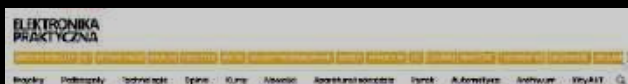


AKUMULATORY VS SUPERKONDENSATORY

www.ep.com.pl

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA + FTP

● Międzynarodowy magazyn elektroników konstruktorów ● Luty ● 2/2021 ●



EP W TOKU
NA EP.COM.PL

tylko Prenumeratorzy
mają dostęp do artykułów przed ich publikacją w EP

inspirujące, użyteczne projekty

Raspberry Pi Pico • Trójwymiarowy labirynt
• Urządzenie wskazujące położenie Międzynarodowej
Stacji Kosmicznej • Dekoder DCC trakcji i dźwięku
do modeli kolejowych • Zasilacz buforowy 12 V
z akumulatorem • Włącznik oświetlenia z bramką
optoelektroniczną • Clap² • Moduł do pomiaru napięcia
i prądu z interfejsem I²C • Sterownik 18 LED dla Pi
Zero • Harvester do generatora termoelektrycznego
• Szybka miniładowarka akumulatorków NiMH zasilana
z USB

podzespoły, sprzęt, aplikacje

FPGA – porównanie układów i zestawów startowych
• Najciekawsze zestawy startowe z układami FPGA
• FPGA a Open Source. Płytki prototypowa IceCore
z układem Lattice ICE40 • Zasilanie układów FPGA
• Akumulatory vs superkondensatory

tutoriale

System sterowania oświetleniem Philips Hue z użyciem
środowiska Zerynth oraz języka Python • OpenSTLinux
dla procesorów z rodziny STM32MP1 • Symulacja
i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach
konstruktora. Komparator analogowy • Łatwy pomiar
zniekształceń nieliniowych za pomocą przesuwnika
fazowego i cyfrowego oscyloskopu

kursy

Eksperymenty z FPGA. FFT przepływową i iteracyjną
• Systemy dla Internetu Rzeczy. Czujniki koloru

UKŁADY FPGA
TEMAT NUMERU



18,90 zł (w tym 8% VAT) • PRICE: 8 EUR



ISSN 1230-3526 Indeks 357677



9 771230 352214

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 szczególnie 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 nieprzerwanie			
		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 (6 e-wydań gratis).

Prenumeratory wersji drukowanej za równoległe e-wydania płać 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 Bubble Chamber „Sound_A”.Zamów swój prezent mailowo – prenumerata@avt.pl.
- do 50% zniżki w Sklepie AVT (szczegóły na www.avt.pl/klub-elektronika)

- prenumeratory 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)

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 uzasadnionych 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 przekazemy i nie będziemy dokonywać obrotu (nie użyjemy, 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 obrotowego, 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.

Bez-lit-osna branża

Akumulatory litowo-jonowe przechodzą ekspansję rynkową. Powszechne stosowanie w urządzeniach mobilnych przyczyniło się do znacznego spadku cen tych akumulatorów – w ciągu ostatnich 10 lat szacunkowy koszt zmagazynowanej kWh spadł z ok. 1000 \$ do poziomu poniżej 200 \$. Natomiast w ostatnim czasie coraz bardziej widoczne skutki kryzysu klimatycznego i poszukiwania metod zaradczych, wpłynęły m.in. na promowanie aut elektrycznych i źródeł ekologicznej energii. Obie branże silnie oddziaływały na wzrost zapotrzebowania na akumulatory i zwiększenie ich produkcji.

Akumulatory na bazie litu to najbardziej zaawansowane technologicznie i najbardziej wydajne magazyny energii elektrycznej. Jednak wraz ze wzrostem skali produkcji nabierają znaczenia niekorzystne czynniki związane z ich użytkowaniem i produkcją. Pierwszym z nich są ograniczone zasoby kluczowych surowców. Anoda akumulatora litowego wykonana jest z grafitu, elektrolitem są sole litowe, katoda, w zależności od typu, może być wykonana z użyciem różnych metali. Katoda typu NCA zawiera lit, nikiel, kobalt i aluminium, i jest stosowana w akumulatorach samochodów elektrycznych. Podobne zastosowanie ma katoda typu LMO wykonana z manganu. Katoda typu LCO, używana w akumulatorach do smartfonów, zawiera głównie kobalt. Rzadziej stosowane są elektrody typu NMC wykonane z niklu, manganu i kobaltu, czy LFP wykonane na bazie związków żelaza.

Lit, podstawowy surowiec niezbędny do produkcji akumulatorów, jest dość rzadki, stanowi ok. 0,0017% masy skorupy ziemskiej. Złoża związków litu znajdują się tylko w kilku państwach na świecie, a wytworzenie surowca użytecznego do dalszej produkcji jest skoncentrowane w obrębie 3...4 firm. Na razie nie występuje deficyt, ale trzeba wiedzieć, że wzrost zapotrzebowania o 1% wymaga zwiększenia produkcji surowca o ponad 50 tysięcy ton. W przypadku wielu surowców zwiększenie produkcji przekłada się na spadek cen, z litem może być odwrotnie.

Równie problematyczny jest kobalt, który jest niezbędny w akumulatorach do uzyskania dużej gęstości energetycznej. Ponad 50% światowego pokrycia zapotrzebowania tego surowca pochodzi ze złóż znajdujących się w Afryce, w Demokratycznej Republice Konga, gdzie niestabilna sytuacja gospodarczo-polityczna oraz kontrowersyjne metody wydobycia nie gwarantują regularności dostaw. Ponadto szacuje się, że przy obecnym poziomie wydobycia, bez uwzględnienia rosnącego zapotrzebowania, kobaltu wystarczy tylko na nieco ponad 50 lat.

Kolejnym poważnym problemem akumulatorów na bazie litu jest możliwość samozapłonu. Jest to zasadnicza wada tej technologii, związana z budową ogniw. W wyniku przegrzania dochodzi do tzw. dekompozycji elementów składowych, określanej jako *thermal runaway*. Katoda emituje tlen, wchodzący w reakcję z organicznym elektrolitem, co w końcu prowadzi do zapłonu lub wybuchu baterii. Niebezpieczne mogą być nawet temperatury rzędu 50...60°C, spowodowane dużym prądem rozładowania lub zwarcie, przeładowaniem, zbyt dużym prądem ładowania lub uszkodzeniem mechanicznym. Zjawisko jest o tyle groźne, że inicjuje reakcję łańcuchową w kolejnych, często nieuszkodzonych, ogniwach tego samego pakietu.

Rosnąca liczba wprowadzanych na rynek akumulatorów litowych przekłada się na rosnącą liczbę egzemplarzy przeznaczonych do utylizacji i finalnie recyklingu. Obecnie na skalę przemysłową stosuje się metody oparte na procesach hydro- i pirometalurgicznych. Ich głównym celem jest odzysk metali, przede wszystkim Co i Ni, odzysk litu jest często zagadnieniem drugorzędym. Są to procesy bardzo energochłonne, dlatego duży nacisk kładzie się na rozwój metod niekonwencjonalnych z użyciem kwasów organicznych, ultradźwięków czy z udziałem mikroorganizmów.

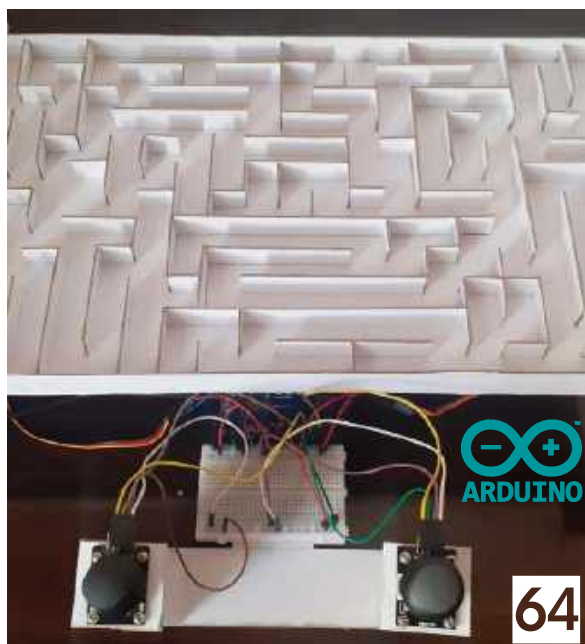
Akumulatory litowe, pomimo zasadniczych wad, pozwoliły na rozwój wielu branż, m.in. elektroniki, energetyki i motoryzacji, ale ich dni wydają się policzone. Wśród nowych technologii dojrzewają rozwiązania na bazie: sodu, wapnia, potasu, magnezu, cynku, aluminium, fluoru czy chloru, i wszystkie są ukierunkowane na zajęcie miejsca technologii litowej.



Damian Sosnowski



Urządzenie wskazujące położenie Międzynarodowej Stacji Kosmicznej
Międzynarodowa Stacja Kosmiczna (ISS) znajduje się na orbicie ok. 400 km nad Ziemią. Okrąża ją w około 1,5 h i czasami widoczna jest na niebie (dzięki ogniom fotowoltaicznym odbija sporo światła – jej jasność przekracza Venus i może być widoczna gołym okiem nawet za dnia. Tylko jak ją odnaleźć na wielkim niebie? Opisane urządzenie będzie śledzić w czasie rzeczywistym położenie ISS i będzie stale wskazywało na nią, gdy orbituje wokół Ziemi.



Trójwymiarowy labirynt
Ta prosta konstrukcja może dostarczyć wiele uciechy, tak podczas budowania i programowania systemu, jak i przechodzenia labiryntu. Została zbudowana z zastosowaniem modułu Arduino Uno, który steruje ruchami labiryntu poprzez serwomechanizmy. Zabawkę kontroluje się za pomocą dwóch joysticków.

Nie przeocz

Nowe podzespoły.....	5
Raspberry Pi Pico.....	10
Koktajl niusów.....	94
Dodaj do obserwowanych.....	12

Projekty soft

Trójwymiarowy labirynt.....	64
Urządzenie wskazujące położenie Międzynarodowej Stacji Kosmicznej.....	66

Projekty

Dekoder DCC trakcji i dźwięku do modeli kolejowych (1).....	19
Zasilacz buforowy 12 V z akumulatorem.....	24
Włącznik oświetlenia z bramką optoelektroniczną.....	28
Clap ²	32

Miniprojekty

Moduł do pomiaru napięcia i prądu z interfejsem I ² C.....	34
Sterownik 18 LED dla Pi Zero.....	36
Harvester do generatora termoelektrycznego.....	38
Szybka miniładowarka akumulatorków NiMH zasilana z USB.....	40

Temat numeru: Układy FPGA

FPGA – porównanie układów i zestawów startowych.....	42
Najciekawsze zestawy startowe z układami FPGA.....	50
FPGA a Open Source. Płytki prototypowa IceCore z układem Lattice ICE40.....	52
Zasilanie układów FPGA.....	58

Wybór konstruktora:

Akumulatory vs superkondensatory.....	75
---------------------------------------	----

Notatnik konstruktora

System sterowania oświetleniem Philips Hue z użyciem środowiska Zerynth oraz języka Python (2).....	70
OpenSTLinux dla procesorów z rodziny STM32MP1 (3).....	82
Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (19). Komparator analogowy.....	86
Łatwy pomiar zniekształceń nieliniowych za pomocą przesuwника fazowego i cyfrowego oscyloskopu.....	92

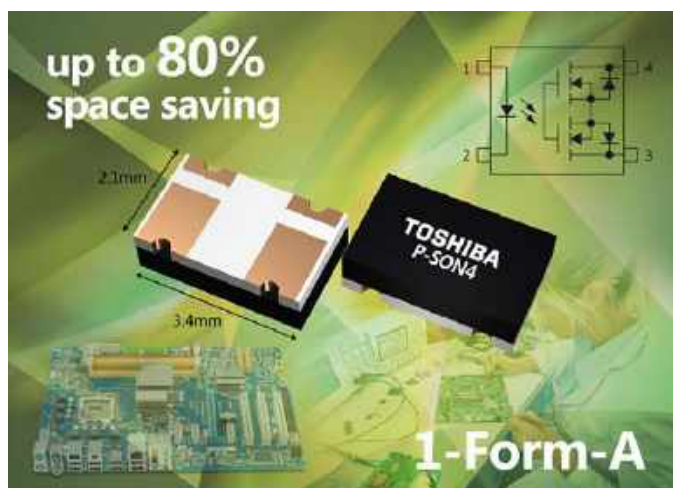
Kursy

Eksperymenty z FPGA (15). FFT przepływowa i iteracyjna.....	97
Systemy dla Internetu Rzeczy (45). Czujniki koloru.....	99

Prenumerata.....	2
Od wydawcy.....	3
Kramik i rynek.....	27
Hity następnego numeru.....	107

nowe podzespoły

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



Fotoprzełączniki w obudowach P-SON4

Do oferty firmy Toshiba wchodzi trzy małogabarytowe fotoprzełączniki typu TLP3480, TLP3481 i TLP3482 zamykane w obudowach P-TSON4 o wymiarach 3,4×2,1×1,3 mm, zaprojektowane do zastosowań w aplikacjach o dużej gęstości upakowania podzespołów. Ich parametry, w tym dopuszczalne napięcie wyjściowe w stanie Off (odpowiednio 30 V, 60 V i 100 V) oraz dopuszczalny prąd w stanie On (odpowiednio 4,5 A, 3 A i 2 A), odpowiadają znacznie większym odpowiednikom zamykanym w obudowach SOP4 i SOP6.



Podstawowe parametry małogabarytowych fotoprzełączników serii TLP			
Typ	TLP3480	TLP3481	TLP3482
Maks. prąd w stanie On	4,5 A	3,0 A	2,0 A
Maks. napięcie wyjściowe w stanie Off	30 V	60 V	100 V
Zakres temp. pracy	-40...+110 °C		
Napięcie izolacji (1 min)	500 V rms		
C _{OFF}	450 pF	250 pF	170 pF
Prąd wyzwalania (maks.)	3 mA		
Prąd w stanie Off (maks.)	1 mA		
Rezystancja w stanie On (maks.)	0,05 Ω (I _f =5 mA, I _{ON} =4,5 A)	0,1 Ω (I _f =5 mA, I _{ON} =3 A)	0,2 Ω (I _f =5 mA, I _{ON} =2 A)

Dzięki zastosowaniu technologii Trench MOS nowe fotoprzełączniki charakteryzują się małą rezystancją przewodzenia. Są polecane do zastosowań w aparaturze pomiarowej, testerach elementów półprzewodnikowych i kartach interfejsowych I/O.

<http://bit.ly/2FVrsKD>

Przetwornik obrazu CMOS 1080 p/120 fps

Najnowszy przetwornik obrazu z oferty ON Semiconductor, AR0234CS, zapewnia szybkość rejestracji obrazu wynoszącą 120 fps



przy rozdzielczości 1080 p. Jest czujnikiem CMOS formatu 1/2,6", pracującym w trybie rejestracji *global shutter*, mogącym znaleźć zastosowanie w przemysłowych systemach wizyjnych, aplikacjach sztucznej/wirtualnej rzeczywistości i robotach autonomicznych (AMR). Zapewnia szeroki zakres dynamiczny, umożliwiając pracę w różnych warunkach oświetleniowych.

Matryca AR0234CS generuje obrazy o dużej ostrości i minimalnych zniekształceniach pomiędzy sąsiednimi klatkami oraz pozwala zredukować artefakty ruchowe, występujące na obrazach rejestrowanych przez inne typy czujników. Charakteryzuje się małymi szumami i wysoką jakością obrazu rejestrowanego w słabych warunkach oświetleniowych. Przetwornik został wyposażony w programowalną funkcję ROI z wyznaczaniem histogramu, automatycznej kontroli ekspozycji, łączenia pikseli, odbicia obrazu w poziomie i w pionie, elastycznego pomijania kolumn i wierszy oraz kontroli oświetlenia stroboskopowego.

W zestawieniu z układem przetwarzania obrazu AP1302, czujnik AR0234CS pozwala skrócić czas wprowadzania nowych produktów na rynek. Projektanci mogą skorzystać z oprogramowania DevSuite do oceny jego funkcjonalności i konfigurowania parametrów.

AR0234CS występuje w wersji monochromatycznej i kolorowej. Zawiera równoległy interfejs MIPI. Jest produkowany w obudowie ODCSP-83 o wymiarach 10×5,6×0,8 mm.

<http://bit.ly/36Km9ch>

Czujnik odległości 3D Time-of-Flight o zakresie pomiarowym 0,5...4 m

Omron Electronic Components Europe prezentuje nowy czujnik 3D time-of-flight do precyzyjnego pomiaru odległości w szerokim





zakresie aplikacji pozycjonowania, kierowania autonomicznego, systemów antykolizyjnych i pomiaru odległości. Może znaleźć zastosowanie w robotach autonomicznych lub alternatywnie, umieszczony w stałym położeniu, może wykrywać poruszające się obiekty w swoim polu widzenia.

Model B5L-A2S-U01-010 działa w oparciu na pomiarze czasu przeletu wiązki promieniowania podczerwonego (940 nm) w czasie rzeczywistym. Realizuje pomiary z szybkością 20 fps. Jest produkowany w obudowie o powierzchni 103×43 mm z portem komunikacyjnym Micro USB. Zawiera matrycę czujników rozmiaru 320×240 pikseli. Umożliwia pomiar odległości w zakresie od 0,5 do 4 m z dokładnością $\pm 2\%$ @ 2 m. Zawiera układ kompensacji temperatury, ułatwiający jego integrowanie w robotach autonomicznych i innych urządzeniach pracujących w różnych warunkach środowiskowych. Jest przystosowany do pracy wewnątrz pomieszczeń w zakresie temperatury otoczenia od 0 do 50°C. Pracuje z napięciem zasilania 24 V_{DC}.

<http://bit.ly/2S6Hzfj>



Energooszczędny mikrokontroler z akceleratorem AI

Układ MAX78000 to mikrokontroler z wbudowanym akceleratorem AI, charakteryzujący się małym poborem mocy, pozwalającym na zastosowania w urządzeniach bateryjnych. Wykonuje on operacje wnioskowania, pobierając energię rzędu μJ , mniejszą niż 1/100 energii niezbędnej do wykonania tych samych operacji na drodze programowej. Nie wiąże się to z żadnymi kompromisami w zakresie opóźnień czy kosztów – MAX78000 wykonuje operacje wnioskowania 100-krotnie szybciej od aplikacji programowych pracujących na energooszczędnych mikrokontrolerach o małym poborze mocy przy ułamku ceny układów FPGA i procesorów graficznych.

Mikrokontroler MAX78000 jest zaawansowanym układem SoC ze specjalizowanym modulem sprzętowym, minimalizującym pobór mocy i opóźnienia spłotowych sieci neuronowych (CNN). Działa przy



minimalnej interwencji ze strony jednostki obliczeniowej. Energia jest zużywana tylko do operacji matematycznych, które implementują CNN. Aby efektywnie pobierać dane ze świata zewnętrznego do silnika CNN, użytkownicy mogą zastosować jeden z dwóch zintegrowanych rdzeni: ARM Cortex-M4 lub RISC-V o bardzo małym poborze mocy.

Ponieważ rozwój sztucznej inteligencji może być dużym wyzwaniem, firma Maxim dostarcza narzędzia do oceny i programowania. Zestaw MAX78000EVKIT# obejmuje wejścia audio i kamery oraz gotowe do użycia aplikacje demonstracyjne do rozpoznawania słów kluczowych i rozpoznawania twarzy. Kompletna dokumentacja pomaga użytkownikom w trenowaniu sieci przy zastosowaniu narzędzi TensorFlow lub PyTorch. Zestaw MAX78000EVKIT# jest dostępny w cenie 168 USD.

<http://bit.ly/2PgSj6>



Termistor NTC o dokładności $\pm 0,5^\circ C$ i czasie odpowiedzi poniżej 3 s

Do oferty firmy Vishay wchodzi nowy termistor NTC z kwalifikacją AEC-Q200, oznaczony symbolem NTC-LE317E4103SBA, zaprojektowany do zastosowań w aplikacjach przemysłowych i motoryzacyjnych. Zawiera długie (75 mm) przewody połączeniowe ze stopu niklowo-żelazowego o małej przewodności termicznej z izolacją PEEK. Zapewnia dokładność pomiaru wynoszącą $\pm 0,5^\circ C$ z zakresu 25...85°C i $\pm 1,0^\circ C$ w zakresie -55...+150°C. Dzięki małej średnicy końcówki, wynoszącej 1,6 mm, charakteryzuje się krótkim czasem odpowiedzi, nieprzekraczającym 3 s w powietrzu.

Dla zwiększenia niezawodności w środowiskach o dużej wilgotności, NTCLE317E4103SBA zapewnia bardzo dobrą przyczepność wyprowadzeń z izolacją PEEK do lakieru epoksydowego, pokrywającego termistor. Ze względu na wyjątkowo dużą dokładność pomiaru i krótki czas odpowiedzi może znaleźć szeroki zakres zastosowań w bojlerach, detektorach przeciwpożarowych, systemach BMS (*battery management systems*) w pakietach akumulatorowych, głowicach drukujących, samochodowych czujnikach HVAC, ładowarkach itp.

Podstawowe parametry:

- rezystancja: 10 k Ω @ +25°C,
- beta (B25/85): 3984 K,
- tolerancja: $\pm 0,5\%$,
- maks. moc rozpraszana: 50 mW,
- zakres temperatury pracy: od -55 do +150°C.

<http://bit.ly/2kulw4r>



Kontrolery wielofazowe i stopnie mocy do systemów zasilania o wydajności prądowej do ponad 1000 A

Do oferty firmy Renesas wchodzi 15 nowych cyfrowych kontrolerów wielofazowych serii ISL6822x, ISL6823x i RAA2282xx oraz

6 inteligentnych stopni mocy serii ISL993xx i RA-A2213xx, zaprojektowanych do systemów zasilania mikrokontrolerów, procesorów graficznych oraz układów FPGA i AI ASIC stosowanych w infrastrukturze IoT (serwery centrów danych, pamięci masowe, routery, switchy, infrastruktura 5G). Są to układy 2. generacji, umożliwiające tworzenie systemów zasilania o wydajności prądowej od 10 A do nawet >1000 A.

Wielofazowe kontrolery cyfrowe serii ISL6822x, ISL6823x i RA-A2282xx oferują dużą skalowalność i elastyczność adaptacji do wymagań systemu bez konieczności stosowania podwajaczy fazy. Zapewniają wbudowaną obsługę od 2 do 20 faz w zależności od wymaganej wydajności prądowej układu zasilania. Zawierają pamięć nieulotną do przechowywania konfiguracji, pozwalającą na wyeliminowanie części elementów dyskretnych oraz układ rejestrujący błędy, przydatny przy diagnostyce i debugowaniu. Cyfrowy układ sterowania mierzy bez opóźnień wszystkie prądy fazowe, zapewniając szybką reakcję na zmiany impedancji obciążenia. Pozwala to na ograniczenie o 30% pojemności zewnętrznych i stosowanie wyłącznie kondensatorów ceramicznych.

Do monitorowania i sterowania systemem zasilania służą interfejsy AVSBus i PMBus. Interfejs AVSBus, przystosowany do komunikacji z dowolnymi dostępnymi na rynku mikroprocesorami i układami ASIC, umożliwia monitorowanie i adaptacyjną regulację napięcia przy zapewnieniu maksymalnej sprawności energetycznej. Z kolei interfejs PMBus zapewnia pełne monitorowanie napięć i prądów wejściowych i wyjściowych, pomiar temperatury i raportowanie błędów. Połączenie cyfrowych kontrolerów wielofazowych z inteligentnymi stopniami mocy pozwala na precyzyjne monitorowanie prądów wyjściowych w poszczególnych fazach.

Zintegrowane, inteligentne stopnie mocy serii ISL993xx i RA-A2213xx charakteryzują się wydajnością prądową od 20 do 90 A. Zawierają wbudowane sterowniki tranzystorów i wysokoprądowe tranzystory FET. Duży stopień integracji oraz wbudowany układ pomiaru napięcia na wyjściu zapewniają ponad 30-procentową oszczędność powierzchni PCB w porównaniu z tradycyjnymi stopniami mocy, w których stosowane są oddzielne układy sterowania bramką i dyskretnie tranzystory FET. Wbudowany czujnik prądu upraszcza konstrukcję układu zasilania, eliminując konieczność stosowania złożonych obwodów kompensacji temperatury i rezystancji cewki. Dokładność pomiaru prądu jest gwarantowana na poziomie 2% w całym zakresie temperatury oraz napięć wejściowych i prądów wyjściowych.

Do oferty Renesas wchodzi 15 nowych wielofazowych kontrolerów cyfrowych oraz 6 inteligentnych stopni mocy, zamykanych w obudowach QFN o powierzchni od 4×4 do 8×8 mm.

Firma Renesas oferuje graficzne oprogramowanie konfiguracyjne PowerNavigator do cyfrowych kontrolerów wielofazowych, obejmujące też zestaw narzędzi do debugowania. Program ten umożliwia łatwe skonfigurowanie, dostrojenie parametrów systemowych oraz debugowanie/monitorowanie pracy kontrolera.

<http://bit.ly/2kumspt>

Ekonomiczny regulator impulsowy serii R-78E z wyjściem 12 V_{dc}

Do oferty ekonomicznych regulatorów impulsowych R-78E firmy Recom wchodzi nowa wersja o napięciu wyjściowym 12 V_{dc}. Podobnie jak poprzednie modele, jest to układ zamykany w obudowie TO-220 o wymiarach 11,6×10,4×8,5 mm, kompatybilnej z regulatorami liniowymi.

Recom był jednym z pierwszych producentów, szeroko promujących impulsowe regulatory napięcia serii 78, zamykane w identycznych obudowach TO-220, jak wcześniejsze odpowiedniki liniowe. Z biegiem czasu do oferty firmy weszły wersje ekonomiczne R-78E,



nieodłączając parametrami od poprzedników. Zapewniają one sprawność do 91%, pozwalającą na pracę z prądem ciągłym do 1 A i impulsowym do 2 A bez konieczności stosowania radiatorów w zakresie temperatury otoczenia do +60°C (0,6 A w zakresie do +85°C). Napięcie wejściowe wynosi maksymalnie 28 V dla wszystkich wariantów.

Regulatory impulsowe R-78E oferują tryb pracy *pulse skipping*, pozwalający zapewnić dużą sprawność energetyczną również w zakresie małych prądów wyjściowych. Do ich zalet należy też mały poziom przewodzo-nych i promieniowanych zaburzeń elektromagnetycznych, pozwalający zapewnić kompatybilność z wymogami normy EN 55032 Class A/B przy zastosowaniu prostego wejściowego filtra LC. Do standardowego wyposażenia tych układów należy ogranicznik prądowy, układ miękkiego startu, zabezpieczenie zwarcio-owe oraz zabezpieczenie nadnapięciowe wyjścia.

<https://bit.ly/2AgSr4b>

Bezpieczniki resetowalne SMD

Bezpieczniki resetowalne PPTC nowej serii 0ZT wyróżniają się szerokim zakresem dopuszczalnej temperatury pracy od -40 do +125°C. Są elementami do montażu SMT, dostępnymi obecnie w wersjach rozmiaru 2920 (0ZTF), 1812 (0ZTG), 1210 (0ZTH), 1206 (0ZTJ) i 0805 (0ZTK). Spośród standardowych bezpieczników PPTC wyróżniają się też krótszym czasem zadziałania i mniejszą rezystancją. Uzyskały kwalifikację AEC-200 pozwalającą na zastosowania w elektronice samochodowej. Są dostępne w ofercie dystrybutorów, takich jak Digi-Key, Mouser i Arrow.



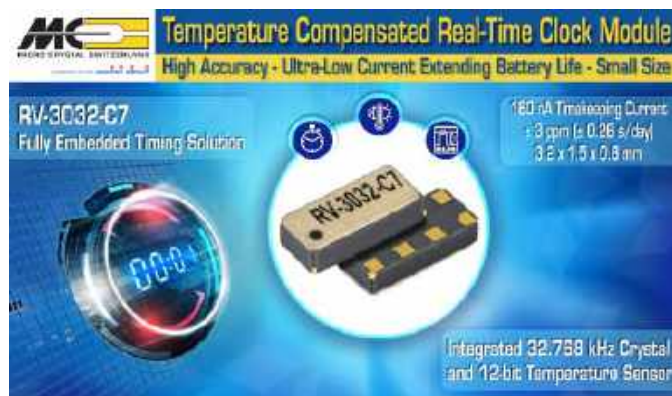
<http://bit.ly/39eYDIP>



Model	V _{MAX}	R _{IMAX}	I _{HOLD}	I _{TRIP}	Obudowa
0ZTG0110FF2C	6 V	0,43 Ω	1,1 A	2,2 A	1812
0ZTH0010FF2E	30 V	11 Ω	0,1 A	0,35 A	1210
0ZTH0020FF2E	30 V	5 Ω	0,2 A	0,5 A	1210
0ZTJ0010FF2E	30 V	10 Ω	0,1 A	0,35 A	1206
0ZTK0010FF2G	16 V	12 Ω	0,1 A	0,6 A	0805
0ZTF0110FF2C	16 V	0,41 Ω	1,1 A	2,2 A	2920

Precyzyjny, energooszczędny zegar RTC z kompensacją termiczną

Do oferty firmy Micro Crystal wchodzi nowy zegar RTC o symbolu RV-3032-C7, wyposażony w układ kompensacji termicznej i interfejs I²C.



Zapewnia bardzo dużą dokładność czasową, wynoszącą $\pm 3,0$ ppm ($\pm 0,26$ s/dzień) w przemysłowym zakresie temperatury pracy od -40 do $+85^{\circ}\text{C}$ oraz $\pm 1,5$ ppm w podzakresie $0...+50^{\circ}\text{C}$. Nie wymaga współpracy z żadnymi elementami.

Układ RV-3032-C7 akceptuje napięcie zasilania z zakresu od 1,2 do 5,5 V. Pobiera zaledwie 160 nA prądu przy napięciu 3 V. Do kompensowania temperatury zastosowano w nim 12-bitowy czujnik o dokładności wynoszącej typowo $\pm 1^{\circ}\text{C}$ i rozdzielczości $0,0625^{\circ}\text{C}$. Z kolei do kompensacji efektów starzenia zastosowano pamięć EEPROM. Wyjście układu może pracować w trybie rezonatora (32,768 kHz, 1024 Hz, 64 Hz, 1 Hz) lub zegara w.c.z. (8192 Hz...52 MHz z krokiem 8192 Hz). Jest zamykany w ceramicznej obudowie DFN o wymiarach $3,2 \times 1,5 \times 0,8$ mm. Uzyskał kwalifikację AEC-Q200.

<http://bit.ly/2Iq9Fjd>



Mikrofony MEMS z wyjściem cyfrowym I²S

Oddział produktów audio firmy CUI Devices powiększa ofertę mikrofonów produkowanych w technologii MEMS o dwa nowe modele wyposażone w wyjście cyfrowe I²S. CMM-3526D-261-I2S-TR i CMM-4030D-261-I2S-TR różnią się umiejscowieniem portu akustycznego, występującego odpowiednio na dolnej i górnej powierzchni obudowy. Oba są produkowane w niskoprofilowych obudowach SMD o wymiarach odpowiednio $3,5 \times 2,65 \times 0,98$ mm i $4,0 \times 3,0 \times 1,25$ mm. Dzięki zastosowaniu interfejsowi I²S nie wymagają współpracy z zewnętrznym kodekiem-dekoderem, umożliwiając bezpośrednie połączenie z procesorem DSP lub mikrokontrolerem. Mogą znaleźć zastosowanie we wszelkiego typu urządzeniach rejestrujących dźwięk, w których krytycznym parametrem są wymiary podzespołów. Ze względu na małą różnicę czułości pomiędzy różnymi egzemplarzami, wynoszącą 1 dB, mogą być też stosowane w układach formowania wiązki i redukcji szumu.

Oba mikrofony charakteryzują się dookólną charakterystyką, czułością -26 dB i pasmem od 100 Hz do 10 kHz. Ich średni pobór prądu wynosi 400 μA . Różnią się stosunkiem sygnału do szumu, wynoszącym 64 dBA dla CMM-3526D-261-I2S-TR i 59 dBA dla CMM-4030D-261-I2S-TR. Ich ceny hurtowe zaczynają się od 1,59 USD przy zamówieniach 500 sztuk.

<http://bit.ly/2uZc9jr>

20-amperowy przekaźnik elektromechaniczny o wymiarach $25 \times 24 \times 10,5$ mm

G5PZ to elektromechaniczny przekaźnik typu SPST-NO dużej mocy, zaprojektowany do zastosowań w klimatyzatorach, urządzeniach

AGD i maszynach przemysłowych. Charakteryzuje się wąską konstrukcją, pozwalającą zmniejszyć gabaryty płytki drukowanej w instalacjach wielokanałowych oraz małym poborem mocy cewki, wynoszącym typowo 530 mW. Może pracować w temperaturze otoczenia od -40 do $+70^{\circ}\text{C}$.

Model G5PZ jest produkowany w wąskiej obudowie o wymiarach $25 \times 24 \times 10,5$ mm do montażu przewlekane. Występuje w wariantach o trzech różnych napięciach znamionowych cewki: 5, 12 i 24 V_{DC} oraz dwóch dopuszczalnych prądach przewodzenia: 16 A @ 250 V_{AC} (G5PZ-1A) i 20 A @ 250 V_{AC} (G5PZ-1A-E). Charakteryzuje się wytrzymałością dielektryczną 4 kV między cewką i kontaktami oraz wytrzymałością na impulsy przepięciowe do 10 kV ($1,2 \times 50 \mu\text{s}$). Żywotność wynosi minimum 2 miliony cykli mechanicznych oraz odpowiednio 50 tys. i 100 tys. cykli elektrycznych dla wersji 20- i 16-amperowej.

<http://bit.ly/2Ybqnrf>



Niskoprofilowe 3-watowe konwertery DC-DC w wersjach do montażu SMT i THT

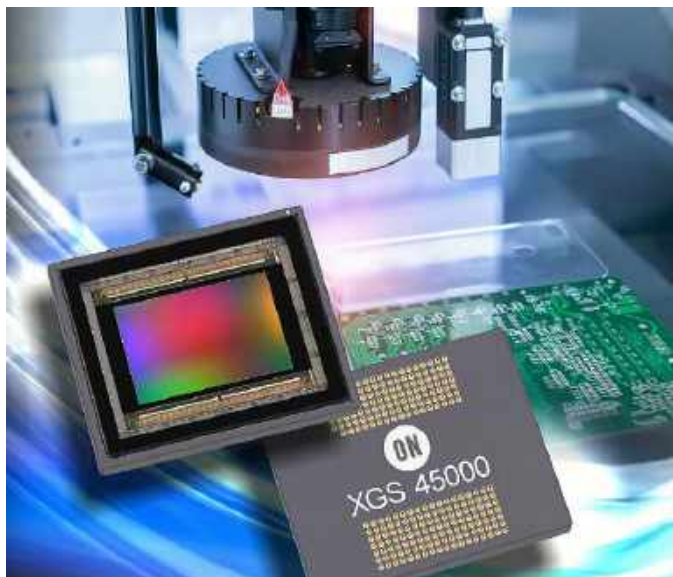
Firma CUI dodała do oferty cztery nowe serie niskoprofilowych, jednowyjściowych konwerterów DC-DC o mocy znamionowej 3 W, dostarczanych w wersjach obudowanych i open-frame do montażu SMT i przewlekane. Konwertery PYBJ3 mogą pracować w zależności od modelu w zakresie napięć wejściowych 4,5...9 V lub 9...36 V i oferują standardowe napięcia wyjściowe 3,3, 5, 12, 15 i 24 V. Zapewniają wydajność prądową do 600 mA i sprawność sięgającą 82%. Nie wymagają wymuszonego biegu powietrza przy pracy w zakresie temperatury otoczenia od -40 do $+85^{\circ}\text{C}$. Zapewniają izolację do 1500 V_{DC} między wejściem i wyjściem. Ich standardowym wyposażeniem jest zabezpieczenie nadnapięciowe, nadprądowe i zwarciovowe. Konwertery PYBJ3 są dostępne w ofercie dystrybutorów, takich jak Digi-Key, Mouser i Arrow.

<https://bit.ly/3piEUxf>

Niskoszumowe przetworniki obrazu CMOS o rozdzielczości do 45 megapikseli

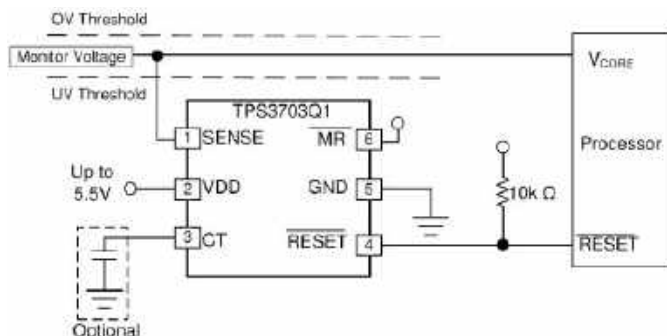
ON Semiconductor powiększa rodzinę niskoszumowych przetworników obrazu XGS o model o wysokiej rozdzielczości i dużej szybkości rejestracji obrazu. Nowe modele XGS 45000, XGS 30000 i XGS 20000 zapewniają rozdzielczość do 45 megapikseli i maksymalną szybkość rejestracji 60 fps w trybie 8 k. Pochodzący również z nowej oferty czujnik XGS 5000 (5,3 megapiksela) został zaprojektowany pod kątem ograniczenia poboru mocy w kamerach małogabarytowych formatu 29×29 mm². Występuje również w wariantach o rozdzielczości 3 i 2 megapikseli.





Wszystkie czujniki rodziny XGS charakteryzują się średnicą piksela 3,2 μm , małymi szumami i bardzo dobrą jakością obrazu, niezbędną w przypadku zastosowań w przemysłowych systemach wizyjnych i systemach nadzoru ruchu drogowego. Tryb rejestracji *global shutter* zapewnia odwzorowanie obiektów ruchomych bez zniekształceń. Jednolita architektura pozwala skrócić czas wprowadzania urządzeń na rynek, dzięki możliwości zastosowania jednego typu kamery o różnych rozdzielczościach.

<http://bit.ly/36Km9ch>



Najmniejszy na rynku układ monitorowania napięcia

Układ TPS3703-Q1 to najmniejszy na rynku detektor napięcia zasilającego z wewnętrznym źródłem napięcia referencyjnego i dwoma komparatorami, zamykany w 6-wyprowadzeniowej obudowie DSE o powierzchni 1,5×1,5 mm. Umożliwia realizację zabezpieczenia podnapięciowego i nadnapięciowego w systemach mikroprocesorowych przy bardzo małej histerezie i tolerancji napięć progowych, zmniejszających ryzyko wygenerowania fałszywego sygnału Reset. Zawiera filtr szumów, zabezpieczenie przepięciowe, wejście Resetu manualnego i układ opóźniający.

TPS3703-Q1 nie wymaga podłączania zewnętrznych rezystorów do programowania napięć progowych, co dodatkowo zwiększa jego dokładność pracy. Występuje w wersjach o zaprogramowanym fabrycznie napięciu monitorowanym (od 0,5 do 5 V) i przedziale tolerancji (od $\pm 3\%$ do $\pm 7\%$ wartości nominalnej). Zapewnia dokładność pomiaru wynoszącą typowo $\pm 0,25\%$ w temperaturze $+25^\circ\text{C}$ i $\pm 0,7\%$ w całym zakresie dopuszczalnej temperatury pracy od -40 do $+125^\circ\text{C}$.

Układ umożliwia programowanie opóźnienia sygnału Reset. Skrajne wartości (np. 1 ms i 200 ms) mogą być programowane poprzez rozłączenie wyprowadzenia CT lub podłączenie go do linii zasilania, a programowanie innych odbywa się poprzez podłączenie zewnętrznego kondensatora o odpowiednio dobranej pojemności.

TPS3703-Q1 uzyskał kwalifikację AEC-Q100 Grade 1 oznaczającą możliwość pracy w szerokim zakresie temperatury otoczenia od -40 do $+150^\circ\text{C}$. Zawiera zabezpieczenie przed wyladowaniami ESD do ± 2 kV (HBM) i ± 500 V (CDM).

<http://bit.ly/2kuoTZ9>

Jednoosiowe akcelerometry MEMS do testowania komponentów lotniczych i samochodowych

Jednoosiowe akcelerometry nowej serii 2276 firmy Silicon Designs zostały zaprojektowane do testowania komponentów samochodowych i lotniczych w zakresie niskich i średnich częstotliwości, a także do zastosowań w robotyce, biomechanice i innych wymagających aplikacjach. Zawierają niskoszumowy, pojemnościowy sensor MEMS skalibrowany fabrycznie, zintegrowany z buforem o małej impedancji wyjściowej. Występują w wersjach o 8 zakresach pomiarowych od ± 2 do ± 100 g z wyjściem analogowym różnicowym (± 4 V) i asymetrycznym (0,5...4,5 V). Zawierają wewnętrzny regulator napięcia, minimalizujący wpływ fluktuacji napięcia zasilającego.



Akcelerometry serii 2276 są produkowane w szczelnych obudowach aluminiowych o masie 9 g i wymiarach 23,9×16,0×10,8 mm. Mogą pracować w temperaturze otoczenia od -55 do $+125^\circ\text{C}$. Są odporne na udary mechaniczne do 5000 g.

Pozostałe parametry:

- błąd kalibracji: typ. $\pm 0,25\%$ zakresu,
- nieliniowość ($-90...+90\%$ zakresu): typ. $\pm 0,15\%$ zakresu,
- współczynnik temperaturowy skali: od -100 do $+100$ ppm zakresu/ $^\circ\text{C}$,
- współczynnik temperaturowy pomiaru: od -150 do $+50$ ppm/ $^\circ\text{C}$,
- szum wyjściowy: od 10 $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ (dla wersji ± 2 g),
- pasmo: DC...2400 Hz (-3 dB),
- impedancja wyjściowa: 1 Ω ,
- napięcie zasilania: 8...32 V_{DC} ,
- pobór prądu: typ. 7 mA,
- PSRR: min. 50 dB (typ. >65 dB).

<http://bit.ly/3iGPDzc>

REKLAMA

ZAJRZYJ NA TE STRONY

GAMMA  www.gamma.pl
info@gamma.pl **PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE**

P www.piekarz.pl
części elektroniczne
sprzedaz@piekarz.pl tel. 22 599 49 70

RENEX  www.renec.com.pl **RENEX**  www.ipctraining.pl **RENEX**  www.renecine.pl



Raspberry Pi Pico

Fundacja Raspberry potrafi zaskoczyć, o czym przekonaliśmy się już niejednokrotnie, tym razem na premierę nie został wykorzystany dzień liczby π , a inna ciekawa data: 21.01.21. Zaskoczenie jest tym większe, że nikt nie spodziewał się jakiegokolwiek premiery.

