale obróbce mechanicznej, za to wykazuje często zbyt małą odporność na wysokie temperatury. Jego wadą jest też stosunkowo słaba tolerancja wymiarowa.



Rysunek 2. Linia transmisyjna a) widok 3D linii o konfiguracji CPW (Coplanar Waveguide), b) schemat 3D mikropaskowej linii transmisyjnej, c) schemat zastępczy dla konfiguracji CPW i linii paskowej, d) typowa zależność S-parametrów od częstotliwości (S11 odbicia, S21 straty)

Podgrupa Bio-MEMS rozwija się bardzo dynamicznie i na pewno w najbliższym czasie możemy spodziewać się wielu spektakularnych osiągnięć w tej dziedzinie. Równie wyraźnie wyodrębniła się grupa podzespołów MEMS przeznaczonych dla urządzeń radiokomunikacyjnych, której nadano nazwę RF MEMS. Największe zainteresowanie tymi elementami wykazują producenci telefonów komórkowych, ale można je znaleźć również w innych urządzeniach komunikacji bezprzewodowej, w GPS-ach, radarach itp. Początki układów RF MEMS sięgają lat 90. XX wieku, a więc mniej więcej czasu, gdy do powszechnego użytku weszły już akcelerometry. Z technologią MEMS od dawna wiązano duże nadzieje m.in. w zakresie produkcji milimetrowych i mikrometrowych linii transmisyjnych, a więc tam, gdzie konieczne jest zachowanie ostrych wymogów odnośnie wymiarowania podzespołów. Prace badawcze potwierdziły przydatność tej technologii dla zastosowań radiowych i dział ten zaczął się bardzo szybko rozwijać. Implementacja linii mikropaskowych czy falowodów budowanych na bazie krzemu stała się na tyle opanowana, że można było rozpocząć produkcję takich elementów (**rysunek 2**). Oprócz zwartej budowy charakteryzują się one niską stratnością, co jest bardzo ważną cechą w zastosowaniach radiowych.

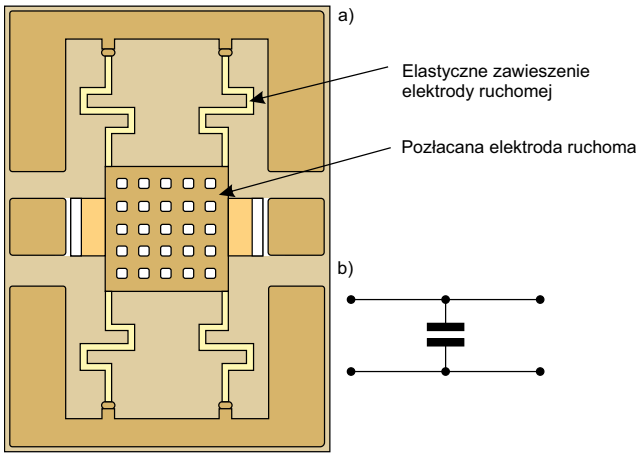
Różnorodność elementów RF MEMS nie ogranicza się jednak wyłącznie do mikrometrycznych linii transmisyjnych. Grupa ta obejmuje również takie podzespoły jak mikroprzełączniki, filtry przestrajane, rezonatory, programowalne przesuwniki fazy. Starsi Czytelnicy pamiętają zapewne kondensatory zmienne używane powszechnie do strojenia lampowych odbiorników radiowych – tzw. agregaty. Składały się one z zespołu zachodzących na siebie blaszek i w pewnym sensie przypominały opisany wcześniej kondensator akcelerometru MEMS. I choć mogło to być inspiracją dla projektantów układów MEMS, to jednak inne względy zadecydowały o odmiennej budowie RF MEMS-owego kondensatora o zmiennej pojemności. Przede wszystkim musiał on mieć dużo większą pojemność, pozostawała też do rozwiązania kwestia metody jej zmieniania. Wybrano najbardziej oczywistą, czyli regulację napięciową, podobnie jak w warikapie. Pojemność kondensatora RF MEMS nie zależy jednak bezpośrednio od napięcia. Jest ono wykorzystywane jedynie do elektrostatycznej zmiany położenia ruchomej okładziny. Konsekwencją takiego wyboru jest konieczność uziemienia jednej elektrody. Ostatecznie kondensator RF MEMS pracuje zawsze w konfiguracji bocznikowej, co pokazano na **rysunku 3.** Taka konstrukcja umożliwia regulację pojemności w zakresie przekraczającym jeden rząd wielkości.

Obserwując rynek elementów MEMS można zauważyć, że najbardziej dynamicznie rozwijającym się obszarem zastosowań są urządzenia radiokomunikacyjne. Producenci elementów RF MEMS mają więc swój czas i wszystko wskazuje na to, że nie będzie to tylko symboliczne „5 minut". Pamiętajmy o pukającym już do drzwi standardzie 5G, a technologią RF MEMS nie mniej zainteresowane jest wojsko, przemysł motoryzacyjny, czy IoT.

Metody regulacji parametrów elementów MEMS

Konstrukcja elementów MEMS umożliwia regulację ich parametrów, co opisano na przykładzie kondensatora RF MEMS o zmiennej pojemności. Metod regulacji jest kilka:

Metoda elektrostatyczna. Regulacja polega na elektrostatycznym oddziaływaniu na siebie dwóch elektrod umieszczonych równolegle względem siebie. Przyłożenie napięcia do elektrod powoduje ich zbliżenie lub oddalenie się od siebie. W przypadku szczególnym

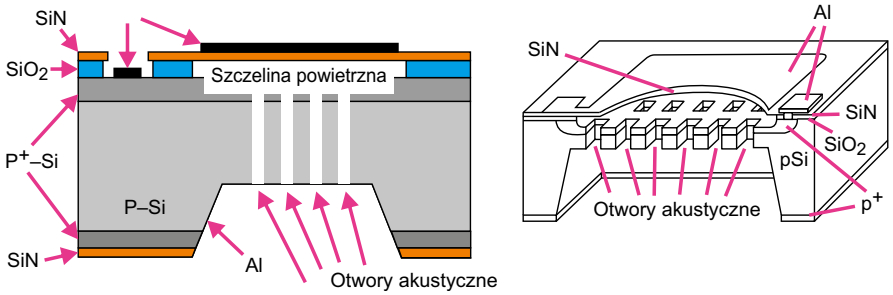


Rysunek 3. Kondensator RF MEMS o zmiennej pojemności a) budowa wewnętrzna, b) konfiguracja pracy

eprasa.pl 02a1ee88a2

może dojść do kontaktu obu płyt, co jest stosowane np. do realizacji elementów przełączających MEMS.

Metoda elektromagnetyczna. Różni się od metody elektrostatycznej tym, że jedna elektroda jest wykonana z materiału ferromagnetycznego lub jest takim materiałem powleczona. Obie elektrody muszą być umieszczone wewnątrz cewki elektrycznej. Przepływ prądu przez uzwojenie wymusza przesunięcie ruchomej elektrody. Można uznać, że jest to klasyczne rozwiązanie, tyle że zastosowane w mikroskali.



Rysunek 4. Budowa mikrofonu MEMS

Metoda piezoelektryczna. Zasada działania jest podobna jak w metodzie elektromagnetycznej, przy czym w tym przypadku elektroda ruchoma jest pokryta materiałem piezoelektrycznym. Jak wiadomo, piezoelektryki odkształcają się pod wpływem przyłożonego do nich napięcia, co umożliwia bardzo wygodną realizację przełączników sterowanych napięciowo.

Metoda termoelektryczna. Tym razem odkształcenie jednej z elektrod jest spowodowane rozszerzaniem się jej pod wpływem temperatury. Warunkiem jest oczywiście takie dobranie własności plastycznych i zakresu zmian temperatury, aby nie następowało trwałe odkształcenie elektrody. Zmiany temperatury są wywołane samonagrzewaniem się materiału, z którego jest wykonana elektroda. Ma ona swoją rezystancję, więc stosunkowo łatwo można określić, jaki prąd należy przez nią przepuścić, aby uzyskać żądane zmiany geometryczne. Elektroda może jednak odkształcać się również na skutek ogrzewania grzałką zewnętrzną – takie rozwiązania też są spotykane.

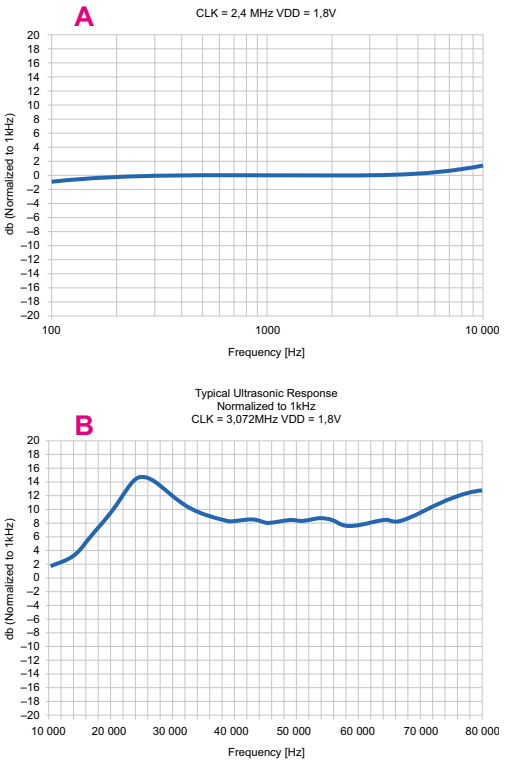
Spośród przedstawionych metod najczęściej stosowaną w elementach RF MEMS jest metoda elektrostatyczna, która nie wymaga specjalnych materiałów takich jak ferromagnetyki czy piezoelektryki. Dzięki temu można obniżać koszty produkcji, nie ma też niebezpieczeństwa trwałego uszkodzenia elementu, z którym należy się liczyć np. w metodzie termoelektrycznej. Zaletą metody elektrostatycznej jest również najniższe zapotrzebowanie energetyczne dla zapewnienia cech funkcjonalnych elementu.

MEMS-y dla każdego

Z roku na rok notowany jest wzrost zapotrzebowania na elementy MEMS dla aplikacji konsumenckich. Jednym z największych odbiorców jest branża telekomunikacyjna. Podzespoły wykonane w technologii MEMS zastępują te, które były dotychczas produkowane technologiami tradycyjnymi. Dzięki temu zmniejszana jest powierzchnia na płytce obwodu drukowanego wymagana do realizacji określonych zadań. Dobrym przykładem są mikrofony MEMS wykazujące pod wieloma względami przewagę nad najczęściej stosowanymi mikrofonami elektretowymi. Przykładową konstrukcję przedstawiono na **rysunku 4.** Zalety mikrofonów MEMS w porównaniu z elektretowymi to: możliwość montażu z lutowaniem rozpływowym (*reflow soldering*), lepsze parametry szumowe, mniejsza zmienność czułości w funkcji temperatury (±0,5 dB dla MEMS, ±4 dB dla elektretowych w całym zakresie temperatury), mniejsza wrażliwość na wibracje, lepsza powtarzalność charakterystyki częstotliwościowej pomiędzy egzemplarzami, interfejs cyfrowy umożliwiający bezpośrednią współpracę z mikrokontrolerem, możliwość łatwej implementacji programowego kształtowania charakterystyki kierunkowej z użyciem kilku mikrofonów i odpowiednio dobranymi przesuwnikami fazy.

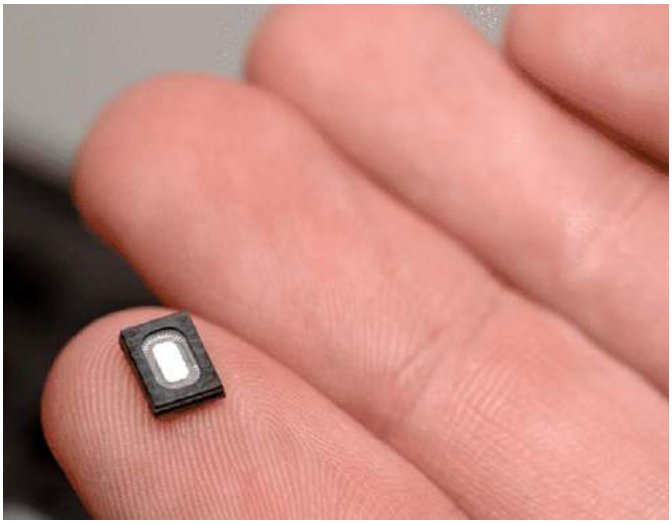
Mikrofony MEMS charakteryzują się ponadto szerokim pasmem akustycznym, często wchodzącym nawet w zakres ultradźwięków. Niektóre mikrofony, np. SPH0641LU4H-1 mają dwa tryby: jeden normalny obejmujący zakres akustyczny i drugi przeznaczony dla zakresu ultradźwiękowego. Charakterystyki częstotliwościowe tego mikrofonu pokazano na **rysunku 5.** Decydując się na zakup mikrofonu MEMS należy zwrócić uwagę na to czy ma on wyjście analogowe czy cyfrowe, pamiętając oczywiście o innych parametrach technicznych. Typowa czułość jest na poziomie –26 dBFS, zaś dynamika (odstęp sygnału od szumu) to około 61...65 dB.

Mikrofony MEMS nie zamykają listy elementów przeznaczonych dla aplikacji konsumenckich. Pewnym zaskoczeniem mogą być... głośniki MEMS. Można by zadać pytanie: jak to możliwe? Przecież dla uzyskania dobrej jakości odtwarzania niskich tonów konieczne jest stosowanie głośników z dużymi średnicami membran, nierzadko rzędu 40 cm. To prawda, ale nikt nie będzie przecież używał głośników MEMS do słuchania muzyki z najwyższą jakością i olbrzymią mocą, a miniaturowe słuchawki douszne sprawdzają się doskonale. Wyzwanie podjęła austriacka firma USound, która opracowała jeden z pierwszych głośników MEMS (**fotografia 4**). Mimo miniaturowych wymiarów głośnik zapewnia relatywnie wysoką jakość dźwięku, choć przez specjalistów ocenianą jako „cyfrowa". Producent zapewnia, że jego głośniki odtwarzają dźwięki w pełnym paśmie akustycznym w systemach jednodrożnych. Ważną zaletą jest to, że nie wytwarzają żadnego pola magnetycznego. Umieszczając kilka, a nawet kilkanaście głośników jeden nad drugim w kolumnie można łatwo kształtować charakterystykę kierunkową zestawu. Jeszcze większe możliwości otwierają się, gdy głośniki utworzą odpowiednio zaprojektowaną macierz. USound oferuje macierze głośnikowe „Proteus" zawierające 40, a nawet 80 głośników MEMS.



Rysunek. 5. Charakterystyki częstotliwościowe mikrofonu SPH0641LU4H-1 a) dla zakresu normalnego, b) dla zakresu ultradźwiękowego

eprasa.pl 02a1ee88a2



Fotografia 4. Głośnik MEMS

Producenci

Utrzymanie pozycji wiodącego producenta elementów wytwarzanych w technologii MEMS nie jest łatwe. Jest to rynek bardzo chłonny, ale też szybko zmieniający się. Co jakiś czas zainteresowanie dystrybutorów poszczególnych grup elementów MEMS zmienia się, co jest spowodowane przede wszystkim pojawianiem się nowych elementów. Jednym z najświeższych przykładów jest opisany wcześniej głośnik MEMS. Producenci muszą dysponować własnymi pracowniami naukowo-badawczymi opracowującymi nowe elementy. Jak w każdej dziedzinie handlu liczy się pomysł i szybkość jego wdrożenia do produkcji. Według badania rynku prowadzonego przez Yole Development z roku 2018 (z 2019 jeszcze nie ma) można zaobserwować dwóch liderów: Broadcom i Robert Bosh, trzecią pozycję zajmuje STMicroelectronics, ale już z wyraźną stratą (**rysunek 6**).

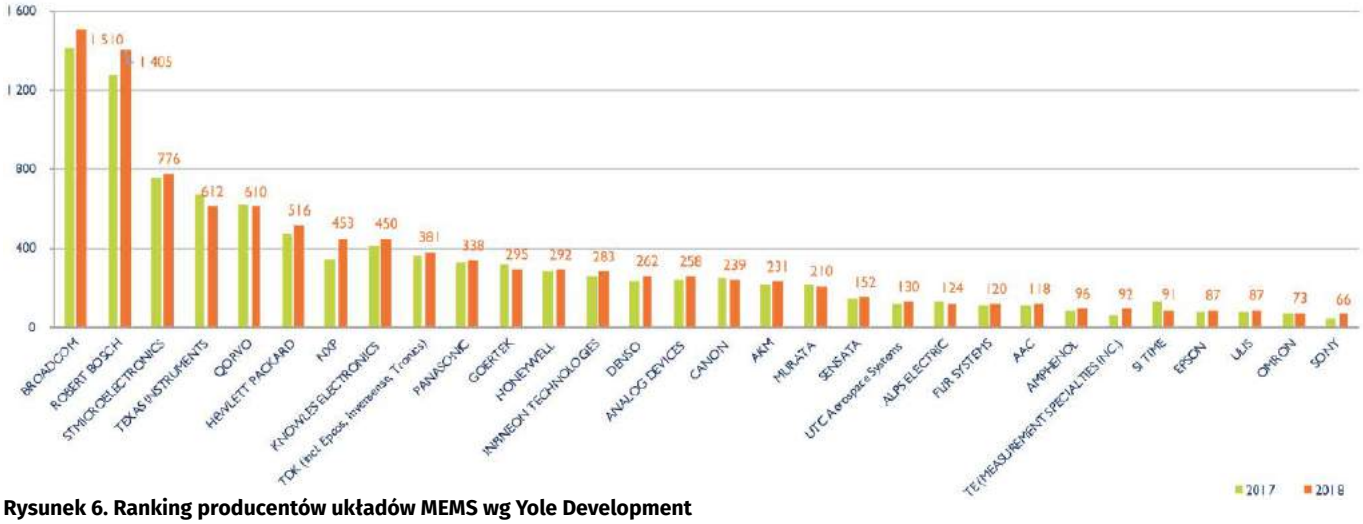
Należy jednak zauważyć, że część producentów objętych zestawieniem zajmuje się wyłącznie, albo niemal wyłącznie technologią MEMS, podczas gdy inni traktują ten dział tylko jako jeden z wielu. Przykładem jest NXP czy Analog Devices.

Na uznanie zasługuje STMicroelectronics, firma której lista produktowa zawiera ponad 30 pozycji, od analogowych układów scalonych, przez mikrokontrolery i mikroprocesory, układy dla motoryzacji, pamięci, itd., aż do układów dla zastosowań kosmicznych. Gdzieś pomiędzy znajdują się elementy MEMS, które dają STM 3. pozycję na świecie. Ale o tym, że trzeba trzymać rękę na pulsie przekonał się Robert Bosh, który długo był numerem jeden, ale po roku 2016 stracił tę pozycję na rzecz firmy Broadcom. Ze statystyk wynika, że Bosh wyciągnął wnioski z tej porażki, gdyż jego przyrost dochodów za rok 2018 w stosunku do 2017 jest wyższy od analogicznego przyrostu Broadcom'a, jednak nie wystarczyło to odzyskania utraconej pozycji.

MEMS vs nanotechnologia

Na zakończenie pozostaje jeszcze rozstrzygnięcie pewnej kwestii terminologicznej. Dotyczy ona pojęć: MEMS i nanotechnologia. Występują one bardzo często obok siebie, choć na szczęście niewymiennie, gdyż nie są to synonimy. Wprawdzie zarówno w technologii MEMS, jak i w nanotechnologii mamy do czynienia z... trudno znaleźć dobre określenie – budowaniem, tworzeniem czegoś o rozmiarach mikro lub nano metrycznych. Jeśli uznamy, że technologia MEMS zaczyna się od elementów mikronowych, a nanotechnologia od 100 nm, to rozróżnienie jest dość czytelne. Problem polega na tym, że granice definiujące oba działy nie są stałe i wyraźnie określone. Należy więc rozróżnienie rozwinąć. Można przyjąć, zresztą zgodnie z nazwą, że MEMS obejmuje tworzenie urządzeń mikromechanicznych, a nanotechnologia ogranicza się raczej do tworzenia samych nanostruktur. O ile w technologii MEMS mamy jeszcze spory zapas do operowania na pojedynczych atomach, to w nanotechnologii już je niemal ustawiamy po swojemu.

Jarosław Doliński, EP



Rysunek 6. Ranking producentów układów MEMS wg Yole Development

REKLAMA

KITy AVT na wideo http://bit.ly/2ScLZTy
O KIT-ach AVT przeczytasz również na Facebooku http://bit.ly/2BjVMN7

KITy AVT

AVTMOD02 - Sterownik diod RGB
2,1 tys. wyświetleń · 2 lata temu

AVT1612 - 2-poziomowy alarm ostrzegający przed...
2,1 tys. wyświetleń · 2 lata temu

AVT5540 - Radioodbiornik dla każdego
9,5 tys. wyświetleń · 2 lata temu

AVT1916 - Konfigurowalny przełącznik 4-kanałowy
2,9 tys. wyświetleń · 2 lata temu

AVT2485 - Inteligentna lampka nocna dla dzieci
2 tys. wyświetleń · 2 lata temu

eprasa.pl 02a1ee88a2

Symulacja i pomiar czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (7)

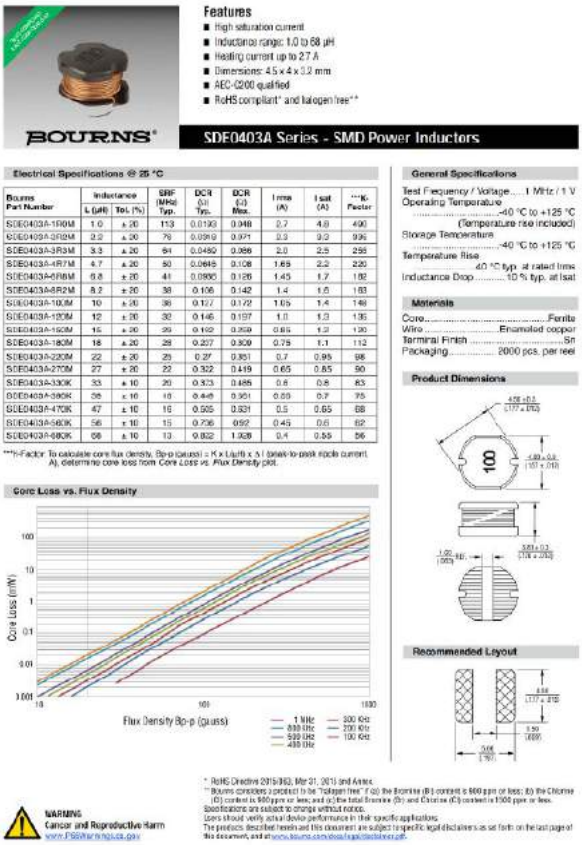
FTP POPRZEDNI ODCINEK JEST DOSTĘPNY NA STRONIE WWW.MEDIA.AVT.PL

Obwód RLC

Jednym z podstawowych zagadnień teorii obwodów są obwody RLC. Bynajmniej nie są one, a przynajmniej nie powinny pozostawać w kręgu zainteresowań wyłącznie radioamatorów i krótkofalowców. Kiedyś obwody takie liczyło się „na piechotę", co najwyżej z zastosowaniem kalkulatora, nie mówiąc już o suwaku logarytmicznym. Współczesne narzędzia inżynierskie pozwalają nieco inaczej spojrzeć na to zagadnienie. Spróbujmy i my. W zakresie teorii użyjemy oczywiście program LTspice, natomiast obliczenia zweryfikujemy w praktyce za pomocą Analog Discovery 2.

Obwód RLC, jak sama nazwa wskazuje, składa się z trzech elementów: rezystora – R, indukcyjności (cewki, dławika itp.) – L i pojemności (kondensatora) – C. W rozważaniach teoretycznych zakładamy zwykle stosowanie elementów idealnych, co oznacza, że w rezystorze nie występują żadne pasożytnicze pojemności montażowe ani indukcyjności np. doprowadzeń, cewka ma zerową rezystancję, a kondensator nie ma żadnych upływności i indukcyjności doprowadzeń. Zakładamy ponadto stałość parametrów w funkcji częstotliwości, temperatury, napięcia pracy, prądu itd. Nie jest to zwykle dobre założenie, o czym prawdopodobnie przekonamy się wkrótce, ale od czegoś trzeba zacząć. W wielu przypadkach takie podejście jest wystarczające, ale prowadząc obliczenia związane z zaawansowanymi projektami wszelkie parametry pasożytnicze powinny być uwzględniane. Ignorowanie

eprasa.pl 02a1ee88a2

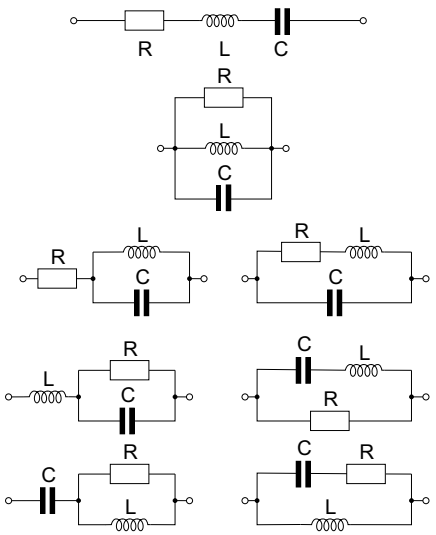


Rysunek 1. Strona noty katalogowej dławika firmy Bourns

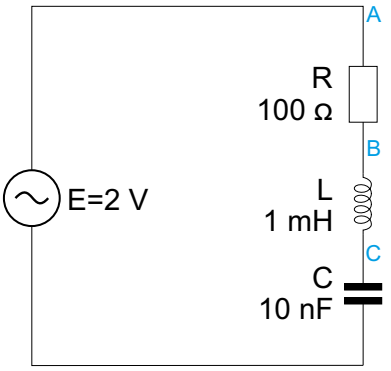
ich może prowadzić do problemów z uruchomieniem lub nieprawidłowej pracy urządzenia. Dane te można znaleźć w notach katalogowych cewek, dławików, kondensatorów itp. publikowanych przez producentów elementów. Przykład noty katalogowej dławika firmy Bourns pokazano na **rysunku 1**.

W skład obwodu RLC wchodzą trzy elementy. Występują one w różnych topologiach połączeń. Jest ich 8 (**rysunek 2**), ale my zajmiemy się tylko jedną z nich, czyli szeregowym połączeniem rezystora, dławika i kondensatora.

Tak jak w poprzednim odcinku mamy do czynienia z elementami reaktancyjnymi, a więc musimy być przygotowani na obliczenia na liczbach zespolonych. I tym razem, jeśli zajdzie taka konieczność, będziemy korzystać z programu WolframAlfa, który jest dostępny on-line.



Rysunek 2. Różne topologie połączeń obwodu RLC



Rysunek 3. Szeregowy obwód RLC rozpatrywany w artykule

Rezonans

Rozpatrujemy obwód pokazany na **rysunku 3**. Potraktujmy wszystkie elementy jako idealne. W poprzednim odcinku kompensowaliśmy moc bierną indukcyjną dołączając do obwodu z indukcyjnością kondensator, ponieważ reaktancja pojemnościowa ma przeciwny znak do reaktancji indukcyjnej. Przy zapewnieniu równości tych reaktancji wypadkowa reaktancja przyjmowała wartość zero, tym samym układ nie pobierał mocy biernej. Jest to jednak sytuacja dość specyficzna i warto przyjrzeć się jej bliżej. Należy zauważyć, że z faktu wyzerowania wypadkowej reaktancji nie wynika, że przez poszczególne elementy reaktancyjne nie płynie prąd i nie odkładają się na nich napięcia. Co więcej, w niektórych przypadkach może dochodzić do bardzo groźnych, wręcz katastrofalnych sytuacji. Mamy do czynienia z rezonansem.

Podczas rezonansu energia jest cyklicznie przekazywana z jednego elementu (w naszym przypadku np. kondensatora) do drugiego (cewki), a następnie kierunek przepływu energii zmienia się. Jeśli w danym układzie nie ma żadnych elementów tłumiących, w pobudzonym obwodzie rezonansowym energia będzie rosła do nieskończoności, a skutki tego nie trudno sobie wyobrazić. Mówiąc o obwodach rezonansowych RLC mamy do czynienia z rezonansem elektrycznym, najbardziej spektakularne przypadki tego zjawiska dotyczą jednak rezonansu mechanicznego. 7 listopada 1940 w miejscowości Tacoma w Stanach Zjednoczonych na skutek drgań wywołanych silnym wiatrem w rezonans wpadł most wiszący. Drgania były na tyle silne (**fotografia 1**), że konstrukcja ich nie wytrzymała i most uległ zniszczeniu. Zdarzenie zostało dobrze udokumentowane, dostępny jest nawet film: ***http://bit.ly/2Fu5UED***. Nie był to jedyny przypadek wpadnięcia mostu w rezonans. Zagadnienie stało się na tyle poważne, że do dziś w wojskowym regulaminie musztry jest punkt (102) nakazujący dowódcom przeprowadzającym pieszą kolumnę wojskową

Fotografia 1. Most na w miejscowości Tacoma (USA) w stanie rezonansu

eprasa.pl 02a1ee88a2

przez most wydać komendę „Dowolny krok". Bezładny, nie miarowy krok żołnierzy ma zapobiegać ewentualnemu wprowadzeniu mostu w rezonans. Czy ma to sens czy nie, to już inna sprawa, ale widać, że gdy tworzono regulamin problem traktowano bardzo poważnie.

Wróćmy do naszego układu elektrycznego. Sprawdźmy czego możemy spodziewać się w przypadku, gdy częstotliwość przebiegu zasilającego będzie równa częstotliwości rezonansowej. Wybuchnąć raczej nic nam nie powinno, ale w niekorzystnym przypadku kłopotów możemy się spodziewać. Najpierw, tradycyjnie już wykonamy obliczenia teoretyczne, następnie nasz układ RLC poddamy symulacji w programie LTspice i na koniec sprawdzimy wszystko w działającym układzie z użyciem zestawu Analog Discovery 2.

Obliczenia

Układ, którym się zajmiemy pokazano na rysunku 3. Mamy rezystor 100 Ω, cewkę 1 mH i kondensator 10 nF. Sprawdźmy jaka jest częstotliwość rezonansowa takiego obwodu. Do jej obliczenia korzystamy z faktu, że występuje ona dla równych modułów reaktancji indukcyjnej i pojemnościowej. Rezystancja nie ma żadnego wpływu na częstotliwość rezonansową, zależy od niej natomiast charakterystyka częstotliwościowa obwodu RLC.

$$|X_L| = 2\pi fL$$

$$|X_C| = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$|X_L| = |X_C| \Rightarrow 2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$4\pi^2 f^2 LC = 1$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 50329Hz$$

Mamy już częstotliwość rezonansową, sprawdźmy jaki prąd popłynie przy zasileniu obwodu przebiegiem sinusoidalnym o napięciu skutecznym 2 V i częstotliwości rezonansowej oraz jakie będą spadki napięć na poszczególnych elementach. Impedancja obwodu jest równa:

$$X_L = j2\pi fL = j316,2\Omega$$

$$X_C = -j\frac{1}{2\pi fC} = -j316,2\Omega$$

$$\underline{Z} = R + jX_L - jX_C = 100e^{j0^\circ}\Omega$$

W obwodzie popłynie prąd:

$$\underline{I} = \frac{\underline{E}}{\underline{Z}} = \frac{2}{100} = 20e^{j0^\circ}mA$$

Prąd, mimo rezonansu, nie wzrósł do wielkich wartości, gdyż ograniczył go rezystor znajdujący się w obwodzie. Zobaczmy, jakie będą spadki napięć na elementach.

$$\underline{U_R} = \underline{I} \cdot R = 2e^{j0^\circ}V$$

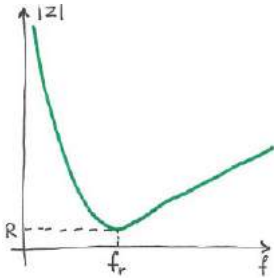
Napięcie skuteczne na rezystorze jest równe napięciu zasilającemu, ale przecież mamy obwód szeregowy, w którym występują jeszcze dwa elementy. Płynie przez nie ten sam prąd co przez rezystor. Musi więc odłożyć się na nich jakieś napięcie. Liczymy:

$$\underline{U_L} = \underline{I} \cdot \underline{X_L} = 0,020e^{j0^\circ} \cdot 316,2e^{j90^\circ} = 6,324e^{j90^\circ}V$$

$$\underline{U_C} = \underline{I} \cdot \underline{X_C} = 0,020e^{j0^\circ} \cdot 316,2e^{-j90^\circ} = 6,324e^{-j90^\circ}V$$

I rzeczywiście, na cewce i na kondensatorze odkładają się takie same napięcia co do wartości, mają one jednak przeciwne fazy. Co gorsza, napięcia są wielokrotnie wyższe od napięcia zasilającego.

Należy jeszcze zastanowić się nad tym, jak będzie zmieniał się prąd płynący w obwodzie w funkcji częstotliwości. Zależność wydaje się dość oczywista. Dla małych częstotliwości reaktancja kondensatora jest bardzo duża, więc prąd będzie bardzo mały. Podobnie będzie dla dużych częstotliwości, przy czym w tym przypadku prąd będzie ograniczany przez reaktancję cewki. Można więc spodziewać się jakiegoś maksimum, które wypadnie dla częstotliwości rezonansowej.



Rysunek 4. Przewidywany przebieg zmienności modułu impedancji obwodu RLC w funkcji częstotliwości

Prąd będzie wówczas zależał tylko od rezystancji. Pamiętajmy jednak, że zgodnie z prawem Ohma rezystancja w wyrażeniu opisującym natężenie prądu występuje w mianowniku, zatem dla zerowej rezystancji prąd w badanym układzie RLC będzie nieskończony.

Na koniec rozważań teoretycznych zastanówmy się jeszcze jak będzie wyglądała zależność modułu impedancji od częstotliwości. Analitycznie jest ona opisana następująco:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)^2}$$

Bez głębszej analizy można sądzić, że zarówno dla częstotliwości dążących do zera, jak i do nieskończoności moduł impedancji będzie również dążył do nieskończoności. Do częstotliwości rezonansowej wykres funkcji modułu impedancji będzie zbliżony do hiperboli, gdyż decydujące znaczenie ma reaktancja pojemnościowa, w której częstotliwość występuje w mianowniku. Powyżej częstotliwości rezonansowej funkcja będzie miała charakter zbliżony do liniowej, gdyż decydować będzie reaktancja indukcyjna, w której częstotliwość występuje w liczniku. Spodziewany przebieg pokazano na **rysunku 4**.

Symulacja

Sprawdźmy po kolei czy nasze obliczenia zostaną potwierdzone w symulacji. W oknie roboczym programu LTspice rysujemy schemat jak na **rysunku 5**. Zaczynamy od prądu. Z obliczeń wynika, że w stanie rezonansu natężenie prądu jest równe 20 mA i nie ma przesunięcia fazowego między napięciem i prądem. W właściwościach źródła zasilającego wprowadzamy częstotliwość w postaci parametrycznej. Przyjmujemy ponadto amplitudę sygnału równą 2,828 V odpowiadającą napięciu skutecznemu 2 V. Wybieramy przebieg sinusoidalny bez offsetu napięciowego i bez przesunięcia fazowego. Pomiędzy elementy R, L i C wstawiamy etykiety, które ułatwią wykonanie wirtualnych pomiarów spadków napięć. Służące do tego komendy są następujące:

```
.meas TRAN uR RMS v(a,b)
.meas TRAN uL RMS v(b,c)
.meas TRAN uC RMS v(c)
```

Wyniki pomiarów przeglądamy w oknie wywołanym poleceniem „*View → SPICE Error Log*", są one widoczne na rysunku 5. Symulacja potwierdziła obliczenia. Czytelnicy zapewne już nie dziwią się nietypowym czasom symulacji. Wynikają one z przyjęcia momentów wypadających dokładnie w chwilach początków i końców pełnych okresów przebiegu, przyjmowanych w celu minimalizacji błędów obliczeń wartości skutecznych poszczególnych parametrów. Pokazane na rysunku 5 wyniki wirtualnych pomiarów są zgodne z obliczeniami. Szybką metodą pomiaru pojedynczego parametru jest, jak pamiętamy, naprowadzenie kursora na opis wybranego przebiegu widoczny nad wykresem, naciśnięcie przycisku *Ctrl*, a następnie lewego przycisku myszki. Pojawia się wówczas ramka zawierająca m.in. wartość średnią i skuteczną.

Sprawdźmy jeszcze relacje między napięciem zasilającym i prądem dla częstotliwości niższej i wyższej od częstotliwości rezonansowej. Na **rysunku 6** pokazano kolejno przypadki dla częstotliwości: 50,329 kHz (rezonans), 30 kHz i 70 kHz. Jak widać, w pierwszym

eprasa.pl 02a1ee88a2

przypadku nie występuje przesunięcie fazowe, w drugim prąd wyprzedza napięcie, w trzecim prąd jest opóźniony względem napięcia.

Do wirtualnego pomiaru prądu w funkcji częstotliwości użyjemy funkcji AC ANALISYS. Funkcja ta wyznacza kolejne wartości natężenia prądu dla przemiatanych częstotliwości. Aby jak najdokładniej trafić na częstotliwość rezonansową konieczne jest zastosowanie przemiatania o małym kroku. Dlatego w parametrach tej funkcji wybieramy: *Type of sweep=Octave* i *Number of points per octave=900*. Oznacza to, że każda oktawa (2-krotny wzrost częstotliwości) jest podzielona na 900 przedziałów. Pozostaje już tylko zautomatyzowanie pomiaru, do czego używamy funkcji MEASURE. Postępujemy podobnie, jak w pomiarze pasma filtru dolnoprzepustowego w 3. odcinku kursu. Najpierw należy wyznaczyć maksimum dla przebiegu prądowego I=f(f). Zostanie ono zapisane w zmiennej *tmp*:

```
MEAS AC tmp MAX mag(I(R1))
```

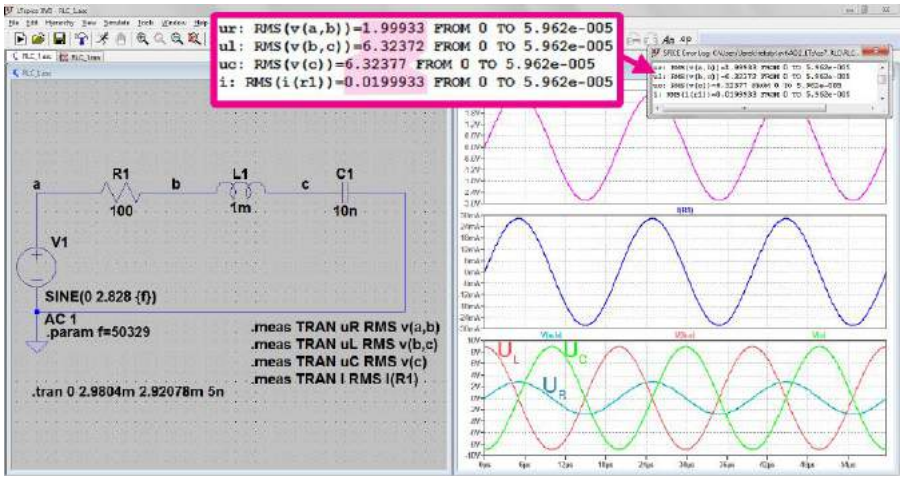
Mając ten parametr, w następnej linii można już szukać częstotliwości, dla której obliczone maksimum występuje. Robimy to za pomocą komendy:

```
.MEAS AC fr TARG mag(I(R1))=tmp
```

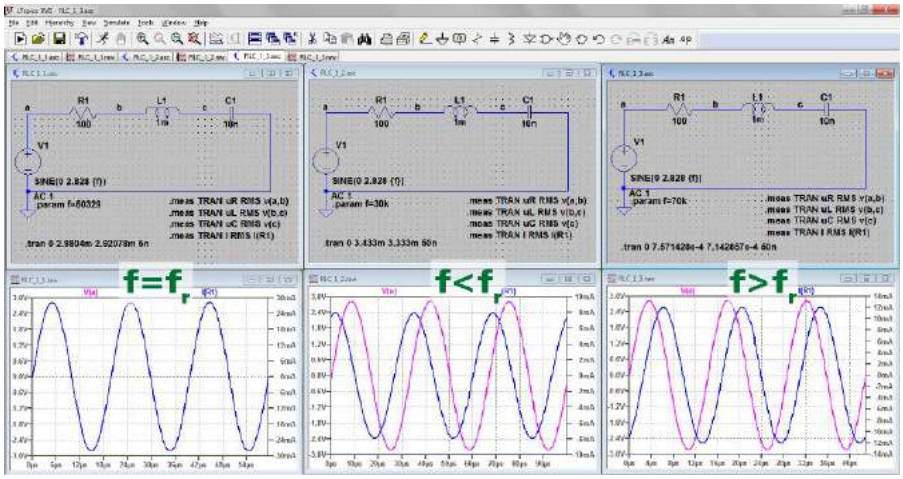
przy czym sam parametr fr nas nie interesuje, za to uwagę należy zwrócić na częstotliwość, przy której pomiar został zakończony. Opcja TARG z występującym po niej argumentem określa warunek zakończenia pomiaru. W naszej symulacji następuje to, gdy prąd osiągnie wartość maksymalną, dlatego odpowiada ona częstotliwości rezonansowej. Dana ta jest wyświetlana w oknie wyników (**rysunek 7**). Według tego pomiaru częstotliwość rezonansowa badanego obwodu RLC jest równa 50,319 kHz, i jak widać mimo rozpatrywania idealnych elementów różni się od częstotliwości obliczonej (50,329 kHz). Różnica wynika z kroku przemiatania częstotliwości. Po prostu algorytm nie trafił dokładnie w teoretyczną częstotliwość rezonansową.

Pozostało nam jeszcze zweryfikowanie zależności modułu impedancji obwodu RLC od częstotliwości. Do symulacji użyjemy ponownie funkcji AC ANALISYS. Tym razem nie jest konieczna bardzo duża precyzja, więc przyjmujemy 100 punktów na oktawę i pomiar w zakresie od 10 kHz do 200 kHz. Po uruchomieniu symulacji program oczekuje wskazania punktu, do którego będzie odnosił się wykres. Impedancji nie można jednak wskazać bezpośrednio, ale wiemy, że jest ona równa ilorazowi napięcia zasilającego i prądu. Naprowadzamy więc kursor na jakiś punkt znajdujący się w obszarze tworzonego wykresu i klikamy prawym przyciskiem myszy. Z wyświetlonego w tym momencie menu wybieramy *Add Traces*, a następnie w polu „*Expression(s) to add*" wpisujemy wyrażenie: *V(a)/I(R1)*. Odpowiada ono impedancji obwodu. Na ekranie zostanie wyświetlony wykres impedancji w funkcji częstotliwości (**rysunek 8a**). Nie przypomina on jednak zbyt dokładnie naszych przewidywań pokazanych na rysunku 4. Wynika to z przyjęcia przez symulator logarytmicznej skali częstotliwości i wartości funkcji wyrażanych w decybelach. Na szkicu obie osie są wyskalowane liniowo. Zamieńmy więc skalowanie osi na wykresie LTspice, przy okazji wyłączymy wykres przesunięcia fazowego. W tym celu klikamy prawym przyciskiem myszki w dowolnym miejscu na opisie osi częstotliwości. Na ekranie pojawi się okno dialogowe „Horizontal Axis", w którym odznaczamy opcję „*Logarithmic*". Podobnie klikając na opis prawej osi pionowej wyłączamy wykres fazy naciskając przycisk ekranowy *Don't plot phase*. Pozostała jeszcze zmiana osi pionowej. Klikamy prawym przyciskiem myszki na opis lewej osi pionowej i w wyświetlonym oknie dialogowym zmieniamy opcję „*Decibel*" na „*Linear*". Ponadto można wprowadzić wartość 0 w polu „Bottom". Teraz mamy już pełną zgodność osi z naszym szkicem, i jak widać wykresy są również podobne (rysunek 8b).

Za pomocą symulacji sprawdźmy jeszcze jak będą wyglądały spadki napięć na poszczególnych elementach obwodu w funkcji częstotliwości. Dla niskich częstotliwości o impedancji decyduje kondensator, którego reaktancja jest bardzo duża. To na nim odłoży się prawie całe napięcie zasilające. Wiemy już, że dla częstotliwości rezonansowej napięcie źródła odłoży się w całości na rezystancji, ale na kondensatorze i na cewce wystąpią również napięcia wielokrotnie wyższe od napięcia zasilającego, tyle że będą one miały przeciwne fazy. Dla dużych częstotliwości prawie całe napięcie zasilania odłoży się na cewce,



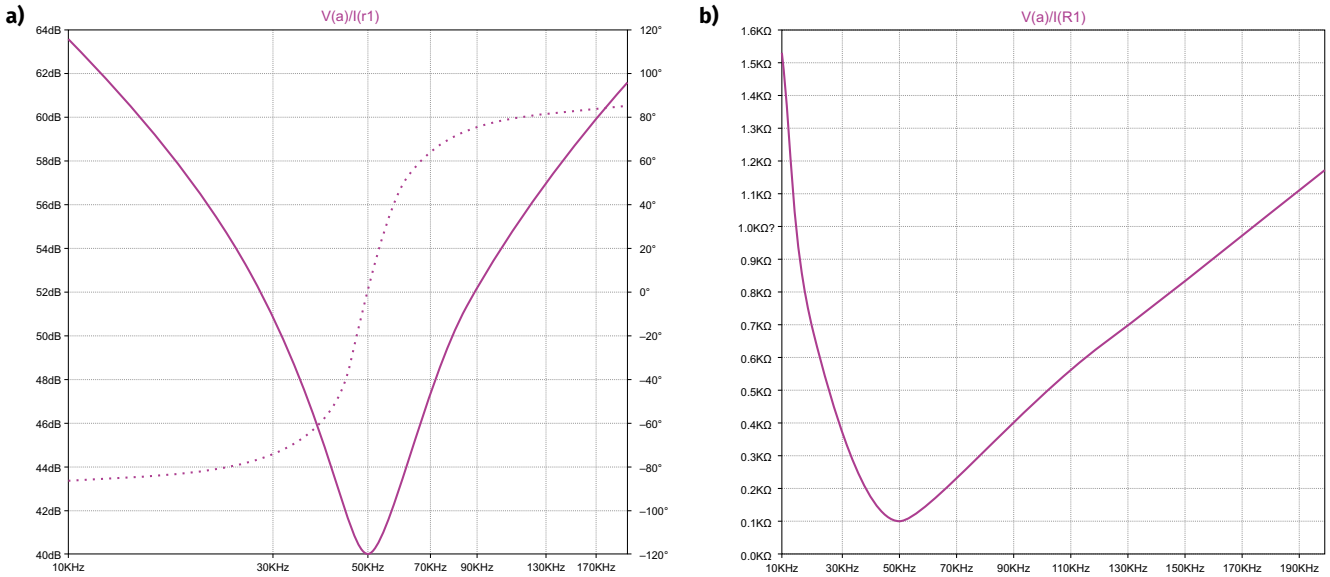
Rysunek 5. Szeregowy obwód RLC symulowany w programie LTspice



Rysunek 6. Przebiegi napięć i prądów w szeregowym obwodzie RLC dla różnych częstotliwości

Rysunek 7. Pomiar częstotliwości rezonansowej w programie LTspice

eprasa.pl 02a1ee88a2



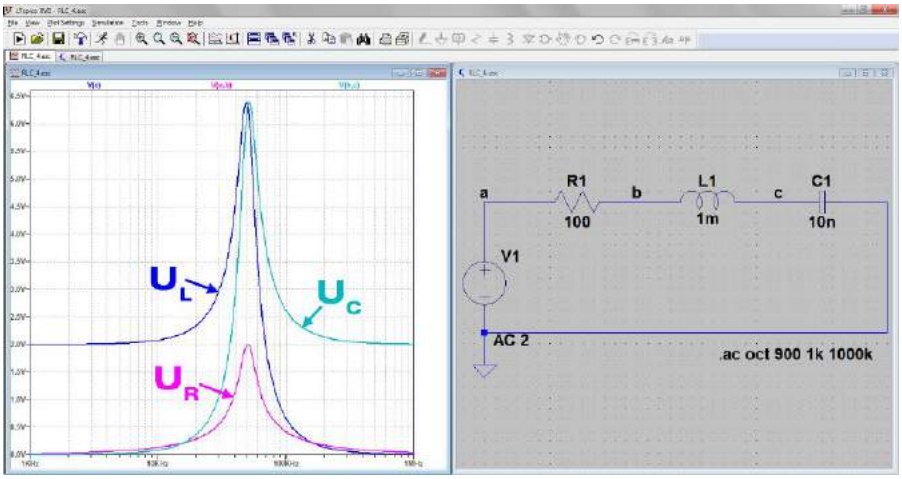
Rysunek 8. Przebieg |Z|=f(f) a) w domyślnym logarytmiczno-logarytmicznym układzie współrzędnych, b) w układzie liniowo-liniowym

gdyż jej reaktancja rośnie wraz z częstotliwością. Na kondensatorze i na rezystorze spadki napięć będą bliskie zeru.

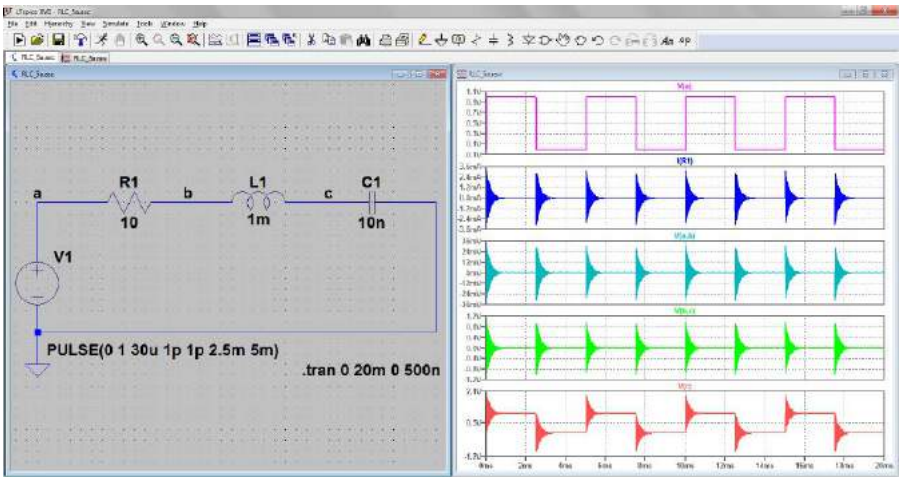
Uruchamiamy symulację (**rysunek 9**). We właściwościach źródła zasilającego możemy wybrać opcję „*None*". W analizie „*AC Analisys*", którą zastosujemy, nie mają znaczenia takie parametry jak amplituda, offset częstotliwość, ważna jest natomiast amplituda sygnału testowego. Ustawiamy ją w polu „*AC Amplitude*" na 2 wolty. Takiego napięcia będziemy używać w pomiarach układu rzeczywistego. Wybieramy zakres analizy od 1 kHz do 1 MHz. Na wykresie umieszczamy znanymi metodami przebiegi napięć na rezystorze, cewce i kondensatorze, linearyzujemy ponadto oś pionową (rysunek 9).

Przeprowadzimy jeszcze jedną symulację, której nie rozpatrywaliśmy teoretycznie. Co będzie się działo, gdy nasz szeregowy układ RLC pobudzimy sygnałem prostokątnym? Podświadomie możemy spodziewać się „dziwnych" efektów. Zbadamy przebiegi napięć na elementach obwodu RLC. Jako źródło sygnału zastosujemy element biblioteczny „*Voltage*" z funkcją „*PULSE*". We właściwościach wprowadzamy parametry: *Vinitial=0*, *Von=1*, *Tdelay=30u*, *Trise=1p*, *Tfall=1p*, *Ton=2.5m*, *Toff=5m*. Odpowiadają one przebiegowi prostokątnemu o amplitudzie 1 V (zmiana od 0 do 1 V) i częstotliwości 200 Hz o wypełnieniu 1:1. Należy zauważyć, że czasy narastania i opadania nie są równe 0. Tak jak już było powiedziane, program LTspice nie pozwala na wprowadzanie zerowych wartości niektórych parametrów. Przyjęliśmy więc czasy równe 1 ps, które są na tyle krótkie, że można je ignorować. Dodaliśmy ponadto opóźnienie równe 30 µs, aby wykres obejmował także niewielki przedział czasu przed uruchomieniem źródła zasilającego.

Zmniejszamy rezystor obwodu RLC do 10 Ω. Przyjmujemy czas symulacji 20 ms i maksymalny krok 500 ns. Po rozpoczęciu symulacji klikamy w pole wykresu (w tym momencie jeszcze puste) i za pomocą polecenia „*Add Plot Pane*" uruchamianego prawym przyciskiem myszki wprowadzamy dodatkowy panel dla wykresu. Czynność tę powtarzamy 4-krotnie, uzyskując 5 paneli dla różnych wykresów. Umieścimy w nich przebiegi na kolejnych elementach obwodu i dodatkowo przebieg napięcia zasilającego i prąd płynący w obwodzie. Na razie panele są puste, wypełniamy je więc od góry. Aby umieścić jakiś przebieg w panelu klikamy w dowolny punkt znajdujący się w jego obrębie lewym przyciskiem myszki – ramka panelu zostanie nieznacznie podświetlona. Następnie wskazujemy interesujący nas punkt lub obiekt na schemacie.

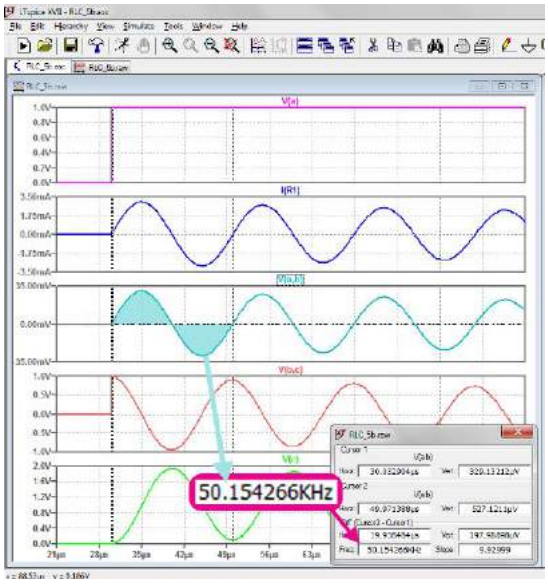


Rysunek 9. Przebiegi napięć na elementach obwodu RLC w funkcji częstotliwości



Rysunek 10. Napięcia na elementach obwodu RLC pobudzanego przebiegiem prostokątnym

eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 11. Powiększony zakres drgań przy sterowaniu obwodu RLC przebiegiem prostokątnym

W pierwszym panelu umieszczamy napięcie zasilające czyli wskazujemy węzeł „a". W drugim panelu umieszczamy prąd płynący w obwodzie klikając np. na rezystor r. W trzecim panelu umieszczamy napięcie na rezystorze R1 – V(a,b). Pamiętamy, że robi się to przez przeciągnięcie wirtualnej sondy po kliknięciu na punkt „a" i zwolnieniu przycisku w punkcie „b". Analogicznie w kolejnych oknach umieszczamy napięcia na cewce i na kondensatorze. Efekt tych czynności pokazano na **rysunku 10**.

Jak widać z wykresów, tylko napięcie na kondensatorze przypomina napięcie zasilające. Na pozostałych elementach występują jedynie jakieś artefakty, o których na razie niewiele można powiedzieć. Musimy je powiększyć (rozciągnąć skalę czasu w ich pobliżu). W tym celu zakreślamy obszar wokół jednego z zakłóceń, np. pierwszego od lewej strony. Do zaznaczenia używamy lewego przycisku myszki. Efekt powiększenia przedstawiono na **rysunku 11**. Teraz już wyraźnie widać, że w obwodzie rezonansowym pobudzonym impulsem prostokątnym pojawiły się drgania sinusoidalne. Ich częstotliwość zmierzona za pomocą kursorów jest równa 50,15 kHz. Pomiar z użyciem polecenia MEAS:

```
.meas TRAN tmp TRIG V(a,b)=0 FALL=1 TARG V(a,b)=0
FALL=2
.meas f PARAM 1/tmp
```

dał wynik 50218 Hz, a więc bardzo bliski, można powiedzieć, że z dokładnością obliczeniową równy częstotliwości rezonansowej. Jak widać na rysunku 10 drgania mają charakter gasnący. O szybkości ich zaniku decyduje rezystancja.