Wygląd płytki Raspberry Pi Pico został pokazany na fotografii tytułowej. Zastosowany mikrokontroler to specjalnie opracowany przez fundację układ, oznaczony symbolem RP2040. Jego specyfikacja wygląda następująco:

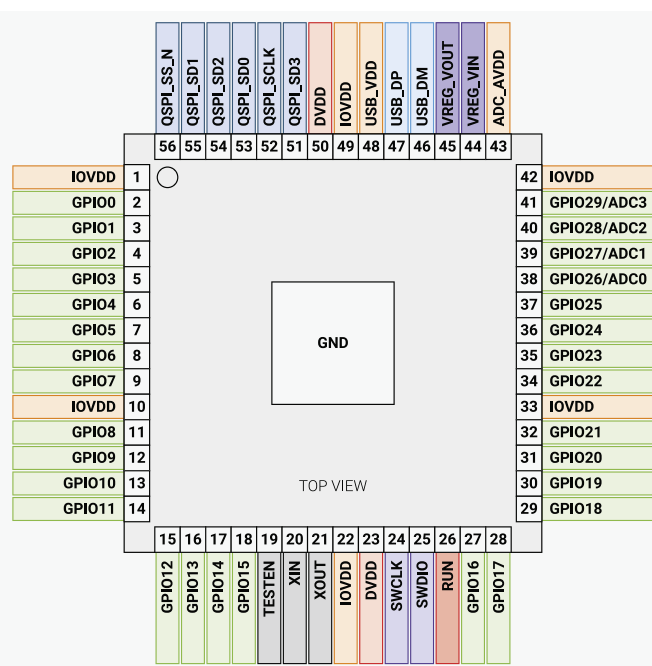
- dwa rdzenie Cortex M0+ taktowane zegarem do 133 MHz,
- technologia 40 nm,
- 264 kB pamięci RAM w sześciu niezależnych bankach,
- współpraca z zewnętrzną pamięcią programu FLASH do 16 MB poprzez interfejs QSPI,
- wbudowany kontroler DMA,
- interfejsy 2×UART, 2×SPI, 2×I²C, 16×PWM, USB1.1,
- 30 linii GPIO,
- 4-wejściowy, 5-kanalowy przetwornik ADC SAR o rozdzielczości 12 bitów (ENOB = 9 bit) i maksymalnym próbkowaniu 500 kS/s,
- wbudowany przetwornik temperatury podłączony do piątego wejścia ADC,
- magistrala AHB łącząca peryferia z rdzeniem i pamięcią procesora,
- dwa układy logiki sekwencyjnej PIO z czterema maszynami stanów,
- dwa układy PLL generujące sygnały taktujące dla interfejsu USB, przetwornika ADC oraz rdzeni M0+,
- układ stabilizatora LDO dla zasilania rdzenia,
- interfejs debugowania SWD, bootloader, wsparcie UF2,
- obudowa QFN-56 7×7 mm, z padem termicznym.

Jak widać, nie skupiono się na opracowaniu procesora mającego wszystkie możliwe interfejsy i posiadającego niezrównaną elastyczność oraz wydajność. Dla osób stosujących mikroprocesory z rdzeniem M0+ ciekawostką może być użycie tylko zewnętrznej pamięci programu Flash. Większość popularnych układów, takich jak STM32, LPC, SAMD, Psoc itp., ma wbudowaną pamięć o ewentualnie stopniowanej wielkości w zależności od wersji układu. Brak ten nie musi być poważną wadą, gdyż pamięci szeregowe Flash są powszechne i tanie, pozostaje jednak istotna w wielu

aplikacjach kwestia zabezpieczenia jej zawartości przed nieautoryzowanym skopiowaniem.

Rozkład wyprowadzeń mikroprocesora RP2040 został pokazany na **rysunku 1**. Zakres dopuszczalnych napięć zasilania wynosi 1,62...3,63 V, zasilanie przetwornika ADC wyprowadzone jest na oddzielny pin, co ułatwia jego filtrację. Schemat blokowy RP2040 został pokazany na **rysunku 2**. Sam układ RP2040 ma być dostępny w sprzedaży w drugim kwartale 2021 r. Tak w telegraficznym skrócie prezentuje się serce Pi Pico.

Płytki Raspberry Pi Pico, oprócz mikroprocesora RP2040, zawiera 2 MB pamięć programu typu W25Q16, oscylator kwarcowy 12 MHz, przetwornicę buck-boost o napięciu wyjściowym 3,3 V umożliwiającą zasilanie płytki zarówno z portu USB napięciem 5 V, jak i ze złącza GPIO napięciem z przedziału 1,8...5,5 V, co ułatwia zasilanie baterijne oraz, po uzupełnieniu aplikacji kilkoma elementami zewnętrznymi, realizację funkcji ładowania i zasilania z akumulatora.



Rysunek 1. Rozkład wyprowadzeń układu RP2040

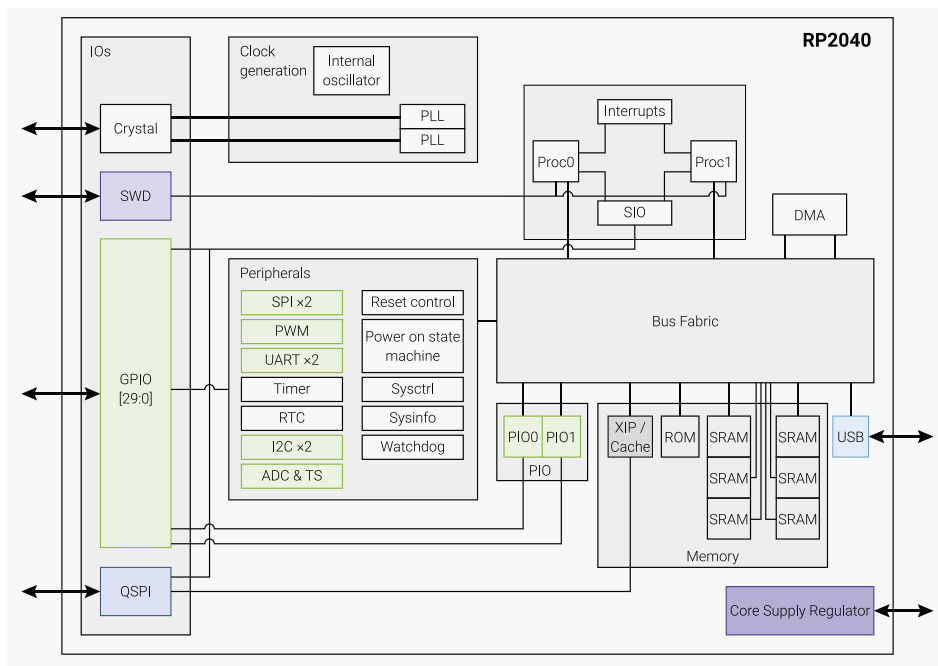
Z peryferiów dostępna jest tylko dioda LED. Przycisk BOOTSEL uruchamia wbudowany bootloader. Kilka linii GPIO procesora nie zostało wyprowadzonych na złącza, w tym niestety jedno z czterech wejść analogowych (ADC3) i są używane do monitorowania i sterowania zasilaniem oraz sterowania przetwornicą. Wyprowadzenia GPIO są zgodne z napięciem 3,3 V, przypisanie funkcji zostało pokazane na **rysunku 3**. Rdzeń procesora zasilany jest napięciem 1,1 V z wbudowanego stabilizatora LDO. Możliwe jest doprowadzenie zewnętrznego napięcia odniesienia dla przetwornika ADC. Port debugowania nie został wyprowadzony na typowe złącze 2×5 pinów, a jedynie na pady lutownicze. Rozmiary płytki to 51×21 mm, rozstaw złączy jest typowy i pasuje do płytek stykowych i prototypowych. Płytką według zapewnień producenta pracuje poprawnie w zakresie temperatury -25...85°C.

Wraz z płytką Pi Pico udostępniona została szczegółowa dokumentacja zarówno do mikroprocesora RP2040, jak i samej płytki uruchomieniowej. Do jakości dokumentacji nie można mieć zastrzeżeń, można ją pobrać z: <https://bit.ly/36e63dk>.

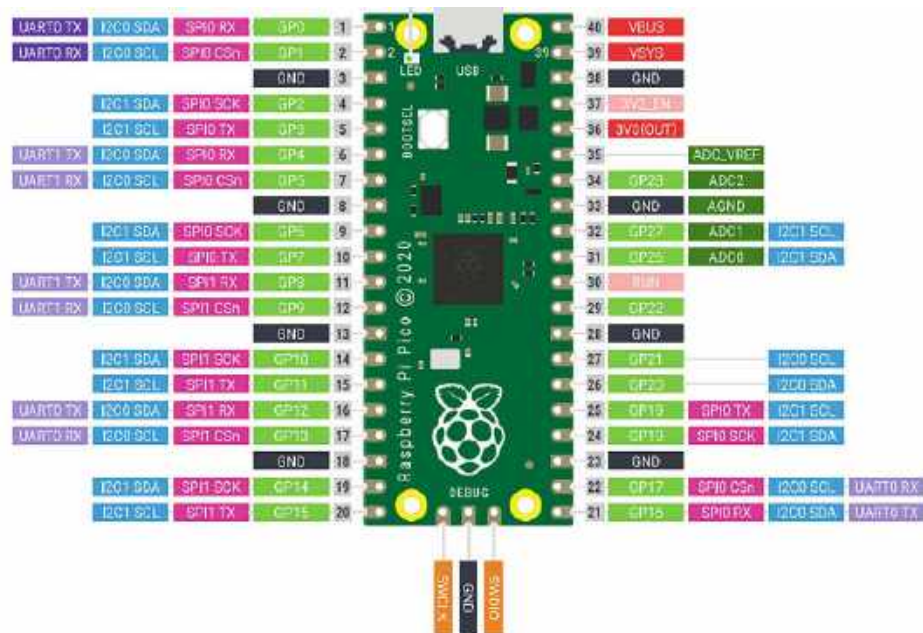
Raspberry Pi Pico można programować w C/C++ i Micropythonie, dostępne są SDK oraz szczegółowy opis kompilacji dla Linuksa, Windows i Mac oraz programy przykładowe. Dla MicroPythona wydano też oficjalny drukowany podręcznik: *Get started with MicroPython on Raspberry Pi Pico* <http://bit.ly/3c9Jf43>.

Programowanie pamięci FLASH odbywa się za pomocą interfejsu USB. Po podłączeniu do PC moduł jest widoczny jako dysk przenośny, na który po prostu kopiujemy skompilowany plik programu.

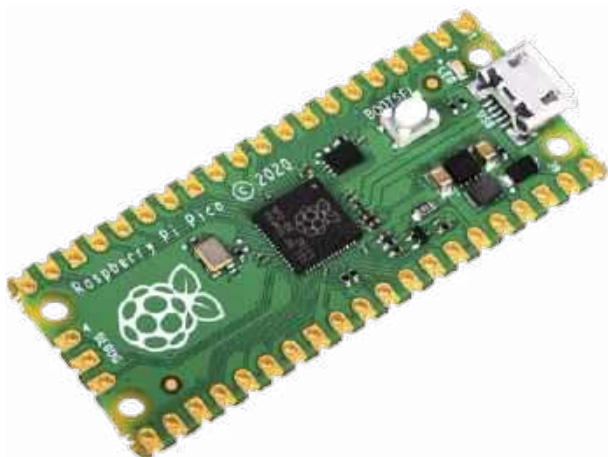
Płytką Pi Pico wydaje się bezpośrednią konkurencją dla Arduino MKR, z mocniejszym procesorem i bardzo zachęcającą ceną, co okazuje się nie do końca właściwą oceną sytuacji. Zapowiedziana jest współpraca zarówno z zespołem Arduino, jak i Adafruit.



Rysunek 2. Struktura wewnętrzna układu RP2040



Rysunek 3. Wyprowadzenia płytki Raspberry Pi Pico



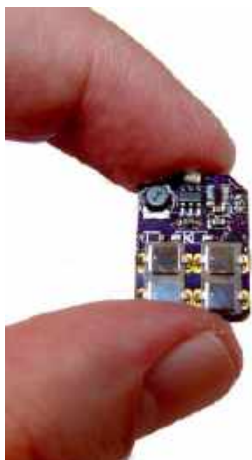
SparkFun oraz Pimoroni, którzy także udostępniły lub w najbliższym czasie udostępnią płytki z procesorem RP2040 i zróżnicowanym wbudowanym wyposażeniem. Jeżeli współpraca z zespołem Arduino zakończy się pełnym wsparciem programowym nowego procesora (w co nie wątpię, skoro pracują nad własną płytką Arduino Nano RP2040 Connect z wbudowanym modulem Wi-Fi, mikrofonem MEMS i 9-osiowym IMU), sytuacja na rynku płytek uruchomionych DIY może stać się ciekawa.

Czy procesor RP2040 znajdzie zastosowanie w aplikacjach budowanych przez profesjonalistów i będzie konkurencją lub przynajmniej uzupełnieniem oferty STM, NXP i innych dostawców procesorów z rdzeniem ARM? Nie sądzę, ale na rynku DIY może znaleźć dla siebie miejsce. Popuszczając wodze fantazji i przewidując hipotetyczną integrację struktury RP2040 w strukturze SoC dla kolejnej wersji Raspberry Pi, jak ma to miejsce w procesorach iMX8, otrzymalibyśmy bardzo ciekawe i kompleksowe rozwiązanie.

Adam Tatus
adam.tatus@ep.com.pl

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.



Ładowarka do superkondensatorów z diodami BPW34

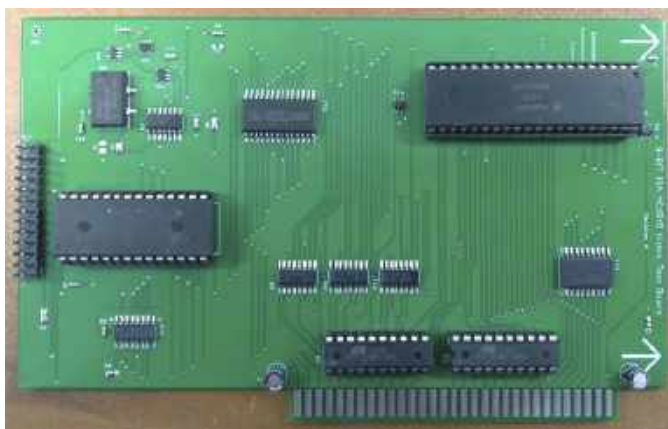
Prezentowany moduł to prosta i samowystarczająca lampka nocna. Zawiera ona cztery diody BPW34 pracujące w trybie fotowoltaicznym do zbierania energii, która następnie służy do ładowania superkondensatora, magazynującego energię.

System może współpracować z superkondensatorami o pojemności do 10 F (w teorii możliwe jest zastosowanie większej pojemności, ale jak zwraca uwagę autor, taka pojemność jest optymalna do zbierania energii przez cały dzień). Można ją dostosować do wybranego dla systemu zastosowania lub dostępnej ilości światła.



Wbudowana w system przetwornica napięcia jest w stanie działać już od 0,3 V, dzięki czemu możliwe jest zużycie niemal całej energii zgromadzonej w superkondensatorze. Po całodziennym ładowaniu lampka może świecić przez 4 godziny. System ma dwa tryby działania – jako lampka nocna (światło aktywuje się w nocy) lub źródło impulsów (światło aktywuje się od razu po naładowaniu superkondensatora do progu uruchomienia przetwornicy).

<http://bit.ly/3sUx6UK>



Eksperymentalna, 8-bitowa karta graficzna na ISA

Projekt ma na celu opracowanie 8-bitowej karty wideo z interfejsem ISA. Nie jest to interfejs współcześnie popularny, ale dzięki swojej prostocie jest doskonałą platformą do eksperymentów i nauki elektroniki cyfrowej oraz budowy komputerów.

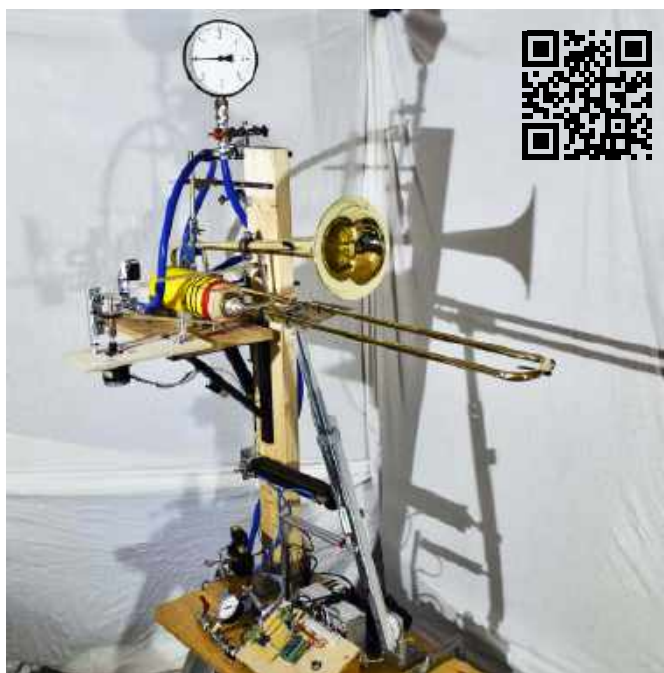


Autor, w ramach tego projektu, zagłębił się w karty katalogowe różnych układów dedykowanych do kontroli kineskopów, używanych we wczesnych kartach graficznych. Układ MC6845 stanowi złoty standard dla tego rodzaju chipów. Istnieje wiele odmian tych układów i chociaż większość dokumentacji wskazuje, że są identyczne, nie jest to do końca prawdą. Dzięki analizie tego rodzaju niuansów autorowi udało się uruchomić projekt.

Po wielu próbach i debugowaniu projektu udało się uruchomić kartę graficzną i uzyskać obraz w postaci wyjścia tekstowego o rozdzielczości 40×35 znaków. Autor korzysta z czcionki 8×16 i rozdzielczości ekranu 640×480 pikseli przy 60 Hz. System sterowany jest zegarem 12,5875 MHz, który mieści się w zakresie częstotliwości obsługiwanych przez układ MC6845. Udało się również uruchomić tryb wideo, zwany int10h, co pozwoliło na wyświetlanie ekranu systemu operacyjnego DOS.

Autor ma przed sobą, jak sam pisze, jeszcze mnóstwo rzeczy do przetestowania przed zaprojektowaniem nowej płytki, ale wszystko idzie mu, na razie, bardzo sprawnie. Warto śledzić jego postępy w tym retroprojekcie.

<http://bit.ly/36biaaR>



RoboTrombo – robotyczny puzon

Od czasu powstania muzyki elektronicznej w XX wieku, ludzie starali się naśladować brzmienie znanych sobie instrumentów. W ten sposób na rynku pojawiła się ogromna liczba cyfrowych samplerów, które przypominają brzmienie i charakter prawdziwych instrumentów. Jednak cyfrowe samplery nie zapewniają tej samej atmosfery,

co prawdziwe instrumenty muzyczne, ponieważ głośniki nigdy nie mogą naśladować w pełni brzmienia rzeczywistego instrumentu.

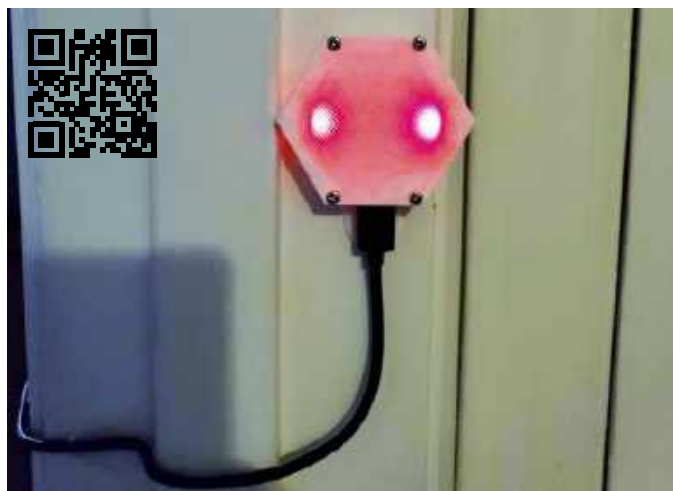
Aby wypełnić tę lukę, zespół iSax Laboratories z uniwersytetu Chalmers opracował projekt robota puzonowego, który może odtwarzać muzykę wyłącznie w oparciu na fizycznej naturze samego instrumentu, bez potrzeby korzystania z cyfrowego samplera czy nawet głośnika. Mimo to pozostaje nadal w pełni programowalny.

„Dzięki naszemu projektowi jest potencjalnie możliwe, że puzon automatycznie zagra proste melodie z plików MIDI. Konstrukcja jest napędzana sprężonym powietrzem, a sterowanie pneumatyczne kontrolują elektryczne serwomechanizmy z silnikami krokowymi. Całość jest kontrolowana przez moduł Arduino z interfejsem w Pythonie”, piszą autorzy.

Celem tego projektu było zbudowanie w pełni automatycznego i programowalnego robota puzonowego, sterowanego za pomocą Arduino. Sprężone powietrze nie tylko jest wtłaczane w ustnik puzonu, ale także steruje położeniem jego suwaka poprzez siłownik. Instrument jest sterowany interfejsem MIDI. Oprogramowanie na komputerze czyta i analizuje tego rodzaju pliki, a następnie odtwarza poszczególne nuty na puzonie. W przyszłości autorzy rozważają dołączenie do instrumentu klawiatury MIDI, aby móc sterować manualnie systemem w czasie rzeczywistym.

Najtrudniejszym elementem systemu były „sztuczne usta”, które wprawiały powietrze w puzonie w vibrację. „Aby naśladować usta i wytworzyć odpowiednią vibrację potrzebną do gry, najpierw wypróbowaliśmy różne materiały, takie jak gumy czy węże silikonowe wypełnione wodą, które zacisnęliśmy między wylotem powietrza kompresora a ustnikiem instrumentu. Jednak żaden z użytych przez nas materiałów nie zapewniał odpowiednich vibracji (...). Rozwiązaniem problemu było użycie lateksowego rękawa, który przypomina ludzkie usta”, opisują autorzy. „Aby podeprzeć wargi, a także zapewnić objętość do rezonansu, zbudowaliśmy pojemnik, który utrzymuje tuleję z zaworem powietrza z tyłu. Ponadto umieściliśmy w ustach mechanizm nożycowy napędzany silnikiem krokowym, aby kontrolować napięcie ust i grać wyższe nuty”. Zawór do komory sterowany jest za pomocą serwomechanizmu.

<http://bit.ly/3sT1rTz>



Światło zajętości sterowane przez Wi-Fi

W czasach pandemii wiele osób staje przed niespotykanymi dotychczas problemami dnia codziennego. Ponieważ wiele osób pracuje z domu i wszystko wskazuje na to, że jeszcze przez jakiś czas tak będzie, istotne dla nich jest przygotowanie odpowiednich warunków do pracy. Szczególnie dotyczy to osób, które mają małe dzieci (które także spędzają całe dnie w domach).

Kluczowym aspektem jest wypracowanie sposobu na powiadamianie wszystkich w gospodarstwie domowym, że w danej chwili nie należy przeszkadzać w pracy np. w czasie telekonferencji. Rozwiązaniem

tego problemu ma być proste światełko sygnalizujące zajętość/potrzebę ciszy – podobnie jak systemy używane np. w radiu podczas audycji na żywo.

BusyLight to podłączone do sieci Wi-Fi światło, które pozwala na sygnalizowanie potrzeby ciszy czy zajętości pomieszczenia. Można je umieścić na zewnątrz drzwi biura lub w dowolnym innym miejscu w domu.

Moduł skonstruowany jest na bazie modułu Wemos D1 Mini i dwóch diod NeoPixels. Można nim sterować poprzez GUI do wyboru koloru, a wkrótce autor systemu chce dodać możliwość jego integracji z kalendarzem (np. Google).

<http://bit.ly/2KQCw1U>



Świeczka na ATtiny85

Jak sam tytuł wskazuje, projekt ma za zadanie emulować świeczkę. Bazuje na prostej, dwustronnej płytce PCB i mikrokontrolerze ATtiny85, który steruje pojedynczą diodą RGB. Używane są tylko dwa kanały – czerwony i zielony. Po uruchomieniu „świeczka” miga przez jakieś 15 minut, po czym gaśnie. Można ją ponownie uruchomić przyciskiem na kolejne 15 minut, a cykl powtarza się aż do wyczerpania baterii.

Pomysł autora był prosty – chodziło o zaprojektowanie układu, który będzie w stanie skutecznie udawać świeczkę. Mimo prostej konstrukcji urządzenie wygląda bardzo realistycznie, a jednocześnie nie może się wypalić, chociaż wyłącza się automatycznie. System zawiera prosty algorytm zmieniający wartości podawane na diody LED. Dioda czerwona zmieniana jest o losową wartość pomiędzy –32 a 32 (w ten sposób LED nigdy nie wykona ogromnego skoku między wartością minimalną i maksymalną), a dioda zielona zmienia intensywność świecenia o wartość pomiędzy 0 a wylosowaną wartością dla diody czerwonej. Cykl powtarza się z losowymi opóźnieniami w pętli, która po 15 minutach kończy się.

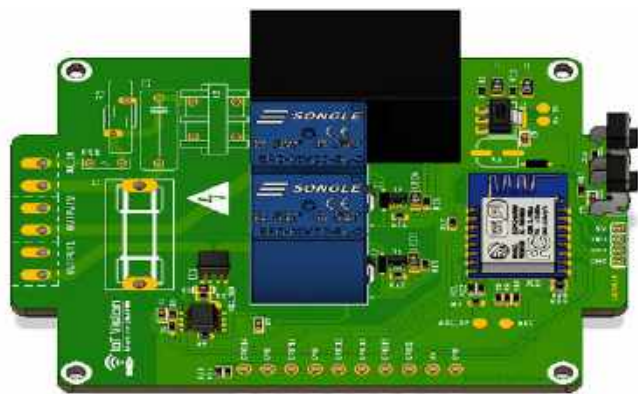
Dodatkowo układ ma obudowę wykonaną w technologii druku 3D, wyposażoną w prosty rozpraszacz światła, wykonany z papieru do pieczenia.

<http://bit.ly/3sUM2Iz>

Płytki z przełącznikami i pomiarem prądu sterowane przez Wi-Fi

Powstało wiele projektów systemów z przełącznikami, którymi można sterować np. z poziomu mikrokontrolera. Tego rodzaju moduły mają wiele zastosowań – od systemów automatyki domowej do sterowania procesami w przemyśle itp. Zaprezentowany moduł zawiera dwa przełączniki, które sterowane są za pomocą modułu z ESP8266 poprzez sieć Wi-Fi. Przełączniki zastosowane w systemie sterowane są za pomocą napięcia 5 V z mikrokontrolera, ale można nimi przełączać napięcie sieciowe (230 V AC) i prąd do 10 A.





To co wyróżnia ten moduł na tle innych, podobnych płytek, to zastosowanie układu ACS712 do pomiaru prądu. Jest to wysoce zintegrowany układ scalony, który pozwala na pomiar prądu do 5 A (taką wersję układu zastosował autor, aczkolwiek dostępne są układy z tej rodziny mierzące prąd do 30 A). Układ integruje w sobie rezystor pomiarowy o rezystancji 1,2 mΩ, wzmacniacz pomiarowy i filtr analogowy, konfigurowany za pomocą zewnętrznego kondensatora. Ma wyjście analogowe, którego napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do płynącego prądu. Mikrokontroler w systemie mierzy napięcie i w efekcie oblicza wartość płynącego prądu.

<http://bit.ly/369ruvS>



Odtwarzacz CD na Arduino

Projekt bazuje na module Arduino Pro-Mini i służy do przekształcenia napędu CD-ROM z interfejsem IDE w samodzielny odtwarzacz CD. Układ byłby bardziej użyteczny pod koniec lat 90. XX wieku, ale nie zniechęciło to autora do spróbowania swoich sił z tym systemem.

Urządzenie jest inspirowane projektem ATAPIDUINO, a także podobnym projektem użytkownika jurc192 na hackaday.io (<http://bit.ly/2NrrPDI>). Główną różnicą jest to, że ten projekt dostarcza sygnał z napędu CD-ROM do przetwornika cyfrowo-analogowego poprzez wejście S/PDIF, a nie bezpośrednio – analogowo.

Arduino komunikuje się, poprzez interfejs I²C, z ekspanderem portów, podłączonym do portu IDE napędu CD, odbiornikiem S/PDIF typu WM8805 oraz wyświetlaczem OLED. W systemie zastosowano kompletną płytkę Arduino Pro-mini, zamiast samego mikrokontrolera ATmega328P, częściowo dla ułatwienia konstrukcji systemu, a częściowo dlatego, że i tak kosztują one mniej więcej tyle samo.

Kod programu, choć w dużej mierze oparty na projekcie ATAPIDUINO, został w większości zmieniony (oryginalny kod znajduje się również w repozytorium projektu, dostępnym na GitHubie – <http://bit.ly/3qWDJUR>). Projekt jest cały czas rozwijany. Autorowi udało się uruchomić następujące elementy:

- Sterowanie: stop i start odtwarzania, pauza, przewijanie w przód i w tył, przechodzenie do kolejnej i poprzedniej ścieżki oraz wysuwanie tacki napędu;

- Wyświetlacz OLED: pokazuje numer utworu, czas utworu i jeden z następujących symboli: odtwarzanie/zatrzymanie/FF/RW/wysunięcie tacki;
- Analogowe wyjście audio przez DAC.

Jest jednak szereg rzeczy, które jeszcze nie działają i nad którymi autor projektu pracuje obecnie:

- Sterowanie IR: na PCB znajduje się wejście dla sensora, ale nie jest on zamontowany lub zaimplementowany w kodzie;
- Obwód wyciszenia dźwięku;
- Wyjście S/PDIF: na płycie drukowanej znajduje się miejsce dla złącza FCR684204T 3,5 mm TOSLINK, ale nie jest ono obsadzone. Interfejs ten powinien wymagać tylko niewielkiej ilości dodatkowego kodu, aby poinformować WM8805 o włączeniu tego wyjścia;
- Obudowa;
- Optymalizacja PCB i ułożenia elementów – obecnie kabel IDE częściowo przesłania wyświetlacz.

<http://bit.ly/369rFr2>



Kompaktowy kalibrator do układów ATtiny

Ponieważ 8-pinowe mikrokontrolery z rodziny ATtiny mają tylko kilka dostępnych pinów GPIO, zwykle stosuje się je bez zewnętrznego zegara. Oscylator wewnętrzny sprawdza się dość dobrze w większości zastosowań tych prostych układów, ale jeśli chodzi o precyzyjne taktowanie, jego dokładność, będąca na poziomie $\pm 10\%$, jest często niewystarczająca. Na szczęście oscylator ten można skalibrować, zwiększając jego dokładność do $\pm 2\%$ lub lepiej.

Istnieje kilka sposobów wykonania ręcznej kalibracji oscylatora w tym mikrokontrolerze, ale wymaga to zrealizowania paru kroków. Prezentowany projekt – urządzenie TinyCalibrator – robi to w pełni automatycznie po naciśnięciu przycisku. Aby uczynić urządzenie bardziej wszechstronnym, zintegrowano w nim również reset fuse-bitów, za pomocą którego możliwe jest przywrócenie zablokowanych ATtiny do stanu fabrycznego.

<http://bit.ly/3olGhd7>



Deskmate – biurkowa konsola do sterowania przez MQTT

Jest to mały moduł do wyświetlania informacji i sterowania z użyciem techniki MQTT (ekstremalnie prosty, lekki protokół transmisji danych). Konsola jest przeznaczona do postawienia na biurku i podawania podstawowych informacji.





Jak pisze autor, początkowo chciał tylko przetestować nowy rodzaj wyświetlaczy z pamięcią firmy SHARP do monitorowania wartości czujników i kontrolowania inteligentnych przełączników w całym domu. Wyświetlacze te są czymś w rodzaju połączenia matrycy e-ink (mała pobierana moc) z wyświetlaczami LCD (szybka częstotliwość odświeżania). Do samego wyświetlacza szybko dołączył moduł z ESP32, enkoderem obrotowym i trzema przełącznikami mechanicznymi. Początkowo autor zamierzał napisać kod, który wyświetli dane z czujników, ale szybko dodał sterowanie za pomocą przełączników – to wszystko działa dzięki prostocie komunikatów i poleceń MQTT.

Inteligentne przełączniki, jakimi steruje konsola, to Shellys z systemem Tasmota – oprogramowaniem typu open source, które komunikuje się poprzez MQTT. Nasłuchuje poleceń takich jak „włącz” i „wyłącz” i raportuje bieżący stan za pośrednictwem małych komunikatów MQTT.

Na wyświetlaczu podawane są wskazania kilku pojemnościowych czujników wilgotności gleby oraz czujników temperatury w całym domu. Okresowo publikują one swoje pomiary, a broker MQTT przekazuje je zainteresowanym subskrybentom. W takim przypadku kod działający w ESP32 subskrybuje te tematy i wyświetla najnowsze dane za każdym razem, gdy nadejdzie nowa wiadomość.

Autor starał się, aby większość kodu w jego oprogramowaniu była niezależna, od wykorzystanego sprzętu wejściowego i wyjściowego, dzięki czemu możliwe jest przeniesienie kodu na inną platformę. W tym samym repozytorium (<http://bit.ly/3sVxGS9>) znajduje się implementacja systemu z użyciem wirtualnych danych wejściowych i wyświetlania, tylko programowo, która uruchamia się na Macbooku.

<http://bit.ly/39eDUVe>

Keybon – prosta miniklawiatura z programowalnymi makrami

Keybon to klawiatura zawierająca konfigurowalne przyciski. W każdym z dziewięciu dotykowych przycisków zintegrowany jest 0,66” ekran OLED. W zależności od tego, która aplikacja jest aktywna na podłączonym komputerze, keybon przełącza się na odpowiedni układ klawiszy dzięki towarzyszącemu oprogramowaniu. Kluczowych funkcje układu to:

- Tryb samodzielny – praca jako urządzenie USB HID;
- Oprogramowanie towarzyszące do dostosowywania i przełączania aplikacji;
- Przełączniki dotykowe;
- Wyświetlacze OLED 0,66” 64×48 px;
- Etui i mechanizm w całości wydrukowane w 3D.

W trybie samodzielnym keybon działa jak prosta klawiatura



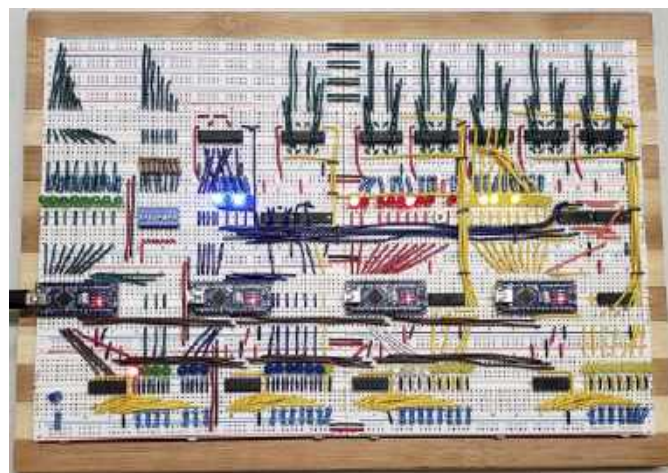
HID i pokazuje wstępnie skonfigurowane funkcje przycisków. Oprogramowanie towarzyszące dla systemu Windows umożliwia tworzenie własnych układów klawiatury i przypisywanie ich do dowolnej aplikacji na komputerze. Oprogramowanie to monitoruje aktywne aplikacje i odpowiednio zmienia układy.

W tym trybie keybon komunikuje się z systemem przez wirtualny port COM. Układy klawiatury są wysyłane na żądanie do urządzenia, które z kolei przesyła kluczowe zdarzenia z powrotem do komputera.

Bez odpowiedniego oprogramowania komputerowego keybon jest „tylko” zwykłą programowalną klawiaturą. Celem było dodanie możliwości konfiguracji urządzenia z poziomu Windows i zmiany układu klawiatury w ruchu. Autor stworzył aplikację w języku C#. Po podłączeniu klawiatury do komputera można konfigurować ikony wyświetlane na ekranach OLED oraz funkcje makro dla każdego przycisku. Można to zrobić, np. przeciągając i upuszczając obrazy do programu. Polecenia przycisków należy wprowadzać w taki sposób, aby metoda sendkeys mogła je zinterpretować. Na przykład `+{h}{e}{l}{l}{o}` wyświetla „Hello” po naciśnięciu odpowiedniego przycisku. Można utworzyć do 8 układów, ale tak naprawdę nie ma ograniczeń sprzętowych, aby było ich więcej. Ponieważ układy są zapisywane tylko na komputerze, pamięć STM32 nie jest czynnikiem ograniczającym ich liczbę.

Gdy układ jest aktywowany, aplikacja wysyła do klawiatury polecenie wyłączające jego funkcję HID. Następnie dziewięć obrazów jest przesyłanych przez port COM jako strumień bajtów. Zajmuje to tylko kilka milisekund, więc zmiana na rzeczywistych ekranach OLED jest natychmiastowa. Do każdego układu można dodać zestaw procesów systemu Windows. Oprogramowanie stale sprawdza, która aplikacja działa na pierwszym planie. Jeśli na przykład otworzy się Google Chrome, oprogramowanie natychmiast przełączy się do odpowiedniego układu makr.

<http://bit.ly/3oi7mxO>



8-bitowe CPU z układów dyskretnych i modułów Arduino

Zaprezentowany projekt to hybrydowa implementacja, zawierająca układy z serii SN74HC oraz moduły Arduino, komputera opisanego w książce J. Clarka Scotta *But How Do It Know?*.

Jak tłumaczy autor konstrukcji, książka wyjaśnia, jak można zbudować komputer przy użyciu samych bramek NAND, jednakże on nie realizuje jej w wersji „purystycznej”, ponieważ byłaby zbyt duża i za droga. Zamiast tego używa modułów z mikrokontrolerem – Arduino Nano – oraz układów scalonych z rodziny SN74HC do symulacji niektórych części procesora.

Projekt opisany został na portalu Hackaday.io, jednakże jest również dostępny w postaci serii filmów na YT, pokazujących działanie poszczególnych podsystemów procesora oraz sposób ich implementacji



w modułach Arduino. „Na końcu, mam nadzieję, będę miał przenośny 8-bitowy symulator komputera, który każdy może nie tylko zbudować, ale także programować i rozszerzać do woli”, opisuje swoją konstrukcję autor. Firmware do modułów Arduino i więcej informacji można znaleźć również na repozytorium autora na portalu GitHub: <http://bit.ly/3sUhksU>; <http://bit.ly/2MjhFoe>.

<http://bit.ly/2LTFIj>



SqueakyBoard – płytki deweloperska do układów ZYNQ

Jest to prosta płytki rozwojowa do układu Zynq 7010. Rodzina układów SoC (System-on-Chip) Zynq-7000 integruje w sobie zalety procesora z rdzeniem ARM ze sprzętowymi możliwościami układu programowalnego FPGA. Pozwala na tworzenie konstrukcji, w których procesor jest łatwo programowalny w konwencjonalny sposób, z użyciem np. języka C, a zintegrowany układ FPGA oferuje możliwości sprzętowego wsparcia w zakresie przetwarzania DSP czy innych – zależnie od tego, jaka struktura logiczna utworzona jest w module FPGA.

Układ jest obecnie w fazie rozwoju i jak zapewnia autor, jest bliski ukończenia. Obecnie działa już JTAG, kreator sygnałów taktowania, diody i przyciski, bootowanie układu z QSPI Flash, ILA, wyjście HDMI oraz klawiatura podłączona jako urządzenie USB-as-PS2. Autor teraz pracuje nad uruchomieniem mostka USB-UART, opartego na układzie CH375b.

Po zakończeniu projektowania i testów autor chce opublikować wszystkie pliki projektowe na swoim repozytorium GitHub, więc jeśli jesteście zainteresowani rozwojem systemów opartych na unikatowym SoC z rodziny Zynq, z pewnością dodacie ten projekt do listy swoich obserwowanych projektów.

<http://bit.ly/3iLKfLh>

Pasek LED kontrolowany poprzez chat na Twitchu

Producenci sprzętu komputerowego, jak i sami gracze doskonale wiedzą, że nie ma niczego bardziej gamerskiego niż oświetlenie RGB. Dlatego też autor, który jest streamerem na Twitchu, zdecydował się na wzbogacenie swojego streamu o nowy sposób interakcji ze swoimi filmami na żywo. „Zdarzyło mi się mieć pasek indywidualnie adresowalnych diod LED neo-pixel. Dzięki zastosowaniu Raspberry Pi zbudowałem system, który pozwolił moim widzom na Twitchu na wydawanie swoich punktów na kanale, w celu zmiany kolorów mojej taśmy LED!”, opisuje konstrukcję jej autor.



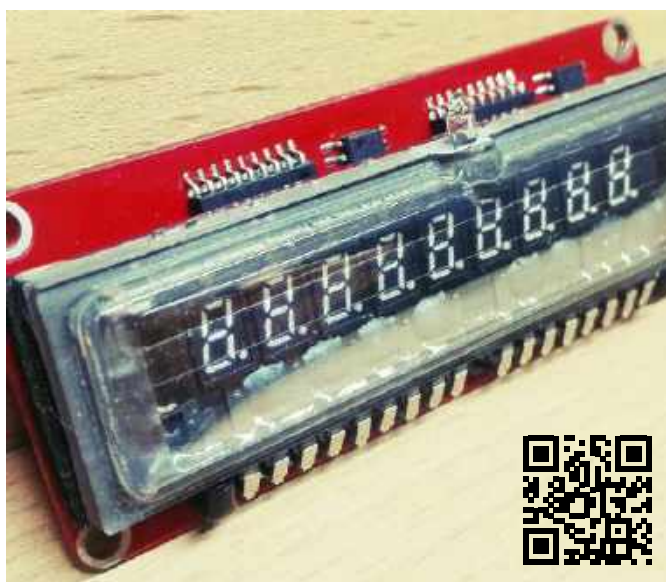
Raspberry Pi Zero W steruje pracą całego projektu. Ten komputer jednopłytkowy odpowiada za 3 funkcje:

- Za pomocą biblioteki *rpi_ws281x* w Pythonie steruje taśmą LED;
- Tworzy websocket do łączenia z Twitchem i podąża za wiadomościami za pomocą protokołu Pub Sub Twitcha, aby nasłuchiwać wymiany punktów kanału;
- Uruchamia serwer sieciowy Flask, który udostępnia portal internetowy, na którym można ręcznie ustawić barwy taśmy i (w przyszłości) konfigurować dalsze funkcje.

Reszta jest już bardzo prosta – wystarczy analizowanie niektórych ciągów wejściowych i wydawanie poleceń kontrolerowi diod LED, aby zmienił ich kolory na podstawie określonych animacji. Potrzebny jest jeszcze konwerter poziomów logicznych, aby możliwe było przejście z logiki Pi (3,3 V) na poziomy wymagane przez diody LED (5 V).

Obecnie Raspberry Pi i taśma LED są zasilane osobno, ale biorąc pod uwagę, że oba urządzenia działają przy zasilaniu 5 V, powinno być łatwe zasilanie ich z pojedynczego źródła o odpowiedniej wydajności prądowej.

<http://bit.ly/39esyRi>



Zegarek z wyświetlaczem VFD

Zegarek bazuje na wyświetlaczu próżniowym (VFD). Składa się on z dwóch głównych części. Pierwszą część to płytki drukowana dla VFD, która ma elementy zapewniające wymagane napięcie do zasilania VFD – 28 V DC i 5 V AC. Znajdują się tam również układy drivera ULN2803 i rejestry przesuwne 74HC595, które pozwalają na sterowanie całym VFD za pomocą zaledwie trzech pinów.

Druga część to płytka kontrolera VFD. Znajduje się na niej zegar czasu rzeczywistego, mikrokontroler, buzzer i wszystkie inne części, które uzupełniają pierwszy moduł i tworzą kompletny zegarek.
<http://bit.ly/3iWBy0N>



Generator DDS

Zaprezentowany projekt to dwukanałowy generator funkcyjny. Przebiegi generowane są cyfrowo, wewnątrz układu FPGA poprzez system DDS (*Direct Digital Synthesis*). Głównym celem tego projektu było zapoznanie się z układami FPGA i jednocześnie zbudowanie czegoś pożytecznego w laboratorium, jak wskazuje autor. Specyfikacja generatora jest następująca:

- Częstotliwość od DC do 20 MHz;
- Amplituda wyjściowa 28 dBm – 6 Vrms przy 50 Ω;



- Przebiegi wyjściowe: kwadrat, trójkąt, piłokształtny, sinusoidalny, arbitralny przebieg z karty SD;
- Niezależna modulacja AM i FM na obu kanałach;
- Przemiatanie częstotliwości;
- Programowalne przesunięcie fazy między kanałami.

Wszystkie pliki źródłowe systemu można znaleźć na GitHubie autora. Głównym elementem systemu jest układ programowalny FPGA – 10M08SAE144I7G z serii Altera MAX10. Układy MAX10 idealnie się tutaj sprawdzają, ponieważ mają wbudowaną pamięć konfiguracyjną Flash i tzw. pamięć UFM (*User Flash Memory*), które można zapisać, gdy FPGA jest programowany, by przechowywać tam pewne dane. Ten projekt używa pamięci UFM do przechowywania kodu dla procesora.

Sygnał zegarowy jest dostarczany przez oscylator TCXO 10 MHz, potencjometr podłączony do układu służy do regulacji częstotliwości. Najpierw sygnał jest generowany cyfrowo wewnątrz FPGA, a następnie trafia do 12-bitowego przetwornika cyfrowo-analogowego R-2R, który przekształca go na napięcie analogowe. Sygnał przechodzi następnie przez odwracający wzmacniacz operacyjny, do którego dodawane jest przesunięcie DC. Następnie w torze znajduje się programowalny wzmacniacz (VGA) do kontrolowania poziomu wyjściowego. Sygnał jest następnie filtrowany przez filtr aktywny w postaci wzmacniacza operacyjnego przed wejściem do wzmacniacza końcowego.

<http://bit.ly/36bMTVi>

Zasilany z baterii zasilacz warsztatowy

Jest to drugi projekt Manuel Tosone, zaprezentowany w tym numerze (pierwszym jest opisany powyżej generator DDS). Dwukanałowy zasilacz warsztatowy wymaga sześciu ogniw litowo-jonowych typu 18650. „Jeśli tak jak ja nie masz dużo miejsca, posiadanie



REKLAMA

COMPUTER CONTROLS

Autoryzowany dystrybutor Altium w Polsce



ALTium
DESIGNER21

W najnowszym Altium Designer 21:

- Rozbudowana obsługa projektów Rigid-Flex
- Nowy edytor reguł projektowych
- Nowy interfejs symulacji SPICE
- Nowe tryby dopasowywania długości ścieżek
- Zapobieganie konfliktom przy współdzieleniu projektów w A365
- Zaawansowane komentarze w projektach zarządzalnych

Computer Controls Sp. z o.o.
Bielsko-Biała, ul. Budowlanych 1

tel.: +48 (33) 485 94 90

e-mail: info@ccontrols.pl
www.ccontrols.pl



zasilacza, który możesz przesunąć i schować bez zaplątania się w kable, jest całkiem przydatne.

Inspiracja pochodzi z μ Supply zaprojektowanego przez Dava Jonesa z EEVblog², pisze autor o swojej konstrukcji. Jednakże jedyne, co realnie układ ten ma wspólnego z oryginalnym μ Supply, to stabilizator napięcia LDO – LT3080 – na wyjściu zasilacza. Pozostały układ został zaprojektowany całkowicie od podstaw. Specyfikacja zasilacza wygląda następująco:

- zasilany z 6 ogniw litowo-jonowych 18650 (o całkowitej pojemności 56 Wh),
- wyjścia – izolowane o napięciu do 20 V i prądzie do 1 A,
- rozdzielczość kontroli napięcia do 1 mV,
- rozdzielczość pomiaru prądu do 1 mA.

System jest podzielony na dwie płytki drukowane. Jedna jest odpowiedzialna za akumulator, druga to sam zasilacz. Moduł akumulatora zawiera sześć ogniw litowo-jonowych, obwód ochronny i ładowarkę ogniw oraz mikrokontroler do śledzenia

stanu naładowania (SoC – *State of Charge*). Wszystkie komponenty oprócz ogniw znajdują się z tyłu urządzenia. Płytką zasilacza zawiera wszystkie obwody do obsługi interfejsu użytkownika i stabilizacji napięć wyjściowych. Jest ono regulowane dwustopniowo, zastosowany jest wstępny stabilizator impulsowy, pozwalający uzyskać dużą sprawność. Za nim znajduje się stabilizator liniowy o małym szumie wyjściowym. Oba moduły łączy 10-żyłowy przewód, który oprócz linii zasilania przenosi także interfejsy takie jak UART.

Jako moduł zarządzania ogniwami pracuje układ BQ76920. W sposób ciągły monitoruje on napięcie i prąd ogniw. W przypadku wykrycia przetężenia, zbyt niskiego napięcia lub przepięcia ogniwa są natychmiast odłączane. Układ scalony zawiera również wewnętrzne obwody równoważące napięcie ładowania na poszczególnych ogniwach pakietu. Układ komunikuje się z mikrokontrolerem poprzez I²C. Ten sam interfejs służy do zarządzania ładowarką BQ25700A, zawierającą przetwornicę buck-boost do ładowania ogniw stałym prądem.

Za działanie systemu odpowiada mikrokontroler PIC16LF18345. Śledzi on układ SoC, równoważy ogniwa i włącza i wyłącza ładowarkę. Mikrokontroler jest podłączony bezpośrednio do akumulatorów, gdy BMS przechodzi w tryb ochronny i ogniwa są odłączone od reszty obwodu, zasilane są jedynie systemy nadzorowania ogniw i mikrokontroler. Aby oszczędzać energię, napięcie na izolatorach interfejsu I²C jest wyłączane, gdy interfejs ten nie jest używany.

Podobnie jak pierwszy przedstawiony tutaj projekt tego autora (generator DDS), dokumentacja zasilacza jest zamieszczona na repozytorium autora na GitHubie.

<http://bit.ly/3ca80eH>

REKLAMA

Nie przegap!

interesujących materiałów w styczniowym wydaniu „Elektroniki dla Wszystkich”



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 stronie www.ulubionykiosk.pl

Do kupienia również w Empikach i wszystkich większych kioskach z prasą.

Nieco ekstremalny słuchawkowy wzmacniacz lampowy OTL

Prosty wzmacniacz dla łaknących decybeli melomanów, do współpracy z niskoimpedancyjnymi słuchawkami. Obszerny opis pozwoli Czytelnikowi na opracowanie własnej wersji i wyjaśni, gdzie powstaje lampowe brzmienie.

Generator kalibracyjny dla każdego

Prościutki generator o bardzo stromych zboczach, absolutnie niezbędny w pracowni każdego elektronika. Przyda się między innymi do kalibracji i kompensacji częstotliwościowej dzielników i tłumików.

Analizatory serii NWT

Urządzenia oferujące szeroką gamę możliwości. Są one niezastąpionym sprzętem w pracowni każdej osoby zajmującej się techniką w.c.z.

REWelacja, czyli wykorzystanie komputerowej karty audio

Komputerowe karty audio zawierają przetworniki ADC dość szybkie i o dużej rozdzielczości. Wraz z odpowiednimi programami pozwalają zbudować przyrządy pomiarowe o ogromnych możliwościach.

Moje zmagania z LC-100A

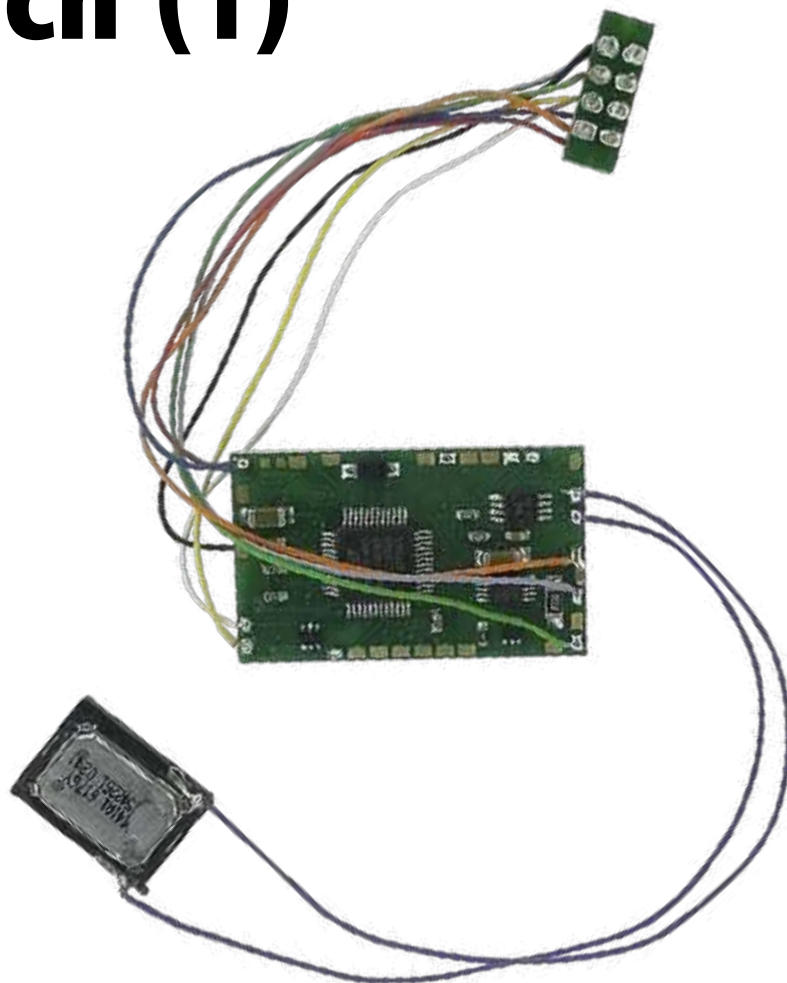
Temat pomiarów z wykorzystaniem niedrogich przyrządów pomiarowych zawsze cieszył się dużym zainteresowaniem. Tylko czy zawsze pierwszą czynnością po zakupie urządzenia ma być wymiana kluczowego elementu wzorcowego?

Ponadto w numerze:

- Sekwencyjny sterownik oświetlenia
- Filozofia sieci: protokół UDP, część 2
- MPPT, część 11
- Szkoła Konstruktorów:
 - Elektroniczny sposób sygnalizacji otwarcia furtki
 - Zaproponuj układ pozwalający za pomocą dwóch przewodów niezależnie sterować dwoma odbiornikami

Dekoder DCC trakcji i dźwięku do modeli kolejowych (1)

Szybki rozwój mikrokontrolerów i towarzyszący im spadek cen półprzewodników umożliwiły realizację skomplikowanych zadań, przy jednoczesnym zachowaniu niewielkich wymiarów gotowych urządzeń. Najnowsze konstrukcje dekodów jazdy i dźwięku są tak skonstruowane, że wraz z głośnikiem mieszczą się w modelach lokomotyw w skali H0 i mniejszej. Niestety, ze względu na dość małą skalę produkcji są dość kosztowne. Można znaleźć amatorskie wykonania dekodów trakcji, natomiast brakuje dekodów dźwiękowych z samplowaniem dźwięków. Zaprezentowany moduł realizuje te oraz wiele innych funkcji.



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

W ofercie AVT* AVT-5841

Podstawowe parametry:

- 21 wyjść (można zwiększyć do 25), w tym 13 wyjść PWM, co pozwala na sterowanie oświetleniem lokomotywy według instrukcji E1 PKP;
- Dostępne efekty takie, jak „iskrzący pantograf”, „światłówka”, „palenisko” i wiele innych;
- Cztery wyjścia do sterowania serwowymi mechanizmami, co pozwala sterować pantografami czy otwieraniem drzwi lub żaluzji;
- Tania i prosta konstrukcja.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

- AVT-5821 Miniaturowy stabilizator impulsowy (EP 11/2020)
- AVT-5471 ServoPoint – sterownik rozjazdów z polaryzacją (EP 10/2014)
- AVT-1828 Miernik do Boostera DCC (EP 9/2014)

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] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji. Kity w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [A*] – płytkę drukowaną [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.

Moduł przeznaczony jest dla miłośników modeli w skali H0 i większej, którzy małym kosztem chcą ucyfrowić i udźwiękować swoją flotę. Dodatkowe zalety dekodera to dobra dostępność elementów oraz stosunkowo łatwy montaż i serwisowanie. Jednak te cechy spowodowały, że dekodek nie jest miniaturowy. Ograniczenie kosztów nie pozwoliło na zaprojektowanie obwodu PCB 4-warstwowego, który umożliwiłby zmniejszenie wymiarów dekodera. Jeśli Czytelnicy wykażą zainteresowanie, powstanie mniejsza konstrukcja o znormalizowanych wymiarach 15×30 mm ze złączem Plux22, ale trzeba mieć na uwadze fakt, że taki dekodek będzie droższy.

Dekoder przetestowano na: DR5000, PICO SmartController Light, ROCO10764 z MultiMouse v1.05, NanoX – wersja obsługująca funkcje do F28. Nie można zagwarantować, że na innych systemach działa bezbłędnie. Zestawienie parametrów i funkcji dekodera zawiera **tabela 1**.

Budowa i działanie

Schemat dekodera został pokazany na **rysunku 1**. Jest zasilany napięciem przemiennym z torowiska. Diody D1, D2, D4, D5 tworzą mostek zasilający stabilizator U1 i sterownik silnika U2. Stabilizator TS2940CW-3.3 ma tę unikalną cechę, że na swoim wejściu akceptuje napięcia do 26 V i krótkie impulsy do 60 V. Ponadto radiator jest na potencjale masy, tak jak radiatory U2 i U3, co pozwala na łatwe odprowadzenie ciepła, co nie byłoby możliwe w przypadku SPX1117, którego radiator jest połączony z Vout. W takim przypadku konieczna byłaby dodatkowa powierzchnia radiatora na PCB, a ze względu na wymiary nie ma na to miejsca. Poza tym maksymalne napięcie SPX1117 to 18 V (niszczące 20 V), a norma DCC wymaga dla skali H0 odporności na napięcie do 22 V.

Elementy D3 i D6 separują główne zasilanie 3,3 V używane przez wzmacniacz audio

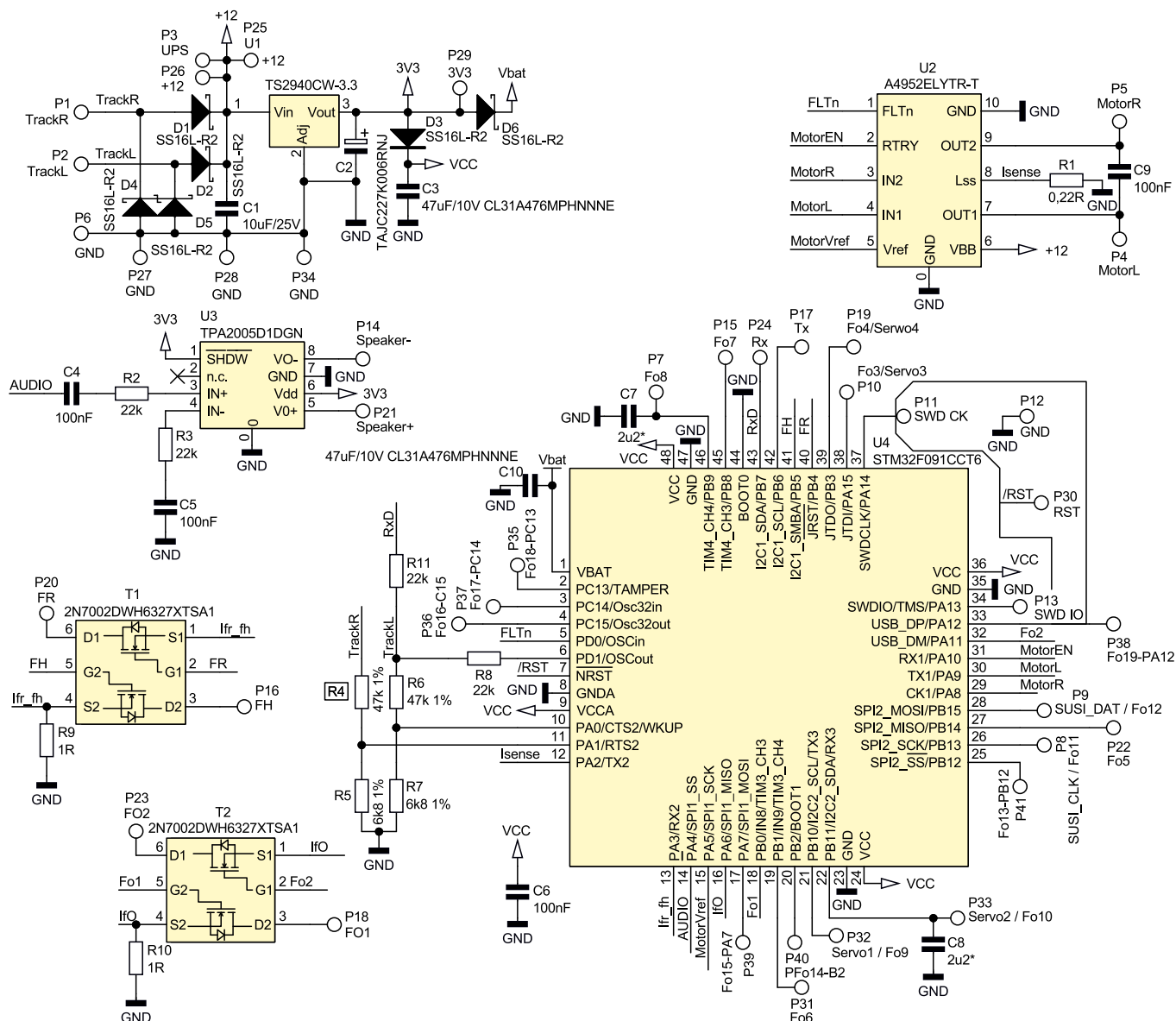
Tabela 1. Zestawienie parametrów i funkcji dekodera

Funkcja	Parametr	Uwagi
Maksymalne napięcie zasilania	25 V	Odporny na impulsy do 60 V
Maksymalny prąd silnika	1 A	Zabezpieczenie wyjścia przez zwarcie i przeciążeniem
Obsługiwane klawisze funkcyjne	Do F68	Stan klawiszy od F5 do F68 zapamiętywany jest w pamięci nieulotnej. Aby zmniejszyć liczbę zapisów, jest on dokonywany dwie sekundy od ostatniej zmiany stanu klawisza funkcyjnego. Istnieje możliwość wyłączenia zapisu stanu klawiszy F5...F12 i zwiększenia czasu do 10 sekund, co wydłuży żywotność pamięci. Konsekwencją takiego postępowania jest konieczność odświeżania stanu F5...F12 w centralce (DR5000 umożliwia wyłączenie bądź wyłączenie odświeżania grup klawiszy od F5 do F28), co zmniejsza częstotliwość wysyłania danych do dekodów
Prąd wyjść mocy	100 mA	
Parametry wyjść cyfrowych	TTL-LV (3,3 V)	±25 mA na jedno wyjście i 80 mA dla wszystkich wyjść razem
Wyjścia PWM	12-bit ok. 1 kHz, korekta gamma, inwersja wyjść.	Opcjonalny tryb inwersyjny
Efekty na wyjściach	- uzależnienie od kierunku jazdy, - uzależnienie od jazdy/postoju, - wszystkie światła PKP E1, także krótkie i postojowe oraz alarmowe, - plomień paleniska https://bit.ly/3iFGsPD, - miganie świetlówek, - iskwienie pantografu https://bit.ly/39U1Nkm, - wyjście funkcyjne z ograniczeniem czasowym dla generatora dymu, sprzęgu elektromagnetycznego, - automatyczne rozprężanie https://bit.ly/2M4zyab	Parametry efektów konfigurowane przez CV
Serwomechanizmy	Ustalanie czasu min. i max. impulsu serwa, szybkości zmiany położenia, funkcja revers	
ABC (automatyczne zatrzymanie przed semaforem)	Pokaz funkcji uzyskanej na sterowniku semafora ACS-UNI-L: https://bit.ly/3p2lrQ6 https://bit.ly/2NntGJR	Wymaga włączenia w CV
Wyjście SUSI lub dwa dodatkowe wyjścia funkcyjne on/off		
Czasowa blokada zapisu EEPROM/FLASH w trybie PoM		Np. w celu przetestowania różnych opcji ustawień
Żywotność pamięci nieulotnej	Gwarantowane 2,56 miliona cykli zapisu dla EEPROM (stan klawiszy funkcyjnych), 10 000 cykli dla pamięci konfiguracji (CV), czas przechowywania informacji: 20...30 lat	Gwarantowana liczba cykli dotyczy najgorszego przypadku i gwarantowanego czasu zapisu. W praktyce liczba cykli jest kilka razy większa
Odczyt wersji softu bez toru programującego w trybie PoM		Miganie światłami
Odczyt CV bez toru programującego w trybie PoM		Miganie światłami a' la Morse'a
Funkcje AUDIO		
Liczba kanałów audio	8	Dwa kanały zarezerwowane na dźwięki silnika, pozostałe na inne dźwięki, jak syrena, zapowiedź, pisk hamulców, itp.
Obsługiwane sample	8/16-bit, 8/16/32 kHz, pliki WAV ADPCM 16-bit, pliki WAV 8/16-bit bez kompresji	
Regulacja głośności	Każdego sampla (grupy sampli) indywidualnie oraz master volume	

i dodatkowe urządzenia, takie jak serwomechanizmy czy dodatkowe oświetlenie LED, do zasilania mikrokontrolera i podtrzymania zawartości pamięci RAM.

Funkcje drivera silnika pełni układ A4952ELYRT-T w miniaturowej obudowie MSOP-10. Mimo małych wymiarów, maksymalny prąd drivera wynosi 3 A. W dekodzie,

ze względu na małą powierzchnię radiatora i wytrzymałość diod w prostowniku, prąd jest ograniczony do 1 A. Wartość prądu ogranicza napięcie na wyprowadzeniu Vref (nóżka



Rysunek 1. Schemat elektryczny dekodera

numer 5). Aby zaoszczędzić miejsca na PCB, nie zastosowano rezystorów, tylko napięcia z przetwornika DAC mikrokontrolera.

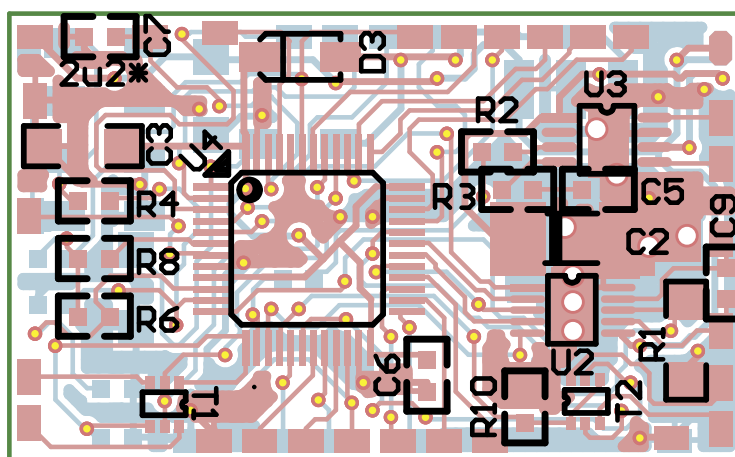
Wzmacniacz audio został zrealizowany na bazie układu TPA2005D1DGN w miniaturowej obudowie MSOP-8. Mimo małych wymiarów potrafi dostarczyć 1,4 W mocy. W dekodерze moc jest ograniczona przez napięcie zasilania do około 0,5 W, co przekłada się na pobór prądu około 150 mA dla obciążenia głośnikiem 8 Ω .

Sercem dekodera jest STM32F091CCT6, który ma aż 256 kB pamięci FLASH, co pozwala zmieścić około minuty sampli audio 8 kHz 16-bit. Wydaje się to niemożliwe, ponieważ $8000 \text{ Hz} \cdot 2 \text{ (próbki 16-bit)} \cdot 60 \text{ sekund}$ daje blisko 1 MB. Dzięki zastosowaniu kodowania ADPCM udało się skompresować sample 4-krotnie.

Rezystory R4, R5 i R6, R7 tworzą dzielniki napięcia pozwalające mierzyć napięcie na torach. Dzięki temu udało się zrealizować dwie funkcje: automatyczne zatrzymanie (ABC) i ograniczenie prędkości obrotowej silnika

i jasności światła od napięcia na torach. Rezystor R8 ogranicza prąd wejścia użytego do dekodowania sygnału DCC. Rezystor R11 ogranicza prąd wejścia UART, które będzie używane do wgrywania nowych wersji programu i dźwięków bez otwierania lokomotywy przez dodatkowy interfejs.

Podwójne tranzystory T1 i T2 sterują funkcjami świateł FR i FH oraz wyjściami Fo1 i Fo2. Na rezystorach R9, R10 odkłada się napięcie proporcjonalne do płynącego prądu, co pozwala oszacować prąd płynący przez tranzystory, natomiast napięcie z R1 określa prąd silnika.



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



Montaž

Schemat płytki PCB został pokazany na **rysunku 2** i **rysunku 3**. Montaż wykonujemy zgodnie z ogólnymi zasadami, jednak należy zwrócić szczególną uwagę na przylutowanie radiatorów układów U2 i U3. Jednym ze sposobów jest skorzystanie z lutownicy HotAir. Wygląd zmontowanego dekodera dobrze pokazuje **rysunek 4** i **rysunek 5**.

W przypadku zastosowania mikrokontrolera STM32F091CC nie montuje się kondensatorów C7 i C8. Są one potrzebne dla STM32L4P5CGT6P, który wymaga dodatkowych napięć zasilających mikrokontroler. W tym przypadku liczba wyjść funkcyjnych jest mniejsza o dwa. Lepszą alternatywą dla STM32L4P5CGT6 jest STM32L4Q5CGT6, który kondensatorów nie wymaga. Oba mikrokontrolery mają 1 MB pamięci FLASH, co pozwala zmieścić ponad 4 minuty sample audio 8 kHz/16-bit czy dwie minuty 16 kHz, ale ze względu na dużo wyższą cenę

i trudności w zakupie tych mikrokontrolerów na razie nie powstała stosowna wersja oprogramowania. Jeśli Czytelnicy będą zainteresowani taką wersją programu i poprą to stosowanymi e-mailami, taka wersja powstanie. Duża pamięć pozwoli na umieszczenie dodatkowych efektów, takich jak zapowiedzi peronowe, rozruch i wyłączenie silnika, więcej dźwięków syren, gwizdów, hamowania i podobnych.

Uruchomienie

Po doprowadzeniu zasilania 10...22 V, bez podłączonego głośnika i silnika, pobór prądu powinien wynosić poniżej 100 mA. Najczęściej waha się w granicach 50...70 mA. Jeśli napięcie stabilizatora mieści się w granicach $3,3\text{ V} \pm 5\%$, można przystąpić do zaprogramowania mikrokontrolera. Wsady znajdują się w materiałach dodatkowych do artykułu oraz są dostępne na stronie <http://bit.ly/3nW6ZsV>. Do zaprogramowania wystarczy programator

Rezystory:

R1: 0,22 Ω SMD1206
R2, R3, R8, R11: 22 k Ω SMD0603
R4, R6: 47 k Ω 1% SMD0603
R5, R7: 6,8 k Ω 1% SMD0603
R9, R10: 1 Ω SMD0603

Kondensatory:

C1: 10 μ F/25 V SMD1206 ceramiczny
C2: 220 μ F/6,3 V tantalowy
C3, C10: 47 μ F/10 V SMD1206 ceramiczny
C4, C5, C6, C9: 100 nF SMD0603 ceramiczny
C7, C8: 2,2 μ F* SMD0603 patrz tekst

Półprzewodniki:

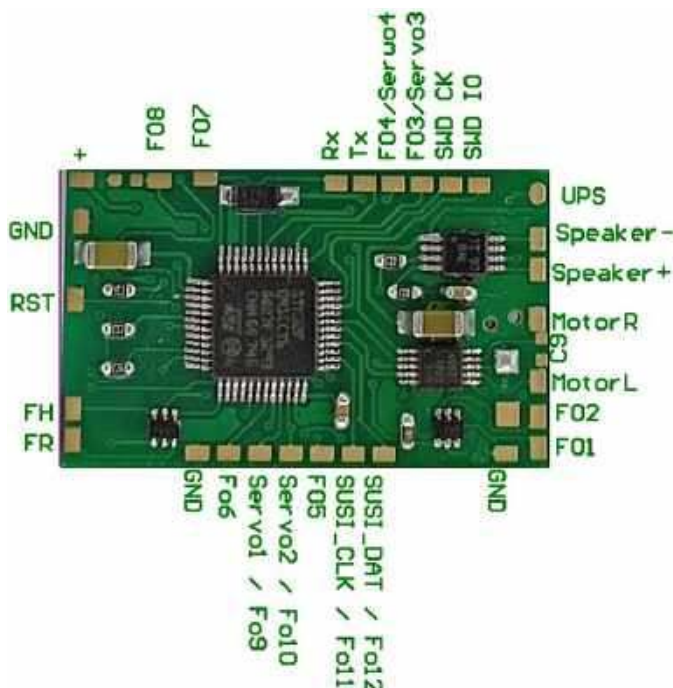
D1...D6: SS16L-R2 (SMA)
T1, T2: 2N7002DWH6327XTSA1 (SC-88)
U1: TS2940CW-3.3 (SOT-223)
U2: A4952ELYTR-T (MSOP-10)
U3: TPA2005D1DGN (MSOP-8)
U4: STM32F091CCT6 (LQFP-48)

Pozostałe:

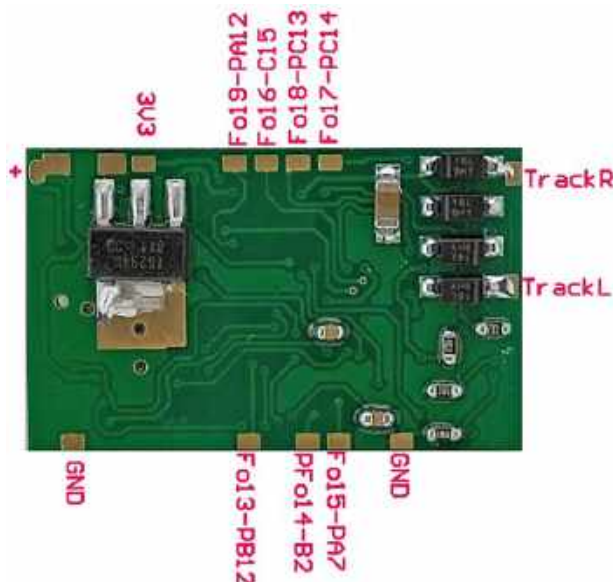
Rezystor GBR-618-12-10-2 TELPOD (opis
w tekście)
Klej termoprzewodzący np. AG ThermoGlue
Rurka elektroizolacyjna 12 mm i długości
10 mm (opis w tekście)

ST-LINK-V2, ale wygodniejszy jest ST-LINK-V2-1 lub ST-LINK-V3. Sposób podłączenia popularnego ST-LINK-V2 z płytą dekodera został pokazany na **rysunku 6**.

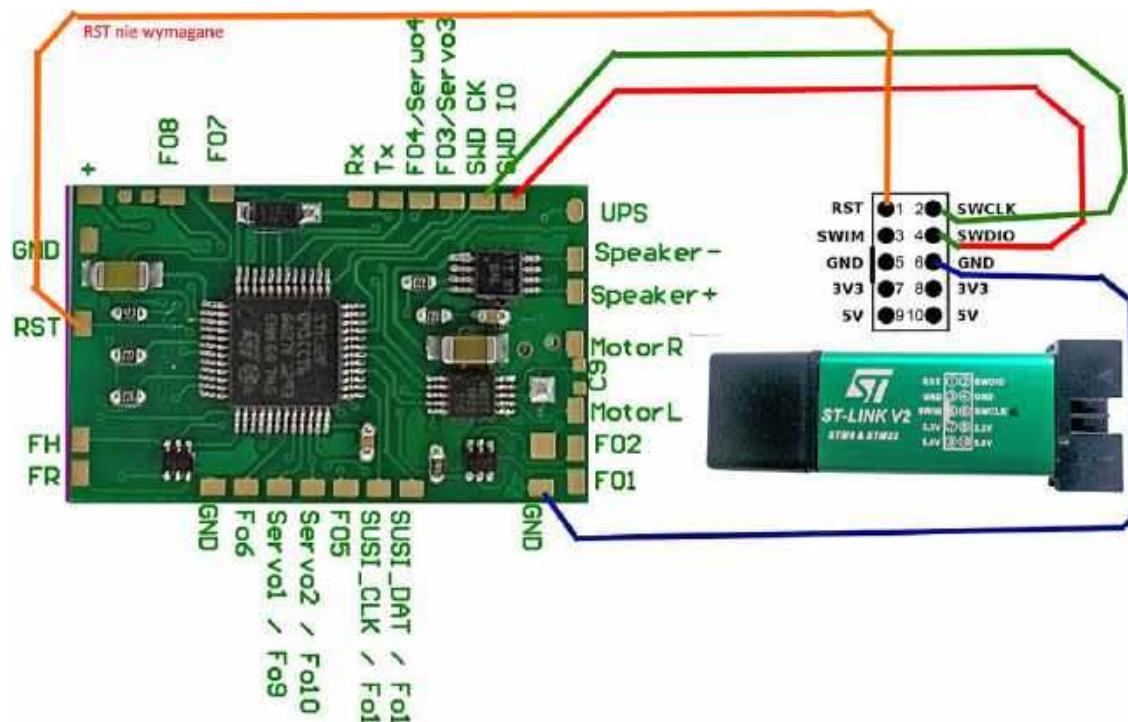
Wśród padów są wyprowadzone linie Rx i Tx do podłączenia konwertera USB-UART (**rysunek 7**). Programatory ST-Link-V2-1 i V3 mają wbudowany taki konwerter (wersja V2 nie), ale może to być dowolny mostek, na przykład FT230 akceptujący transmisję z prędkością 921600. Dzięki podłączeniu konwertera USB-UART w terminalu można zobaczyć informacje diagnostyczne. Terminal musi obsługiwać co najmniej VT-100 (polecam TeraTerm dostępny na różne platformy, który ma kilka zalet w stosunku do bardzo dobrego Putty). Przejściówka USB-UART nie jest konieczna do zaprogramowania mikrokontrolera, ale ułatwia ewentualną diagnostykę.



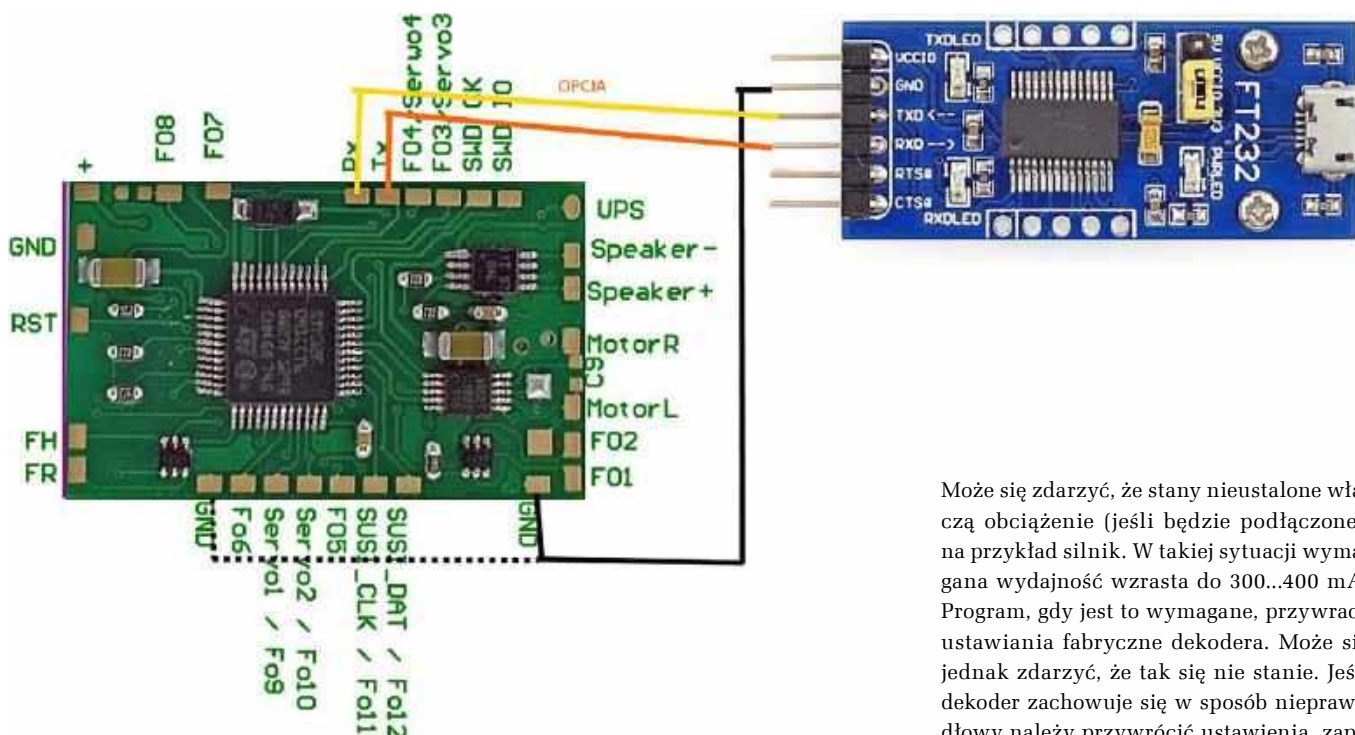
Rysunek 4. Zmontowana płytki dekodera wraz z opisem rozmieszczenia sygnałów, strona TOP



Rysunek 5. Zmontowana płytko dekodera wraz z opisem rozmieszczenia sygnałów, strona BOTTOM



Rysunek 6. Schemat podłączenia programatora do płytki dekodera



Rysunek 7. Schemat podłączenia konwertera UART-USB do płytki dekodera

Podłączenie linii reset jest wymagane w nielicznych przypadkach. Przed podłączeniem programatora wymagane jest zainstalowanie sterowników ze strony <http://bit.ly/2U5nOn1>. Do zaprogramowania można użyć aplikacji „ST-LINK Utility” dostępnej na stronie producenta mikrokontrolera <http://bit.ly/39Rps4v>.

Po uruchomieniu aplikacji wczytujemy wsad programu, wybierając file/Open file (zaleca się wybranie plików SREC lub ostatecznie HEX, które w przeciwieństwie do BIN są zaopatrzone w sumę kontrolną). Teraz

należy zapisać jego zawartością mikrokontroler, wybierając Target/Program. Po zakończeniu programowania powinien nastąpić reset mikrokontrolera (widać to w terminalu, jeśli podłączona jest przejściówka USB-UART). Jeśli reset nie nastąpił, należy na chwilę wyłączyć zasilanie dekodera.

W przypadku upgrade softu, gdy dekoder jest w lokomotywie i jest zasilany sygnałem DCC, mogą wystąpić problemy z zaprogramowaniem (transmisja jest przerywana). Wtedy należy zasilik dekodery stałym napięciem 10...20 V, z wydajnością prądową 100 mA.

Może się zdarzyć, że stany nieustalone włączy obciążenie (jeśli będzie podłączone), na przykład silnik. W takiej sytuacji wymagana wydajność wzrasta do 300...400 mA. Program, gdy jest to wymagane, przywraca ustawienia fabryczne dekodera. Może się jednak zdarzyć, że tak się nie stanie. Jeśli dekodery zachowują się w sposób nieprawidłowy należy przywrócić ustawienia, zapisując wartość 8 do rejestru numer 8. Przed zaprogramowaniem można zrobić kopię starej wersji. W tym celu należy po uruchomieniu aplikacji wybrać menu Target/Connect, po czym w menu File zapisać plik.

Podsumowanie

W kolejnej części artykułu skupimy się na opisie konfiguracji dekodera. Tymczasem filmy ukazujące jego możliwości można znaleźć pod adresem <http://bit.ly/3pdkK7G>. Jeśli Czytelnicy są zainteresowani innymi akcesoriami DCC, proszę o kontakt.

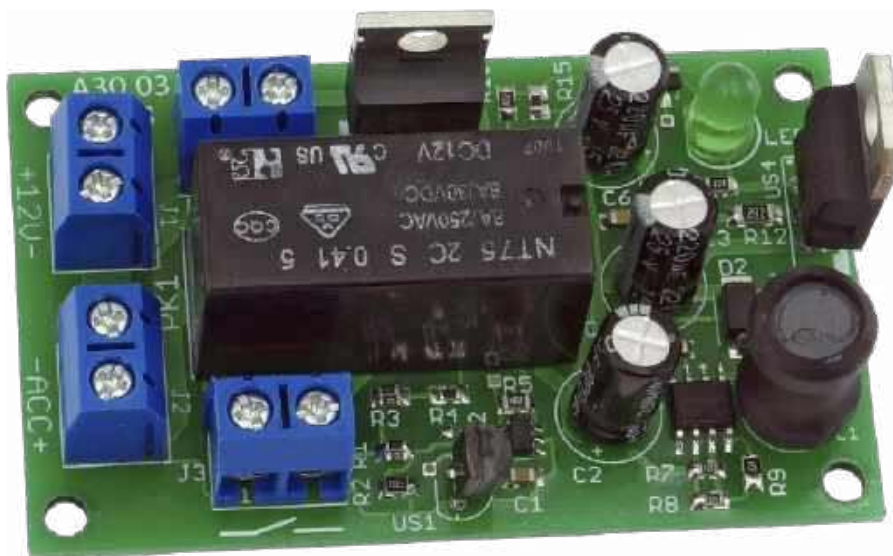
SaS
sas@elportal.pl

Zasilacz buforowy 12 V z akumulatorem

Działanie niektórych urządzeń, takich jak router czy centralka alarmowa, warto podtrzymać po zaniku napięcia 230 V. Można do tego użyć akumulatora żelowego, co wiąże się z koniecznością monitorowania napięcia na jego zaciskach oraz ładowania go. Prezentowany układ pozwala na automatyczne rozwiązanie tego problemu.

Rolą zasilaczy buforowych jest nieprzerwane dostarczanie energii elektrycznej do określonego odbiornika. Najpopularniejszym rodzajem takiego urządzenia jest zasilacz awaryjny UPS, gdzie magazynem energii są akumulatory. Ale nie zawsze istnieje konieczność stosowania tak rozbudowanych rozwiązań.

Zasilacze typu UPS dają na swoim wyjściu napięcie odpowiadające temu, jakie można znaleźć w gniazdku elektrycznym, czyli sinusoidalnie zmienne o wartości skutecznej 230 V. W przypadku konieczności podtrzymania przy życiu chłodziarki czy telewizora jest to konieczne. Jednak jest spora grupa urządzeń, które tego nie potrzebują.



Można do nich zaliczyć szeroką gamę routerów sieciowych, rejestratorów wideo, central alarmowych, systemów inteligentnego budynku itd., które są zasilane napięciem stałym o wartości 12 V. W wielu przypadkach można je zasilać wprost z akumulatora żelowego. Wystarczy tylko zadbać o samoczynne przełączenie między zasilaczem a wspomnianym akumulatorem oraz o prawidłową konserwację samego akumulatora, w tym o uniemożliwienie nadmiernego rozładowania. Wszystkie te zadania realizuje opisany układ.

Na wejściu obu źródeł zasilania – zasilacza sieciowego i akumulatora, znajduje się selektor, który dokonuje wyboru jednego z nich. Priorytet ma tutaj zasilacz sieciowy, aby możliwie jak najmniej korzystać z energii zgromadzonej w akumulatorze. Wyjście selektora można odłączać przełącznikiem mechanicznym, co jest równoznaczne z odłączeniem zasilanego urządzenia. Gdyby nie on, konieczne byłoby stosowanie podwójnego przełącznika, z oddzielnymi sekcjami dla akumulatora i zasilacza.