Zanim przejdziemy do praktycznej weryfikacji pomiarów zastanówmy się jeszcze nad jednym zagadnieniem teoretycznym.

Czy na podstawie przebiegu napięciowego na cewce można określić jej rezystancję?

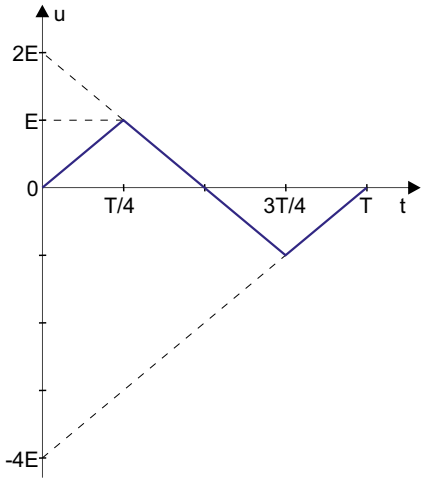
Tym razem rezygnujemy z kondensatora. Rozpatrujemy połączenie szeregowe rezystora i cewki. Najpierw – proszę nie zaglądać dalej do tekstu – pytanie na intuicję: jaki kształt przyjmie przebieg prądu w szeregowym obwodzie RL przy pobudzeniu go napięciem piłokształtnym, czyli odcinkami liniowym?

Z teorii obwodów wiemy, że zależność między napięciem na cewce i płynącym przez nią prądem jest opisana zależnością:

$$u_L(t) = L\frac{di}{dt}$$

z czego wynika, że prąd jest równy:

$$i = \frac{1}{L}\int u(t)\,dt$$



Rysunek 12. Przebieg piłokształtny używany do sterowania obwodu RL

Przebieg z **rysunku 12**, którego użyjemy do pobudzenia układu jest opisany zależnością:

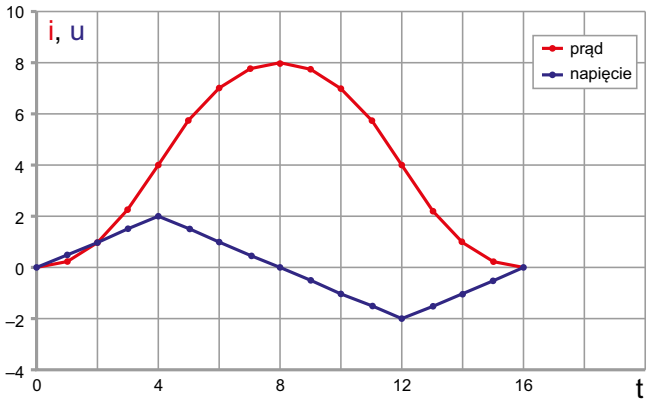
$$u(t) = \begin{cases} At \text{ dla } t \le T/4 \\ -At + 2E \text{ dla } T/4 < t \le 3T/4 \\ At - 4E \text{ dla } t > 3T/4 \end{cases}$$

$$\text{gdzie } A = \frac{4E}{T}$$

Wyznaczenie zależności dla prądu wymaga rozwiązania 3 całek, osobno dla każdego z przedziałów. Trzeba pamiętać o takim dobieraniu stałych całkowania, aby zachować ciągłość funkcji opisującej prąd. Spodziewając się, że rozwiązywanie całek może nie być zbyt interesujące dla Czytelników podam końcowe wyniki. Zakładam przy tym, że okres przebiegu jest równy 16 umownych jednostek. Takie założenie uprości obliczenia, a ich celem jest wyznaczenie kształtu przebiegu prądowego, a nie rozwiązanie konkretnego układu. Zakładam ponadto, że w chwili 0 prąd nie płynie. Dla każdego z przedziałów prąd jest opisany poniższymi zależnościami, zachowana jest przy tym jego ciągłość.

$$i(t) = \begin{cases} \frac{1}{L}\int_0^{T/4} At\,dt = \frac{At^2}{2L} \text{ dla } t \le T/4 \\ \frac{1}{L}\int_{T/4}^{3T/4} (-At + 2E)\,dt = \frac{-At^2}{2L} + \frac{2Et}{L} + \frac{32A}{2L} - \frac{8E}{L} \text{ dla } t/4 < t \le 3T/4 \\ \frac{1}{L}\int_{T/4}^{3T/4} (At - 4E)\,dt = \frac{-At^2}{2L} + \frac{4Et}{L} + \frac{128A}{2L} - \frac{64E}{L} \text{ dla } t > 3T/4 \end{cases}$$

Okazuje się – być może ku pewnemu zdziwieniu – że prąd jest opisany funkcją kwadratową, ma zatem przebieg paraboliczny (**rysunek 13**). W związku z tym zaskakującym faktem, wyniki musimy szybko zweryfikować w symulatorze. W edytorze LTspice rysujemy układ pokazany na **rysunku 14**. Już na wstępie pojawia się problem:



Rysunek 13. Prąd w cewce pobudzanej napięciem piłokształtnym

eprasa.pl 02a1ee88a2

jak wygenerować przebieg piłokształtny? Użyjmy oczywiście standardowego źródła *Voltage* z zaznaczoną we właściwościach funkcją *PWL*. Umożliwia ona tworzenie przebiegu składającego się z wielu odcinków przez podanie zbioru par: czas, napięcie. Zbiór ten definiuje kompletny, złożony przebieg, w tym przypadku napięciowy. W definicji występują chwile czasowe, które warto sparametryzować, aby była możliwa np. regulacja częstotliwości. Wprowadzamy więc komendy:

```
.param f=200Hz
.param dt=1/f
```

Parametr dt jest równy okresowi przebiegu, do którego będziemy się odnosić wprowadzając poszczególne chwile czasowe. W celu zapętlenia przebiegu w definicji użyjemy ponadto funkcji *repeat forever*. Kompletny opis źródła prądowego jest następujący:

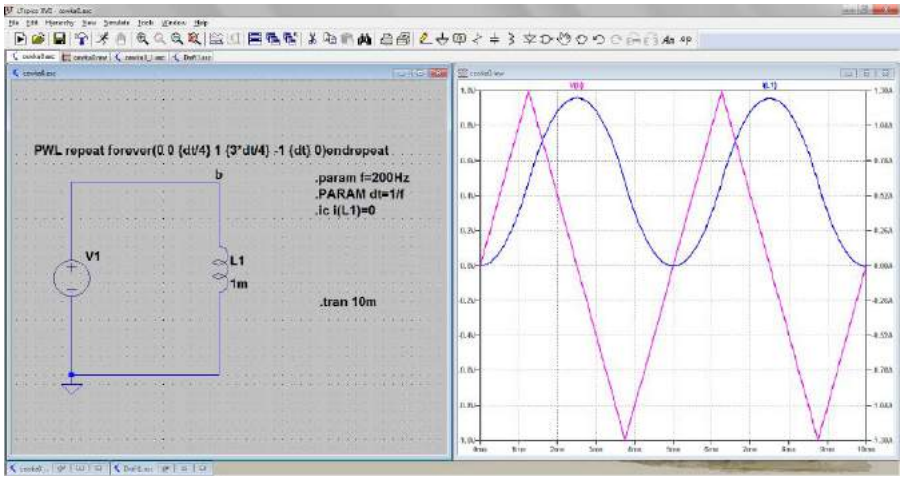
```
PWL repeat forever(0 0 {dt/4} -1
{3*dt/4} 1 {dt} 0)endrepeat
```

Jak działa taka funkcja najlepiej przekonać się porównując zapis z przebiegiem przedstawionym na rysunku 14. W symulowanym układzie przyjęliśmy częstotliwość przebiegu równą 200 Hz, wprowadzamy więc parametr *Stop time=10m*, co odpowiada dwóm okresom. Można ponadto, choć nie jest to w naszym przypadku konieczne, wymusić zerowy prąd w cewce w chwili rozpoczynania symulacji. Służy do tego polecenie:

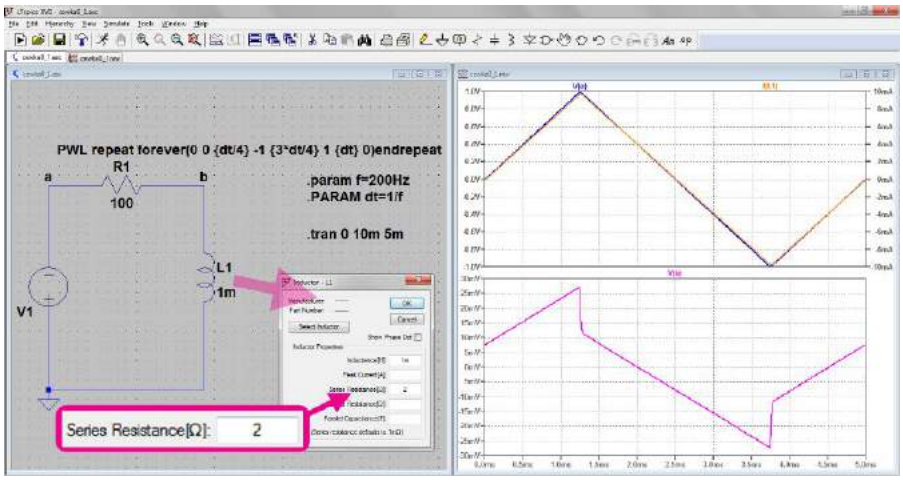
```
.ic i(L1)=0
```

Wynik symulacji pokazano na rysunku 14. Obie osie dopasowano tak, aby zero znalazło się na tym samym poziomie. Jak widać, faktycznie przebieg prądu jest złożony z parabol. Uzyskany wynik może nieco dziwić, gdyż w praktyce rzadko obserwujemy przebiegi prądowe. Gdybyśmy badali napięcie na idealnej cewce za pomocą oscyloskopu, to oczywiście otrzymalibyśmy przebieg piłokształtny generowany przez źródło. Taki przypadek jednak nigdy nie występuje w praktyce, zobaczmy więc, co się stanie gdy zastosujemy elementy rzeczywiste.

Aby obejrzeć i zmierzyć prąd mając do dyspozycji oscyloskop, dołączamy szeregowo do cewki rezystor. Badając spadek napięcia na nim i znając jego rezystancję możemy określić natężenie prądu płynącego w obwodzie. Zmodyfikowany schemat przedstawiono na **rysunku 15.** Rezystor R1 będzie wykorzystany później do pomiaru prądu. We właściwościach cewki wprowadzamy parametr *Series Resistance=2* oznaczający, że cewka ma własną rezystancję szeregową równą 2 Ω. Uruchamiamy symulację z parametrami *Stop time=10m* i *Time to start saving data=5m*. Oznacza to, że będziemy obserwować tylko drugi cykl przebiegu. Pierwszy pomijamy, aby uniknąć stanu nieustalonego pojawiającego się w chwili startu. Niebieski przebieg prądu na wykresie z rysunku 15,

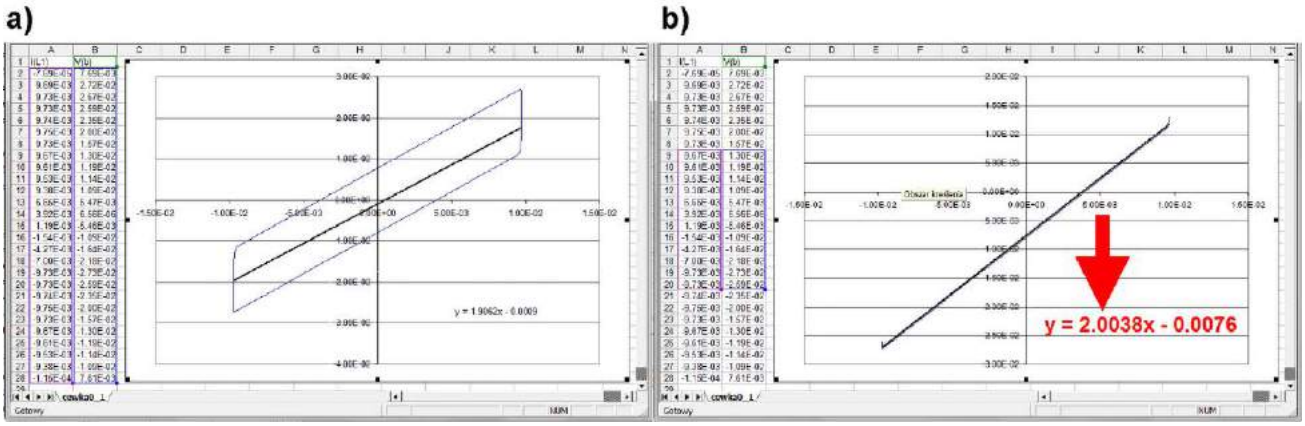


Rysunek 14. Symulacja idealnej cewki pobudzanej napięciem piłokształtnym



Rysunek 15. Symulacja nieidealnego obwodu RL w programie LTspice

Rysunek 16. Okno dialogowe służące do określania parametrów osi wykresu



Rysunek 17. Analiza danych uzyskanych w symulatorze LTspice za pomocą Excela a) pomiar z kompletem danych, b) pomiar z ograniczonym zakresem danych

eprasa.pl 02a1ee88a2

Rysunek 18. Pomiar rezystancji cewki z użyciem kursorów pomiarowych symulatora LTspice

który w układzie rzeczywistym będzie mierzony oscyloskopem na podstawie spadku napięcia na rezystorze R1 różni się dość znacznie w porównaniu z rysunkiem 14. Na pewno nie jest funkcją kwadratową. Ale coś jest jeszcze nie tak również z napięciem na cewce. To obecność tego rezystora spowodowała tak znaczną linearyzację przebiegu prądowego. Można już nawet uznać, że cewka jest pobudzana prądowo. Z kolei jeśli przyjmiemy liniowe zmiany prądu, to zgodnie ze wzorem (1) napięcie na cewce powinno zmieniać się skokowo i dla piłokształtnego przebiegu prądowego powinno przybierać kształt zbliżony do prostokątnego. Daleki od prostokąta kształt napięcia wynika z względnie małego stosunku rezystancji R1 i rezystancji szeregowej cewki. Łatwo się o tym przekonać zmieniając rezystancję cewki, np. na 0,01 Ω.

Przekształćmy teraz nieznacznie nasz wykres. Zbadajmy zależność napięcia na cewce nie od czasu lecz od płynącego przez nią prądu. W tym celu klikamy prawym przyciskiem myszki na opis osi czasu i w wyświetlonym oknie dialogowym wpisujemy parametr *Quantity Plotted=I(L1)* (**rysunek 16**). Wykres przeanalizujemy w Excelu, więc konieczne jest wyeksportowanie danych np. przez plik tekstowy. Klikamy na ramkę okna wykresu, aby go uaktywnić i wykonujemy polecenie: *File → Export data as text*, następnie podświetlamy parametry V(b) i I(L1), wskazujemy folder i wprowadzamy nazwę pliku. Wszystko zatwierdzamy przyciskiem ekranowym *OK*. Teraz już można otworzyć Excela i przeciągnąć do niego utworzony plik tekstowy. Może się zdarzyć, że w ostatnim wierszu danych pojawi się błąd. Gdyby tak było, po prostu usuwamy ten wiersz z arkusza.

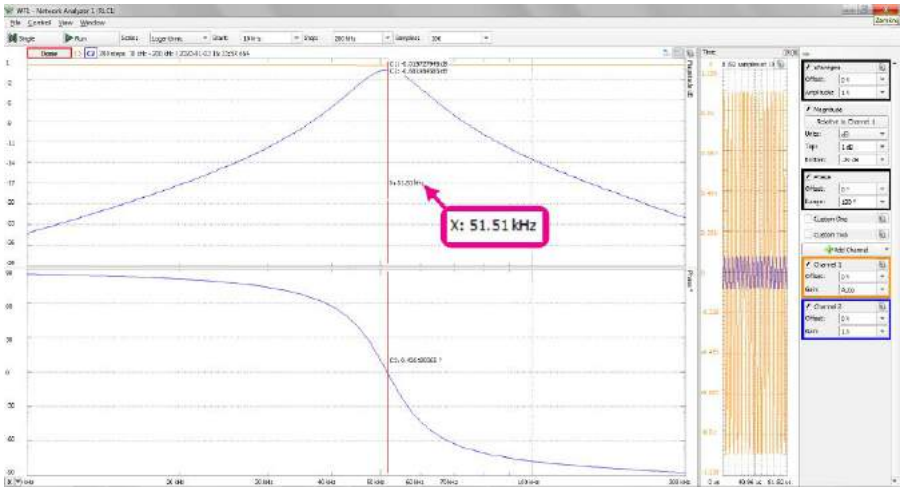
Do Excela zostały zaimportowane 3 kolumny. Kolumnę zawierającą dane czasowe usuwamy, gdyż nie będzie nam potrzebna. Kolumny powinny być ustawione w kolejności: I(L1), V(b). Jeśli tak nie jest zamieniamy je miejscami. Pozostaje teraz sporządzić wykres na podstawie danych z arkusza. Zaznaczamy je i wybieramy wykres punktowy XY. Po jego utworzeniu naprowadzamy kursor na dowolny punkt wykresu i po naciśnięciu prawego przycisku myszki wybieramy polecenie „*Dodaj linię trendu*". Wybieramy wykres liniowy, a w opcjach zaznaczamy pozycję „*Wyświetl równanie na ekranie*". Uzyskujemy wykres jak na **rysunku 17a**. Linia trendu nie pokryła się dokładnie z prostymi odcinkami wykresu, można więc ograniczyć zakres danych wykresu do fragmentu obejmującego odcinek prostoliniowy. Stały współczynnik przy zmiennej „*x*" w równaniu regresji jest równy (z dokładnością obliczeniową) ukrytej rezystancji szeregowej cewki. 2 Ω – taką rezystancję szeregową cewki wprowadziliśmy w symulatorze (rysunek 17b).

Opisana metoda może być przydatna w pomiarach oscyloskopowych, w programie LTspice do wyznaczenia tego parametru znacznie prościej jest skorzystać z kursorów pomiarowych. Pierwszy kursor ustawiamy w dowolnym punkcie na prostoliniowym odcinku wykresu, drugi na tym samym odcinku lecz w pewnym oddaleniu od pierwszego. Rezystancję odczytujemy w polu *Slope* parametrów kursorów. Jak widać na **rysunku 18** odczytana rezystancja jest równa 1,99975 Ω.

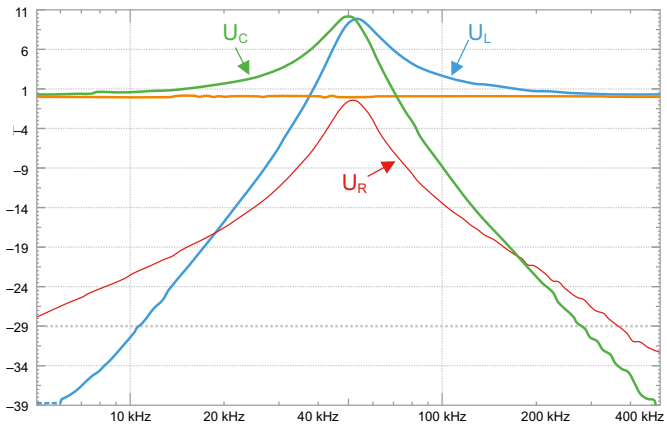
Pomiary

Przyszła kolej na praktyczną weryfikację wszystkich rozważań teoretycznych. W pierwszej kolejności zmierzymy wartości napięć i prądu w szeregowym obwodzie RLC. Do pomiaru prądu użyjemy rezystora obwodu RLC. Dołączymy do niego różnicowo 1. kanał oscyloskopu i tworzymy kanał matematyczny obliczający wyrażenie C1/100 (C1 to wartość odczytana w 1. kanale, a 100 to rezystancja). Uruchamiamy pomiary automatyczne („*Measurements*"), w których dodajemy pozycje: *Defined Measurement → Channel1 → Vertical → AC RMS* i analogicznie *Max* dla kanału matematycznego, któremu można nadać nazwę „*prad*". Wybrano parametr *Max nie AC RMS*, aby uniezależnić się od niedokładności pomiaru występujących przy zmieniającej się częstotliwości sygnału i stałej podstawie czasu oscyloskopu. Zmierzone wartości będą się szybko zmieniać, ich odczyt mógłby być dość trudny, warto więc włączyć uśrednianie wyników. Rozwijamy okno podstawy czasu i w polu *Average* wybieramy wartość np. 50.

Pierwszą czynnością jest znalezienie rzeczywistej częstotliwości rezonansowej. W dolnej i górnej części suwaka regulacji częstotliwości generatora arbitralnego znajdują się pola, do których należy



Rysunek 19. Pomiar I=f(f) w rzeczywistym układzie za pomocą Analog Discovery 2



Rysunek 20. Pomiar napięć na elementach rzeczywistego obwodu RLC w funkcji częstotliwości wykonany za pomocą Analog Discovery 2

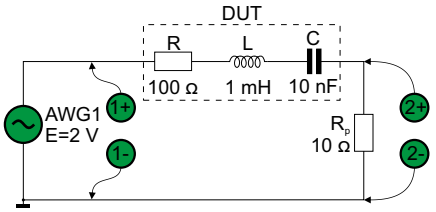
eprasa.pl 02a1ee88a2

wpisać minimalną i maksymalną częstotliwość regulacji. Takie rozwiązanie pozwala maksymalnie wykorzystać czułość suwaka. Spodziewając się częstotliwości rezonansowej w okolicach 50 kHz zakres regulacji można zawęzić np. do 48...52 kHz. Uruchamiamy generator i oscyloskop. Regulujemy powoli częstotliwość obserwując wartości zmierzonego natężenia prądu. Zlokalizowanie maksimum oznacza, że osiągnęliśmy częstotliwość rezonansową. U mnie była ona równa 50,07 kHz, a więc różniła się nieznacznie od obliczonej. Dla tej częstotliwości odczytujemy napięcia na elementach. Kanał 1. jest aktualnie dołączony do rezystora, więc wskazania z niego są równe spadkowi napięcia na rezystancji. W mierzonym układzie napięcie to było równe 1,818 V. Mniejsza wartość od obliczonej wynika z tolerancji elementów oraz ze spadku napięcia na ukrytej rezystancji cewki, która nie była uwzględniana w obliczeniach. Pomiar napięć na cewce i na kondensatorze wymaga przełączenia kanału 1 na te elementy. Po tych zmianach U_L=5,892 V, a U_C=5,931 V. Choć pomiary różnią się nieznacznie od obliczonych teoretycznie, to jednak mieszczą się w granicach błędu i potwierdzają teorię. Należy jeszcze raz podkreślić występowanie w układzie napięcia wyższego niż zasilające.

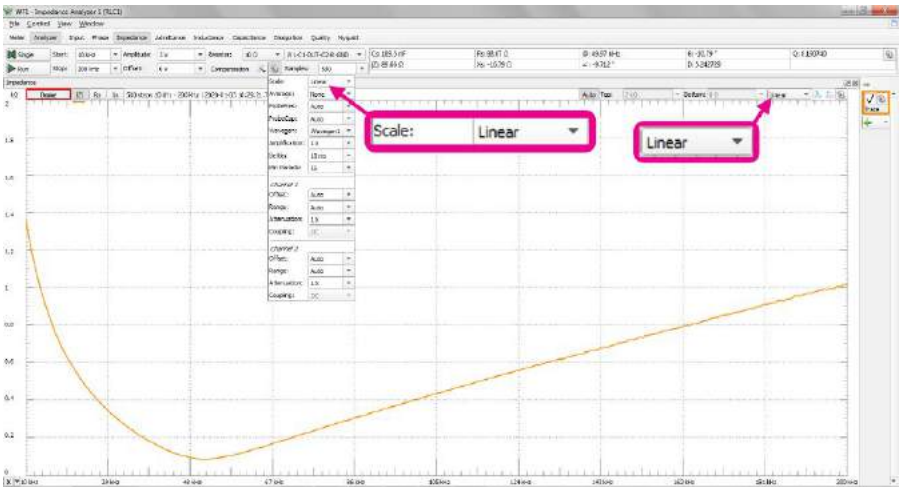
Do pomiaru zależności I(f) użyjemy narzędzia Network Analyzer zestawu Analog Discovery 2. Kanał 1. oscyloskopu trzeba dołączyć do generatora, a kanał 2. dołączymy różnicowo do rezystora obwodu RLC. Wybieramy amplitudę sygnału równą 1 V, warto również włączyć podgląd czasowy (*Time*). I tym razem pomiar z inżynierską dokładnością potwierdził rozważania teoretyczne (**rysunek 19**).

Sprawdzamy jeszcze szybko jak wyglądają spadki napięć na rezystancji, indukcyjności i pojemności w funkcji częstotliwości. Kanał pierwszy pozostaje bez zmian, czyli jest dołączony do generatora, kanał drugi natomiast w kolejnych pomiarach łączymy różnicowo z rezystorem, cewką i kondensatorem. Po każdym pomiarze zapamiętujemy wynik z kanału 2. jako przebieg referencyjny. Można mu również nadać odpowiednią dla pomiaru nazwę. Zebrane wyniki przedstawiono na **rysunku 20**. Po raz kolejny oddychamy z ulgą – pomiary okazały się zgodne z przewidywaniami.

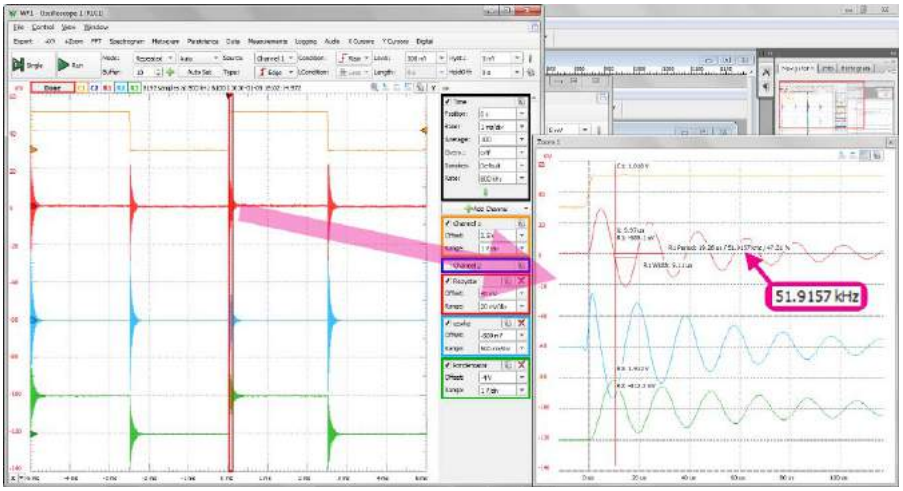
Nieco więcej trudności mogłoby sprawić zmierzenie impedancji za pomocą narzędzia Network Analyzer. Analog Discovery 2 ma jednak specjalny wirtualny przyrząd służący do tego celu. Jest to Impedance. Wymaga on stosowania dodatkowego rezystora pomiarowego R_p dołączanego szeregowo do DUT (*Device Under Test*). Naszym DUT jest szeregowy obwód RLC, układ pomiarowy wygląda więc tak, jak na **rysunku 21**. Przed uruchomieniem pomiaru wprowadzamy parametry: *Start=10 kHz*, *Stop=200 kHz*, *Amplitude=2 V*, *Resistor=10 Ω*. Schemat pokazany na rysunku 21 odpowiada konfiguracji W1-C1-DUT-C2-R-GND, którą należy wybrać z listy. Pamiętając o tym, że nasze przewidywania pokazane na rysunku 4 były wykonane



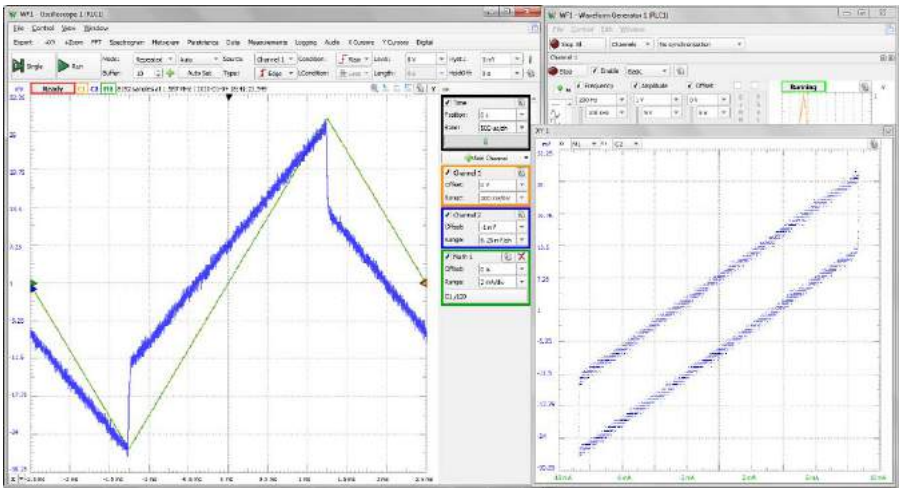
Rysunek 21. Schemat pomiarowy z użyciem narzędzia Impedance zestawu Analog Discovery 2



Rysunek 22. Przebieg |Z|=f(f) zmierzony w układzie rzeczywistym za pomocą Analog Discovery 2



Rysunek 23. Pomiary drgań powstających w obwodzie RLC pobudzanym sygnałem prostokątnym



Rysunek 24. Badanie rzeczywistego obwodu RL za pomocą Analog Discovery 2

eprasa.pl 02a1ee88a2

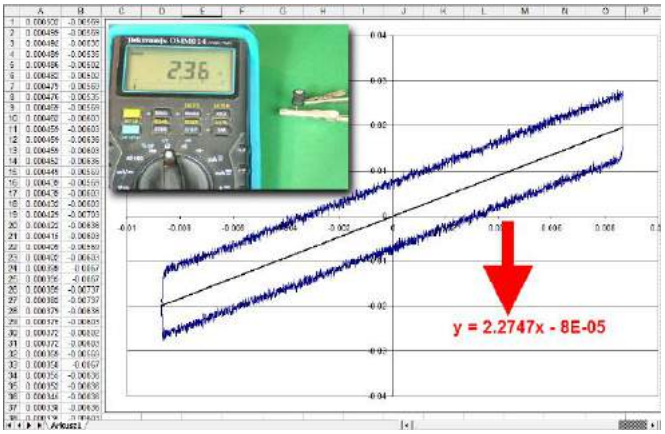
w liniowo-liniowym układzie współrzędnych, takie skalowanie ustawiamy również w Impedance. Wynik pomiaru pokazano na **rysunku 22** i jest on... oczywiście zgodny z teorią.

Kolejny pomiar, to badanie odpowiedzi na pobudzenie układu RLC impulsami prostokątnymi. Tak jak w symulacji, ustawiamy w generatorze AWG1 częstotliwość 200 Hz, amplitudę 0,5 V z offsetem 0,5 V (czyli zmianę napięcia od 0 do 1 V). Używając kanału drugiego mierzymy kolejno napięcia na rezystorze, cewce i kondensatorze. Wynik każdego pomiaru zapisujemy jako przebieg referencyjny, co umożliwi nam porównanie trzech przebiegów za pomocą 2-kanałowego generatora. Na podstawie **rysunku 23** można wyciągnąć wniosek, że oscylacje obserwowane w chwilach zmiany stanu sygnału wejściowego mają częstotliwość zbliżoną do rezonansowej. Odczytujemy ją w oknie „Zoom" za pomocą kursorów pomiarowych.

Do wykonania pozostał jeszcze pomiar prądu w cewce obwodu RL zasilanego napięciem piłokształtnym. Pamiętamy, że na jego podstawie można określić rezystancję wewnętrzną cewki. W symulacji to się udało, ciekawe czy pomiar również da nam poprawny wynik?

Szeregowo z cewką łączymy rezystor 100 Ω. W generatorze AWG1 ustawiamy napięcie piłokształtne o amplitudzie 1 V i częstotliwości 200 Hz. Kanał 1. łączymy różnicowo z rezystorem i definiujemy kanał matematyczny, który oblicza zależność C1/100. Już chyba nie trzeba tłumaczyć, że będzie on mierzył natężenie prądu. Kanał 2. dołączamy do cewki. Po uruchomieniu generatora i oscyloskopu na ekranie ukazuje się oscylogram przypominający ten z symulacji, jest więc nadzieja na poprawny wynik (**rysunek 24**). Dokładamy więc wykres XY, dla którego oś X wiążemy z kanałem M1 (prąd), a oś Y z kanałem C2 (napięcie na cewce). Możemy już wyeksportować dane: *File* → *Export* → *Source=XY1, Data* najwygodniej przez *clipboard* (opcja *Copy to Clipboard*). Otwieramy pusty arkusz Excela i kopiujemy do niego zawartość pamięci podręcznej. Następnie tworzymy wykres punktowy, do którego dodajemy linię trendu, dokładnie tak samo, jak w symulacji (**rysunek 25**). Z pomiaru wynika, że rezystancja wewnętrzna cewki jest równa 2,2747 Ω. Aby mieć spokojne sumienie wynik weryfikujemy mierząc jeszcze raz rezystancję cewki multimetrem. Wynik: 2,36 Ω, od którego należy odliczyć rezystancję kabli. Całkiem nieźle. W tym odcinku to już wszystko, a w kolejnym zrobimy... radionamiernik RAF-u.

Jarosław Doliński, EP



Rysunek 25. Obliczenie rezystancji szeregowej cewki w Excelu na podstawie danych uzyskanych w oscyloskopie Analog Discovery 2

REKLAMA

Nie przegap!

interesujących materiałów w siostrzanym czasopiśmie

www.elportal.pl

A może masz pomysł na ciekawy artykuł lub projekt?
Skonstruowałeś urządzenie,
które jest godne zaprezentowania szerszej publiczności?
Możesz napisać artykuł edukacyjny?
Chcesz podzielić się doświadczeniem?
W takim razie zapraszamy do współpracy
na łamach Elektroniki dla Wszystkich.
Kontakt: ***edw@elportal.pl***

EdW możesz zamówić na
www.ulubionykiosk.pl
Do kupienia również w Empikach
i wszystkich większych kioskach z prasą.

W lutowym wydaniu Elektroniki dla Wszystkich między innymi:

Analogowy konwerter wideo
Prosty, wysokiej jakości konwerter, rozwiązujący problem braku wejścia SCART w nowych płaskich telewizorach. Ten wszechstronny układ jest w polecany miłośnikom „pełnoletnich" konsol gier wideo.

Automatyczny wyłącznik nadprądowy
Realizacja dobrego zabezpieczenia przed przeciążeniem nie jest łatwa. Autor prezentuje swój przeznaczony do obwodów stałoprądowych, wypróbowany układ, który automatycznie odłącza obciążenie po wykryciu nadmiernej wartości prądu obciążenia.

Taki zwyczajny zasilacz...
Próbujemy zbudować na pozór prosty zasilacz analogowy, a przed jego podstawowymi testami dają o sobie znać dziwne zjawiska i problemy, wynikające z obecności w otoczeniu przetwornic impulsowych.

Arduino – wyświetlacze graficzne
W odcinku Kursu Arduino wykorzystujemy najpopularniejsze dziś wśród hobbystów wyświetlacze OLED 128×64. Natomiast w cyklu „Wokół Arduino" nadal zgłębiamy różne aspekty związane ze sterowaniem rozmaitymi wyświetlaczami graficznymi.

Tranzystory – sterowanie MOSFET-ami
Na rynku jest mnóstwo typów i odmian tranzystorów MOSFET. Jednak wybór typu optymalnego do niektórych zastosowań wcale nie jest taki prosty, nawet jeżeli chodzi o tak znane parametry jak napięcie $U_{(BR)DS}$ czy rezystancja R_{DSon}.

Ponadto w numerze:
- Regenerator sygnału DMX
- Miniaturowy przedwzmacniacz audio
- Moduły zasilające
- Warsztatowe patenty. Trzecia ręka
- Samooscylujące wzmacniacze klasy D
- **Szkoła Konstruktorów** – Wykorzystanie modułu odtwarzającego pliki dźwiękowe
- **Szkoła Konstruktorów** – Zaproponuj użyteczny w praktyce elektroniczny sygnalizator spadku temperatury poniżej zera

eprasa.pl 02a1ee88a2

Świat kontrastów i kolorów

Wyświetlacze OLED z pasywną matrycą

Wyświetlacze OLED z pasywną matrycą mają doskonały kontrast oraz są cienkie i energooszczędne. Coraz częściej są używane, także w zastosowaniach przemysłowych. Jakie mają wady i zalety oraz kiedy warto po nie sięgnąć?

Więcej informacji:
Rutronik Polska Sp. z o.o.
44-101 Gliwice, ul. Bojkowska 37
tel. 32 461 20 00, faks 32 461 20 01
rutronik_pl@rutronik.com, ***www.rutronik.com***

Na co dzień coraz częściej mamy do czynienia z wyświetlaczami OLED (*Organic Light Emitting Diode*) między innymi w smartfonach, które często są wyposażone w popularne obecnie matryce AMOLED (*Active Matrix OLED*). Zapewniają one maksymalną rozdzielczość na minimalnej powierzchni (*active area*). Technologia jest stosowana coraz szerzej również w telewizorach, a sprzedawcy reklamują OLED za jeszcze ostrzejszy obraz i jeszcze bardziej realistyczne kolory. Smartwatche mienią się żywymi kolorami i zapewniają wysoki kontrast, a wyświetlacze Smart Home oferują estetyczną wizualizację i wygodną obsługę dotykową. Technologia AMOLED już dawno podbiła rynek konsumencki i znajduje coraz szersze zastosowanie.

Od pewnego czasu rosnącą popularnością, między innymi w sektorze przemysłowym, cieszą się wyświetlacze OLED z matrycą pasywną (PMOLED). Konstruktorzy aplikacji przemysłowych cenią je za intensywne kolory, unikalne kontrasty, wysokie rozdzielczości oraz cienką konstrukcję, zwłaszcza przy zastosowaniu jako zamiennik pasywnego wyświetlacza LCD w celu zwiększenia estetyki aplikacji.

Fotografia 1. Wyświetlacze PMOLED to idealny zamiennik pasywnych wyświetlaczy LCD w aplikacjach wymagających lepszej estetyki (źródło: Raystar)

Budowa i kolory wyświetlaczy PMOLED

Wyświetlacz PMOLED składa się z kilku warstw. Anoda stanowi warstwę organiczną, a katoda jest ułożona prostopadle do anody. Obie

eprasa.pl 02a1ee88a2

Fotografia 2. Aplikacje konsumenckie, np. smartwatche, są pionierami zastosowania PMOLED (źródło: Raystar)

warstwy mają budowę pasków. Sterowanie polega na podaniu sygnału na odpowiednią linię anody i katody co aktywuje OLED w punkcie przecięcia i wytwarza światło.

Rozmiary wyświetlaczy PMOLED wynoszą od 1 do 5,5 cala. Dostępne są wersjach alfanumerycznych oraz graficznych. Tło wyświetlacza jest zawsze czarne, natomiast piksele mogą mieć kolor żółty, niebieski, biały, bursztynowy, błękitny i zielony. W przeciwieństwie do technologii AMOLED przy wyborze wyświetlacza PMOLED konstruktor musi zdecydować się jeden kolor.

Atuty na etapie projektowania

Technologia PMOLED ma kilka kluczowych zalet. Jedną z nich jest niewielka wysokość wyświetlacza. Nie wymaga podświetlenia, ponieważ diody samoistnie generują światło, dlatego składa się wyłącznie ze szkła przedniego i tylnego. W ten sposób oszczędza co najmniej kilka milimetrów grubości w stosunku do klasycznych rowiązań.

Fotografia 3. Wyświetlacze PMOLED wyróżniają się żywymi kolorami i zapewniają wysoki kontrast

Kolejne plusy to kąt patrzenia „*around the clock*" oraz wysoki kontrast. PMOLED zapewnia identyczny wysoki kontrast (2000:1) ze wszystkich stron, dlatego nie ma preferowanych kątów patrzenia. Jest to szczególnie przydatne na przykład w przypadku wskaźników statusu, które muszą być widoczne pod różnymi kątami dla jednego lub kilku użytkowników.

Wyświetlacz PMOLED jest niezwykle energooszczędny i stanowi podstawę dla zastosowań *low power*. Energię zużywa wyłącznie piksel, który świeci, pozostałe nieświecące się piksele są nie pobierają energii.

Wyświetlacze PMOLED są bardzo wrażliwe

Ocena przydatności technologii PMOLED do danego zastosowania wymaga również rozważenia jej słabych stron. Należą do nich w szczególności ograniczona żywotność oraz efekty wypalenia. Różne czynniki mogą skrócić znacząco żywotność wyświetlacza PMOLED, ponieważ materiał reaguje bardzo wrażliwie na tlen i wilgoć oraz stałe wysokie temperatury. Wyświetlacz PMOLED nie nadaje się zatem do użytku bezpośrednio na słońcu.

Efekty wypalenia, czyli spalania fosforu na ekranie, mogą występować w przypadku, gdy te same piksele będą podświetlone na ekranie przez długi czas. Aby tego uniknąć, konieczne jest wyświetlanie zróżnicowanej lub niestatycznej treści.

Nie bez znaczenia są również koszty. Ze względu na to, że produkcja wyświetlacza jest bardzo złożona, PMOLED wymaga nadal większych nakładów inwestycyjnych, niż np. pasywny wyświetlacz LCD.

Lepsza estetyka dla wielu zastosowań

Technologia PMOLED jest odpowiednia wszędzie tam, gdzie konieczna jest lepsza estetyka w stosunku do pasywnego ekranu LCD. Nadaje się idealnie do urządzeń pomiarowych takich jak wskaźniki liczników gazu, energii elektrycznej lub wody. Technologia PMOLED jest odpowiednią opcją również do termostatów, sprzętu AGD oraz aplikacji z mniejszymi wyświetlaczami punktowymi. Ze względu na ograniczoną żywotność wyświetlacze PMOLED nie nadają się (jeszcze) do wskaźników statusu działających bez przerwy 24/7.

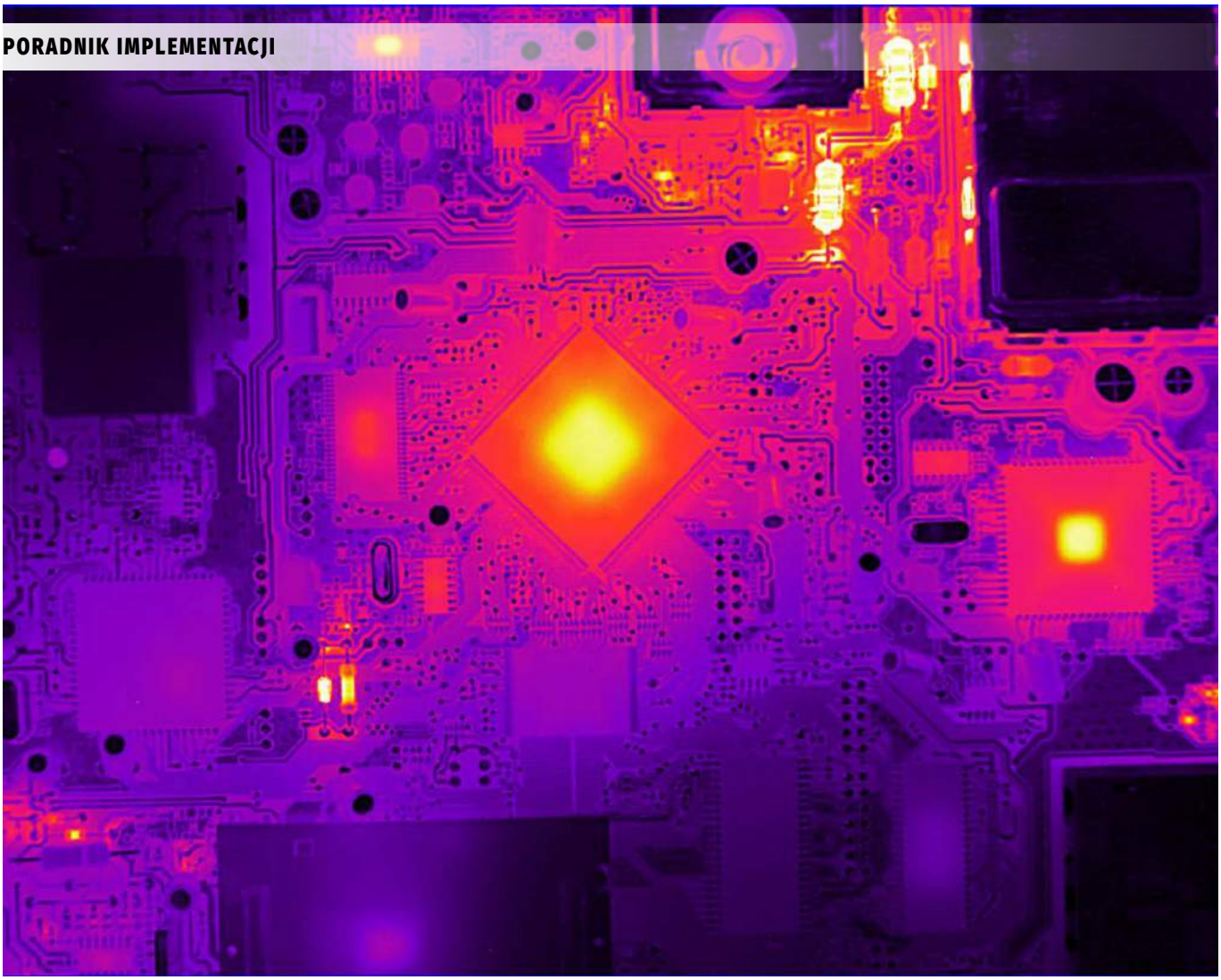
Mimo istniejących jeszcze przeszkód technologia PMOLED cieszy się coraz większą popularnością. Działy badawczo-rozwojowe producentów pracują nad wydłużeniem żywotności, zminimalizowaniem efektów wypalenia i zwiększeniem rozdzielczości. Rynek konsumencki jest bodźcem do rozwoju nowych właściwości OLED, czego przykładem są elastyczne wyświetlacze OLED (np. w smartwatchach), czy przezroczyste wyświetlacze OLED (urządzenia pomiarowe), które zdobywają coraz większą popularność również w sektorze przemysłowym.

Aby zapewnić pełną ofertę wyświetlaczy PMOLED, firma Rutronik współpracuje ściśle z firmą Raystar, renomowanym producentem OLED. Standardowa oferta firmy obejmuje wyświetlacze alfanumeryczne w rozmiarach od 8×2 do 20×4 linii i kolumn oraz modele we wszystkich możliwych wersjach kolorystycznych. Ponadto Raystar i Rutronik oferują wyświetlacze graficzne COG (*Chip on Glass*) i COB (*Chip on Board*) w rozmiarze od 0,49 do 5,5 cala. Wszystkie standardowe produkty mogą być dostosowane do indywidualnych potrzeb i otwierają szerokie możliwości projektowe wykraczające znacznie ponad standard.

Rozwój technologii PMOLED pokaże w najbliższych latach jej możliwości – od modnej technologii po zastąpienie pasywnych wyświetlaczy LCD. Już dziś wyświetlacze PMOLED wywierają duży wpływ na rozwój w dziedzinie wzornictwa i przyciągają uwagę we wszystkich zagadnieniach związanych z wizualizacją.

Vincenzo Santoro
Senior Marketing Manager Displays
Rutronik Elektronische Bauelemente GmbH

eprasa.pl 02a1ee88a2



MOC-na strona FPGA

czyli odpowiedzi na pytania „ile?" i „jak?" przy zasilaniu układów programowalnych (3)

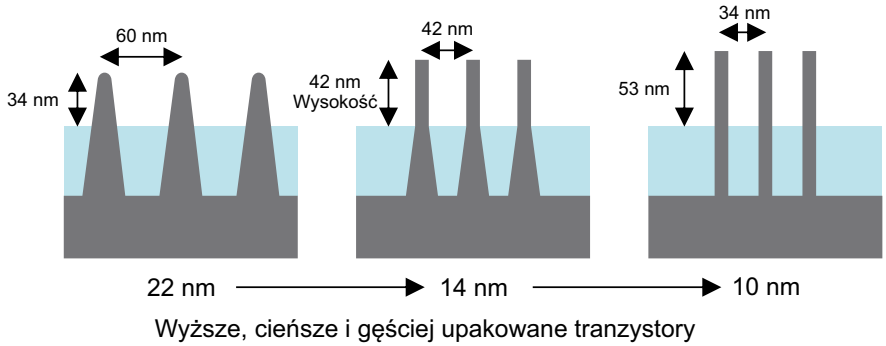
Układy FPGA są niezwykle skomplikowanymi urządzeniami półprzewodnikowymi, które osiągają ogromne prędkości pracy. Można z ich pomocą tworzyć aplikacje o wysokiej wydajności i dużym poziomie skomplikowania. Niestety, najmocniejsze z układów FPGA wymagają specjalnego traktowania i odpowiednich systemów zasilania.

W 1965 roku Gordon Moore opublikował swój słynny artykuł w ósmym numerze Electronics Magazine. Stwierdził w nim, że liczba tranzystorów w jednym układzie scalonym podwaja się każdego roku, i przewiduje, że tak będzie nadal, przynajmniej do roku 1975. Później ulepszenia i dodatkowe obserwacje rynku elektronicznego spowodowały, że zrewidował odrobinę swój model, ale podstawowa zasada trwałego wykładniczego tempa wzrostu liczby tranzystorów stała się aksjomatem przemysłu elektronicznego. Wzrost ten nie ominął również układów programowalnych (FPGA).

Tak zwane Prawo Moore'a stało się samospełniającą przepowiednią, dyktującą tempo i kierunek rozwoju branży elektronicznej. W wyniku tego, proces decyzyjny projektantów elektroniki zawsze preferował technologie, które wyciskają z urządzeń więcej wydajności obliczeniowej w mniejszym obszarze, kosztem mocy, użyteczności, a nawet trwałości układu. W wyścigu technologicznym rozmiar jest wszystkim. Konsekwencją tego są zaawansowane układy, które pobierają ogromne ilości mocy i potrzebują często wielu różnych, precyzyjnie stabilizowanych domen zasilania. Dokładnie takie są omawiane w tym cyklu artykułów układy FPGA.

W dwóch poprzednich częściach tego artykułu udzieliliśmy odpowiedzi na pytania „ile?" oraz „jak?", dotyczące systemów zasilania układów programowalnych. W ostatniej, trzeciej części tego cyklu artykułów, postaramy się odpowiedzieć – przynajmniej częściowo – na pytanie „dlaczego?". Część odpowiedzi mamy już powyżej – ekstremalnie wysoka gęstość upakowania tranzystorów, jaka jest typowa dla układów FPGA, jest jednym z głównych powodów problematycznego zasilania układów FPGA i innych nowoczesnych układów scalonych. Przyjrzyjmy się jednak temu zagadnieniu z większą dokładnością, by zrozumieć, jak fizyczna architektura FPGA wpływa na jego wymagania co do jakości i parametrów linii zasilania.

eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 1. Przekrój przez struktury tranzystorów w strukturze układu FPGA o różnych wymiarach

Inżynieria tranzystorów

Ponieważ tranzystory zmniejszyły się do rozmiarów nanometrycznych, dominujące zaczynają być zjawiska, które do niedawna pełniły rolę uboczną. Najbardziej oczywistym efektem tego jest poziom napięcia zasilania. Podczas gdy 5 V byłoby dobrym źródłem zasilania tranzystorów kilka dekad temu, to takie napięcie zepsułoby wszystkie połączenia i dielektryczne warstwy tlenków we współczesnym tranzystorze FET w układzie scalonym. Ponieważ geometrie tranzystora kurczą się, wewnętrzne pole elektryczne staje się znacznie silniejsze, a dopuszczalne napięcie robocze spada. Najnowsze generacje tranzystorów tolerują napięcie zasilania na poziomie jedynie około 1,0 V lub mniej. Ponadto, bezwzględna tolerancja napięcia zmniejsza się proporcjonalnie: 2% z 1,0 V to znacznie mniejszy zakres niż 2% z 5 V, co sprawia, że dokładność stabilizacji napięcia zasilania staje się coraz bardziej istotna.

Wraz ze zmniejszającymi się napięciami pojawia się rosnący prąd drenu tranzystora podczas pracy. Zwiększona siła sterowania spełnia co najmniej dwie role. Po pierwsze, pozwala tranzystorowi o mniejszym napięciu bramki sterować znacznym prądem – dzięki czemu jest on wystarczająco silny, aby przełączać się na użytecznej częstotliwości. Po drugie, pozwala na stworzenie fizycznie mniejszego tranzystora. Mniejszy tranzystor może być szybszy. Niestety, zwiększony prąd sterowania tranzystora ma swoje wady: większy prąd upływu.

Istnieją dwa rodzaje rozpraszania mocy przez tranzystory w układzie scalonym. Moc dynamiczna to moc tracona podczas przełączania między napięciem stanu wysokiego i stanu niskiego w sygnale przy pewnej częstotliwości. Dynamiczna strata mocy jest powodowana przez ładowanie i rozładowywanie pasożytniczych pojemności związanych z samymi tranzystorami i liniami na urządzeniach łączących układ. Moc dynamiczna jest liniowo proporcjonalna do częstotliwości przełączania logicznych i kwadratowo do napięcia zasilającego układ.

Mniej oczywista jest moc wyciekająca przez tranzystory. Moc ta wycieka z układu przez cały czas, gdy obwód jest zasilany, niezależnie od tego, czy jest on aktywny, czy bezczynny, taktowany, czy nie. Zwiększony prąd sterowania tranzystora powoduje większy prąd upływu, ponieważ połączenia i struktury wykonane w celu przewodzenia większego prądu są trudniejsze do pełnego, prawdziwego wyłączenia (tj. redukcji prądu upływu do zera). Z każdą generacją tranzystorów narastały efekty prądu upływu. Tylko połączenie zaawansowanej inżynierii półprzewodnikowej (stosowanie odpowiedniej obróbki chemicznej, metalurgicznej, litograficznej i fizycznej) oraz dokładnego, elastycznego zarządzania zasilaniem w układzie utrzymuje w ryzach moc upływu.

Dziesięć lat temu Gordon Moore (ten sam, który zaobserwował wcześniej regularny postęp w zwiększaniu się gęstości tranzystorów) zaobserwował dwa ważne fakty, wymienione poniżej.

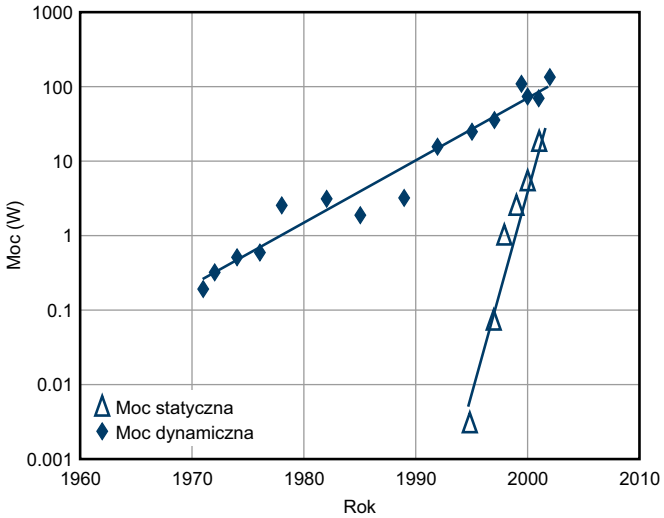
Po pierwsze, jeśli moc dynamiczna nadal będzie rosła w tym samym tempie to temperatura złącza na działającym układzie scalonym będzie po jakimś czasie zbliżona do temperatury powierzchni Słońca. Po drugie, jeśli nie zostanie z tym nic zrobione, to moc tracona w postaci prądu upływu, w pewnym momencie wyprzedzi dynamiczną stratę mocy jako podstawowy tryb rozpraszania energii w układzie, dodatkowo zaostrzając problem rozpraszania mocy (**rysunek 2**). Aby rozwiązać ten problem, przemysł półprzewodnikowy zastosował w tym czasie kilka nowych technik. Jedną z nich jest zarządzanie zegarem – spowalnianie lub zatrzymywanie zegarów taktujących układ w celu ograniczenia mocy dynamicznej – a drugą jest użycie wielu rdzeni przetwarzających na jednym chipie w celu zwiększenia liczby tranzystorów na których moc jest rozpraszana.