Monitor napięcia sprawdza, czy jest ono dostatecznie wysokie. Jeżeli nie, odcina wyjście. Przede wszystkim chroni to akumulator przed nadmiernym rozładowaniem. Jednak jego ułożenie w tym miejscu schematu, czyli tuż przed wyjściem, powoduje, że kontroluje on również napięcie podawane przez zasilacz. Gdyby jego wartość zanadto spadła,

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

W ofercie AVT* AVT-5834

Podstawowe parametry:

- wyбір jednego z dwóch źródeł napięcia 12 V: akumulatora lub zasilacza sieciowego,
- samoczynne ładowanie akumulatora przy obecności napięcia sieciowego,
- sygnalizacja zakończenia ładowania,
- odłączanie wyjścia po zaniku napięcia poniżej 11,2 V,
- prąd ładowania ok. 0,28 A.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

- Ultralekki Power Bank (EP 3/2019)
- AVT-5568 Power Bank 14,4 V – nowoczesny moduł zasilania bezprzewodowego z superkondensatorami (EP 1/2017)
- AVT-5519 PWR_SolarCAP Power Bank zasilany przez słońce (EP 11/2015)
- AVT-2309 ładowarka akumulatorów żelowych. Zasilacz buforowy (EdW 10/1998)

*** Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!**

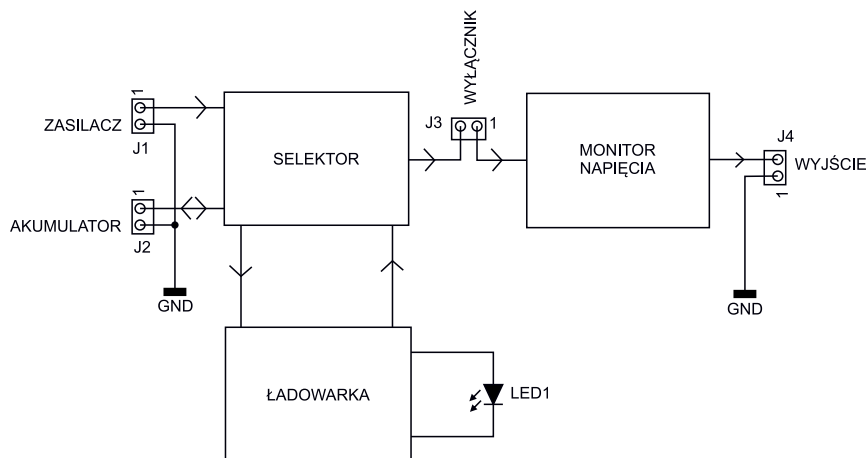
Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wzlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wzlutowane w płytkę PCB)
- wersja [A] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji
- Kity w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [A*] – płytkę drukowaną [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentacja
- wersja [UK] – zaprogramowany układ

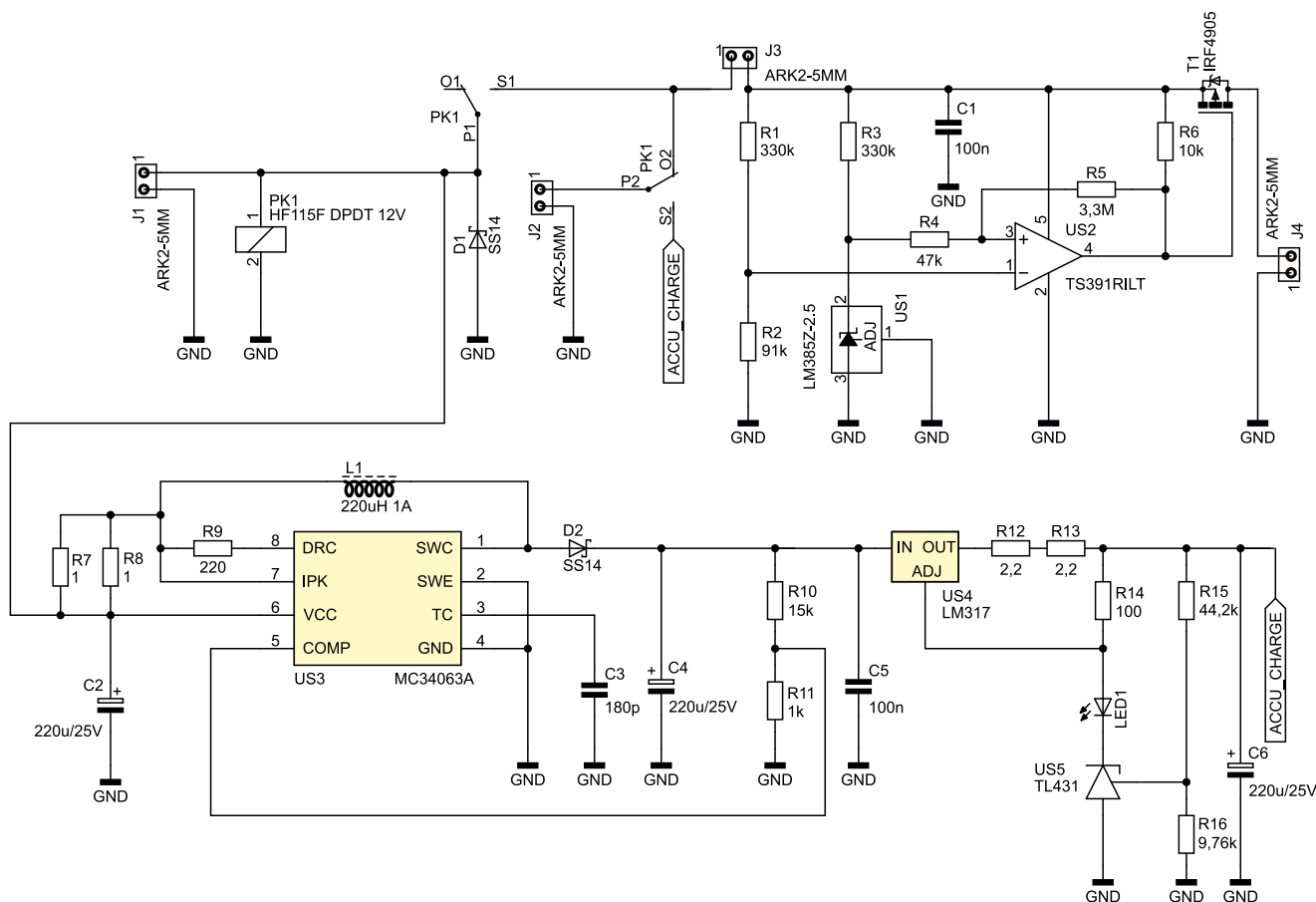
Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik pdf! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! <http://sklep.avt.pl>. W przypadku braku dostępności na <http://sklep.avt.pl>, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy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

Budowa i działanie

Działanie niniejszego urządzenia polecam rozpocząć od analizy jego schematu blokowego, który został pokazany na **rysunku 1**. Znajdujące się na nim bloki i połączenia mają swoje odzwierciedlenie w schemacie ideowym.



Rysunek 1. Schemat blokowy układu



Rysunek 2. Schemat ideowy układu

wskutek np. uszkodzenia, zasilany układ również zostanie odcięty.

Obwód odpowiedzialny za ładowanie akumulatora przetwarza napięcie z zasilacza (w momencie, kiedy jest on podłączony) na wyższe, a następnie ładuje nim akumulator. Ładowanie odbywa się w trybie stałego prądu, a później stałego napięcia (*constant current/constant voltage, CC/CV*). To najpowszechniejszy algorytm ładowania akumulatorów kwasowych. Prąd ładowania wynosi około 0,28 A, a napięcie końcowe około 13,8 V. Dioda LED1 swoim świeceniem sygnalizuje, że akumulator jest naładowany, ponieważ napięcie na nim osiągnęło wartość docelową. Kiedy pozostaje zgaszona, ładowanie trwa. Ładowarka pracuje cały czas i podtrzymuje w tym czasie napięcie. Wyłącza się dopiero wtedy, kiedy zanika napięcie pochodzące z zasilacza.

Schemat ideowy układu został pokazany na **rysunku 2**. Nie zawiera układów programowalnych, więc jego analiza nie będzie zbyt skomplikowana. Selektorem źródeł jest zwykły przełącznik elektromagnetyczny. Jego cewka jest zasilana z zasilacza. Kiedy na zaciskach złącza J1 pojawia się napięcie, styki ulegają przełączeniu: do wyjścia dołączany jest zasilacz, a akumulator zostaje podłączony do ładowarki. Kiedy napięcie z zasilacza zniknie, do wyjścia – przez styki NC – podłączany jest akumulator. Dzięki temu, pobór prądu z akumulatora jest zerowy, zaś

kilkanaście miliamperów więcej dla zasilacza sieciowego nie stanowi żadnej różnicy.

Wyjście układu jest odcinane przełącznikiem, który podłącza się do zacisków złącza J3. Jeżeli nie ma takiej konieczności, można wkręcić w te zaciski odcinek grubego przewodu, żeby je trwale zewrzeć.

Monitorowanie napięcia podawanego przez akumulator lub zasilacz odbywa się przy użyciu prostego układu z komparatorem. Aby maksymalnie zredukować pobór prądu, użyto komparatora typu TS391. Przy napięciu zasilania rzędu 12 V i w temperaturze 25°C pobiera około 0,3 mA prądu zasilania. To bardzo ważne, ponieważ ten prąd będzie cały czas wypływał ze źródła zasilania, nawet wtedy, kiedy napięcie na nim będzie niedostatecznie wysokie.

Napięcia referencyjnego o wartości 2,5 V dostarcza dobrze znany układ typu LM385. W odróżnieniu od tańszego TL431, ten wymaga tylko 10 μ A prądu zaporowego do poprawnego działania. Tutaj rezystor R3 zapewnia około 90 μ A, aby pracował prawidłowo nawet przy mocno obniżonym napięciu zasilającym. Porównywanie napięcia referencyjnego z zasilającym, które jest zmniejszone przy użyciu dzielnika, przełącza tranzystor wyjściowy. Jednak, jak pokazuje praktyka, trzeba w tym przełączaniu dodać pewną histerezę, aby nie dochodziło do częściowego otwarcia tranzystora. Realizują to rezystory R4 i R5.

Załączenie zasilanego urządzenia jest możliwe po otwarciu tranzystora polowego T1. Jest wpięty w konfiguracji wspólnego źródła, więc do jego otwarcia wystarczy zmniejszyć potencjał bramki niemal do zera. Dzieje się to po nasyceniu tranzystora, który obsługuje wyjście komparatora. Rezystor R6 polaryzuje ów tranzystor, aby miał skąd płynąć prąd kolektora. Zwiększa on pobór prądu o ponad 1 mA, ale przecież podłączone urządzenie może pobierać o wiele, wiele więcej.

Czemu nie został zastosowany prostszy układ monitora napięcia, z układem TL431 w roli komparatora z wbudowanym źródłem napięcia referencyjnego? Powód jest bardzo prosty: progi przełączenia zbyt silnie zależą od natężenia pobieranego z tranzystora MOS-FET prądu. Im większy, tym wyższe musi być napięcia bramka-źródło, aby taki tranzystor zaczął przewodzić. To wpływa na szerokość pętli histerezy.

Ponieważ w tym układzie nie znamy natężenia prądu pobieranego przez obciążenie, musiał zostać zaimplementowany układ, który byłby niewrażliwy na ten parametr. Użycie zewnętrznego komparatora niezależnie zmianę potencjału jego wyjścia od napięcia bramka-źródło tranzystora T1.

W roli ładowarki akumulatora kwasowego wystąpił bardzo prosty tandem: przetwornica podwyższająca napięcie + układ stabilizatora liniowego, który je obniża. Takie rozwiązanie jest bardzo proste i stosunkowo



Jako przetwornica podwyższająca pracuje układ MC34063A w swojej typowej aplikacji. Napięcie wyjściowe wynosi 20 V, ponieważ musi uwzględniać spadek napięcia na elemencie regulacyjnym przy niemal całkowicie naładowanym akumulatorze.

W prototypie uzyskano wartość 13,82 V. Takie warunki nie dopuszczają do gazowania akumulatora w temperaturze pokojowej lub zbliżonej do niej. Maksymalny prąd ładowania wynosi, jak wspomniano wcześniej, 0,28 A.

Prąd pobierany z zasilacza 12 V zależy od stanu naładowania akumulatora. W pierwszej fazie ładowania należy liczyć się z poborem prądu bliskim 0,6 A. Z kolei, po pełnym naładowaniu, kiedy tylko jest podtrzymywane napięcie, pobór prądu spada do 60 mA. Nie uwzględnia to prądu pobieranego przez zasilane urządzenie. Z akumulatora pobierany jest prąd o zdecydowanie mniejszym natężeniu. Kiedy wyjście jest załączone, wynosi on ok. 1,6 mA. Po odłączeniu wyjścia, kiedy napięcie jest

niewystarczająco wysokie, pobór prądu spada do 0,4 mA.

Ogólne zalecenia dotyczące użytkowania akumulatorów żelowych nakazują rozpoczęcie ładowania w ciągu kilkunastu godzin od rozładowania do zadanego w tym układzie progu. W przeciwnym razie może dojść do zasiarczenia ołowianych płyt, co ma negatywny wpływ na pojemność. Bardziej szczegółowych danych należy szukać w nocie katalogowej określonego modelu akumulatora.

Szerokość ścieżek oraz parametry użytych elementów pozwalają na podłączenie do zacisków złącza J4 urządzenia, które pobiera prąd rzędu 5 A. Jeżeli wokół elementów będzie swobodny przepływ powietrza, a temperatura nie przekroczy znacząco wartości

typowej dla pomieszczeń (25°C), tranzystor T1 nie wymaga dodatkowego chłodzenia. Układ LM317 (US4) będzie rozpraszał nawet kilka watów w początkowej fazie ładowania, więc jemu polecałbym dodać niewielki radiator. Może to być, na przykład, A22139 o wymiarach 30×30 mm.

Pełne naładowanie akumulatora będzie sygnalizowane świeceniem diody LED1. Może się okazać, że podczas ładowania akumulatora o zwiększonym prądzie upływu nie znacznie ona świeciła pełną jasnością. Jednak różnica między napięciem aktualnym a docelowym wyniesie kilkanaście miliwoltów, co wynika ze skończonego wzmocnienia układu TL431. Można to uznać za zakończone naładowanie akumulatora.

Michał Kurzela, EP

REKLAMA

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%.

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 2021 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



KRAMIK i RYNEK

www.delta.poznan.pl



▶ APTI-54C4-2812WP

Wielkość matrycy: 5 Mpx (Sony Starvis)
Obiektyw: 2.8 - 12 mm (kąt widzenia 86° - 24°)
Rozdzielczość: 2592 x 1944 (5 Mpx)
Zasięg oświetlacza IR: 40 m
Protokoły sieciowe: TCP/IP, DDNS, NTP, ONVIF 2.4
PoE 802.3af, Klasa szczelności IP66
3D-DNR, WDR, DEFOG, H265+, ROI, ...
Aplikacje dla: Android, iOS
Bardzo dobra jakość w jeszcze lepszej cenie



▶ APTI-84C6-3611WP-Z

Wielkość matrycy: 8,3 Mpx (przetwornik 1/1.8")
Obiektyw: 3.6 - 11 mm (kąt widzenia 90° - 36°)
Rozdzielczość: 3840 x 2160 (4K UHD)
Przepływność (bitrate): 64 ... 12000 kbit/s
Protokoły sieciowe: TCP/IP, NTP, DNS, ONVIF 2.4
PoE 802.3af, Klasa szczelności IP66
3D-DNR, WDR, DEFOG, ROI, H265+, ...
Aplikacje dla: Android, iOS
Wysoka rozdzielczość dostępna w atrakcyjnej cenie



▶ APTI-54VA3-2812P

Wielkość matrycy: 5 Mpx (przetwornik 1/2.8")
Obiektyw: 2.8 - 12 mm (kąt widzenia 86° - 24°)
Rozdzielczość: 2592 x 1944
Obsługa audio - mikrofon zewnętrzny
Protokoły sieciowe: TCP/IP, NTP, DDNS, FTP
PoE 802.3af, Klasa szczelności IP66, H.265+
3D-DNR, DEFOG, D-WDR, ROI, detekcja ruchu, ...
Aplikacje dla: Android, iOS
Bardzo dobry stosunek jakości do ceny

Największy wybór w Polsce

RACK i Eurocarta 19" Wyposażenie szaf 19"
www.obudowa.pl
Producent obudów dla elektroniki tel. 032-230-2301

www.ep.com.pl

Hurtownia elementów elektronicznych "AKSOTRONIK" zaprasza do swojego sklepu internetowego. Zaloguj się i kupuj ON-LINE na naszej stronie: **WWW.AKSOTRONIK.COM.PL**

Aksotronik
ELEMENTY ELEKTRONICZNE

Magnesy neodymowe smt, ferrytowe
Cena od 0,10zł

Przełączniki klawiszowe wielozadaniowe, płaskie
Cena od 2,40zł

Diody sprasowane od 0,18 do 0,81mm
Cena od 5,70zł

Przewodniki do przewodów
Cena od 11,00zł

Koszki elektryczne zaciskowe
Cena od 0,32zł

Szczelki węglowe do elektrorozdzielczy
Cena od 2,40zł

Przełączniki elektroniczne
Cena od 0,95zł

Złącza hermetyczne Superseal
Cena od 1,10zł

Przełączniki do elektronicznej sygnalizacji bezpieczeństwa
Cena od 1,10zł

Zestawy drótek M2, M3 z osławkami i podkładkami
Cena od 2,50zł

Uwaga!! Powyższe ceny dotyczą zakupów minimalnych ilości hurtowych, poprzez nasz sklep internetowy. W swojej ofercie posiadamy m.in.: półprzewodniki (diody, układy scalone, tranzystory, triaki, elementy optoelektroniczne), elementy dyskowe, złącza, przełączniki, elementy aktywno-passywne, rezystory, kondensatory, klawisze, podstawki, moduły Arduino. Zapraszamy do kontaktu: **INFO@aksotronik.com.pl, tel: (22) 783-20-51**

ELMAX 1988
OBWODY DRUKOWANE
Produkcja, Projektowanie, Montaż

Certyfikat Underwriters Laboratories
UL 94V-0 E480148 TYPE 1

Zakład produkcyjny:
05-260 Marki ul. Duża 1
tel. 22 781 63 95
22 781 95 80
fax. 22 781 63 95 w.23
www.elmax.waw.pl
elmax@elmax.waw.pl

Platki jednostronne
Platki dwustronne
Platki na podłożu aluminium
Platki ceramiczne FR4

Serie dowolne
Prototypy
Maksymalny wymiar płytek 2w 830 mm

Dokumentacja technologiczna
Dokumentacja konstrukcyjna
Trawione szablony SMD

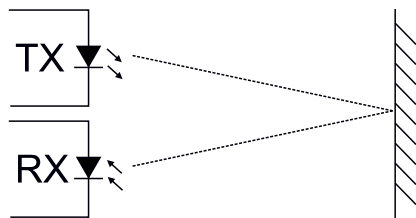
Montaż elektroniki
Krótkie terminy
Wykonania super ekspresowe

Aktywny kalkulator prototypów na stronie internetowej

Pokrycie Sn lub SnPb inne na życzenie
Maski, opisy montażowe w różnych kolorach

Elektroniczną

eprasa.pl 9a1ba6d456



Rysunek 2. Uproszczenie realizacji trybu transmisyjnego przez użycie lusterka

Świecenie diody LED1 sygnalizuje załączenie cewki przekaźnika i oznacza zwarcie jego styków.

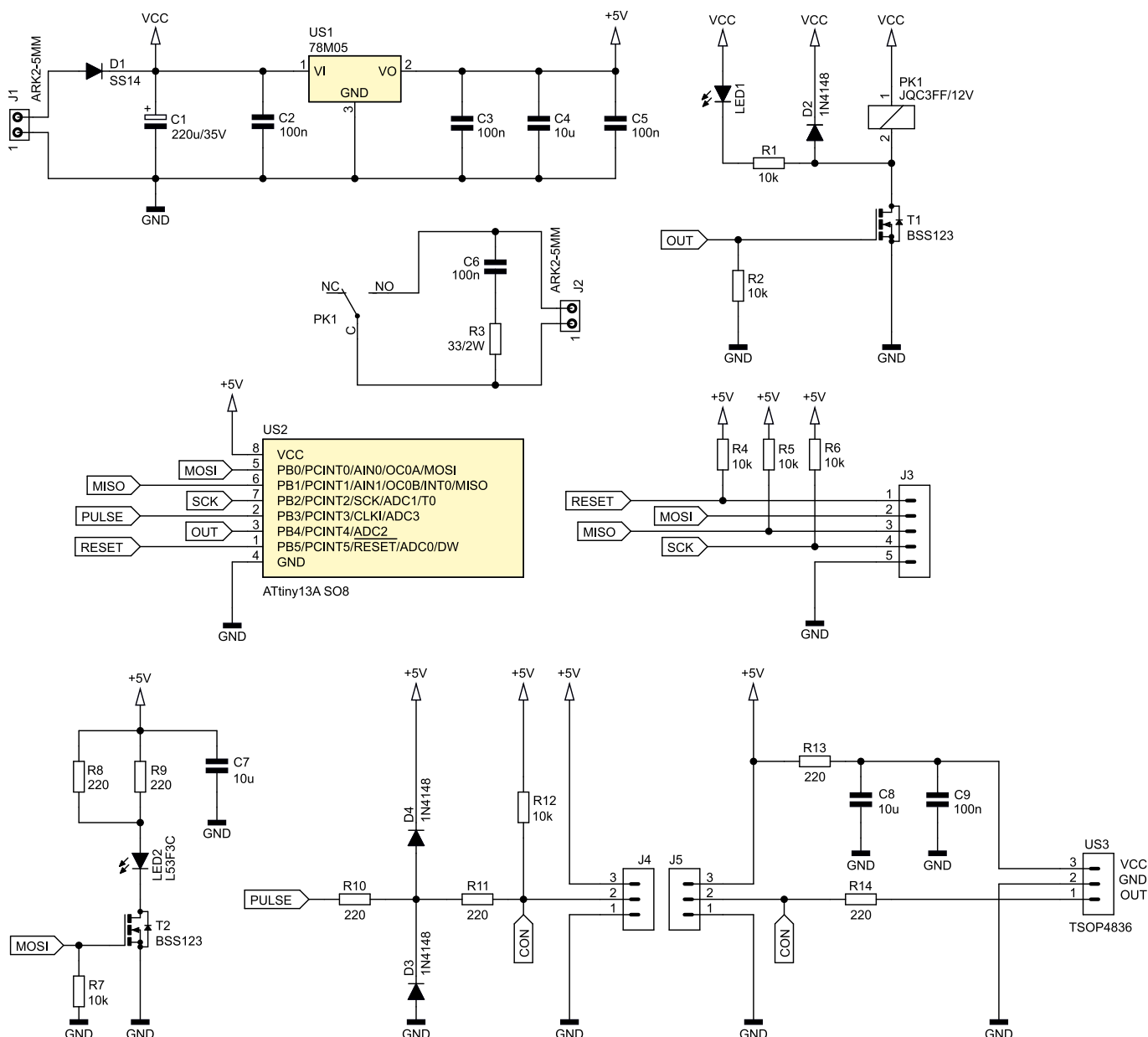
Iskrenie powstające na stykach w momencie ich przełączania może być źródłem zakłóceń elektromagnetycznych o charakterze impulsowym. Są one szczególnie groźne dla mikrokontrolerów, ponieważ łatwo zaburzają ich pracę, powodując np. zawieszenie programu. Gasik RC, złożony z elementów R3 i C6, redukuje iskrenie, a w efekcie również ogranicza energię zakłóceń.

Elementem zarządzającym pracą układu jest popularny, tani i dobrze znany mikrokontroler ATtiny13A. Ma tylko 1 kB pamięci Flash, ale to wystarczająca ilość na potrzeby tego projektu. Do jego programowania, metodą ISP, służy złącze J3. Nieużywane wyprowadzenia są podciągnięte przy użyciu rezystorów, aby ustalić ich stan logiczny.

Nadajnikiem wiązki podczerwieni jest pojedyncza dioda LED typu L53F3C. Długość fali emitowanego światła wynosi 940 nm, co niemal idealnie wpasowuje się w maksimum czułości zastosowanego odbiornika (950 nm). Nie ma przeszkód, by użyć innej diody, ale o tej samej lub zbliżonej długości fali emitowanego światła podczerwonego. Tranzystor T2 załącza diodę LED2, a połączone równolegle rezystory R8 i R9 ograniczają jej prąd. Zadaniem kondensatora C7 jest zmniejszenie tętnień prądu pobieranego ze stabilizatora.

Odbiornik podczerwieni to specjalizowany do tego celu układ TSOP4836 produkcji Vishay. Reaguje na zmodulowany sygnał o częstotliwości nośnej 36 kHz. Elementy R13, C8 i C9 filtrują dla niego zasilanie, co czyni jego pracę bardziej stabilną. Pobór prądu przez ten układ nie przekracza 1 mA, więc rezystor o wartości 220 Ω nie wprowadzi zauważalnego spadku napięcia.

Ponieważ czujnik może zostać odcięty od głównej płytki i wyprowadzony na przewodach, zadbano o odpowiednie tłumienie zakłóceń, jakie mogą zaindukować się w długich przewodach. Diody D3 i D4 ograniczają ich amplitudę, a rezystory R10, R11 i R14 zwiększają czas narastania napięcia i ograniczają prąd diod zabezpieczających – przy czym rezystor R10 jest przeznaczony dla diod wbudowanych w mikrokontroler. Złącza J4 i J5 umożliwiają połączenie czujnika z płytka główna, o czym dalej.



Rysunek 3. Schemat ideowy układu

Wykaz elementów:**Rezystory:**

R1, R2, R4...R7, R12: 10 kΩ SMD0805
 R3: 33 Ω 2 W THT
 R8, R9: 220 Ω SMD0805 (opis w tekście)
 R10, R11, R13, R14: 220 Ω SMD0805

Kondensatory:

C1: 220 μF 35 V raster 3,5 mm
 C2, C3, C5, C9: 100 nF SMD0805
 C4, C7, C8: 10 μF 16 V SMD0805
 C6: 100 nF 310 V AC X2 raster 15 mm

Półprzewodniki:

D1: SS14 D0-214AC lub podobna
 D2...D4: 1N4148 MiniMELF
 LED1: czerwona SMD0805
 LED2: L53F3C
 T1, T2: BSS123
 US1: 78M05 DPAK
 US2: ATtiny13A-SSU S08
 US3: TSOP4836

Pozostałe:

J1, J2: ARK2/500
 J3: goldpin 5 pin 2,54 mm męski THT
 J4, J5: goldpin 3 pin 2,54 mm męski THT (opis w tekście)
 PK1: JQC3FF 12 V (opis w tekście)
 Zworka 2,54 mm

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 80×30 mm, przy czym część o wymiarach 10×30 mm jest przeznaczona na czujnik i może zostać odcięta wzdłuż przerywanej linii. Wzór ścieżek tej płytki oraz jej schemat montażowy został pokazany na **rysunku 4**. W odległości 3 mm od krawędzi głównej części płytki znalazły się otwory montażowe o średnicy 3,2 mm, a w części z czujnikiem jeszcze jeden, gdyby zaszła potrzeba jego przykręcenia.

Montaż rozpoczynamy od przylutowania elementów w obudowach SMD, które znajdują się tylko na wierzchniej stronie płytki. Potem można przejść do wlutowania podzespołów w obudowach przewlekanych, według rosnącej ich wysokości. Montaż złączy J4 i J5 nie jest konieczny, o ile od płytki nie będzie odcięty czujnik. Na samym końcu proponuję wlutować diodę LED2 i układ US3 – na możliwie długich wyprowadzeniach, jak na fotografii tytułowej. Wypukła soczewka układu US3 powinna być skierowana „na zewnątrz” płytki, w stronę krawędzi.

Jeżeli montaż przebiegł poprawnie, do złącza J1 można podłączyć zasilanie w postaci napięcia stałego o wartości 12 V lub zbliżonej, a do J3 programator mikrokontrolerów AVR obsługujący ISP. Nowa wartość fuse bitów to: **High Fuse = 0xF9**
Low Fuse = 0x7A

Spowoduje to wyłączenie preskalera zegara. Ponadto ustawi BOD (Brown-Out Detector) na napięcie 4,3 V, co zmniejsza ryzyko zawieszenia się układu w trakcie włączania zasilania, zwłaszcza narastającego powoli. Szczegóły konfiguracji zostały pokazane na **rysunku 5**, który zawiera widok okna konfiguracji bitów zabezpieczających programu AVR-Burn-O-Mat. Oprócz tego trzeba też zaprogramować pamięć programu dostarczoną wsadem.

Na złącze J3 można nałożyć zworkę, o czym skrótowo informują napisy

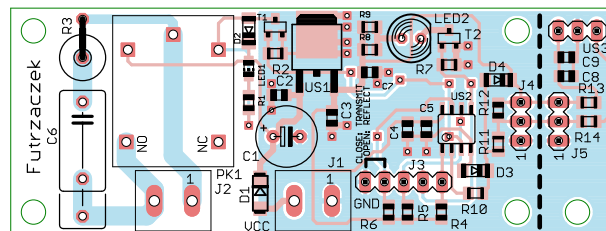
na płytce. Kiedy jej nie ma, układ pracuje w trybie odbiciowym (REFLECT). Po jej założeniu na wyprowadzenia leżące najbliżej złącza J1 układ przechodzi w tryb transmisyjny (TRANSMIT).

W trybie odbiciowym i transmisyjnym z użyciem lusterka może wystąpić niekorzystne zjawisko bezpośredniego oświetlenia odbiornika przez diodę nadawczą, co czyni układ niewrażliwym na otoczenie. Można to wyeliminować poprzez dobór rezystorów R8 i R9. W układzie prototypowym uzyskano dobre wyniki po zastąpieniu ich przez jeden rezystor o wartości 820 Ω. Warto również osłonić diodę nadawczą poprzez nałożenie na nią odcinka rurki termokurczliwej, aby ograniczyć promieniowanie światła na boki.

Pobór prądu przez układ prototypowy, z wartościami elementów jak na schemacie, wynosi około 12 mA w stanie spoczynku i około 42 mA po załączeniu przełącznika, przy zasilaniu napięciem 12 V. Można go przystosować do napięcia 24 V – wystarczy wymienić przełącznik PK1 na identyczny model, ale z cewką przystosowaną do tego napięcia. Inne zmiany nie są potrzebne.

Po włączeniu zasilania przełącznik jest wyłączony, a układ sonduje otoczenie zgodnie z ustawionym trybem pracy. Po wykryciu odbicia lub przecięcia wiązki przełącznik przełącza się, a układ na niedługi czas od tego zdarzenia, wynoszący 500 ms, przestaje reagować na cokolwiek. Ma to na celu zapobieganie przełączaniu pod wpływem np. włączającego się oświetlenia.

Ponowna zmiana stanu styków przełącznika będzie możliwa po jednoczesnym spełnieniu dwóch warunków. Pierwszym z nich jest upływ czasu „martwego”. Drugim jest powrót bariery optoelektronicznej do normalnej pracy, tj. bez żadnych obiektów w jej zasięgu. Dzięki temu zatrzymanie się w drzwiach na dłuższą chwilę nie spowoduje cyklicznego przełączania przełącznika, ponieważ przeszkoda będzie cały czas „widoczna”.

**Rysunek 4. Schemat montażowy i wzór ścieżek płytki PCB****Rysunek 5. Widok okna konfiguracji fuse bitów**

Proponuję umieścić nadajnik i odbiornik na wysokości rzędu 80...120 cm nad poziomem podłogi pomieszczenia. Umieszczenie ich niżej może powodować dwukrotne zarejestrowanie człowieka w pomieszczeniu, a dokładniej kroczących po kolei jego nóg.

Dla dociekliwych

Kod programu dla mikrokontrolera został napisany w języku C i skompilowany w AVR-GCC przy użyciu popularnego środowiska WinAVR. Znajduje się na **listingu 1**, a po skompilowaniu zajmuje niecałe 400 B. Jak łatwo zauważyć, użyto w nim funkcji opóźniających typu delay(), ponieważ mikrokontroler nie synchronizuje się z innymi układami, a kod jest dzięki temu znacznie czytelniejszy.

Jedyny licznik dostępny w ATtiny13A to Timer0 i służy do generowania sygnału o częstotliwości 36 kHz. Włączając i wyłączając ten licznik, można łatwo sterować diodą. Świecenie z odpowiednią częstotliwością powoduje reakcję odbiornika i ustawienie na jego wyjściu stanu niskiego. Istotne jest wyłączenie wyjścia po zatrzymaniu licznika, aby dioda nie świeciła cały czas.

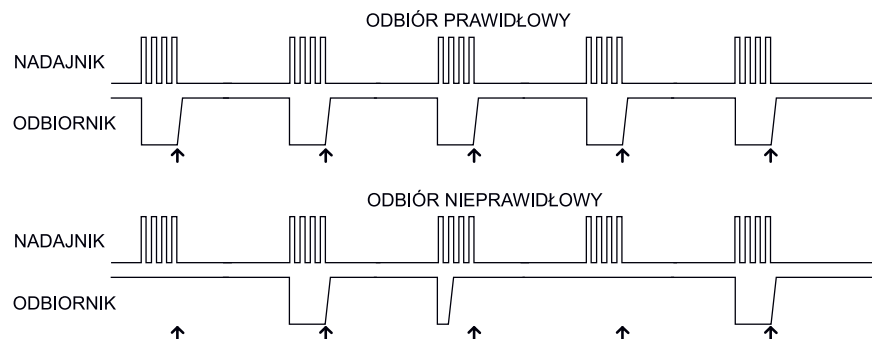
**Rysunek 6. Przebiegi napięcia na diodzie nadawczej i wyjściu odbiornika**

TABLE 2 - CONDITIONS OF THE AGC FOR DATA SIGNAL					
	AGC1	AGC2/B	AGC3	AGC4	AGC5
Maximum burst length for high duty cycle	1.0 ms	1.0 ms	1 ms	1 ms	0.6 ms
Idle time needed for each burst longer than the max. burst length (above line)	1.2 x time burst length	4 x time burst length	6 x time burst length	10 x time burst length	25 ms
Maximum number of short bursts in 1 s	2000	800	2000	1300	2000

TABLE 3 - INTEGRATOR DATA OF THE VISHAYIR RECEIVER					
	AGC1	AGC2/B	AGC3	AGC4	AGC5
Minimum burst length	6 cycles	10 cycles	6 cycles	10 cycles	6 cycles
Minimum gap between the bursts	10 cycles	12 cycles	10 cycles	12 cycles	10 cycles

Rysunek 7. Maksymalne i minimalne wartości parametrów czasowych odbieranych impulsów

Sprawdzenie otoczenia odbywa się poprzez wysłanie pięciu impulsów IR o długości 400 µs każdy, z odstępami po 2 ms. Ten cykl jest powtarzany co 5 ms. Schematycznie pokazuje to **rysunek 6**. Strzałki to momenty sprawdzenia stanu wyjścia odbiornika. Zarejestrowanie świecenia diody przez odbiornik to stan niski.

Pięć następujących po sobie odczytów w postaci stanu niskiego to jeden poprawny odbiór. Dwa następujące po sobie odbiory umożliwiają zmianę stanu styków przekaźnika. Jak łatwo zauważyć, w trybie odbiciowym układ czeka na dwa poprawne odbiory, a w transmisyjnym – na dwa niepoprawne.

Odstęp czasowy między grupami impulsów jest wymagany do poprawnego działania odbiornika. Powodem jest automatyczna

regulacja wzmacnienia, która ma na celu eliminację zakłóceń pochodzących np. od lamp fluorescencyjnych. Zarówno długość ciągu impulsów nadawanych przez diodę, jak i odstępy między nimi muszą być odpowiednio dobrane. Z noty katalogowej użytego układu odbiorczego (TSOP4836) dowiadujemy się, że jest typu AGC2. Szczegóły dotyczące tego oznaczenia objaśnia dokument „Circuit Description of the IR Receiver Modules”, opublikowany przez firmę Vishay. Jego fragmenty zostały pokazane na **rysunku 7**.

Różne typy czujników są odpowiednie nie tylko dla konkretnych długości fali, ale też dla różnych systemów kodowania transmisji, np. RC5, RC6 czy NEC. Pierwsza tabela określa warunki, jakie musi spełniać sygnał, aby układ automatycznej regulacji wzmacnienia

(AGC) nie uznał go za zakłócenie. Długość jednego ciągu impulsów może wynosić nie więcej jak 1,8 ms, a odstęp między kolejnymi ciągami musi być, co najmniej, czterokrotnie większy od nich samych.

Druga tabela określa minimalne parametry sygnału, aby prawidłowo zadziałał integrator znajdujący się za filtrem środkowoprzepustowym. Jeden ciąg impulsów musi mieć minimum 10 okresów (czyli, w tym wypadku, musi trwać 0,36 ms), zaś między kolejnymi ciągami muszą być odstępy wynoszące nie mniej niż 12 okresów (0,432 ms).

Jest jeszcze jeden wymóg, dotyczący poprawnego działania automatycznej regulacji progu przerzutu (ATC) komparatora obsługującego wyjście. Powrót do stanu spoczynku zajmuje mu około 10 ms, zaś w tym układzie kolejne sekwencje są nadawane co 5 ms. Nie ma jednak ryzyka nieprawidłowego działania układu z tego powodu, ponieważ próg przerzutu po prostu ustali się na odpowiedniej wartości podczas długotrwałego odbioru impulsów. Zagęszczając zaś kolejne sekwencje, uzyskano większą czułość układu na obiekty szybko przemieszczające się, gdyby np. ktoś do pomieszczenia wbiegł lub wjechał.

Michał Kurzela, EP

Listing 1. Kod źródłowy programu

```
#include <avr/io.h>
#include <util/delay.h>

//załączenie przekaźnika
#define RELAY_ON PORTB=(1<<PORTB4)
//wyłączenie przekaźnika
#define RELAY_OFF PORTB&=~(1<<PORTB4)

//sterowanie diodą nadawczą
#define IR_OFF PORTB&=~(1<<PORTB0);TCCR0A=0;TCCR0B=0
#define IR_ON TCCR0A=(1<<COM0A0)|(1<<WGM01);TCCR0B=(1<<CS00)

//tryb pracy: odbiciowy
#define MODE_REFLECT bit_is_set(PINB,PINB2)
//tryb pracy: transmisyjny
#define MODE_TRANSMIT bit_is_clear(PINB,PINB2)
//stan wyjścia odbiornika: czy niski?
#define PULSE_LO bit_is_clear(PINB,PINB3)

#define DELAY_LOOP 400 //czas nadawania w mikrosekundach
#define TIMES_LOOP 5 //liczba nadanych "paczek"
//ile powtórzeń pętli jest potrzebne do podjęcia decyzji
#define DECISION 2
//opóźnienie w milisekundach po przełączeniu
#define DELAY_AFTER_CHANGE_STATE 500
//opóźnienie pętli głównej w milisekundach
#define DELAY_MAIN 5
#define OCR_VALUE 121 //dla uzyskania 36kHz

volatile uint8_t loop; //licznik wysłanych "paczek"
//licznik poprawnie odebranych "paczek"
volatile uint8_t counter;
//0 - przekaźnik wyłączony, 1 załączony
volatile uint8_t onoff = 0;
//licznik do podjęcia decyzji o przełączeniu
volatile uint8_t decide_cnt = 0;
//0 - stan spoczynku
//1 - zgoda na przełączenie przekaźnika
//2 - oczekiwanie po przełączeniu przekaźnika
//3 - oczekiwanie na powrót do stanu spoczynku
volatile uint8_t change_state = 0;
//=====

int main(void){
  DDRB = (1<< DDB4) | (1<< DDB0); //konfiguracja portów
  PORTB = (1<< PORTB2);
  OCR0A = OCR_VALUE; //ustawienie wartości rejestru OCR0A

  while(1){
    counter = 0; //przygotowanie zmiennych
    loop = TIMES_LOOP;

    while(loop){
      loop--;
      IR_ON; //załączenie diody nadawczej
      //oczekiwanie na ustalenie stanu logicznego
```

```
//wyjścia odbiornika
_delay_us(DELAY_LOOP);
if(PULSE_LO){ //jeżeli reakcja jest prawidłowa
  //inkrementuj licznik poprawnie odebranych "paczek"
  counter++;
}
IR_OFF; //wyłącz diodę nadawczą
//oczekiwanie między poszczególnymi "paczkami"
_delay_us(5*DELAY_LOOP);
}

if(MODE_REFLECT){ //w trybie odbiciowym
  //jeżeli odebrano prawidłową paczkę impulsów
  if(counter == TIMES_LOOP){
    //zainkrementuj - z ograniczeniem do nasycenia
    if(decide_cnt < DECISION) decide_cnt++;
  } else { //jeżeli paczka jest nieprawidłowa
    decide_cnt = 0; //wróć do stanu spoczynku
    change_state = 0;
  }
}

if(MODE_TRANSMIT){ //w trybie transmisyjnym
  //jeżeli odebrano nieprawidłową paczkę impulsów
  if(counter < TIMES_LOOP){
    //zainkrementuj - z ograniczeniem do nasycenia
    if(decide_cnt < DECISION) decide_cnt++;
  } else { //jeżeli paczka jest prawidłowa
    decide_cnt = 0; //wróć do stanu spoczynku
    change_state = 0;
  }
}

//po podjęciu decyzji o zmianie stanu
if(decide_cnt == DECISION && change_state == 0){
  //wyraź zgodę na zmianę stanu przekaźnika
  change_state = 1;
}

if(change_state == 1){
  //przełączenie przekaźnika w stan przeciwny
  onoff ^= 1;
  change_state = 2;
}

if(onoff) RELAY_ON;
else RELAY_OFF;

//oczekiwanie po przełączeniu, aby reakcja
//układu była natychmiastowa
if(change_state == 2){
  _delay_ms(DELAY_AFTER_CHANGE_STATE);
  change_state = 3;
} else {
  //w stanie spoczynku ustal odstępy
  //między grupami "paczek"
  _delay_ms(DELAY_MAIN);
}
}
```

Clap²

Prezentowane urządzenie jest fajnym gadżetem, o którym słyszał chyba każdy, ale zawiera bardzo ciekawe rozwiązanie układowe. Chociaż nie jest szczególnie ambitnym przedsięwzięciem, które musi być przysłowiowym „must have”, to nie powstydi się go żaden z elektroników, niezależnie od poziomu zaawansowania.

Zaprezentowany układ umożliwia sterowanie pracą urządzeń elektrycznych za pomocą dźwięku, a dokładnie za pomocą kłaśnięć w dłonie. Było już wiele takich urządzeń, ale to zostało zaimplementowane w zupełnie nowy, a zarazem prosty sposób, dzięki doświadczeniom z mikroprocesorowej.

Budowa i działanie

Schemat urządzenia nazwanego clap² został pokazany na **rysunku 1**. Jest to bardzo prosty system mikroprocesorowy, którego pracą steruje miniaturowy mikrokontroler ATtiny13 firmy Microchip (dawniej Atmel). Taktowany jest wewnętrznym, wysokostabilnym generatorem RC o częstotliwości 128 kHz.

W obwodzie wejściowym sygnału audio zaprojektowano prosty wzmacniacz z użyciem tranzystora T1 oraz kilku elementów biernych, do którego jest dołączony mikrofon



elektretowy. Wzmocniony sygnał audio trafia do wejścia nieodwracającego komparatora analogowego wbudowanego w strukturę mikrokontrolera, dla którego drugim poziomem odniesienia jest napięcie doprowadzane do wejścia odwracającego pozyskane z prostego dzielnika napięcia z użyciem potencjometru POT. W ten prosty sposób sygnał audio, którego poziom przekracza próg ustawiony za pomocą dzielnika POT, powoduje zmianę stanu wyjścia (ustawienie) wbudowanego komparatora analogowego.

Zadziałanie komparatora generuje przerwania systemowe, a w podprogramie obsługi sprawdzany jest stan licznika układu czasowo-licznikowego Timer0. Licznik jest taktowany przebiegiem zegarowym o częstotliwości 125 Hz pozyskanym z podzielenia częstotliwości taktującej mikrokontroler przez podzielnik równy 1024. Dzięki takiemu rozwiązaniu każde zdarzenie – kłaśnięcie, powoduje przechwycenie stanu licznika układu czasowo-licznikowego Timer0. To pozwala określić odstęp pomiędzy kolejnymi tego typu zdarzeniami i w efekcie selektywne sterowanie przełącznikiem wyjściowym REL (wyjście PB3 mikrokontrolera).

Schemat blokowy kompletnego systemu akwizycji zdarzeń urządzenia clap² został pokazany na **rysunku 2**. Zaimplementowany system akwizycji zdarzeń korzysta w pełni z zasobów sprzętowych mikrokontrolera z wyjątkiem dwóch, bardzo krótkich funkcji obsługi przerwań systemowych: funkcji

obsługi przerwania komparatora analogowego (ANA_COMP_vect) oraz funkcji obsługi przerwania od przepełnienia licznika Timer0 (TIM0_OVF_vect). Pierwsza z funkcji odpowiada za pomiar czasu pomiędzy kolejnymi kłaśnięciami odebranymi przez układ wejściowy mikrofonu elektretowego, zaś druga z nich jest niezbędna dla mechanizmu detekcji podwójnego kłaśnięcia.

Mechanizm jest prosty – pierwsze podwójne kłaśnięcie w dłonie włącza przełącznik, drugie podwójne kłaśnięcie powoduje wyłączenie, ale powinno nastąpić nie wcześniej niż po 2 sekundach od pierwszej serii.

Wykaz elementów:

Rezystory: (miniaturowe 1/4 W)

R1: 150 Ω
R2: 10 kΩ
R3: 5,6 kΩ
R4: 100 kΩ
R5: 820 Ω
R6: 1 kΩ

Kondensatory:

C1, C4: 1 μF ceramiczny MLCC
C2: 100 nF ceramiczny
C3: 10 μF/16 V (Ø 5 mm) elektrolityczny

Półprzewodniki:

U1: ATtiny13 (DIP-08)
U2: 78L05 (TO-92)
T1, T2: BC546B (TO-92)
D1: 1N4148 (DO-35)
CLAP: dioda LED 3 mm zielona
OUT: dioda LED 3 mm czerwona

Pozostałe:

K1: przełącznik G5LE-14-9
MIC: mikrofon LD-MC-6035P
POT: potencjometr montażowy leżący 10 kΩ
AC: złącze śrubowe AK500/2

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

W ofercie AVT* AVT-5845

Podstawowe parametry:

- zmiana stanu wyjścia następuje po podwójnym kłaśnięciu,
- napięcie zasilania: 9 V,
- prąd obciążenia (przełącznik wyłączony/zalłączony): 10/60 mA,
- maksymalne napięcie styków przełącznika: 240V AC,
- maksymalny prąd styków przełącznika: 10 A.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-5764 Bezprzewodowy włącznik oświetlenia (EP 5/2020)
AVT-5630 Bezprzewodowy przedłużacz sygnalizatora (EP 7/2018)

* 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 projekcji), które należy samodzielnie wzlutować 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 wzlutowane w płytkę PCB)
- wersja [A] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [A+] – płytkę drukowaną [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.

Program sterujący

Kod odpowiedzialny za inicjalizację układu czasowo-licznikowego Timer0 został pokazany na **listingu 1**. Dalej, na **listingu 2** pokazano kod obu funkcji obsługi przerwań systemowych: komparatora analogowego i układu czasowo-licznikowego Timer0, odpowiedzialnych za mechanizm detekcji podwójnego klaśnięcia i sterowanie przełącznikiem wyjściowym. Tyle w kwestiach programowych. Urządzenie jest niezmiernie proste, w związku z tym kod aplikacji nie jest zbyt obszerny. Prostotę tę uzyskano w dużej mierze dzięki użyciu zasobów sprzętowych mikrokontrolera, przez co skomplikowany kod aplikacji zajmuje niecałe 200 bajtów.

Montaż i uruchomienie

Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów został pokazany na **rysunku 3**. Zaprojektowano niewielką, dwustronną płytkę drukowaną z zastosowaniem wyłącznie elementów przewlekanych montowanych po stronie TOP. Montaż urządzenia rozpoczynamy od przylutowania wszystkich rezystorów i diody D1. Następnie lutujemy kondensatory, później wszystkie elementy półprzewodnikowe (w tym diody LED CLAP i OUT), a na samym końcu mikrofon elektretowy MIC (zachowując odpowiednią polaryzację elementu), potencjometr montażowy POT, przełącznik sterujący K1 oraz złącze przyłączeniowe AC.

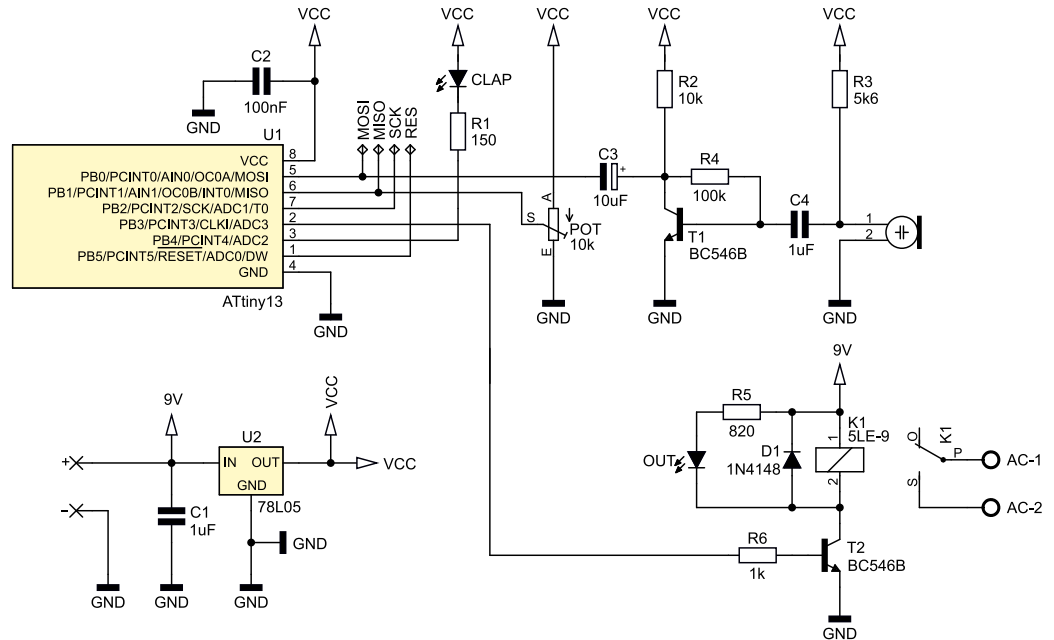
Warto pocynować ścieżki obwodu drukowanego, które będą przewodziły większe prądy (celowo nie zostały pokryte soldermaską). Chodzi o ścieżki pomiędzy stykami wykonawczymi przełącznika K1 a gniazdem przyłączeniowym AC.

Ustawienia Fuse-bitów:

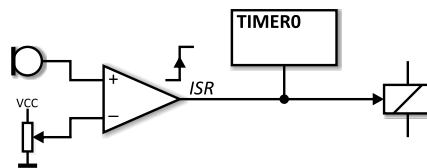
```
SUT1: 1
SUT0: 0
CKSEL1: 1
CKSEL0: 1
CKDIV8: 1
```

Listing 1. Kod odpowiedzialny za inicjalizację układu czasowo-licznikowego Timer0 oraz komparatora analogowego

```
//Konfiguracja Timera0: tryb Normal,
//preskaler = 1024 (f=125Hz)
TCCR0B = (1<<CS02)|(1<<CS00);
//Włączenie przerwania od przepełnienia Timera0
TIMSK0 = (1<<TOIE0);
//Konfiguracja komparatora analogowego:
//włączenie przerwania od zbocza rosnącego
//na wyjściu komparatora
ACSR = (1<<ACIE)|(1<<ACIS1)|(1<<ACIS0);
//Wyłączenie cyfrowych buforów wyjściowych
//na analogowych wejściach komparatora
DIDR0 = (1<<AIN1D)|(1<<AIN0D);
```

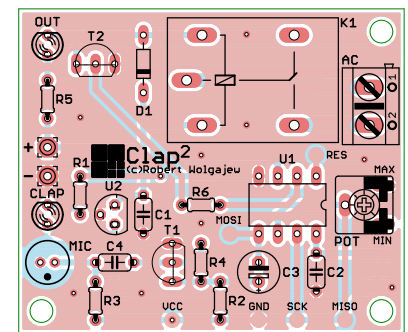


Rysunek 1. Schemat ideowy urządzenia clap²



Rysunek 2. Schemat blokowy systemu akwizycji zdarzeń urządzenia clap²

Poprawnie zmontowany układ wymaga regulacji progu zadziałania detektora dźwięku (klaśnięć), czego dokonujemy, kręcąc oską potencjometru POT (zaznaczono wartości MAX i MIN). Dioda LED oznaczona CLAP powinna zaświecać się na chwilę (200 ms) przy każdym klaśnięciu w dłoń mającym zmienić stan przełącznika K1. Należy tak ustawić czułość układu, by dioda ta nie zaświecała się przy najgłośniejszych dźwiękach otoczenia, a reagowała na dźwięki klaśnięć w dłoń. Z kolei dioda świecąca OUT zaświeca się w przypadku załączenia przełącznika wyjściowego K1.



Rysunek 3. Schemat montażowy urządzenia clap²

Na płytce urządzenia (po stronie TOP) przewidziano specjalne pola lutownicze (MOSI, MISO, SCK, RES, VCC, GND), dzięki którym możliwe jest podłączenie zamontowanego mikrokontrolera do programatora w celu zaprogramowania pamięci Flash.

Robert Wołgajew, EP

Listing 2. Kod obu funkcji obsługi przerwań systemowych: komparatora analogowego i układu czasowo-licznikowego Timer0

```
//Definicje stałych mechanizmu dekodowania klaśnięć
#define FIRST_RISING_EDGE 0
#define SECOND_RISING_EDGE 1

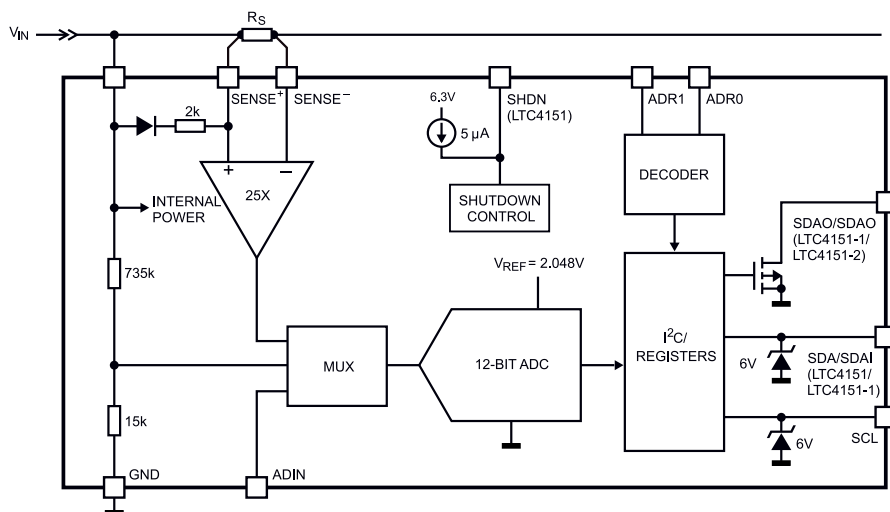
//Przerwanie wyzwalane zboczem rosnącym
//na wyjściu komparatora analogowego,
//czyli de facto wyzwalane w momencie,
//gdy napięcie na wejściu nieodwracającym komparatora
//będzie większe niż na wejściu odwracającym komparatora

ISR(ANA_COMP_vect) {
    if(Status == FIRST_RISING_EDGE) {
        TCNT0 = 0;
        Status = SECOND_RISING_EDGE;
    } else {
        //Sprawdzamy, czy od pierwszego do drugiego klaśnięcia
        //upłynął czas 200-700 ms i przełączamy wyjście OUT
        if(TCNT0 > 25 && TCNT0 < 87) OUT_TOGGLE;
        Status = FIRST_RISING_EDGE;
    }
    CLAP_ON;
}

//Przerwanie wyzwalane przepełnieniem Timera0
//po czasie ok. 2 s, jeśli nie odebrano kolejnego "klaśnięcia"
ISR(TIM0_OVF_vect) {
    Status = FIRST_RISING_EDGE;
}
```

Magistrala I²C wyprowadzona jest na złączu I²C/I²CA typu EH i JST 1 mm oraz na złączu J1 i J2 zgodnie z rozstawem z płytkami stykowymi. Układ współpracuje z magistralą I²C o napięciach z zakresu 3,3...5 V. Do aktywowania części pomiarowej układu U1 konieczna jest stała obecność napięcia źródła Vs1. Zwory A0 i A1 wykonane w formie pól na płycie drukowanej umożliwiają wybór jednego z adresów, zgodnie z **tabela 1**. Rezystor RP polaryzuje sygnały

Dodatkowy kanał VIN przetwornika dostępny jest na złączu J1. Wyprowadzenie SHDN dostępne na złączu J2, aktywne w stanie niskim, umożliwia wprowadzenie układu w tryb obniżonego poboru mocy.



Mymagena umiejscowienie lutownic!

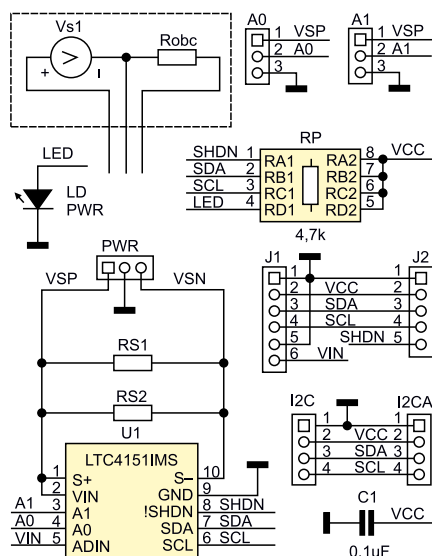
Podstawę swojego zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie Którą? Zazwyczaj, zestaw wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (czy tzn UK) jeśli występuje w projekcie, która nie są zamontowane bezpośrednio na dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, którą jest podlinkowana w opisie kitu.

Należy pamiętać o tym, że abyśmy mogli sprostać potrzebom naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

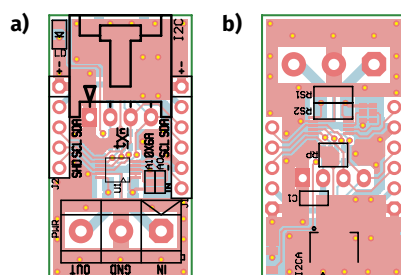
- wersja [C] - zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw
- [B] (elementy lutowane w płytce PCB)
- wersja [A] – płytka drukowana bez elementów u dokumentacji Kitów w których użyto komponentów wymagających zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
 - wersja [+A]- płytka drukowana [A] + zaprogramowany układ UK[1]
 - wersja [-A] - dokumentacja
- wersja [UK]+ zaprogramowany układ

Nie każdy zestaw może występować we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik pdf! Podczas składania zamówienia upewnij się, których wersji zamawiasz!

Zapraszamy do odwiedzenia naszego sklepu internetowego: [http://sklep.av7.pl/](#). W przypadku braku dostępności danego produktu prosimy o kontakt via e-mail: kity@av7.pl.



Rysunek 2. Schemat elektryczny modułu



Rysunek 3. Schemat płytki PCB: a) strona TOP, b) strona BOTTOM



Rysunek 4. Wykrycie układu LTC4151 na magistrali I2C za pomocą narzędzia i2c-tools

sterujące, dioda LED LD sygnalizuje obecność zasilania.

Układ LTC4151 ma jeden niezmienny adres wywołania globalnego, ułatwiający konfigurację i jednoczesną konwersję, gdy w aplikacji współpracuje kilka układów (podobnie jak w przypadku niektórych driverów LED I2C). Konfiguracja i odczyt pomiarów odbywa się poprzez obsługę rejestrów na określonych adresach pośrednich zgodnie z tabelą 2.

Układ LTC4151 umożliwia pracę w dwóch trybach, jednokrotnym (*snapshot*), gdzie wybieramy konwersję jednorazową w określonym kanale (SENSE/VIN/ADIN) lub ciągłą (*free running*), gdzie kanały pomiarowe są aktualizowane sekwencyjnie z częstotliwością 6...9 Hz. Stan konwersji wybranego kanału sygnalizowany jest stanem bitu B3 w rejestrach odpowiednio B, D, F.

Konfiguracja układu odbywa się poprzez zapis rejestru CONTROL (0x06), znaczenie bitów jest następujące:

Tabela 1. Adresacja układu LTC4151

	ADR1	ADR0	A6...0 bin	A6...0 hex
adres globalny	X	X	1100110	0x66
0	H	L	1100111	0x67
1	NC	H	1101000	0x68
2	H	H	1101001	0x69
3	NC	NC	1101010	0x6A
4	NC	L	1101011	0x6B
5	L	H	1101100	0x6C
6	H	NC	1101101	0x6D
7	L	NC	1101110	0x6E
8	L	L	1101111	0x6F

Tabela 2. Rejestry układu LTC4151

Subadres	Rejestr	Opis
00h	SENSE (A)	ADC Current Sense Voltage Data (8 MSBs)
01h	SENSE (B)	ADC Current Sense Voltage Data (4 LSBs)
02h	VIN (C)	ADC VIN Voltage Data (8 MSBs)
03h	VIN (D)	ADC VIN Voltage Data (4 LSBs)
04h	ADIN (E)	ADC ADIN Voltage Data (8 MSBs)
05h	ADIN (F)	ADC ADIN Voltage Data (4 LSBs)
06h	CONTROL (G)	Controls ADC Operation Mode and Test Mode
07h	Reserved	

B7: wybór trybu konwersji, 1 = snapshot, 0 = free running,

B6, B5: wybór kanału w trybie snapshot, 00 = Sense, 01 = Vin, 10 = ADIN,

B4: 1 = test mode, możliwy zapis rejestrów AD, 0 = praca,

B3: 1 = załączenie, 0 = wyłączenie trybu stronicowania (zapis/odczyt),

B2: 1 = załączony, 0 = wyłączony timer resetu zablokowanej magistrali I2C,

B1, B0: 00, zarezerwowane.

Montaż i uruchomienie

Moduł zmontowany jest na dwustronnej płytce drukowanej, której schemat wraz z rozmieszczeniem elementów pokazano na rysunku 3. Montaż nie jest skomplikowany, wymaga przestrzegania ogólnych zasad. Rezystory RS1 i RS2 powinny być dobrane pod kątem aplikacji, zgodnie z wcześniejszymi wskazówkami.

Konstrukcja mechaniczna modułu umożliwia bezproblemową współpracę z płytkami stykowymi lub prototypowymi, zalecam stosowanie długich (30...40 mm) złączy SIP, wlutowanych tak, aby wyprowadzenia wystawały po obu stronach płytki drukowanej. Taki sposób montażu umożliwia wygodne stosowanie w płytkach stykowych oraz ułatwia wyprowadzenie sygnałów i rozszerzenie magistrali I2C.

Do szybkiego sprawdzenia działania modułu można podłączyć do magistrali I2C komputerka Raspberry Pi, do złącza PWR podłączyć źródło zasilania i obciążenie. Przy użyciu biblioteki *i2c-tools*, po ustawieniu adresu bazowego zworami A1 i A0, (domyślnie

A1, A0 = LL, adres = 0x6F) moduł powinien być widoczny po odczycie magistrali poleceniem `i2cdetect -y 1`.

Efekt działania polecenia został pokazany na rysunku 4, ustawiony 7-bitowy adres bazowy to 0x6F i widoczny stały adres globalny 0x66.

Układ skonfigurujemy do pracy w trybie ciągłym poleceniem:

```
i2cset -y 1 0x6f 0x06 0x04
```

Odczyt rejestrów z przetworzonymi wartościami możemy wykonać poleceniem:

```
i2cdump -y -r 0x00-0x06 1 0x6f
```

```
pi@raspberrypi:~$ i2cdump -y -r 0x00-0x06 1 0x6f
```

```
No size specified (using byte-data access)
```

```
0 1 2 3 4 5 6
7 8 9 a b c d e f
0123456789abcdef
00: 00 00 13 d0 7f c0 04
..?????
```

Wartości przetwornika przeliczamy ze wzoru:

$$ADC = ([reg] < 4) + ([reg + 1] > 4)$$

dla par rejestrów 0/1, 2/3, 4/5 po uwzględnieniu współczynników przetwarzania otrzymujemy wartość prądu i napięcia zasilania oraz wartość pomocniczego kanału ADIN.

W przypadku użycia Arduino można zastosować bibliotekę *LTC4151-master* udostępnioną przez Kerry D. Wonga:

<http://bit.ly/2M8mPDv>

<https://bit.ly/2WOjIYE>

Adam Tatus
adam.tatus@ep.com.pl

Sterownik 18 LED dla Pi Zero



Czasem, oprócz wyświetlania informacji na ekranie LCD, konieczna jest sygnalizacja stanu na diodach LED. Gdy jest ich więcej lub są to diody RGB, warto zastosować specjalizowany układ sterujący, ułatwiający wykonanie zadania i dodatkowo pozwalający na płynną regulację jasności każdej z nich.

Zaprezentowany moduł bazuje na sterowniku diod LED typu IS31FL3218 firmy ISSI. Umożliwia on sterowanie do 18 diod w trybie prądowym, z indywidualną płynną regulacją jasności metodą PWM. Prąd wszystkich LED określany jest wartością tylko jednego rezystora. Struktura wewnętrzna układu została pokazana na **rysunku 1**. Komunikacja z układem odbywa się poprzez interfejs I²C pod adresem 0x54. Układ ma rejestry pośrednie, do których zapisywana jest indywidualna jasność LED oraz rejestr odczytania, co umożliwia jednocześnie zmiany jasności, bez chwilowych wyświetleń fałszywych kombinacji kolorów przy współpracy z diodami RGB.

Budowa i działanie

Schemat modułu został pokazany na **rysunku 2**. Układ U1 typu PCA9306 pełni



funkcję konwertera poziomów logicznych 3,3 V/5 V dla magistrali I²C. Układ U2 typu IS31FL3218 steruje 18 diodami LED (w przypadku pasków lub diod RGB muszą mieć wspólne anody). Prąd świecenia jest ustalany poprzez wartość R1 i wynosi w przybliżeniu $76/R1$. W modelu został ustawiony na wartość ok. 20 mA, a maksymalnie dla $R1=2\text{ k}\Omega$ wynosi 38 mA dla każdej z diod LED.

Wyjścia OUT1...OUT18 pogrupowane są po 6 sygnałów (po 2 sekcje RGB) i wyprowadzone na trzy złącza LDA, LDB, LDC wraz z zasilaniem +5 V i masą. Zasilanie układu pobierane jest ze złącza GPIO Raspberry PI,

co należy uwzględnić przy doborze zasilacza. Podczas pracy z wszystkimi 18 LED układ U2 może się nagrzewać, warto dokleić do niego niewielki radiator przeznaczony do obudowy SO.

Montaż i uruchomienie

Moduł został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej, której schemat wraz z rozmieszczeniem elementów został pokazany na **rysunku 3**.

Konfiguracja układu odbywa się poprzez rejestry, których adresację i funkcje zestawiono w **tabeli 1**.

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

W ofercie AVT* AVT-----

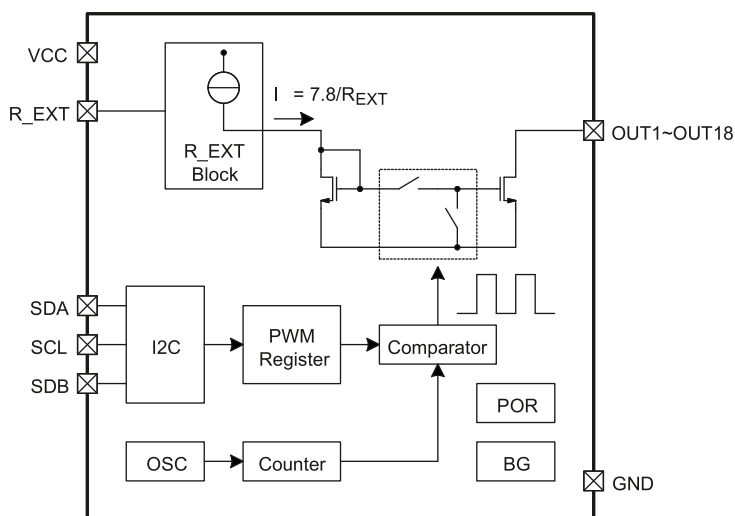
Podstawowe parametry:

- umożliwia sterowanie do 18 diod w trybie prądowym,
- indywidualna płynna regulacja jasności metodą PWM,
- sterowanie poprzez magistralę I²C.

Wykaz elementów:

- R1, R5, R6: 3,3 k Ω (SMD805 1%)
- R2: 200 k Ω (SMD805 1%)
- R3, R4: 2,2 k Ω (SMD805 1%)
- R7: 2,2 k Ω (SMD805 1%)
- C1...C3: 0,1 μ F SMD805
- CE1: 47 μ F/10 V SMD3528 tantalowy
- LD: dioda LED SMD80805
- LDA, LDB, LDC: złącze szpilkowe 2x8 2,54 mm
- U1: PCA9306DCT (SSOP8_065)
- U2: IS31FL3218-GRSL (SOP24)
- GPIO: złącze IDC 2x20 pin żeńskie

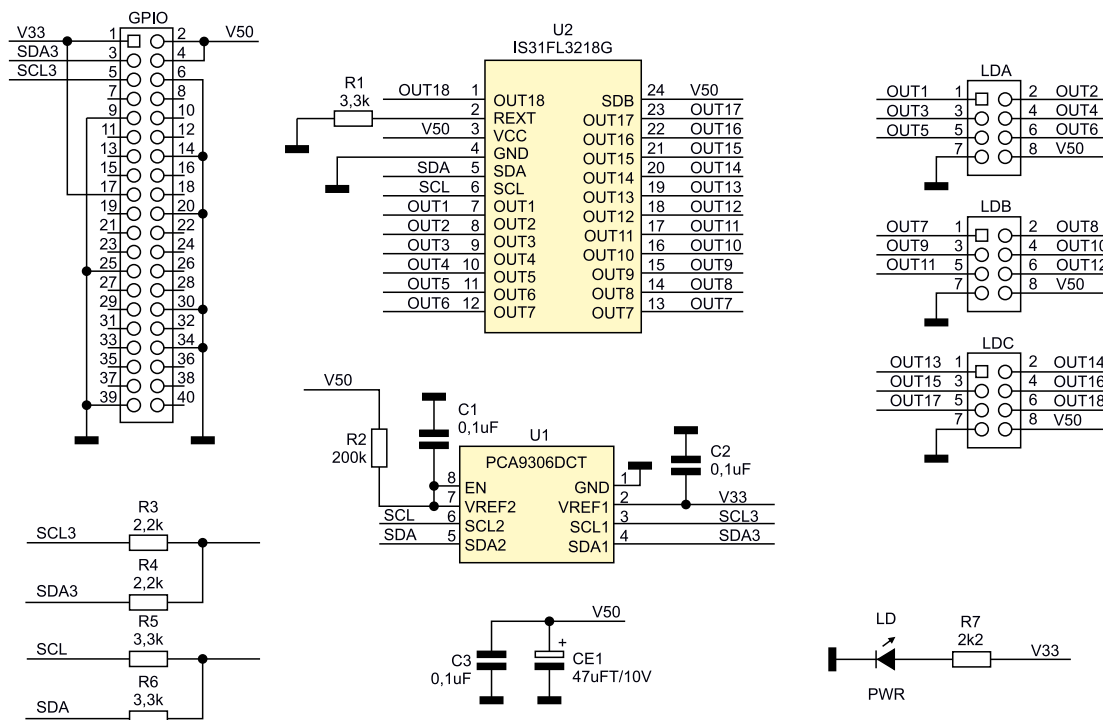
*** Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!
Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] - jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wylutować 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 wylutowane w płytkę PCB)
• wersja [A] - płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
• wersja [A*] - płytkę drukowaną [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.



Rysunek 1. Schemat blokowy IS31FL3218 (za notą ISSI)

Tabela 1. Rejestry układu IS31FL3218

Adres	Nazwa	Funkcja	Wartość domyślna
0x00	Shutdown Reg	Programowe wyłączenie układu	0x00
0x01-0x12	PWM Reg	Rejestry PWM LED	0x00
0x13	LED Control 1	Rejestr kontrolny LED 1...6	0x00
0x14	LED Control 2	Rejestr kontrolny LED 7...12	0x00
0x15	LED Control 3	Rejestr kontrolny LED 13...18	0x00
0x16	Update Register	Rejestr aktualizacji LED	-
0x17	Reset Register	Rejestr ustawiający wartości domyślne układu	-



Rysunek 2. Schemat ideowy modułu

Listing 1. Treść skryptu testującego

```
#!/bin/bash
echo 'IS31FL3218 18x Led Example'
sleep 1

echo 'IS31FL3218 Software on'
i2cset -y 1 0x54 0x00 0x01
sleep 1

echo 'IS31FL3218 PWM Set'
i2cset -y 1 0x54 0x01 0xFF
i2cset -y 1 0x54 0x02 0x7F
i2cset -y 1 0x54 0x03 0x3F
i2cset -y 1 0x54 0x04 0x7F
i2cset -y 1 0x54 0x05 0x1F
i2cset -y 1 0x54 0x06 0x00
i2cset -y 1 0x54 0x07 0x2F
i2cset -y 1 0x54 0x08 0x4F
i2cset -y 1 0x54 0x09 0x8F
i2cset -y 1 0x54 0x0A 0xEF
i2cset -y 1 0x54 0x0B 0x11
i2cset -y 1 0x54 0x0C 0x22
i2cset -y 1 0x54 0x0D 0x33
i2cset -y 1 0x54 0x0E 0x44
i2cset -y 1 0x54 0x0F 0x55
i2cset -y 1 0x54 0x10 0x66
i2cset -y 1 0x54 0x11 0x77
i2cset -y 1 0x54 0x12 0x88
sleep 1

echo 'IS31FL3218 LED Output Set'
i2cset -y 1 0x54 0x13 0x3F
i2cset -y 1 0x54 0x14 0x3F
i2cset -y 1 0x54 0x15 0x3F
sleep 1

echo 'IS31FL3218 LED Update'
i2cset -y 1 0x54 0x16 0xFF
sleep 5

echo 'IS31FL3218 Reset'
i2cset -y 1 0x54 0x17 0xFF
sleep 1
```

Pierwszym rejestrem, który należy zapisać, jest Shutdown Reg (0x00), znaczenie bitów rejestru jest następujące: D7...D1=0, bez znaczenia; D0: SSD=1 praca, SSD=0 programowe wyłączenie (shutdown).

Rejestry PWM (0x01-0x12) ustalają indywidualną wartość PWM (256 kroków) dla każdego wyjścia OUT1...OUT18.

Rejestr LED Control 1 (0x13) aktywuje wyjścia OUT1...OUT6, znaczenie bitów:

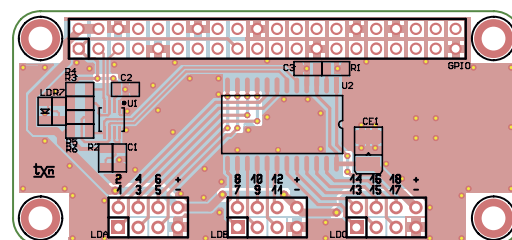
D7, D6=0, bez znaczenia; D5...D0: wyłączenie wyjścia LED[6...1]=0, załączenie wyjścia LED[6...1]=1.

Rejestr LED Control 2 (0x14) aktywuje wyjścia OUT7...OUT12, znaczenie bitów:

D7, D6=0, bez znaczenia; D5...D0: wyłączenie wyjścia LED[12...7]=0, załączenie wyjścia LED[12...7]=1.

Rejestr LED Control 3 (0x15) aktywuje wyjścia OUT13...OUT18, znaczenie bitów:

D7, D6=0, bez znaczenia; D5...D0: wyłączenie wyjścia LED[18...13]=0, załączenie wyjścia LED[18...13]=1.



Rysunek 3. Rozmieszczenie elementów

Rejestr Update (0x16), zapis dowolnej wartości aktualizuje stan wyjść OUT1...18 zgodnie z wartościami zapisanymi w rejestrach 0x01...0x15.

Rejestr Reset (0x17) przywraca wartości domyślne we wszystkich rejestrach układu.

Dla szybkiego sprawdzenia działania modułu można użyć biblioteki *i2ctools*. Układ nie obsługuje wywołania ogólnego, więc nie jest możliwa detekcja poleceniem *i2c detect*. Do wyjść układu należy podłączyć diody LED (anody do V50). Prosty skrypt *FL3218.sh* dla Raspberry Pi ustawi różną jasność świecenia każdej z diod LED. Treść skryptu została pokazana na listingu 1.

Adam Tatuś, EP

Chcesz czytać nasze najnowsze artykuły jeszcze przed wydrukowaniem w EP?

Zajrzyj na

www.ep.com.pl/EPwtoku

Harvester do generatora termoelektrycznego

Zaprezentowany układ harwestera służy do pozyskiwania niewielkich ilości energii pochodzących z generatora termoelektrycznego TEG i wraz z wbudowaną baterią Li-SOCL może zapewnić zasilanie np. dla układów IoT.

Układ jest zbudowany na bazie specjalizowanej przetwornicy LTC3107, zdolnej do pracy z niewielkimi napięciami wejściowymi już od 20 mV. Dzięki współpracy z baterią, automatycznemu przełączaniu pomiędzy źródłami zasilania oraz możliwości gromadzenia energii w dodatkowym kondensatorze, układ stanowi kompleksowe rozwiązanie zasilania dla urządzeń IoT, cechujących się niewielkim stałym poborem prądu rzędu kilkunastu mikroamperów, który cyklicznie zwiększa się podczas transmisji danych do kilku miliamperów.

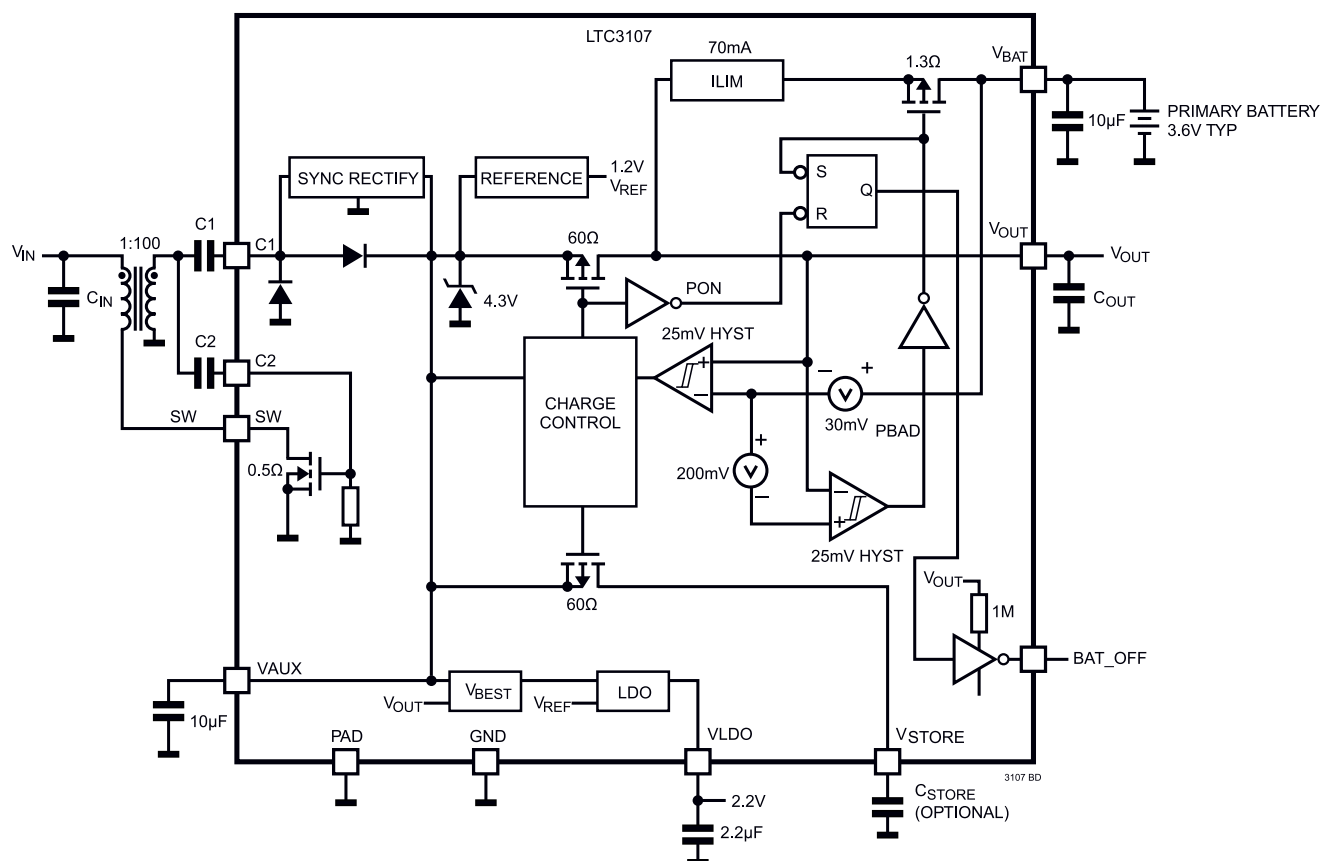
Strukturę wewnętrzną układu LTC3107 pokazano na **rysunku 1**. Jako podstawowe źródło energii zastosowana jest bateria Li-SOCL o napięciu 3,6 V i typowym rozmiarze 14500 (AA). Zaletą baterii jest długa żywotność, niskie samorozładowanie, duża gęstość energii i szeroki zakres temperatury. Energia pozyskiwana z generatora



termoelektrycznego TEG zmniejsza obciążenie baterii, a w przypadkach, gdy jest jej wystarczająca ilość, przejmuje całkowite zasilanie współpracującego układu, przedłużając żywotność baterii.

Budowę półprzewodnikowego generatora TEG pokazano na **rysunku 2**. Moduł składa się z szeregu złączy P i N, płytek przewodzących i doprowadzających ciepło.

W zależności od modułu i zakresu temperatury pracy, wykorzystuje się związki bizmutu, telluru, wapnia, manganu. Różnica temperatury pomiędzy ściankami modułu generuje napięcie termoelektryczne. W przypadku zastosowań przemysłowych, gdzie różnice temperatury mogą wynosić do kilkuset stopni, generowane napięcie jest na poziomie kilku woltów i jego pozyskanie



Rysunek 1. Budowa wewnętrzna układu LTC3107

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

W ofercie AVT* AVT-----

Podstawowe parametry:

- pozyskiwanie niewielkich ilości energii pochodzących z generatora termoelektrycznego TEG,
- zdolny do pracy z niewielkimi napięciami wejściowymi od 20 mV,
- automatyczne przełączanie źródła energii – bateria/generator/kondensator nadmiarowy,
- napięcie wyjściowe z zakresu 2...4 V.

Wykaz elementów:

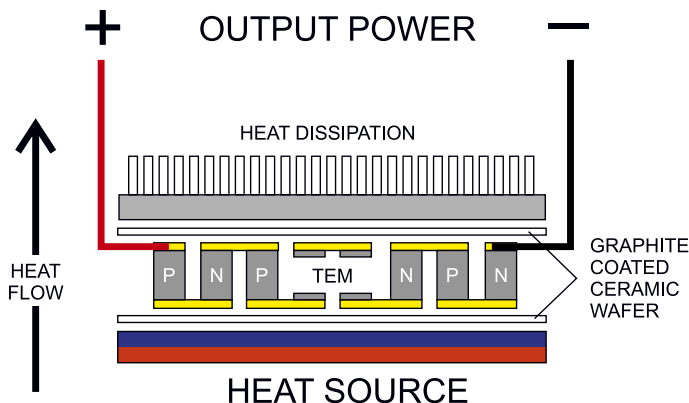
R1: 510 kΩ SMD0603 1%
C1: 330 pF SMD0603
C2: 1 nF SMD0603
C3, C4: 10 μF SMD0603
C5: 2,2 μF SMD0603
CE1, CE2, CE3: 330 μF/6,3 V tantalowy
U1: LTC3107EDD (DFN10)
L1: transformator 1:100 WE-EHPI WE74488540070
OUT: złącze SIP5 2,54 mm
TEG: złącze śrubowe DG 3,5 mm 2 pin

* Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu.

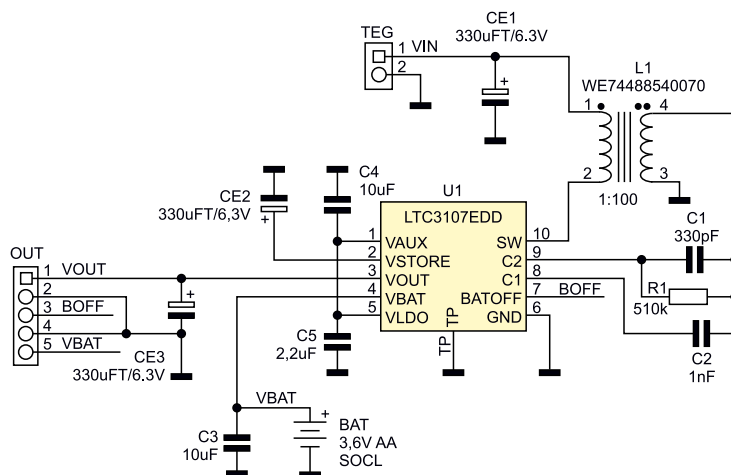
Wymagana umiejętność lutownia!

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 wstawić 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 wstawione w płytkę PCB)
 - wersja [A] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji Kity w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
 - wersja [A+] – płytkę drukowaną [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.



Rysunek 2. Budowa generatora TEG



Rysunek 3. Schemat ideowy harwestera

nie stanowi większego problemu. W zastosowaniach DIY użyteczna różnica temperatury oscyluje na poziomie pojedynczych stopni, generując od kilku do kilkunastu miliwoltów. Dla pozyskania energii konieczna jest przetwornica pracująca z bardzo niskim napięciem wejściowym.

Budowa i działanie

Schemat harwestera termoelektrycznego został pokazany na **rysunku 3**. Blok przetwornicy podwyższającej układu LTC3107, dzięki zastosowaniu impulsowego transformatora podwyższającego L1 o przekładni 1:100, może pracować już od 20 mV. Zakres dopuszczalnych napięć wejściowych z transformatorem 1:100 to 20...500 mV. Napięcie z transformatora jest prostowane i doprowadzone do wyjścia VOUT.

Układ LTC3107 do pracy wymaga baterii o napięciu 2...4 V, która jest także źródłem napięcia odniesienia dla układu śledzącego napięcie wyjściowe. W modelu wybrano baterię litowo-chlorkowo-tionylową Li-SOCL2,

SAFT LS14500, o napięciu 3,6 V i typowym rozmiarze 14500. Napięcie baterii poprzez wbudowany klucz podawane jest na wyjście VOUT U1. Gdy z generatora TEG pozyskiwana jest energia, w zależności od jej ilości, obciążenie baterii stopniowo maleje, aż do całkowitego odcięcia poboru prądu. Znacząco przedłuża to trwałość baterii, gdyż podczas pozyskiwania energii obciążona jest tylko prądem upływu układu mniejszym niż 110 nA. Podczas pozyskiwania energii napięcie z przetwornicy podąża za napięciem z baterii pomniejszonym o spadek na tranzystorze kluczującym źródła. Wyjście BAT_OFF stanem wysokim sygnalizuje odcięcie poboru prądu z baterii i pracę przy wykorzystaniu pozyskanej z TEG energii. Wyjście BAT_OFF zawiera podciągający rezystor 1 MΩ, więc należy zwrócić uwagę na jego obciążenie.