Nawet przy zaawansowanych architekturach układów FPGA, problem poboru i rozpraszania mocy pozostaje kłopotliwy. Inżynieria tranzystorów to potężny sposób na wygięcie krzywej pokazanej na rysunku 2 w dół, ale to nie wystarczy. Każda mniejsza generacja tranzystorów wymaga obniżonego napięcia zasilania, problem mocy dynamicznej pozostaje mniej istotny. Jednakże, wynikające z tego zwiększenie prądu pobieranego przez tranzystory, w połączeniu z ciągle rosnącą liczbą urządzeń półprzewodnikowych w układzie, jest problematyczne. Zwiększa to zapotrzebowanie na dokładniejsze zarządzanie sekcją zasilania współpracującą z tymi układami. Napięcie zasilania musi być ściśle kontrolowane, a także aktywnie stabilizowane, aby zaspokoić potrzeby każdego konkretnego urządzenia.

Zaawansowane architektury

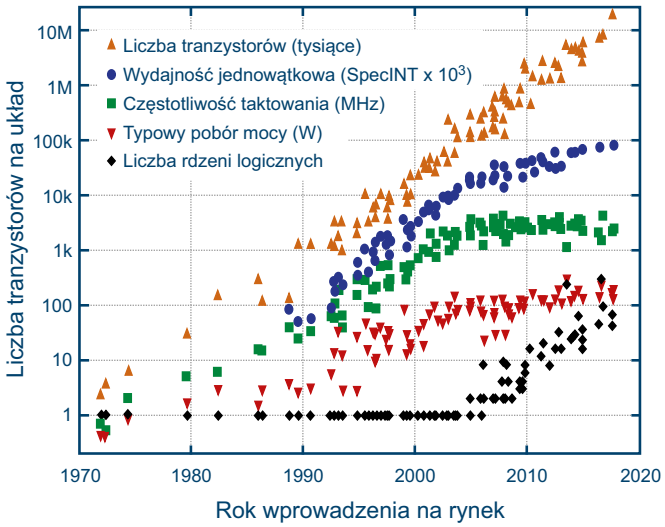
Rozwój architektury układów elektronicznych do przełomu tysiącleci koncentrował się głównie na optymalizacji pojedynczego rdzenia obliczeniowego, aby wykonać jak najwięcej obliczeń tak szybko, jak to tylko możliwe. Wiązało się to z podwyższaniem częstotliwości taktowania układu do fizycznych granic. Wymagało to również optymalizacji architektonicznych samego układu, ale miały one głównie na celu wyciśnięcie wyższej wydajności z każdego cyklu zegara.

Po zaskakującym uświadomieniu sobie, że pobierana moc ma znaczenie, inżynierowie zaczęli rozwijać układy w inny sposób – nie skupiać się na czystej prędkości, a bardziej na subtelnych rodzajach optymalizacji jego pracy. Ten nowy trend pojawił się przede wszystkim w architekturze układów obliczeniowych, towarzysząc zahamowaniu wzrostu prędkości zegara i wyrównaniu tempa wzrostu wydajności na tranzystor w każdej generacji (**rysunek 3**). Był to najbardziej oczywisty sposób na rozwiązanie problemu mocy



Rysunek 2. Wzrost statycznego i dynamicznego średniego poboru mocy przez układu FPGA w ciągu ostatnich 50 lat

eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 3. Trend wzrostowy gęstości upakowania tranzystorów (żółte trójkąty), wydajności (fioletowe kółka), częstotliwości taktowania (zielone kwadraty), poboru mocy (żółte, odwrócone trójkąty) i liczby rdzeni (bordowe romby) w ciągu ostatnich 50 lat w komputerowych urządzeniach półprzewodnikowych

dynamicznej: przestać pompować ładunek z zasilania do masy z tak dużą szybkością.

Jednak cały czas liczba tranzystorów w jednym chipie rosła – w nieuchronnym tempie przewidzianym przez Moora. Z tymi wszystkimi tranzystorami trzeba było coś zrobić. Wymagało to drugiej wielkiej innowacji: architektury wielordzeniowej. Mniej więcej w tym samym czasie, gdy prędkość taktowania zegara przestała rosnąć, liczba rdzeni na jednym układzie zaczęła się zwiększać.

Zalety stosowania układów wielordzeniowych obejmują m. in. prostsze projektowanie układów dzięki wielokrotnemu użyciu tych samych bloków czy możliwość indywidualnego wyłączania każdego rdzenia, aby sprostać wymaganiom dotyczącym wydajności obliczeniowej i poboru prądu. Rewolucja wielordzeniowa rozpoczęła się od procesorów komputerów stacjonarnych, ale szybko dotarła do świata FPGA, szczególnie wtedy, kiedy świat zdał sobie sprawę, że w pewnym sensie nic nie ma więcej rdzeni niż układ programowalny, złożony z niewielkich, programowalnych bloków logicznych!

Anatomia układów FPGA

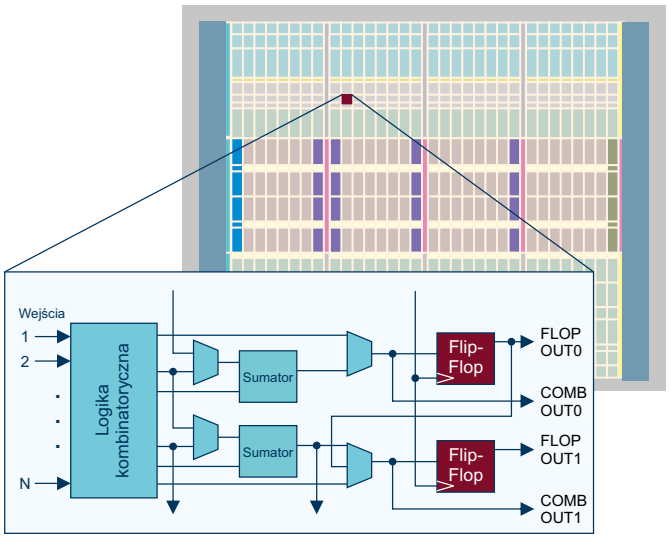
Układ FPGA, na najbardziej podstawowym poziomie, jest zbiorem konfigurowalnych prostych komórek logicznych połączonych ze sobą poprzez konfigurowalną macierz połączeń. Wraz z kompilatorem tworzą one wysoce elastyczną strukturę, która może przekształcić się w prawie każdą możliwą do wyobrażenia funkcję logiczną, w tym kombinatoryczne i sekwencyjne bloki logiczne.

Na wyższym poziomie abstrakcji, tkanka logiczna jest otoczona dodatkowymi funkcjami wspierającymi i rozszerzającymi funkcjonalność układu. Niektóre bloki, takie jak obwody stronicowania, pamięć RAM i pętle PLL, obsługują funkcje wewnętrzne układu. Różne konfigurowalne komórki GPIO, zaimplementowane sprzętowo makra szybkiej komunikacji (LVDS, DDR, HDMI, SMBus itp.) oraz szybkie transceivery w układzie pozwalają logice wewnątrz układu komunikować się ze światem zewnętrznym przy różnych napięciach, prędkościach i protokołach. Inne bloki, takie jak zintegrowane rdzenie procesora czy DSP, obsługują konkretne, zoptymalizowane funkcje.

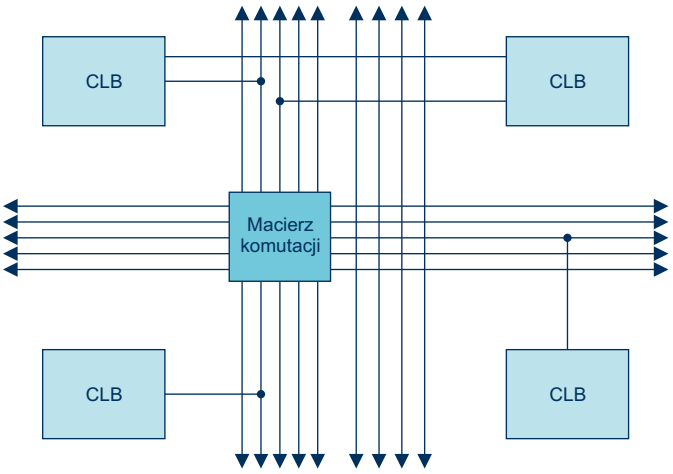
Struktura rdzenia układu programowalnego składa się z tysięcy lub milionów prostych komórek zwanych konfigurowalnymi blokami logicznymi (CLB). Każdy CLB jest zbiorem kombinatorycznych i sekwencyjnych układów logicznych, które razem mogą realizować proste obliczenia i utrzymywać wartość w jednym lub kilku przerzutnikach. Logika kombinatoryczna zwykle przyjmuje postać programowalnej tabeli wartości (*look-up table* – LUT), która może tłumaczyć kilka bitów wejściowych na kilka dowolnych bitów wyjściowych. Każdy LUT wykonuje jedną podstawową funkcję logiczną, zgodnie z programem i przekazuje wynik do konfigurowalnego interkonektu w celu dalszego przetwarzania (**rysunek 5**).

Sam projekt obwodów w CLB i LUT jest jednym z sekretów, które odróżniają jedne rodziny FPGA od innych. Niedrogie układy FPGA używają prostszych CLB z mniejszą liczbą wejść, wyjść i połączeń oraz mniejszą liczbą przerzutników. Najwyższej klasy układy programowalne używają znacznie bardziej złożonych bloków CLB, z których każdy może mieć wiele wejść i kombinacji logicznych, a także pracuje przy wyższej prędkości. Optymalizacja ta pozwala na przeprowadzenie większej ilości obliczeń na CLB i, w konsekwencji, optymalizację wydajności całego projektu, Oczywiście, dodatkowe wejścia i wyjścia w bardziej złożonych układach FPGA mają inne parametry dynamiczne, pociągające za sobą pewne kompromisy w zakresie m.in. pobieranej mocy w porównaniu do prostszych, mniejszych urządzeń programowalnych.

Poza samą struktura rdzenia, układ FPGA zawiera także wiele innych elastycznych bloków. Wysoce konfigurowalne są również komórki I/O, co jest konieczne, by sprostać różnym wymaganiom peryferii układu co do zakresu napięć pracy, prądu sterowania i rodzaju wyjścia logicznego (push-pull, trójstanowe, otwarty dren itp.). Podobnie jak konfigurowalne LUT-y i macierze połączeń między nimi, programowalne bloki wejścia/wyjścia konfigurowane są w czasie uruchamiania układu FPGA na podstawie ustawień zapisanych



Rysunek 4. Konfigurowalna struktura układu FPGA



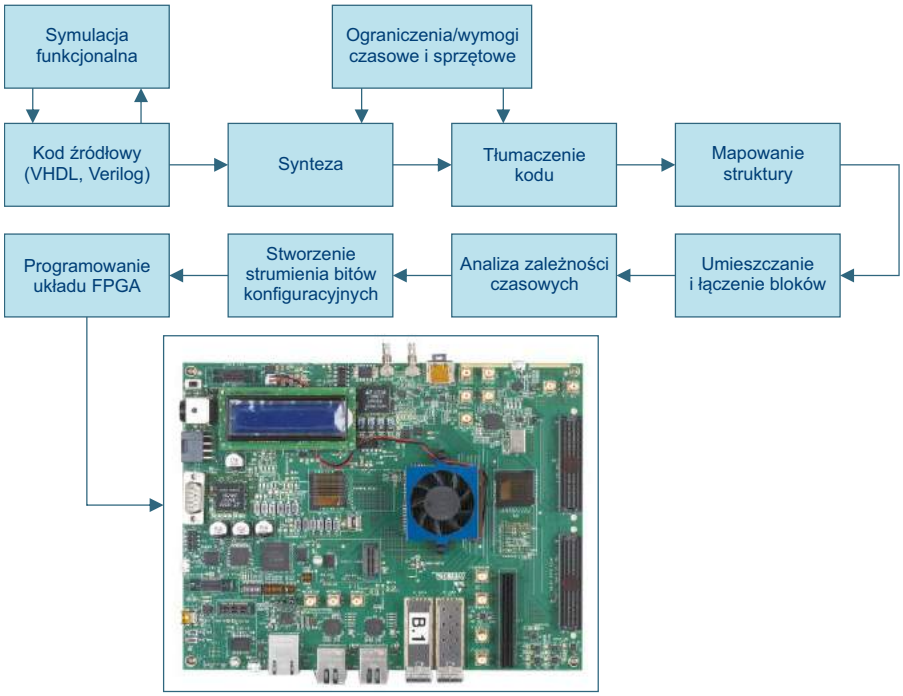
Rysunek 5. Konfigurowalna matryca komutacji pomiędzy blokami CLB

eprasa.pl 02a1ee88a2

w pamięci konfiguracyjnej. Ma to wpływ na kolejność domen w sekwencji załączania napięć zasilających.

W układzie FPGA występują także bloki funkcjonalne, których nie można implementować za pomocą uniwersalnych CLB i GPIO. Są to tak zwane twarde makra, czyli wbudowane funkcje, które korzystają z optymalizacji układu lub których po prostu nie da się zaimplementować jako wystarczająco szybkie w blokach CLB. Należą do nich gigabitowe transceivery, logika arytmetyczna i elementy DSP, specjalistyczne kontrolery, pamięć oraz wbudowane rdzenie procesorów. Wszystkie wymienione bloki to właśnie twarde makra. Bloki będące twardymi makrami mają na ogół własne bloki zasilania, określone dedykowane napięcia i wymagania dotyczące sposobu załączania napięć zasilających i ich stabilizacji.

Wszystkie wymienione powyżej bloki znajdujące się w strukturze układu programowalnego mają inne wymagania co do zasilania – napięcia, prądu, sekwencji zasilania, dokładności stabilizacji etc. System zasilania FPGA musi być w stanie zaspokoić wszystkie te wymagania.



Rysunek 6. Metodologia projektowania systemu z FPGA – sprzęt jest dopiero ostatnim krokiem

Na ogół największym konsumentem mocy w układzie jest tkanka FPGA (bloki CLB wraz z macierzą połączeń) – wykorzystuje ona najniższe napięcie zasilania w systemie, a przez to pobiera najwyższy prąd. Nowoczesne, rozbudowane układy FPGA mogą wymagać nawet do 100 A prądu dla rdzenia, przy zasilaniu napięciem równym 0,85 V. Podobne napięcia występują w rdzeniu procesorów, ale przy innych, na ogół mniejszych, prądach i z odmiennymi wymaganiami dotyczącymi kolejności załączania domen zasilania.

Inne funkcje w układzie programowalnym mogą być zasilane napięciem 1,8 V lub 3,3 V i bardzo często muszą zostać zasilone zanim inne domeny zasilania zostaną uruchomione. Z kolei bloki GPIO – na ogół także zasilane napięciem 1,8 V lub 3,3 V – nie mogą zostać zasilone, dopóki rdzeń FPGA nimi sterujący nie zostanie uruchomiony. Wszystkie tego rodzaju wymagania co do napięć sterujących i kolejności załączania poszczególnych domen zasilania, muszą być egzekwowane przez zasilacz urządzenia.

Ostatnim elementem architektury FPGA jest łańcuch narzędzi (**rysunek 6**). Aby przekształcić pustą tablicę konfigurowalnej struktury logicznej w obwód o wysokiej wydajności, konieczny jest kompleksowy zestaw narzędzi do tłumaczenia kodu napisanego w Verilogu lub VHDL-u na bloki logiczne, przypisania zasobów zegara, resetowania i testowania. Pozwala to zoptymalizować funkcje pod kątem ograniczeń prędkości, mocy lub rozmiaru. Następnie wynik jest ładowany do pamięci EEPROM układu FPGA. Bez tych narzędzi FPGA nigdy nie uzyska swego pełnego potencjału. Narzędzia i języki programowania są niezmiernie ważne. Często przyćmiewają samą fizyczną konstrukcję obwodu, która umożliwia mu działanie.

Inżynierowie spędzają większość czasu na programowaniu FPGA i nie chcą tracić czasu i energii na myślenie o zapewnieniu mu odpowiedniego zasilania. Często pomijane są jednak wymagania dotyczące zasilania sugerowane przez narzędzia programistyczne. Ponieważ tyle wysiłku poświęca się projektowi od strony software, dopiero w późnej fazie rozwoju, gdy pełen projekt jest skompilowany, znane są pełne wymagania dotyczące układu zasilania i można zaobserwować ewentualne problemy z zasilaczami. Kluczowym dla osiągnięcia sukcesu czynnikiem – tak w przypadku oprogramowania jak i sprzętu – jest elastyczność architektury. Odpowiednio zaprojektowane rozwiązanie zasilania zapewnia tego rodzaju elastyczność, niezależnie od wymagań i konfiguracji FPGA.

Historia, ekonomia i czynniki ludzkie nadal napędzają trendy w rozwoju urządzeń półprzewodnikowych. Dominują trendy zwiększające ilość tranzystorów i poziom skomplikowania architektur tworzących układy FPGA. Na każdym poziomie i na każdym etapie projektowania systemów z układami programowalnymi zasilacz odgrywa kluczową, niewidoczną rolę w sukcesie projektu. Najlepszy wybór zasilacza to układ, który jest dokładny, niezawodny, elastyczny, kompaktowy i łatwy w użyciu.

Nikodem Czechowski, EP

Źródło: ***http://bit.ly/2GrY4vS***

REKLAMA

KITy AVT na wideo http://bit.ly/2ScLZTy
O KIT-ach AVT przeczytasz również na Facebooku http://bit.ly/2BjVMN7

eprasa.pl 02a1ee88a2

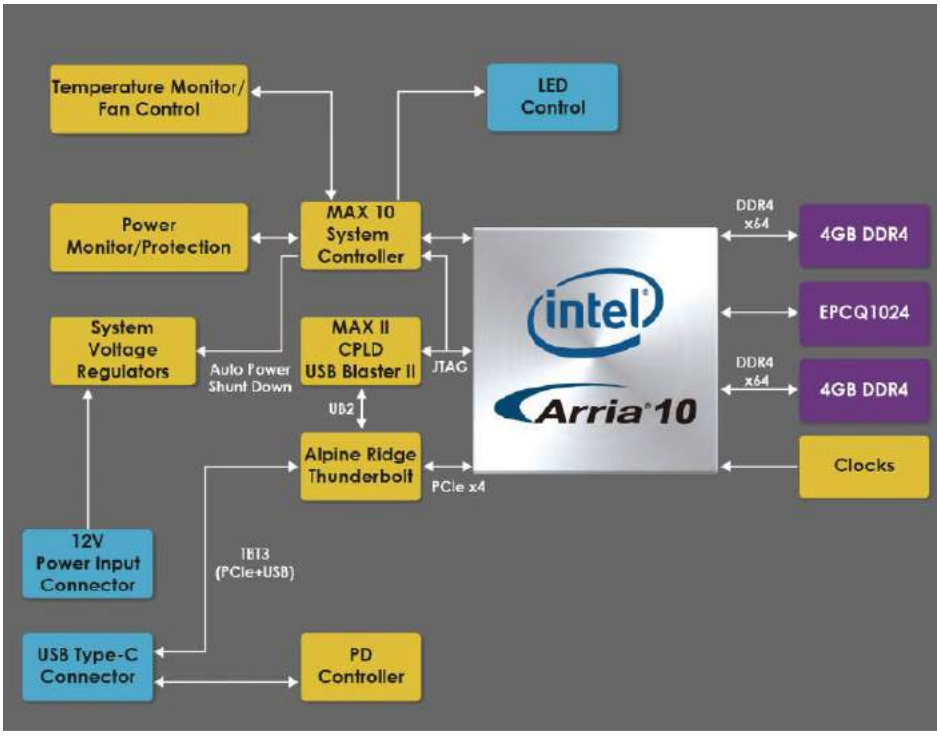
FLIK – zewnętrzny akcelerator AI

Stopniowo rośnie liczba systemów elektronicznych, opartych o algorytmy sztucznej inteligencji. Systemy tego typu pozwalają na realizację bardzo zaawansowanych rozwiązań, ale też wymagają ogromnych mocy obliczeniowych. Nierzadko same obliczenia wykonywane są w chmurze, która pozwala na dostęp do współdzielonej, niedrogiej mocy obliczeniowej. Ma to szczególne znaczenie w elektronice, która w odróżnieniu od systemów informatycznych, opiera się przede wszystkim o nieduże, energooszczędne urządzenia. Co jeśli jednak z jakichś powodów nie możemy przekazać danych do przetwarzania w Internecie?

Z myślą o takich przypadkach firma TerasIC opracowała urządzenie FLIK, czyli FPGA Client Innovation Kit. Ma ono postać czarno-szarego, metalowego prostopadłościanu o zaokrąglonych rogach, tylko nieco większego niż zewnętrzny dysk 2,5-calowy. W środku znajduje się układ FPGA Intel Arria 10, który wraz z 8 GB pamięci RAM DDR4, taktowanej zegarem 2133 MHz, wspomaga inne urządzenia w obliczeniach na potrzeby sztucznej inteligencji. Ma też wbudowane 1024 Mb pamięci QSPI Flash. Co ważne, takie urządzenie ma nie tylko dużą moc obliczeniową, ale też świetną przepustowość danych na interfejsie łączącym je z hostem – transfer wynosi do ok. 4 GB/s (32 Gb/s) i jest realizowany przez wewnętrzny interfejs PCI Express 3. To znacznie szybciej (i taniej), niż z użyciem większości łączy internetowych, co również ma znaczenie w wielu systemach elektronicznych.

FLIK w pełni wspiera biblioteki OpenVINO, OpenCL i Intel Acceleration Stack, a więc popularne techniki przyspieszania obliczeń. Może posłużyć do analizy danych, głębokiego uczenia i innych algorytmów uczenia maszynowego. Sprzęt można podłączyć do komputera PC lub laptopa, albo innego urządzenia, które jest w stanie komunikować się poprzez port Thunderbolt 3 ×1, czy to z użyciem interfejsu PCIexpress czy USB. Oprócz tego w obudowie znalazły się czujniki temperatury, oddzielnie dla FPGA i oddzielnie dla PCB urządzenia. System ma też obwody odpowiadające za monitorowanie pobieranej mocy, automatyczne sterowanie prędkością obrotową wentylatorów chłodzących, diodę LED sygnalizującą pracę i mechanizm automatycznego wyłączania elektroniki, w przypadku nadmiernego wzrostu temperatury lub niepożądanego poboru mocy. Natomiast źródłem zasilania jest 12-woltowy port. Urządzenie jest dostarczane z przykładowymi programami.

Marcin Karbowniczek, EP



Rysunek 1. Schemat blokowy akceleratora FLIK

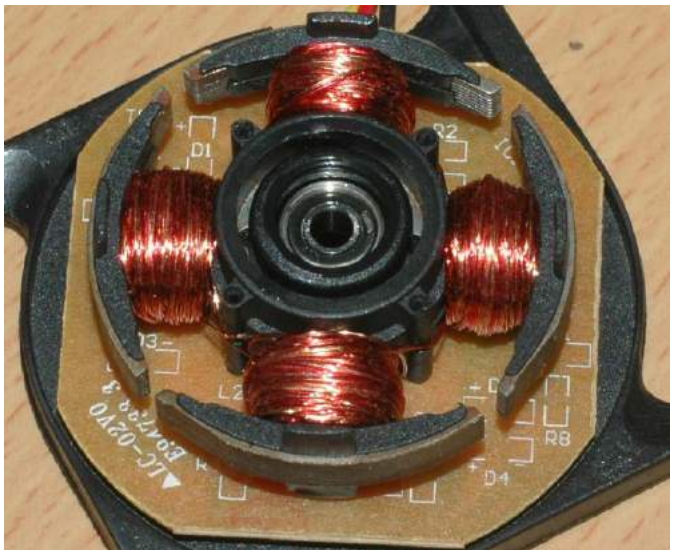
http://bit.ly/2voQlg1

eprasa.pl 02a1ee88a2

Silniki BLDC (1)

Metody sterowania

Odkąd nauczyliśmy się wytwarzać, magazynować i przesyłać energię elektryczną stało się jasne, że żeby z niej korzystać w praktyce musi być przekształcona na inny rodzaj energii na przykład cieplną lub mechaniczną. Silnik elektryczny jest urządzeniem, które pobiera energię elektryczną do wytworzenia siły mechanicznej. Wynalezienie silnika elektrycznego, a potem jego ciągłe udoskonalanie umożliwiło szybki postęp w wielu dziedzinach techniki. Pierwszy działający i dający się zastosować w praktyce silnik wynalazł amerykański kowal i samouk Thomas Davenport w 1834 roku, a pod koniec IXX wieku konstruowano samochody elektryczne i budowano pierwsze tramwaje elektryczne. Dzisiaj silniki różnej konstrukcji, wielkości i mocy są bardzo powszechnie stosowane w wielu dziedzinach życia.



Nowoczesne silniki muszą spełniać szereg wymagań wynikających z konieczności zwiększenia sprawności i w konsekwencji ograniczania ilości zużywanej energii. Przy tak masowym zastosowaniu energooszczędność nie jest tylko przejawem mody, czy nośnym hasłem ekologów, ale jest koniecznością. Dlatego oprócz klasycznych silników pojawiają się nowe konstrukcje spełniające współczesne wymagania. Jak się przekonamy, ten rozwój jest ściśle powiązany z dynamicznym rozwojem mikrokontrolerów i układów peryferyjnych.

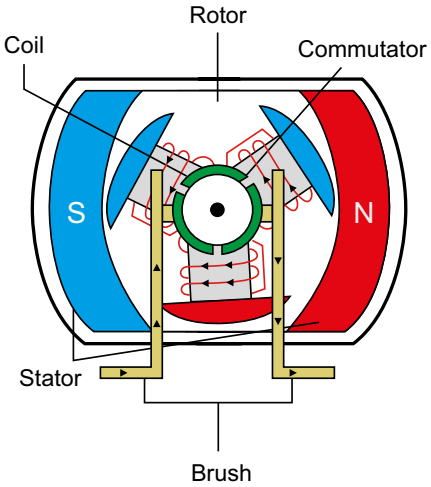
Ze względu na rodzaj napięcia zasilającego silniki można podzielić na: zasilane prądem przemiennym, zasilane prądem stałym i silniki uniwersalne. Silniki prądu przemiennego są głównie zasilane z sieci energetycznej trójfazowej, lub jednofazowej. Silniki trójfazowe synchroniczne charakteryzują się dużą mocą i wirują synchronicznie z częstotliwością napięcia zasilającego. Indukcyjne silniki jednofazowe mają mniejszą moc i prędkość wirowania jest niższa od częstotliwości napięcia zasilającego (silniki asynchroniczne). Silniki prądu stałego są zasilane napięciem stałym, a prędkość wirowania jest zależna od napięcia zasilającego. Silniki uniwersalne można zasilać zarówno napięciem przemiennym, jak i napięciem stałym.

Klasyczny silnik prądu stałego pokazany na **rysunku 1** jest zbudowany ze:

- stojana (rotoru) – jest często magnesem trwałym, ale są też konstrukcje, w których stojan jest elektromagnesem na przykład w samowzbudnych szeregowych silnikach prądu stałego,
- wirnika – jest elektromagnesem zbudowanym z uzwojenia nawiniętego na rdzeniu z miękkiego materiału ferromagnetycznego,
- komutatora – zespołu szczotki. Komutator jest zamocowany na stale do wirnika i obraca się razem z nim.

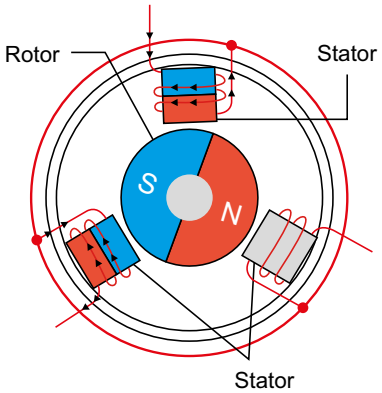
Wirnik z uzwojeniami jest umieszczony w stałym polu magnetycznym magnesu stojana. Po zamknięciu obwodu ze źródła zasilania przez szczotki, komutator i uzwojenie wirnika płynie prąd. Prąd płynący przez uzwojenia wirnika nawinięte na rdzeniu z materiału ferromagnetycznego wytwarza pole magnetyczne oddziałujące wzajemnie z polem wytwarzanym przez magnesy stojana. W wyniku tego oddziaływania powstaje moment obrotowy spowodowany przyciąganiem się różnoimiennych biegunów i odpychaniem jednoimiennych biegunów wirnika i stojana. Po obróceniu się wirnika w położenie spoczynkowe komutator zmienia kierunek przepływu prądu przez uzwojenie wirnika. Zmiana kierunku przepływu prądu przez uzwojenie wirnika powoduje zmianę kierunku pola magnetycznego generowanego przez uzwojenie wirnika i wirnik się ponownie obraca. Zmiany kierunku przepływu prądu przez uzwojenie wirnika następują cyklicznie i wirnik wiruje w jednym kierunku.

Silnik prądu stałego z komutatorem ma szereg zalet. Zmiana biegunowości zasilania powoduje zmianę kierunku wirowania. Prędkość obrotową można regulować w łatwy sposób przez zasilanie przebiegiem PWM o zmiennym współczynniku wypełnienia. Stosunkowo prosta konstrukcja powoduje, że silniki są łatwe w produkcji i przez to tanie. Podstawową wadą jest zużywający się mechanicznie zespół szczotki – komutator. Po określonym okresie pracy trzeba wymienić szczotki, a nawet komutator co może być kłopotliwe i kosztowne. Przełączanie prądu płynącego przez wirnik powoduje iskrzenie na styku szczotek z komutatorem. Ogranicza to moc silnika i powoduje problemy z zakłóceniami EMI.



Rysunek 1. Klasyczny silnik prądu stałego

eprasa.pl 02a1ee88a2



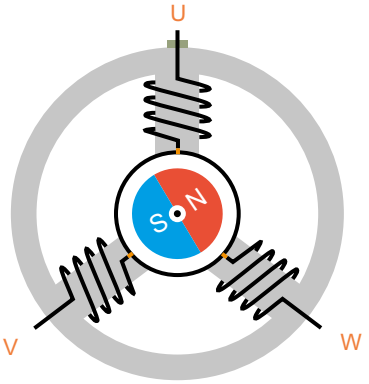
Rysunek 2. Konstrukcja silnika BLDC

Dobrym rozwiązaniem byłoby wyeliminowanie z konstrukcji silnika zespółu komutator – szczotki. To jednak bardzo ważna część silnika zapewniająca naprzemienną zmianę kierunku prądu przepływającego przez uzwojenia wirnika. Jeżeli mamy ją wyeliminować, to trzeba jej działanie zastąpić czymś innym. Cykliczne przełączanie kierunku prądu powoduje, że powstaje coś w rodzaju wirującego wzajemnego oddziaływania pól magnetycznych stojana i wirnika. Mechaniczny „przełącznik" można zastąpić układem elektronicznym sterującym silnikiem „bezszczotkowym" BLDC.

Zasada działania silnika bez szczotkowego BLDC jest podobna jak w silniku szczotkowym i opiera się na wzajemnym oddziaływaniu pól magnetycznych stojana i wirnika. W tym silniku pole magnetyczne stojana jest wytwarzane przez uzwojenia nawinięte na rdzeniu z materiału ferromagnetycznego. Wirnik jest magnesem trwałym i nie ma potrzeby doprowadzania prądu do uzwojenia wirnika przez szczotki i komutator tak jak w silniku szczotkowym. Konstrukcja silnika została pokazana na **rysunku 2**.

Jak wiemy układ szczotki-komutator w silniku szczotkowym doprowadza prąd do obwodu uzwojeń wirnika po to, by wirnik mógł wytworzyć swoje pole magnetyczne, oraz przełącza kierunek płynącego w uzwojeniu prądu. Wymuszane są zmiany kierunku pola magnetycznego i w konsekwencji powstawanie momentu obrotowego. Usunięcie tego mechanicznego układu powoduje, że konieczne staje się cykliczne sterowanie przepływem prądu przez cewki stojana przez zewnętrzny sterownik po to, żeby uzyskać zmienne wirujące pole magnetyczne oddziaływujące z polem magnetycznym magnesu trwałego wirnika. W konsekwencji powstaje moment obrotowy i wirnik się obraca. Silnik BLDC nie może pracować bez zewnętrznego elektronicznego sterownika.

Silniki BLDC mają szereg zalet. Konstrukcja nie wymagająca szczotek i komutatora powoduje, że te silniki są trwałe, niezawodne, ciche i nie generujące zakłóceń EMI. Jedynym zużywającym się elementem są łożyska wirnika. Kolejnym atutem jest możliwość ciągłej pracy przy maksymalnym momencie obrotowym uzyskiwanym w szerokim zakresie prędkości obrotowych. Silniki BLDC przy porównywalnej mocy mogą być mniejsze i tańsze od silników szczotkowych.



Rysunek 3. Połączenie wyprowadzeń silnika w topologii gwiazdy

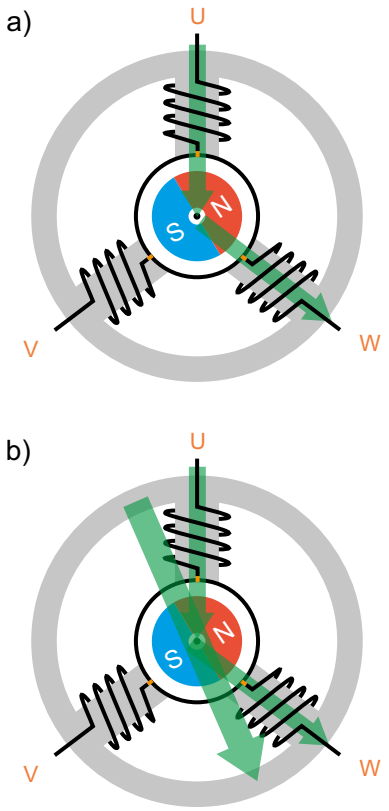
Można je precyzyjnie sterować w układach sterowania z pętlą sprzężenia zwrotnego w szerokim zakresie prędkości obrotowych i momentu obrotowego.

Są również i wady. Jedną z nich jest konieczność stosowania skomplikowanego układu sterowania zarówno w warstwie sprzętowej jak i programowej. Wydajne, prawidłowe sterowanie w układzie sprzężenia zwrotnego wymaga znajomości położenia wirnika względem biegunów stojana. To położenie jest zazwyczaj określane przez czujniki Halla, ale spotykane są też rozwiązania z czujnikami optycznymi, lub enkoderami. Zwiększa to koszt budowy silnika i komplikuje układ sterownika, bo silnik musi mieć zamontowane czujniki i konieczne są dodatkowe połączenia pomiędzy tymi czujnikami i sterownikiem. Coraz częściej spotyka się też rozwiązania eliminujące fizyczne czujniki położenia, ale układ sterowania musi „wypracować" informację o położeniu. Konstrukcja silnika i sprzętowy układ sterowania są prostsze, ale za to komplikują się algorytmy sterujące wymagające użycia wydajnych mikrokontrolerów.

Podstawy sterownia silnikami BLDC

Do rozważań teoretycznych przyjmujemy, że stojan ma 3 uzwojenia rozmieszczone co 120° (w praktyce uzwojeń jest 6 lub więcej). Na potrzeby analizy pracy silnika cewki stojana oznaczamy literami U, V i W, a prąd przez nie płynący prądami fazowymi (fazami) U, V i W. Uzwojenia silnika są połączone w topologii gwiazdy tak jak to zostało pokazane na **rysunku 3**. Silniki BDLC mogą mieć również uzwojenia stojana łączone w trójkąt. Punkt neutralny układu gwiazdy nie jest wyprowadzany na zewnątrz silnika. Dlatego obwód prądu fazowego musi się zamykać przez dwa uzwojenia stojana. Kiedy na przykład zamkniemy obwód U-V to w uzwojeniach powstaną strumienie magnetyczne (**rysunek 4a**) i wypadkowy strumień magnetyczny (rysunek 4b).

Zadaniem sterownika silnika jest cykliczne przełączanie zasilania uzwojeń stojana tak, aby strumień magnetyczny wytwarzany przez prąd płynący przez uzwojenia wirował w jednym kierunku. Cykl sterowania potrzebny do jednego obrotu silnika zamyka się w sześciu



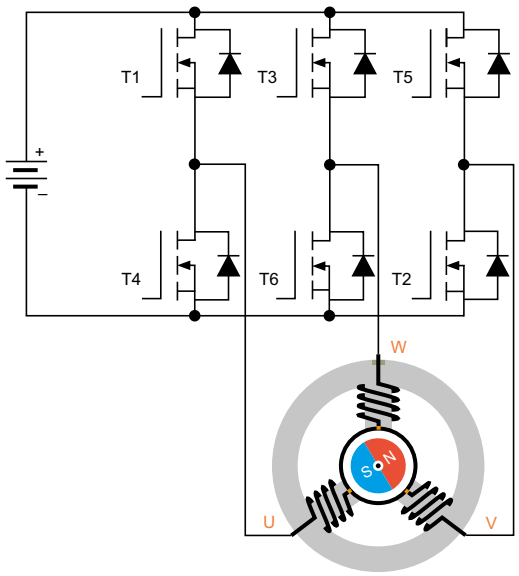
Rysunek 4. Strumień magnetyczny generowany przez prąd płynący w uzwojeniach U i W

eprasa.pl 02a1ee88a2

Krok sterowania	Zasilane fazy	Wynikowy strumień
1	U ? W	
2	U ? V	
3	U ? V	
4	U ? U	
5	U ? U	
6	U ? W	

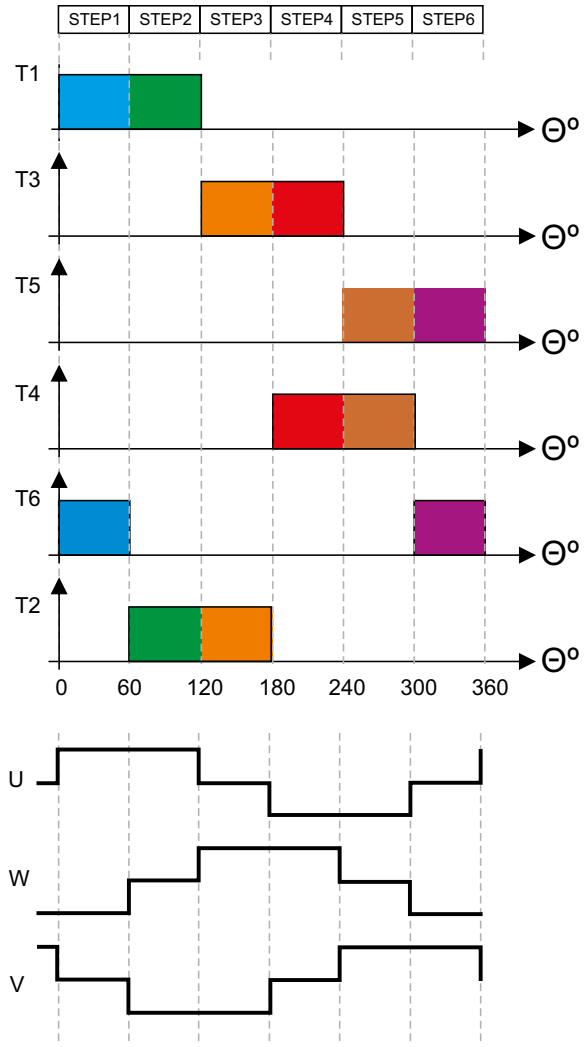
Rysunek 5. Kroki sterowania silnika BLDC

krokach – zostało to pokazane na **rysunku 5**. W pierwszym kroku uzwojenia stojana są zasilane przez sterownik tak, że prąd płynie przez U i W. W drugim przez uzwojenia U i V, w trzecim przez uzwojenia W i V i tak dalej. Każda zmiana prądu płynącego przez uzwojenia faz powoduje przesunięcie wypadkowego wektora strumienia magnetycznego stojana o 60°. Wydaje się to banalnie proste i wykonywalne przez nawet bardzo prosty 8 bitowy mikrokontroler. Jednak dalej zobaczymy, że takie proste sterowanie to zbyt mało. Wystarczy do zakręcenia osią sinika, ale do zapewnienia stałego momentu obrotowego, czy stałej prędkości obrotowej przy zmiennym obciążeniu potrzeba czegoś więcej.



Rysunek 6. Układ drivera silnika BLDC

Do sterowania zasilaniem silnika BLDC z możliwością zmiany kierunku wirowania standardowo stosuje się mostkowy driver zbudowany z 6 tranzystorów mocy MOS. Może być zbudowany z dyskretnych tranzystorów, lub jako gotowy układ scalony (**rysunek 6**). Jak wiemy z rysunku 5 sterowanie silnikiem odbywa się w sześciu krokach. Na **rysunku 7** pokazano jak należy sterować bramkami tranzystorów, żeby uzyskać pełny obrót silnika. Kiedy



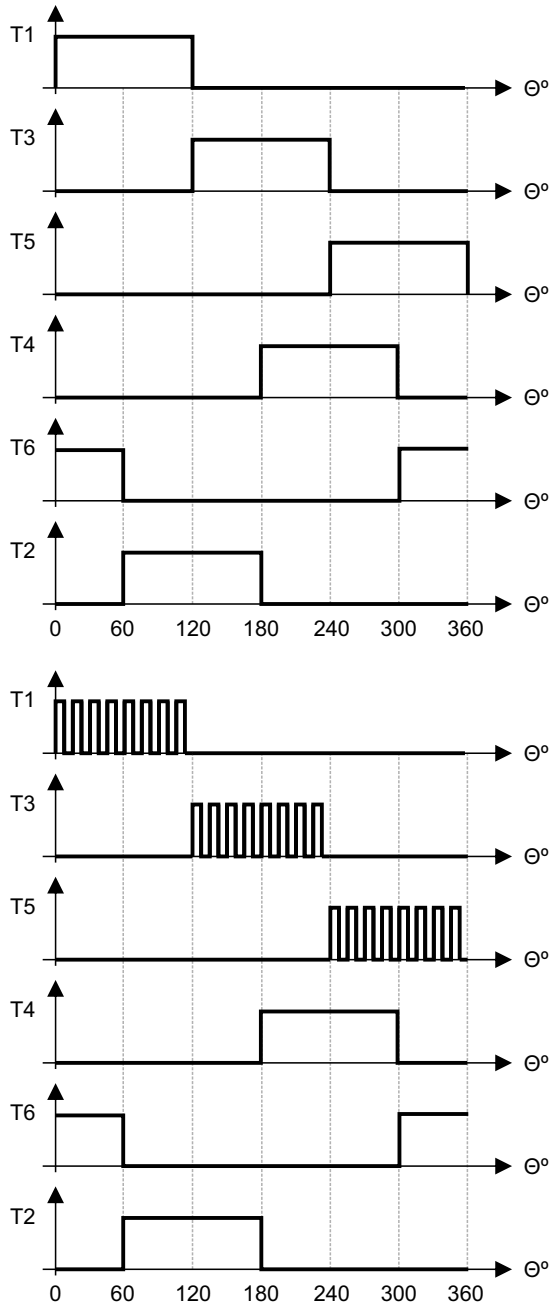
Rysunek 7. Sterowanie trapezowe

Krok	Zasilane fazy	Wynikowy strumień
1	U ? W	
2	U ? V	
3	U ? V	
4	U ? U	
5	U ? U	
6	U ? W	

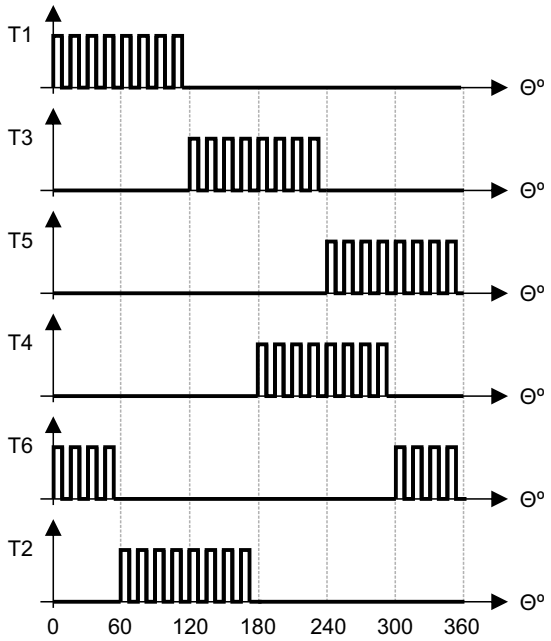
tranzystory drivera przewodzą, na cewki stojana podawane jest całkowite napięcie zasilania. To uproszczone sterowanie nazywane jest też dwufazowym, bo w każdym momencie są zasilane tylko 2 fazy silnika a trzecia jest bez zasilania. Na wykonanie pełnego obrotu wirnika składa się sześć „szarpnięć". Powoduje to wibracje i niezbyt płynną pracę silnika. Silnik pracuje z mocą określoną przez napięcie źródła zasilania. Jeżeli chcemy regulować tę moc to trzeba regulować napięcie zasilania drivera. **Takie sterowanie nazywane jest trapezowym**.

Do sterowania przepływem prądu w fazach i w konsekwencji regulowania prędkości obrotowej stosuje się modulację PWM o dużej

eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 8. Regulacja prądu faz w dodatniej gałęzi zasilania



Rysunek 9. Sterowanie bipolarne

rozdzielczości. Sterowanie PWM w mostku drivera można realizować na różne sposoby. Przebiegi PWM mogą sterować tranzystorami T1, T3 i T5 podającymi na cewki plusa zasilana. Wtedy te tranzystory pełnią funkcję regulacyjną, a tranzystory T2, T4 i T6 pełnia rolę komutacyjną. Zostało to pokazane na **rysunku 8**. **Jeżeli wszystkie tranzystory mostka pełnią funkcję regulacyjną to jest to sterowanie bipolarne** (**rysunek 9**).

W silniku BLDC moment obrotowy jest wynikiem wzajemnego oddziaływania pola magnetycznego magnesu trwałego wirnika i pola magnetycznego stojana. Sterownik musi przełączać zasilanie cewek stojana w takim momencie, żeby moment obrotowy wynikający z wzajemnej interakcji tych pól był jak największy. Dlatego układ sterowania musi wiedzieć w jakim położeniu jest wirnik, żeby wykonać komutację w odpowiednim momencie. W silniku komutatorowym ten problem załatwia komutator. W silnikach BLDC układ sterownika musi mieć informację o położeniu wirnika względem uzwojeń stojana. Do tego celu stosuje się czujniki położenia oparte o zjawisko Hall'a, resolvery, lub enkodery. Systemy sterowania z czujnikami położenia zostaną dokładnie opisane w kolejnej części artykułu.

Tomasz Jabłoński, EP

REKLAMA

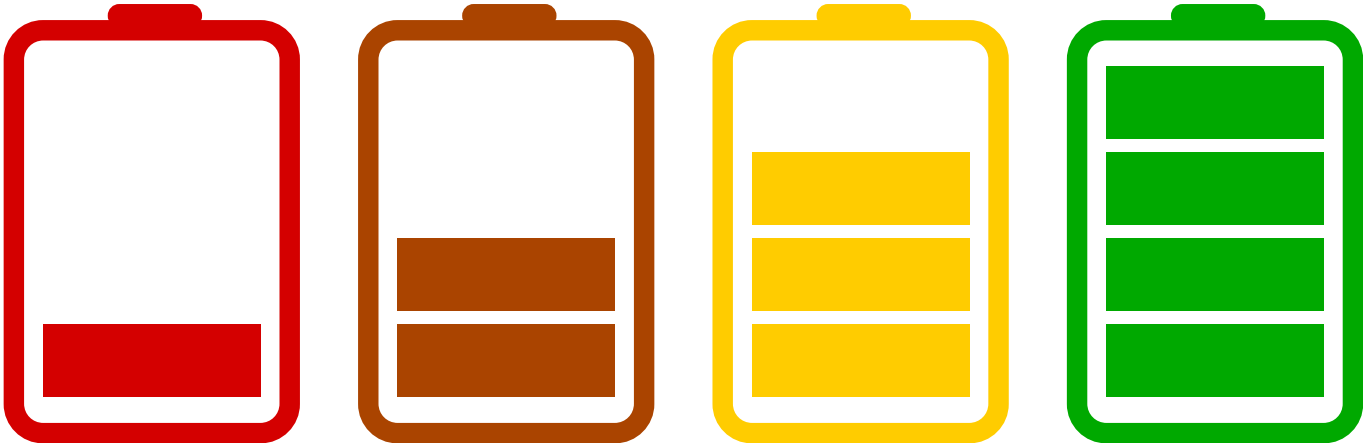
Wstąp do Klubu AVT Elektronika

będziesz miał prawo do korzystania z szeregu przywilejów:

- do 50% zniżki w Sklepie AVT
- darmowe prenumeraty Wydawnictwa AVT
- do 50% zniżki w Ulubionym Kiosku
- Zapraszamy do zapoznania się z zasadami Klubu!

http://bit.ly/2GaDwtQ

eprasa.pl 02a1ee88a2



Magazyny energii

Budowa pakietów z ogniw litowych (1)

Akumulator jest elementem w którym możemy zgromadzić energię i przechowywać ją przez pewien okres czasu. W artykule przeprowadzimy krótką charakterystykę różnych typów ogniw akumulatorowych oraz omówimy ich wady i zalety. Szczególną uwagę poświęcimy powszechnie dziś stosowanym ogniwom litowym. W kolejnej części artykułu pokarzemy jak samodzielnie zbudować dowolny pakiet li-ion z ogniw typu 18650.

Obecnie dostępne na rynku rodzaje ogniw akumulatorowych to:
- kwasowo ołowiowe,
- niklowo kadmowe (Ni-Cd),
- niklowo wodorkowe (Ni-Mh),
- litowo-jonowe (Li-Ion),
- litowo-polimerowe (Li-Po),
- litowo-żelazowe (Li-Fe, Li-FePo4).

Z Akumulatorami kwasowo ołowiowymi chyba każdy z nas miał do czynienia - są powszechnie stosowane w pojazdach spalinowych. Technologia znana jest od XIX wieku i na dobrą sprawę ma więcej wad niż zalet. Powstały dwa odpowiedniki pierwowzoru, akumulator żelowy oraz AGM.

Akumulator żelowy wyróżnia się tym, że do kwasu siarkowego, który jest elektrolitem, dodawana jest krzemionka. Dzięki temu akumulator jest bardziej odporny na wstrząsy, mniej podatny na samorozładowanie, lepiej znosi głębokie rozładowanie i jest bezobsługowy. Natomiast technologia AGM (*Absorbe Glass Mat*) różni się tym, że elektrolitem jest nasączona mata z włókna szklanego. Dzięki temu praktycznie nie ma możliwości wydostania się kwasu z akumulatora. Ma podobne właściwości jak akumulator żelowy. Podstawowe zalety akumulatorów kwasowo-ołowiowych to:
- powszechność tego typu,
- korzystna cena.

Natomiast do wad możemy zaliczyć:
- dużą wagę i gabaryty w stosunku do pojemności,
- niską sprawność,
- wrażliwość na obciążanie dużymi prądami przez dłuższy czas,
- wrażliwość na temperaturę – praca przy około 30...40°C powoduje znaczny spadek żywotności.

Kolejną grupę stanowią akumulatory niklowo-kadmowe oraz niklowo-wodorkowe. Kiedyś były stosowane w praktycznie każdej przenośnej elektronice, od radiotelefonów po elektronarzędzia, a nawet w niektórych samochodach elektrycznych. Teraz spotykane są jako wielorazowe „paluszki", których używamy do zegarów czy pilotów od telewizorów. Jedną z największych wad tego typu ogniw jest efekt pamięciowy. Objawia się tym, że jeśli takiego akumulatora nie rozładujemy całkowicie to przy próbie doładowania nie będziemy w stanie wykorzystać w pełni pojemności którą dany model oferuje. Zalety akumulatorów niklowych to:
- duża dostępność,
- korzystna cena.

Natomiast ich głównymi wadami są:
- niska sprawność,
- słaby stosunek pojemności oraz wydajności prądowej do gabarytów,
- efekt pamięciowy.

Najnowocześniejszą grupą ogniw akumulatorowych są ogniwa litowe. Aktualnie najczęściej stosowane, praktycznie całkowicie wyparły ogniwa niklowe. Posiadają większe pojemności i oferują dużą wydajność prądową (niska rezystancja wewnętrzna) przy mniejszej wadze i gabarytach w porównaniu do wcześniejszych typów akumulatorów. Nie mają efektu pamięciowego. Akumulatory litowe dzielimy na trzy główne typy, każdy z nich ma trochę inne właściwości.

Ogniwa litowo-jonowe

Obecnie najpowszechniej stosowane, charakteryzują się najlepszą proporcją pojemności do gabarytów oraz dobrą wydajnością prądową. Pracują w zakresie napięciowym miedzy 2,5...4,2 V. Pod nazwą litowo-jonowe, kryje się kilka rodzajów receptur chemicznych, każda z nich ma trochę inne właściwości oraz zawiera różne domieszki składników chemicznych. Podstawowe różnice polegają na tym, że albo mamy ogniwo o stosunkowo małej pojemności, np. 2500 mAh ale możemy je rozładowywać dużym prądem np. 10 A. Albo mamy ogniwo o stosunkowo wysokiej pojemności, np. 3500 mAh ale możemy je rozładowywać prądem o wartości maksymalnie 5 A.

Często spotykane są w obudowach cylindrycznych typu 18650. Co to oznacza? Obudowa cylindryczna to po prostu walec, a standard 18650 to jego wymiary, 18 mm średnicy, 65 mm długości. Stosowane

eprasa.pl 02a1ee88a2

są praktycznie wszędzie, począwszy od power banków, przez pojazdy elektryczne, do wielkich magazynów energii na farmach solarnych o pojemnościach nawet kilkudziesięciu kWh.

Dlaczego wszyscy używają takich ogniw w obudowie cylindrycznej? Dlaczego nie stosuje się płaskich ogniw, takich jak w telefonach? Ogniwa pryzmatyczne maja dwa zasadnicze problemy, przede wszystkim nie są tak uniwersalne jak ogniwa cylindryczne ponieważ jesteśmy ograniczeni tylko do kształtów kwadratowych, prostokątnych. A ogniwa cylindryczne możemy ułożyć w praktycznie każdy kształt i maksymalnie wykorzystać dostępna przestrzeń.

Drugim problemem jest odprowadzanie ciepła, niestety najczęściej płaskie ogniwa są ze sobą bezpośrednio sklejane co powoduje wzajemne grzanie się cel podczas pracy i dość znaczne nagrzewanie się wnętrza pakietu. W przypadku ogniw cylindrycznych mamy ten problem rozwiązany, ponieważ w budowie pakietów używa się specjalnych koszyków dzięki którym miedzy każdym ogniwem jest mała szczelina powietrzna niwelująca wzajemne podgrzewanie się ogniw. Firma Tesla opatentowała specjalny system chłodzenia cieczą ogniw cylindrycznych w pakietach, który praktycznie eliminuje problem nierównomiernego nagrzewania się ogniw.

Metalowa obudowa lepiej chroni przed ewentualnymi uszkodzeniami mechanicznymi. Takie ogniwo dużo trudniej uszkodzić niż ogniwo pryzmatyczne. Trzeba się naprawdę postarać aby doprowadzić do samozapłonu przez uszkodzenie mechaniczne. Miałem okazję widzieć ogniwo, którego terminal ujemny był zgnieciony o jakieś 4 mm i działało prawidłowo. Są stosunkowo bezpieczne, jeśli będą przestrzegane zasady ich użytkowania. Jednak w razie jakiegokolwiek uszkodzenia nie wolno używać już takiego ogniwa.

Jest wielu producentów ogniw 18650 i każdy ma długą listę modeli (**fotografia 1**). Często trafiają się ogniwa o prawie identycznej specyfikacji u kilku producentów. Różnice są minimalne, a praktycznie są to te same ogniwa. Jednak trzeba uważać, ponieważ jest sporo ogniw które mają znacznie zawyżoną pojemność, np. 8800 mAh, a realna pojemność mieści się w okolicach 200 mAh. Są one bardzo niebezpieczne, ponieważ mają bardzo małą wydajność prądową, co przy próbie szybkiego rozładowania może skończyć się samozapłonem takiego ogniwa.

Na rynku dostępne są także ogniwa opisane jako „nowe depakietowane". Od razu uprzedzę, że nie należy się ich bać i nie jest to złom jak twierdza niektórzy. Więcej na ten temat wyjaśnię w następnej części artykułu.