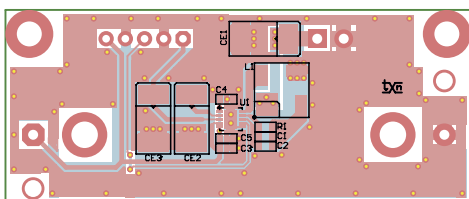
Układ LTC3107, oprócz pozyskiwania energii, ma możliwość gromadzenia jej nadmiaru

w kondensatorze CE2 podłączonym do wyprowadzenia STORE. Zapewnia to maksymalny czas pracy bez obciążania baterii, gdy napięcie z TEG jest chwilowo niedostępne. Na złącze OUT wyprowadzone są wszystkie sygnały niezbędne do pracy układu z z napięciem VBAT, gdy chcemy zastosować baterię zewnętrzną. Układ LTC3107 zawiera pomocniczy stabilizator LDO o napięciu 2,2 V, ale w modelu nie jest używany.

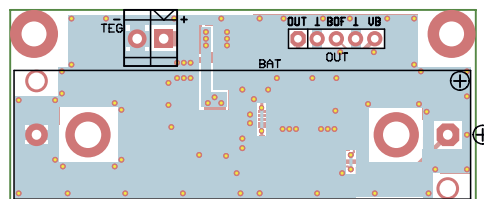
Montaż i uruchomienie

Układ harwestera zmontowany jest na niewielkiej dwustronnej płytce drukowanej, której schemat wraz z rozmieszczeniem elementów został pokazany na **rysunku 4** i **rysunku 5**. Montaż układu wykonujemy zgodnie z ogólnymi zasadami, po zakończeniu płytkę należy oczyścić z pozostałości topnika i wysuszyć.

Płytkę ma miejsce na typowy koszyk KEYS1028 dla ogniwa 14500, ale można też



Rysunek 4. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów, strona TOP



Rysunek 5. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów, strona BOTTOM

zastosować baterię zewnętrzną. Do wyjścia układu podłączamy woltomierz prądu stałego i rezystor 3,3 kΩ, do koszyka wkładamy baterię lub do złącza VOUT doprowadzamy napięcie z baterii zewnętrznej. Zasilanie z baterii niezbędne jest do rozpoczęcia pracy układu. Na wyjściu powinno pojawić się napięcie baterii pomniejszone o niewielki spadek na kluczu zasilania. Stan wyjścia BOFF powinien być niski, sygnalizując wykorzystanie energii z baterii.

Do wejścia TEG podłączamy generator, w modelu jest to ogniwo Peltiera typu TEC1-12706 o rozmiarach 40×40×3,8 mm. Należy zwrócić uwagę na polaryzację generowanego napięcia – zgodnie z opisem na płytce. Ważny jest też poprawny montaż i izolacja strony zimnej i ciepłej TEG. Odwrócenie polaryzacji, tj. zmiana kierunku przepływu ciepła może, uszkodzić kondensator wejściowy CE1. Jeżeli w układzie nie ma możliwości zabezpieczenia przed zmianą znaku różnicy,

kondensator CE1 należy zastąpić kondensatorem bipolarnym (ceramicznym).

Po zapewnieniu różnicy kilku-kilkunastu stopni na TEG, stan wyjścia BOFF powinien zmienić się na wysoki, sygnalizując pozyskanie energii. W ramach dalszego testowania harwestera warto sprawdzić, jak zmienia się obciążenie baterii w funkcji różnicy temperatury TEG. Jeżeli wszystko działa poprawnie, układ może trafić do docelowej aplikacji.

Adam Tatuś, EP

Szybka miniładowarka akumulatorów NiMH zasilana z USB

Nie we wszystkich zastosowaniach akumulatory Li-Ion wyparły akumulatory NiMH, akumulatory Eneloop i podobne nowoczesne rozwiązania o niskim samorozładowaniu mogą zastąpić klasyczne baterie typu R6 (AA), R3 (AAA), także w urządzeniach o niewielkim poborze mocy. Ich istotną cechą jest to, że nie stwarzają problemów z bezpieczeństwem, nawet podczas ich niezbyt ostrożnej eksploatacji.

Zaprezentowana ładowarka została wykonana w formie modułu z wtykiem USB, może być więc zasilana z portu komputera lub z typowej ładowarki 5 V/1 A. Umożliwia szybkie ładowanie pakietu czterech szeregowo połączonych akumulatorów AAA o pojemności 750 mAh.

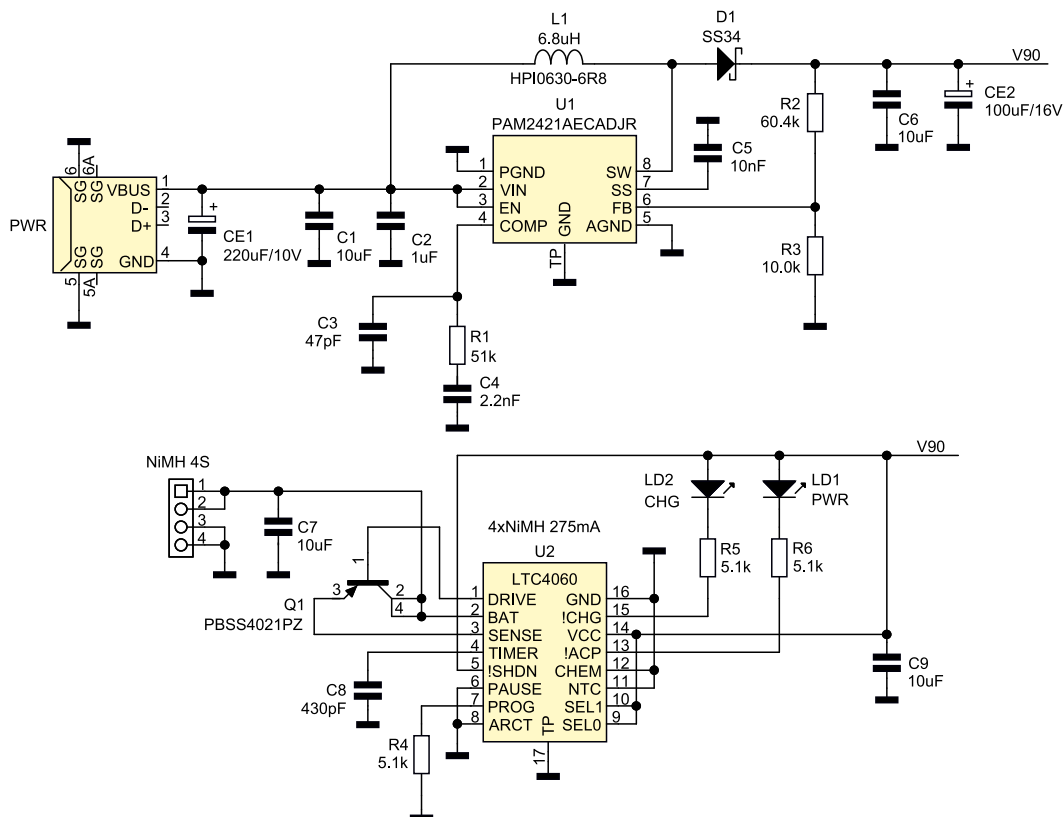
Budowa i działanie

Schemat ładowarki został pokazany na **rysunku 1**. Układ składa się z dwóch bloków funkcjonalnych: ładowarki pakietu 4S AAA 750 mAh oraz przetwornicy podwyższającej napięcie zasilającą ładowarkę.

Blok ładowarki bazuje na układzie LTC4060 skonfigurowanym do ładowania akumulatora NiMH (wyprowadzenie CHEM=1), połączonego w pakiet 4S (wyprowadzenia SEL0, SEL1=1). Prąd ładowania jest określony rezystorem R4 na wartość ok. 275 mA, według wzoru:

$R4 = 1395/I$
Kondensator C8 określa maksymalny czas ładowania na ok. 3,5 godziny zgodnie ze wzorem:
 $C8 = t_{\max} [h] / 1,567 \cdot 10^{-6} \cdot R4$

Tranzystor Q1 zwiększa wydajność prądową układu U2. Ładowarka zawiera diodę PWR sygnalizującą obecność zasilania oraz diodę CHG sygnalizującą proces ładowania. Kondensatory C7, C9 odsprężają zasilanie.



Rysunek 1. Schemat ładowarki

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

W ofercie AVT* AVT-----

Podstawowe parametry:

- ładowanie pakietu czterech szeregowo połączonych akumulatorów AAA o pojemności 750 mAh,
- zasilanie z portu USB komputera lub z typowej ładowarki 5 V/1 A,
- prąd ładowania określony opornością rezystora i wynosi ok. 275 mA,
- zmontowany moduł ma formę wtyku do gniazda USB.

Wykaz elementów:

- R1: 51 kΩ (SMD 0603 1%)
 R2: 60,4 kΩ (SMD 0603 1%)
 R3: 10,0 kΩ (SMD 0603 1%)
 R4, R5, R6: 5,1 kΩ (SMD 0603 1%)
 C1, C6, C7, C9: 10 μF 16V SMD 0603
 C2: 1 μF 16 V SMD 0603
 C3: 47 pF SMD 0603
 C4: 2,2 nF SMD 0603
 C5: 10 nF SMD 0603
 C8: 430 pF SMD 0603
 CE1: 220 μF/10 V kondensator low ESR SMD 6,3 mm
 CE2: 100 μF/16 V kondensator low ESR SMD 6,3 mm
 D1: SS34 dioda Schottky'ego
 LD1: LED SMD zielona
 LD2: LED SMD czerwona
 Q1: tranzystor PNP PBSS4021PZ (SOT-223)
 U1: PAM2421AECADJR (SOT8TP)
 U2: LTC4060EFE (SSOP16_TP) + radiator BGA np. ICK6/8L
 L1: 6,8 μH dławik SMD HPI0630 6,8 μH
 NiMH: Złącze EH4 kątowe
 PWR: wtyk USB A do druku SMD

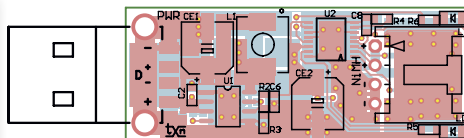
* Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu.

Wymagana umiejętności lutowania!

Podstawowa wersja 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 wylutować 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 wylutowane w płytkę PCB)
 - wersja [A] – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji kitu, 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.



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

ładowania pakietu 4S i nie większe niż 10 V, ze względu na możliwość jego uszkodzenia. Za dostarczenie napięcia o wartości 8,8...9,0 V odpowiada przetwornica podwyższająca zbudowana na bazie układu U1 typu PAM2421. Napięcie wyjściowe jest ustalane dzielnikiem R2, R3. Pobór prądu z 5 V wynosi ok. 600 mA przy ładowaniu akumulatorów prądem 275 mA.

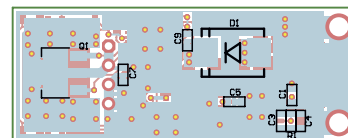
Prąd ładowania nie należy zmniejszać ze względu na mniejszą dokładność wykrywania $-\Delta U$ dla niższych wartości. Jeżeli wymagany jest większy prąd ładowania (jest możliwe osiągnięcie ok. 750 mA, ale niepożądane ze względu na chłodzenie), należy skorygować wartości R4, C8 i zadbać o wymuszone chłodzenie płytki poprzez przyklejenie radiatorów do U1 i U2 oraz przyklejenie Q1 i D1 do odpowiednio przygotowanej płytki aluminiowej zamontowanej od spodu ładowarki.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na niewielkiej dwustronnej płytce drukowanej, której schemat wraz z rozmieszczeniem elementów został pokazany na **rysunku 2** i **rysunku 3**. Montaż wykonujemy zgodnie z ogólnymi zasadami. Zmontowany moduł ma formę wtyku do gniazda USB.

Montaż układu nie wymaga opisu. Warto jednak w pierwszej kolejności zmontować elementy przetwornicy i uruchomić ją przed wylutowaniem kosztownego LTC4060. Po montażu należy sprawdzić wartość napięcia wyjściowego przetwornicy na kondensatorze C6, powinna zawierać się w zakresie 8,8...9,0 V, wyższa wartość zmniejsza margines bezpieczeństwa dla U1 i powoduje niepotrzebne zwiększenie strat. Korekta napięcia odbywa się poprzez dobór R2. Jeżeli przetwornica działa poprawnie, lutujemy elementy ładowarki.

Przy pierwszym ładowaniu należy sprawdzić poprawność procesu ładowania. Pakiet



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

akumulatorów podłączamy poprzez miłiamperomierz, do zacisków pakietu podłączamy woltomierz prądu stałego. Podczas pierwszego ładowania warto układ zasilić z zasilacza laboratoryjnego z kontrolą prądu i zabezpieczeniem zwarciovym. Po włączeniu zasilania powinna zaświecić się dioda PWR, a po podłączeniu pakietu do złącza NiMH powinna zaświecić się dioda CHG.

W zależności od stanu akumulatora, ładowarka rozpocznie ładowanie wstępne (napięcie pakietu niższe od 3,6 V) lub przejdzie do ładowania zasadniczego ustalonym prądem 275 mA. Napięcie na pakiecie będzie wzrastać, aż do osiągnięcia ok. 6,4 V, po czym nieco spadnie i zakończy się cykl ładowania, co zostanie zasygnalizowane zgaszeniem diody CHG. Jeżeli nie zostanie wykryty spadek $-\Delta U$ w czasie określonym C8, ładowanie zostanie zakończone, a akumulator zabezpieczony zostanie przed przeładowaniem.

Rozpoczęcie procesu ładowania jest uruchamiane po dołączeniu pakietu. Ładowarka ocenia napięcie na pakiecie i gdy jest wyższe niż ok. 8 V, co świadczy o rozwarciu pakietu, zatrzymuje ładowanie. Załączenie zasilania USB przy włączonym pakiecie także rozpoczyna proces ładowania. Jeżeli pierwszy cykl odbył się poprawnie, ładowarkę można przeznaczyć do eksploatacji.

Szczególną uwagę należy zwrócić na jakość wykonania koszyka i przekrój przewodów doprowadzających prąd do pakietu. Sporo koszyków jest niestety niskiej jakości, co może skutkować pojawieniem się problemów z poprawnym stykiem ogniw lub względnie wysoką rezystancją styków czy przewodów. W skrajnym przypadku może doprowadzić to do zakłócenia procesu ładowania, a w szczególności detekcji zakończenia procesu. Ładowarka m.in. ze względu na zabezpieczenie czasowe nie jest przeznaczona do stałego podładowania akumulatorów lub podtrzymania buforowego zasilania układu.

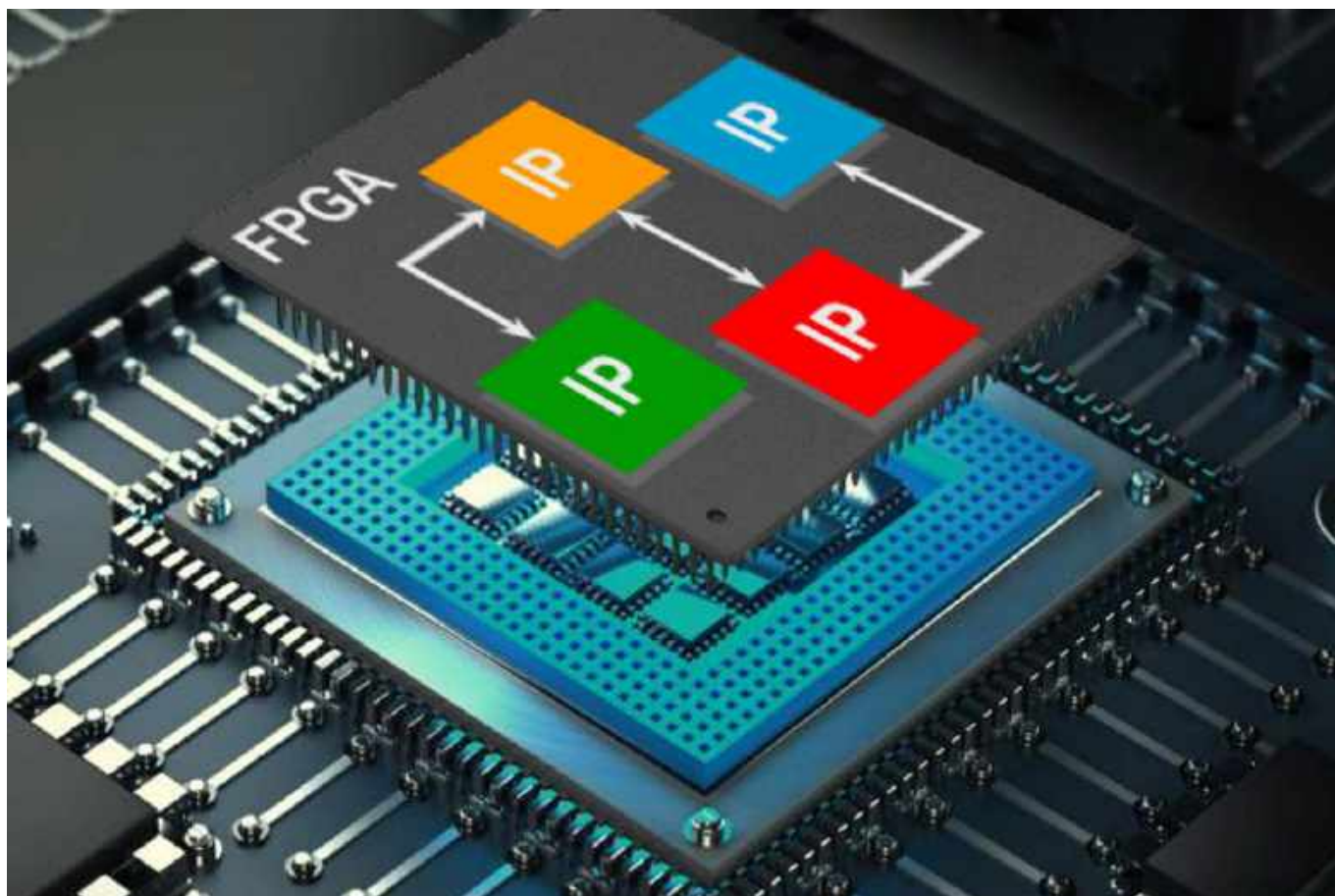
Adam Tatuś, EP

Ładowarka automatycznie wykrywa obecność akumulatora. Pakiety mocno rozładowane ładowane są początkowo zmniejszonym prądem precharge. Zakończenie ładowania wykrywane jest metodą $-\Delta U$.

Baterię czterech połączonych szeregowo akumulatorów podłączamy do ładowarki za pomocą złącza NiMH (typowe złącze EH4, takie jak dla akumulatorów Li-Ion/Li-Po).

Ze względu na wygodę i dostępność ładowarka zasilana jest z portu USB. Do zasilania układu LTC4060 wymagane jest napięcie minimum 8,6 V dla poprawnego

*0 projektach, mini, soft i wielu innych diskutuj
na <https://forum.ep.com.pl>*



FPGA – porównanie układów i zestawów startowych

Główną ideą stojącą za układami FPGA jest opracowanie uniwersalnej logiki, czyli takiej, którą możemy zaprojektować na komputerze, a następnie za pomocą narzędzi typu „software defined hardware” uzyskać sprzęt odzwierciedlający naszą koncepcję. Realizacja tego abstrakcyjnego konceptu przybrała różne formy u różnych producentów, dlatego porównanie możliwości układów FPGA nie jest łatwe.

Układy FPGA można scharakteryzować na podstawie ich budowy, wydzielając cztery główne elementy:

- sposób realizacji logiki,
- dostępne bloki pamięci,
- sprzętowe bloki DSP,
- tzw. Hardware IP realizujący specyficzne funkcje (transceivery, kontrolery pamięci, interfejsy PCIe, Ethernet PHY, itd.).

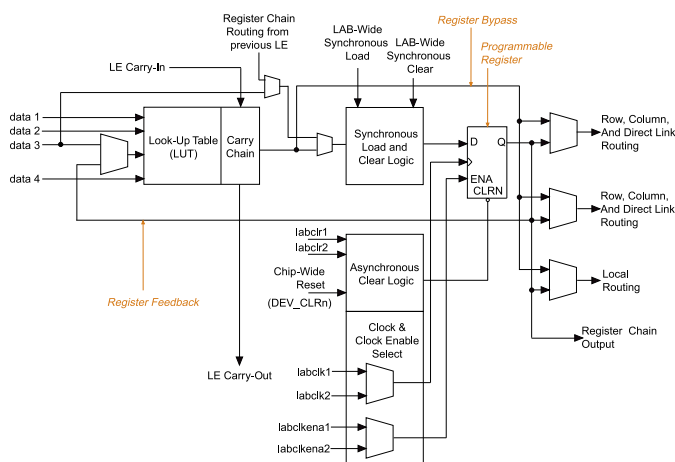
Zaprezentujemy, w jaki sposób różni producenci odnoszą się do tych czterech punktów. Zamieszczone fragmenty dokumentacji pokażą, w jaki sposób realizowane są te podstawowe bloki. Na podstawie pokazanych przykładów Czytelnik zrozumie, jak można porównywać układy FPGA.

Zaprezentujemy sześciu różnych producentów, wśród których można wyznaczyć dwóch wiodących – Intel i Xilinx, dwóch ścigających czołówkę – Lattice i Microchip oraz dwóch nowych – Anlogic i Gowin.

Na zakończenie zaprezentujemy listę dostępnych zestawów startowych, które pozwolą na szybkie rozpoczęcie pracy z opisanymi układami.

Intel (kiedyś Altera)

Układy FPGA firmy Intel (dawniej Altera) są podzielone na pięć grup różniących się między sobą budową wewnętrzną. Ich porównanie znajduje się w tabeli 1.



Rysunek 1. Podstawowa komórka układów MAX 10 – LE (Logic Element)

Tabela 1. Porównanie układów FPGA firmy Intel

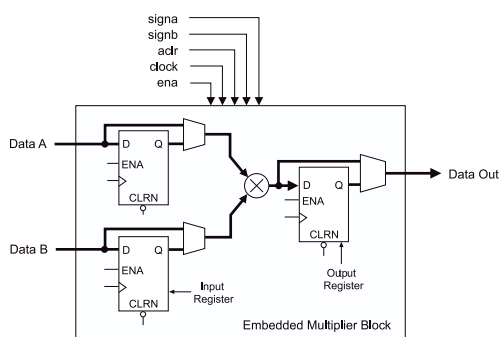
Rodzina	LE/ALM [tys.]	Block RAM	DSP	Transceiver Gbps	PCIe
Max10	2...50 LE	12...189 9 kb	16...144	N/A	N/A
Cyclone IV	14...150 LE	30...720 9 kb	0...360	3,125 (wersje GX)	×4 Gen 1 (wersje GX)
Cyclone V	9,4...113,6 ALM	176...1220 10 kb	25...684	6,144 (wersje T)	×4 Gen 2
Cyclone 10LP	6...119 LE	30...423 9 kb	15...288	N/A	N/A
Cyclone 10GX	31...80,3 ALM	291...587 20 kb	168...384	12,5	×4 Gen 2
Arria V	28...190 LE	800...2414 M10K 585...1700 (GZ...M20K)	240...1156	12,5	×8 Gen 2, Gen 3
Arria 10	160...1150 LE	440...2713 M20K	156...1518	25,78	×8 Gen 3
Stratix V	236...952 ALM	688...2660 M20K	600...3926	14,1	×8 Gen 3
Stratix 10	128...3466 ALM	1537...12950 M20K	648...5760	56	×16 Gen 4
Agilex	531...3651 ALM	1900...13272 M20K	1150...8528	116	×16 Gen 4

MAX 10

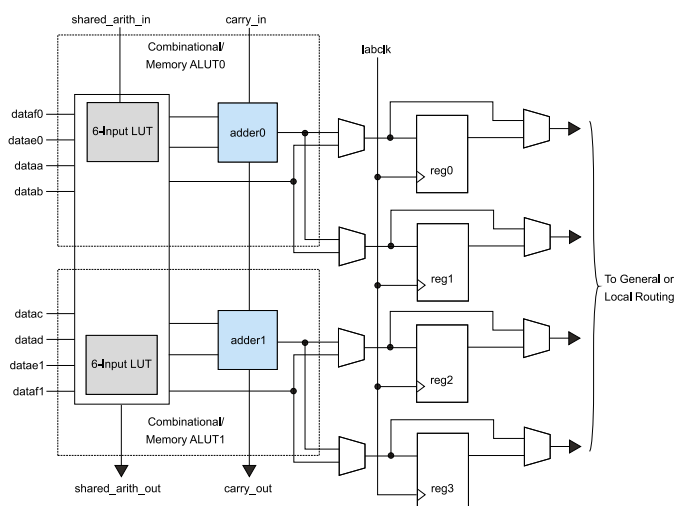
Podstawowym elementem układów MAX 10 jest *Logic Element (LE)*. Budowa tego bloku została pokazana na **rysunku 1**, składa się z 4-wejściowej tablicy *LUT* i pojedynczego rejestru [1]. Szesnaście *LE* tworzy pojedynczy blok *LAB (Logic Array Blocks)*.

Przerzutniki z bloku *LAB* mogą służyć jako niewielkie pamięci RAM. Jednak gdy potrzebna jest większa ilość pamięci, to używane są specjalne bloki *M9K* o pojemności 9 kb. W układzie znajdują się także bloki *DSP* pozwalające na zrealizowanie pojedynczego mnożenia dwóch liczb stałoprzecinkowych o długości 18×18 bitów. Można go też skonfigurować jako dwa niezależne bloki mnożenia liczb 9×9 bitów. Jego uproszczony schemat został pokazany na **rysunku 2**.

Układy tej rodziny są także wyposażone w nieulotną pamięć Flash, która może być użyta do przechowywania zarówno konfiguracji układu, jak i danych użytkownika. Niektóre modele układów mają



Rysunek 2. Mnożarka w układzie MAX 10



Rysunek 3. Budowa wewnętrzna bloku ALM

także kontroler pamięci *DDR3*, przetwornik analogowo-cyfrowy oraz interfejs *LVDS*.

Cyclone

Cyclone IV

Podstawowe elementy składowe takie jak *LE*, pamięć czy bloki *DSP* są podobne jak dla rodziny MAX 10. W wersjach oznaczonych jako *GX* dodatkowo dostępne są transceivery o prędkości 3 Gbps oraz wsparcie dla *PCIe* [2].

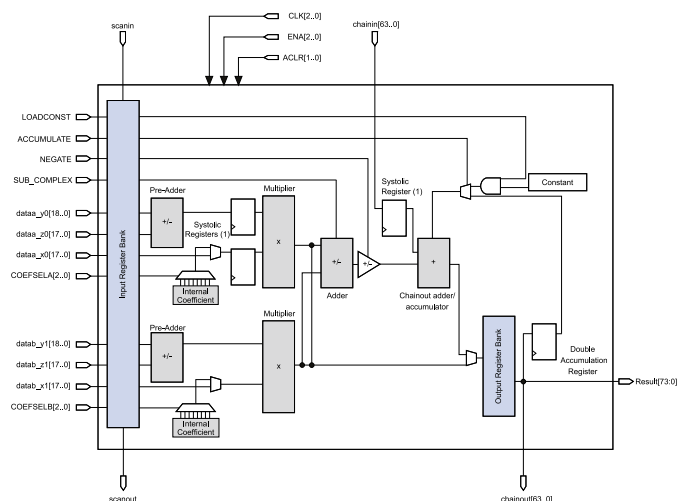
Cyclone V

Podstawowym elementem logiki jest blok nazwany *Adaptive Logic Module (ALM)* [3]. Jego uproszczony schemat został pokazany na **rysunku 3**. Składa się on z dwóch 6-wejściowych tablic *LUT*, dwóch jednobitowych bloków dodawania oraz czterech przerzutników. Jego dokładną budowę wewnętrzną i dostępne konfiguracje można znaleźć w [4].

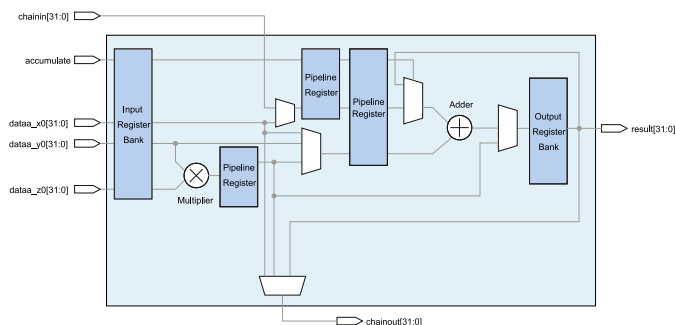
Pamięć RAM jest dostępna w blokach po 10 kb oznaczanych jako *M10K*. Blok *DSP* pozwala na wykonanie jednego mnożenia liczb stałoprzecinkowych o długości 27×27 bitów, dwóch mnożeń 18×19, albo trzech 9×9. Na wyjściu znajduje się akumulator o długości 64 bitów. Dzięki dodatkowym blokom dodawania/odejmowania za pomocą dwóch modułów można zrealizować mnożenie dwóch liczb zespolonych. Jego uproszczony schemat został pokazany na **rysunku 4**.

Układy z rodziny Cyclone V dostępne są w różnych wersjach oznaczonych kombinacją liter [5]:

- E – wersja podstawowa,
- X – wyposażony w transceiver 3,125 Gbps,



Rysunek 4. Budowa bloku DSP w układach Cyclone V



Rysunek 5. Blok DSP układu Cyclone 10 GX w trybie zmiennoprzecinkowym

- T – wyposażony w transceiver 6,144 Gbps,
- S – wyposażony w rdzeń ARM Cortex-A9.

Cyclone 10 LP

Układy podobne do Cyclone IV, wyposażone w elementy *LE*, bloki pamięci *M9K* oraz moduły *DSP*.

Cyclone 10 GX

Architektura bloków *ALM* jest podobna do tej z Cyclone V. Pamięć RAM jest dostępna w blokach po 20 kb – *M20K*. Bloki *DSP* wspierają zarówno arytmetykę stało- jak i zmiennoprzecinkową. Pojedynczy blok może zrealizować jedno mnożenie 27×27 bitów albo dwa mnożenia 18×19 bitów. Poza mnożeniem dodane jest także wsparcie dla dodawania, akumulacji oraz zaokrągleń. Pojedynczy blok może wykonać dodawanie i mnożenie na liczbie zmiennoprzecinkowej pojedynczej precyzji. Uproszczony schemat pracy w tym trybie pokazuje rysunek 5.

Główną różnicą, w stosunku do wcześniejszych wersji układów, są transceivery o prędkości 12,5 Gbps oraz wsparcie dla *PCIe* i *Ethernet* 10 Gbps [6].

Arria

Arria V

Bloki *ALM* oraz *DSP* są takie same jak w układzie Cyclone V [7]. Pamięć RAM, w zależności od wersji, występuje w rozmiarach po 10 kb albo 20 kb. Różne wersje są opisane kodem literowym. Pierwsza litera wersji oznacza:

- G – bez rdzenia ARM,
- S – z rdzeniem ARM Cortex-A9.

Natomiast druga litera:

- X – zawiera transceivery 6,5 Gbps,
- T – zawiera transceivery 10,31 Gbps,
- Z – zawiera transceivery 12,5 Gbps.

Arria 10

Budowa bloku *ALM* jest analogiczna do wcześniejszych wersji [8]. Pamięć RAM jest dostępna w blokach po 20 kb. Blok *DSP* ma podobne funkcję jak w Cyclone 10 GX. Dostępne są trzy wersje układów oznaczone literami:

- GX – zawiera transceivery 17,4 Gbps,
- GT – zawiera transceivery 25,78 Gbps,
- SX – z dwurdzeniowym procesorem ARM Cortex-A9.

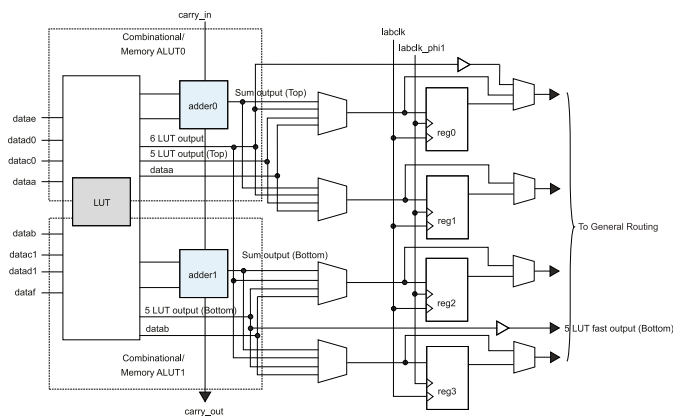
Stratix

Stratix V

Budowa wewnętrzna jest podobna do układów z rodziny Arria V. Główną różnicą jest więcej zasobów oraz dostępność innych peryferiów, takich jak szybsze transceivery [9].

Stratix 10

Budowa bloku *ALM* jest analogiczna do wcześniejszych układów. Nowością są dodatkowe rejestry – *hyper-registers*, w strukturze



Rysunek 6. Blok ALM w układzie Agilex

połączeniowej między blokami pozwalające na uzyskanie wyższej częstotliwości taktowania [10]. Dostępne są różne wersje:

- GX – zawiera transceivery 28,3 Gbps,
- SX – zawiera transceivery 28,3 Gbps, czterordzeniowy ARM Cortex-A53 (także w niektórych układach T i M),
- TX – zawiera transceivery 56 Gbps,
- MX – zawiera zintegrowaną pamięć *DRAM*,
- DX – zawiera *PCIe gen4* oraz wsparcie dla magistrali *UPI*,
- NX – zawiera blok akceleracji sztucznej inteligencji (*AI tensor block*).

Agilex

Zmianie uległa budowa bloku *ALM*. Jego nowa wersja została pokazana na rysunku 6 [11]. Blok *DSP* wspiera mnożenie liczb stało- i zmiennoprzecinkowych. Pozostałe wyposażenie to między innymi wsparcie dla *Ethernet* 400 Gb, kontroler pamięci *DDR5* oraz interfejs *PCIe gen4*.

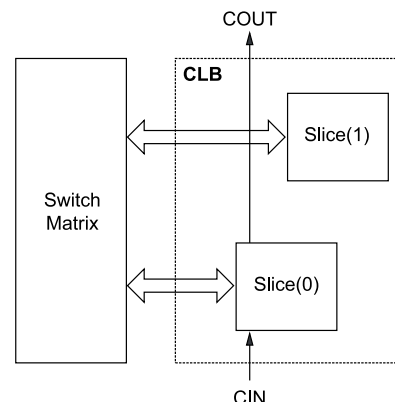
Xilinx (wkrótce AMD)

Kolejnym dużym producentem układów FPGA jest firma Xilinx. Została ona wykupiona przez firmę AMD, proces przejmowania powinien zakończyć się w 2021 roku [12]. Dostępne układy można podzielić na kategorię 6, kategorię 7 oraz UltraScale.

Spartan 6

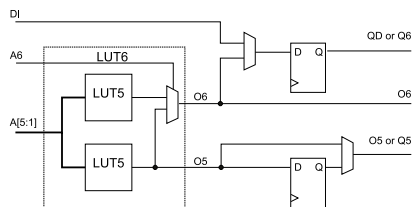
Podstawową komórką tego układu jest *Configurable Logic Block (CLB)* [13]. Jak widzimy na rysunku 7, składa się on z dwóch bloków *Slice* [14], jednak tylko *Slice(0)* jest podłączony do linii szybkiego przeniesienia (oznaczonej *CIN/COUT*). W układzie występują trzy typy bloków: *SLICEX*, *SLICEL*, *SLICEM*.

- Blok *SLICEX* – zawiera 4 tablice *LUT*, które mogą pracować jako 6-wejściowa funkcja logiczna lub 5-wejściowa funkcja logiczna z dwubitowym wyjściem. Do każdej tablicy dołączone są dwa przerzutniki. Ten typ stanowi 50% wszystkich *slic*ów występujących w układzie. Jego fragment został pokazany na rysunku 8.
- Blok *SLICEL* – zawiera dodatkowo dołączone szybkie przeniesienie. Stanowią one 25% układu.
- Blok *SLICEM* – zawiera wszystkie



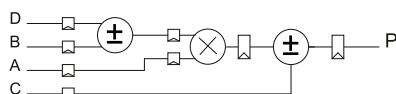
Rysunek 7. Podział bloku CLB na dwa bloki Slice w strukturze układu Spartan 6

funkcje bloku *SLICE*, a dodatkowo może być skonfigurowany jako 64-bitowa pamięć RAM albo 32-bitowy rejestr przesuwany.

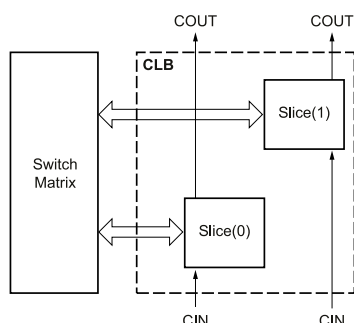


Rysunek 8. Fragment (1/4) bloku *SLICEX*

Wielkość układu w dokumentacji jest charakteryzowana za pomocą wartości *logic cells*, która jest liczbą dostępnych tablic *LUT* pomnożonych przez 1,6 (aby porównywać z 4-wejściowymi tablicami ze starszych wersji). Blokowa pamięć RAM dostępna jest w formie 2-portowych modułów o pojemności 18 kb. Układy Spartan 6 są także wyposażone w blok *DSP48A1* [15]. Jego wewnętrzną budowę prezentuje rysunek 9. Pozwala on na mnożenie dwóch liczb stałoprzecinkowych o długości 18 bitów. Na wyjściu znajduje się 48-bitowy akumulator.



Rysunek 9. Blok *DSP48A1* układu Spartan 6



Rysunek 10. Blok *CLB* w układach Xilinx serii 7

Pozostałe peryferia obejmują między innymi kontrolery pamięci *DDR*, *DDR2*, *DDR3*, *LPDDR*. Układy oznaczone jako *LXT* są ponadto wyposażone w transceiver o prędkości 3,2 Gbps oraz wsparcie dla *PCIe 1.1*.

Jest to ostatnia rodzina układów firmy Xilinx, która bazuje na środowisku programistycznym ISE Design Suite. Pozostałe korzystają z nowszego środowiska Vivado.

FPGA serii 7

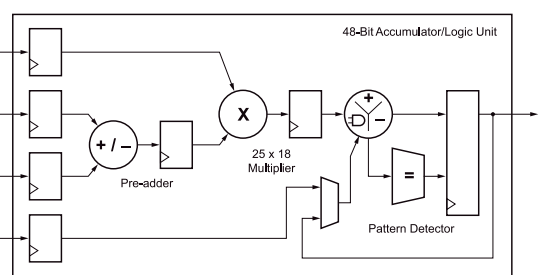
Podobnie jak w układach Spartan 6 logika dzieli się na *CLB* składające się z dwóch bloków *Slice*. Główną różnicą jest wycofanie najmniejszych *SLICEX*. Dodano także więcej zasobów połączeniowych pomiędzy *CLB*, co zostało pokazane na rysunku 10. Tak jak w przypadku układów Spartan 6 podawana liczba *Logic Cells* odpowiada liczbie tablic *LUT* pomnożonej przez 1,6 [17]. Blokowa pamięć RAM jest dostępna jako moduły o pojemności 36 kb z wbudowaną logiką pozwalającą na używanie ich jako kolejek FIFO.

W układach serii 7 zastosowany jest nowszy blok *DSP* oznaczony jako *DSP48E1*. Pozwala on na mnożenie liczby 18-bitowej przez liczbę 25-bitową. Za mnożarką znajduje się 48-bitowy akumulator, a przed nią dodatkowy blok pozwalający wykonać dodawanie (rysunek 11).

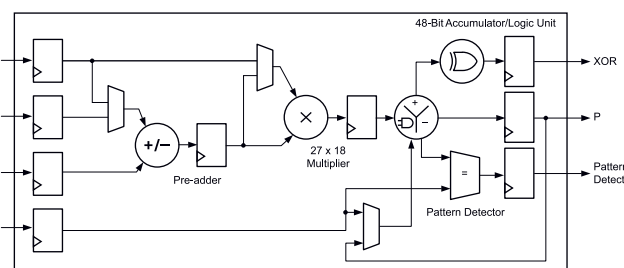
Układy z tej rodziny są także wyposażone w kontrolery pamięci *DDR3*, przetworniki analogowo-cyfrowe, transceivery czy wsparcie dla protokołów komunikacyjnych.

Podzielone są na cztery rodziny. W kolejności od układów najsłabszych do najmocniejszych są to:

- Spartan-7,
- Artix-7,
- Kintex-7,



Rysunek 11. Blok *DSP48E1* w układach Xilinx serii 7



Rysunek 12. Blok *DSP48E2* w układach UltraScale

- Virtex-7.

Różnią się między sobą głównie dostępnymi zasobami oraz dostępnością szybkich interfejsów. Porównanie parametrów znajduje się w tabeli 2.

Dostępna jest także seria układów Zynq-7000 SoC, w których strukturze zintegrowany są: procesor ARM Cortex-A9 (jeden albo dwa rdzenie) oraz logika programowalna Artix-7 lub Kintex-7. Komunikują się one za pomocą interfejsu *AMBA* [19].

UltraScale/UltraScale+

W układach UltraScale podobnie jak dla rodziny 7 logika jest podzielona na bloki *CLB* [20]. Tym razem każdy z nich składa się z tylko jednego bloku *Slice* zawierającego 8 tablic *LUT*. Oznacza to, że zasoby przypadające na blok *CLB* są porównywalne jak dla układów poprzednich rodzin, ale liczba *slice'ów* będzie o połowę mniejsza [21]. Pamięć RAM także jest dostępna w blokach po 36 kb, jednak możliwości ich konfiguracji są bardziej rozbudowane. Został wprowadzony także nowy typ nazwany *UltraRAM*. Jest to pamięć dwuportowa, ale taktowana tylko jednym zegarem. Rozmiar pojedynczego bloku wynosi 288 kb [22]. Niektóre układy z rodziny Virtex UltraScale+ mają wbudowaną pamięć *HBM DRAM* (*High Bandwidth Memory DRAM*) o rozmiarze od 4 do 16 GB. Wprowadzony został także nowy typ bloku *DSP* – *DSP48E2* (rysunek 12). Jego głównym elementem jest mnożarka 27×18 bitów [23].

Układy z tej serii występują w sześciu odmianach:

- Kintex UltraScale FPGA,
- Kintex UltraScale+ FPGA,
- Virtex UltraScale FPGA,
- Virtex UltraScale+ FPGA,
- Zynq UltraScale+ MPSoC,
- Zynq UltraScale+ RFSoC.

Różnią się one dostępnymi zasobami oraz występowaniem wyspecjalizowanych peryferiów. Znajdziemy tu między innymi wsparcie dla *PCIe* generacji 3 i 4, Ethernet 100 Gb/s czy przetworniki ADC i DAC pracujące na częstotliwościach radiowych. Rodzina Zynq zawiera

Tabela 2. Porównanie układów FPGA Xilinx serii 7

Rodzina	CLB [tys.]	36 kb Block RAM	DSP	ADC	Transceiver Gbps	PCIe
Spartan-7	0,5...8	5...120	10...160	0...1	0	N/A
Artix-7	1...16	20...365	40...740	1	6,6	×4 Gen 2
Kintex-7	5...37,3	135...955	240...1920	1	12,5	×8 Gen 2
Virtex-7	45,5...89	795...1880	1260...3360	1	28,05	×8 Gen 3

Tabela 3. Porównanie układów z serii UltraScale/UltraScale+

Rodzina	CLB [tys.]	36 kb Block RAM	Ultra Ram block	HBM DRAM (GB)	DSP [tys.]	Ethernet 100 Gbps	Transceiver Gbps	PCIe
Kintex UltraScale	18...83	360...2160	0	–	0,8...5,5	0...2	16,3	×8 Gen 3
Kintex UltraScale+	20...105	360...1728	0...288	–	1,4...3,5	0...4	32,75	×16 Gen 3 ×8 Gen 4
Virtex UltraScale	45...317	1260...3780	0	–	0,6...2,8	3...9	30,5	×8 Gen 3
Virtex UltraScale+	49...511	720...2688	320...1280	4...16	1,3...12,3	3...15	58,0	×16 Gen 3 ×8 Gen 4
Zynq UltraScale+ MPSoC	6...65	128...984	0...128	–	0,2...3,5	0...2	32,75	×16 Gen 3
Zynq UltraScale+ RFSoc	28...53	648...1080	48...160	–	1,8...4,2	0...2	32,75	×16 Gen 3 ×8 Gen 4

zintegrowane rdzenie ARM Cortex-A53 oraz Cortex-R5F. Niektóre z nich są także wyposażone w kartę graficzną z rodziny *Mali*. Porównanie parametrów zostało pokazane w tabeli 3.