Ogniwa litowo-polimerowe

Charakteryzują się bardzo dużą wydajnością prądową, właśnie dlatego często stosowane są w modelach zdalnie sterowanych, gdzie przy niskim napięciu prądy przekraczają nawet 100 A. Małe ogniwa są często produkowane w tej technologii, ponieważ przy niewielkich gabarytach uzyskują naprawdę imponujący prąd wystarczający do zasilania drobnej elektroniki. Działają w zakresie 3,2 V (czasem 3 V) do 4,2 V (w niektórych rodzajach nawet do 4,35 V – Li-HV).

Niestety ta technologia nie pozwala uzyskać tak wysokiej pojemności jak technologia litowo-jonowa. Ogniwa te występują tylko

Fotografia 1. Przykładowe modele ogniw w standardzie 18650

Fotografia 2. Dwa ogniwa pryzmatyczne, jedno spuchnięte

w obudowach pryzmatycznych. Nie umieszcza się ich w obudowach cylindrycznych z jednego dość prostego powodu – z czasem takie akumulatory zaczynają puchnąc zwiększając swoja objętość (**fotografia 2**). Technologia ta jest stosunkowo niestabilna, w internecie możemy znaleźć filmy pokazujące płonące ogniwa. Wystarczy takie ogniwo przebić, zgnieść lub przeładować a czasami nawet próba ładowania z stanu głębokiego rozładowania (czego się nie powinno robić) może doprowadzić do samozapłonu. Niestety zdarza się również ze taki akumulator zapali się samoczynnie podczas prawidłowego ładowania lub rozładowania.

Ogniwa litowo-żelazowe

Miały swój czas na rynku, ale niestety przegrały przez słabe parametry, które realnie dość mocno odbiegały od tych zawartych w notach katalogowych. Swego czasu firma A123 Systems (już nieistniejąca) pracowała nad tymi ogniwami i uzyskała technologię dającą naprawdę zadziwiające parametry, ale niestety bardzo drogą. Ogniwa miały trzy istotne zalety:

- miały największą wydajność prądową,
- były najbezpieczniejsze pod względem samozapłonu,
- były najbardziej żywotne.

W niektórych przypadkach takie ogniwa przetrwały 8000 cykli ładowania-rozładowania, gdzie np. standardowe ogniwa litowo-jonowe nie przekraczają przeważnie 1000 cykli. Porównanie specyfikacji ogniwa litowo-jonowego z litowo-żelazowym pokazuje **tabela 1**.

Nasuwa się pytanie: dlaczego już się ich nie produkuje? W niektórych zastosowaniach A123 niema sobie równych, ale te zastosowania należą do pewnej niszy co w połączeniu z wysoka ceną takiego ogniwa spowodowało problemy tej firmy, a ostatecznie jej bankructwo. Dzisiaj nadal można kupić ich oryginalne produkty, lecz są to leżaki magazynowe, które pomimo czasu nadal są w pełni wartościowymi akumulatorami. Zakres napięcia pracy tego typu ogniw mieści się w przedziale od 2...3,6 V.

Pozostałe ogniwa litowo-żelazowe innych producentów raczej nie dorównują tym przedstawionym powyżej, ich parametry należy traktować „z przymrużeniem oka". Na dzień dzisiejszy zamiast tego typu lepiej wybrać ogniwa litowo-jonowe lub ewentualnie litowo polimerowe.

Cechy ogniw litowych

Zalety akumulatorów w technologii litowej:

- duża dostępność,
- możliwość łączenia w różnorodne pakiety,
- szeroki wachlarz zastosowań
- bardzo dobry stosunek pojemności i wydajności prądowej do rozmiarów oraz wagi.

Podstawowe wady:

- ryzyko zapłonu
- wysoka cena

eprasa.pl 02a1ee88a2

Tabela 1. Porównanie parametrów ogniw Li-Fe i Li-Ion

Producent, typ	A123 systems (Li-Fe)	Efest (Li-Ion)
Obudowa	26650	26650
Pojemność	2,5 Ah	5 Ah
Prąd rozładowania ciągły	70 A	18 A
Prąd rozładowania chwilowy (10 s)	120 A	45 A
Szybkie ładowanie 0%...80% (10 A)	12 min.	–

- wrażliwość na temperaturę – im niższa tym mniejsza pojemność/sprawność ogniwa, a temperatura powyżej 50°C mocno degraduje/uszkadza ogniwo,
- wymagają stosowania elektroniki zabezpieczającej (BMS).

Technologia litowa wymaga stosowania odpowiednich układów elektronicznych które zabezpieczają nasz pakiet przed samozapłonem czy uszkodzeniem. Powszechnie taki układa elektroniczny nazywamy BMS (*Battery Management System)* – system zarzadzania baterią. Więcej na ten temat znajdzie się w kolejnej części artykułu.

Zasady eksploatacji ogniw litowych

1. Zawsze należy ładować akumulator ładowarką przeznaczoną do danego typu ogniw (o odpowiednim prądzie ładowania oraz napięciu końcowym ładowania),
2. Większe pakiety powinny posiadać elektronikę zabezpieczającą,
3. Wskazane jest korzystanie z ładowarek o solidnej jakości wykonania,
4. Nie należy zostawiać ładujących się akumulatorów bez nadzoru,
5. Akumulator należy ładować z dala od materiałów palnych,
6. Nie należy obciążać akumulatora prądami większymi niż znamionowe,
7. Nie należy modyfikować ani ładowarek, ani akumulatorów,
8. Jeśli akumulator nie będzie używany przez dłuższy czas, powinien być zostawiony w stanie około 60% naładowania (li-ion/li-po do napięcia około 3,7 V, li-fe około 3,1 V dla, pojedynczego ogniwa). W takim stanie najlepiej pozostawić akumulator w chłodnym miejscu o temperaturze pomiędzy 0…10°C. Zostawianie akumulatora w pełni rozładowanego może doprowadzić do stanu głębokiego rozładowania. Natomiast przetrzymywany akumulator naładowany do pełna traci szybciej swoje właściwości – powyżej 4,05 V dla ogniw li-ion/li-po,
9. Po dłuższym nieużywaniu, pierwsze ładowanie musi być bezwzględnie przeprowadzone pod nadzorem,
10. W przypadku uszkodzenia mechanicznego akumulatora należy przeprowadzić kontrole stanu ogniw,
11. Ogniwa litowe w wysokiej temperaturze ulegają szybszej degradacji. Maksymalna temperatura nie powinna przekroczyć 80°C,
12. Akumulator w niskich temperaturach ma mniejszą sprawność i powinien być wtedy słabiej obciążany,
13. Pakiet z BMS-em należy w miarę często doładowywać do pełna, ponieważ tylko wtedy balanser jest w stanie przeprowadzić proces konserwacji (wyrównania) akumulatora.

Kiedy akumulator jest zużyty?

Wszystkie dane odnośnie żywotności akumulatorów odnoszą się do pojemności 80% nowego ogniwa. Jeżeli pakiet nie ulegnie jakiejś awarii to później dalej można go używać. Natomiast jeśli dokumentacja ogniwa mówi, że będzie działało przez 3 lata, to przeważnie po 3 latach będzie miało 80% swojej początkowej pojemności.

Akumulatory, które są stosowane w układach awaryjnego zasilania, mają ścisłe określaną datę ważnośc,i po której muszą zostać wymienione. Akumulatory nie muszą być wtedy zużyte, ale takie działania gwarantują, że w razie potrzeby zasilanie awaryjne będzie pracowało prawidłowo.

Przy uszkodzonych używanych pakietach litowych, najczęściej uszkodzeniu ulega tylko jedna sekcja, a pozostałe są w pełni sprawne. Układ BMS odłącza całkowicie cała baterie i nie pozwala jej załączyć. Popularne stało się (szczególnie w Ameryce) skupywanie starych baterii laptopowych. Takie akumulatory były bardzo tanie, ponieważ większość była uszkodzona, właśnie w sposób omówiony powyżej. Były więc bardzo dobrym źródłem tanich ogniw do mało wymagających zastosowań np. do powerwalla.

W kolejnej części artykułu, która ukarze się w następnym miesiącu, opiszę jak samemu samodzielnie wykonać dowolny akumulator litowo-jonowy z ogniw w standardzie 18650.

Bartek Plonka
poinpl21@gmail.com

Artykuł ma charakter poglądowy, teoretyczny. Związku z tym autor nie ponosi żadnej odpowiedzialności za wykorzystanie informacji zawartych w artykule.

REKLAMA

O projektach, mini, soft i wielu innych dyskutuj na https://forum.ep.com.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

LED-y na lata '20

Oświetlenie LED-owe przestało być nowością. Stało się standardem nie tylko dla nowych instalacji, ale również jako źródła światła do istniejących opraw. Jest to wynik zarazem mody i uregulowań prawnych, jak też chłodnej kalkulacji. Diody LED to najlepsze i najbardziej pożądane źródło światła, jakie można obecnie swobodnie znaleźć na rynku i jest chętnie stosowane w bardzo wielu, również specjalistycznych aplikacjach. W artykule przybliżamy obecne zastosowania LED-ów i związane z nimi technologie.

Odwiedzając wszelkiego rodzaju targi branżowe związane z rynkiem oświetlenia, łatwo zauważyć, że niemal wszystkie prezentowane wyroby bazują, lub są przeznaczone do pracy z diodami LED. I nie ma w tym nic dziwnego. LED-y są w stanie spełnić właściwie wszystkie wymagania, jakie użytkownicy stawiają przed źródłami światła. Nadają się tak do zastosowań ogólnych, wewnątrz i na zewnątrz pomieszczeń, jak i do aplikacji specjalistycznych, czy to w maszynach, procesach technologicznych czy na potrzeby dekoracji.

Zalety LED-ów

Technologia LED-owa jest na tyle zaawansowana, że pozwala tworzyć struktury dobrze dopasowane do różnych, specyficznych potrzeb klienta. Ponadto, nawet dosyć uniwersalne LED-owe źródła światła są zazwyczaj na tyle małe, że z powodzeniem można je samodzielnie dopasować do konkretnej aplikacji. Ta elastyczność i bogaty wybór produktów sprawiły, że w ostatnich latach wzrosły też oczekiwania klientów. Na rynku pojawiły się już takie źródła światła, których charakterystykę można samodzielnie dopasować w momencie instalacji. Oczywiście urządzenia o takich funkcjach są znacznie droższe niż zwykłe lampki LED-owe, ale ze względu na niskie ceny komponentów, łączny koszt tego typu instalacji jest dla wielu klientów już akceptowalny.

eprasa.pl 02a1ee88a2

Fotografia 1. Nowoczesne lampy LED-owe charakteryzują się ciekawym wzornictwem

Tam, gdzie nie są wymagane ani małe wymiary, ani nietypowe kształty źródła światła, LED-y i tak wygrywają kosztami. Oczywiście nie kwotą, którą trzeba wydać podczas zakupu, ale sumarycznymi wydatkami w trakcie użytkowania źródła światła. Producenci LED-ów obiecują długą żywotność swoich wyrobów, a mniejszy pobór energii można szybko zweryfikować nawet samodzielnie. Koszty mają bardzo duże znaczenie właściwie w każdej dziedzinie życia. W przypadku oświetlenia znacznie kosztów w trakcie pracy rośnie z uwagi na wzrost cen energii elektrycznej. Planując instalacje oświetleniowe należy brać to pod uwagę, uwzględniając przy tym spodziewany wzrost cen prądu w przyszłości, bo przecież raz zainstalowane źródła światła powinny pracować przez wiele lat.

LED-y to także źródło światła, którym można swobodniej sterować. Na pojedynczą lampę może składać się wiele małych struktur, połączonych równolegle z oddzielnymi wyłącznikami. Fakt, że diody te pracują z niskimi napięciami oznacza, że do ich zasilania nie trzeba stosować komponentów o wytrzymałości napięciowej adekwatnej do sieci elektrycznej (choć często potrzebne są większe prądy). W konsekwencji, przygotowanie wielu równoległych obwodów dla diod LED jest zwyczajnie znacznie tańsze niż dla klasycznych lamp żarowych lub świetlówek. Zaawansowane systemy oświetleniowe pozwalają więc na efektywne przyciemnianie i częste włączanie lub wyłączanie źródła światła. Warto przy tym zauważyć, że to właśnie włączanie i wyłączanie było najczęstszą przyczyną uszkadzania źródeł światła poprzednich generacji. Diody LED dobrze sprawdzą się więc tam, gdzie światło potrzebne jest w krótkich, występujących często okresach. Dlatego tak korzystne jest sięganie po nie w miejscach, w których chce się oszczędzać energię elektryczną.

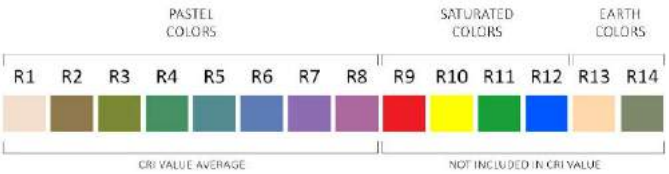
Lepsza jakość

Światło LED-owe, jest lepszej jakości niż światło pochodzące z innych źródeł. Jakość tę można mierzyć na różne sposoby. Podstawowym miernikiem jakości diod LED jest ich sprawność, tj. liczba lumenów generowany z jednego wata mocy. Obecnie nawet powszechnie dostępne zamienniki żarówek, wykonane w technologii LED generują ponad 100 lumenów ciepłego światła z każdego dostarczonego wata mocy. To bardzo ważne, gdyż dzięki temu nawet standardowe, niedrogie LED-y mają wyższą skuteczność świetlną niż świetlówki. Jednakże parametr ten ma znaczenie dla osoby, która pokrywa koszt rachunków za energię elektryczną, potrzebną do oświetlenia obiektów, a dla użytkowników wygenerowanego światła już niekoniecznie. Dla nich istotna będzie przede wszystkim barwa światła. W przypadku białych LED-ów określa się ją w oparciu o temperaturę barwową. W typowych zastosowaniach cenione są lampy o niskiej temperaturze, a więc generujące – wbrew temu co nazwa mogłaby sugerować – światło ciepłe, zbliżone do żarowego. Jeszcze kilka lat temu uzyskanie odpowiedniej temperatury barwowej było problematyczne i takim światłem cechowały się tylko lampy wyższej jakości. Wynika to z faktu, że światło ciepłe zazwyczaj generuje się z niższą skutecznością. Obecnie, gdy na rynku z łatwością można znaleźć wysoce skuteczne LED-y o dowolnej temperaturze barwowej, użytkownicy zwracają uwagę na kolejne parametry, wskazujące na jakość danego źródła światła.

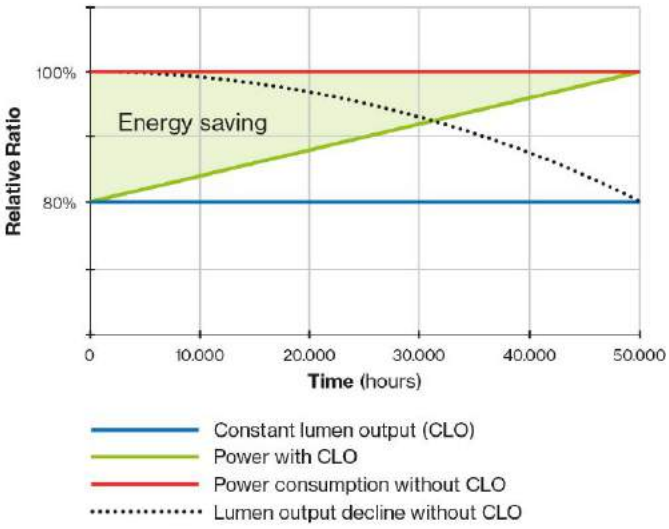
Aktualnie chyba największą wagę profesjonaliści przywiązują do współczynnika **CRI** (*Color Rendering Index*), odpowiadającego za zdolność do odwzorowywania barw. Jest to wskaźnik wyrażony liczbą z zakresu od 0 do 100 i mówiący jak dobrze człowiek jest w stanie ocenić barwę obiektów oświetlonych danym światłem. W przypadku światła monochromatycznego, współczynnik ten będzie wynosić 0, gdyż barwy obiektów jedynie o danym, konkretnym kolorze będą poprawnie uwydatniane. W przypadku światła białego o widmie ciągłym współczynnik ten wyniesie 100. Światło słoneczne ma właśnie wysoki współczynnik CRI równy 100.

Gdy na rynku pojawiły się pierwsze konsumenckie LEDowe zamienniki żarówek, ich współczynnik CRI wynosił nieco ponad 80 (i to nie zawsze), co było uznawane za wystarczające, podczas gdy światło żarowe ma współczynnik 100. Obecnie z łatwością można znaleźć lampy o wyższym współczynniku. Warto też zwrócić uwagę na sposób obliczania wartości CRI. W tym celu sięga się po określoną liczbę standardowych próbek obiektów barwnych i testuje na nich zdolność poprawnego odwzorowania ich barw i dla każdej z nich wyznacza wartości R_i, również przyjmujące maksymalną wartość 100. Wartość wynikowa CRI, zapisywana jest jako R_a i stanowi średnią wszystkich R_i.

Sam test CRI prowadzi się w oparciu o 8 próbek, równomiernie oddalonych od siebie na wykresie spektrum barw, cechujących się dosyć niskim nasyceniem. Zostały one opisane w normie z 1995 roku i są oznaczane jako $R_1 \ldots R_8$. Niestety, wśród tych barw nie ma wielu kolorów, które są bardzo ważne dla użytkowników, szczególnie specjalistów którzy chcą uzyskać odpowiednie efekty świetlne. Przykładowo, wartość CRI R_a nie uwzględnia intensywnej czerwieni (R_9), ani dwóch popularnych kolorów skóry (R_{13} i R_{15}). Wszystkie trzy

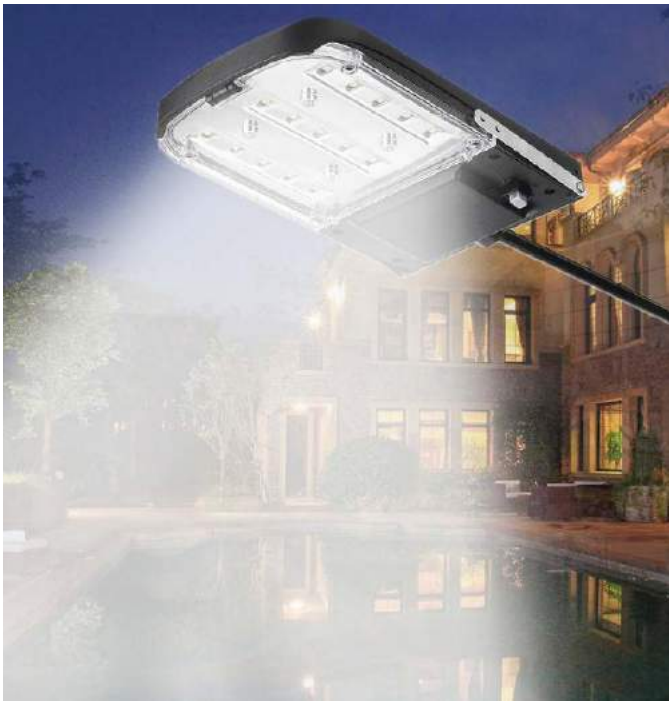


Fotografia 2. Przybliżone barwy wzornika do mierzenia wartości CRI dla poszczególnych barw



Fotografia 3. W lampach CLO podawany prąd rośnie wraz ze zużywaniem się struktur LED-owych, by tym samym utrzymać stały strumień świetlny przez cały okres użytkowania

eprasa.pl 02a1ee88a2



Fotografia 4. Lampy LED-owe można z powodzeniem stosować na zewnątrz budynków

z nich są trudne do poprawnego odwzorowania, co oznacza że sięgają po lampę o wysokim R_a wcale niekoniecznie uzyskamy światło, które pozwoli nam odpowiednio doświetlić np. mocno czerwone obiekty. Z tego względu, cześć producentów LED-ów podaje dodatkowo wartości współczynników R_9, a czasem też pozostałych R_i, dzięki czemu zaawansowani użytkownicy mogą lepiej dobrać źródła światła.

Dobór i projektowanie

Ułatwieniem ze strony dostawców LED-ów jest pozycjonowanie ich do konkretnych rodzajów często spotykanych aplikacji. np. oferuje się diody specjalnie przystosowane do oświetlania warzyw i owoców, mięsa czy serów, które najlepiej uwypuklają atrakcyjne dla klienta barwy, sprawiając że dany produkt spożywczy wydaje się bardziej atrakcyjny. LED-y to także bardzo ważne narzędzie pracy w sztuce, a przede wszystkim w muzeach. Początkowo kosztowne białe diody o wysokim współczynniku CRI były stosowane właśnie przede wszystkim do oświetlania dzieł sztuki, a w tym głównie obrazów. Podobnie oświetlenie LED-owe ma duże znaczenie w kinematografii i fotografii, gdyż pozwala na bardziej efektowne wyróżnienie barw już na etapie zdjęć, co ułatwia następnie prace w postprodukcji.

Projektowanie systemów oświetlenia zawierających LED-owe źródła światła, pochodzące od jednego producenta jest ułatwione dzięki konfiguratorom. Są to aplikacje internetowe, które pomagają tworzyć małe i duże projekty, dopasowane do różnych zastosowań. Po zakończeniu konfiguracji program przygotowuje listę elementów koniecznych do instalacji.

Trwałość

Kolejną kwestią, która jeszcze kilka lat temu zniechęcała użytkowników do sięgania po lampy diodowe była ich faktyczna trwałość i zdolność do trzymania parametrów katalogowych. Niestety, ale wielu producentów, szczególnie tych dalekowschodnich, którzy wcale nie dbali o swoją markę, albo sprzedawali wybory OEM, które następnie były markowane innymi logotypami, pozwalało sobie na dostarczanie LED-ów nieodpowiadających deklarowanym parametrom. Mowa nie tylko o skuteczności świetlnej, temperaturze barwowej i zdolności odwzorowywania barw, ale też o żywotności.

W odróżnieniu od lamp żarowych, na lampę LED-ową składa się wiele komponentów, których trwałość wpływa na żywotność całego produktu. Często znacznie szybciej od samej struktury diody półprzewodnikowej, emitującej światło, uszkodzeniu ulegają obwody ją zasilające. Parametry tych komponentów nierzadko w ogóle nie są ujmowane w jakiejkolwiek dokumentacji i przez to produkt o nawet niezłych właściwościach w odniesieniu do jakości generowanego światła, może być sterowany podzespołami o niskiej jakości, a najczęściej po prostu pracujących na granicy swoich możliwości. Dużym wyzwaniem jest zapewnienie odpowiedniego odprowadzania ciepła. Praca w wysokich temperaturach powoduje szybkie skrócenie żywotności diod LED oraz przyspiesza starzenie innych obwodów elektronicznych. Bardzo podatne na uszkodzenia są kondensatory elektrolityczne, które najczęściej znajdują się wśród podzespołów umieszczonych w obudowie lamp LED-owych. Natomiast by wydłużyć żywotność źródła światła należy użyć odpowiednio dużych radiatorów, które naturalnie są nie tylko droższe, ale i zwiększają masę gotowego produktu.

Fotografia 5. Typowy LED-owy zamiennik żarówki

Na szczęście, rynek LED-ów już dojrzał na tyle, że można wskazać firmy, które dbają o swoją renomę, oferują wydłużoną gwarancję i w efekcie dostarczają produkty znacznie lepiej trzymające deklarowane parametry. Dzięki temu klienci przestali obawiać się diod LED jako nowej, niepewnej technologii i chętnie stosują ją w niemal wszystkich nowych aplikacjach.

Fotografia 6. LED-owy zamiennik żarówki samochodowej

Fotografia 7. Choć mogłoby się wydawać, że taka lampa jest modułowa i że za pomocą wkrętaka można zamienić jej strukturę LED-ową, w praktyce czynność ta może być wykonywana przez wyspecjalizowany serwis, choćby z uwagi na brak uniwersalnych modułów świecących do takich lamp

eprasa.pl 02a1ee88a2

Fotografia 8. Różne zintegrowane lampy LED-owe do zastosowań domowych. Zużycie się źródeł światła w tych lampach wymaga wymiany całego żyrandola

Jak rozpoznać czy lampa LED miga?

Wiele niedrogich LED-owych źródeł światła zbudowane jest z użyciem bardzo prostych obwodów zasilających, co sprawia że podawany do struktur półprzewodnikowych prąd nie jest odpowiednio stabilizowany. Skutkuje to szybkim miganiem światła, ledwo widocznym dla ludzkiego oka. Niestety, długotrwałe przebywanie w pomieszczeniach oświetlonych w ten sposób jest męczące dla wzroku, mimo że na pierwszy rzut oka nie widać różnicy pomiędzy lampą migającą a źródłem światła wyższej klasy. Wygodnym sposobem sprawdzenia czy dane źródło światła miga jest skierowanie na nie obiektywu smartfona, ustawionego w tryb nagrywania wideo w zwolnionym tempie. Czasem wystarczy już samo spojrzenie na ekran telefonu, by zobaczyć, że dane źródło miga. Jeśli posiadany model smartfona nie pozwala na taką ocenę, należy wykonać kilkusekundowe nagranie, na którym z łatwością dostrzeżemy, czy natężenie światła jest stabilne.

Zamienniki do opraw a lampy zintegrowane

Dla przeciętnego „Kowalskiego", który nie buduje ani nie remontuje akurat domu, oświetlenie LED-owe kojarzy się głównie z zamiennikami żarówek. Początkowo, gdy LED-y pojawiały się na rynku, były oferowane niemal jedynie właśnie w postaci zamienników klasycznych żarówek, a więc wykonane tak, by pasowały do standardowych uchwytów. Niestety, budowa odpowiednio trwałej lampy o kształcie idealnie odwzorowującym wygląd żarówek wolframowych była bardzo trudna, dlatego wiele LED-ów nie pasowało do kształtu użytkowanych kloszy. Z czasem technologia poszła na tyle do przodu, że liczba formatów LED-owych źródeł światła przekroczyła już liczbę standardowych uchwytów lamp. Obecnie rosnącą popularnością cieszą się zintegrowane źródła światła. Ich zaletą jest kształt, którego nie można byłoby uzyskać, gdyby w lampach źródła łatwe do wymiany przez zwykłego użytkownika.

Niestety ma to też negatywne konsekwencje, o których obecnie się jeszcze nie mówi. Zakup gotowej, zintegrowanej lampy oznacza, że w momencie uszkodzenia jej elektroniki konieczna będzie wymiana całości, podczas gdy w klasycznych konstrukcjach przepalenie się żarówki wymagało wydania jedynie kilku, a maksymalnie kilkunastu złotych na nową. Usprawiedliwia to znacznie wyższa żywotność diod LED, ale i tak – koniec końców – to nowatorskie podejście spowoduje wzrost ilości elektrośmieci.

Co więcej, znaczenie może mieć też sposób, w jaki diody LED ulegają uszkodzeniu. O ile mogą oczywiście się przepalić, to nawet podczas normalnej, bezawaryjnej pracy, stopniowo tracą na jasności (a zarazem skuteczności świetlnej). To właśnie czas, po którym w trakcie normalnego użytkowania jasność diody LED spadnie o połowę (bywa że podawany jest czas spadku jasności do 80%), jest nazywany przewidywanym czasem pracy danego źródła światła. W efekcie, zintegrowane oświetlenie LED-owe, adekwatne do danego zastosowania – czy to pomieszczenia, czy obiektu zewnętrznego, z czasem będzie stawało się coraz ciemniejsze i trudno będzie to dostrzec bez przeprowadzenia dokładnych pomiarów. Jest to największy problem dla biur, w których wymagane jest zapewnienie adekwatnych warunków oświetleniowych. Pracownicy nie mając świadomości, że lampy wyglądające na sprawne, faktycznie nie generują odpowiednio dużej ilości światła, będą pracowali w warunkach niedostatecznego oświetlenia. Wyjątkiem są lampy **CLO** (*Constant Light Output*), projektowane tak, by z czasem prąd zasilający diody rósł, kompensując tym samym spadek skuteczności świetlnej. Oczywiście oznacza to, że z czasem sprawność takich lamp maleje, ale można mieć pewność, że gdy działają, cały czas pracują ze swoją nominalną jasnością.

Gdy spadek jasności lampy zostanie dostrzeżony, koszt wymiany takich niemal sprawnych lamp na nowe będzie znacznie większy, niż gdyby wymieniało się tylko same struktury emitujące światło. Choć problem żywotności zintegrowanych lamp bardzo negatywnie wpływa na ekologię, LED-y są postrzegane właśnie jako rozwiązanie bardzo ekologiczne. Wiele firm i instytucji sięga po nowoczesne źródła światła nie tylko dla oszczędności, czy zapewnienia odpowiednich wrażeń estetycznych, ale też po to by podkreślić swoją nowoczesność i proekologiczne nastawienie.

Zasilanie

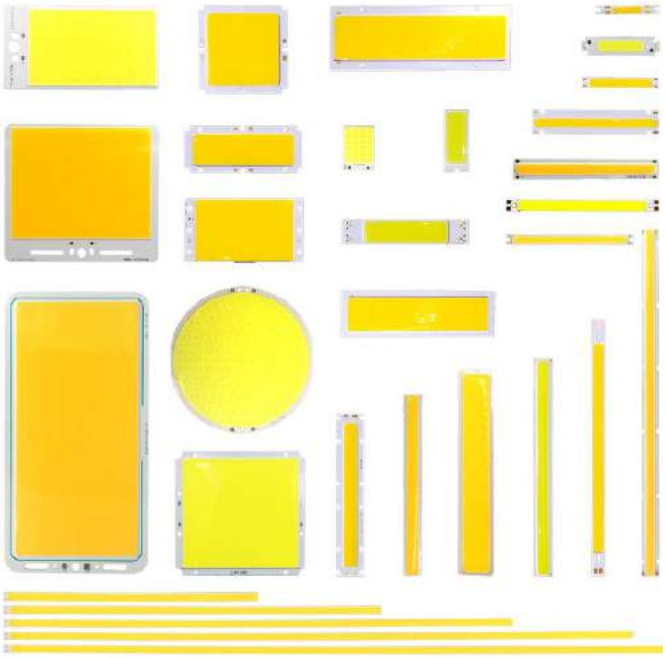
Nieodzowną częścią rynku LED-ów są systemy zasilające. Wynika to ze specyfiki struktur półprzewodnikowych emitujących światło. Zazwyczaj należy je spolaryzować niskim napięciem stałym, pilnując by przepływający prąd był jak najbardziej stabilny. To właśnie od niego zależy stabilność jasności lampy LED-owej. W najtańszych konstrukcjach sięga się, wbrew sztuce, po źródła napięciowe, albo co gorsza, w ogóle ignoruje się tętnienia pochodzące z sieci energetycznej. Tak zbudowane lampy migają bardzo szybko, a jedynie dzięki bezwładności czułości ludzkiego oka, emitowane światło wydaje się stałe. [Patrz ramka „Jak rozpoznać czy lampa LED miga"]

Diody COB

Od pewnego czasu widoczny jest trend, w ramach którego dawniej używane rodzaje struktur LED-owych zastępuje się diodami **COB** (*Chip On Board*). Skrót ten odnosi się do płaskiego komponentu, zawierającego wiele elementarnych diod umieszczonych bezpośrednio na laminacie aluminiowym. Emitery są połączone w grupy szeregowo-równoległe i współpracują ze wspólnym dla całości luminoforem. Są to wydajne źródła o szerokim kącie emisji światła. Największą zaletą diod COB jest generowanie strumienia światła o bardzo dużej mocy, dzięki czemu element ten zastępuje źródła halogenowe i rtęciowe w reflektorach. Emitery typu *chip on board* są łączone w całość z układami optycznymi i układami zasilania, co zapewnia wyjątkową prostotę implementacji w przypadku oświetlenia stosowanego np. do hal magazynowych, czyli typu *high bay*. Konstrukcja w postaci macierzy emiterów pozwala na precyzyjną regulację kształtu strumienia świetlnego, co upraszcza budowę opraw światła punktowego stosowanego w oświetleniu architektonicznym. Diody COB są też coraz częściej stosowane w innych oprawach. Zyskują na popularności także dlatego, że zawierają wiele elementarnych

Fotografia 9. Dioda COB w obudowie

eprasa.pl 02a1ee88a2



Fotografia 10. Różne struktury COB

małych struktur, dzięki czemu ich konstrukcja jest optymalna kosztowo, gdyż uzysk produkcyjny dla takich chipów jest wysoki, obudowa jest jedna, tak samo jak luminofor – to też są oszczędności. Napięcie zasilające taki element jest relatywnie wysokie (kilkadziesiąt woltów), dzięki czemu system zasilania pracuje przy mniejszym natężeniu prądu i tym samym stratach mocy na przewodzenie. Niewielkie wymiary emiterów COB upraszczają także konstrukcję systemów optycznych i chłodzących.

Szybko poszerza się oferta dostępnych gotowych modułów oświetleniowych, gdzie na laminacie aluminiowym zamontowane są diody i system zasilania. Kiedyś większość z nich była wykonywana na zamówienie, obecnie wiele podstawowych typów można kupić od ręki. Zmiany dotyczą też zawartego na modułach zasilacza, który nie tylko zasila i reguluje jasność, ale coraz częściej ma opcję komunikacji bezprzewodowej lub pracuje w sieci.

Taśmy LED

Nowym obszarem zastosowań, w których LED-y stanowią jedyne rozwiązanie są wszystkie aplikacje bazujące na źródłach światła w postaci taśm. Dawniej LED-owe taśmy były dostępne w postaci dosyć standardowych konstrukcji. Obecnie wybierając taśmę LED-ową można swobodnie dobierać już nie tylko temperaturę barwową

Fotografia 11. Taśma LED wysokiej klasy, zawierająca po dwie różnobarwne diody, ułożone obok siebie

i strumień świetlny w przeliczeniu na metr, ale też rodzaj zastosowanych diod, ich sposób ustawienia oraz napięcie zasilania i odporność na zachlapanie. Najbardziej powszechnie stosowane są taśmy zasilane napięciem 12 V z diodami ustawionymi prosto. Bywa jednak, że by uzyskać odpowiedni efekt konieczne staje się użycie diod ustawionych pod kątem 90 stopni, albo np. cechujących się mniejszą mocą, ale gęściej rozmieszczonych.

Nowe systemy elastycznych taśm LED ułatwiają realizowanie najbardziej wymagających projektów oświetleniowych. Obejmują bardzo bogate i wszechstronne systemy komponentów, które spełnią różnorodne potrzeby projektantów profesjonalnego oświetlenia.

Można wybierać komponenty z zabezpieczeniem lub bez, z możliwością ściemniania, w kilku temperaturach barwowych (od nieco ponad 2000 K do ponad 6000 K) i współczynniku oddawania barw (CRI) R_a oraz strumieniu świetlnym z zakresu ok. 300 do 2000 lm/m. Taśmy elastyczne, nawet jeśli pochodzą od jednego producenta, mogą być oferowane w różnych kategoriach cenowych. Różnią się wtedy trwałością oraz okresem udzielanej gwarancji.

Taśmy najniższej klasy to uniwersalne rozwiązanie, zazwyczaj cechujące się dobrym stosunkiem jakości do ceny, przeznaczone do podstawowych instalacji oświetleniowych. Mają niższy współczynnik odwzorowania barw i krótszą trwałość. Nie oznacza to, że nie można ich dostać w wersjach o wysokim stopniu ochronności. Jest on uzyskiwany zazwyczaj w sposób niezależny od tego, jakie diody LED zostały zainstalowane na taśmie.

Taśmy wyższej kategorii nierzadko mają dodatkowe certyfikaty, np. potwierdzające wyższą trwałość. Bywa też, że są dostarczane w wersjach o wyższym stopniu ochronności. Są polecane do aplikacji profesjonalnych i komercyjnych, w których koszt wymiany po kilku latach jest jednym z czynników jawnie uwzględnianych w decyzjach zakupowych.

Taśmy najwyższej klasy mają najczęściej bardzo wysoki współczynnik odwzorowywania barw i częściej składają się z gęściej rozmieszczonych, mniejszych diod – nawet 140 na metr. Pozwala to zapewnić jednorodny strumień światła i równomierną emisję na całej długości. Wykonywane są z najwyższymi stopniami ochronności, poniekąd dlatego, że zapewnienie bardzo wysokiej szczelności jest kosztowne i ma uzasadnienie cenowe głównie w rozwiązaniach wyższej klasy. Niemniej, to właśnie takie taśmy poleca się do instalacji w trudnych warunkach, np. na zewnątrz budynków i w zakurzonych, wilgotnych pomieszczeniach. Najwyższej klasy taśmy LED-owe są objęte długą gwarancją i mają najwyższą trwałość, potwierdzoną adekwatnymi certyfikatami.

Proces montażu większości taśm jest łatwy i szybki. Oferowane są w zoptymalizowanych długościach i często mają wstępnie podłączone przewody po obu stronach – można je łatwo i dowolnie skracać. Alternatywnie można użyć nakładanych końcówek, które mają przylutowane przewody.

Taśmy LED można stosować nie tylko w celach dekoracyjnych. Wbrew obiegowym opiniom, są bardzo wszechstronne. Sprawdzają się tak przy oświetlaniu prywatnych mieszkań, jak i centrów handlowych. Przykładowo paski LED o strumieniu świetlnym od 1000 lm/m do 2000 lm/m oraz barwie zbliżonej do światła dziennego (6500 K) zapewniają oświetlenie ogólne bardzo wysokiej jakości w dużych biurach, zwiększając wydajność i motywację do pracy. Wersje o strumieniu światła od 600 lm/m do 1000 lm/m oraz temperaturze barwowej 4000 K stanowią doskonałe rozwiązanie do oświetlania małych sal konferencyjnych, a paski LED o strumieniu świetlnym od 300 lm/m do 600 lm/m oferują światło akcentujące do fasad budynków, uzupełniając kompletną profesjonalną instalację oświetleniową.

Dostawcy LED-ów

Na polskim rynku działa bardzo wielu dostawców LED-owych źródeł światła. Można zaobserwować, że wiele firm krytykuje poczynania swoich konkurentów. To co jedni dystrybutorzy najczęściej zarzucają innym to wprowadzanie na rynek wyrobów słabej jakości,

eprasa.pl 02a1ee88a2

Fotografia 12. Dużą popularnością cieszą się taśmy LED RGB, w których można wybierać kolor świecenia taśmy

pochodzących z Dalekiego Wschodu. Twierdzi się, że często produkty te wcale nie spełniają norm. Część zatwierdzeń jest wymagana ustawowo, a niektóre mają znaczenie tylko dla odbiorców profesjonalnych. Dla klientów najczęściej kluczowa jest cena oraz dostępność produktu, a w dalszej kolejności certyfikaty, przez to klienci rzadziej sięgają po światło lepszej jakości. Produkty niskiej jakości zwykle szybko ulegają uszkodzeniu, skutkując niezadowoleniem klienta i jednoczesnym psuciem rynku.

Rozmawiając z dostawcami oferującymi LED-owe źródła światła można się dowiedzieć, że klienci często wybierają nie tyle produkt, który najbardziej odpowiada im parametrami lub ceną, co wyrób dostępny tu i teraz. Ma to znaczenie również w sytuacjach, gdy potrzebna jest większa liczba danych lamp.

Mimo to ostatnie lata stanowią okres bardzo dobry dla dostawców oświetlenia LED-owego. Popyt na oświetlenie tego typu tworzy wiele czynników rynkowych, a klienci znajdują się praktycznie w każdej branży techniki. Sprzedaż jest na tyle duża, że nawet po podzieleniu na wielu dostawców, firmy są w stanie utrzymać się z takiej działalności, zwłaszcza jeśli koncentrują się na aplikacjach profesjonalnych. Obszar konsumencki niekoniecznie musi do tego pasować, tak samo jak zastosowania infrastrukturalne (np. oświetlenie zewnętrzne), bo na skutek silnej konkurencji, presji cenowej w przetargach, zarabianie tam jest trudniejsze.

Pozytywne jest coraz większe zainteresowanie tematyką inteligentnych miast, których LED-y – jako ekologiczny symbol nowoczesności – stanowią nieodzowną część.

Typowe aplikacje w obiektach handlowych

LED-y używane są obecnie już nie tylko jako sposób na zwiększenie jasności pomieszczenia, ale by uzyskać odpowiednie wrażenia użytkowe – przy czym priorytety są różne, w zależności od branży. Bardzo duże znaczenie ma stosowanie oświetlenia LED-owego w sklepach, a najbardziej w branży detalicznej. Trudno o przemysł, w którym aż tak łatwo można oszczędzać energię używaną do oświetlania. Dotyczy to wszystkich obszarów działalności – od dyskontów, przez sklepy odzieżowe i meblowe po sklepy dla majsterkowiczów czy centra ogrodnicze. Ale dobre światło w sklepie to nie tylko rozwiązania energooszczędne, lecz także takie produkty, które wyeksponują towar w najlepszy możliwy sposób, stworzą relaksującą i komfortową atmosferę i będą prowadziły klienta pomiędzy sklepowymi półkami.

Dużym powodzeniem w oświetleniu sklepów cieszą się reflektory punktowe, często montowane na szynach trójfazowych. Mają różną moc, zawierają wbudowane obwody sterujące oraz mają regulowane odbłyśniki. Redukują też olśnienie i cechują się wysokim

REKLAMA

eprasa.pl 02a1ee88a2

Fotografia 13. Oświetlenie LED pozwala zwiększyć wizualną atrakcyjność warzyw i owoców

Fotografia 15. Polecana do biur oprawa LED-owa

Fotografia 16. Polecana do zakładów przemysłowych oprawa LED-owa, dobrze zastępująca tradycyjne świetlówki

współczynnikiem odwzorowania barw, zazwyczaj przekraczającym 90.

Większe powierzchnie można oświetlać za pomocą opraw mocowanych do sufitu, stanowiących bezpośrednie zamienniki opraw świetlówkowych typu *downlight*. Najnowocześniejsze tego typu konstrukcje są często wyposażane właśnie w funkcję regulacji barwy światła – służy do tego mały przełącznik, jaki umieszcza się z tyłu oprawy. Natomiast zastosowanie zacisków do szybkiego łączenia pozwala oszczędzić czas podczas instalacji. Tego typu oprawy przynoszą bardzo wymierne korzyści w postaci oszczędności w rachunkach za energię elektryczną. Ponadto często są wykonywane w obudowach o niemałej klasie ochronności, dzięki czemu można je stosować w łazienkach, kuchniach, i zadaszonych strefach zewnętrznych.

Typowe aplikacje w biurach

Oprócz redukcji kosztów eksploatacji, system oświetleniowy dla biur musi spełniać przede wszystkim liczne normy, dyrektywy i przepisy BHP. Kluczowe wymagania obejmują przede wszystkim eliminację olśnienia do pracy na stanowiskach z monitorami, wysoką równomierność oświetlenia i odpowiednie jego natężenie. Nowe oprawy LED idealnie nadają się do tych specyficznych wymagań. Mogą być skonfigurowane np. tak, że kierują 70% światła bezpośrednio w miejsce pracy i 30% światła pośrednio na potrzeby oświetlenia ogólnego. Oprawy tego typu mają niewielką grubość, cechują się nowoczesnym designem, często wykończone aluminiowymi ramkami. Mikropryzmatyczna obudowa z wysokiej jakości tworzywa PMMA pozwala zapewnić niski wskaźnik olśnienia. Oczywiście skuteczność świetlna takich lamp jest również wysoka i wynosi często ponad 100 czy nawet 110 lm/W. Co ważne, renomowani producenci podają w tym przypadku żywotność liczoną w inny sposób, niż wielu tanich, dalekowschodnich dostawców. Mówi się o **czasie pracy L80**, a więc okresie, po jakim natężenie emitowanego światła spada o 20% względem nominalnego. Dzięki temu nabywca będzie mógł łatwiej przewidzieć czas, po którym nastąpi potrzeba wymiany systemu oświetlenia, by spełniało ono parametry wymagane przepisami.

Warto dodać, że wysoka jakość światła emitowanego przez niektóre nowatorskie konstrukcje LED-owe wynika ze specjalnego układu optycznego, składającego się z małych struktur półprzewodnikowych. Fakt, że każda pojedyncza dioda ma swoją własną soczewkę i odbłyśnik, oznacza bardzo dobre, wolne od olśnienia oświetlenie o małym wskaźniku UGR, a także lepszy rozsył światła. Co więcej, duża liczba elementów optycznych nadaje oprawom atrakcyjny, modny obecnie wygląd. Rosnącą popularnością w biurach cieszą się oprawy w wersjach z czujnikami światła dziennego lub obecności, z interfejsem DALI albo z funkcją oświetlenia awaryjnego.

Fotografia 14. Różne wrażenia wizualne w przypadku produktów spożywczych oświetlonych różnymi diodami LED marki Samsung

eprasa.pl 02a1ee88a2

Fotografia 17. Sterownik LED-ów z interfejsem DALI

Fotografia 19. Oświetlenie LED-owe zastosowane w muzeum

Fotografia 18. Lampa w kształcie żarówki, sterowana zdalnie ze smartfona, poprzez interfejs Wi-Fi

Typowe aplikacje w fabrykach

W zakładach przemysłowych oświetlenie ma zasadnicze znaczenie dla bezpieczeństwa i wydajności pracowników. Odpowiednio dobrane oprawy pomagają zwiększyć ich koncentrację, wyeliminować błędy i poprawić efektywność. Ale ten sektor stawia przed oświetleniem również inne wyzwania. Oprawy w takich obiektach muszą działać niezawodnie nawet w najtrudniejszych warunkach i spełniać najwyższe wymagania, jeśli chodzi o energooszczędność.

W wysokich pomieszczeniach, takich jak magazyny, fabryki i centra logistyczne sprawdzą się inteligentne oprawy *High Bay* z obsługą interfejsu DALI. Można je połączyć z zewnętrznymi czujnikami obecności osób i światła. Produkty najwyższej klasy są dostarczane z **deklaracją żywotności L100**, co oznacza że wytwarzają stały strumień świetlny przez cały okres eksploatacji (lampy CLO).

W fabrykach, przemyśle spożywczym czy w kuchniach niezbędne jest zastosowanie opraw odpornych na wilgoć i unoszące się w powietrzu pozostałości oleju, gazów, pyłu i detergentów. Warto wtedy sięgnąć po oprawy o klasie ochronności IP69K, które można czyścić nawet przy użyciu myjki wysokociśnieniowej. Konstrukcje tego typu osiągają skuteczność świetlną na poziomie 150 lm/W. Szczególnie godne polecenia są te najprostsze w instalacji, które nie wymagają użycia narzędzi do montażu. Instaluje się je za pomocą prostych zacisków.

Jeśli potrzebne jest oświetlenie dużej powierzchni w sposób jednolity, np. w halach produkcyjnych czy magazynowych, warto zainteresować się systemami opraw opartymi o szyny montażowe, w których źródła światła montuje się za pomocą zatrzasków. Pozwala to tworzyć ciągłe lub przerywane linie świetlne. W ramach danego systemu można dostać oprawy o różnych kątach rozsyłu światła, a więc adekwatne tak do niskich pomieszczeń, jak np. warsztatów, czy do magazynów wysokiego składowania.

Fotografia 20. Popularna w ostatnich latach „żarówka" typu Edison LED filament

Fotografia 21. Przykład ozdobnej lampy, jaka pojawiła się w sprzedaży w ubiegłym roku

eprasa.pl 02a1ee88a2

Fotografia 22. Różne lampy dekoracyjne, popularne w ostatnim czasie

Typowe aplikacje w hotelach

Oświetlenie LED-owe jest też bardzo ważne dla hoteli. Dobre oświetlenie wpływa na nastrój i ma istotne znaczenie dla komfortu gości oraz personelu w przestrzeniach hotelowych. Ale oświetlenie w sektorze hotelarskim musi spełniać jeszcze więcej wymagań. Musi także zużywać niewiele energii, być w stanie elastycznie integrować się z istniejącymi systemami zarządzania oświetleniem i zapewniać oświetlenie awaryjne w razie potrzeby.

Duże znaczenie w hotelach ma aspekt dekoracyjny oświetlenia. Dlatego producenci zwracają na tę kwestię uwagę nawet podczas projektowania bezpośrednich zamienników innych lamp i reflektorów.

LED-y mogą także posłużyć do realizacji oświetlenia awaryjnego. W nagłych przypadkach oświetlenie może zapewniać zarówno orientację w otoczeniu, jak i bezpieczeństwo. Adekwatne oprawy charakteryzują się wysokim strumieniem świetlnym i zoptymalizowanym rozsyłem światła. Okrągłe wersje ze zintegrowanym akumulatorem i sterownikiem, a także kilkugodzinnym czasem pracy w przypadku awarii zasilania, idealnie nadają się do ważnych zastosowań, takich jak oświetlenie dróg ewakuacyjnych i strefy otwartej. Ważne jest, by soczewki w oprawach zostały dostosowane do wymogów bezpieczeństwa. Produkty tego typu powinny charakteryzować się również dobrą odpornością, tak na uderzenia, jak na pył.

Nowoczesne oprawy do oświetlenia awaryjnego mają funkcje wyboru automatycznego lub ręcznego testowania sprzętu oraz przełączania pracy ciągłej lub działania w trybie gotowości. Takie oprawy można również przekształcać w podświetlany znak bezpieczeństwa w kilku prostych krokach. Bywają dostarczane w zestawach z samoprzylepnymi znakami ewakuacyjnymi. Czas pracy w modelu z automatycznym testowaniem można ustawić na określoną liczbę godzin.

Niektórzy producenci, oprócz nowego asortymentu opraw do oświetlenia awaryjnego oferują swoim profesjonalnym klientom możliwość modernizacji dawniejszych opraw. Przejście z panelowych lamp, opraw typu *downlight* i opraw odpornych na wilgoć na rozwiązania oświetlenia awaryjnego jest możliwe dzięki nowym komponentom ze zintegrowanym sterownikiem i baterią.

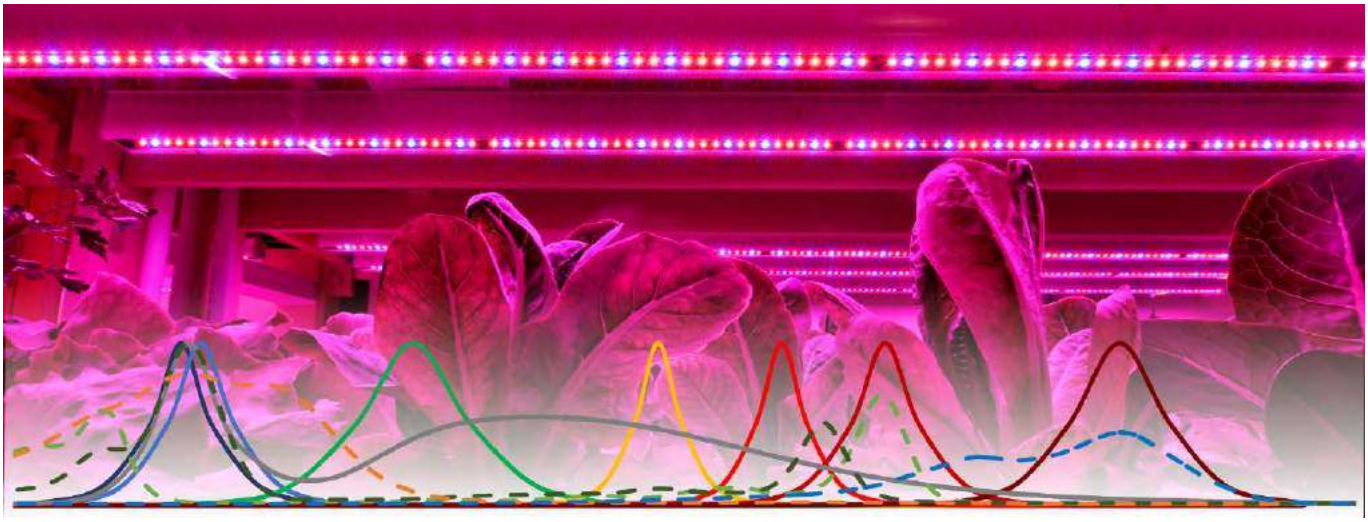
Skuteczność świetlna

Nowoczesne diody LED cechują się dosyć dużą skutecznością świetlną. Skąd wiadomo, że jest duża i czy może rosnąć w nieskończoność? Żeby odpowiedzieć na to pytanie trzeba mieć porównanie do innych źródeł oraz wykonać kilka obliczeń. Skuteczność świetlna, tak jak definiowana jest obecnie, nie może przekroczyć 683 lm/W, gdyż monochromatyczne, widzialne światło o strumieniu świetlnym równym 683 lm niesie ze sobą dokładnie 1 wat mocy. Zgodnie z zasadą zachowania energii, podczas pracy ciągłej takiego źródła światła nie możemy wypromieniować większej mocy w postaci światła, niż jej dostarczamy. Dlatego, choć na co dzień korzysta się raczej z oznaczenia skuteczności świetlnej w postaci lumenów na wat, można by też posługiwać się sprawnością wyrażoną w procentach, gdzie 683 lm/W odpowiadają 100-procentowej sprawności.
Żarówki wolframowe mają strumień świetlny w zakresie mniej więcej od 8 do 14 lm/W, co odpowiada nawet 2-procentowej sprawności. To i tak dużo lepiej niż w przypadku świec, których skuteczność świetlna wynosi około 0,1 lm/W, czyli 0,014%.
Lampy halogenowe cechują się wyższą skutecznością, wynoszącą od ok 17 do 35 lm/W, a więc do 5%.
Lampy wyładowcze z luminoforem mają skuteczność świetlną na poziomie od 45 do 105 lm/W, czyli nawet do ok. 16%, przy czym tzw. świetlówki kompaktowe plasują się przy dolnych zakresach tych wartości.
Diody LED stosowane w różnego rodzaju oprawach oświetleniowych mają obecnie skuteczność świetlną w zakresie od około 100 do 200 lm/W, a więc od 15% do 30%. Szacuje się jednak, że jeśli białe światło będzie powstawało poprzez mieszanie barw, nie będzie ono mogło przekroczyć skuteczności na poziomie 300 lm/W, a więc ok. 44% sprawności.
Warto przy tym zaznaczyć, że wysoka skuteczność świetlna ma bardzo duże znaczenie także ze względu na wydzielane ciepło, które przecież powoduje wzrost temperatury, przyspieszające starzenie się diod LED i obwodów je zasilających.

Inteligentne sterowanie

Przeglądając oferty producentów oświetlenia należy zauważyć, że dostarczają oni nie tylko źródła światła, ale też całe systemy sterowania. Są one oparte o różne technologie, przy czym do najbardziej popularnych należą interfejsy DALI, ZigBee, a w przypadku rozwiązań nieprofesjonalnych, ZigBee i Bluetooth. Bardziej zaawansowane systemy łączą możliwość sterowania za pomocą różnych interfejsów, co pozwala tańszym kosztem modernizować instalacje wyposażone w różnorodne oprawy.

Ciekawymi rozwiązaniami są inteligentne przełączniki światła, które zostały opracowane tak, aby w łatwy sposób wykorzystać biologiczne działanie światła, szczególnie w salach konferencyjnych i strefach pracy zespołowej. Przełącznik automatycznie dostosowuje sztuczne światło zgodnie z poziomem naturalnego światła dziennego.



Fotografia 23. LED-y można stosować także do przyspieszenia wzrostu roślin. Lampy tego typu mają specyficzną charakterystykę świecenia

eprasa.pl 02a1ee88a2

Fotografia 24. Przykład lampy przeznaczonej do instalacji w profesjonalnych uprawach

Dzięki intuicyjnemu interfejsowi użytkownika możliwe jest również ręczne ustawianie różnych trybów pracy oświetlenia w celu dostosowania do indywidualnych wymagań, jak na przykład tryb wspomagania pracy twórczej.

Podsumowanie

Na targach poświęconych oświetleniu, bardzo dużą rolę odgrywają wszelkiego rodzaju lampy ozdobne. Często stosuje się tam diody filamentowe, które mają kształt pręcików. W 2018 roku modne były wykonane z nich tzw. lampy Edisona, czyli siermiężnie wyglądające, żarzące się źródła światła, które pozwalają wytworzyć w pomieszczeniu odpowiednią, kameralną atmosferę. W 2019 roku, o ile jeszcze nie hitem sprzedaży, to istotną nowością były lampy z lustrzanymi powłokami, które nie tyle oświetlają, co stanowią dekorację. Pojawiły się też elastyczne tuby diodowe, które można układać w podobny sposób jak tworzy się znaki neonowe.

Czego możemy się spodziewać w latach 20. XXI wieku? Bardzo wiele zależy od kreatywności inżynierów – w tym polskich. Diody LED stanowią niezwykle elastyczne komponenty, które mogą posłużyć nie tylko do oświetlania, ale i do sygnalizacji, prezentacji informacji czy choćby do prowadzenia procesów przemysłowych, a w tym np. do przyspieszania wzrostu roślin. Nie wątpię, że w najbliższych latach pojawi się niemało nowych zastosowań, o jakich dotąd jeszcze nie myśleliśmy.

Marcin Karbowniczek, EP

REKLAMA

www.contrans.pl wejdź i kup on-line

CONTRANS TI Sp. z o.o. ul. Polanowicka 66, 51-180 Wrocław
adels@contrans.pl +48 71 325 26 21...24 FAX +48 71 325 44 39

CONTRANS TI

eprasa.pl 02a1ee88a2

Zabezpieczenia diod LED

Dioda emitująca światło (LED) wydaje się być niestrudzonym pracownikiem, a jej krzemowa konstrukcja obiecywać długi czas niezawodnej pracy. Wraz z szybko wzrastającą dostępnością wysoce jasnych struktur LED-owych, komponenty te stają się głównym elementem systemów oświetleniowych. I o ile stosowanie LED-ów wiąże się z obietnicą znacznie dłuższej żywotności niż w przypadku technologii żarowej czy świetlówek, użytkownicy nierzadko zawodzą się przedwczesnymi awariami lamp, które nabywają. Informacje na temat niezawodności poszczególnych produktów szybko pojawiają się w Internecie oraz są przekazywane słownie, w związku z czym użytkownicy zaczynają się nieźle orientować, która z marek jest godna zaufania, a której renoma została nadszarpnięta. Dlatego warto zwrócić uwagę na niezawodność budowanych LED-ów, by uniknąć ryzyka pogorszenia reputacji i w konsekwencji spadku sprzedaży względem konkurencji, która byłaby postrzegana jako dostawcy lepszej jakości produktów.

Dlaczego diody LED się psują?

Pomimo opinii wysoce niezawodnych, z racji bazowania na technologii półprzewodnikowej, diody LED mogą być delikatne, a główną przyczyną przedwczesnego uszkodzenia LED-ów są krótkotrwałe impulsy napięciowe, które mogą pochodzić z wielu źródeł. Jako że LED-y są często stosowane w środowisku o niskim napięciu, np. w roli sygnalizacyjnej, a więc rzadko podlegają wysokim prądom, projektanci mają tendencję do niedoszacowania ryzyka związanego z użyciem LED-ów w trudniejszym środowisku, jak np. w ramach instalacji oświetlenia zewnętrznego.

Choć mają reputację niezawodnych, diody LED znane są z tego, że psują się zarówno mechanicznie, jak i termicznie. Przykładowo, dioda LED użytkowana przez długi czas z pełną mocą będzie produkować tak dużo ciepła, że przez ten okres powstanie uszkodzenie połączeń pomiędzy strukturą a jej obudową. Postępujące utlenianie się metalowego połączenia z uwagi na dużą ilość ciepła, skutkuje zwiększeniem kruchości drucików, które mogą przez to przerwać się, szczególnie jeśli dany komponent jest narażony na wibracje. Innymi przyczynami uszkodzeń diod LED mogą być takie same zjawiska, jak w przypadku reszty podzespołów półprzewodnikowych, tj. wyładowania elektrostatyczne (ESD) lub nagłe chwilowe wysokie prądy, indukowane przez pobliskie wyładowania elektrostatyczne.

Kolejnym problemem, jaki pojawia się podczas użytkowania systemów oświetleniowych opartych o LEDy jest fakt, że czasem cała taśma LED może przestać działać w wyniku uszkodzenia pojedynczej diody LED. Wynika to z faktu, że zazwyczaj LED-y łączy się ze sobą szeregowo i steruje ze źródła o stałym prądzie, tak by móc uzyskać pożądaną jasność, kolor i intensywność, adekwatne do potrzeb danej aplikacji. Ta szeregowa architektura jest preferowana, gdyż pozwala utrzymywać bardziej stabilną pracę oraz równomierną jasność na całym pasku LED. Przerwanie obwodu w jednej z diod LED takiej taśmy, choćby spowodowane uszkodzeniem któregoś z połączeń pomiędzy strukturą półprzewodnikową, a jej obudową, spowoduje że awaria obejmie cały pasek LED-owy. W aplikacjach takich jak np. oświetlenie uliczne, lub światła umieszczane w pasach startowych na lotniskach, strata całego łańcucha diod może spowodować zbytnie przyciemnienie światła, lub całkowite jego wyłączenie, a to prowadzi do zagrożeń bezpieczeństwa.

Natomiast wyświetlacze LED-owe, zbudowane w technologii LED nie są już tak krytyczne z punktu widzenia bezpieczeństwa, jednak pojawienie się czarnych obszarów spowodowanych uszkodzeniami całych łańcuchów diod może prowadzić do skarg klientów i potencjalnego zmniejszenia przychodów, nie wspominając już o rosnących kosztach koniecznej, częstszej konserwacji paneli tego typu. Oczywiście usterki mają też znaczenie w aplikacjach domowych. Marki, które są znane z dużej podatności na awarie będą się cieszyły gorszą opinią wśród klientów.

Uwzględnianie w projekcie zabezpieczeń przed awariami

Uszkodzenia można zredukować, jeśli nawet nie całkowicie je wyeliminować, a to za pomocą odpowiednio zaprojektowanych obwodów. W wielu projektach stosuje się jakiegoś rodzaju zabezpieczenia przed ESD i skokami prądów, ale najczęściej koncentrują się one na samych

eprasa.pl 02a1ee88a2

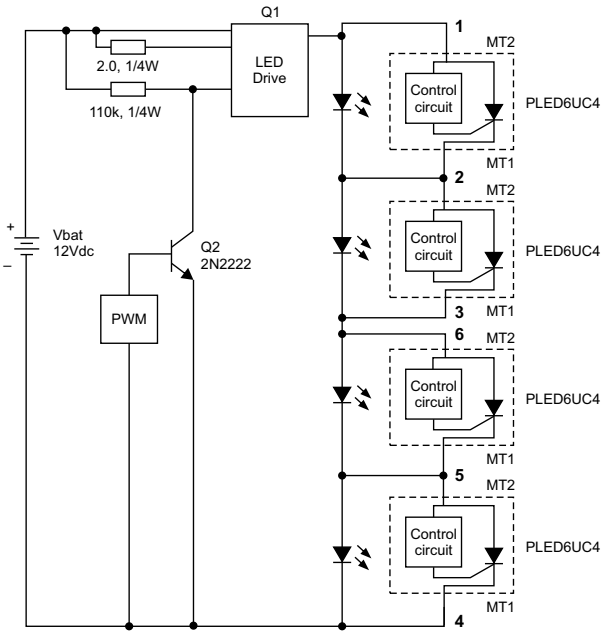
liniach zasilania. Naturalnie zabezpieczenie po stronie wejściowej zasilacza AC jest kluczowe dla ochrony urządzenia, ale we wszelkich systemach oświetlenia LED-owego istnieją trzy obszary, które wymagają obwodów zabezpieczających. Oprócz strony pierwotnej przetwornicy AC/DC, należy zabezpieczyć też stronę wtórną oraz same diody LED i projektanci powinni w trakcie swoich prac wziąć pod uwagę wszystkie rodzaje zabezpieczeń, jakie potrzebne są w tych trzech częściach obwodów.

Ochrona samych diod LED

Problem, w którym pojedyncze uszkodzenie diody LED powoduje wygaszenie całego łańcucha struktur może zostać rozwiązany w bardzo prosty sposób: poprzez zastosowanie zabezpieczenia przed pojawieniem się rozwarcia na diodzie, równolegle do każdej z diod w łańcuchu (**rysunek 1**). Przykładem elementu, który może posłużyć do spełnienia tej roli jest elektroniczny bocznik. Będzie on działał jako obwód umożliwiający przepływ prądu wokół uszkodzonego podzespołu, a więc dostarczał moc do pozostałych LED-ów w łańcuchu. Boczniki tego typu to komponenty o dwóch wyprowadzeniach, które automatycznie resetują się, jeśli uszkodzenie zostanie wyeliminowane – czy to samoczynnie, czy też poprzez prace serwisowe.

Dobrym przykładem takiego zabezpieczenia może być wyzwalany napięciem przełącznik, którego prąd upływu ma wielkość rzędu mikroamperów. W momencie, gdy dioda LED ulegnie uszkodzeniu i spowoduje rozwarcie, w obwodzie pojawi się na tyle wysoka różnica potencjałów, że spowoduje włączenie zabezpieczenia. Zaletą tego typu podzespołów ochronnych jest naturalna odporność na nagłe skoki napięć – jeśli takowe się pojawią, np. w wyniku pobliskiego uderzenia błyskawicy, czy innych wyładowań ESD, zwiększone prądy zostaną poprowadzone równolegle do LED-ów, zamiast przez wrażliwe struktury. Przykładowe boczniki elektroniczne tego typu można znaleźć wśród rodziny układów PLED. Co więcej, zabezpieczają one diody LED również przed przypadkowym odwróceniem polaryzacji zasilania.

Komponenty PLED można dobrać w całkiem łatwy sposób. Wystarczy wziąć pod uwagę napięcie przewodzenia, prąd przewodzenia oraz sposób połączenia ze sobą łańcuchów LED. Na tej podstawie dobieramy rozmiar PLED i stopień ochrony. Prąd przełączenia układu PLED musi być mniejszy niż prąd dostarczany przez stale pracujące źródło, a napięcie wyzwalające PLED musi być mniejsze niż maksymalne napięcie, jakie powstanie na zasilaczu LED-ów, w momencie rozwarcia jego wyjść.



Rysunek 1. Typowy system oświetlenia LED-owego, ze wskazaniem miejsc, w których należy zastosować obwody zabezpieczające diody LED

Następnym krokiem jest określenie liczby diod LED, jakie będą chronione za pomocą pojedynczego komponentu PLED. Tu ryzyko leży po stronie projektanta, który może zdecydować, że w razie uszkodzenia jednej diody, zgaśnie tylko ona, albo zgasną dwie lub trzy struktury należące do tej samej grupy. Typowo, układ PLED6, który wyzwalany jest napięciem 6 V zabezpiecza jedną diodę LED, a układ PLED9 jest wyzwalany napięciem 9 V i można go zastosować do dwóch szeregowo połączonych diod. Natomiast układ PLED13 może być użyty do zabezpieczenia trzech diod LED połączonych w ramach grupy.

Inne komponenty, które mogłyby być potencjalnie użyte do zabezpieczenia przed rozwarciem obwodu na strukturach LED-owych mają różne wady. Przykładowo prostowniki sterowane elektronicznie (SCR – *Silicon Controlled Rectifiers*) i diody Zenera mogłyby pełnić rolę takiego zabezpieczenia. Diody Zenera skutecznie chronią przed wyładowaniami ESD i błyskawicami, jak również przed odwrotnym podłączeniem zasilania. Niestety, nie byłyby w stanie długo pracować w realnej aplikacji – gdy zadziałają, prąd przepływający przez łańcuch diod z łatwością mógłby skrócić użyteczny czas pracy takiej diody. Natomiast układ SCR o ile zabezpieczy przed rozwarciem na diodzie LED, nie ochroni ani przed wyładowaniami ESD, ani błyskawicami. Nie pomoże też w przypadku odwrotnej polaryzacji zasilania. SCR-y mają ponadto zazwyczaj większe rozmiary, które mogą sprawić problemy podczas próby instalacji ich w różnych, wysoce jasnych źródłach światła, w których diody LED są umieszczone bardzo blisko siebie.

Zabezpieczenie zasilacza po stronie pierwotnej

Podczas doboru metody zabezpieczenia zasilacza po stronie pierwotnej, kluczowym elementem jest zrozumienie, że obszar ten jest najbardziej wrażliwy na wyładowania spowodowane uderzeniami błyskawic w pobliskiej okolicy. Jakikolwiek komponent zostanie wybrany, musi być na tyle odporny, by wytrzymywać skoki napięć i prądów, jakie wtedy się pojawiają. Uważa się, że minimum, jakie należy brać pod uwagę, to odporność na prądy do 3 kA, ale warto pomyśleć o zabezpieczeniu wytrzymującym nawet 6 kA. Co więcej, zastosowany mechanizm ochronny musi też być bardzo szybki, by ograniczyć wszelkie uszkodzenia dalszych obwodów. Kryteria doboru bezpiecznika pracującego na wejściu zasilacza powinny obejmować napięcie i prąd znamionowy oraz współczynnik I^2T, nazywany całką Joule'a. Ten ostatni parametr mówi, jaką ilość energii jest w stanie wytrzymać dany element zabezpieczający, zanim rozewrze obwód. Dlatego też bezpieczniki zwłoczne mają wyższe wartości parametru I^2T niż bezpieczniki działające błyskawicznie. Ponadto wartość parametru I^2T rośnie proporcjonalnie do prądu znamionowego danego bezpiecznika.

Innym kluczowym komponentem zasilacza AC jest transil (TVS – *Transient Voltage Suppresor*) lub warystor – oba z nich pomagają w odseparowaniu nadmiernych napięć od wrażliwych komponentów.

Zabezpieczenie obwodu wtórnego zasilacza

Po przejściu przez część pierwotną, kluczowe jest zabezpieczenie stałoprądowej sekcji zasilacza za pomocą wysokonapięciowego bezpiecznika DC, który zadziała w momencie pojawienia się zbyt wysokich prądów. Drugi transil w obwodach DC będzie stanowić dodatkowe zabezpieczenie przed nadmiernymi napięciami, zapobiegając uszkodzeniom tak obwodów sterujących zasilaczem, jak i ograniczając ładunek, jaki może popłynąć do samych łańcuchów diod LED.

Podsumowując, o ile diody LED mogą faktycznie być znacznie bardziej żywotne niż tradycyjne źródła światła, wymagają też adekwatnych obwodów zasilających, które pozwolą im spełnić oczekiwania, jakie stawiają przed nimi klienci. Koncentrując się na opisanych powyżej, trzech kluczowych elementach zabezpieczeń obwodów elektrycznych w projektach systemów oświetleniowych, tworzone LED-y będą mogły pracować dłużej, a nawet działać w trudniejszym środowisku.

Andrew Fawcett
Senior Product Manager, Farnell

eprasa.pl 02a1ee88a2

LEDy dla profesjonalistów

Diody LED zdominowały wszelkiego rodzaju aplikacje domowe, ale świetnie sprawdzają się też w profesjonalnych instalacjach. Przemysłowe lampy high-bay, naświetlacze czy lampy ogrodnicze to dobre przykłady tego, gdzie światło może dla nas pracować. W artykule opisujemy dokładniej te zastosowania, opierając się na aktualnej ofercie rynkowej.

Więcej informacji:
Micros sp.j. W. Kędra i J. Lic
30-198 Kraków, ul. E. Godlewskiego 38
tel. 12 636 95 66, faks 12 636 93 99
biuro@micros.com.pl, ***www.micros.com.pl***

Poniższy przegląd opieramy na ofercie jednego z polskich dystrybutorów, który na rynek elememtów LED mocy bardzo silnie wkroczył już na samym początku rozwoju tego sektora źródeł światła. Firma Micros, bo o niej mowa, dostarcza komponenty LED wielu marek, samodzielnie nawiązując kontakty z producentami i dobierając takie wyroby, jakie najbardziej pasują rodzimym odbiorcom.

Zdjęcie przedstawia przykładową realizację z lampami High Bay serii Wk

Lampy high bay

Podwieszane lampy high bay cieszą się popularnością właśnie w aplikacjach profesjonalnych i rzadko są instalowane w domach. Idealnie nadają się do stosowania zarówno wewnątrz, jak i na zewnątrz budynków, nawet wtedy, gdy są narażone na trudne warunki pogodowe. Najczęściej instaluje się je we wszelkiego rodzaju halach produkcyjnych, obiektach sportowych, halach wystawowych i magazynach wysokiego składowania. Do innych miejsc, w których są chętnie stosowane, zaliczyć można stacje benzynowe, a nawet centra handlowe. Warto po nie sięgnąć nie tylko w trakcie budowy nowych inwestycji, ale również podczas ich modernizacji. Ze względu na wysoką skuteczność świetlną, modele LED-owe stanowią rozwiązanie energooszczędne, którego wdrożenie szybko się zwraca dzięki redukcji zużycia energii elektrycznej.

Lampa High Bay seria Wk

Lampy oferowane przez Microsa dostępne są w wersjach o mocy od 50 W do 500 W. Szczególnie interesujące są modele o płaskiej konstrukcji i mocy od 100 W do 200 W. Można je nabyć w wersjach emitujących światło białe zimne lub neutralne (ewentualnie ciepłe, dostarczane na zamówienie klienta) o strumieniu świetlnym nawet do 30 tysięcy lumenów. Natomiast dostępne w firmie Micros lampy high bay o innej konstrukcji osiągają do 45 tysięcy lumenów.

Lampy tego typu zasila się napięciem z zakresu od 200 V do 305 V, dzięki czemu sprawdzają się także w zakładach przemysłowych, w których panuje niska stabilność zasilania. Zostały zbudowane

Lampy Haigh Bay serii Wk możliwości montażu

Oświetlenie hali magazynowej z zastosowaniem lamp High Bay serii Wk

eprasa.pl 02a1ee88a2

w oparciu o diody SMD w obudowach 3030 i zasilacze ELG renomowanej firmy Meanwell.

Omawiane lampy mają certyfikaty antywybuchowe i 5-letnią gwarancję. Jest to możliwe dzięki ich długiej żywotności i wysokiej wodoszczelności (klasa IP65). Nie emitują promieniowania UV ani IR, nie migoczą, błyskawicznie włączają się i są przyjazne środowisku.

Naświetlacze LED z serii Wcn

Naświetlacze

Dużą grupą produktów są naświetlacze. To dosyć uniwersalne źródła światła, stosowane w różnych miejscach, dlatego dostępne są nie tylko w wersji przygotowanej do integracji z instalacją sieci elektrycznej 230 V, ale też jako modele zasilane napięciem 12 V lub przenośne. Wspólną cechą jest szeroki rozsył światła wynoszący ok. 120 stopni, typowy dla zdecydowanej większości takich produktów. Dostępne są też wersje z kątem świecenia 30 i 60 stopni.

Wśród modeli 12-woltowych dostępne są urządzenia o mocy 30 W, 50 W i 100 W. Przekłada się to na światło o strumieniu świetlnym do 8000 lm. Warto zwrócić uwagę, że elementów tych nie należy podłączać do zasilaczy halogenowych. Konieczne jest stosowanie odpowiednich zasilaczy, zaprojektowanych do zasilania LED-ów.

Oświetlacze przenośne świetnie sprawdzają się w terenie oraz podczas prowadzenia krótkich prac w okolicach budynków, tam gdzie jest utrudnione zapewnienie zasilania. Są to urządzenia do użytku tymczasowego, cechujące się stopniem ochronności od IP44 do IP65, często wyposażone w stelaż. Mają wbudowane akumulatory, umożliwiające działanie przez czas od kilku do kilkunastu godzin. Niektóre oferowane są z panelami fotowoltaicznymi. Naturalnie, ze względu na osobny panel z ogniwami słonecznymi są mniej poręczne niż podobne urządzenia z wbudowaną baterią. Oferowana moc wynosi od 10 W do 50 W, co przekłada się na strumień świetlny od 700 lm do 2500 lm.

Naświetlacz LED serii Wcn

Największą grupę naświetlaczy stanowią konstrukcje zasilane z sieci, ale i wśród tych warto wyróżnić podgrupy. Bardzo popularne są oświetlacze zintegrowane z detektorami ruchu, wykonanymi w technologii PIR. Wynika to z powszechności stosowania ich do oświetlenia korytarzy czy okolic drzwi frontowych. Standardowo mają stopień szczelności IP65 i najczęściej buduje się je z użyciem diod COB, a czasem z matryc SMD. Naświetlacze z czujnikami ruchu, dostępne w firmie Micros mają moc od 20 W do 50 W, a ich strumień świetlny wynosi od 1800 lm do 4000 lm.

Ciekawostkę stanowią naświetlacze RGB, budowane głównie z matryc diod SMD2835. Dostarczane są z pilotem sterującym i mają moc od 20 W do 100 W, co daje strumień świetlny nawet do 8000 lm.

Pozostałe naświetlacze różnią się przede wszystkim wymiarami i mocą (od 10 W do 250 W), a co za tym idzie – strumieniem świetlnym (od 1000 lm do 30000 lm). W swojej ofercie Micros posiada głównie naświetlacze z diodami SMD. W zależności od modelu, mają one różne uchwyty i sposoby montażu.

Grow Light

Diody LED funkcjonują już nie tylko jako zamienniki innych sztucznych źródeł światła, ale też są podstawą zupełnie nowych rodzajów aplikacji, które dawniej nie były możliwe do zrealizowania lub nie miały uzasadnienia ekonomicznego. Najlepszym przykładem jest ogrodnictwo, w którym LED-y zastępują naturalne źródło światła, jakim jest słońce. W tym celu stosuje się specyficzne rodzaje diod określone mianem „Grow Light", które mają parametry predestynujące je właśnie do takiego (i tylko takiego) zadania.

Wiązka światła emitowanego przez oświetlenie Grow Light wspomaga wzrost roślin dzięki temu, że imitując naturalne światło słoneczne, dostarcza energii potrzebnej roślinom na poszczególnych etapach wzrostu. Dzięki specjalnemu, sztucznemu oświetleniu możliwa jest zatem uprawa roślin w izolacji od światła słonecznego.

Naświetlacz LED serii Wcn

eprasa.pl 02a1ee88a2

Żarówka LED serii Grow Light

Podstawowe zalety oświetlenia Grow Light:

- możliwość dobrania żarówki lub panelu z odpowiednią długością fali świetlnej do konkretnego etapu wzrostu rośliny;
- nieskomplikowany montaż – żarówki i panele nie wymagają użycia dodatkowych zasilaczy;
- energooszczędność dzięki zastosowaniu technologii LED – nawet bardzo mocne oświetlenie LED Grow Light zużywa niewielką ilość energii;
- duża żywotność użytych LEDów.

Żarówka serii Grow Light

Trochę biologii

Zamiana energii świetlnej na energię wiązań chemicznych jest możliwa dzięki absorpcji kwantów światła (fotonów) przez chlorofil. Cząsteczka chlorofilu może absorbować zarówno kwant światła czerwonego, a więc o długości fal z zakresu od 620 nm do 660 nm, przechodząc ze stanu podstawowego do pierwszego stanu wzbudzonego, jak i kwant światła niebieskiego (długości fali od 400 nm do 450 nm), przechodząc ze stanu podstawowego do drugiego stanu wzbudzonego. Natomiast światło białe pełni funkcje wspomagającą, jako że zawiera spektrum świetlne zawierające się w granicach od ok. 380 nm do 700 nm.

Zakres światła wychwytywany przez chlorofil, tj. od 380 nm do 710 nm, określany jest jako promieniowanie czynne fotosyntetycznie (ang. *photosynthetically active radiation* – PAR). Jest to pewne uproszczenie, ponieważ o ile większość roślin jest podatna na takie widmo światła, to istnieją organizmy, dla których promieniowanie czynne fotosyntetycznie znajduje się w innym przedziale długości fali świetlnej.

Różne formy źródła światła

Oświetlenie typu Grow Light najczęściej instalowane jest w postaci gotowych paneli, ale na rynku można znaleźć również zamienniki żarówek do zastosowań ogrodniczych, specjalizowane lampy, taśmy LED a nawet pojedyncze diody Grow Light.

Panele mogą być użyte dla każdego z etapów wzrostu rośliny, wymagane jest tylko odpowiednie dopasowanie wysokości źródła światła względem rośliny, co pozwala uzyskać optymalne efekty. Panele powinny być zainstalowane na linkach dołączonych do zestawu, które należy połączyć

Panel LED do uprawy roślin

z solidnym wspornikiem. Aby móc regulować wysokość panelu nad roślinami, można go zamocować z użyciem wspornika lub uchwytu pozwalającego na zmianę jego długości. Rekomendowane jest, aby panel pozostawał włączony od 12 do 16 godzin na dobę, co zapewni optymalne wykorzystanie jego właściwości oraz najszybszy wzrost roślin.

Panele oferowane przez firmę Micros są przeznaczone do upraw wewnętrznych. Mimo to są wodoodporne, dlatego mogą być stosowane w warunkach podwyższonej wilgotności powietrza, ale tylko w wentylowanych pomieszczeniach. Choć urządzenia tego typu są wysoce efektywne energetycznie, wytwarzają dosyć dużą ilość ciepła, dlatego nie zaleca się dotykania ich w czasie, gdy są włączone. Zaleca się umieszczanie paneli w odpowiedniej odległości do źródeł ciepła ze względu na ograniczony zakres temperatur, w jakich przewiduje się ich pracę.

W panelach Grow Light, oferowanych w firmie Micros, zastosowane zostały diody wysokiej mocy (5 W) firm Bridgelux i Epileds. Cechują się one wysoką wartością współczynnika PAR. Ponadto rozsył światła wspomagany jest przez dodatkowe elementy skupiające światło, zapewniające kąt świecenia na poziomie 90 stopni. Diody te emitują pełne spektrum świetlne: od promieniowania podczerwonego aż po promieniowanie UV, ale dostępne są dwa tryby pracy, które przełącza się fizycznym przyciskiem. Tryb VEG uruchamia zestaw diod, w których dominującym kolorem jest niebieski, co wspomaga sam wzrost roślin. Natomiast tryb BLOOM uruchamia zestaw diod, w których dominującym kolorem jest czerwony. Ma on znaczenie w okresie kwitnienia, które wspomaga. Uruchomienie obu opcji jednocześnie wykorzystuje pełną moc paneli.

Warto dodać, że dzięki odpowiedniej konstrukcji, uszkodzenie pojedynczej diody LED w panelach oferowanych przez firmę Micros nie powoduje zatrzymania pracy całego naświetlacza – pozostałe diody będą działać nadal poprawnie. Długa żywotność jest też uzyskana dzięki aluminiowym radiatorom, którym towarzyszą ciche, ale bardzo wydajne wentylatory. Takie połączenie zapewnia bardzo dobre odprowadzanie ciepła, a więc utrzymuje struktury półprzewodnikowe w zakresie temperatur korzystnym dla bezawaryjności podzespołów. Oznacza to, że omawiane panele są nie tylko energooszczędne, ale też przyjazne dla środowiska.

Podsumowanie

Firma Micros dostarcza szereg LED-owych źródeł światła do różnych zastosowań. Oprócz opisanych powyzej, ma też w ofercie różnorodne zamienniki żarówek, moduły, taśmy, arkusze LED, zamienniki świetlówek, oprawy, źródła dekoracyjne, latarki, lampki, oświetlenie turystyczne meblowe, na potrzeby instalacji artystycznych oraz szereg akcesoriów i innych produktów opartych na technologii LED. Pracownicy firmy chętnie udzielają pomocy w wyborze wyrobów najlepiej dopasowanych do realizowanego zastosowania.

eprasa.pl 02a1ee88a2

Zdaniem konstruktora

Branża oświetleniowa znajduje się w fazie intensywnego rozwoju. Produkcja nowoczesnych systemów oświetleniowych wymaga dostępu do najnowszych komponentów LED. Wybór właściwego dostawcy może być kluczem do sukcesu.

Konstruktor poleca

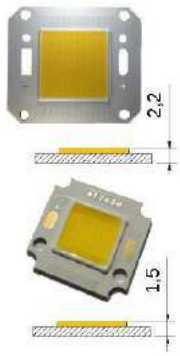
W ofercie firmy Artronic znajdziemy szeroki wybór diod LED, od miniaturowych elementów SMD po najnowsze moduły POWER LED o mocy nawet 100 W.

Miniaturowe

Diody SMD dostępne są w wielu popularnych obudowach: 0603, 0805, 1206, 2835, 3528, 5060, 5730, oraz rzadziej spotykanych: 1608, 2013, 3010, 3014, 3020. Oferta zawiera także modele w obudowie kątowej 2810 we wszystkich podstawowych barwach. http://bit.ly/30k3r9w

Małej mocy

Spośród diod POWER LED małej mocy dostępne są modele o mocach od 0,5 do 5 W we wszystkich wariantach barwowych. Wersje z radiatorem typu STAR można wyposażyć w dedykowane oprawy mocujące z soczewkami – kąty skupienia wiązki światła wynoszą od 8 do 60 stopni. http://bit.ly/3ad3oke



Dużej mocy

Szczególnie ciekawe są diody serii FLAT (płaskie). Wyróżniają się zwartą konstrukcją o bardzo małej grubości całkowitej – od 1,5 do 2,2 mm w zależności od mocy. Wersja 100 W (LED-ALS-PP100W-W-lm12K-140 FLAT) ma wymiary 46×40×2,2 mm, a światłość wynosi 11500 lm. Wersja 10 W (LED-ALS-P10000mW-W-lm1100-140 FLT RW4K) ma wymiary 20×20×1,5 mm a światłość wynosi 1100 lm.

http://bit.ly/30ruNKX, http://bit.ly/2QSK983

Więcej informacji

Artronic to dystrybutor optoelektroniki wyspecjalizowany w badaniu i wdrażaniu nowych technologii, co w połączeniu z kompleksową dostawą pozostałych elementów elektronicznych stanowi atrakcyjna ofertę dla producentów urządzeń elektronicznych. Uzupełnieniem oferty jest atrakcyjny cenowo montaż podzespołów elektronicznych. W ramach kompletacji dostaw firma oferuje szybki transport z udostępnieniem wynegocjowanych rabatów, szczegółowe noty katalogowe oraz profesjonalne doradztwo techniczne.

Kontakt:

Artronic sp. j.
ul. Parkowa 6
81-549 Gdynia

tel. 58 668 57 83
biuro@artronic.pl
www.artronic.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

Zdaniem konstruktora

Najbardziej rozpowszechnionymi źródłami oświetlenia LED są taśmy elastyczne. Znajdują coraz częstsze zastosowanie ze względu na walor dekoracyjny i duży efektywny strumień światła. Nie bez znaczenia jest także łatwość montażu i niskie zużycie energii. Dzięki ty cechom mogą być montowane w wielu różnych miejscach zarówno jako oświetlenie podstawowe jak i dekoracyjne.

Konstruktor poleca

Taśmy LED firmy NEONICA to doskonała esencja starannie wyselekcjonowanych diod LED już na etapie kompletowania ich do produkcji. Poszczególne diody na pasku LED dobierane są pod względem identycznych parametrów: napięcia, zasilania, luminancji i co najważniejsze chromatyczności i temperatury barwowej.

Gięta taśma LED

Taśmy LED gięte zostały przygotowane do wyginania pod różnymi kątami. W przeciwieństwie do tradycyjnych taśm LED, mogą być praktycznie dowolnie formowane w różne kształty i wyginane pod wieloma kątami. Doskonale sprawdzają się podczas tworzenia aranżacji oświetlenia sufitu o nietypowych kształtach (np. ostre łuki) a także w branży reklamowej. http://bit.ly/2umlT5l

LED Neon

Elastyczny profil Neonica LED Neon Flex MAX to nowoczesny system oświetlenia zaprojektowany w oparciu o technologię LED. Stanowi doskonałą alternatywę dla tradycyjnych neonów. Charakteryzuje się idealnie jednolitą linią światła, odpornością na warunki atmosferyczne oraz niebywałą trwałością. Dzięki swojej giętkości pozwala uzyskać dowolne kompozycje świetlne bądź łatwo je zmieniać co jakiś czas. http://bit.ly/2NJ6fYB

Taśma LED RGB wodoszczelna

Taśma jednostronnie zabezpieczona półokrągłą warstwą poliuretanu. Powłoka zapewnia szczelność przed niewielkimi zachlapaniami oraz zapyleniami (IP65) jednocześnie zachowując możliwość montażu przy pomocy dwustronnej taśmy klejącej. Taśmy LED NEONICA gwarantują współczynnik oddawania barw CRI > 80.

http://bit.ly/2G8oXou

Kontakt:

Neonica Polska Sp. z o.o.
ul. Ferdynanda Ossendowskiego 6A, 93-228 Łódź

tel. 42 630 52 25
pomoc@neonica.pl
www.sklep.neonica.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

Zdaniem konstruktora

Marka LED line® to moc inteligentnych i różnorodnych rozwiązań do oświetlenia budynków mieszkalnych, biurowych czy przemysłowych. Jakość produktów jest kontrolowana w nowoczesnym Centrum Badań i Pomiarów Światła LED line®.

Naświetlacze LED RGB

Naświetlacz LED line® PHOTON RGB został zaprojektowany z myślą o użytkownikach, którzy chcą używać całej palety barw do dekorowania światłem. Doskonale sprawdza się do oświetlenia elewacji i ogrodów. Innowacyjnym rozwiązaniem jest sterowanie wyborem kolorów za pomocą aplikacji TuyaSmart w smartfonie. Jest odporny na warunki atmosferyczne, wytrzymały na uderzenia i łatwy w montażu.

Powered By tuya Inteligence Inside

Panel LED EASY-FIX

Wyznawcom nowych technologii polecamy panel EASY-FIX AURA SMART możliwy do sterowania smartfonem z każdego miejsca na świecie za pomocą najpopularniejszej platformy IoT TUYA - zakres regulacji obejmuje jasność w zakresie 0-100% oraz temperaturę barwową w przedziale 2700-6500K idealnie wpisując ten produkt w filozofię HCL.

••• Więcej informacji

Nasze wieloletnie doświadczenie w branży oświetleniowej, a także wykwalifikowana kadra inżynierska, oraz współpraca z pracownikami naukowymi są dla nas ogromnym kapitałem, który pozwala na ciągły rozwój i dostarczanie coraz lepszych produktów. Swojej wiedzy nie zatrzymujemy dla siebie. Chętnie dzielimy się nią podczas organizowanych cyklicznych spotkań z gośćmi odwiedzającymi nasze laboratorium.
Jesteśmy również otwarci na szerzenie wiedzy o świetle wśród uczniów i studentów. Zapraszamy do współpracy jednostki zainteresowane prowadzeniem projektów szkoleniowo-edukacyjnych dla młodzieży ze szkół średnich o profilu technicznym oraz dla studentów kierunków o profilach związanych z techniką świetlną.

Kontakt:

LEDIN Sp. z o.o. Sp.k.
ul. Dębowa 1, Tobolice
tel. +48 29 764 77 00

info@ledline.pl
www.ledline.pl
ledline.led

eprasa.pl 02a1ee88a2

Zdaniem konstruktora

Przemysłowe systemy oświetlenia LED odznaczają się żywotnością i trwałością. Wynika to przede wszystkim z tego, że żarniki zostały zastąpione strukturami półprzewodnikowymi wysokiej jakości. Diody LED nie są wrażliwe na ciągłe włączanie i wyłączanie. Dodatkowo, dzięki zastąpieniu szkła wytrzymałymi tworzywami, oprawy są odporne na działanie nawet silnych wstrząsów. Już dziś różnica między okresem użyteczności żarówki i diody LED to średnio około 10 lat.

Konstruktor poleca

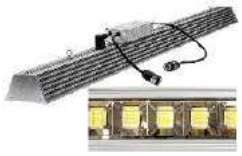
NowaLed jest polskim producentem opraw przemysłowych LED dedykowanych ściśle do zakładów produkcyjnych i magazynowych. Produkty firmy, poza wysokimi parametrami charakteryzują się długą żywotnością i niską awaryjnością.

Oprawa typu Low Bay – Luna

Oprawa do oświetlania z wysokości 5...6 m. Ma rozbudowaną powierzchnię dla skutecznego odprowadzenia ciepła. Gładka powierzchnia oprawy jest łatwa w konserwacji, dzięki czemu dobrze sprawdza się w pomieszczeniach o wysokim zapyleniu. Zastosowano diody LED produkcji Edison Opto (Taiwan) serii 2835 0,5W HE (2D). W testach po 10000 godzin wykazano spadek skuteczności na poziomie 2,6% przy prądzie 150 mA i temperaturze +80°C. http://bit.ly/38mQqig

Oprawa typu High Bay – Sole Square

Oprawa do oświetlania otwartej przestrzeni z wysokości od 10 do 20 m. Zastosowanie rastrowego odbłyśnika minimalizuje olśnienie i skutecznie skupia światło. Mocną stroną oprawy jest przemysłowy zasilacz Inventronics z wyjątkowo niską awaryjnością i żywotnością ponad 120 000 godzin. Montaż zasilacza na zewnątrz zwiększa maksymalną temperaturę pracy oprawy do +60°C. http://bit.ly/2GaBnw9



Oprawa do oświetlania ścieżek komunikacyjnych

Seria Vento została zaprojektowana jako inteligentna oprawa High Bay o bardzo wysokiej skuteczności do 188 lm/W. Występuje w dwóch wariantach konstrukcyjnych dostosowanych do równomiernego oświetlenia powierzchni z wysokości od 6 do 12 m charakteryzujących się bardzo niskim olśnieniem. Seria Vento występuje także w wariancie z układem optycznym przeznaczonym do skutecznego oświetlenia ścieżek komunikacyjnych o szerokości od 2 do 4 m z wysokości od 5 do 15 m. http://bit.ly/3aqVjIY

Kontakt:

NowaLed ILL
ul. Leśna 3
55-200 Stanowice

tel. +48 780 166 499
office@nowaled.pl
www.nowaled.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

Detekcja częstotliwości z wykorzystaniem algorytmu Goertzel'a

W praktyce elektronika programisty zdarzają się takie projekty, gdzie zachodzi potrzeba detekcji obecności pewnej częstotliwości wzorcowej w złożonym sygnale. Oczywiście zagadnienie takie można zrealizować sprzętowo stosując odpowiednie filtry jednak, skoro już mamy „na pokładzie" mikrokontroler to można zadanie to zrzucić na „barki" oprogramowania.

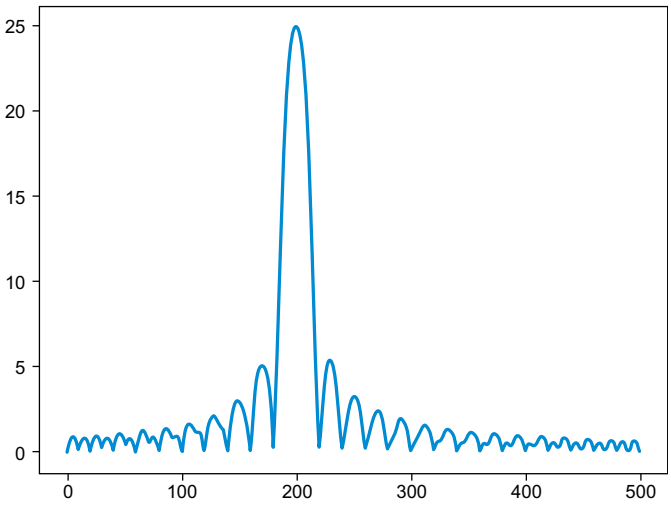
Oczywistym rozwiązaniem, które przychodzi do głowy jest zastosowanie szybkiej transformaty Fourier'a (FFT) w celu realizacji wspomnianej wyżej funkcjonalności, lecz technika ta nie jest pozbawiona wad, które nie rzadko dyskwalifikują jej zastosowanie w systemach o ograniczonej mocy obliczeniowej. Wynika to z faktu, iż typowa implementacja szybkiej transformaty Fourier'a wymaga przeprowadzenia sporej liczby dokładnych obliczeń na liczbach rzeczywistych, w tym implementacji funkcji trygonometrycznych. O ile dla mikrokontrolerów 32-bitowych wyposażonych w jednostki zmiennoprzecinkowe nie będzie to stanowiło bariery o tyle w systemach 8-bitowych o ograniczonej mocy obliczeniowej będzie to nie lada wyzwanie, którego praktyczna realizacja jest mocno ograniczona.

W niektórych zastosowaniach implementacja szybkiej transformaty Fourier'a jest nadmiarowa i nieefektywna. Dotyczy to tych systemów, gdzie nie ma potrzeby analizy całego widma sygnału, lecz konkretnej, poszukiwanej częstotliwości. I właśnie wtedy z pomocą przychodzi nam algorytm Goertzel'a, który pozwala na obliczenie amplitudy i mocy sygnału o szukanej częstotliwości w paśmie badanego sygnału. W wielu zastosowaniach jest to w zupełności wystarczające a angażuje znacznie mniejsze moce obliczeniowe. Takim, „flagowym" zastosowaniem wspomnianej techniki jest detekcja tonów DTMF w sygnale fonicznym telefonii, jednak algorytm ten sprawdzi się w każdym przypadku, gdzie w złożonym sygnale poszukujemy obecności pewnej, określonej częstotliwości.

Przejdźmy do konkretów. Nie będę przytaczał całej teorii towarzyszącej temu ciekawemu zagadnieniu, skupię się na realizacji programowej, głównie dlatego, że zagadnienie od strony teoretycznej jest dość obszerne, zaś od strony praktycznej, niezmiernie proste. Dociekliwi Czytelnicy znajdą bez problemu podstawy teoretyczne w czeluściach Internetu (choćby na Wikipedii).

Podstawowe założenia

Pierwszym zadaniem z jakim musimy się zmierzyć w procesie detekcji szukanej częstotliwości jest wybór częstotliwości próbkowania sygnału. W tym przypadku rozwiązanie jest dość oczywiste i wynika z prawa Nyquist'a. Częstotliwość próbkowania *fs* musi być równa co najmniej podwójnej częstotliwości poszukiwanego sygnału *ft*. Dla przykładu,



Rysunek 1. Zależność mocy sygnału od częstotliwości dla współczynnika ω=0,618 (symulacja)

Listing 1. Funkcja obliczającą moc sygnału według algorytmu Goertzel'a

```
float Goertzel(void) {
    float Q0, Q1 = 0, Q2 = 0, Power;

    //Dla każdej próbki sygnału wykonujemy poniższe obliczenia
    for (uint16_t Idx = 0; Idx < N; ++Idx) {
        Q0 = COEFF * Q1 - Q2 + Sample[Idx];
        Q2 = Q1;
        Q1 = Q0;
    }

    //Na koniec obliczamy zoptymalizowaną wartość algorytmu Goertzel-a
    Power = sqrt(Q1*Q1 + Q2*Q2 - COEFF*Q1*Q2);

    return Power;
}
```

Listing 2. Funkcja konfigurująca przetwornik ADC do wykonywania pomiarów

```
void ADCinit(void) {
    //Uruchomienie i konfiguracja przetwornika ADC: Vref=1.1V, Vin=ADC5
    ADMUX = (1<<REFS1)|(1<<REFS0)|(1<<ADLAR)|(1<<MUX2)|(1<<MUX0);
    //Uruchomienie przetwornika ADC i start pierwszej konwersji
    //by kolejne trwały krócej, preskaler=64 (125kHz @ 8MHz)
    ADCSRA = (1<<ADEN)|(1<<ADSC)|(1<<ADPS2)|(1<<ADPS1);
}
```

Listing 3. Funkcja odpowiedzialna za wykonanie pomiaru ADC

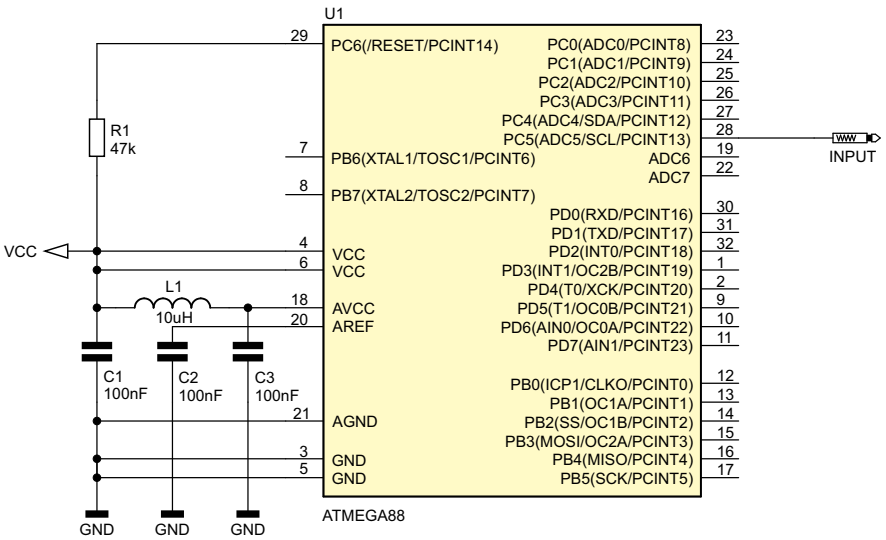
```
inline uint8_t ADCread(void) {
    //Uruchomienie przetwornika ADC i start konwersji,
    //preskaler=64 (125kHz @ 8MHz)
    ADCSRA = (1<<ADEN)|(1<<ADSC)|(1<<ADPS2)|(1<<ADPS1);
    //Czekamy na zakończenie bieżącej konwersji - 116us
    while(ADCSRA & (1<<ADSC));

    return ADCH;
}
```


eprasa.pl 02a1ee88a2

jeśli w badanym sygnale poszukujemy częstotliwości 440 Hz to częstotliwość próbkowania powinna wynosić co najmniej 880 Hz.

Kolejnym krokiem jest określenie niezbędnej liczby próbek *N*. Generalnie i w dużym uproszczeniu, czym więcej tym lepiej, ale trzeba mieć na uwadze kilka istotnych zależności:

- liczba próbek *N* jest tutaj ekwiwalentem liczby punktów szybkiej transformaty Fourier'a a zatem determinuje rozdzielczość algorytmu a co za tym idzie jego dokładność. Dla przykładu, jeśli częstotliwość próbkowania sygnału *fs* wynosi 880 Hz, zaś *N* równe jest 100 to wynikowa rozdzielczość wynosi 880 Hz/100=8,8 Hz,
- czym większa liczba próbek *N* tym dłużej będziemy czekać na detekcję szukanego sygnału, gdyż więcej czasu upłynie zanim zbierzemy wszystkie jego próbki,
- trzecim czynnikiem warunkującym wybór liczby próbek *N* jest zależność pomiędzy częstotliwością poszukiwanego sygnału *ft* a wspomnianą wcześniej rozdzielczością (*fs*/*N*). Innymi słowy częstotliwość poszukiwanego sygnału *ft* powinna być wielokrotnością otrzymanej rozdzielczości sygnału (*fs*/*N*).



Rysunek 2. Schemat prostego systemu pomiarowego z wykorzystaniem mikrokontrolera ATmega88

Implementacja programowa

Pierwszą rzeczą, którą musimy wykonać to obliczenie 4 współczynników wejściowych na podstawie wybranych parametrów *ft*, *fs* i *N*. Wartości tych współczynników należy wyznaczyć na podstawie obliczeń i zapisać, jako stałe w programie obsługi, co pozwoli na ograniczenie rozmiaru kodu wynikowego. Wzory niezbędne do obliczenia wspomnianych wielkości pokazano poniżej:

$$\omega = 2*\pi*ft/fs$$
$$sine = \sin(\omega)$$
$$cosine = \cos(\omega)$$
$$COEFF = 2*\cos(\omega)$$

Teraz potrzebne będą 3 zmienne typu float. Nazwijmy je Q0, Q1 i Q2. Zmienna Q1 reprezentuje wartość Q0 podczas poprzednich obliczeń, zaś Q2 reprezentuje wartość Q0 dwie iteracje wcześniej lub innymi słowy wartość Q1 podczas poprzednich obliczeń. Co ważne, zmienne Q1 i Q2 muszą być zerowane na początku każdego bloku obliczeń (*N*). Wszystko, co musimy teraz zrobić to wykonać obliczenia, jak niżej dla każdej, pozyskanej próbki danych *Sample*:

$$Q0 = COEFF * Q1 - Q2 + Sample;$$
$$Q2 = Q1;$$
$$Q1 = Q0;$$

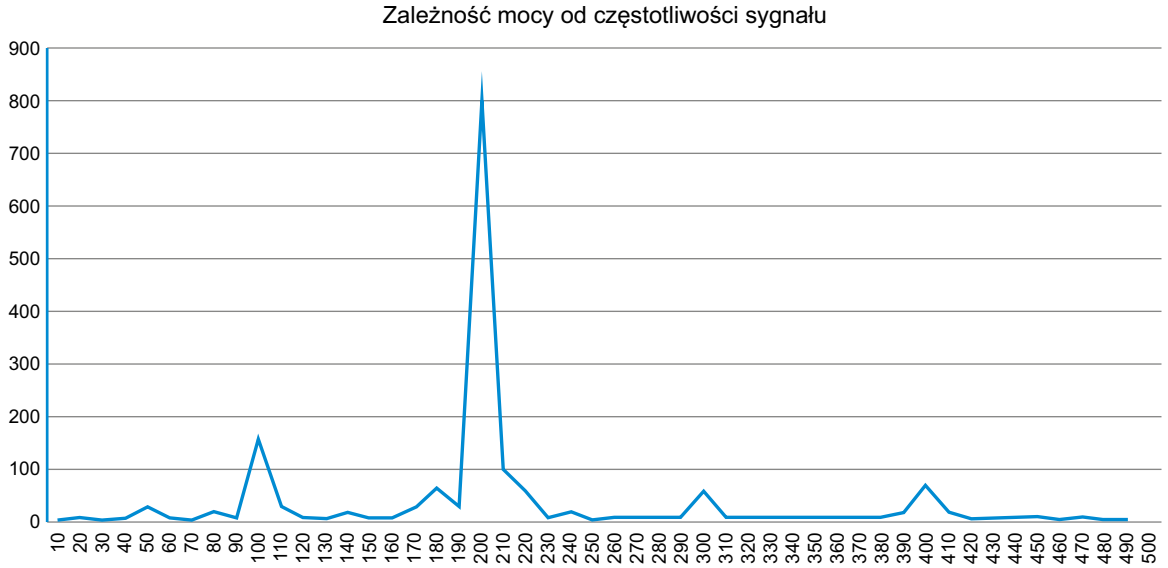
Wykonanie tych obliczeń możemy powierzyć, dla przykładu, funkcji obsługi przerwania przetwornika ADC zbierającego dane lub wykonać je N-razy w pętli głównej po zebraniu wszystkich N-próbek sygnału. Dalej, po wykonaniu N-iteracji obliczeń, jak wyżej, wyznaczamy wartości rzeczywiste, urojone oraz moc sygnału według algorytmu Goertzel'a według poniższych wzorów:

$$Real = (Q1 - Q2 * Cosine)$$
$$Imag = (Q2 * Sine)$$
$$Power = Real2 + Imag2$$

Jeśli nie zależy nam na poznaniu fazy sygnału, a co za tym idzie wartości rzeczywistej i urojonej, a wyłącznie na obliczeniu mocy sygnału (co wystarczy do potwierdzenia jego obecności), możemy skorzystać z uproszczonego wzoru na jej wyznaczenie, który wygląda następująco:

$$Power = Q1^2 + Q2^2 - Q1 * Q2 * COEFF$$

W przypadku uproszczonego wzoru potrzebny będzie wyłącznie jeden współczynnik obliczeniowy a mianowicie COEFF. Mając z kolei obliczoną moc sygnału według algorytmu Goertzel'a możemy, stosując dobraną eksperymentalnie wartość progową (tzw. *threshold*), określić czy przebieg o szukanej częstotliwości *ft* znajduje się w badanym



Rysunek 3. Wykres zależności wartości algorytmu Goertzel'a (mocy sygnału) w funkcji częstotliwości

eprasa.pl 02a1ee88a2

sygnale czy też nie. To tyle! Prawda, że proste? Na **listingu 1** pokazano funkcję obliczającą moc sygnału według algorytmu Goertzel'a.

W zaprezentowanej na listingu 1 funkcji użyto dwóch stałych:

- N określającą liczbę próbek sygnału,
- COEFF określającą obliczony wcześniej współczynnik algorytmu Goertzel'a (w tym wypadku 0,618).

W praktyce

Załóżmy, że w badanym sygnale poszukujemy przebiegu o częstotliwości f_t=200 Hz. Przyjmijmy zatem, z pewnym zapasem, że częstotliwość próbkowania równa jest f_s=1000 Hz, zaś liczba próbek sygnału równa 50. Z powyższych założeń otrzymujemy rozdzielczość algorytmu równą f_s/N=20 Hz a zatem poszukiwana częstotliwość f_t (200 Hz) będzie wielokrotnością rozdzielczości.

Obliczamy niezbędne współczynniki:

$$\omega = 2*\pi*200/1000 = 1{,}2566,$$

a zatem

$$COEFF = 2*\cos(\omega) = 0{,}618$$

Obliczone wartosci podstawiamy do funkcji algorytmu Goertzel'a i wykonujemy symulację, której wynik pokazano na rysunku **rysunku 1**. Widzimy zdecydowane maksimum dla założonej częstotliwości równej 200 Hz. Pomiary praktyczne zrealizujemy na bazie prostego systemu pomiarowego z mikrokontrolerem ATmega88, któego schemat pokazano na **rysunku 2**. Pomiary testowe wykonamy z użyciem generatora przebiegu sinusoidalnego, który dostarcza przebieg o częstotliwościach w zakresie 0…500 Hz oraz prostego systemu akwizycji danych zbudowanego z użyciem przetwornika ADC wbudowanego w strukturę mikrokontrolera ATmega88 pracującego z rozdzielczością 8 bitów. Funkcję konfigurująca przetwornik ADC do wykonywania pomiarów jak wyżej pokazano na **listingu 2**, zaś na **listingu 3** pokazano ciało funkcji odpowiedzialnej za wykonanie pomiaru.

Pomiary napięcia inicjowane są przerwaniem z układu czasowo-licznikowego TIMER1, który dokładnie co 10 ms (100 razy na sekundę) inicjuje pomiar ADC. Wynikiem działania naszego algorytmu jest liczba typu *float*, której wartość zależy od częstotliwości badanego sygnału. Na **rysunku 3** pokazano pozyskany praktycznie wykres zależności wartości algorytmu Goertzel'a (mocy sygnału) w funkcji częstotliwości dla założonych wcześniej parametrów wyjściowych determinujących wartość współczynnika COEFF.

Otrzymany przebieg pokrywa się z wynikami symulacji, gdyż dla częstotliwości równej 200 Hz występuje zdecydowane maksimum funkcji Goertzel'a co potwierdza wcześniejsze założenia teoretyczne. Jak mogliśmy się przekonać jest to dość proste zagadnienie programistyczne, dlatego zachęcam zainteresowanych Czytelników do testów praktycznych.

Robert Wołgajew, EP

REKLAMA

eprasa.pl 02a1ee88a2

Nie taki czujnik straszny...

Pomiar przemieszczenia, kąta i siły

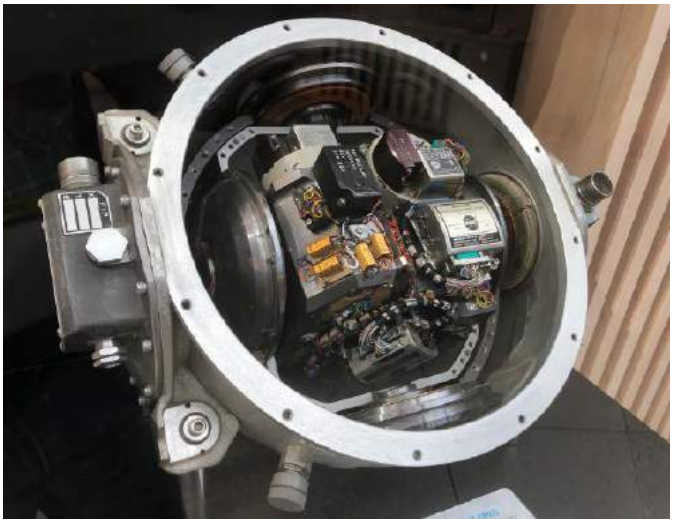
W obecnym, magicznym wieku elektroniki jesteśmy otoczeni czujnikami. Zastanówmy się ile ich znajduje się w typowym współczesnym samochodzie: silnik posiada m.in. czujniki pozycji wału, kąta rozrządu, ciśnienia paliwa, siedzenia są wyposażone w czujniki siły nacisku, każde z kół posiada własny czujnik obrotów…. Szacuje się, że współczesne samochody mają od 60 do 100 różnych sensorów, a nowe, autonomiczne pojazdy mogą mieć ich ponad 200. Sensory to nie tylko motoryzacja, to także smartfony, komputery, sprzęt AGD i RTV, systemy automatyki przemysłowej oraz domowej i niemal każda inna dziedzina techniki. Dostarczają informacji o parametrach fizycznych otaczającego świata. W poniższym artykule skupimy się na czujnikach przemieszczenia liniowego i kątowego, oraz na czujnikach siły.