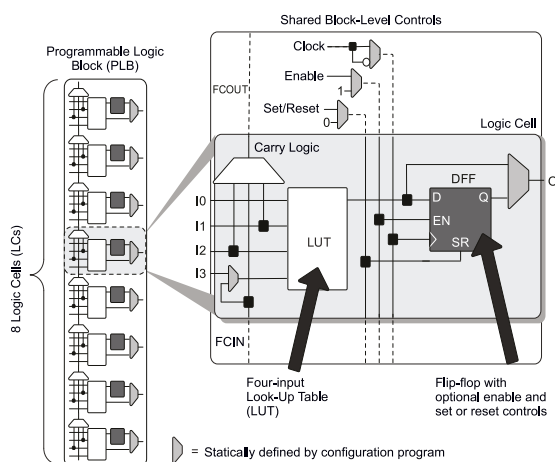
Lattice iCE40

W układach tego typu podstawową jednostką logiki jest *Programmable Logic Blocks (PLB)*. Jego budowa została pokazana na rysunku 13. Składa się on z ośmiu bloków *Logic Cells (LC)* oraz logiki przeniesienia. Poszczególne *LC* składają się z 4-wejściowej tablicy *LUT* oraz przerzutnika [24]. Blokowa pamięć RAM dostępna jest w dwóch typach bloków: *Embedded Block RAM (EBR)* o rozmiarze 4 kb i *Single Port RAM (SPRAM)* o rozmiarze 256 kb [25]. Dostępny jest też blok DSP nazwany *sysDSP*. Składa się on z mnożarki 16×16 bitów (mogącej pracować jako dwie niezależne mnożarki 8×8) i 32-bitowego akumulatora [26]. Jego budowa została pokazana na rysunku 14.

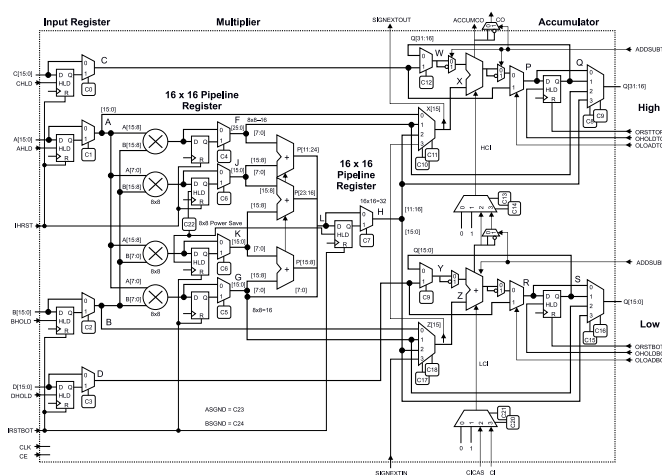
ECP2

Logika programowalna w tych układach podzielona jest na bloki *Programmable Function Units (PFU)*. Jak widać na rysunku 15, każdy z nich dzieli się na 4 *Slice*y. Każdy z nich zawiera po dwie 4-wejściowe *LUT*, jednak tylko trzy pierwsze wyposażone są w przerzutniki (po 2 sztuki) i logikę przeniesienia. Pamięć występuje w blokach *EBR* o rozmiarze 18 kb. Pojedynczy blok DSP (*sysDSP*) wspiera mnożenia do 36×36 bitów. Może być także skonfigurowany do wykonania czterech mnożeń 9×9 albo dwóch 16×16. Dla rozmiarów 8 i 16 może zostać skonfigurowany akumulator pozwalający wykonywać operacje MAC. Prace w tym trybie prezentuje rysunek 16.

Układy tej rodziny mogą być wyposażone w blok wspierający obsługę zewnętrznej pamięci DDR. Układy serii M mają także moduł *SERDES* zapewniający prędkość transmisji do 3,125 Gbps. Może służyć do obsługi interfejsu *PCIe* [27].



Rysunek 13. Budowa komórki Programmable Logic Blocks w układzie iCE40



Rysunek 14. Moduł sysDSP układu iCE40

XP2

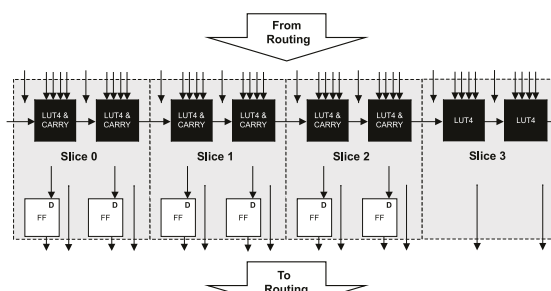
Dostępne bloki logiki *PFU* oraz DSP (*sysDSP*) są podobne do tych dostępnych w układach ECP2. Także bloki pamięci *EBR* są analogiczne, jednak tym razem każdemu z nich odpowiada blok nieulotnej pamięci Flash (*FlashBAK*). Układy tej rodziny mają wbudowaną nieulotną pamięć Flash mogącą przechowywać konfigurację [28].

ECP3

Budowa bloków *PFU* oraz *EBR* jest taka sama jak w układach z rodziny ESP2. Zmianie uległa architektura bloków DSP (rysunek 17). W tej rodzinie nosi on nazwę *sysDSP Slice*. Pojedynczy blok może wspierać pojedyncze mnożenie 18×36, dwa mnożenia 18×18 albo cztery 9×9. Połączenie dwóch modułów pozwala na realizację mnożenia 36×36. Operacja MAC może być realizowana z mnożeniem 18×36 i długością akumulatora równą 54 bitów [29].

ECP5/ECP5-5G

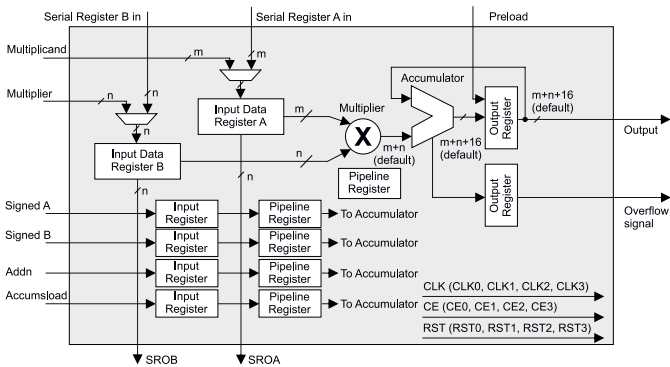
W układach tej rodziny zmianie uległa budowa bloku *PFU* i wygląda jak na rysunku 18. Tym razem wszystkie 4 *slice*y są wyposażone



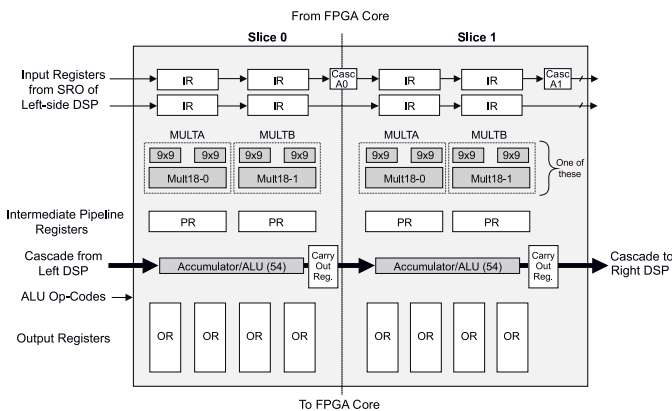
Rysunek 15. Blok Programmable Function Units (PFU) układu Lattice ECP2

Tabela 4. Porównanie możliwości układów FPGA firmy Lattice

Rodzina	LUT [tys.]	EBR	SPRAM	LRAM	DSP	Wbudowana pamięć Flash	Transceiver Gbps	PCIe
ICE40	0,6...7,7	14...32	0...4	-	0...8	nie	-	-
ECP2	6...95	3...288	-	-	3...42	nie	3,125	×4 Gen 1
XP2	5...40	9...48	-	-	3...8	tak	-	-
ECP3	17...149	38...372	-	-	12...160	nie	3,125	×4 Gen 1
ECP5	12...84	32...208	-	-	12...160	nie	3,125/5 (wersje 5G)	×4 Gen1 ×2 Gen 2 (wersje 5G)
Certus-NX	14...32	24...84	-	2...5	6...14	nie	5	×1 Gen 2



Rysunek 16. Blok sysDSP układu ECP2

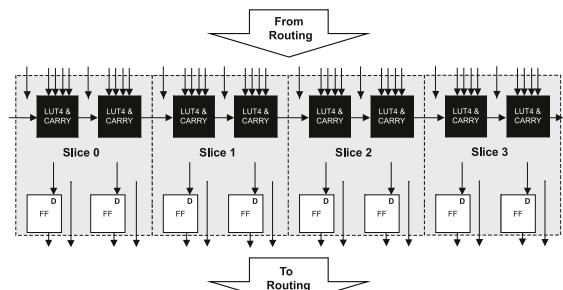


Rysunek 17. Moduł sysDSP z układu ECP3

w przerzutniki oraz logikę przeniesienia. Budowa bloków pamięci *EBR* jest analogiczna do układów rodziny ECP3. Także podstawowe funkcjonalności bloku *sysDSP Slice* są podobne. Jednak zostały rozszerzone możliwości konfiguracji. Z pozostałych peryferiów znajdziemy blok wspierający obsługę pamięci (LP)DDR 2 i 3, *XGMII* oraz *PCIe*. Dostępne są także transceivery o prędkości 3,2 Gbps, a w wersji 5 G – 5 Gbps [30].

Certus-NX

Architektura bloku *PFU* jest podobna do tej z układów ECP5. W dokumentacji można znaleźć liczbę *Logic Cells*, która jest oznaczana jako liczba tablic *LUT* (4-wejściowych) mnożona razy współczynnik efektywności równy 1,2. Pamięć RAM dostępna jest w dwóch typach bloków: znanym nam już *EBR* oraz nowym *Large RAM (LRAM)* o rozmiarze 0,5 Mbita. Zmianie uległa architektura bloku DSP, jest to *Certus-NX sysDSP Slice*. Pozwala on na wykonanie mnożenia o maksymalnej długości 36×36 bitów (rysunek 19). Natomiast przy porównaniu układów zamiast liczby bloków DSP podana jest liczba mnożarek 18×18. Jako że jeden blok DSP można skonfigurować jako cztery takie mnożarki, to aby poznać liczbę bloków, podaną wartość należy podzielić przez 4. Niektóre układy z tej rodziny mają też sprzętowe wsparcie dla *PCIe* generacji 1 i 2 oraz dla obsługi pamięci DDR3 [31].



Rysunek 18. Blok PFU w układach ECP5

Microchip IGLOO

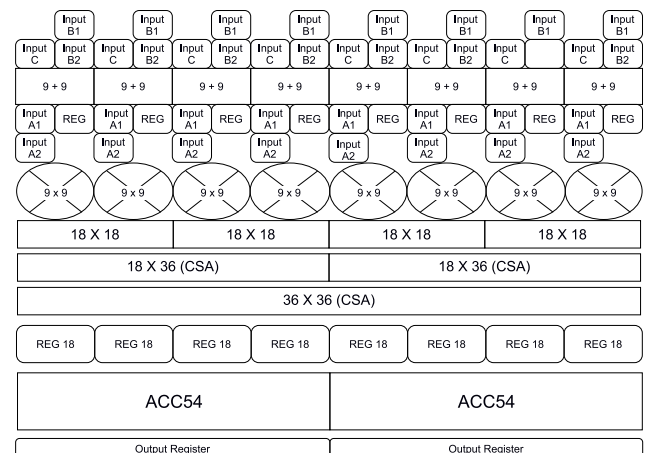
Podstawowa komórka logiki nosi nazwę *VersaTile*, a jej schemat został pokazany na rysunku 20. Zaznaczone przełączniki (switche) są konfigurowane przez zaprogramowany *bitstream*. Pojedyncza komórka może pełnić jedną z trzech funkcji:

- 3-wejściowa funkcja logiczna,
- zatrask *Latch*,
- Przerzutnik D.

Bloki pamięci SRAM mają rozmiar po 4608 bitów. Użytkownik ma też dostęp do bloków *FlashROM* o rozmiarze 1024 bitów. Układy tych rodzin nie są wyposażone w bloki DSP, ale niektóre zawierają rdzeń ARM Cortex-M1 [32].

IGLOO 2

Podstawowym elementem układów tej rodziny jest *logic element* składający się z 4-wejściowej tablicy *LUT* oraz przerzutnika typu D [33]. Jego budowa została pokazana na rysunku 21. Pamięć RAM dostępna jest w dwóch wariantach: *LSRAM* o pojemności 18 kb i *μSRAM* o pojemności 1 kb. Układy te są wyposażone w bloki DSP o nazwie *Math Block*, które pozwalają na mnożenie dwóch liczb 18-bitowych, a za mnożeniem znajduje się moduł dodawania. Ich budowa została pokazana



Note: All Registers inside the DSP Block are Bypassable via Configuration Setting

Rysunek 19. Blok Certus-NX sysDSP Slice

Tabela 5. Porównanie układów FPGA firmy Microchip

Rodzina	LUT [tys.]	LSRAM	μSRAM	Math Blocks	Transceiver Gbps	PCIe
IGLOO	0,1...330*	4...112	-	-	-	-
IGLOO2	6...146	10...236	11...240	11...240	5	×4 Gen 2
PolarFire	109...481	352...1520	1008...4440	336...1480	12,7	×4 Gen 2

* Equivalent LEs

na **rysunku 22**, pozwalają one między innymi na implementację operacji MAC.

Układy tej rodziny mają także wbudowane transceivery pozwalające na obsługę interfejsów *XGMII* (dla Ethernetu 10 Gbps), interfejsy *PCIe* drugiej generacji, a także interfejsy dla pamięci DDR3.

PolarFire

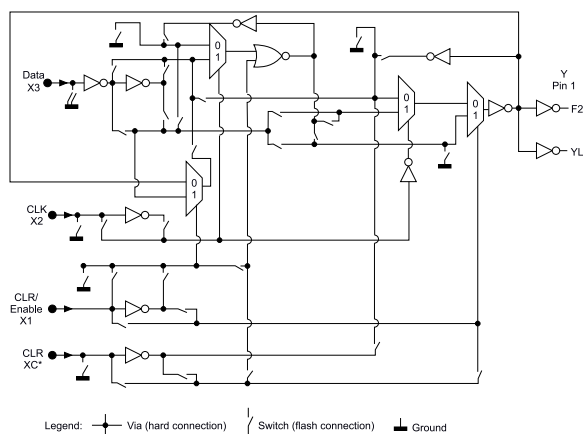
Najmniejszą częścią logiki jest *Logic Element (LE)* składający się z 4-wejściowej tablicy *LUT* i przerzutnika. Dwanaście *LE* składa się na jeden *Logic Cluster (LC)*. Dostępne są cztery typy bloków pamięci:

- *LSRAM (large SRAM)* o pojemności 20 kb,
- *μSRAM* o pojemności 768 bitów,
- *μPROM*, nieulotna pamięć PROM, programowana przez *bitstream*, służy do inicjalizacji bloków *LSRAM* i *μSRAM*,
- *sNVM* – blok bezpiecznej pamięci nieulotnej, podobnie jak *μPROM* może być użyty do inicjalizacji pamięci RAM.

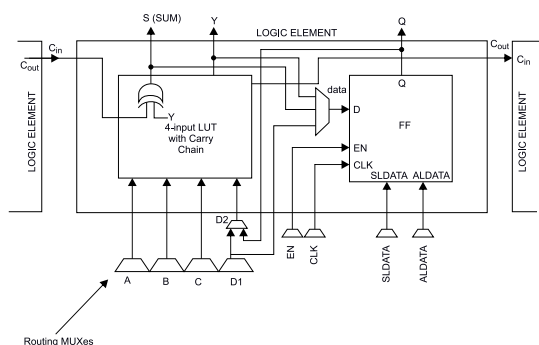
Blok *DSP (Math Block)* pozwala na wykonanie mnożenia 18×19 bitów. Jego schemat został pokazany na **rysunku 23**. Przed i za mnożeniem dostępne są operacje dodawania [34]. Układy tej serii mają wbudowane interfejsy dla pamięci DDR4, linie LVDS o prędkości do 1,6 Gbps oraz transceivery mogące pracować z prędkością 12,7 Gbps. Dostępny jest także blok *Phy* dla Ethernetu 10 Gbps oraz kontroler *PCIe*. Wersja *PolarFire SoC* dodatkowo jest wyposażona w 64-bitowy procesor *RISC-V*.

Anlogic

Jest to dalekowschodni producent układów FPGA. W ofercie ma dwie rodziny układów oznaczone jako *ELF* i *EAGLE*. Niestety większość



Rysunek 20. Blok VersaTile układu IGLOO



Rysunek 21. Budowa bloku LE układu IGLOO 2

dostępnej dokumentacji jest w języku chińskim. Płytki prototypowe są dostępne w Polsce. Parametry układów znajdują się w **tabeli 6**.

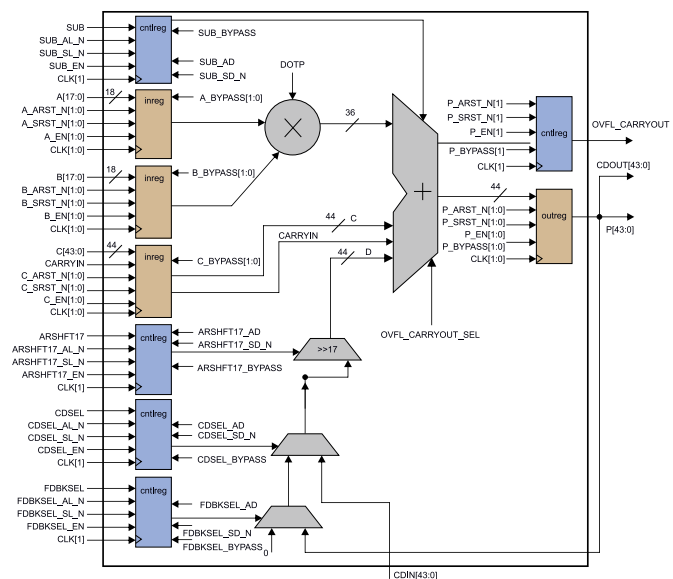
Podstawową jednostką logiki jest blok *PFB* składający się z czterech *Slice*ów: dwóch *LSLICE* i dwóch *MSLICE*. Ciekawostką jest zastosowanie dwóch różnych typów tablic *LUT*. *LSLICE* składa się z dwóch przerzutników i dwóch 5-wejściowych tablic *LUT*, natomiast *MSLICE* z dwóch 4-wejściowych *LUT* i dwóch przerzutników. Budowa bloku została pokazana na **rysunku 24**.

Pamięć RAM dostępna jest w postaci bloków o rozmiarze 9 kb, 32 kb, 128 kb i 256 kb. Układ zawiera dość prosty blok *DSP* składający się z mnożarki 18×18 bitów (**rysunek 25**). Niektóre z układów są także wyposażone w kontroler pamięci DDR2, przetwornik ADC oraz wejścia/wyjścia LVDS.

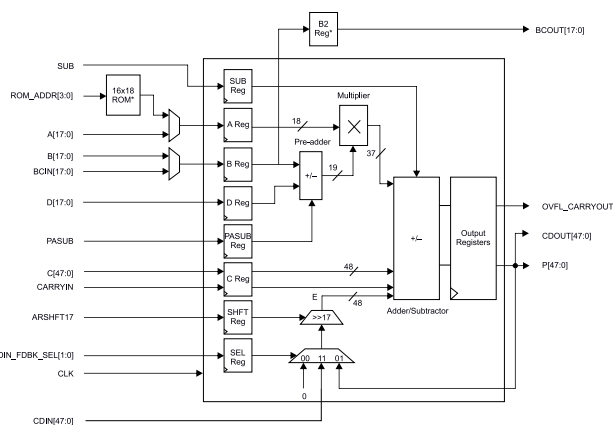
Gowin

Jest to drugi dalekowschodni producent ujęty w zestawieniu. Dostępna jest dokumentacja oraz strona internetowa w języku angielskim, a płytki prototypowe są dostępne w polskich sklepach.

Budowę logiki zaprezentujemy na przykładzie układów *GW2A*. Logika w układach tego producenta dzieli się na bloki nazwane *Configurable Logic Unit (CFU)*, których budowę pokazuje **rysunek 26**.



Rysunek 22. Schemat bloku Math Block układu IGLOO2



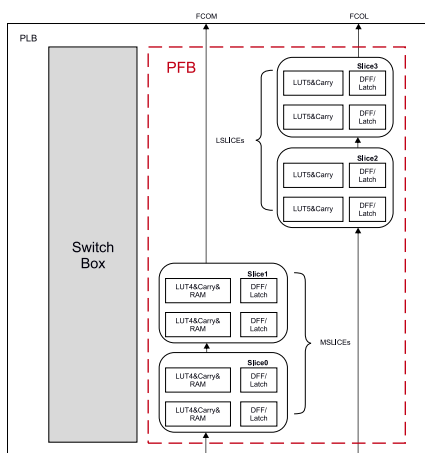
Rysunek 23. Math Block układu PolarFire

Tabela 6. Porównanie układów FPGA firmy Anlogic

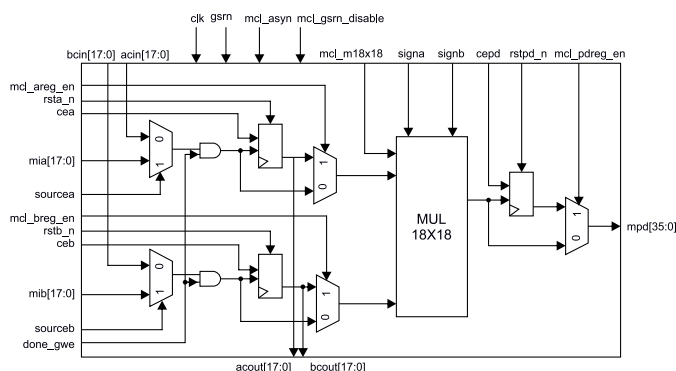
	LUT [tys.]	RAM 9 kb	RAM 32 kb	RAM 128 kb	RAM 256 kb	DSP (mnożenia 18×18)
ELF	1,5...9,3	6...30	0...6	0...1	0...1	8...16
FALCON	8,6...19,6	48...64	2...16	0	0	3...29

Składa się on z: *Configurable Logic Unit (CLU)* i *Configurable Routing Unit (CRU)* (czyli zasobów połączeniowych). CLU dzieli się na cztery *configurable logic slices (CLS)*. Każdy CLS zawiera dwie czterowejściowe tablice LUT i dwa przerzutniki.

Pamięć RAM jest podzielona na moduły *Block SRAM* (*B-SRAM*). Jeden



Rysunek 24. Blok PFB w układach ELF firmy Anlogic

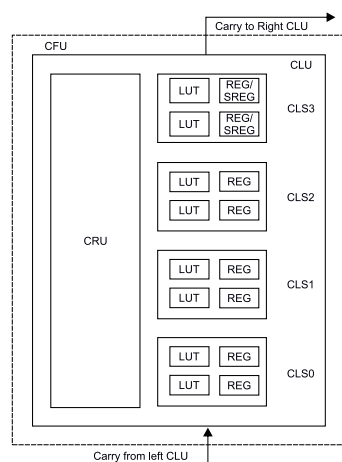


Rysunek 25. Blok DSP w układach ELF firmy Anlogic

blok zawiera 18,432 bitów. Może być skonfigurowany jako pamięć jedno albo dwuportowa. Pojedynczy blok DSP składa się z dwóch bloków *Macro*. Budowę pojedynczego modułu pokazano na **rysunku 27**. Każdy blok *Macro* składa się z dwóch dodawań, dwóch mnożarek 18×18 i 3-wyjściowego *ALU* z 54-bitowym akumulatorem [37].

Dostępne są dwie główne serie układów:

- Arora
- GW2A
 - R – zawiera SDRAM,
 - NR – zawiera SDRAM i Flash,
- LittleBee (GW1N) – zawierające pamięć nieulotną
 - Z – bardzo niski pobór mocy,



Rysunek 26. Struktura bloku CFU w układach Gowin

- S-C – zawiera rdzeń Cortex-M3,
- E – dodatkowe funkcje bezpieczeństwa (*Root of Trust*),
- R – zawiera SDRAM,
- RF – zawiera Bluetooth 5.0.

Porównanie parametrów znajduje się w **tabeli 7**.

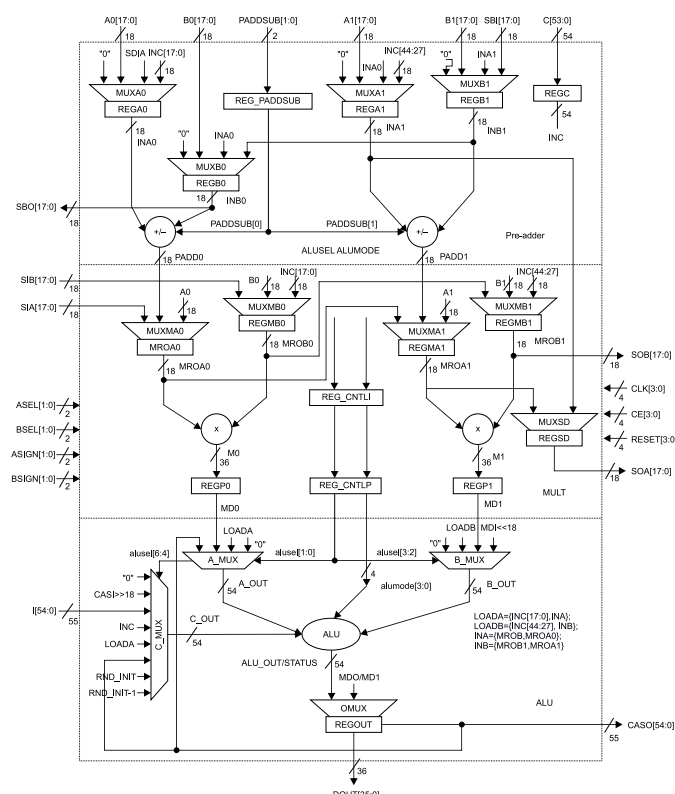
Podsumowanie

Zaprezentowane porównanie oczywiście nie wyczerpuje tematyki układów FPGA, ale mam nadzieję, że pozwoli zrozumieć sposób opisu parametrów używany przez różnych producentów.

Rafał Kozik
rafkozik@gmail.com

Bibliografia:

- [1] <http://intel.ly/35tdr41>
 [2] <https://intel.ly/3q6tpcd>
 [3] <http://intel.ly/2LmGUpo>
 [4] <http://intel.ly/39fyUPe>
 [5] <http://intel.ly/2K4In4o>
 [6] <https://intel.ly/3i1vkP>
 [7] <http://intel.ly/3boTE9E>
 [8] <https://intel.ly/39mpjWy>
 [9] <http://intel.ly/2XrKAZx>
 [10] <http://intel.ly/2MLcKwp>
 [11] <http://intel.ly/3sdlSdu>
 [12] <https://bit.ly/2LmdVCj>
 [13] <https://bit.ly/38txD7J>
 [14] <https://bit.ly/35ojUgv>
 [15] <https://bit.ly/3sbOq7j>
 [16] <https://bit.ly/39fz3SM>
 [17] <https://bit.ly/38t0xVM>
 [18] <https://bit.ly/3hXSCD1>
 [19] <https://bit.ly/38xjMgE>
 [20] <https://bit.ly/3q4h3Bs>
 [21] <https://bit.ly/2K0AXOm>
 [22] <https://bit.ly/35v2grM>
 [23] <https://bit.ly/3nrSA7z>
 [24] <https://bit.ly/3q6fu5V>
 [25] <https://bit.ly/3ow1XV7>
 [26] <https://bit.ly/3bqZzv1>
 [27] <https://bit.ly/3bo6aGr>
 [28] <https://bit.ly/3scjuE4>
 [29] <https://bit.ly/3hXTCXA>
 [30] <https://bit.ly/35sQXjB>
 [31] <https://bit.ly/2K7dTEt>
 [32] <https://bit.ly/3bp0axl>
 [33] <https://bit.ly/2LBuUoK>
 [34] <https://bit.ly/3bpPGO9>
 [35] <https://bit.ly/35pMU7C>
 [36] <https://bit.ly/3i1VBKo>
 [37] <https://bit.ly/2MRmXYo>



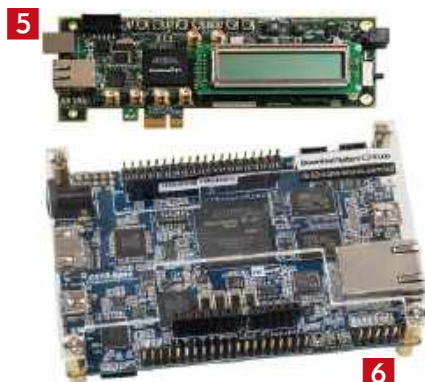
Rysunek 27. Budowa bloku *Macro DSP*

Tabela 7. Porównanie układów FPGA firmy Gowin

Rodzina	LUT [tys.]	B-SRAM	DSP (mnożenia 18×18)	Wbudowana pamięć FLASH	PSRAM	ARM Cortex-M3	Bluetooth 5.0
GW2A	20...55	46...140	40...48	Wersja N	Wersja R	Nie	Nie
GW1N	1...8,6	4...26	0...20	Tak	Wersja R	Wersje S-C	Wersja RF

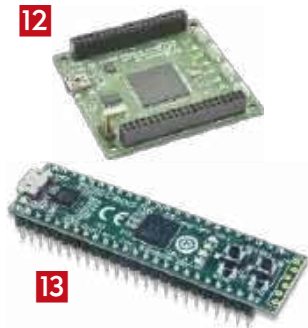
Najciekawsze zestawy startowe z układami FPGA

Lp.	Zestaw startowy		Przybliżona cena	Strona producenta	Parametry układu FPGA	
	Nazwa	Producent			Rodzina układów	Wersja
1	MAXimator FPGA	Kamami	299 zł	http://bit.ly/35Qkggm	Max10	10M08DAF256C8GES
2	MAX® 10 FPGA Evaluation Kit	Intel	912 zł	https://bit.ly/2XRvWuI	Max10	10M50DAF484C6GES
3	CoreEP4CE10	Waveshare	140 zł	http://bit.ly/2XS40XP	Cyclone IV	EP4CE10F17C8N
4	DE0-Nano	Terasic	494 zł	http://bit.ly/39EahvH	Cyclone IV	EP4CE22F17C6N
5	Cyclone IV GX Transceiver Starter Kit	Intel	2 500 zł	http://intel.ly/39EHp6p	Cyclone IV	EP4CGX15BF14C8N
6	DE10-Nano Kit	Terasic	730 zł	http://bit.ly/38R9qsg	Cyclone V SE	5CSEBA6U23I7NDK
7	Cyclone V GX Starter Kit	Terasic	1 050 zł	http://bit.ly/38PhxvU	Cyclone V GX	5CGXFC5C6F27C7N
8	OpenVINO Starter Kit	Terasic	3 000 zł	http://bit.ly/2XQUAwy	Cyclone V GT	5CGTFD9D5F27C7N
9	Intel® Cyclone® 10 GX FPGA Development Kit	Intel	4 500 zł	http://intel.ly/35PgYtU	Cyclone 10 GX	10CX220YF780E5G
10	DE5a-Net-DDR4	Terasic	27 000 zł	https://bit.ly/38T7UGd	Arria 10 GX	10AX115N2F45E1SG
11	DE10-Pro	Terasic	10880 \$	http://bit.ly/3nUdtYY	Stratix 10 SX	1SX280HU2F50E1VG
12	Mimas	Numato	190 zł	http://bit.ly/3bP5wCk	Spartan 6	XC6SLX9
13	Cmod S6	Digilent	340 zł	http://bit.ly/3suFk5T	Spartan 6	XC6SLX4-2CPG196
14	ZYBO Z7-20	Digilent	1 440 zł	http://bit.ly/3irqnN5	Zynq-7000	XC7Z020-1CLG400C
15	NetFPGA-SUME	Digilent	35 000 zł	http://bit.ly/2XRPTLz	Virtex-7	XC7VX690T
16	Ultra96-V2	Avnet	250 \$	http://bit.ly/3oTQf6P	Zynq UltraScale+	ZU3EG A484
17	Sipeed Tang Nano	Seeedstudio	37 zł	https://bit.ly/3nTb6G3	GW1N	GW1N-1-LV
18	iCE40UP5K-MDP-EVN	Lattice	600 zł	http://bit.ly/3inFA1B	Lattice iCE40	iCE40UP5K
19	ECP5 Versa Evaluation Board	Lattice	275 \$	http://bit.ly/3nTBjuu	Lattice ECP5	LFE5UM-45F-8BG381C
20	ECP5-5G Versa Development Kit	Lattice	251 \$	http://bit.ly/2Y2BliZ	Lattice ECP5-5G	LFE5UM5G-45F-8BG381C
21	MPF300-EVAL-KIT	Microchip/Microsemi	6 000 zł	http://bit.ly/3st09wJ	PolarFire	MPF300TS-1FCG1152EES
22	Arrow Everest Kit	Arrow	499 \$	https://bit.ly/3iqkhwG	PolarFire	MPF300TS-1FCG1152EES



	Liczba bloków LE [tys.]	RAM [kb]	DSP	Programator	RAM	Flash	Video	Ethernet	PCIe	Inne
	8	378	24	złącze JTAG	–	–	HDMI, VGA	–	–	ADC
	50	–	144	zintegrowany	2×1 GB DDR3	512 Mb	HDMI, VGA	2×1 Gb	–	HSMC, ADC, DAC
	10	414	23	złącze JTAG	–	16 Mb	–	–	–	–
	22	594	66	zintegrowany	32 MB SDRAM	2 kb EEPROM	–	–	–	ADC
	14	540		zintegrowany	18 MB SSRAM	128 Mb flash	–	1 Gb	PCIe ×1	–
	110	5570	112	zintegrowany	1 GB DDR3	128 Mb	HDMI	1 Gb	–	karta SD, USB OTG
	77	4884	150	zintegrowany	4 GB LPDDR2	256 Mb	HDMI	–	–	transceiwy 3,125 Gbps, HSMC, kodek audio
	301	13917	342	zintegrowany	1 GB DDR3	256 Mb	–	–	Gen 2 ×4 (wersja GT)	–
	220	11740	192	zintegrowany	256 MB×40 DDR3	256 Mb	–	1×1 Gb, 2×SFP+ (10 GbE)	PCIe Gen 2 ×4	USB 3.1
	1150	67 Mb	1518	zintegrowany	Do 8 GB DDR4	256 Mb	–	4×QSFP+	PCIe Gen 3 ×8	–
	2800	229 Mb	5760	zintegrowany	8 GB DDR4	128 Mb	–	4×QSFP28	PCIe Gen 3 ×16	–
	1430 slice	576	16	zintegrowany	–	16 Mb	–	–	–	–
	600 slice	216	8	zintegrowany	–	16 Mb	–	–	–	–
	13300 slice	630	220	zintegrowany	1 GB DDR3	16 Mb	HDMI	1 Gb	–	–
	108000 slices	52 920	3600	zintegrowany	8 GB DDR3	2×512 Mb	–	4×SFP+	PCI-E Gen 3 ×8	–
	141 flip-flops	7600	360	zintegrowany	2 GB LPDDR4	micorSD	miniDP	–	–	USB 3.0, Wi-Fi, Bluetooth
	1152	72	0	zintegrowany	64 Mb	–	–	–	–	–
	5280	1024	8	zintegrowany	–	8 Mb	–	–	–	mikrofon, złącze kamery
	44	1944	72	zintegrowany	1 Gb	128 Mb	–	2×1 Gb	PCIe Gen 1 ×1	–
	44	1944	72	zintegrowany	1 Gb	128 Mb	–	2×1 Gb	PCIe Gen 2 ×1	–
	300	20,6 Mb	924	zintegrowany	4 GB DDR4, 2 GB DDR3	jest	–	SFP+, 2×1 Gb	PCIe Gen 2 ×4	SATA
	300	20,6 Mb	924	zintegrowany	3 GB DDR3	128 Mb	HDMI	SFP+, 3×1 Gb	PCIe gen2 ×4	HPC FMC

12



13

16



19

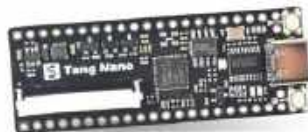


20

14



17



21



15



18



22



FPGA a Open Source

Płytki prototypowa IceCore z układem Lattice ICE40

W poprzednim artykule, opublikowanym w EP 9/20 (<http://bit.ly/35XvZJT>), poznaliśmy otwartoźródłowe narzędzia przydatne podczas tworzenia urządzeń opartych na układach FPGA. Aby zastosować wspomniane narzędzia w praktyce, podczas prototypowania będziemy potrzebowali płytki ewaluacyjnej, która pozwoli na prowadzenie własnych eksperymentów. Z uwagi na ograniczenia oraz pełne wsparcie dla otwartych narzędzi, zaczynając od syntezy, na generowaniu pliku bitstream kończąc, najlepszym wyborem będzie płytka na bazie układu ICE40 firmy Lattice.

Na rynku istnieje wiele rozwiązań dla rodziny układów Lattice, jednak jeśli chcemy pozostać wierni idei otwartego oprogramowania, najlepszym wyborem będzie zakup urządzenia, którego dokumentacja jest dostępna na licencji Open Hardware. Jednym z takich rozwiązań jest płytka ICECore ICE40 HX, do której jest dostępna pełna dokumentacja projektowa. Można ją nabyć w cenie około 50 USD (tindie.com), co wydaje się stosunkowo atrakcyjną ceną, gdy nie planujemy zajmować się własnoręcznym wykonaniem płytki na podstawie dostępnej dokumentacji.

Za wyborem tego rozwiązania przemawia również fakt, że w skład zestawu wchodzi nie tylko sam układ ICE40, ale również dodatkowy mikrokontroler STM32F730 taktowany zegarem 200 MHz, który jest połączony z FPGA za pomocą dwóch magistral SPI. Dodatkowo do dyspozycji mamy pamięć SDRAM oraz FLASH-SPI, co umożliwia tworzenie zaawansowanych rozwiązań, jak na przykład implementacja własnych układów SOC.

Budowa płytki IceCore ICE40 HX

Zestaw uruchomieniowy ICE core jest jednym z tańszych zestawów ewaluacyjnych, którego dokumentacja dostępna jest na otwartej licencji Open Hardware. Charakteryzuje się następującymi parametrami:

- bazuje na układzie FPGA Lattice HX4K zawierającym 4000 bloków LUT oraz 80 kb pamięci Block RAM,
- zawiera mikrokontroler STM32F730 mający 256 kB pamięci RAM oraz 64 kb pamięci FLASH,
- pamięć SDRAM 16 Mbit (2 MB) o maksymalnej częstotliwości 143 MHz,
- pamięć FLASH 16 MBit (2 MB) o maksymalnej częstotliwości pracy 100 MHz,
- złącze karty SD,
- 4 diody LED oraz 2 przyciski,
- dwa złącza micro USB, w tym jedno przeznaczone do programowania oraz konfiguracji,
- dodatkowe cztery złącza zewnętrzne dołączone zarówno do mikrokontrolera, jak i układu FPGA.

Schemat ideowy zestawu został pokazany na **rysunku 1**. Zasilanie doprowadzane jest bezpośrednio z portu USB za pomocą złącza USB-COM lub USB-PRG. Napięcie z portu USB po odfiltrowaniu podawane jest na dwa stabilizatory impulsowe dostarczające napięcie 1,2 V do zasilania rdzenia FPGA (Vcc) oraz 3,3 V do zasilania części



IO FPGA i mikrokontrolera. Napięcie 3,3 V po podaniu przez dodatkowy filtr RC jest również podawane do części analogowej układu IC2.

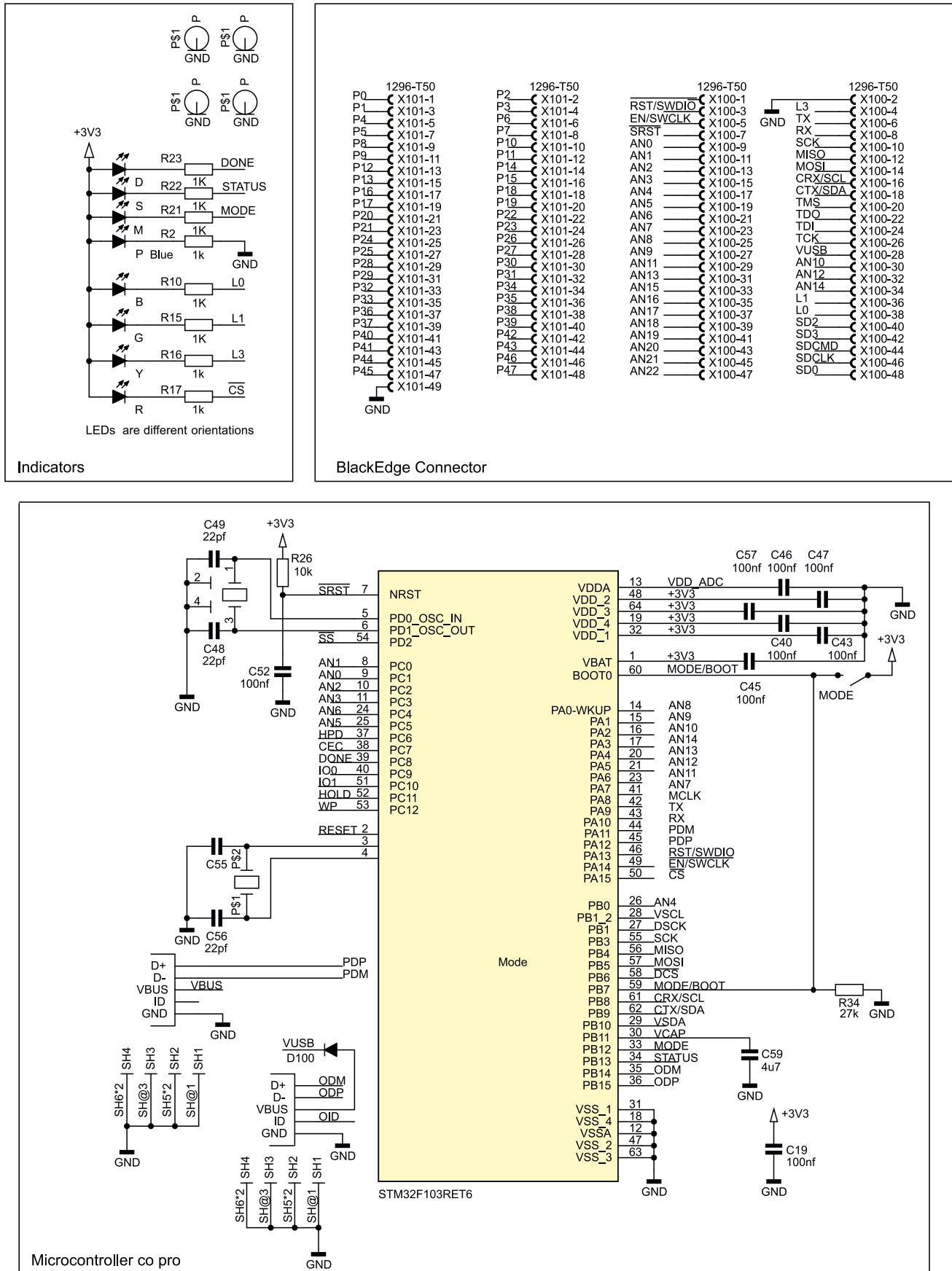
Istotną funkcję w zestawie pełni mikrokontroler STM32F730 (IC2), połączony jest z układem programowalnym za pomocą dwóch magistral SPI. Magistrala dołączona do linii 73...75 układu FPGA przeznaczona jest do ogólnej komunikacji pomiędzy układem FPGA i mikrokontrolerem. Natomiast magistrala dołączona do linii 63, 64, 67, 68, 70, 71, które stanowią wejście sprzętowego kontrolera SPI, pełni potrójną funkcję. Jej głównym zadaniem jest konfigurowanie FPGA przez mikrokontroler (linia wyboru CS (56)), po przesłaniu pliku konfiguracyjnego z portu USB-PROG przez komputer. Drugą funkcją magistrali jest dostęp do pamięci SPI-FLASH, która aktywowana jest za pomocą linii wyboru CS1 (55). Trzecią funkcją jest dostęp do pamięci SERIAL-FLASH, FPGA oraz mikrokontrolera za pomocą złącza zewnętrznego (COMS/DBG). Ponieważ pamięć dostępna jest zarówno z mikrokontrolera, jak i FPGA, może być używana przez oba układy.