Jeszcze 25 lat temu żeglarze odnajdywali swoją pozycję na morzu za pomocą dosyć ograniczonych, hiperbolicznych systemów nawigacyjnych, takich jak LORAN, które korzystały z pracujących na falach długich radiolatarni. Systemy te działały jedynie w zasięgu radionawigacji – głównie w pobliżu lądu. Na pełnym morzu stosowane były klasyczne techniki nawigacji – obserwacje pozycji słońca i gwiazd. Dopiero pojawienie się systemów nawigacji satelitarnej pod koniec lat '70 XX wieku, zmieniło ten stan rzeczy. Wdrożenie systemu GPS oznaczało, że nawet niewykwalifikowani nawigatorzy mogli odczytywać swoją pozycję z dużą dokładnością.

Redukcja kosztów systemów GPS oraz wielkości odbiorników sprawiła, że systemy nawigacji satelitarnej nie tylko wyparły systemy radionawigacji w zastosowaniach morskich (ostatnie radiolatarnie systemu LORAN-C w Europie wyłączono z końcem 2015 roku), ale także pojawiły się w innych sektorach. Obecnie systemy nawigacji GPS pozwalają mierzyć przemieszczenia samochodów, monitorować pozycję naszego telefonu komórkowego, czy nawet – dzięki zastosowaniu kompaktowych modułów – śledzić pozycję dzieci czy zwierząt.

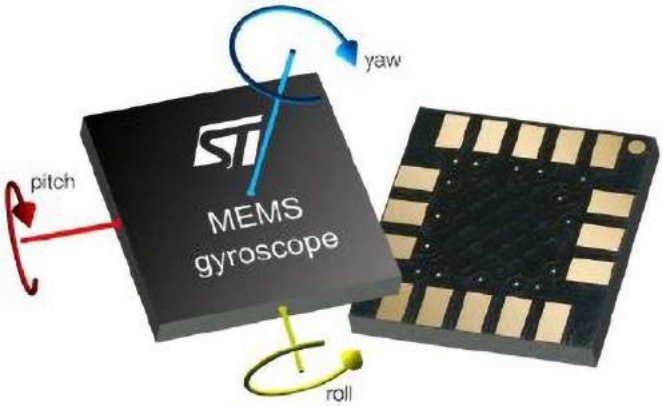
Niestety w wielu zastosowaniach systemy GPS nie sprawdzają się w pomiarze przemieszczenia. Wynika to z ograniczonej precyzji tego rozwiązania lub braku odpowiednich warunków dla systemu satelitarnego - brak zasięgu satelitów GPS np. w pomieszczeniach. Dodatkowo, w wielu systemach nie jest istotne absolutne położenie (długość i szerokość geograficzna), w zupełności wystarczą względne informacje na temat przemieszczenia (liniowego i kątowego). Przykładem takiego systemu mogą być manipulatory konsol, czy systemów rzeczywistości wirtualnej. W tego rodzaju układach idealnie sprawdzają się systemy nawigacji inercyjnej.

Nawigacja inercyjna to rodzaj systemu określania pozycji, który używa komputera, czujników ruchu (akcelerometrów) i czujników obrotu (żyroskopów) do ciągłego obliczania zmian pozycji. Pozwala na ciągłe obliczanie pozycji, orientacji i prędkości przemieszczania się, bez potrzeby korzystania z zewnętrznych odniesień (jedynym odniesieniem jest punkt początkowej lokalizacji). Tego rodzaju systemy

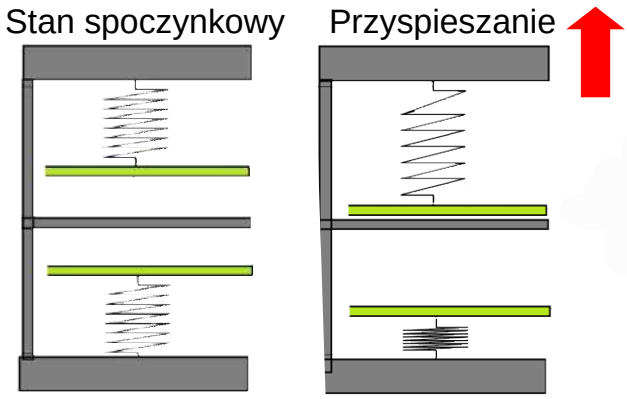


Fotografia 1. Urządzenie starej generacji służące do nawigacji inercyjnej

eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 1. Żyroskop zrealizowany w technologii MEMS



Rysunek 2. Sposób działania akcelerometru

nawigacyjne stosuje się od dawna w samolotach, często uzupełnione przez wysokościomierz barometryczny, a czasami czujniki magnetyczne (magnetometry) lub dodatkowe urządzenia do pomiaru prędkości. Do niedawna systemy takie były wyjątkowo skomplikowane i drogie (**fotografia 1**), dopiero pojawienie się kompaktowych elektronicznych akcelerometrów i żyroskopów MEMS zmieniło sytuację.

Systemy mikroelektromechaniczne (MEMS - znane również jako mikrosystemy bądź mikromaszyny) to mikroskopijne systemy elektromechaniczne, zazwyczaj składające się z elementów o wielkości od 1 do 100 μm. Same urządzenia MEMS zwykle mają wielkość od 20 μm do 1 mm, chociaż zdarzają się takie, które mają nawet do 1000 mm², na przykład macierze mikroskopijnych luster, używanych w wyświetlaczach, projektorach i innych systemach optycznych. Układy MEMS zazwyczaj składają się ze zintegrowanego procesora/mikrokontrolera i dołączonych do niego elementów, które oddziałują z otoczeniem (np. czujniki).

Elementy MEMS wprowadziły istotną rewolucję na rynek półprzewodnikowych sensorów inercyjnych. Układy te, dzięki swojej niskiej cenie i niewielkiemu rozmiarowi zmniejszyły rozmiar, wagę, wymagania dotyczące zasilania jak i koszty systemów takich jak nawigacja inercyjna czy czujniki przemieszczenia (**rysunek 1**), do trywialnych poziomów, co pozwoliło na stosowanie ich w wielu urządzeniach (takich jak na przykład smartfony, samochody, zabawki czy nawet buty sportowe).

Sensory MEMS nie wyparły jednak wszystkich rodzajów sensorów przemieszczenia i kąta. W poniższym artykule przyjrzymy się różnego rodzaju sensorom półprzewodnikowym i elektromechanicznym, które są stosowane nie tylko w systemach nawigacji inercyjnej, ale także innych aplikacjach, gdzie konieczne jest monitorowanie przemieszczenia, kąta oraz siły.

Sensory przemieszczenia

Przemieszczenie to zmiana pozycji danego obiektu w przestrzeni (zazwyczaj względem innego obiektu) w funkcji czasu. Przemieszczenie opisywane jest matematycznie z pomocą szeregu parametrów – pozycji, prędkości, przyśpieszenia, pędu etc.

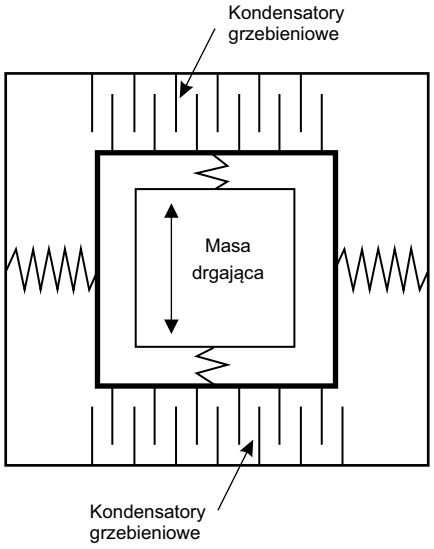
Układy z tej kategorii, dedykowane są do monitorowania, wykrywania i pomiaru przemieszczania się elementów mechanicznych w układzie, jak i samego układu. W kategorii tej zebrano często stosowane sensory, które instalowane są w układach do wykrywania i pomiaru ich ruchu, a także typowe czujniki, jakie stosuje się do wykrywania przemieszczania się innych elementów.

Akcelerometry

Akcelerometr zachowuje się jak tłumiona masa na sprężynie. Kiedy akcelerometr poddawany jest przyspieszeniu, masa zostaje przesunięta do punktu, w którym skompresowana sprężyna jest w stanie przyspieszać tę masę z tą samą wartością, co przyłożone do akcelerometru przyspieszenie (**rysunek 2**). Przemieszczenie to jest następnie mierzone w celu wyznaczenia wartości przyspieszenia.

W scalonych akcelerometrach do pomiaru przemieszczenia (konwersji ruchu na sygnał elektryczny wykorzystuje się typowo elementy piezoelektryczne, piezorezystancyjne i pojemnościowe. Akcelerometry piezoelektryczne wykorzystują materiały piezoceramiczne (np. tytanian cyrkonianu ołowiu) lub monokryształach (np. kwarc czy turmalin). Nie mają one sobie równych pod względem górnego zakresu częstotliwości, niskiej masy oraz zakresu temperatur pracy. Akcelerometry piezorezystancyjne są preferowane w zastosowaniach o wysokiej amplitudzie przyspieszeń. Natomiast czujniki pojemnościowe zwykle zawierają krzemowe elementy pomiarowe wykonane w technologi mikroobróbki. Ich wydajność jest lepsza w zakresie niskich częstotliwości i można je obsługiwać w trybie serwo, co pozwala osiągnąć wyższą stabilność i liniowość pomiaru.

Współczesne akcelerometry buduje się najczęściej w technologii MEMS. Są one jednymi z najprostszych układów tego rodzaju. Składają się się z pojedynczej belki z dokładnie znaną masą testową na końcu. Tłumienie drgań zapewnia gaz zamknięty w szczelnej obudowie elementu. Dopóki współczynnik dobroci układu mechanicznego (Q) nie jest zbyt niski, tłumienie to nie powoduje obniżenia czułości układu. Pod wpływem przyspieszeń zewnętrznych masa próbna odchyla się od neutralnego położenia. Powoduje to ugięcie belki, które jest następnie mierzone (analogowo lub cyfrowo). Najczęściej mierzy się pojemność między zestawem nieruchomych belek a zestawem belek przymocowanych do masy drgającej (**rysunek 3**). Metoda ta jest prosta, niezawodna i niedroga w implementacji (**fotografia 2**). Integracja piezorezystorów w sprężynach w celu wykrycia deformacji sprężyny, a tym samym ugięcia, jest dobrą alternatywą, chociaż podczas sekwencji wytwarzania potrzeba w tym celu kilku dodatkowych etapów procesu. W przypadku konieczności bardzo wysokiej czułości stosuje się



Rysunek 3. Czujnik MEMS z kondensatorem grzebieniowym

eprasa.pl 02a1ee88a2

również sensory z tunelowaniem kwantowym. Wymaga to dedykowanego procesu, który czyni takie układy bardzo drogimi. W skali laboratoryjnej i do specjalnych zastosowań stosuje się również systemy optyczne, jednak tego rodzaju akcelerometry nie znalazły zastosowania w komercyjnych układach elektronicznych.

Innym, stosunkowo nowym typem akcelerometru MEMS jest tzw. akcelerometr termiczny (lub konwekcyjny), który zawiera grzałkę na spodzie bardzo małej kopułki, która ogrzewa powietrze lub płyn wewnątrz kopułki, tworząc bąbel podgrzanego materiału, działający jak masa próbna. Towarzyszący czujnik temperatury (np. termistor; lub termostos) w kopułce służy do określania profilu temperatury w jej środku, a tym samym informuje o lokalizacji bąbla podgrzanego materiału w kopułce. Teraz, z powodu zastosowanego przyspieszenia, następuje fizyczne przemieszczenie pęcherza termicznego i zostaje on odchylony od swojego położenia środkowego w kopule. Mierząc to przemieszczenie, można zmierzyć przyspieszenie przyłożone do czujnika. Z powodu braku stałej masy próbnej akcelerometry termiczne zapewniają wysoką wytrzymałość na wstrząsy.

Akcelerometry MEMS dostępne są w szerokiej gamie zakresów pomiarowych, sięgających nawet tysięcy g. Podczas wyboru konkretnego elementu do danej aplikacji wybrać należy kompromisowy zakres pomiarowy, gdyż im większy jest zakres pomiaru przyspieszenia, tym mniejsza jest czułość układu i rozdzielczość pomiaru.

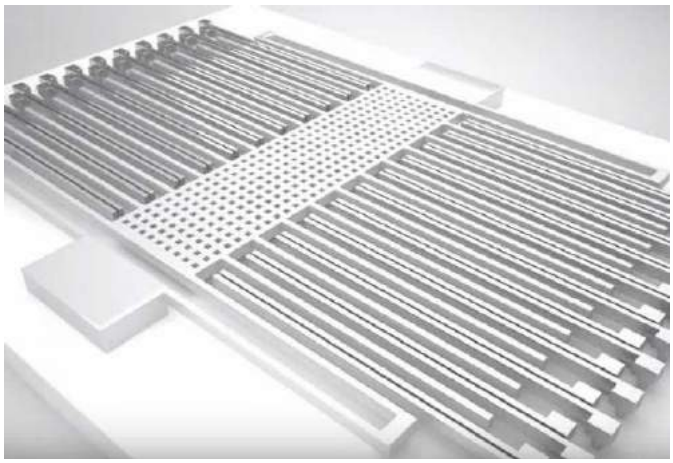
Ultradźwiękowe mierniki odległości

Inną metodą pomiaru przemieszczenia jest monitorowanie zmiany położenia poprzez pomiar odległości od ustalonego, zewnętrznego przedmiotu – punktu odniesienia. Jednym z popularniejszych sposobów pomiaru odległości od sztywnych przeszkód są ultradźwiękowe sensory odległości (**fotografia 3**), działające na zasadzie pomiaru czasu przelotu odbitego dźwięku – echa. Czujniki ultradźwiękowe wykrywają ruch i mierzą odległość w wielu zautomatyzowanych fabrykach i innych instalacjach. Często stosowane są także w robotyce (**fotografia 4**) i jako sensory systemów pomagających przy parkowaniu. Są one również testowane obecnie pod kątem szeregu innych zastosowań motoryzacyjnych, w tym do ultradźwiękowego wykrywania osób na drodze i autonomicznej nawigacji pojazdów bezzałogowych.

Zasada działania ultradźwiękowego sensora odległości jest bardzo prosta. Moduł taki składa się z dwóch przetworników ultradźwiękowych – nadajnika i odbiornika (czasami oba te elementy mogą być fizycznie jednym przetwornikiem, używanym naprzemiennie). Nadajnik emituje paczkę fal ultradźwiękowych – krótki impuls dźwięku, który rozchodzi się przed sensorem w kierunku przeszkody, od której odległość jest mierzona. Impuls odbija się od przeszkody i powraca do sensora, gdzie odebrany jest przez przetwornik ultradźwiękowy. Czas pomiędzy emisją impulsu, a jego odebraniem jest wprost proporcjonalny do dwukrotności odległości pomiędzy sensorem a przeszkodą (impuls pokonał tą odległość dwukrotnie – od sensora do przeszkody i z powrotem do sensora). Współczynnikiem proporcjonalności jest tutaj oczywiście prędkość dźwięku.

Czujniki tego rodzaju mogą mieć wyłącznie wyjście binarne do wykrywania ruchu obiektów lub wyjście cyfrowe lub analogowe, prezentujące wartość proporcjonalną do odległości. Tego rodzaju układy idealnie nadają się do współpracy z systemami cyfrowymi, np. z mikrokontrolerami, na których bardzo łatwo jest zaimplementować algorytmy pomiaru czasu (pomiędzy nadanym impulsem, a powrotem echa) i konwersji tego czasu na fizyczną odległość.

Ponieważ czujniki ultradźwiękowe do wykrywania przeszkód wykorzystują dźwięk, działają w aplikacjach, w których np. czujniki fotoelektryczne są problematyczne. Ultradźwięki są doskonałym rozwiązaniem do wykrywania przeźroczystych obiektów czy pomiaru poziomu cieczy. Ponadto kolor lub współczynnik odbicia obiektu nie wpływają na czujniki ultradźwiękowe, dzięki czemu systemy takie mogą działać niezawodnie np. w środowiskach o dużym czy zmiennym natężeniu oświetlenia.



Fotografia 2. Sposób wykonania akcelerometru MEMS

Fotografia 3. Przemysłowy ultradźwiękowy czujnik odległości

Fotografia 4. Popularny moduł czujnika ultradźwiękowego

Sensory ruchu: PIR, radarowe i ultradźwiękowe

W wielu przypadkach nie jest konieczne precyzyjne mierzenie przemieszczenia – czasami wystarczy, żeby system był w stanie wykrywać przemieszczenie w ogóle, czyli na przykład wykrywać, że obserwowany przez system przedmiot poruszył się, lub ktoś przeszedł przez korytarz w zasięgu urządzenia. Tego rodzaju aplikacje są bardzo popularne – spotykamy je w systemach alarmowych, kontroli dostępu czy automatyki domowej lub budynkowej.

Na rynku dostępnych jest wiele sensorów ruchu. Większość z nich zwraca informację jedynie na temat stanu – wykryto ruch bądź nie, jednakże część jest w stanie zapewnić również szersze informacje na temat ruchu, jeśli jest to potrzebne. Najpopularniejsze wykrywacze ruchu, jakie używa się współcześnie to sensory PIR, radarowe i ultradźwiękowe.

PIR (*Passive InfraRed* – pasywny sensor podczerwieni) to najstarszy i najszerzej stosowany sensor ruchu, który spotkać można w elektronice (**fotografia 5**). Jest on czujnikiem elektronicznym, który mierzy natężenie promieniowania podczerwonego (IR) promieniujące z obiektów w jego polu widzenia. Wszystkie obiekty o temperaturze powyżej zera absolutnego emitują energię cieplną w postaci promieniowania.

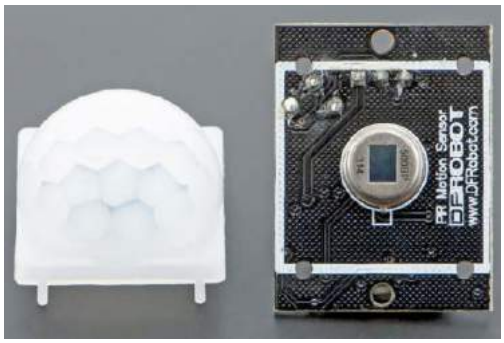
eprasa.pl 02a1ee88a2

Zwykle promieniowanie to nie jest widoczne dla ludzkiego oka, ponieważ jest w zakresie fal podczerwonych. Można je wykryć za pomocą urządzeń elektronicznych zaprojektowanych do tego celu.

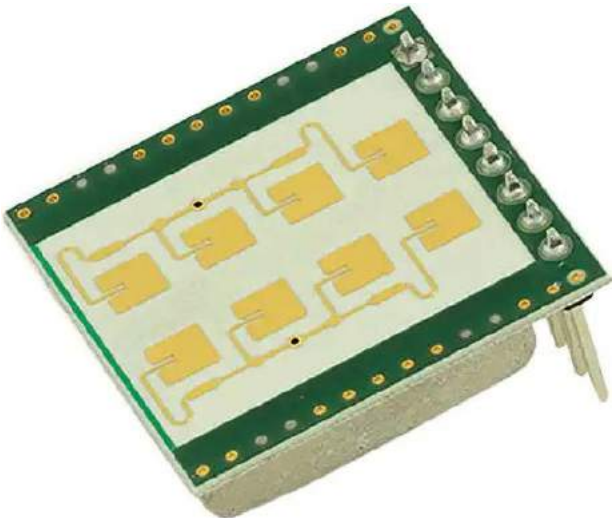
Czujnik PIR może wykryć zmiany w ilości trafiającego do niego promieniowania podczerwonego, które zmienia się w zależności od temperatury i charakterystyki powierzchni przedmiotów przed czujnikiem itp. Kiedy obiekt, taki jak osoba, przechodzi przed tłem, na przykład ścianą, temperatura w polu widzenia czujnika wzrośnie, a następnie z powrotem spadnie. Czujnik przekształca wynikową zmianę przychodzącego promieniowania podczerwonego na zmianę napięcia wyjściowego, co powoduje detekcję ruchu. Możliwe jest konfigurowanie sensorów PIR, by reagowały dopiero na odpowiednio dużą zmianę poziomu promieniowania IR. Dzięki temu uruchomienie nastąpi po przejściu człowieka, ale nie np. dużo mniejszego zwierzęcia (kota czy psa). Obiekty o podobnej temperaturze, ale o różnych charakterystykach powierzchniowych (o różnej emisyjności) mogą również mieć inny wzorzec emisji w podczerwieni, a zatem przesunięcie ich względem tła może również uruchomić detektor.

Sensory PIR dostępne są w wielu konfiguracjach. Najpopularniejsze modele mają soczewki Fresnela, efektywny zasięg około 10 metrów i pole widzenia mniejsze niż 180°. Dostępne są modele o szerszym polu widzenia, w tym 360°.

Ultradźwiękowe detektory ruchu działają podobnie jak ultradźwiękowe systemy do pomiaru odległości. Moduł taki emituje ultradźwięki do monitorowanego obszaru i reaguje na zmianę odbitego sygnału. System wykorzystuje technikę opartą na przesunięciu częstotliwości fali odbitej w celu wykrycia ruchu lub zmiany pozycji w monitorowanym obszarze. Przesyłany dźwięk odbija się od elementów otoczenia np. w pomieszczeniu, a urządzenie odbiera charakterystyczny wzór odbicia dla swojego środowiska. Wzór ten jest zakłócany i odbijany z powrotem w inny sposób w momencie, gdy otoczenie zmieni się, na przykład na skutek przejścia człowieka, zmienia się rozkład spektralny sygnału odbieranego przez detektor (na skutek efektu Dopplera).



Fotografia 5. Czujnik PIR



Fotografia 6. Radarowy czujnik ruchu

Obecnie coraz częściej sensory PIR i ultradźwiękowe wypierane są przez proste moduły sensorów radarowych (**fotografia 6**). Działają na zasadzie aktywnych radarów pracujących, na ogół, w pasmie mikrofalowym (zazwyczaj w zakresie od kilkuset MHz do kilkudziesięciu GHz, typowo 24 GHz). Tego rodzaju sensory działają podobnie do ultradźwiękowych detektorów ruchu, ale na częstotliwościach mikrofalowych.

Sensor radarowy również korzysta ze zjawiska Dopplera do detekcji ruchu obiektu, ale ma także możliwość pomiaru jego prędkości, a nawet, w bardziej złożonych implementacjach, umożliwia określenie kierunku przemieszczenia. W najprostszych urządzeniach, do wykrycia obiektu radar wysyła falę 24 GHz i odbija ją od obiektu znajdującego się w polu widzenia czujnika. Odbity sygnał jest odbierany przez odbiornik (często to ta sama antena, która wysyła fale). Odebrany sygnał będzie miał inną częstotliwość, przesuniętą na skutek efektu Dopplera. Przesunięcie Dopplera służy następnie do wykrywania ruchu i pomiaru prędkości. W zależności od tego, czy moduł wykorzystuje fale ciągłe czy z modulowaną częstotliwością, możliwy jest też pomiar innych parametrów obiektu – odległość od czujnika, dokładne położenie lub współrzędne w polu widzenia.

Sensory radarowe, jakkolwiek mające o wiele szersze możliwości niż PIR czy ultradźwiękowe, są obecnie zauważalnie droższe od tych dwóch typów detektorów. W wielu aplikacjach, zastosowanie sensorów radarowych ma spore uzasadnienie (np. w motoryzacji w samochodach autonomicznych), jednakże w typowych aplikacjach, takich jak domowe systemy alarmowe, królują sensory PIR i ultradźwiękowe.

Sensory kąta

Pomiar kąta, pomiędzy dwoma elementami, jest mniej popularną aplikacją, jednakże na rynku dostępnych jest wiele różnych czujników, umożliwiających mierzenie kąta, zwłaszcza, jeśli mówimy o obrocie jakiejś osi. Monitorowanie kąta obrotu elementów mechanicznych jest niezwykle ważne w precyzyjnych systemach mechanicznych czy sterownikach silników elektrycznych. Tego rodzaju sensory są często spotykane w systemach przemysłowych czy obrabiarkach numerycznych.

Żyroskopy

Żyroskop to urządzenie używane do pomiaru lub utrzymywania orientacji i prędkości kątowej układów mechanicznych. Najprostszy żyroskop to wirujące koło lub dysk, w którym oś obrotu sama może przyjąć dowolną orientację. Podczas poruszania żyroskopem orientacja tej osi nie zmienia się, niezależnie od zmian orientacji pozostałych elementów. Wynika to z zasady zachowania pędu. Tego rodzaju mechanicznych żyroskopów nie stosuje się jednak w elektronice – są one duże, skomplikowane mechanicznie i charakteryzują się wysokim poborem energii, z uwagi na konieczność rozpędzenia dużej masy dysku. Obecnie mechaniczne żyroskopy wyparte zostały głównie przez układy MEMS, ale także przez inne, takie jak żyroskopy optyczne czy kwantowe.

Żyroskopy MEMS są popularne w urządzeniach konsumenckich, głównie dzięki ich niskiej cenie i niewielkiemu rozmiarowi. Układy te wykorzystują zazwyczaj wibrujące w płaszczyźnie mikrostruktury, które na skutek efektu Coriolisa przesuwają się, gdy są obracane. Przesunięcie to jest ściśle związane z prędkością obrotową, co pozwala w prosty sposób ją wyznaczać (**rysunek 4**). W przemyśle stosuje się kilka implementacji tego rodzaju urządzeń. Większość z nich znana jest już od lat '60 XX wieku, gdy budowane były w skali makro. Postępy w zakresie mikroelektroniki i technologii fotolitografii, pozwoliły na redukcję wymiarów tych urządzeń do kilku mikronów.

Żyroskopy MEMS

Jedną z częściej stosowanych architektur żyroskopów jest cylindryczny żyroskop rezonatorowy, w którym rezonator w kształcie cylindra wprowadzany jest w drgania (najczęściej magnetoelektrycznie,

eprasa.pl 02a1ee88a2

rzadziej piezoelektrycznie). Rezonator wykorzystuje rezonanse drugiego rzędu. Fale stojące w walcu mają kształt eliptyczny z czterema węzłami rozmieszczonymi na obwodzie wzdłuż krawędzi. Kiedy urządzenie to obraca się wokół osi walca, na skutek siły Coriolisa położenia węzłów i maksimów wibracji zmienia się, co może być mierzone z pomocą sensorów wibracji (zazwyczaj piezoceramicznych) na powierzchni walca. Tego rodzaju układy charakteryzują się długim czasem bezawaryjnej pracy i wytrzymałością na duże przeciążenia.

Alternatywnym systemem jest żyroskop kamertonowy. Ten typ żyroskopu wykorzystuje parę mas testowych doprowadzonych do rezonansu. Ich przemieszczenie względem płaszczyzny oscylacji jest mierzone w celu uzyskania sygnału związanego z prędkością obrotową układu. Tego rodzaju żyroskopy charakteryzują się wysoką rozdzielczością pomiaru i mają niewielki dryf pomiaru.

Rzadziej stosuje się natomiast żyroskopy z rezonatorem półkulistym, który wykorzystuje cienką półkulę półprzewodnikową zakotwiczoną na grubym trzonie. Półkula z trzonem jest doprowadzana do rezonansu skrętnego. W przypadku konstrukcji jednoczęściowej (tj. półsfera zintegrowana z trzonem) celem jest osiągnięcie bardzo wysokiej dobroci rezonatora, co przekłada się na ekstremalnie wysoką precyzję pomiaru.

Żyroskopy laserowe

Żyroskop optyczny (**fotografia 7**) wykorzystuje efekt Sagnaca w laserowym interferometrze pierścieniowym. Ten efekt fizyczny sprawia, że interferencja dwóch wiązek laserowych, biegnących w przeciwnych kierunkach przez pierścieniowy interferometr zmienia się, wraz z rotacją. Wynika to z faktu, że jedna z wiązek biegnie zgodnie z kierunkiem obrotu, a druga przeciwnie. Efekty relatywistyczne wpływają na drogę do przebycia tych wiązek na tyle mocno, że zmienia się obraz interferencyjny na wyjściu interferometru.

Początkowo interferometry konstruowane były z użyciem kwarcowych czy ceramicznych interferometrów, jednakże obecnie częściej sięga się po interferometry laserowe. Dzięki temu, w niewielkiej objętości urządzenia zmieścić można pierścień o efektywnej długości rzędu kilku kilometrów, co przekłada się na ogromną precyzję i czułość pomiaru.

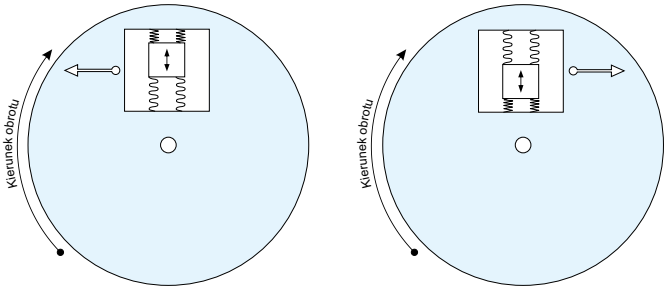
Żyroskopy kwantowe

Ten rodzaj sensorów stosowany jest obecnie jedynie w laboratoriach. Wykorzystują one tzw. Moment Londona – zjawisko w którym wirujący nadprzewodnik wytwarza pole magnetyczne, którego oś dokładnie pokrywa się z osią wirowania tego elementu. Magnetometr określa orientację generowanego pola, które jest następnie interpolowane w celu ustalenia osi obrotu. Żyroskopy tego typu mogą być wyjątkowo dokładne i stabilne.

Żyroskop taki składa się z niemal idealnej, kulistej wirującej masy wykonanej z kwarcu, na który naniesiono cienką warstwę niobowego nadprzewodnika. Aby wyeliminować tarcie występujące w konwencjonalnych łożyskach, zespół wirnika jest zawieszony w polu elektrycznym sześciu elektrod. Sfera zawieszona jest w próżni i rozpędzona z pomocą wstrzykniętego do komory strumienia helu do około 4000 obrotów na minutę. Do pomiaru generowanego pola elektrycznego wykorzystuje się superczułe magnetometry typu SQUID, które potrafią zmierzyć strumień magnetyczny z dokładnością na poziomie 2×10^{-15} Wb. Z uwagi na ogromny poziom skomplikowania, tego rodzaju żyroskopy stosuje się w wyrafinowanych misjach kosmicznych itp.

Enkodery obrotowe

Enkoder obrotowy to urządzenie elektromechaniczne, które przekształca położenie kątowe lub ruch wału lub osi na analogowe lub cyfrowe sygnały wyjściowe. Enkodery obrotowe używane są w szerokim zakresie aplikacji, które wymagają monitorowania lub kontroli systemów mechanicznych. Istnieje szereg różnych technologii



Rysunek 4. Na poruszającą się po promieniu wirującego dysku masę oddziałuje siła wynikająca z działania efektu Coriolisa

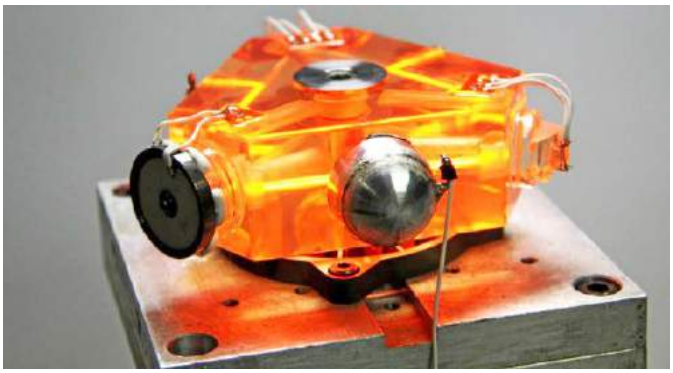
stosowanych w enkoderach obrotowych do działania, jednakże podstawowa zasada funkcjonowania tych urządzeń jest taka sama – z obracającym się wałem sprzężone są elementy, które przesuwają się przed detektorem.

Enkodery mechaniczne wykorzystują ścieżki elektryczne na obracającej się płytce drukowanej, które zwierają w odpowiedni sposób zespół szczotek w detektorze, co pozwala na monitorowanie obrotu. Tego typu rozwiązania charakteryzują się niską precyzją i niewielką wytrzymałością mechaniczną. Zazwyczaj stosuje się je w przełącznikach np. w multimetrach.

Enkodery optyczne wykorzystują światło padające na fotodiodę przez szczeliny w metalowym lub szklanym dysku (**fotografia 7**), aczkolwiek istnieją również wersje odbiciowe. Tego rodzaju sensory są jednymi z najczęściej stosowanych enkoderów obrotowych. Zapewniają dosyć dużą precyzję i ogromną wytrzymałość (brak elementów mechanicznych), jednak są dosyć czułe na zabrudzenia.

Enkodery magnetyczne do pomiaru obrotów wału wykorzystują magnesy zamontowane na wale. W zależności od tego gdzie zamontowany jest magnes, wyróżnia się dwa rodzaje enkoderów magnetycznych – z magnesem na osi i z magnesem poza osią, Enkodery magnetyczne doskonale sprawdzają się w trudnych warunkach – wszędzie tam, gdzie np. zanieczyszczenia uniemożliwiają zastosowanie enkoderów optycznych.

W zależności od sposobu zliczania i podawania pozycji, wyróżnia się dwa główne typy enkoderów obrotowych: absolutne i przyrostowe. Sygnał wyjściowy enkodera absolutnego wskazuje bieżącą pozycję wału, co czyni go absolutnym przetwornikiem kątowym. Dane wyjściowe enkodera inkrementalnego dostarczają informacji jedynie o ruchu wału, który zazwyczaj jest przetwarzany gdzie indziej, na informacje takie jak pozycja, prędkość i odległość. Enkoder absolutny przechowuje informacje o pozycji po odłączeniu zasilania od sensora. Pozycja enkodera jest dostępna natychmiast po podłączeniu zasilania. Zależność między wartością enkodera a fizyczną pozycją sterowanej maszyny ustala się podczas montażu. System nie musi powracać do punktu kalibracji, aby zachować dokładność pozycji. Wieloobrotowe enkodery absolutne zawierają dodatkowe koła zębate i koło kodowe o wysokiej rozdzielczości, dzięki czemu uzyskuje się bardzo wysoką precyzję pomiaru pozycji. Enkodery przyrostowe z kolei



Fotografia 7. Kluczowe elementy żyroskopu laserowego

eprasa.pl 02a1ee88a2

podają jedynie informacje dotyczące zmiany pozycji. Ma to ogromne zastosowanie w niektórych aplikacjach, jednak jeśli konieczne jest uzyskanie pozycji absolutnej konieczna jest kalibracja sensora (bazowanie) w celu inicjowania pomiaru bezwzględnego.

Resolvery

Resolver jest rodzajem obrotowego transformatora elektrycznego stosowanego do pomiaru kąta obrotu. Jest on uważany za urządzenie w pełni analogowe, ale posiada swoje cyfrowe odpowiedniki, aczkolwiek najczęściej używany jest wymiennie z enkoderami obrotowymi. Najpopularniejszym rodzajem resolvera jest bezszczotkowy nadajnik. Na zewnątrz ten sensor wygląda jak mały silnik elektryczny ze stojanem i wirnikiem. Wewnątrz znajdują się trzy uzwojenia stojana: uzwojenie wzbudnicy i dwa uzwojenia dwufazowe (zwykle oznaczone „x" i „y"). Uzwojenie wzbudnicy to cewka transformatora. Indukuje on prąd w wirniku bez bezpośredniego połączenia elektrycznego, dlatego nie ma konieczności podłączania żadnych przewodów do wirnika, co mogłoby ograniczać jego obrót. Dwa pozostałe uzwojenia ustawione są pod kątem 90°. Uzwojenie pierwotne transformatora jest wzbudzane sygnałem sinusoidalnym, co indukuje prąd w wirniku. Ponieważ uzwojenia te są rozmieszczone na osi resolvera, ten sam prąd jest indukowany bez względu na jego położenie. Prąd ten przepływa następnie przez drugie uzwojenie wirnika, indukując z kolei prąd w uzwojeniach wtórnych (dwufazowych) na stojanie. Dwa dwufazowe uzwojenia, ustawione pod kątem prostym względem siebie, wytwarzają prąd sinusoidalny i kosinusoidalny. Względna amplituda napięcia na uzwojeniach „x" i „y" resolvera jest mierzona i na tej podstawie obliczyć można kąt pod jakim znajduje się wirnik względem stojana.

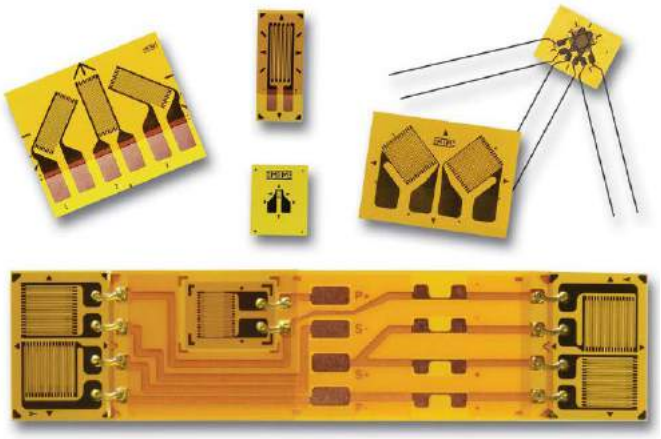
Do obliczania pozycji resolvera powszechnie stosuje się konwertery sygnałów sinus i kosinus na sygnały cyfrowe. Konwertują sygnał sinusoidalny i kosinusoidalny na sygnał binarny można z łatwością podłączyć tego rodzaju sensor do mikrokontrolera lub modułu PLC.

Rozdzielczość typowych resolverów z dwoma biegunami („x" i „y") wnosi nawet do około ± 5", a resolver wielobiegunowy może zapewnić o wiele lepszą dokładność – do 10" dla resolverów 16-biegunowych, czy nawet 1" dla resolverów 128-biegunowych. Resolvery zazwyczaj zasilane są niskim napięciem przemiennym (24 VAC lub mniej) o częstotliwości 50...60 Hz (w przypadku systemów zasilanych z sieci) lub 400 Hz (w przypadku systemów do użytku morskiego). Aplikacje lotnicze z kolei wykorzystują częstotliwości od 2930 Hz do 10 kHz przy napięciach w zakresie od 4 do 10 VRMS.

Sensory siły

W fizyce siła to interakcja, która zmienia ruch obiektu. Siła może powodować, że obiekt zmienia swoją prędkość. Siła może być również intuicyjnie opisana jako pchnięcie lub pociągnięcie. Siła wywierana na ciało przekładać może się także na inne zjawiska, nie tylko przemieszczenie. Przyłożenie siły – nacisku/ciśnienia, czyli wielu sił działających na powierzchnię ciała – powodować może powstawanie naprężeń w ciele, które mogą powodować deformację ciał stałych lub przepływ albo kompresję płynów i gazów.

Na rynku jest obecnych wiele sensorów siły, wykorzystujących różne fizyczne metody pomiaru tej wielkości fizycznej. Sensory siły stosuje się w wielu układach aplikacjach np. do monitorowania naprężeń w konstrukcjach budowlanych, badania wytrzymałości elementów mechanicznych, a także w miernikach ciśnienia itp.



Fotografia 8. Różne rodzaje tensometrów

Tensometry

Do elektronicznego pomiaru siły niemalże wyłącznie stosuje się tensometry, sprzęgnięte z odpowiednim ustrojem mechanicznym. Tensometr jest elektronicznym sensorem naprężenia. W praktyce stosuje się specjalne oporniki foliowe, czułe na odkształcenie. Zmieniają one swoją rezystancję elektryczną wraz ze zmianą swoich wymiarów – gdy przewodnik zostanie rozciągnięty (w granicach jego elastyczności) stanie się węższy i dłuższy, co zwiększa jego rezystancję. Na podstawie zmierzonej rezystancji elektrycznej tensometru można wywnioskować jaka była zmiana jego wymiarów, a co za tym idzie jakie naprężenia są w materiale, do którego tensometr jest przymocowany.

Typowy tensometr posiada długą, cienką ścieżkę, ułożoną w zygzakowaty wzór równoległych linii. Nie zwiększa to czułości, ponieważ procentowa zmiana oporności dla danego odkształcenia dla całego zygzaka jest taka sama jak dla pojedynczej ścieżki, jednakże pojedyncza ścieżka musiałaby być wyjątkowo cienka, a zatem podatny na podgrzanie przez płynący prąd (co zmieniłoby jej rezystancję i spowodowałoby rozszerzenie termiczne elementu). Wymuszałoby to również pracę z niskim napięciem wzbudzenia, co jest problematyczne z punktu widzenia dokładności pomiaru rezystancji.

Tensometry często stosowane są w mostkach pomiarowych, gdzie w jednym dzielniku znajduje się aktywny tensometr, a w drugim często instaluje się taki sam tensometr jednak np. obrócony o 90°, co pozwala kompensować zmiany temperatury w układzie (**fotografia 8**). Czasami, aby zwiększyć czułość systemu pomiarowego stosuje się mostek złożony z samych tensometrów, ułożonych tak, by część z nich była rozciągana, a część ściskana. Zwiększa to istotnie napięcie niezrównoważenia mostka, dla takiego samego odkształcenia badanego przedmiotu, a więc zwiększa czułość systemu pomiarowego.

Podsumowanie

Artykuł pokazuje z ilu różnych technologii i praw fizyki skorzystano do opracowania czujników przemieszczenia, kąta i siły. Gdy już znamy dostępne komponenty możemy wybrać optymalny czujnik do danej aplikacji. Jednak nie wolno spoczywać na laurach. Postęp technologiczny sprawia, że w dziedzinie czujników pojawia się wiele nowych rozwiązań.

Nikodem Czechowski, EP

Chcesz czytać nasze najnowsze artykuły jeszcze przed wydrukowaniem w EP? Zajrzyj na

www.ep.com.pl/EPwtoku

eprasa.pl 02a1ee88a2

Zdaniem konstruktora

Rewolucją w dziedzinie sensoryki w obszarze czujników optycznych było zastosowanie lasera jako źródła światła. Laser wykorzystuje zjawisko emisji wymuszonej, dzięki któremu promieniowanie wytworzone przez niego jest bardzo spójne i ma postać wiązki o bardzo małym rozproszeniu. Co za tym idzie, można uzyskać przez to bardzo dużą moc wiązki światła w wąskim obszarze widma. Te właściwości umożliwiają budowę laserowych czujników odległości.

Konstruktor poleca

W ofercie firmy Botland znajdują się skanery laserowe oraz laserowe czujniki odległości. Charakteryzują się dużym zakresem pomiarowym i wysoką precyzją pomiaru.

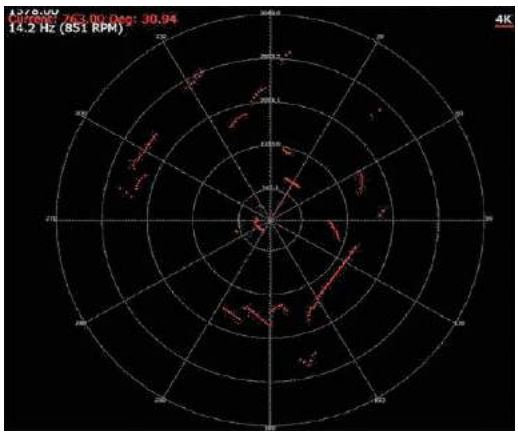
Laserowy czujnik odległości Lidar TFMini Plus

Precyzyjny, laserowy czujnik odległości działający w zakresie od 0,1 do 12 m z dokładnością 0,05 m. Napięcie zasilania wynosi 5 V. Urządzenie komunikuje się poprzez interfejs UART oraz I²C. Długość emitowanej fali świetlnej wynosi 850 nm. Wymiary modułu wynoszą 35×21×18,5 mm a klasa szczelności to IP65.

http://bit.ly/2GCBzVg

Skaner laserowy 360 stopni RPLidar A2M8

Precyzyjny skaner laserowy 2D działający w obszarze 360 stopni o zasięgu 6 m. Częstotliwość odświeżania wynosi do 10 Hz czyli 4000 próbek na sekundę, do komunikacji służy interfejs szeregowy – wyprowadzenia RX i TX. Obsługę urządzenia ułatwia udostępnione przez producenta oprogramowanie wraz z kodem źródłowym i programem demo. Szczegółowych informacji dotyczących urządzenia dostarcza bogata dokumentacja.



http://bit.ly/316Tpc9

Kontakt:

Botland B. Derkacz Sp. J.
63-640 Bralin, Gola 25A
tel. +48 62 593 10 54

biuro@botland.com.pl,
www.botland.com.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

Zdaniem konstruktora

Każdy system automatyki ma wiele analogowych punktów pomiarowych, które dostarczają informację o: temperaturze, długości, obrotach, ciśnieniu itp. Wszelkiego rodzaju czujniki i przetworniki wielkości fizycznych są najważniejszym elementem układów.

Konstruktor poleca

SIMEX oferuje szeroki asortyment wysokiej klasy czujników, które mogą być stosowane wszędzie tam, gdzie potrzebne są rozwiązania problemów związanych z detekcją na skalę przemysłową. Wśród oferty znajdują się czujniki i przetworniki produkcji BD Sensors, Data Logic, Limatherm, Baumer, Milltronics i inne.

Czujniki kąta

Moduł dwuosiowego przetwornika kąta SCK-11 przeznaczony jest do stacjonarnego pomiaru kąta w dwu osiach prostopadłych względem wektora przyspieszenia ziemskiego i względem siebie. Zalecany zakres mierzonych kątów mieści się w granicach –70...+70° względem ziemi, przy pomiarach wzakresie –20...+20° dokładność jest lepsza niż 0,1° w obydwu osiach. Wewnętrzne rejestry offsetowe pozwalają na bezpośredni pomiar względny kąta, z możliwością samoczynnego tarowania wskazań. Oprócz dwóch rejestrów zawierających informacje o nachyleniu płaszczyzny instalacji przetwornika SCK-11 względem ziemi, dostępne są również rejestry zawierające informacje na temat przyśpieszeń w obydwu osiach. http://bit.ly/2u5FfMi

Czujniki siły

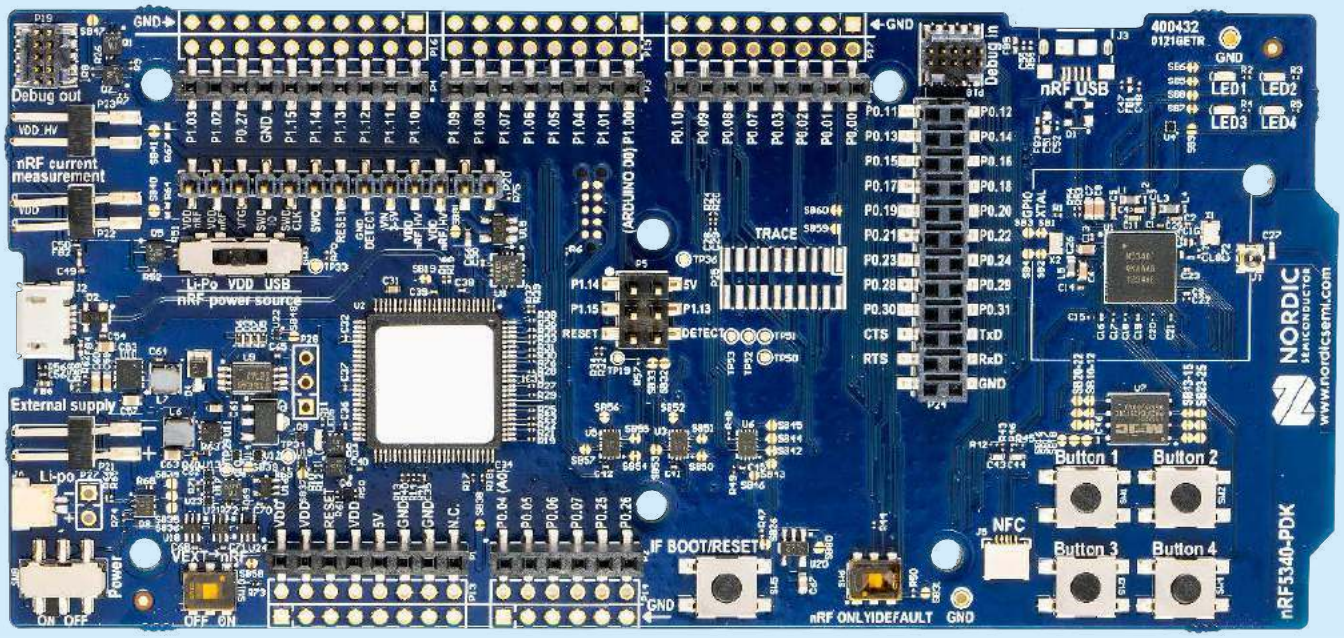
Czujniki siły Vishay Nobel, model KISD-6, cechuje unikalna, nie spotykana u innych producentów budowa zapewniająca uzyskanie doskonałych własności pomiarowych. Jest prosty do zainstalowania, ze względu na walcowaty kształt i niezwykle dokładny nawet w trudnych warunkach, wykonany ze stali nierdzewnej. Wszystkie czujniki KIS mogą zostać dostarczone z certyfikatem ATEX umożliwiajacym ich zastosowanie w strefach zagrożonych wybuchem. http://bit.ly/37FoMx5

Kontakt:

SIMEX sp. z o.o.
80-556 Gdańsk
ul. Wielopole 11

tel. 587 620 777
info@simex.pl
www.simex.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2



Systemy dla Internetu Rzeczy (34)

FTP Wszystkie poprzednie odcinki kursu są dostępne na stronie www.media.avt.pl

nRF5340 – pierwszy procesor komunikacyjny SOC z dwoma rdzeniami Arm Cortex-M33

Własnie został wprowadzony na rynek nowy dwurdzeniowy układ scalony nRF5340 System on Chip (SoC) firmy Nordic Semiconductor. Obsługuje on komunikację standardu Bluetooth Low Energy 5.1, Direction Finding, Bluetooth Mesh, Thread, Zigbee, IEEE 802.15.4, ANT oraz Near Field Communication (NFC). Unikalną cechą układu jest zastosowanie jako rdzeń aplikacyjny i komunikacyjny dwóch takich samych rdzeni Arm Cortex-M33. Połączenie najwyższego poziomu bezpieczeństwa, elastyczności dwurdzeniowej, zaawansowanego zestawu funkcji i temperatury roboczej do 105°C, czyni go idealnym wyborem dla wielu złożonych aplikacji IoT.

Układ scalony nRF5340 SoC został zaprojektowany od podstaw z myślą o bezpieczeństwie, niezależnie od zastosowanego protokołu transmisji. Obsługuje wszystkie najnowsze funkcje Bluetooth LE 5.1, w tym funkcje dalekiego zasięgu i wszystkie funkcje wyszukiwania kierunku AoA oraz AoD. Umożliwia jednoczesną (*concurrent*) pracę w jednej sieci z protokołem Bluetooth LE oraz w drugiej sieci typu Mesh z protokołem Bluetooth Mesh, Thread lub Zigbee.

Funkcje bezpieczeństwa obejmują zaufane wykonanie kodu, *root-trust* i bezpieczne przechowywanie kluczy.

Procesor aplikacyjny może być taktowany częstotliwością 128 lub 64 MHz przy użyciu skalowania napięcia i częstotliwości, ma 1 MB Flash, 512 kB RAM, jednostkę zmiennoprzecinkową (FPU), 8 kB 2-drożnej asocjacyjnej pamięci podręcznej i obsługuje instrukcje DSP. Procesor komunikacyjny (*network*) jest taktowany z częstotliwością 64 MHz i jest zoptymalizowany pod kątem niskiej mocy i wydajności, ma 256 kB pamięci Flash oraz 64 kB pamięci RAM i jest w pełni programowalny.

Oprogramowanie układu scalonego nRF5340 jest wspierane przez pakiet programowy *nRF Connect SDK*. Zestaw uruchomieniowy nRF5340 PDK (*Preview Development Kit*) firmy Nordic Semiconductor to wszechstronny zestaw do pracy z układem scalonym nRF5340 tej firmy. Posiada wbudowany debuger SEGGER J-Link umożliwiający programowanie i debugowanie zarówno zamontowanego układu SoC, jak i zewnętrznych układów SoC poprzez złącze debugowania. Posiada łącza rozszerzeń kompatybilne z Arduino Uno Revision 3, dzięki czemu można z łatwością montować płytki rozszerzeń (shields). Zestaw pracuje z dużą liczbą środowisk programowych i aplikacji narzędziowych.

Podziękowania dla pana Macieja Michna z Centrum badań i rozwoju Nordic Semiconductor w Krakowie za udostępnienie modułów sprzętowych nRF5340 PDK.

Układ scalony nRF5340

Układ firmy Nordic Semiconductor posiada dwa rdzenie ARM Cortex-M33:

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

Rdzeń aplikacyjny:
- 128/64 MHz ARM Cortex-M33, FPU oraz instrukcje DSP, 8 kB 2-drożnej asocjacyjnej pamięci podręcznej,
- 1 MB Flash + 512 kB RAM,
- 510/255 CoreMark, 65/76 CoreMark/mA.

Rdzeń komunikacyjny (*network*):
- 64 MHz ARM Cortex-M33, 2 kB pamięci podręcznej,
- 256 kB Flash + 64 kB RAM,
- Bardzo niski pobór mocy,
- 238 CoreMark, 101 CoreMark/mA.

Zasoby cyfrowe:
- Oscillatory: 64 MHz z zewnętrznym kwarcem 32 MHz, 32 kHz z kwarcem, RC lub syntezowane,
- Wiele układów peryferyjnych: 3×UART, 3×TWI (I^2C), PDM, I^2S, SPI (32 MHz), szyfrowane QSPI (96 MHz), 3×PWM, 12-bit ADC (200 ksps), komparator, NFC-A, USB 2.0 (12 Mbps full-speed), QDEC, 6×32 bit timer/counter, 4×24 bit licznik czasu rzeczywistego.

Transmisja:
- Układ umożliwia w pasmie 2,4 GHz transmisję z protokołem: Bluetooth 5.1 (2 Mbps, 1 Mbps, Long Range), *Direction Finding*, Bluetooth Mesh, Thread, Zigbee, IEEE 802.15.4 (250 kbps), ANT oraz protokół autorski (2 Mbps/1 Mbps),
- Dodatkowo układ umożliwia jednoczesną (concurrent) pracę w jednej sieci z protokołem Bluetooth LE oraz w drugiej sieci z protokołem Bluetooth Mesh, Thread lub Zigbee,
- Programowana moc wyjściowa w zakresie od -20 dBm do +3 dBm z krokiem 1 dB,
- Czułość odbiornika: Bluetooth LE: –97,5 dBm dla 1 Mbps, –94,3 dBm dla 2 Mbps,
- Zasilanie (DC/DC 3 V): 4,7 mA dla +3 dBm TX, 3,2 mA dla 0 dBm TX, 2,6 mA dla RX (1 Mbps), 3,0 mA dla RX (2 Mbps).

Układ pracuje z napięciem zasilania 1,7 V do 5,5 V. Pobór mocy (DC/DC 3 V):
- 1,1 µA – System OFF, 1,5 µA – System ON, 1,6 µA – System ON (+RTC), 1,8 µA – System ON (+64 kB RAM + RTC).

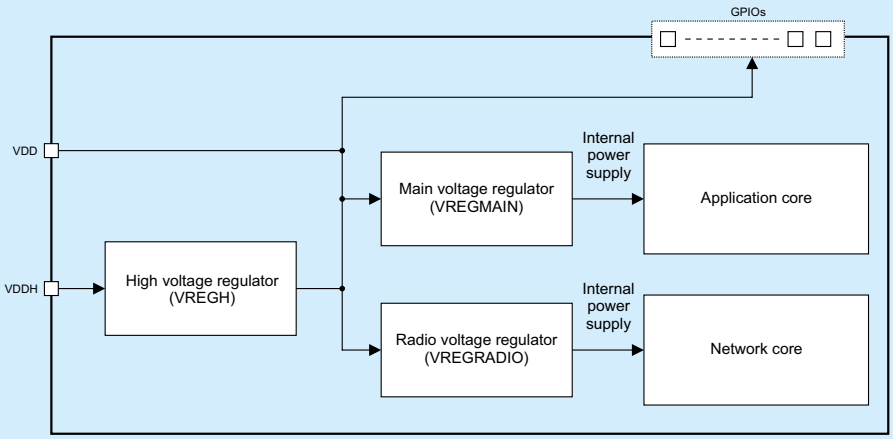
Bezpieczeństwo:
- Układ zapewnia bezpieczne bootowanie oraz aktualizację oprogramowania poprzez radio,
- Arm TrustZone – umożliwia zaufane wykonanie kodu,
- Arm CryptoCell-312 – sprzętowe wykonanie większości Internetowych standardów szyfrowania,
- Bezpieczne przechowywanie kluczy, 128-bit AES, SPU, KMU, ACL.

Tryby zasilania układu scalonego nRF5340

Organizację układu zasilania pokazuje **rysunek 1**. Układ posiada trzy regulatory zasilania:
- Regulator wysokiego napięcia (VREGH): wejście 2,5...5,5 V, wyjście 1,8...3,3 V. Pracuje w trybie LD (domyślnie) lub DC/DC (wymaga zewnętrznego układu LC),
- Regulator główny (VREGMAIN): wejście 1,7...3,6 V. Pracuje w trybie LD (domyślnie) lub DC/DC (wymaga zewnętrznego układu LC). Dostarcza zasilania do rdzenia aplikacyjnego,
- Regulator radiowy (VREGRADIO), pracuje tak jak regulator główny. Dostarcza zasilanie do rdzenia komunikacyjnego.

Włączenie trybu DC/DC powoduje zwiększenie efektywności pracy regulatora. Moduł USB posiada osobny układ zasilania z własnym regulatorem LDO 3,3 V. Do wejścia tego regulatora jest podawane napięcie 5 V z szyny USB.

Regulatory pozwalają na skonfigurowanie dwóch trybów zasilania:



Rysunek 1. Organizacja układu zasilania procesora nRF5340 [3]

- Tryb z normalnym napięciem zasilania – regulator wysokiego napięcia jest wyłączony. Wejściowe napięcie zewnętrzne jest dołączone do wyprowadzenia VDD a następnie do regulatora głównego, do regulatora radiowego oraz do układów sterowania wyprowadzeń (GPIO),
- Tryb z wysokim napięciem zasilania – pracują wszystkie regulatory. Napięcie wyjściowe z regulatora wysokiego napięcia może być użyte do zasilania zewnętrznych układów z wyprowadzenia VDD.

Procesor nRF5340 posiada bardzo rozbudowany układ monitorowania zasilania z układami POR, BOR i komparatorem napięcia zasilania. Każdy rdzeń posiada osobny układ zarządzania zasilaniem oraz sygnałami zegarowymi. Układ zegarowy każdego rdzenia generuje kilka zegarów wysokiej i niskiej częstotliwości.

Architektura układu scalonego nRF5340

Schemat blokowy procesora nRF5340 jest pokazany na **rysunku 2**. Rdzeń aplikacyjny ARM Cortex-M33 zapewnia energooszczędną arytmetykę (DSP), obliczenia zmiennoprzecinkowe (FPU), kontroler przerwań (NVIC) oraz moduł ochrony pamięci (MPU). Może pracować z obniżoną częstotliwością zegara ze 128 MHz do 64 MHz co pozwala na zmniejszenie mocy zasilania. Ma dołączoną pamięć Flash (1 MB) oraz RAM (512 kB). Jest przeznaczony wyłącznie do pracy aplikacji użytkowej. Ma zastosowaną najnowszą technologię Arm TrustZone oraz Arm CryptoCell 312. Technologia Arm TrustZone oznacza, że moduł posiada obszary zabezpieczone oraz nie zabezpieczone. Aspekty krytyczne, jak obsługa kryptograficzna i klucze, mogą być umieszczone w obszarze zabezpieczonym, do którego nie ma bezpośredniego dostępu. Zapewnia to najwyższy poziom szyfrowania i zabezpieczeń aplikacyjnych na rynku. Obie technologie zapewniają również bardzo energooszczędną pracę.

Rdzeń komunikacyjny ARM Cortex-M33 jest przeznaczony do obsługi komunikacji radiowej. Rdzeń komunikacyjny ma dołączony koprocesor kryptograficzny do wykonywania w locie operacji zgodnych z 128-bit AES/ECB/CCM/AAR.

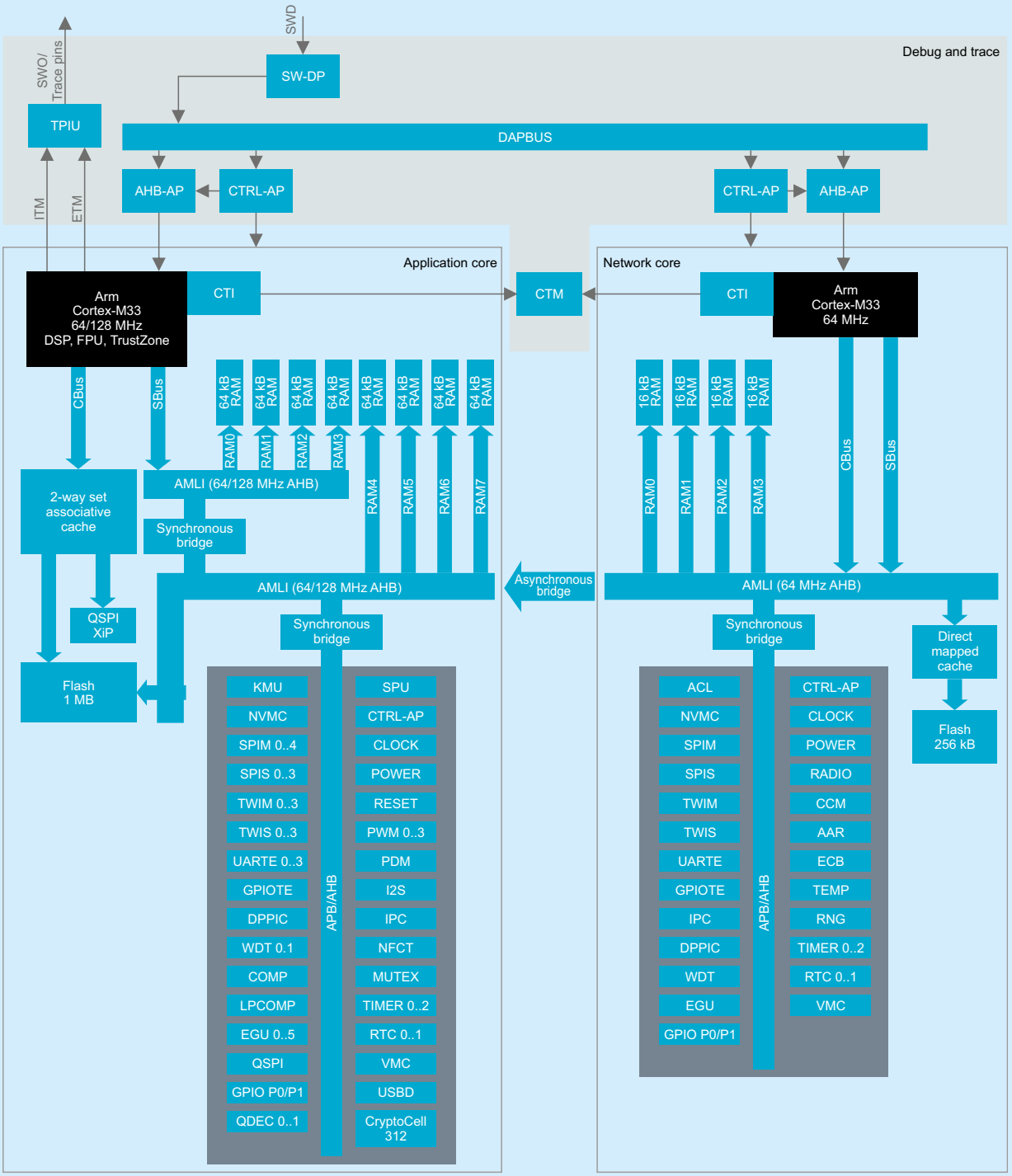
Każdy rdzeń posiada własny układ IPC (*Inter-processor communication)* służący do wysyłania i odbioru zdarzeń pomiędzy nimi. Komunikacja zachodzi poprzez wiele kanałów.

Pamięć dołączona do rdzenia aplikacyjnego jest wmapowana do przestrzeni adresowej rdzenia komunikacyjnego. Oznacza to, że rdzeń komunikacyjny może ją wykorzystywać jako pamięć współdzieloną do komunikacji.

Procesor posiada też układ MUTEX (*Mutually exclusive peripheral*), dostępny z obu rdzeni, służący do zablokowania zasobu współdzielonego przez oba rdzenie. Dzielony zasób może być użyty tylko przez jeden rdzeń i przez ten czas jest zablokowany. Do blokowania i odblokowania służą bity w specjalnych rejestrach MUTEX.

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 2. Schemat blokowy procesora nRF5340 [3]

System debugowania procesora posiada sieć wyzwalania skrośniego, która może być zastosowana do jednoczesnego startowania i zatrzymywania pracy obu rdzeni. Każdy rdzeń posiada układ CTI (*Cross-Trigger Interface*), który może generować lub odbierać sygnały wyzwalania wystawiane przez rdzeń lub blok debugowania. Układ CTM (*Cross-Trigger Matrix*) ma cztery kanały do konfigurowania przesyłania sygnałów pomiędzy rdzeniami. Całość pozwala na synchroniczne zatrzymanie pracy rdzenia komunikacyjnego gdy zatrzymywany jest rdzeń aplikacyjny.

Każdy rdzeń procesora posiada zestaw własnych modułów peryferyjnych. Dodatkowo rdzeń komunikacyjny ma dostęp do układów peryferyjnych dołączonych do rdzenia aplikacyjnego.

Kolejny mechanizm precyzyjnej synchronizacji pracy modułów peryferyjnych dają moduły DPPI (*Distributed Programmable Peripheral Interconnect*) składające się z modułu konfiguracji DPPPC oraz kanałów. Synchronizacja jest wykonywana bez udziału CPU. Przy zastosowaniu modułu CTI synchronizacja pracy może być wykonywana pomiędzy modułami peryferyjnymi dołączonymi do różnych rdzeni.

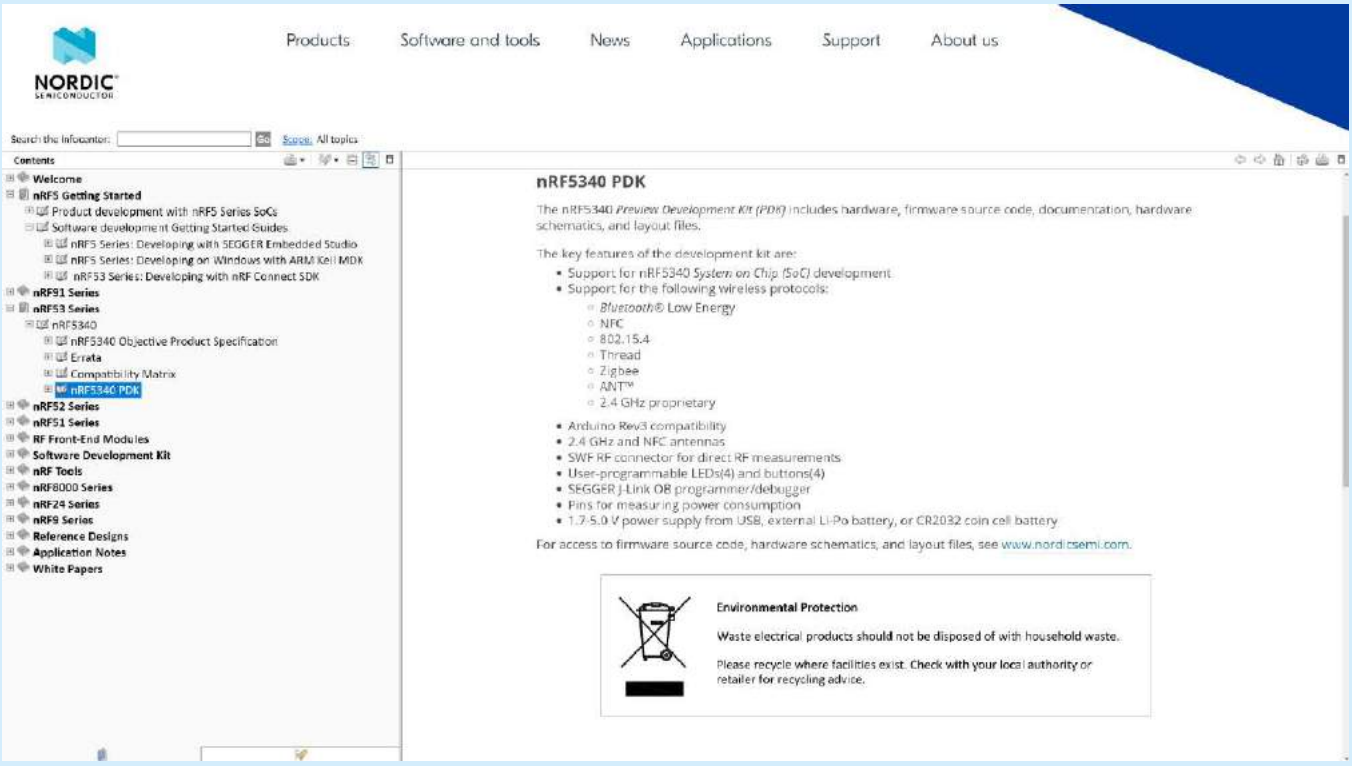
Architektura modułów peryferyjnych jest podobna, jak w układach serii nRF52. Układ udostępnia 48 wyprowadzeń GPIO (w obudowie 7×7 mm aQFN94), cztery zegary RTC (24b), 6 tajmerów (32b), przetwornik ADC (12b, 200 ksps), interfejs mikrofonu cyfrowego (PDM), cztery wyjścia PWM, port I²S, cztery porty UART, trzy porty I²C oraz cztery porty SPI. Port QSPI (96 MHz) umożliwia wykonywanie kodu z dołączonej zewnętrznej pamięci Flash.

Dokumentacja

W artykule „Nordic Semiconductor unveils world's first dual ARM Cortex-M33 processor wireless SoC for the most demanding low

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 3. Portal z dokumentacją firmową Nordic Semiconductor

power IoT applications" zamieszczony jest opis układu scalonego [8]. W następnym artykule „Meet the nRF5340, Nordic's New Dual--Core Flagship SoC" znajduje się opis zestawu i oprogramowania [7].

Dokumentacja dotycząca układu scalonego nRF5340 jest dostępna poprzez portal firmy Nordic Semiconductor na stronie produktu „nRF5340 System on Chip" [1]. Znajduje się tam odnośnik do krótkiego opisu zamieszczonego w pliku *„nRF5340 SoC PB.pdf"* [2].

Dolna część strony nRF5340 jest zorganizowana w postaci trzech zakładek:

- Overview – Zwiera odwołanie do strony modułu nRF5340 PDK. Są też odwołania do stron z opisem oprogramowania: *nRF Connect SDK* [9], *nRF Connect for Desktop* [10], *nRF Command Line Tools* oraz *Mobile apps*,
- Downloads – Zawiera odnośniki do źródłowych plików aplikacyjnych. Obecnie znajduje się odnośnik do sprzętowego projektu referencyjnego,
- Get started – Zwiera odwołanie do strony modułu nRF5340 PDK oraz odnośnik do wideo *Introducing the nRF5340 PDK* [12].

Po kliknięciu na przycisk *Documentation* otwierany jest dokładny opis układu nRF5340 zawarty w dokumencie *„nRF5340 Objective Product Specification v0.5.1"* [3].

Dokumentacja dotycząca zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK jest dostępna poprzez portal firmy Nordic Semiconductor na stronie produktu „nRF5340 PDK Preview development kit" [4]. Znajduje się tam odnośnik do krótkiego opisu zamieszczonego w pliku *„nRF5340 PDK PB.pdf"* [5].

Dolna część strony nRF5340 PDK jest zorganizowana w postaci trzech zakładek:

- Overview – Zwiera odwołanie do strony procesora nRF5340. Są też odwołania do stron z opisem oprogramowania: *nRF Connect for Desktop* [10], *nRF Command Line Tools* oraz *nRF Connect for Mobile* oraz odwołanie do strony z opisem zestawu *Power Profiler Kit* [11].
- Downloads – Zawiera odnośnik do plików aplikacyjnych przykładowego projektu *Heart Rate Monitor Demo*. Schematy płytki zestawu i anteny NFC oraz pliki konstrukcyjne znajdują się w pliku zip *„nRF5340 Preview Development Kit – Hardware files 0_8_0.zip"* [3].
- Get started – W polu *Connect and test* jest opisane postępowanie od wyjęcia modułu z pudełka. W polu *Next Step* jest odnośnik do dokumentu *nRF53 Series: Developing with nRF Connect SDK Getting Started Guide v1.0* [13]. Poniżej opisu znajduje się prezentacja wideo [12] oraz wybrane posty z bloga *„Nordic DevZone"*.

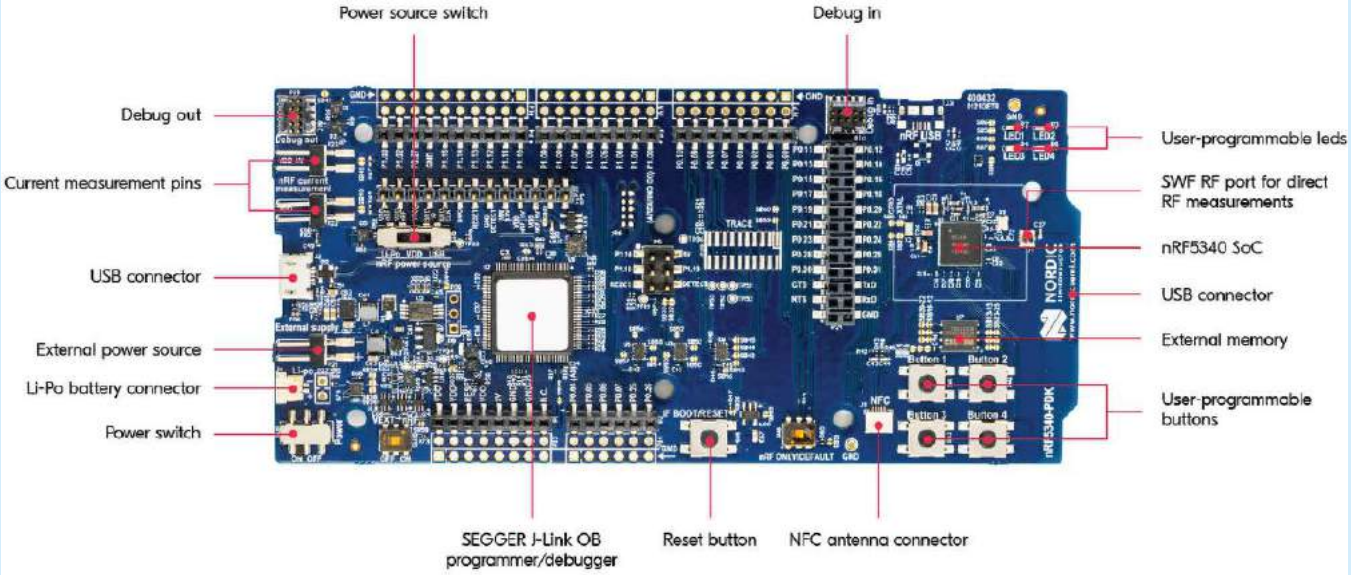
Na stronie produktu „nRF5340 PDK Preview development kit" [4] nie ma odwołania do dokumentacji zestawu, choć znajduje się ona na portalu firmowym. Na portalach firmowych Nordic Semiconductor dosyć trudno znaleźć i zorientować się w odwołaniach do dokumentacji. Dosyć obszerna dokumentacja zestawu, narzędzi programowych i oprogramowania znajduje się w portalu *Infocenter* z dostępem do opisów w formacie plików pdf oraz stron html (**rysunek 3**). W ścieżce *nRF5 Getting Started* znajduje się document *nRF53 Series: Developing with nRF Connect SDK* [13]. W ścieżce *nRF53 Series* znajduje się opis układu nRF5340 w dokumencie „nRF5340 Objective Product Specification v0.5.1" [3] oraz dokładny opis zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK w dokumencie *„nRF5340 PDK User Guide, v1.0"*, [6]. W ścieżce *Software Develompent Kit* znajduje się dokumentacja pakietu *nRF Connect SDK* [9]. W ścieżce nRF Tools znajduje się dokumentacja: nRF5x Command Line Tools [14], nRF Connect for Desktop [10] oraz Power Profiler Kit [11]. Udostępnione jest też krótkie wideo *Introducing the nRF5340 PDK* [12]. Kolejne wideo „nRF5340 PDK Unboxing!" znanego portalu Hackster.io zawiera prezentację zestawu uruchomieniowego, a także stron opisu na portalu producenta [16].

Budowa zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK

Zestaw uruchomieniowy nRF5340 PDK (PCA10095) ma dosyć skomplikowaną budowę. Sam układ scalony zajmuje tylko mały kawałek płytki drukowanej. Pozostałą powierzchnię zajmują złącza, rozbudowany układ zasilania oraz układ debugera sprzętowego. Sygnały i zasilanie jest podawane poprzez multipleksery co zdecydowanie pogarsza czytelność schematu. Dlatego bardzo istotny jest dobry opis działania zestawu. Na pojedynczej płytce drukowanej są umieszczone wszystkie elementy, oprócz anteny NFC (**rysunek 4**). Antena NFC jest dostarczona w zestawie osobno. Na płytce drukowanej zestawu jest zamontowane złącze NFC (J5) do dołączenia anteny NFC.

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 4. Rozmieszczenie elementów zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK [5]

Schemat blokowy zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK został pokazany na **rysunku 5**. Najważniejszym elementem płytki jest układ scalony procesora nRF5340, zalutowany po prawej stronie płytki drukowanej. Do układu scalonego dołączony jest kwarc 32,768 kHz oraz kwarc 32 MHz. Bezpośrednio obok układu scalonego ***nRF5340*** (U1) umieszczone są elementy dopasowania anteny oraz antena wykonana w postaci ścieżki drukowanej (PCB). Zamontowane jest również gniazdko antenowe J1 typu SWF z wyłącznikiem (rysunek 4). Gdy wtyczka nie jest włożona do gniazdka to sygnał wyjściowy jest dołączony do anteny PCB.

Na górze układu scalonego U2 (debugera SEGGER) jest naklejona nalepka, na której są umieszczone istotne dane (od góry):

- Numer typu płytki: PCA10095
- Wersja sprzętu: 0.8.0
- Data produkcji (rok. numer tygodnia): 2019.45
- Numer seryjny płytki.

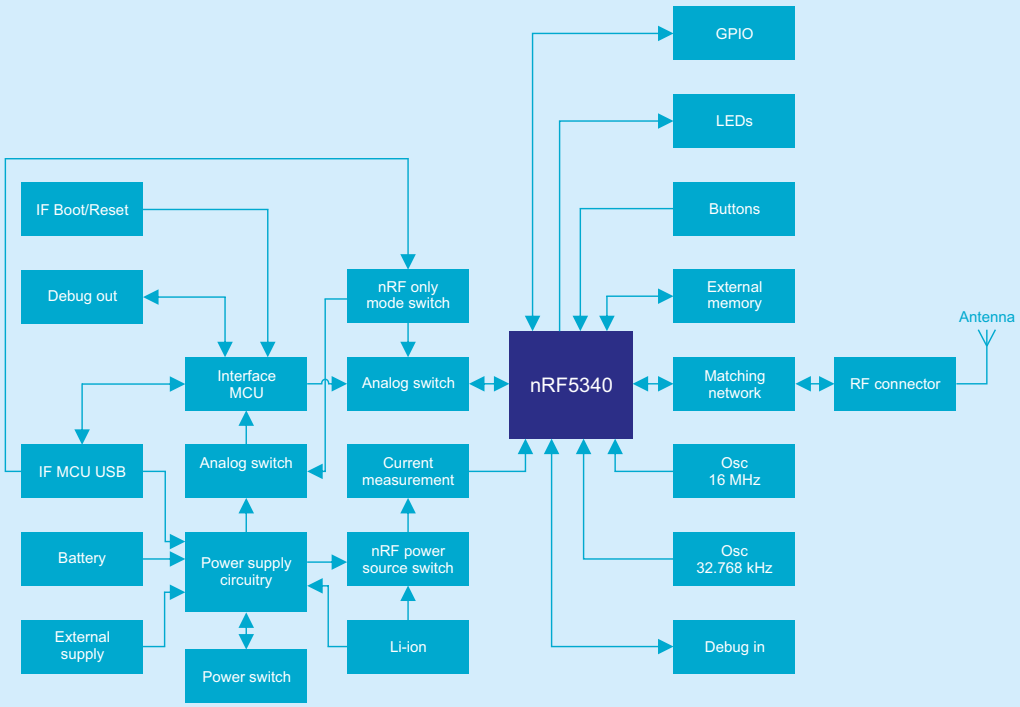
Na dolnej powierzchni płytki wykonany jest nadruk z opisem funkcji wyprowadzeń GPIO procesora.

Przycisk *IF Boot/Reset*

Podczas normalnej pracy przycisk *IF Boot/Reset* pełni funkcję przycisku Reset. Poprzez multiplekser elektroniczny U6 jest on dołączony do wyprowadzenia /RESET układu scalonego *nRF5340* (U1). Aby wprowadzić zestaw uruchomieniowy nRF3840 PDK w tryb bootowania należy przytrzymać wciśnięty przycisk *IF Boot/Reset* podczas podawania napięcia zasilania do zestawu. Dioda LED5 zacznie pulsować, co sygnalizuje wejście zestawu w tryb bootowania. Ten tryb umożliwia załadowanie kodu nowego oprogramowania do zestawu i jego zaprogramowanie przez oprogramowanie narzędziowe pracujące na komputerze PC.

Gniazdko *Interface MCU USB Connector*

Podstawowym złączem do pracy z zestawem uruchomieniowym nRF5340 DK jest gniazdko *Interface MCU USB Connector* (J2) typu Micro-USB, umieszczone na lewej krawędzi płytki drukowanej (rysunek 4). Dostarcza ono zasilania VBUS dla płytki. Do sygnałów danych gniazdka dołączona jest dioda PRTR5V0U2X (Nexperia)



Rysunek 5. Schemat blokowy zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK [6]

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

zabezpieczająca przed ESD. Sygnały danych są dołączone do układu scalonego *MK22FN128VLL10* (U2, NXP), który realizuje układ debugera SEGGER J-Link OB. Układ U2 obsługuje również cztery sygnały dołączone do modułu peryferyjnego UART układu scalonego nRF5340 (U1): P0.19 (RTS), P0.20 (TXD), P0.21 (CTS) oraz P0.22 (RXD). Port ten jest widoczny na komputerze jako wirtualny port COM o nazwie *nRF Connect USB CDC ACM*. Oprogramowanie obsługujące ten port musi obsługiwać sygnał DTR.

Gniazdko *nRF USB Connector (J3)*

Na górnej krawędzi płytki drukowanej jest jeszcze miejsce przewidziane na drugie gniazdko *nRF USB Connector* (J3) typu Micro-USB (rysunek 4) do obsługi portu USB. Po zamontowanie gniazdka dostarcza ono źródła zasilania *VBUS_nRF* dla modułu peryferyjnego USB układu scalonego *nRF5340* (U1). Sygnały danych są bezpośrednio dołączone do wyprowadzeń *D–* oraz *D+* układu scalonego nRF5340 (U1). Do sygnałów danych gniazdka dołączona jest miejsce na diodę PRTR5V0U2X (Nexperia) zabezpieczająca przed ESD.

Diody LED

Diody LED1...LED4 są dołączone do wyprowadzeń P0.28...P0.31 układu scalonego *nRF5340* (U1). Diody świecą po podaniu napięcia zerowego. Oznacza to, że podanie na wyjście GPIO procesora sygnału niskiego aktywuje diody. Na płytce zestawu jest jeszcze dioda LED5 dołączona do debugera SEGGER.

Przyciski użytkownika

Na górnej stronie płytki drukowanej zestawu umieszczone są przyciski użytkownika SW1...SW4 zwierające do masy. Przyciski SW1...SW4 są bezpośrednio dołączone do wyprowadzeń (odpowiednio): P023, P0.23, P0.08 oraz P0.09 układu scalonego *nRF5340* (U1). Jest jeszcze dioda LED5 dołączona do układu scalonego U2 debugera.

Złącza sygnałowe

Na płytce drukowanej zestawu zamontowane są złącza kołkowe ze standardowym odstępem 2,54 mm. Na złączu P1 wyprowadzone jest zasilanie VIO (VDD), V5V (5 V), VIN, masa (GND) oraz sygnał Reset (RESET). Złącza P1...P4 mają rozmieszczenie zgodne ze standardem Arduino Uno Revision 3 i zgodne z nim rozmieszczenie sygnałów.

Wyprowadzenia układu scalonego *nRF5340* (U1) są dołączone do złącz P2, P3, P4, P6. Dodatkowo na płytce są umieszczone otwory do zamontowania dwurzędowych złączy P13...P17, gdzie w jednym rzędzie jest podana masa a w drugim sygnały ze złącz (odpowiednio) P1, P2, P3, P4, P6. Kolejne wyprowadzenia układu scalonego *nRF5340* (U1) są dołączone do złącz P5 oraz P24. Na złączach założone są plastykowe nakładki (potrzebne w trakcie montażu płytki) – należy je zdjąć przed rozpoczęciem użytkowania złącz.

Na dolnej stronie płytki drukowanej zamieszczone są pola lutownicze do zamontowania złączy powierzchniowych P7...P12 oraz P26. Zamontowany jest też uchwyt do standardowej baterii CR2032 z założoną baterią.

Na płytce jest rozmieszczonych dużo zwór lutowniczych do konfigurowania pracy oraz sporo punktów pomiarowych. Dokładny opis ich znaczenia i rozmieszczenia jest zamieszczony w dokumencie [6] oraz na schemacie, dostępnym do pobrania ze strony produktu [4]. Na złączu P28 udostępnione są wyprowadzenia dodatkowego wzmacniacza operacyjnego U19B.

Układ zasilania

Układ zasilania zestawu uruchomieniowego nRF5340 DK jest dosyć skomplikowany. W jego zrozumieniu nie wystarczają opisy w dokumencie *„nRF5340_PDK_User_Guide_v1.0”* [6], bardzo przydaje się schemat płytki zestawu zamieszczony w pliku *„PCA10095_Schematic_And_PCB”* [4]. Układ zawiera wiele scalonych przełączników mocy z dosyć skomplikowanym systemem sterowania.

Zestaw może być zasilany z kilku źródeł:

Z1. Zasilanie **VBUS** (5 V): Pobierane z gniazdka *Interface MCU USB Connector* (J2) typu Micro-USB. Jest to podstawowe źródło zasilania,

Z2. Zasilanie **VBUS_nRF** (5 V): Pobierane z gniazdka *nRF USB Connector* (J3) typu Micro-USB (nie zamontowane). Przede wszystkim jest to źródła zasilania *VBUS_nRF* dla modułu peryferyjnego USB układu scalonego *nRF5340* (U1). Może też być źródłem zasilania dla regulatora napięcia V5V,

Z3. Zasilanie zewnętrzne **VLi-Ion** (2,5...5,0 V): Z baterii Lithium polymer (Li-Po) pobierane z gniazdka *„Li-po”* J6 lub P27,

Z4. Zasilanie zewnętrzne **VIN3-5V**: Pobierane z gniazdka P20 (P20.9).

Z5. Zasilanie zewnętrzne **VEXT** (1,7...3,6 V, punkt testowy TP27): Pobierane z gniazdka *„External Supply”* (P21),

Z6. Zasilanie zewnętrzne **VBAT (**punkt testowy TP26): Z baterii CR2032, pobierane z uchwytu baterii zainstalowanego na spodzie płytki drukowanej zestawu (punkt testowy TP26).

Wybrane pozostałe artykuły kursu Systemy dla Internetu Rzeczy:
[S29] Zestaw uruchomieniowy nRF52840 DK, EP 9/2019

Literatura:

[1] nRF5340, System on Chip, Product Page, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/2v3VMAI***
[2] nRF5340 Product Brief, Version 1.1, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/2RaCv9s***
[3] nRF5340 Objective Product Specification, v0.5.1, 2019-12-06, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/366E2RZ***
[4] nRF5340 PDK, Preview development kit, Product Page, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/3alFvY9***
[5] nRF5340 PDK Product Brief, Version 1.1, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/366E2RZ***
[6] nRF5340 PDK User Guide, v1.0, 2019-11-13, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/3ap8Y3k***
[7] Meet the nRF5340, Nordic's New Dual-Core Flagship SoC, Petter Myhre, November 20, 2019, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/2sAOW4G***
[8] Nordic Semiconductor unveils world's first dual Arm Cortex-M33 processor wireless SoC for the most demanding low power IoT applications, 14 Nov 2019, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/2R6Djfi***
[9] nRF Connect SDK, v1.0.99, Oct 03, 2019, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/2MUbLYk***
[10] nRF Connect for Desktop, Product Page, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/2Cugbz5***
[11] Power Profiler Kit, Strona produktu, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/2JWA0Cx***
[12] Introducing the nRF5340 PDK, Video 5:39, 14 lis 2019, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/2TE1nI1***
[13] nRF53 Series: Developing with nRF Connect SDK Getting Started Guide v1.0, 2019-11-13, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/2TONPd9***
[14] nRF5x Command Line Tools, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/3654N9n***
[15] nRF Toolbox App, ***http://bit.ly/30Llm9z***
[16] nRF5340 PDK Unboxing!, 18:40, Hackster.io, 14 lis 2019, ***http://bit.ly/2TzJZ7v***

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie **www.media.avt.pl**

eprasa.pl 02a1ee88a2

Napięcie V5V

Napięcie V5V (5 V, 1 A, punkt testowy TP36) jest generowane przez przetwornik DC/DC XC9131 (U10) typu Boost regulator. Napięcie wejściowe regulatora U10 jest pobierane z kilku źródeł: Z1, Z2, Z3 oraz Z4. Każde źródło zasilania jest zabezpieczone poprzez szeregową diodę przed przepływem prądu wstecznego.

Napięcie VREG

Napięcie VREG (3 V, 0,6 A) jest generowane przez przetwornik DC/DC XC9236 (U11) typu Buck regulator z napięcia V5V. Jest to napięcie zasilania układów peryferyjnych dołączonych do układu scalonego *nRF5340* (U1).

Napięcie VDD płytki

Napięcie VDD (punkt testowy TP30) jest głównym zasilaniem płytki zestawu. Jest ono generowane przez wtórnik napięciowy U9A/Q7 [6]. Źródłem zasilania wtórnika napięciowego jest napięcie V5V. Napięcie wyjściowe wtórnika jest ustalane jako równe napięciu na wyprowadzeniu VDD układu scalonego nRF5340 (U1) lub napięciu zewnętrznego zasilania tego układu. Jest też możliwość pobierania napięcia VDD z napięcia VREG, VBAT oraz VEXT. Wykorzystane może być tylko jedno źródło zasilania.

W przypadku zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK nazwa VDD występuje niefortunnie dwa razy w zupełnie innym znaczeniu: raz jako nazwa sieci zasilania płytki oraz drugi raz jako nazwa wyprowadzenia układu scalonego nRF5340. Linia doprowadzająca napięcie do wyprowadzenia VDD układu scalonego nRF5340 (U1) ma na schemacie jednoznaczną nazwę VDD_nRF. Co nie powinno prowadzić do pomyłek.

Wybór sposobu zasilania układu scalonego nRF5340

Sposób zasilania układu scalonego nRF5340 (U1) jest wybierany przełącznikiem suwakowym „*nRF power source*" (SW9). Udostępnia on trzy położenia:

- **VDD** (ustawienie środkowe, domyślne) – Oba wyprowadzenia (VDD, VDDH) zasilania układu scalonego nRF5340 U1 są połączone razem. Zasilanie układu scalonego nRF5340 (U1) pracuje w trybie normalnym. W zależności od ustawienia przełącznika „***VEXT → nRF***" (SW10) źródło napięcia zasilania może być wybrane jako:
  - (OFF) Napięcie VDD.
  - (ON) Zasilanie zewnętrzne VEXT (1,7...3,6 V): Pobierane z gniazdka „*External Supply*" (P21). Także może być pobierane z zamontowanej pod płytką drukowaną baterii CR2032,
- **Li-Po** – Zasilanie zewnętrzne VLi-Ion (2,5...5,0 V): Z baterii Lithium polymer (Li-Po) pobierane z gniazdka „*Li-po*" J6 lub P27. Używamy nazwy „bateria" ale jest to oczywiście akumulatorek umożliwiający wielokrotne ładowanie,
- **USB** – Zasilanie VBUS_nRF (5 V): Pobierane z gniazdka „*Interface MCU USB Connector*" (J3) typu Micro-USB.

W dwu ostatnich przypadkach układ scalony nRF5340 (U1) pracuje w trybie wysokiego napięcia.

Aby reszta płytki była zasilana napięciem należy dołączyć do płytki drugie źródło zasilania Z1...Z4. Wtórnik napięciowy ustawia poziom napięcia głównego VDD na poziom zgodny z napięciem wyprowadzenia VDD układu scalonego nRF5340 (U1). Napięcie wyprowadzenia VDD jest ustawiane przez oprogramowanie.

Wiele wyprowadzeń układu scalonego nRF5340 (U1) jest dołączonych do multiplekserów sygnałowych zasilanych z napięcia VDD. Przełącznik „*nRF ONLY|DEFAULT*" (SW6) ustawia pracę multiplekserów interfejsu:

- nRF ONLY – wyłączone jest zasilanie multiplekserów. Układ scalony nRF5340 jest maksymalnie oddzielony od otoczenia co ustawia optymalne warunki pomiaru poboru prądu. Również wyłączane jest napięcie zasilania diod LED1…4 oraz zewnętrznej pamięci Flash.
- DEFAULT – domyślna praca z włączonym zasilaniem multiplekserów interfejsu i pamięci Flash.

Tryby pracy zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK

Zestaw może pracować w kilku trybach:

- ***USB detect mode*** – Wykrywane jest zasilanie podawane z gniazdka *Interface MCU USB Connector* (J2) typu Micro-USB. Z tego zasilania jest generowane napięcie VDD - główne zasilanie płytki zestawu. Jest to domyślny tryb pracy zestawu. Ustawienia przełączników:
  - „*nRF power source*" (SW9) – VDD (ustawienie środkowe),
  - „*nRF ONLY|DEFAULT*" (SW6) – DEFAULT,
  - „*VEXT → nRF*" (SW10) – OFF,
- ***nRF only mode*** – Tryb pracy samodzielnej układu scalonego nRF5340 (opis powyżej). Przełączniki ustawione tak jak w trybie *USB detect mode* jedynie przełącznik „*nRF ONLY|DEFAULT*" (SW6) ustawiony na pozycję nRF ONLY.

Wejście i wyjście debugowe

Gniazdko *Debug In* (P18) 2×5 ze standardowym odstępem 1,27 mm umożliwia dołączenie zewnętrznego układu debugera. Można go używać tylko wtedy, gdy nie jest dołączony kabelek do z gniazdka *Interface MCU USB Connector* (J2) lub gdy płytka pracuje w trybie *nRF only mode* (przełącznik „*nRF ONLY|DEFAULT* (SW6) ustawiony na pozycję nRF ONLY). Sygnały z gniazdka P18 są doprowadzone do układu scalonego nRF5340 (U1).

Do wyprowadzenia 1 gniazdka P18 (napięcie referencyjne) jest doprowadzone napięcie z wyprowadzenia VDD układu scalonego nRF5340 (U1).

Gniazdko powierzchniowe *TRACE* (P25) 2×10 ze standardowym odstępem 1,27 mm umożliwia prowadzenie śledzenia debugowego. Na płytce jest dostępne pole lutownicze do jego zainstalowania.

Gniazdko *Debug out* (P19) 2×5 ze standardowym odstępem 1,27 mm umożliwia dołączenie układu debugera SEGGER J-Link OB (zamieszczonego na płytce zestawu) do układu scalonego serii nRF53 znajdującego się na innej płytce drukowanej. Układ debugera pracuje z napięciem zasilania VDD, typowo 3 V. Gdy zostanie wykryte napięcie zasilania dołączonego układu na nóżce 1 gniazdka P19 to debuger pracuje tylko z zewnętrznym układem.

Na złączu P20 są dostępne sygnały do debugowania kart rozszerzeń standardu Arduino Uno Revision 3.

Przy używaniu gniazdek debugowych P18 oraz P19 należy zwrócić uwagę na położenie wyprowadzenia numer 1.

Program *nRF Connect for Desktop*

Program *nRF Connect for Desktop* jest platformą do uruchamiania aplikacji (app) przeznaczonych do obsługi specyficznych zadań [10]. Jest cała lista takich aplikacji: Power Profiler, Programmer, Bluetooth Low Energy oraz RSSI Viewer. Służą one do obsługi połączeń standardu BLE, optymalizacji zasilania, programowania układów SoC itd. Po zainstalowaniu programu, przy pierwszym uruchomieniu może być informacja o konieczności aktualizacji programu. Nawet jeśli została pobrana najnowsza wersja ze strony produktu. Aktualizację należy koniecznie wykonać.

Rozpoczęcie pracy z zestawem uruchomieniowym nRF5340 PDK

Przed dołączeniem zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK do komputera trzeba na nim zainstalować sterowniki:

1. Pobierz program *nRF Connect for Desktop* ze strony produktu [10]. Do wyboru są wersje dla trzech systemów operacyjnych: Windows

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

7/8/10, Ubuntu Linux 14.04/16.04/18.04 oraz OSX 10.

2. Zainstaluj program. To spowoduje zainstalowanie na komputerze sterowników dla nRF5340 USB Device Firmware Upgrade (DFU).

Teraz można wykonać poniższą sekwencję czynności:

1. Na płytce zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK ustaw przełącznik *„nRF power source”* (SW9) na pozycję *VDD* (środek).
2. Na płytce zestawu ustaw przełącznik *„nRF ONLY|DEFAULT* (SW6) w pozycję *DEFAULT*.
3. Na płytce zestawu ustaw przełącznik *„VEXT → nRF”* (SW10) w pozycję *OFF*.
4. Dołącz kabel USB do gniazdka USB-A komputera oraz do gniazdka *nRF USB Connector* (J2) typu Micro-USB, znajdującego się po lewej stronie płytki zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK.
5. Na płytce zestawu ustaw przełącznik *„Power”* (SW8) na pozycję *ON*.
6. Dioda czerwona stanu LED5 oraz dioda LED1 zacznie pulsować. Sygnalizuje ona, że zestaw uruchomieniowy nRF5340 PDK jest zasilany oraz pracuje poprawnie. Przyciśnięcie przycisku SW1... SW4 powoduje zmianę wyboru diody LED, pulsuje dioda LED o tym samym numerze co przycisk.
7. Po kilku sekundach komputer rozpozna zestaw uruchomieniowy nRF5340 PDK. Zostaną zainstalowane drajwery dla trzech komponentów: urządzenie złożone USB, JLink CDC UART Port oraz J-Link driver.
8. Do komputera zostanie dołączony też dysk zewnętrzny „JLINK”. Pojawi się okienko z informacją o możliwości pracy z tym dyskiem. Można je zamknąć.
9. Otwórz okno „Menedżer urządzeń” i sprawdź, czy są widoczne trzy wirtualne porty COM: *JLink CDC UART Port*.

Jeśli ma być używane połączenie standardu NFC to należy po kroku 4 dołączyć antenę NFC do gniazdka *„NFC”* (J5) znajdującego po prawej stronie, na dole płytki (rysunek 4). Następnie po kroku 5 należy przybliżyć smartfon do anteny.

Dysk „JLINK” może być zastosowany do programowania zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK poprzez przeciąganie na niego (drag-and-drop) pliku obrazu aplikacji w formacie HEX.

Pomiary prądu zasilania

Płytka zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK umożliwia dosyć łatwe monitorowanie poboru prądu układu scalonego nRF5340. Do pomiaru poboru prądu można użyć różnych przyrządów pomiarowych jak analizator mocy (z pomiarem dynamicznym), oscyloskop lub miernik prądu. Dla zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK można użyć, także dedykowanego zestawu Power Profiler Kit (PCA63511).

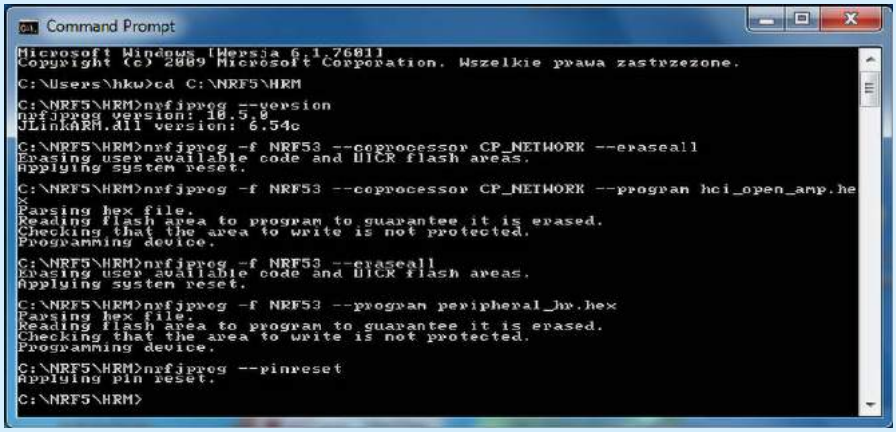
Typowy pomiar prądu zasilania układu scalonego nRF5340 jest wykonywany dla jego wyprowadzenia zasilania VDD. W tym celu należy:

- Przeciąć mostek lutowniczy SB40, znajdujący się po lewej stronie płytki drukowanej, na lewo od złącza P20,
- Zalutować rezystor SMD0402 10 Ω, na pole lutownicze R90 znajdujące się zaraz obok SB40.

Pomiar należy wykonywać na gniazdku *„nRF current measurement VDD”* (P22), znajdującym się zaraz obok SB40.

Można także wykonywać pomiar prądu dla wyprowadzenia zasilania VDDH. W tym celu należy:

- Przeciąć mostek lutowniczy SB41, znajdujący się po lewej stronie płytki drukowanej, na lewo od złącza P20.



Rysunek 6. Sekwencja programowania obu rdzeni procesora nRF5340

- Zalutować rezystor SMD0402 10 Ω, na pole lutownicze R91 znajdujące się zaraz obok SB41.

Pomiar należy wykonywać na gniazdku *„nRF current measurement VDD_HV”* (P23), znajdującym się zaraz obok SB43. Po wykonaniu pomiarów należy przywrócić standardową konfigurację płytki. Można wtedy albo zalutować mostek lutowniczy SB40 (i/lub SB41) albo założyć zworę na gniazdko P22 (i/lub P23).

W przypadku konieczności programowania układu scalonego nRF3840 zamontowanego na płytce zestawu należy odłączyć urządzenia pomiarowe i przywrócić standardową konfigurację płytki (zwarcie R90 i R91). Lutowanie rezystorów na płytkę może nie być łatwe, a za to może być kosztowne i niewygodne. Aby pomiary miały odpowiednią jakość należy zastosować rezystor z tolerancją 0,1%. Nie jest łatwo je zakupić i są dosyć kosztowne. Co więcej rezystory nie mogą być zamontowane gdy do pomiarów prądu jest używany dedykowany zestawu Power Profiler Kit (PCA63511). Dlatego wydaje się, że lepszym rozwiązaniem jest zastosowanie rezystora zalutowanego na wtyczkach wkładanej do gniazdka P22 i P23.

Oprogramowanie narzędziowe

Zestaw uruchomieniowy nRF5340 DK jest obsługiwany przez kilka środowisk programowania (IDE) przeznaczonych dla procesorów serii nRF53: SEGGER Embedded Studio (SES), MDK-ARM Keil µVision, GNU/GCC oraz IAR.

Dostępny jest firmowy pakiet programowy nRF Connect SDK (Software Development Kit) przeznaczonych dla obsługi różnych protokołów komunikacyjnych: Bluetooth, ANT, Bluetooth Mesh, Thread oraz Zigbee.

Dostępnych jest kilka firmowych aplikacji narzędziowych : nRF5x Command Line Tools, nRF Connect for Desktop (z aplikacjami: Power Profiler, Programmer, Bluetooth Low Energy oraz RSSI Viewer), nRF Connect for Mobile, nRF Sniffer, nRF Thread Topology Monitor i inne.

Dostępnych jest też kilka aplikacji mobilnych: nRF Toolbox App (kontener aplikacji z komunikacją BLE) i wiele innych. Więcej informacji można znaleźć na stronie produktu „nRF5340 PDK” [4].

Pierwszy test programowania

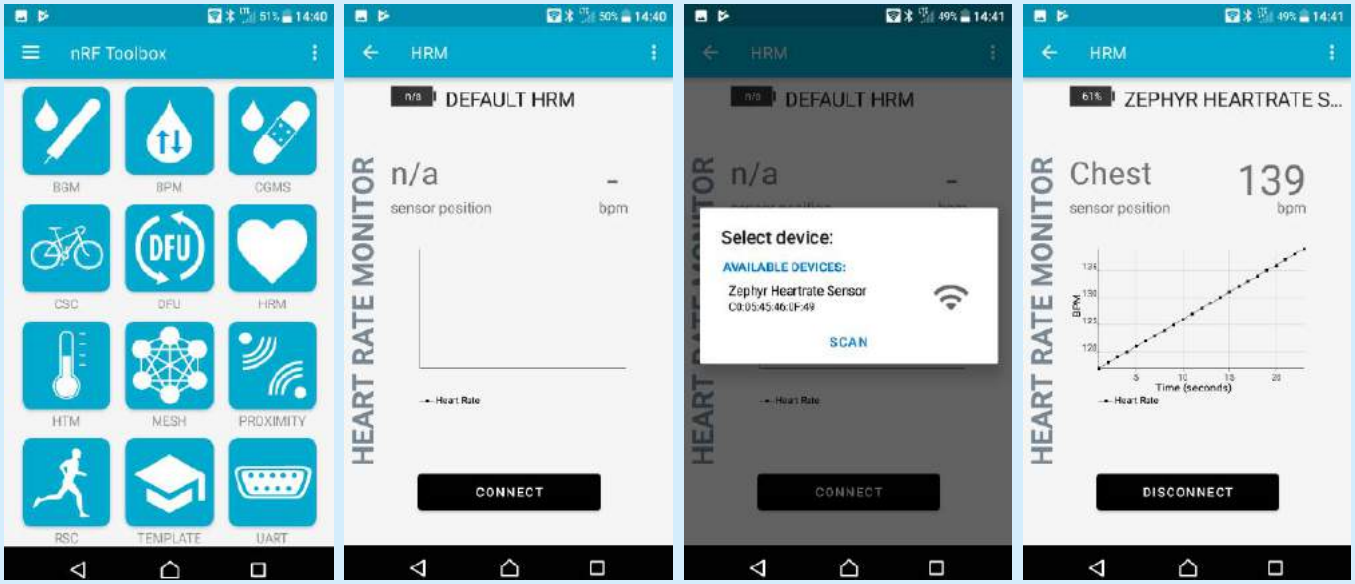
Zgodnie z sugestią na zakładce Getting Started strony nRF5340 PDK [4] pierwsze próby z programowaniem zestawu można przeprowadzić z wykorzystaniem firmowego demo. Oprogramowanie to integruje system operacyjny czasu rzeczywistego Zephyr, stos komunikacyjny BLEN oraz drajwery sprzętowe.

Najpierw należy rozpocząć pracę z zestawem uruchomieniowym nRF5340 PDK zgodnie z opisem zamieszczonym powyżej.

1. Na stronie *nRF53 Series: Developing with nRF Connect SDK Getting Started Guide v1.0* [13] przejdź do rozdziału *Running a first test,*

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 7. Praca z aplikacją Nordic nRF Toolbox (a, b, c, d)

2. Ze strony produktu „nRF5340 PDK" [4] pobierz na zakładce *Download* plik *Peripheral_Heart_Rate.zip* z kodem aplikacji demonstracyjnej *Heart Rate Monitor Demo,*
3. Rozpakuj plik zip w folderze o krótkiej ścieżce, np. C:\NRF5\HRM.

Folder zawiera dwa pliki HEX z kodem programu:

- hci_open_amp.hex – przeznaczony dla rdzenia komunikacyjnego,
- peripheral_hr.hex – przeznaczony dla rdzenia aplikacyjnego.

4. Ze strony *nRF Command Line Tools* pobierz plik instalacyjny *nRF-Command-Line-Tools_10_5_0_Installer.exe* [14],
5. Zainstaluj aplikację *nRF Command Line Tools v10.5.0* w domyślnym folderze,
6. Dołącz kabel USB do gniazdka USB-A komputera oraz do gniazdka *nRF USB Connector* (J2) typu Micro-USB, znajdującego się po lewej stronie płytki zestawu uruchomieniowego nRF5340 PDK,
7. Na płytce zestawu ustaw przełącznik „Power" (SW8) na pozycję ON. Dioda czerwona stanu LED5 oraz dioda LED1 zacznie świecić, dioda LED 1 pulsuje,
8. Otwórz okno *Command Prompt* i ustaw ścieżkę na folder z kodami źródłowymi (**rysunek 6**),
9. Wpisz polecenie: `nrfjprog –version`
10. Sprawdź czy wersja jest równa 10.5.0 lub nowsza,
11. Wpisz polecenie: `nrfjprog -f NRF53 --coprocessor CP_NETWORK --eraseall`
12. Wpisz polecenie: `nrfjprog -f NRF53 --coprocessor CP_NETWORK --program hci_open_amp.hex`
13. Wpisz polecenie: `nrfjprog -f NRF53 --eraseall`
14. Wpisz polecenie: `nrfjprog -f NRF53 --program peripheral_hr.hex`
15. Wpisz polecenie: `nrfjprog --pinreset`

Powyższa sekwencja kasuje i programuje pamięć Flash obu rdzeni procesora.

Kopiowanie ze strony internetowej linii polecenia (11) powoduje zgłoszenie błędu składni. Spowodowane jest to zastosowaniem przed opcją „eraseall" jako drugi myślnik (kreska) innego znaku (pauza?).

16. Pobierz aplikację *Nordic nRF Toolbox* z Google Play lub App Store i zainstaluj na komórce [15],
17. Włącz na komórce obsługę komunikacji Bluetooth,
18. Otwórz aplikację *nRF Toolbox,*
19. Kliknij na ikonkę *HRM* (**rysunek 7a**),
20. Kliknij *Connect* (**rysunek 7b**),
21. Wybierz *Zephyr Heartrate Sensor* (**rysunek 7c**). Pokazywane są symulowane dane częstości pracy serca (HR) oraz poziomu naładowania baterii (**rysunek 7d**).

Podsumowanie

Budowa układu scalonego nRF5340 sprawia imponujące wrażenie. Zwłaszcza bardzo niski pobór mocy przez moduł radiowy, możliwość wykonywania kodu z zewnętrznej pamięci Flash QSPI, współbieżna praca sieci BLE i sieci mesh z protokołem IEEE 802.15.4 oraz praca do 105°C.

Zestaw uruchomieniowy nRF5340 PDK ma budowę bardzo zbliżoną do zestawu uruchomieniowego nRF52840 DK [S29]. Bardzo ułatwia to rozpoczęcie pracy. Jednak pierwsze dołączenie zasilania do płytki raczej rozczarowuje. Wpisany na płytkę program pozwala tylko na mruganie diodami LED. Nie umożliwia on jednak komunikacji BLE. Jednak już pierwszy test programowania pokazuje potencjał układu scalonego nRF5340 i daje spory wgląd w możliwości różnorodnego firmowego oprogramowania, przygotowanego do pracy z układami scalonymi rodziny nRF53x. Dalsze prace programowe wymagają zastosowania pakietu *nRF Connect SDK* i zainstalowania środowisk programistycznych.

Henryk A. Kowalski
Instytut Informatyki
Politechnika Warszawska

REKLAMA
www.ep.com.pl

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

Eksperymenty z FPGA (3)

W poprzedniej części nauczyliśmy się tworzyć nowy projekt, symulować jego działanie oraz wgrywać go do układu FPGA. Teraz zajmiemy się modelowaniem podstawowych cegiełek takich jak licznik i rejestr przesuwny.

FTP
WSZYSTKIE POPRZEDNIE ODCINKI KURSU SĄ DOSTĘPNE NA STRONIE WWW.MEDIA.AVT.PL

Dlaczego nie przerzutnik T?

Najprostszą realizacją licznika binarnego jest kaskadowe połączenie przerzutników T. Konstrukcję taką pokazuje **rysunek 1**. Dla przypomnienia przerzutnik T jest to blok z jednym wejściem zegarowym (nazwijmy je CLK) oraz z jednym wyjściem (Q). Zbocze zegara powoduje zmianę stanu na jego wyjściu na przeciwny. Aby licznik zliczał w górę przerzutniki muszą reagować na ujemne zbocze zegara. Przebiegi czasowe w takim układzie pokazuje **rysunek 2**.

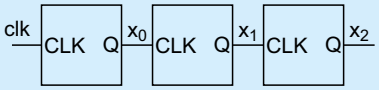
Nasz układ FPGA wyposażony jest w przerzutniki typu D reagujące na dodatnie zbocze. Jednak dałoby się z nich skonstruować przerzutniki reagujące na zbocze ujemne dodając dodatkową logikę jak pokazuje to **rysunek 3**. Takie rozwiązanie jednak nie jest zalecane. Powstały w ten sposób licznik jest asynchroniczny (*ripple counter*). Problemem jest tu szybkość propagacji sygnałów poprzez połączenia i tablice LUT oraz czasy reakcji przerzutników [1]. Zaleca się, aby logika zaimplementowana w układzie FPGA była synchronizowana wspólnym zegarem – czyli znajdowała się w jednej domenie zegarowej. W uproszczeniu można to rozumieć jako połączenie razem wszystkich wejść zegarowych przerzutników D.

Czasami zdarza się, że cześć bloków musi pracować na zegarze o innej częstotliwości. Pomiędzy takimi blokami konieczne są wtedy dodatkowe moduły synchronizujące sygnały. Noszą one nazwę CDC (*clock domain crossing* – przechodzenie pomiędzy domenami zegarowymi). Do rozprowadzania sygnału zegarowego przygotowane są także osobne ścieżki połączeniowe nazywane w układzie MAX10 *Global Clock Network* (globalna sieć zegara) [2]. Więcej informacji odnośnie synchronizacji i taktowania w układach FPGA można znaleźć w wykładach [4] i [5].

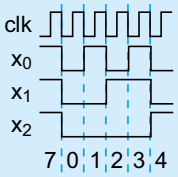
Wróćmy do naszego licznika, **rysunek 4** przedstawia jego synchroniczną wersję. Tak jak poprzednio składa się on z trzech przerzutników D. Tym razem jednak są one taktowane wspólnym sygnałem zegarowym. Ich wyjścia wchodzą następnie na logikę kombinacyjną, która realizuje dodawanie jedynki. Tutaj już określenie maksymalnej częstotliwości zegara jest łatwiejsze. Jego okres musi być większy niż łączny czas ustawienia się nowego stanu na wyjściu przerzutnika, propagacji przez logikę i jego ponownego zapisu. W uproszeniu układ z rysunku 4 można przedstawić „wektorowo" jak pokazuje to **rysunek 5**. Pogrubiona linia obrazuje przepływ nie jednego, ale (w tym przypadku) trzech sygnałów.

Poprzedni licznik zliczał od 0 do 7. Liczył więc modulo 8. Dla potęg dwójki następuje to automatycznie. Jednak aby zmienić ten zakres potrzebujemy dodatkowego kawałka logiki, który będzie odpowiadał za wyzerowanie licznika w odpowiednim momencie. Jego schemat jest pokazany na **rysunku 6**. Pozwala on na liczenie od 0 do N-1. Znajdujące się na nim przerzutniki D mają dwa dodatkowe wejścia. Pierwszym z nich jest SR, czyli reset synchroniczny. Ustawienie na nim jedynki logicznej powoduje wyzerowanie liczniki podczas następnego zbocza narastającego, niezależnie od aktualnej wartości na wejściu D. Drugim z nich jest CE (*clock enable* – włącz zegar). Ustawienie na tym wejściu zera powoduje „wyłączenie" przerzutnika. Oba te wejścia zostały dodane, ponieważ przerzutniki D wbudowane w układ MAX10 są w nie wyposażone. Wyjaśnienia wymaga także nowy blok logiki kombinacyjnej oznaczony jako „=". Na jego wyjściu jedynka pojawia się tylko gdy oba wektory wejściowe są takie same. Pozwoli nam on na generowanie dodatkowego sygnału wyjściowego OV (***overflow***) sygnalizującego przepełnienie się licznika.

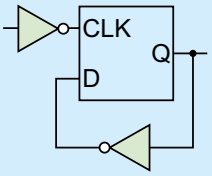
Początkowo mało intuicyjny jest fakt, że mimo iż liczymy do N-1, sygnał resetu generujemy już gdy wartość licznika jest równa N-2. Spowodowane jest to tym, że chcemy aby sygnał resetu nie był



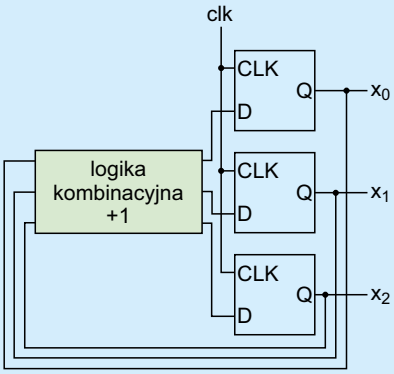
Rysunek 1. Licznik binarny zbudowany z połączonych kaskadowo przerzutników T



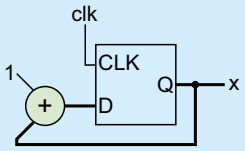
Rysunek 2. Przebiegi czasowe w liczniki z rysunku 1



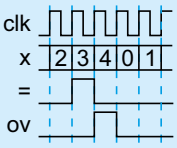
Rysunek 3. Realizacja przerzutnika T za pomocą przerzutnika D



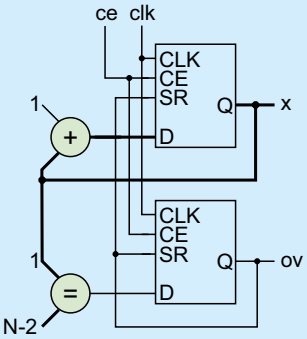
Rysunek 4. Synchroniczny licznik modulo 8



Rysunek 5. Licznik modulo 8 w wersji „wektorowej"



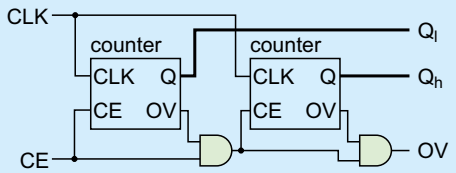
Rysunek 7. Przebiegi czasowe w liczniku modulo N



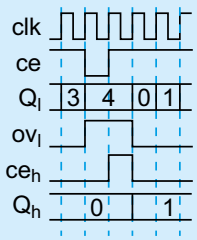
Rysunek 6. Licznik modulo N z sygnalizacją przepełnienia

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2



Rysunek 8. Kaskadowe połączenie dwóch liczników za pomocą wejścia clock enable



Rysunek 9 Przebiegi czasowe dla dwóch liczników połączonych kaskadowo

podawany bezpośrednio z logiki kombinacyjnej, ale został najpierw zapisany w rejestrze. Z tego powodu musimy ją wykrywać jeden takt zegara wcześniej. Dzięki temu, że licznik liczy po kolei możemy to zrealizować po prostu poprzez zmniejszenie liczby przy której zgłaszamy sygnał. Aby lepiej wyobrazić sobie jego działanie na **rysunku 7** przedstawiony jest przypadek dla N=5. Przebieg „=" oznaczający wyjście z bloku porównania ma stan wysoki podczas gdy x=3. Jednak zostaje on przepisany na wyjście ov dopiero na następnym takcie zegara, kiedy x osiągnie już wartość 4. Synchroniczny reset przerzutników D nastąpi dopiero na kolejnym zboczu zegara, co spowoduje, że kolejną wartością x będzie 0.

Licznik złożony z przerzutników T pozwala w łatwy sposób połączyć go kaskadowo z drugim licznikiem. Dla naszego licznika też jest to możliwe. Użyjemy w tym celu dodanego ostatnio złącza CE. Schemat takiego połączenia pokazuje **rysunek 8**. Na wejście CE licznika podłączamy iloczyn logiczny (i) wyjścia OV poprzedniego licznika oraz wszystkich poprzednich złącz CE. Przebiegi czasowe w tak powstałym układzie przedstawia pokazuje **rysunek 9**. Pierwszy licznik (Q_l) liczy modulo 5. W momencie doliczenia do 4 na jego wyjściu OV pojawia się stan wysoki. Tutaj widzimy dlaczego wejście CE_h drugiego licznika musi być iloczynem logicznym wyjścia OV_l i CE_l. Gdyby tego nie uwzględnić górny licznik został by zinkrementowany dwukrotnie.

Implementujemy licznik

Mamy już projekt modułu. Czas więc na jego implementację w języku SystemVerilog. Znajdziemy ją w repozytorium [6] w pliku 02_counter/counter.sv oraz na **listingu 1**. Jeżeli czytelnik sklonował już repozytorium podczas przeprowadzania eksperymentów z poprzedniej części, teraz wystarczy za pomocą polecenia pull pobrać najnowsze zmiany.

Dzięki dodaniu parametru N (w linii 11) nasz moduł może służyć jako licznik o dowolnej długości. Parametr W nie powinien być ustawiany, ale jest obliczany na podstawie poprzedniego. Funkcja $clog2 zwraca wartość logarytmu o podstawie 2 zaokrągloną w górę. Dzięki temu wiemy jakiej długości wektor jest potrzebny do przechowywania maksymalnej liczby.

Funkcje poszczególnych wejść i wyjść (linie 14...18) są takie same, jak omówione wcześniej. Wyjątkiem jest wejście rst, które służy jako asynchroniczny reset. Dzięki niemu w symulacji będziemy mogli zaczynać od ustalonego stanu, a podczas pracy ze sprzętem będziemy mogli zresetować układ za pomocą przycisku.

Logika jest zawarta w dwóch blokach always_ff: pierwszy z nich odpowiada za logikę licznika, a drugi wykrywa przepełnienie. Ponieważ zewnętrzny reset jest asynchroniczny musimy go dodać do listy. Ponieważ asynchroniczny reset przerzutników, które wchodzą w skład układy MAX10 jest wyzwalany stanem niskim, musimy wykrywać jego ujemne zbocze (negedge).

Listing 1. Implementacja licznika (02_counter/counter.sv)

```
10 module counter #(
11  parameter N = 25,
12  parameter W = $clog2(N)
13 ) (
14  input wire clk,
15  input wire rst,
16  input wire ce,
17  output logic [W-1:0]q,
18  output logic ov
19 );
20  always_ff @(posedge clk or negedge rst)
21      if (!rst)
22          q <= '0;
23      else if (ce)
24          if (ov)
25          q <= '0;
26      else
27          q <= q + 1'b1;
28
29  always_ff @(posedge clk or negedge rst)
30      if (!rst)
31          ov <= '0;
32      else if (ce)
33          if (ov)
34          ov <= 1'b0;
35      else
36          ov <= (q == N-2);
37 endmodule
```

Listing 2. Testbench licznika (*02_counter/counter_tb.sv*)

```
11 module counter_tb;
12  logic clk, rst, ce, ov1;
13
14  initial begin
15      clk <= '0;
16      forever #5 clk <= ~clk;
17  end
18
19  initial begin
20      rst <= 1'b0;
21      #10 rst <= 1'b1;
22  end
23
24  initial begin
25      ce <= 1'b1;
26      #20 ce <= 1'b0;
27      #20 ce <= 1'b1;
28      end
29
30  counter #(.N(10)) dut1 (
31      .clk(clk),
32      .rst(rst),
33      .ce(ce),
34      .q(),
35      .ov(ov1)
36  );
37
38  counter #(.N(3)) dut2 (
39      .clk(clk),
40      .rst(rst),
41      .ce(ce & ov1),
42      .q(),
43      .ov()
44  );
45 endmodule
```

Listing. 3. Skrypt uruchamiający symulację liczników (02_counter/counter_sim.do)

```
08 vlib work
09
10 vlog counter.sv
11 vlog counter_tb.sv
12
13 vsim -novopt work.counter_tb
14
15 add wave -position end sim:/counter_tb/clk
16 add wave -position end sim:/counter_tb/rst
17 add wave -position end sim:/counter_tb/ce
18 add wave -position end -unsigned sim:/counter_tb/dut1/q
19 add wave -position end sim:/counter_tb/dut1/ov
20 add wave -position end sim:/counter_tb/dut2/ce
21 add wave -position end -unsigned sim:/counter_tb/dut2/q
22 add wave -position end sim:/counter_tb/dut2/ov
23
24 run 40us
25 wave zoom full
```

Wewnątrz bloku always_ff najpierw następuje sprawdzenie resetu, ponieważ ma on najwyższy priorytet. Potem, jeżeli na wejściu ce panuje stan wysoki następuje wyzerowanie stanu (gdy wystąpi przepełnienie), albo jego inkrementacja.

Kod bloku wykrywającego przepełnienie (linie 29...36) jest bardzo podobny. Sprawdzenie następuje za pomocą operator porównania ==. Działa on bardzo podobnie do swojego kuzyna znanego z języka C.

Aby sprawdzić działanie użyjemy testbench przedstawiony na **listingu 2**. Znajdziemy go w pliku 02_counter/counter_tb.sv. Składa się on z dwóch liczników połączonych kaskadowo. Pierwszy z nich

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

(dut1) liczy od 0 do 9, a drugi (dut2) od 0 do 2. Łącznie można więc go traktować jako dziesiątkowy licznik liczący od 0 do 29. Wymuszenia są generowane w trzech niezależnych blokach initial. Pierwszy z nich dostarcza zegar o częstotliwości 10 jednostek czasu. Drugi odpowiada za globalny reset, który jest wymuszony przez pierwsze 10 jednostek symulacji. Ostatni wyłącza sygnał ce pomiędzy 20, a 40 jednostką.

Aby ułatwić uruchomienie symulacji powstał skrypt counter_sim.do. Jest on pokazany na **listingu 3**. Najpierw wybiera domyślną bibliotekę (linia 8), a następnie realizuje on kompilację źródeł (linie 10-11) i uruchamia symulację (linia 13). Linie od 15 do 22 odpowiadają za wyświetlenie przebiegów czasowych dla interesujących nas sygnałów. Warto zwrócić uwagę na linie 18 i 21, gdzie za pomocą flagi *-unsigned* określiliśmy, że wektory mają być traktowane jako liczba bez znaku i wyświetlone w systemie dziesiętnym. Polecenie run (linia 24) powoduje wykonanie 40 µs symulacji. Ostatnie polecenie dostosowuje powiększenie w taki sposób, abyśmy na ekranie wydzieli całą symulację. Teraz możemy uruchomić program ModelSim i za pomocą polecenia:

```
cd C:/sv/counter
```

Przejdziemy do folderu zawierającego nasz projekt (oczywiście należy zmienić ścieżkę na tą, pod którą sklonowaliśmy repozytorium z projektem pamiętając o zamianie backslashy \ na slashe /). Uruchamiamy skrypt rozkazem:

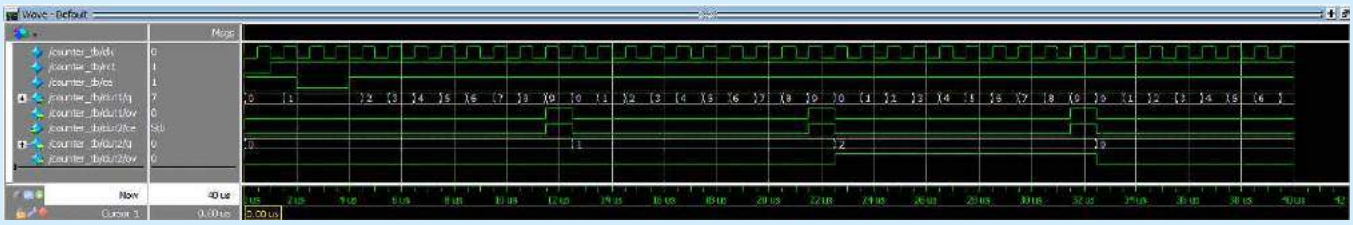
```
do counter_sim.do
```

Po jego wykonaniu zobaczymy wynik podobny do pokazanego na **rysunku 10**. Przedstawia on pełny obieg od 0 do 29.

Listing 4. Licznik sterujący diodami LED (02_counter/clk_counter.sv)

```
10 module clk_counter (
11  input wire clk,
12  input wire rst,
13  output logic [7:0]led
14 );
15  logic t100ms;
16
17  counter #(
18      .N(800000)
19  ) counter1 (
20      .clk(clk),
21      .rst(rst),
22      .ce(1'b1),
23      .q(),
24      .ov(t100ms)
25  );
26
27  counter #(
28      .N(256)
29  ) counter2 (
30      .clk(clk),
31      .rst(rst),
32      .ce(t100ms),
33      .q(led),
34      .ov()
35  );
36 endmodule
```

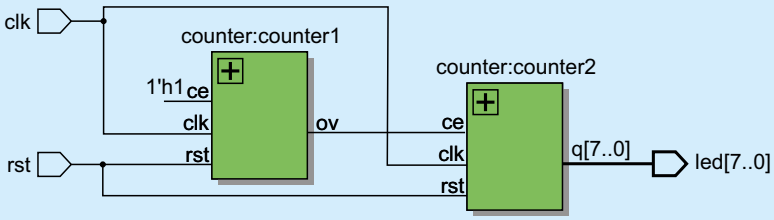
przygotować się do jego uruchomienia w sprzęcie. Dysponujemy generatorem kwarcowym o częstotliwości 8 MHz i ośmioma diodami LED. Będziemy na nich wyświetlać binarną wartość licznika zwiększanego co 100 ms. W tym celu powstał moduł przedstawiony na **listingu 4** (i w pliku 02_counter/clk_counter.



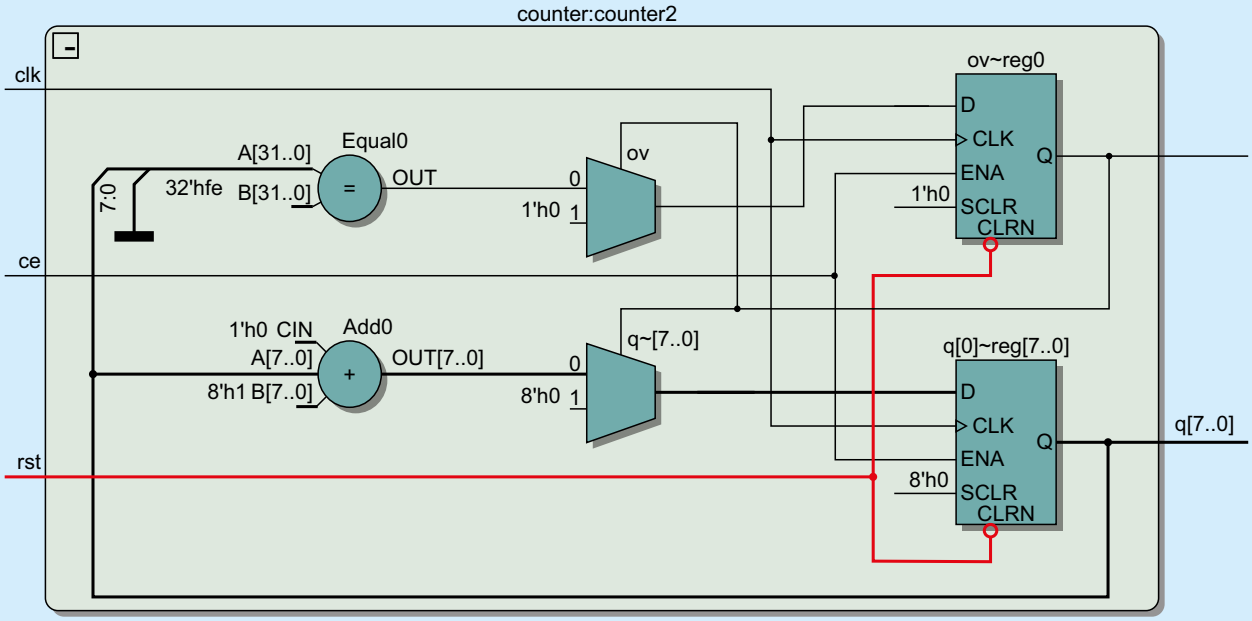
Rysunek 10. Wynik symulacji liczników

Czas na sprzęt

Sprawdziliśmy już w symulacji, że przygotowany przez nas moduł licznika działa. Możemy więc teraz



Rysunek 11. Widok projektu w narzędziu RTL Viewer

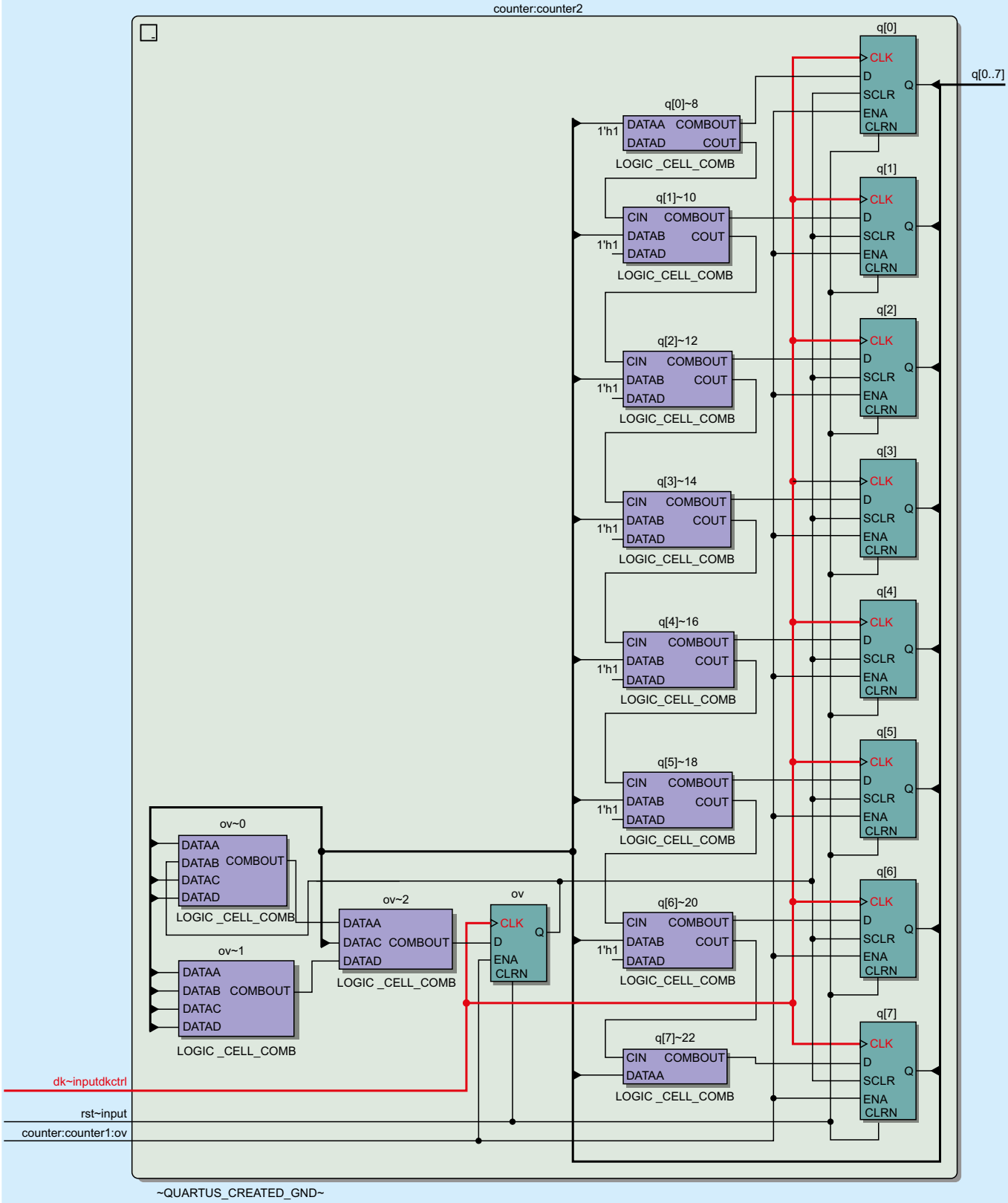


Rysunek 12. Widok modułu licznika w narzędziu RTL Viewer

eprasa.pl 02a1ee88a2

sv). Licznik counter1 służy do dzielenia zegara przez 800000. Dzięki czemu uzyskamy sygnał CE, który podłączymy do drugiego licznika counter2.

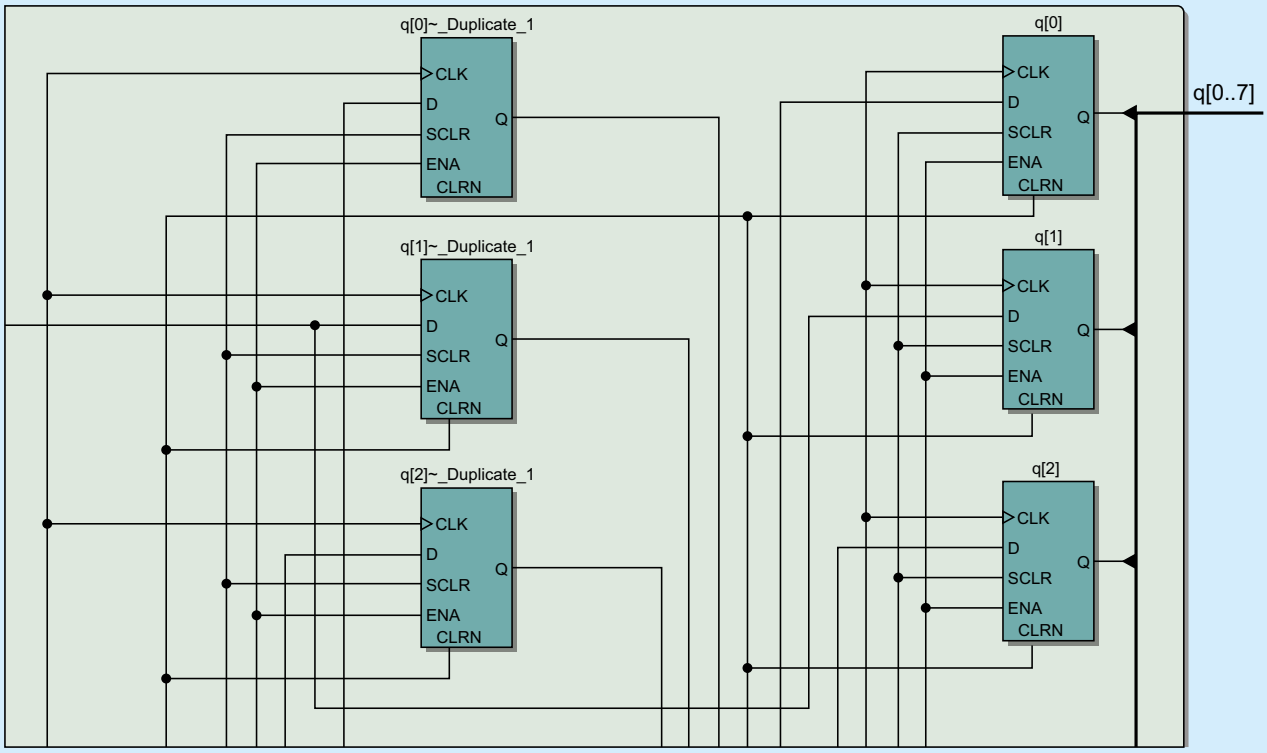
Tworzenie nowego projektu prześledziliśmy w poprzedniej części. Dlatego tym razem moduł został już dodany do projektu, który znajdziemy w pliku regs\counter\clk_counter.qpf. Możemy go otworzyć w środowisku Quartus. Także wyjścia modułów zostały już podłączone do pinów układu FPGA. Zsyntezujmy go uruchamiając polecenie Compile Design i przyglądnijmy się uzyskanym wynikom. Zacznijmy od znanego już nam narzędzia RTL Viewer. Dzięki temu, że podzieliliśmy projekt na moduły najpierw zobaczymy tylko połączenia pomiędzy nimi, co zostało pokazane na **rysunku 11**. Dopiero po kliknięciu na znak plus (+) znajdujący się w prawym górnym rogu elementu pojawi się jego wewnętrzna struktura. Jak widzimy na **rysunku 12** jest ona bardzo podobna do naszego projektu z rysunku 6. Jednak zamiast



Rysunek 13. Model licznika po zmapowaniu na zasoby dostępne w układzie Max10

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

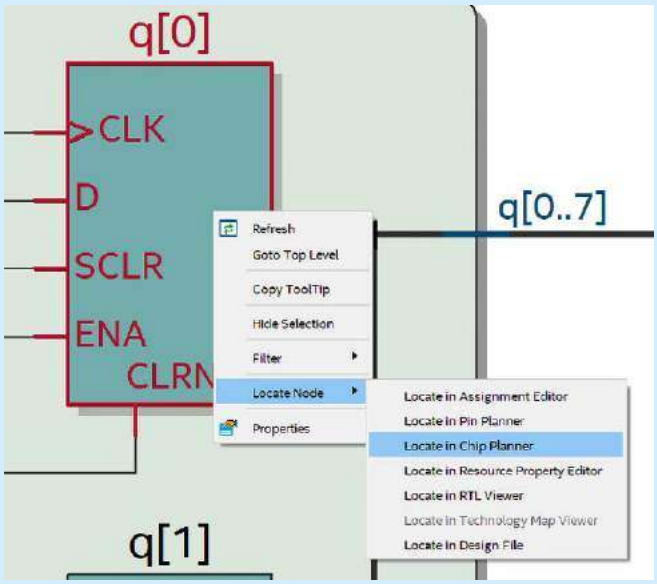


Rysunek 14. Zduplikowane przerzutniki D widoczne w Technology Map Viewer (Post-Fitting)

wykorzystać synchroniczny reset zerowanie zostało zamodelowane za pomocą zewnętrznych multiplekserów.

Przejdźmy jednak do bardziej szczegółowego widoku jaki zobaczymy po wybraniu Technology Map Viewer (Post-Mapping). Tutaj nie jest już pokazany ogólny schemat RTL, ale oparty o elementy dostępne w strukturze układu FPGA. Zobaczymy wynik podobny do tego z **rysunku 13**, ale bardziej poplątany. Możemy go troszeczkę uporządkować. Chwycenie bloku myszką przy jednoczesnym trzymaniu klawisza shift pozwala na jego przesunięcie.

Widzimy, że tym razem wykorzystany jest sygnał synchronicznego resetu opisany jako SCLR (synchronius clear). Warto także zwrócić uwagę, że przy implementacji dodawania użyto ścieżki przeniesienia łączącej wyjścia COUT z wyjściami CIN sąsiednich bloków LUT. Realizacja porównania zajmuje 3 osobne bloki LUT oznaczone jako ov~0, ov~1 i ov~2 oraz jeden rejestr ov.



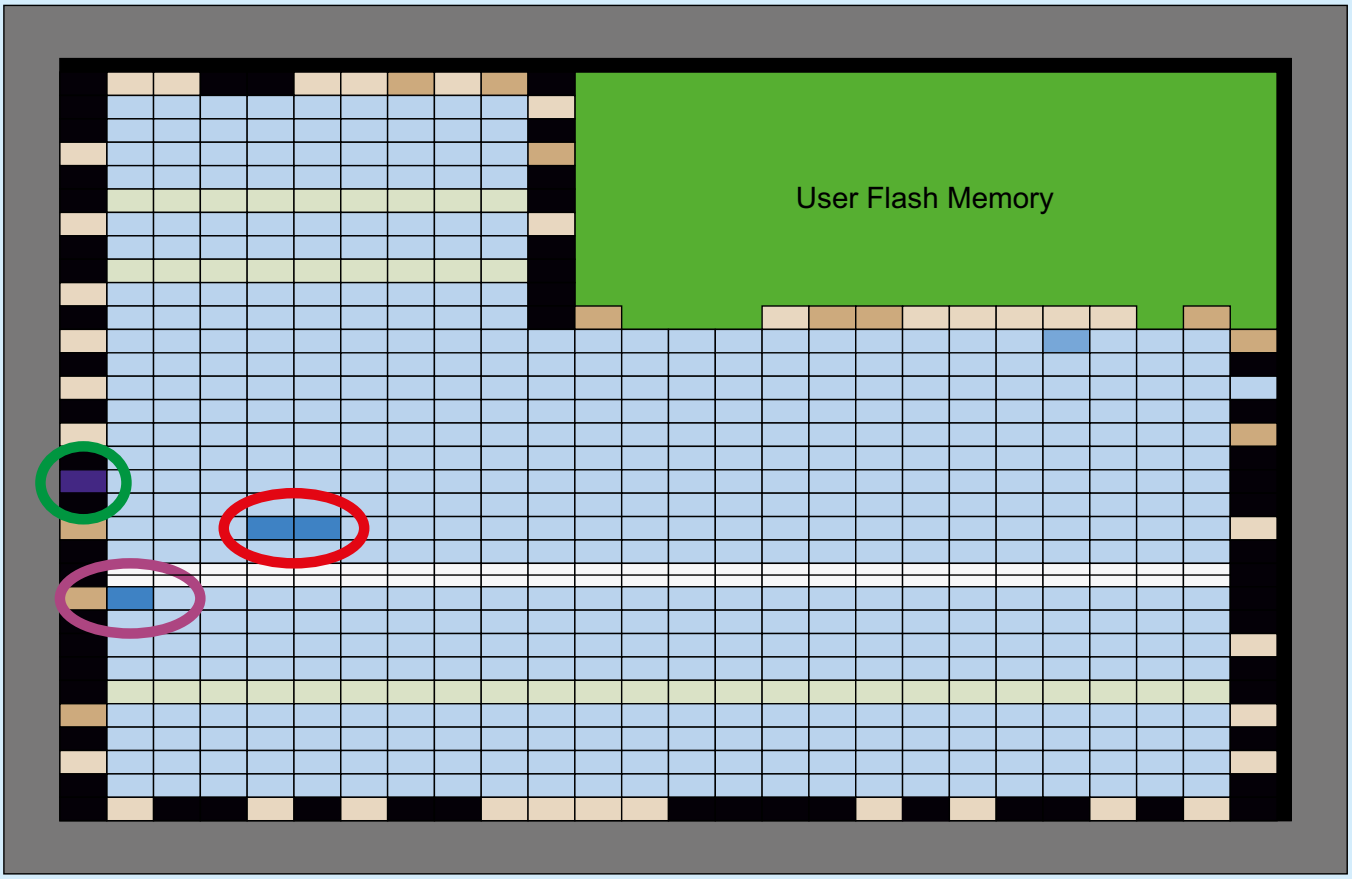
Rysunek 15. Wyszukiwanie lokalizacji przerzutnika w strukturze układu FPGA

Kolejna ciekawostka czeka nas, gdy otworzymy widok Technology Map Viewer (Post-Fitting). Fragment uzyskanego wyniku pokazuje **rysunek 14**. Okazuje się, że przerzutniki, do których zapisane jest wyjście zostały zdublowane. Gdy przyjrzymy się rysunkowi dokładniej zauważymy, że rejestry oznaczone jako duplicate są użyte jako wejścia dla logiki kombinacyjnej realizującej zliczanie.

REKLAMA

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2



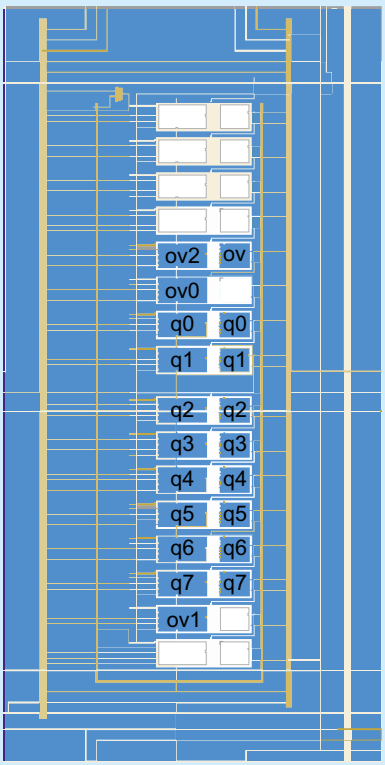
Rysunek 16. Rozmieszczenie logiki projektu w strukturze układu FPGA. Kolor czerwony – licznik1, kolor fioletowy – licznik 2, kolor zielony jedno z wyjść

Natomiast wyjścia pozostałych są wyprowadzone na zewnątrz.

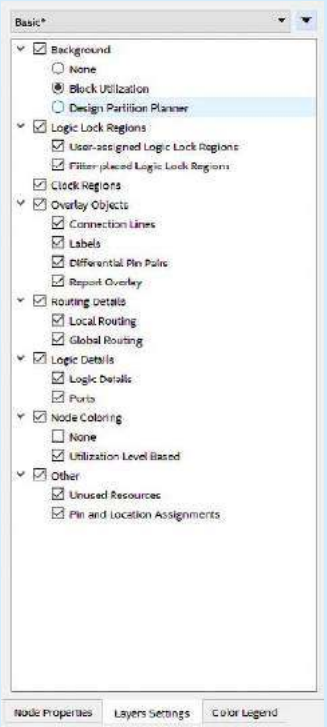
Sytuacja wyjaśni się, gdy klikniemy go prawym przyciskiem myszy i z menu wybierzemy opcję Locate Node – Locate in Chip Planner (**rysunek 15**). Na **rysunku 16** widzimy rozlokowanie poszczególnych elementów logiki w układzie FPGA. Zduplikowany rejestr został zaznaczony zielonym okręgiem. Został on zlokalizowany na samej krawędzi układu. Gdy powiększymy to miejsce zobaczymy, że został użyty rejestr znajdujący się w strukturze odpowiadaj za sterowanie wyjściami. Miejsce oznaczone czerwonym okręgiem to lokalizacja licznika 1, a fioletowym to licznika 2. Na **rysunku 17** widzimy powiększenie LAB w którym

Listing 5. Zawartość pliku 02_counter/clk_counter.sdc

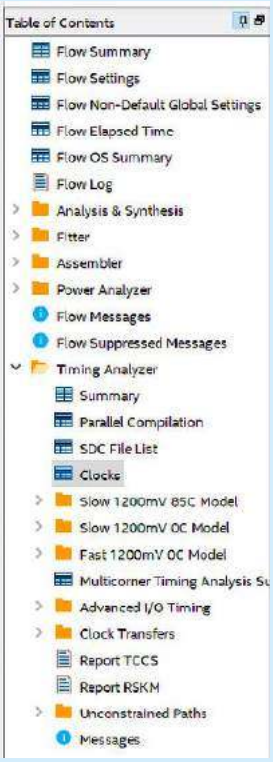
```
05 create_clock -name {clk} -period 125.000 -waveform { 0.000 62.500 }     [get_ports { clk }]
06
07 SET _ INPUT _ DELAY -CLOCK { CLK } 2 [GET _ PORTS {RST}
08 SET _ OUTPUT _ DELAY -CLOCK { CLK } 2 [GET _ PORTS {LED[0] LED[1] LED[2] LED[3]          LED[4] LED[5] LED[6] LED[7]}]
```



Rysunek 17. Blok LAB z zaznaczoną realizacją licznika 2



Rysunek 18. Panel Layers Settings dostępny w prawej stronie okna Chip Viewer



Rysunek 19. Panel boczny programu Quartus

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 02a1ee88a2

	Clock Name	Type	Period	Frequency	Rise	Fall
1	clk	Base	125.000	8.0 MHz	0.000	62.500

Rysunek 20. Informacja o zdefiniowanych w projekcie sygnałach zegarowych

	Fmax	Restricted Fmax	Clock Name	Note
1	73.86 MHz	73.86 MHz	clk	

Rysunek 21. Maksymalna częstotliwość pracy dla temperatury 85°C

zaimplementowany został ten drugi. Dodatkowo na rysunku podpisano którym częściom projektu odpowiadają poszczególne struktury. Tutaj warto wspomnieć, że LAB jest skrótem od Logic Array Block i składa się z 16 sąsiadujących elementów logicznych LE, połączeń pomiędzy nimi oraz sygnałów kontrolnych. Jeżeli nawet po powiększeniu nie widzimy wszystkich elementów pokazanych na rysunku 17 możemy zmienić ich widoczność korzystając z panelu Layers Settings pokazanego na **rysunku 18**.

O zegarze

W początkowej części zostało wspominanie, że narzędzie sprawdza dla nas z jaką maksymalnie częstotliwością możemy uruchomić nasz wynikowy projekt. Możemy także dodać odpowiednie „więzy", które zostaną wzięte pod uwagę podczas syntezy. Służy do tego specjalny format plików – sdc. Jego nazwa jest skrótem od Synopsys Design Constraints. Więcej na temat tego formatu można znaleźć w [7]. W naszym projekcie znajduje się on w pliku 02_counter/clk_counter.sdc. Aby został uwzględniony podczas syntezy po prostu dodajemy go do projektu. Jego zawartość pokazuje **listing 5**. Jak widzimy jest bardzo krótki. W linii 5 został opisany sygnał zegarowy. Po fladze *-name* podana jest jego nazwa: clk. Okres (period) został ustawiony na 125 ns, a wypełnienie na 50%. Odpowiada to parametrom generatora kwarcowego umieszczonego na płytce. Na samym końcu przypisano, że w projekcie odpowiada mu port o nazwie clk. W dwóch kolejnych liniach znajdują się dodatkowe więzy opisujące jakie opóźnienia mogą wystąpić na wejściach (linia 7) i wyjściach (linia 8) układu. W tym przypadku przyjęto, że wynoszą one 2 ns względem sygnału zegarowego.

Aby zapoznać się z wynikami odnośnie czasów z panelu po lewej stronie programu Quartus wybieramy opcję Timing Analyzer – Clocks (**rysunek 19**). W centralnej części pojawią się wtedy informacje o wykrytych zegarach, co zostało pokazane na **rysunku 20**. Aby zobaczyć z jaką maksymalna częstotliwością możemy taktować nasz projekt wybieramy opcję Slow 1200 mV 85C i zaznaczamy opcję Fmax Summary. Jak widzimy na rysunku 21 w przypadku naszego projektu jest to nieco ponad 73 MHz. Mamy więc bardzo duży zapas względem podłączonego sygnału zegarowego. Gdy wybierzemy drugą opcję Slow 1200 mV 0C zobaczymy, że częstotliwość ta mocno zależy od temperatury. Gdy schłodzimy układ z 85°C do 0°C maksymalna częstotliwość pracy wzrasta do ponad 82 MHz. W naszym prostym projekcie częstotliwość zegara, czy odpowiednio zdefiniowanie opóźnienia na wejściach, czy wyjściach nie mają dużego znaczenia. Jednak przy bardziej złożonych projektach, czy dla bardziej wymagających peryferiów (takich jak na przykład pamięć RAM) ich poprawne określenie jest kluczowe dla poprawnej pracy projektu.

Podsumowanie

Na koniec zostało nam uruchomienie projektu w sprzęcie. W tym celu wybieramy opcję *Program Device* i po połączeniu z płytką klikamy *start*. Teraz możemy już cieszyć oko migoczącymi diodami, myśląc przy tym o całej technologi, która stoi za tym widokiem.

W następnym odcinku przejdziemy do spraw bardziej praktycznych. Stworzymy moduł pozwalający na usunięcie drgań styków oraz podłączymy do płytki enkoder impulsowy.

Rafał Kozik
rafkozik@gmail.com

Literatura:
[1] Quartus II Handbook Version 9.1 Volume 1: Design and Synthesis, Chapter 5. Design Recommendations for Altera Devices and the Quartus II Design Assistant, *https://intel.ly/2RxAYsS*
[2] Intel® MAX® 10 Clocking and PLL User Guide, *https://intel.ly/2tFzcOi*
[3] Advance Synthesis Cookbook, *https://intel.ly/2RcIp9R*
[4] Wawrzynek J., Circuit Timing, *http://bit.ly/37bO3yM*
[5] Wawrzynek J., Power/clock distribution, *http://bit.ly/2RdJq1u*
[6] Repozytorium z kodem przykładów *http://bit.ly/33uYPxs*
[7] SDC and TimeQuest API Reference Manual, *https://intel.ly/38uy9zQ*

Miesięcznik **„Elektronika Praktyczna"** (12 numerów w roku) jest wydawany przez AVT-Korporacja Sp. z o.o. we współpracy z wieloma redakcjami zagranicznymi.

Wydawca:
AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel.: 22 257 84 99, faks: 22 257 84 00

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel.: 22 257 84 60
faks: 22 257 84 00
e-mail: redakcja@ep.com.pl
www.ep.com.pl

Redaktor Naczelny:
Wiesław Marciniak

Redaktor Programowy, Przewodniczący Rady Programowej:
Piotr Zbysiński

Zastępca Redaktora Naczelnego, Redaktor Prowadzący:
Damian Sosnowski

Zastępca Redaktora Naczelnego, Menedżer Magazynu
Marcin Karbowniczek

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Grzegorz Becker, tel.: 22 257 84 58

PARK Pracownia Badań Rynku Konstruktorów:
Maksymilian Hoser, tel.: 22 257 84 65

Redaktor strony internetowej *www.ep.com.pl*
Dariusz Welik

Zespół marketingu i reklamy:
Katarzyna Gugała, tel.: 22 257 84 64
Adam Kęska, tel.: 22 257 84 63
Bożena Krzykawska, tel.: 22 257 84 42
Grzegorz Krzykawski, tel.: 22 257 84 60
Maksymilian Hoser, tel.: 22 257 84 65

Sekretarz Redakcji:
Grzegorz Krzykawski, tel.: 22 257 84 60

DTP i okładka:
MAD Sp. z o.o.

Stali Współpracownicy:
Jacek Bogusz, Lucjan Bryndza, Jarosław Doliński, Andrzej Gawryluk, Krzysztof Górski, Tomasz Jabłoński, Michał Kurzela, Szymon Panecki, Sławomir Skrzyński, Ryszard Szymaniak, Adam Tatuś, Robert Wołgajew

Uwaga!
Kontakt z wymienionymi osobami jest możliwy via e-mail, według schematu: imię.nazwisko@ep.com.pl

Prenumerata w Wydawnictwie AVT
www.avt.pl/prenumerata
lub tel.: 22 257 84 22
e-mail: prenumerata@avt.pl
www.sklep.avt.pl, tel.: 22 257 84 66

Prenumerata w RUCH S.A.
www.prenumerata.ruch.com.pl
lub tel.: 801 800 803, 22 717 59 59
e-mail: prenumerata@ruch.com.pl

Wydawnictwo AVT-Korporacja Sp. z o.o. należy do **Izby Wydawców Prasy**

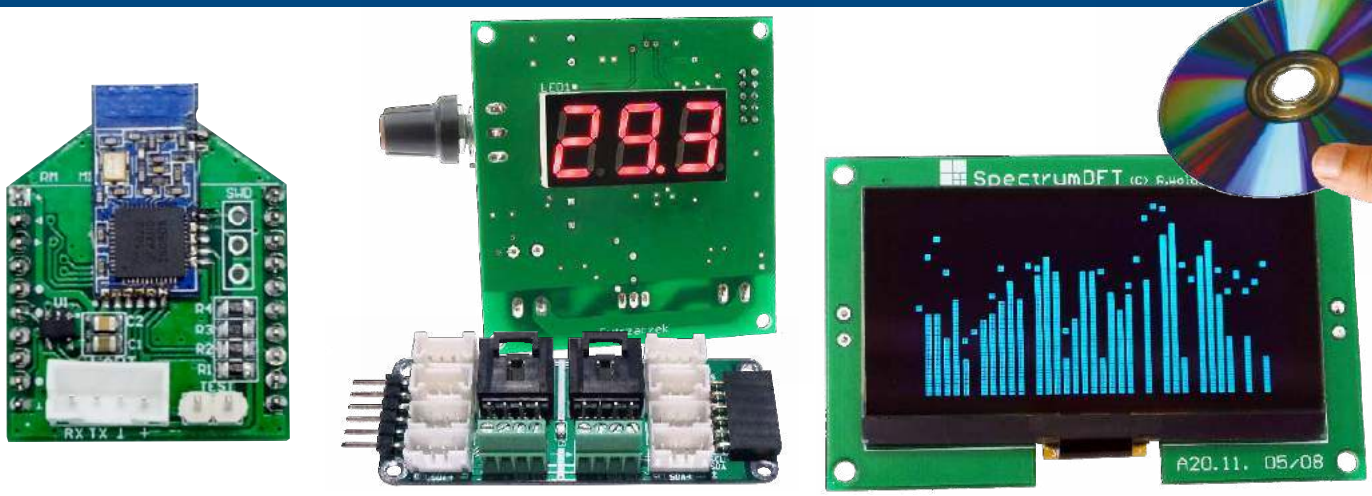
Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11

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 02a1ee88a2

Hity następnego numeru • „Elektronika Praktyczna” 03/2020

Kolejne gigabajty narzędzi niezbędnych do pracy konstruktora, czyli NIEZBĘDNIK ELEKTRONIKA na DVD. **Tylko dla prenumeratorów EP**



SpectrumDFT – cyfrowy analizator widma sygnału akustycznego

Prosty i efektowny analizator audio, działający na dyskretnej transformacie Fourier'a (DFT). Wyniki obliczeń prezentuje w postaci wykresu widma na graficznym wyświetlaczu OLED rozdzielczości 128×64 pikseli.

Modułowy odbiornik nasłuchowy „Dosia”

Druga część artykułu zawiera projekt estetycznego i dopasowanego panleu czołowego wraz ze szczegółowym opisem montażu urządzenia w obudowie.

Niskonapięciowy regulator mocy AC

Do regulacji mocy odbiornika w obwodach prądu przemiennego, zwłaszcza rezystancyjnego, można użyć układ ściemniacza z triakiem. Ze względu na specyfikę pracy, nie zadziała w obwodach niskiego napięcia, takich jak 12 V czy 24 V wartości skutecznej. Opisany układ jest stowrzony do takich zastosowań.

Termometr tęczowy

Większość elektroników buduje kilka klasycznych konstrukcji, takich jak: zasilacz, wzmacniacz audio, zegar czy termometr. W artykule opisano ten ostatni, którego skala jest wykonana z 32 diod LED RGB. Projekt pozwala ustalić skalę prezentowanych temperatur. Całość konstrukcji dopełnia niewielki wyświetlacz OLED.

Rozdzielacz i przedłużacz magistrali I²C

Magistrala I²C jest bardzo wygodnym i tanim sposobem wymiany informacji między układami scalonymi w obrębie urządzenia. Dobrze jest mieć możliwość przedłużenia lub rozgałęzienia magistrali przynajmniej o kilkadziesiąt centymetrów. Ułatwia to np. odczyt rozmieszczonych w różnych punktach urządzenia czujników, bez potrzeby stosowania interfejsów szeregowych o większym zasięgu.

a ponadto tematy wiodące EP 3/2020:

SYSTEMY AUTOMATYKI DOMOWEJ

ZESTAWY EDUKACYJNE I EWALUACYJNE

AKUMULATORY DLA ELEKTRONIKI

Wykaz firm ogłaszających się w tym numerze „Elektroniki Praktycznej”

Reklamy stron internetowych na str. 12

AKSOTRONIK 139
ARMEL 139
ARTRONIC 107
BORNICO 8
BOTLAND 120
COMPUTER CONTROLS 9
CONTRANS TI 101
DELTA-OPTI 139
ELMAX 139
FALDRUK 10
FARNELL 140
GAMMA 12
LEDIN 109
MICROCHIP 5
MICROS 11, 104
NEONICA 108
NOWALED ILL 110
PIEKARZ 12
RENEX 12
RUTRONIK 17, 78
SIMEX 121
ST MICROELECTRONICS 3, 35, 41, 43, 45
TARGI AUTOMATICON 13

eprasa.pl 02a1ee88a2

Ogłoszenia i reklamy hurtowni, sklepów, importerów, producentów, dealerów, itp. są płatne. Cena podstawowego modułu (35×20 mm) wynosi 66 zł + VAT. Koszt minimalnej ramki dla ogłoszeń o wielkości 3 modułów wynosi 198 zł + VAT. Moduły można łączyć zarówno w pionie jak i w poziomie. Maksymalna szerokość ogłoszenia to 5 modułów, wysokość 12 modułów. Rabaty stosujemy wyłącznie dla reklam powyżej 8 modułów: 4-6 emisji 10%, 7-11 emisji 15% i od 12 emisji 25%.

KRAMIK i RYNEK

Oferta specjalna:

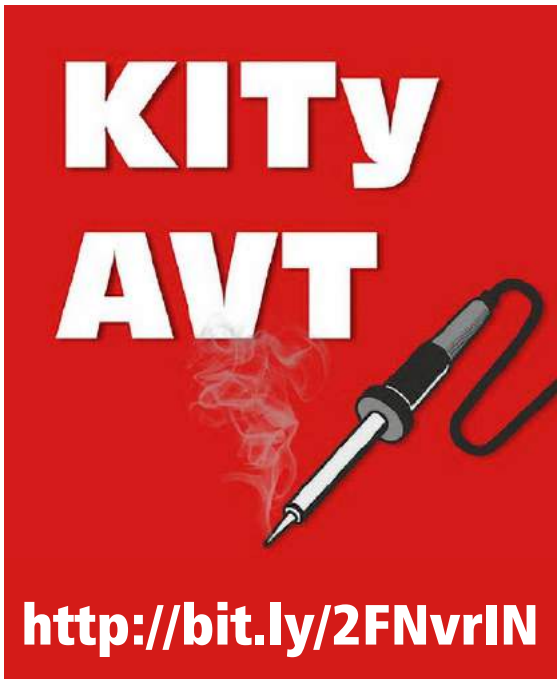
• publikacja fragmentów cennika w ramce o wielkości: 8 modułów w pionie cena 264 zł + VAT, 9 modułów w poziomie 305 zł + VAT

• rabat specjalny dla firm poszukujących pracowników wynosi 25% (wyłącznie dla dużych reklam).

Wszelkich informacji udziela **Grzegorz Krzykawski**, **tel. 22 257 84 60**, e-mail: **grzegorz.krzykawski@ep.com.pl**.

Reklamy do tej rubryki mogą być przygotowane przez Zamawiającego w CMYK, w formacie CDR (wersja do 2018), AI, EPS (tekst zmieniony na krzywe), PSD, PDF (programy Adobe w wersji do CC 2019 włącznie PC/Mac) z próbnym wydrukiem. Małe reklamy mogą być przygotowane w redakcji (gratis) na podstawie odręcznego szkicu. Opracowania te nie będą jednak wówczas uzgadniane z Zamawiającym przed oddaniem do druku.

Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczonych w Elektronice Praktycznej



www.ep.com.pl

NINIEJSZE OGŁOSZENIA SĄ INFORMACJĄ HANDLOWĄ I NIE STANOWIĄ OFERTY W MYŚL ART. 66, § 1 KODEKSU CYWILNEGO. EWENTUALNIE PODANE CENY MOGĄ ULEC ZMIANIE.

eprasa.pl 02a1ee88a2

Farnell
AN AVNET COMPANY

Ready for Tomorrow

Więcej produktów niż kiedykolwiek wcześniej

Komputery jednopłytkowe
Stany magazynowe większe o 34%

Półprzewodniki
Stany magazynowe większe o 10%

Elektromechanika
Stany magazynowe większe o 5%

Elementy bierne
Stany magazynowe większe o 70%

Złącza
Stany magazynowe większe o 16%

Aparatura kontrolno-pomiarowa i narzędzia
Stany magazynowe większe o 17%

ready4tomorrow.farnell.com/pl

AUTOMATICON® WARSZAWA
MIĘDZYNARODOWE TARGI AUTOMATYKI I POMIARÓW
INTERNATIONAL FAIR FOR INDUSTRIAL AUTOMATION
AUTOMATYKA POMIARY ELEKTRONIKA

Spotkajmy się na Automaticon 2020
17 - 19 marca 2020 r.
WARSAW EXPO XXI, Warszawa

eprasa.pl 02a1ee88a2