Część linii mikrokontrolera oznaczonych jako AN0...AN23 dostępna jest na złączach zewnętrznych i może być używana np. do pomiaru wielkości analogowych za pośrednictwem mikrokontrolera, a następnie przekazania zmierzonych wartości przez magistralę SPI do układu FPGA. Mikrokontroler ma również dwa kontrolery USB (HS i FS), z których jeden z domyślnym firmware jest potrzebny do konfigurowania układu FPGA (złącze USB-PRG), natomiast drugi (USB-COM) jest przeznaczony do ogólnego użycia w aplikacjach.

Linie interfejsu SWD zostały wyprowadzone na złącze COMS/DBG, dzięki czemu oprogramowanie wewnętrzne może być dowolnie zmieniane oraz debugowane. Linie portu szeregowego UART1 STM32 TX/RX, które z domyślnym oprogramowaniem pełnią funkcję wirtualnego portu szeregowego COM-USB, dołączono do linii 61 i 62 układu FPGA. Zatem jeżeli zaimplementujemy sprzętowy port szeregowy po stronie FPGA i dołączymy go do powyższych wyprowadzeń, nie

będzie konieczności używania dodatkowej przejściówki USART ↔ USB. Na złącza zewnętrzne wyprowadzono również dwie sprzętowe magistrale I²C mikrokontrolera, które nie są połączone z układem programowalnym. Jest to rozsądna decyzja, ponieważ magistrala I²C nie jest zbyt szybka a implementacja w FPGA zajmuje dużo cennych

bloków. Płytki dysponuje pamięcią SDRAM o niezbyt dużej pojemności 16 Mb, dołączonej bezpośrednio do linii IO układu ICE40. Przy tak niewielkiej pojemności lepiej było zastosować pamięć statyczną lub układ o pojemności 128 Mb, co znacząco zwiększałoby możliwości zestawu.



Rysunek 1. Schemat ideowy zestawu IceCore ICE40 HX

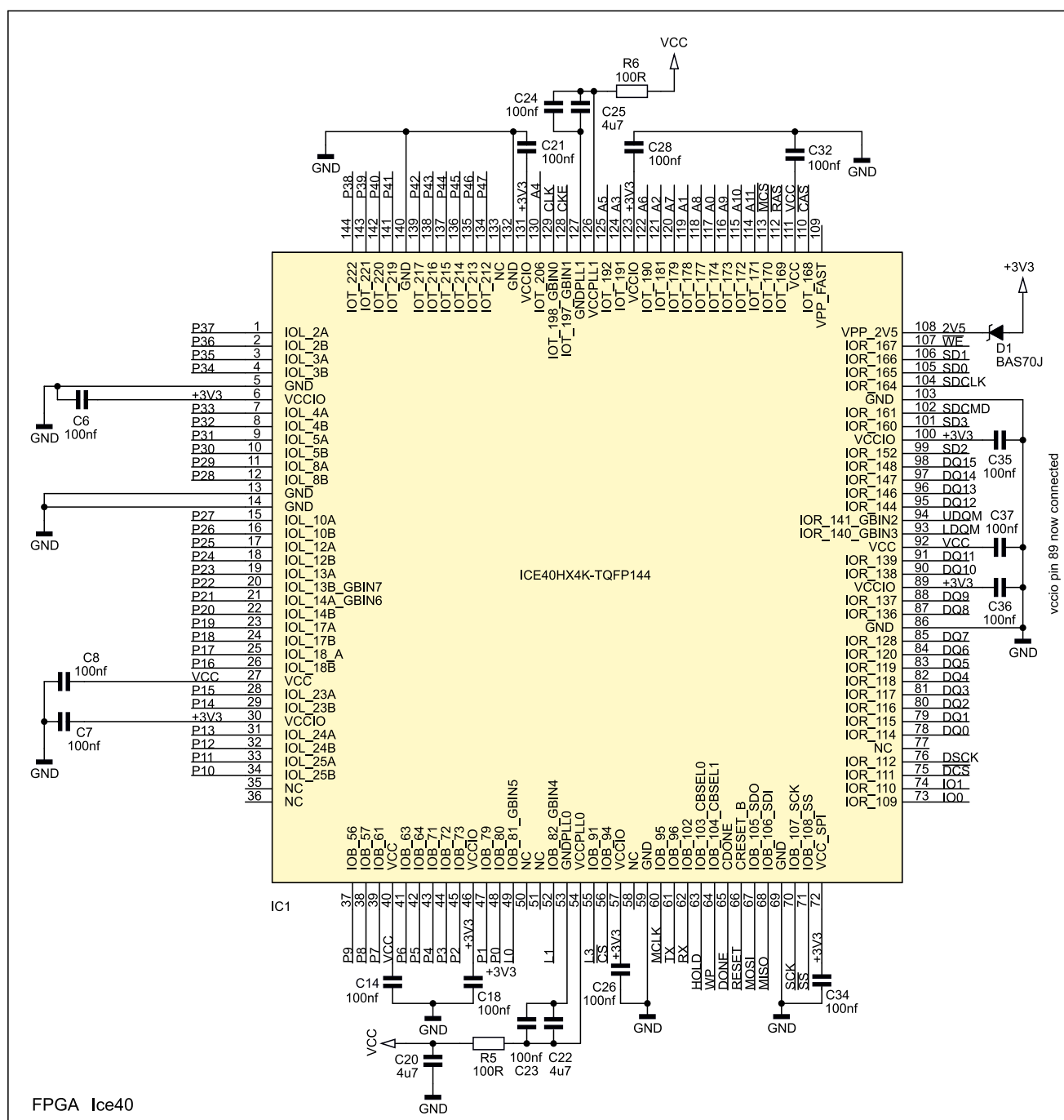
Sygnal zegarowy wytwarzany jest przez generator HSE mikrokontrolera za pomocą rezonatora kwarcowego o częstotliwości 25 MHz. Służy on do taktowania mikrokontrolera oraz jako źródło sygnału zegarowego dla układu FPGA. W tym celu wyjście MCLK mikrokontrolera połączone jest z wejściem GPIOB_95 układu FPGA. Jeśli będziemy zmieniali domyślny program zawarty w mikrokontrolerze, musimy pamiętać, aby pozostawić aktywną funkcję wyjścia sygnału zegarowego na linii MCLK. W przeciwnym przypadku pozbawimy się źródła taktowania.

Złącze karty SD zostało połączone wyłącznie z układem programowalnym, a zatem obsługa karty SD wymagać będzie zaimplementowania kontrolera SPI lub SDIO bezpośrednio w tym układzie.

Od strony użytkownika do dyspozycji mamy 7 diod LED, z których 3 z nich dołączone są bezpośrednio do portów GPIO mikrokontrolera. Pozostałe 4 diody LED dołączone są do FPGA. Diody dołączone do mikrokontrolera, z domyślnym firmware pełnią funkcję diagnostyczną, informując o stanie, w jakim obecnie znajduje się układ

programowalny. Dioda oznaczona jako CDDONE (czerwona) informuje nas o tym, że konfiguracja układu przebiegła pomyślnie. Dioda oznaczona jako STATUS (zielona) świeci się w trakcie procesu konfiguracji. Dioda oznaczona jako MODE (żółta) dołączona jest do linii CS pamięci FLASH, a zatem informuje nas o aktywności tej pamięci.

Płytkę ewaluacyjną wyposażoną jest w złącza z rastrem 2,54 mm wyprowadzające część linii FPGA oraz mikrokontrolera na zewnątrz (rysunek 2). Dzięki nim możemy rozszerzyć możliwości układu za pomocą innych dołączonych urządzeń. Do dyspozycji mamy złącza MX1... MX3 wyprowadzające linie IO układu FPGA oznaczone za pomocą symboli P oraz linie GPIO mikrokontrolera oznaczone jako symbole zaczynające się od prefiksu AN. Szczególny nacisk położono na to, aby na złączu wyprowadzone było jak najwięcej linii pełniących funkcję wejścia przetwornika analogowo-cyfrowego. Po odpowiednim zmodyfikowaniu firmware będziemy mieli możliwość przesłania wielkości analogowych do układu FPGA za pomocą wewnętrznej magistrali SPI łączącej oba układy. Na płycie zostało również wyprowadzone złącze



Rysunek 1. cd.

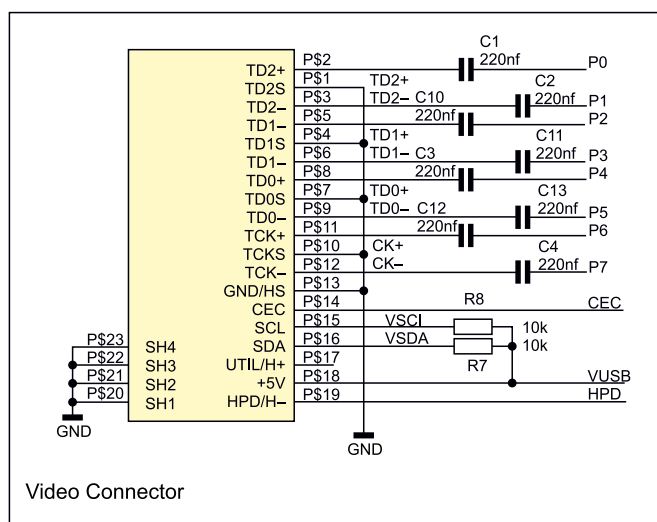
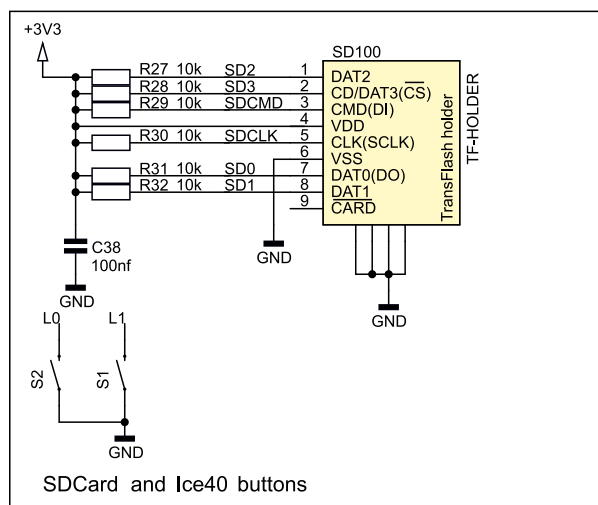
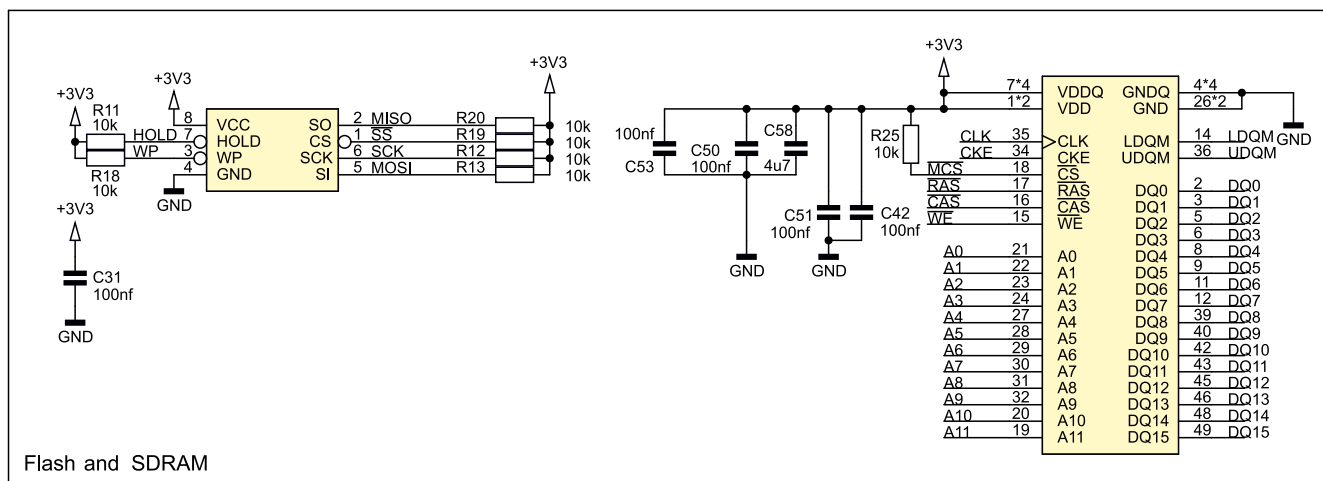
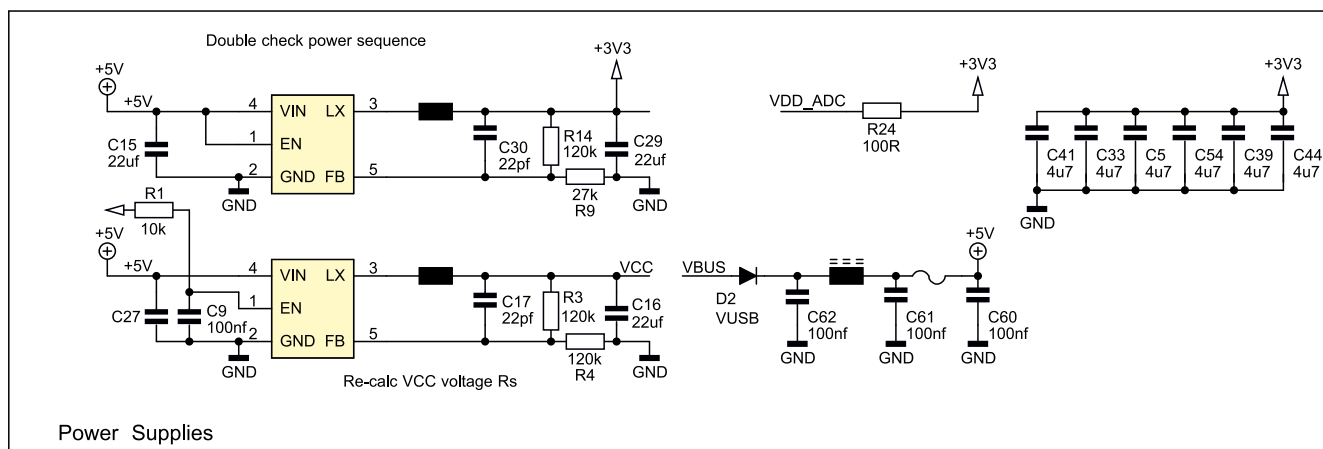
MINI-HDMI, jednak zgodnie z dokumentacją zestawu nie działa ono prawidłowo, z tego powodu jego opis został pominięty.

Lattice ICE40HX-4K jest stosunkowo tanim układem programowalnym wyprodukowanym w litografii 40 nm. Występuje zarówno w obudowach BGA, jak i w obudowach TQFP, które bez większych problemów mogą być stosowane w projektach amatorskich. Układ zawiera około 4000 makrokomórek oraz pamięć BlockRAM o wielkości 80 kb. Jego budowę wewnętrzną pokazuje **rysunek 3**. Topologia układu zorganizowana jest w postaci dwuwymiarowej tablicy programowalnych bloków logicznych składających się z 8 makrokomórek. Porty wejścia-wyjścia zostały umieszczone na obrzeżach bloków logicznych i są pogrupowane w 4 banki. Pomiedzy poszczególnymi

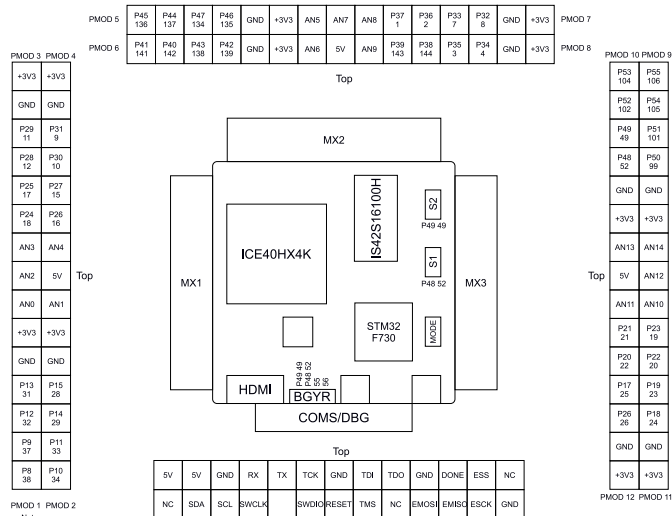
blokami rozmieszczona jest pamięć BlockRAM, która może pracować jako pamięć ROM, RAM lub w trybie kolejki FIFO.

W układzie dodatkowo mamy pętlę PLL, dzięki czemu istnieje możliwość powielenia sygnału zegarowego pochodzącego z dowolnego wejścia IO. Sprzętowy kontroler SPI pełni podwójną funkcję, z jednej strony służy do konfiguracji układu, natomiast po zakończeniu konfiguracji jest dostępny jako blok wewnętrzny i może służyć np. do obsługi pamięci szeregowej.

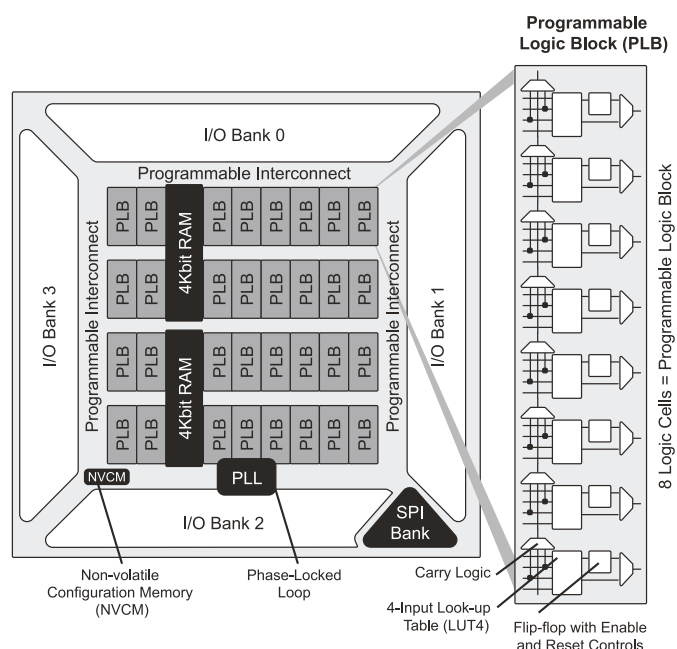
Każda makrokomórka zbudowana jest w oparciu na bloku LUT4, który pozwala zrealizować dowolną funkcję logiki kombinacyjnej z maksymalnie 4 wejściami. Wyjście bloku LUT połączone jest z wejściem przerzutnika typu D z opcjonalnym wejściem zezwolenia



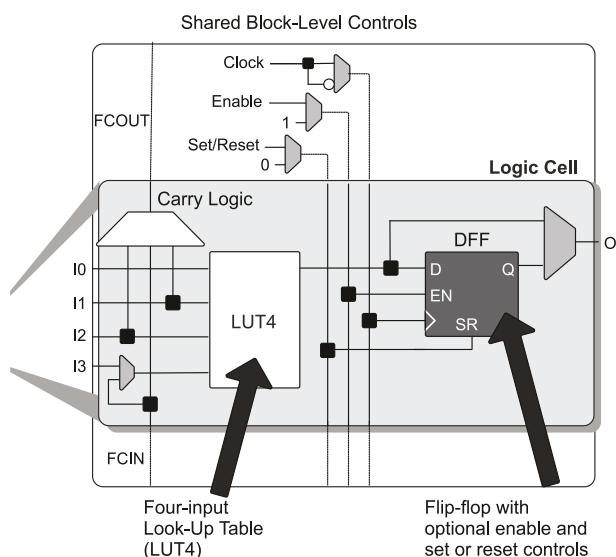
Rysunek 1. cd.



Rysunek 2. Część linii FPGA oraz mikrokontrolera wyprowadzona jest na złącza rozszerzeń



Rysunek 3. Uproszczona budowa wewnętrzna układu Lattice ICE-40HX-4K



Rysunek 4. Budowa makrokomórek logicznych zastosowanego układu FPGA

na sygnał zegarowy oraz wejściem SR, które jest dołączone do globalnej linii reset (**rysunek 4**). Dodatkowy blok logiczny sumatora zwiększa efektywność implementacji funkcji arytmetycznych.

Układ FPGA zawiera 8 globalnych sieci, które mogą być używane do dystrybucji sygnałów zegarowych lub innych szybkozmiennych sygnałów. Globalny sygnał RESET dołączony jest do wszystkich wewnętrznych bloków i jest automatycznie aktywowany podczas konfiguracji, przez co wszystkie bloki logiczne po uruchomieniu ustawiane są w stan domyślny.

Obsługa zestawu

Zestaw ewaluacyjny dostarczany jest z zaprogramowanym układem STM32F730, którego oprogramowanie wewnętrzne pełni następujące funkcje:

- generuje sygnał zegarowy na wyjściu MCLK, który jest głównym sygnałem zegarowym dla FPGA;
- jest odpowiedzialny za konfigurację układu FPGA, z komputera PC poprzez port USB;
- steruje diodami LED sygnalizującymi stan pracy układu programowalnego;
- udostępnia funkcję wirtualnego portu szeregowego, którego linie dołączone są do układu FPGA;
- udostępnia wirtualny port szeregowy, do którego należy przesłać plik bitstream, aby skonfigurować układ programowalny.

Jeśli planujemy skupić się jedynie na układzie programowalnym, to oprogramowanie mikrokontrolera możemy pozostawić w stanie fabrycznym. W tym trybie mikrokontroler pełni jedynie funkcję konfiguratora dla układu FPGA oraz udostępnia dodatkowy wirtualny port szeregowy po stronie komputera PC, za pomocą którego można przesyłać konfigurację. Po połączeniu płytki ewaluacyjnej z komputerem za pomocą złącza USB-PROG urządzenie zgłasza się jako wirtualny port szeregowy. W systemie Linux jest on widoczny jako:

natomiast w systemie OSX jako:
/dev/cu.usbmodem000000000001A1.

Jeśli chcemy skonfigurować układ programowalny, wystarczy, że prześlemy bezpośrednio do tego urządzenia plik bitstream, którym chcemy zaprogramować układ, np. za pomocą polecenia cat:

```
cat bistream.bin > /dev/cu.usbmodem0000000001A1,
```

a mikrokontroler automatycznie rozpocznie konfigurację układu FPGA, przekazując dane konfiguracyjne za pomocą interfejsu SPI. Po zakończeniu transmisji przesłana konfiguracja jest automatycznie aktywowana. Jeśli konfiguracja układu zakończyła się powodzeniem, zostanie zapalona dioda STATUS w kolorze zielonym. Natomiast na etapie programowania świecić się będzie dioda czerwona oznaczona jako BUSY. Należy zwrócić uwagę na to, że konfiguracja jest zapisywana tylko w pamięci konfiguracyjnej FPGA, zatem po wyłączeniu napięcia zasilającego układ straci swoją zawartość. Taki tryb pracy jest wygodny na etapie uruchamiania i prototypowania, jednak jest nieprzydatny w praktycznych zastosowaniach. Gdybyśmy chcieli używać zestawu do praktycznych celów, wtedy oprogramowanie STM32 należy tak zmodyfikować, aby konfiguracja była odczytywana z nieulotnej pamięci FLASH po włączeniu zestawu. Naturalnie oprogramowanie domyślne również trzeba będzie wymienić, gdy będziemy chcieli realizować projekty, w których układ programowalny będzie współpracował z mikrokontrolerem.

Dokumentacja oraz oprogramowanie

Największą zaletą opisaną płytki ewaluacyjnej jest pełna dokumentacja projektowa oraz wszystkie kody źródłowe, które możemy pobrać z repozytorium projektu pod następującym adresem URL: <http://bit.ly/39Nf9Pg>. Repozytorium zostało podzielone na 4 podkatalogi:

- *examples* – zawiera dwa przykładowe projekty błyskające diodą LED, opracowane z użyciem otwartych narzędzi opisanych w poprzednim artykule;

- *cad* – zawiera projekt PCB oraz schemat, zaprojektowany z użyciem oprogramowania Eagle, oraz pliki PDF i GERBER, stanowiące dokumentację wynikową;
- *firmware* – zawiera kod źródłowy domyślnego firmware umieszczonego w pamięci mikrokontrolera STM32F730.

Oprogramowanie sterujące zostało napisane w języku C z użyciem bibliotek standardowych dostarczanych przez firmę ST w środowisku STM32Cube. Zawiera ono wygenerowany przez konfigurator kod źródłowy z klasą USB CDC-ACM uzupełniony o funkcje odpowiedzialne za komunikację z układem FPGA. Z uwagi na to, że magistrala SPI układu programowalnego została dołączona do portów GPIO w taki sposób, że nie jest możliwe użycie sprzętowego układu SPI, obsługa magistrali SPI i FPGA została zrealizowana w sposób programowy z użyciem portów GPIO. Najistotniejsze fragmenty programu związane z odbieraniem danych oraz konfiguracją układu FPGA znajdują się w pliku *iceboot/iceboot.c*.

Główny kod programu realizowany jest przez funkcję *loop()*, której fragment został pokazany na **listingu 1**. Funkcja oczekuje na otrzymanie nowej porcji danych ze stosu USB realizującego funkcję urządzenia klasy CDC-ACM. Po odebraniu prawidłowego pakietu startowego diody LED są ustawiane w stan początkowy oraz zerowany jest układ FPGA. W kolejnym kroku poszczególne znaki odebrane z biblioteki USB są analizowane przez wewnętrzną maszynę stanów, której zadaniem jest sprawdzanie poprawności przesyłanych danych. Równocześnie dane te trafiają również do pamięci konfiguracyjnej FPGA za pomocą magistrali SPI. W przypadku stwierdzenia błędu transmisji konfiguracja jest przerywana oraz włączana jest dioda LED sygnalizująca błąd. Następnie oprogramowanie ignoruje odebrane dane i przechodzi do oczekiwania na rozpoczęcia nowego procesu transmisji. W przypadku, gdy wszystkie dane konfiguracyjne zostały poprawnie odebrane, następuje proces aktywacji przesłanej konfiguracji, za co odpowiada funkcja *ice40_configdone()*. Od tego momentu układ FPGA wykonuje powierzoną funkcję, natomiast mikrokontroler przechodzi w stan oczekiwania, oczekując na rozkaz ponownej konfiguracji.

Bazując na kodzie firmware dostarczonego przez twórcę zestawu, możemy dowolnie modyfikować zachowanie płytki, np. zapisując dane konfiguracyjne równocześnie w pamięci FLASH, oraz zmienić oprogramowanie tak, aby po włączeniu napięcia zasilającego

Listing 1. Fragment funkcji *loop()*, która stanowi główny kod programu

```
void loop(void){
    uint8_t b = 0;
    static int err = 0;

    if (err) {
        status_led_toggle();
        HAL_Delay(100);
        if(gpio_ishigh(MODE_BOOT)) {
            err = 0;
            status_led_low();
        }
        return;
    }
    cdc_puts("Waiting for USB serial\n");
    do {
        if(gpio_ishigh(MODE_BOOT)) {
            mode_led_toggle();
            mode = ~ mode;
            HAL_Delay(1000);
        }
        if (cdc_stopped && USBDCDC_ReceivePacket(&hUsbDeviceFS) == OK) {
            cdc_stopped = 0;
            fifo_get(&in_fifo, &b);
        } while (b != 0x7E);
        status_led_high();
        protect_flash();
        hold_flash();
        spi_reattach();
        err = ice40_reset();
        if (err)
            return;
        crc_reset();
        ice_write(&b, 1);
        crc_update(b);
        if ((err = rbits(rbyte_uart_send, b)) != OK) {
            cdc_puts("rbits failed\n");
            return;
        }
        err = ice40_configdone();
        spi_detach();
        release_flash();
        free_flash();
        status_led_low();
    }
}
```

konfiguracja była odtwarzana z pamięci nieulotnej. Naturalnym zastosowaniem, jakie się nasuwa, jest współpraca układu FPGA z STM32, który będzie pełnił funkcję procesora wykonującego obliczenia, a w układzie programowalnym będą zaimplementowane nietypowe urządzenia peryferyjne. Można również przygotować program, w którym dane z przetworników analogowo-cyfrowych będą przesyłane po wewnętrznej magistrali SPI, przez co ICE40 zyska możliwość przetwarzania sygnałów analogowych.

Innym aspektem otwartości projektu jest bogate wsparcie społeczności, która skupia się wokół forum: <http://bit.ly/3914npp>. Możemy tam znaleźć szereg ciekawych porad oraz wiele przykładowych projektów od najprostszych do zaawansowanych, takich jak przykładowy mikrokontroler RISC-V nazwany Pico-SOC.

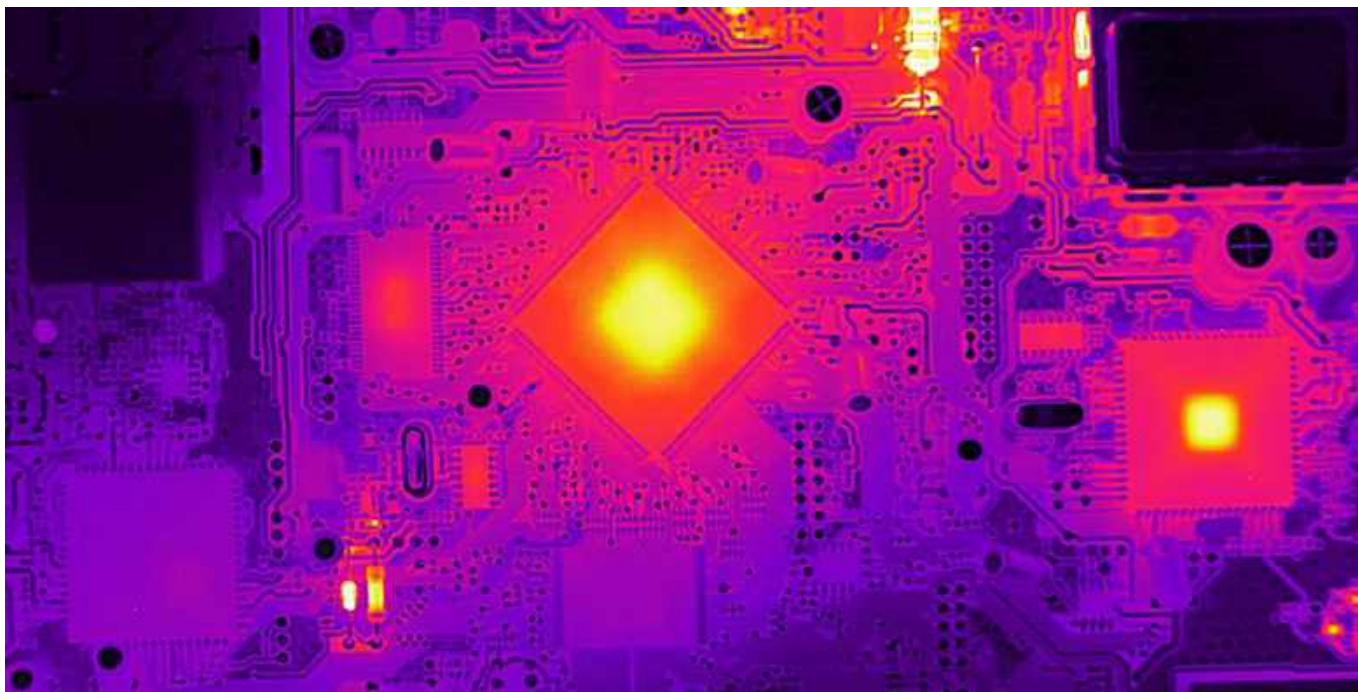
Mając dostęp do pełnego kodu źródłowego oraz dokumentacji, ogranicza nas tylko wyobraźnia. Możemy znaleźć tysiące różnych zastosowań dla mikrokontrolera STM32 połączonego z układem FPGA, co czyni wspomniany zestaw rozwiązaniem bardzo uniwersalnym a dodatkowo dostępnym w bardzo rozsądnej cenie.

Lucjan Bryndza, EP
lucjan.bryndza@ep.com.pl

REKLAMA



O projektach, mini, soft
i wielu innych diskutuj na
<https://forum.ep.com.pl>



Zasilanie układów FPGA

Zasilanie w systemach z układami programowalnymi (i nie tylko takimi) jest złożonym problemem konstrukcyjnym. Projektanci urządzeń tego rodzaju powinni opracowywać szacunki zużycia energii i tzw. drzewa mocy na jak najwcześniejszym etapie projektu, aby spełnić wymagania i zapewnić poprawne działanie finalnej konstrukcji.

Ze wszystkimi zaletami elastycznej implementacji układów FPGA wiąże się jedno rosnące wyzwanie: zasilanie FPGA zapewniające bezproblemowe działanie. Poniższy artykuł ma na celu zidentyfikowanie źródeł złożoności w projektowaniu systemu zasilania układu programowalnego. Wskazuje, jakie kompromisy przy projektowaniu drzewa mocy dla tego rodzaju systemu należy wziąć pod uwagę oraz dlaczego zasilanie układów FPGA jest prawdziwym problemem systemowym i jak zmienia to paradygmaty projektowania zasilaczy.

Układy programowalne pojawiły się już w latach 80. XX wieku, ewoluując z programowalnych urządzeń logicznych (PLD). Od tego czasu oferta FPGA na rynku rośnie, a wraz z nią ich szybkość i wydajność, czyniąc FPGA rozwiązaniem do szerokiej gamy zastosowań obliczeniowych, zwłaszcza gdy wielkość produkcji nie uzasadnia kosztów rozwoju układów scalonych specyficznych dla aplikacji (ASIC).

Układy FPGA rozwinęły się do tego stopnia, że znalazły zastosowanie w dużych wdrożeniach. Na przykład, po pomyślnym przyspieszeniu wyszukiwarki Bing za pomocą układów FPGA w ramach programu pilotażowego z 2013 r., Microsoft rozszerzył stosowanie serwerów wyposażonych w FPGA w swoich chmurowych centrach danych. Podobne kroki od lat czyni również Amazon, udostępniający usługę *FPGA as a Service*, dając dostęp programistom do opracowywania dedykowanych rozwiązań obliczeniowych pracujących w chmurze. Nic nie wskazuje na to, aby w najbliższym czasie trend ten miał się zmienić, a analitycy wróżą sektorowi układów FPGA wzrost na poziomie 8,6% w czasie najbliższych pięciu lat.

Kluczem do niezawodnie działającej aplikacji z układami programowalnymi jest ich poprawne zasilanie. Układy FPGA wymagają szeregu

różnych szyn zasilających niskiego napięcia, z których każda ma własną specyfikację dotyczącą poziomu napięcia, jego dokładności i dostarczanego prądu. Poszczególne domeny zasilania stosowane są po to, aby zasilac wewnętrzną logikę rdzenia, obwody wejścia i wyjścia, logikę pomocniczą, transceivery oraz pamięć. Szyny te mogą wymagać włączania i wyłączania w określonej kolejności, aby zagwarantować poprawne uruchomienie układu czy też aby uniknąć uszkodzenia FPGA.

Definicja wymagań zasilania FPGA

Wymagania dotyczące zasilania w układzie FPGA są określane przez sumę stałych i zmiennych warunków: statyczny pobór mocy wynika z technologii procesu produkcji konkretnego układu i jego konstrukcji w krzemie. Dynamiczny pobór mocy wynika z unikalnych warunków pracy FPGA, innych dla każdego projektu.

Moc dynamiczna jest iloczynem liczby i specyfiki wykorzystania każdego z zasobów układu FPGA. Jest to funkcja dodatkowego poboru mocy spowodowanego przez przełączanie sygnałów w układzie oraz ładowanie i rozładowywanie obciążeń pojemnościowych w systemie i poza nim. W rezultacie bardziej obciążone konstrukcje FPGA, a także projekty z wyższymi częstotliwościami taktowania, będą zużywać więcej energii przy użyciu dokładnie tych samych komponentów. Na przykład, liczba potrzebnych pinów GPIO i szybkich szeregowych transceiverów wpływa na całkowite zapotrzebowanie na moc układu, ponieważ kwestie takie jak zastosowane standardy wyjścia oraz oczekiwane szybkości transmisji danych określają, jak szybko przełączać muszą się tranzystory w portach, a co za tym idzie, jak szybko musi być taktowana logika układu. Zgodnie z oczekiwaniami, im szybciej przesyłane są dane oraz im wyższa jest częstotliwość zegara, tym więcej prądu potrzebuje układ. Wynika to z faktu, że im wyższa częstotliwość, tym częściej sygnały muszą ładować i rozładowywać bramki poszczególnych tranzystorów w układzie.

Biorąc pod uwagę to, jak wiele jest czynników determinujących wymagania dotyczące zasilania FPGA, można spodziewać się, że wymagania dotyczące sekcji zasilania będą się znacznie różnić, zarówno w różnych rodzinach FPGA, jak i w różnych przypadkach użycia tego samego FPGA. Jednak koniecznie trzeba poznać pewne ogólne

założenia dotyczące zasilania tych układów scalonych, aby łatwiej projektować systemy zasilania układów programowalnych, dopasowane do wymagań konkretnej aplikacji.

Uproszczona budowa systemu zasilania FPGA

Stabilizatory tzw. punktu obciążenia (POL), czyli znajdujące się tuż przy odbiorniku mocy, to układy, które obniżają wyższe napięcie do wymagań poszczególnych domen zasilania, wymaganych przez układ, np. FPGA. Jako stabilizatory POL używane są tak przetwornice impulsowe, jak i układy liniowe. Te pierwsze stosuje się, gdy istotna jest wysoka sprawność energetyczna systemu, a te drugie, gdy kluczowe są parametry napięcia zasilania, takie jak poziom szumu i zakłóceń, np. do zasilania czułych obwodów PLL lub transceiverów.

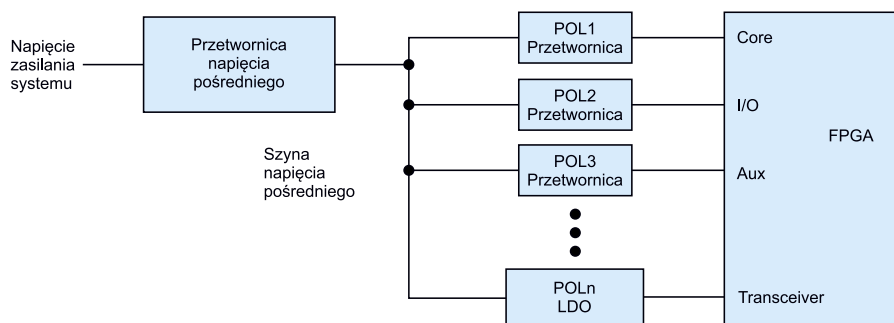
Typowe napięcia wejściowe dla całego urządzenia to 5 V, 12 V, 24 V lub 48 V, podczas gdy napięcia szyn zasilania FPGA mieszczą się w zakresie od poniżej 1 V do około 3 V. Dla wysokich napięć wejściowych (12 V, 24 V, 48 V) może być potrzebny dodatkowy stopień przetwarzania, do wygenerowania linii napięcia pośredniego, która zasila stabilizatory POL (**rysunek 1**). Spośród szyn układu FPGA to zasilanie rdzenia wymaga najniższego napięcia (około 1 V lub poniżej) i najwyższej dokładności ($\pm 3\%$ lub lepiej), przy poziomach prądu rzędu nawet dziesiątek amperów. Aby zapobiec błędom logicznym, wahania linii zasilania muszą być ograniczone do nie więcej niż kilkudziesięciu miliwoltów, zgodnie ze specyfikacją FPGA. Ważne jest, aby wahania te były tak małe, nie tylko w warunkach statycznych, ale także w czasie dynamicznych zmian prądów FPGA.

Im gorsza dokładność napięcia, tym większa pojemność filtrująca potrzebna jest do utrzymania akceptowalnego napięcia zasilania w warunkach przejściowych. Dokładniej parametry te i sposoby radzenia sobie z nimi dla różnych domen zasilania opisano w dalszej części artykułu.

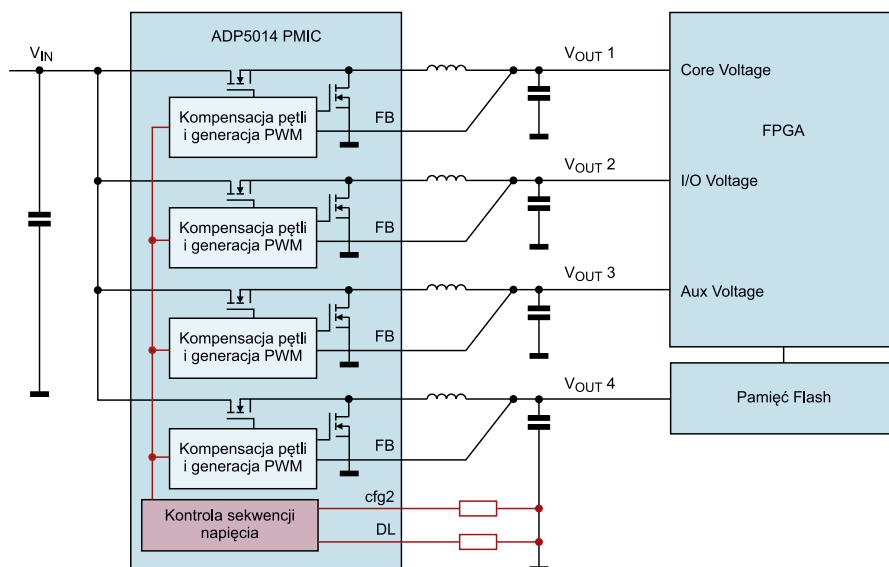
Sekwencjonowanie napięć zasilania

Wiele układów FPGA wymaga załączania poszczególnych szyn zasilania w określonej kolejności. Często napięcie rdzenia musi być doprowadzone, zanim pojawią się napięcia modułów wejścia/wyjścia. W przeciwnym razie układ FPGA może zostać uszkodzony. Aby tego uniknąć, należy skonfigurować odpowiednią sekwencję załączania domen zasilania.

Najprostszy system sekwencjonowania załączania napięć można łatwo wykonać za pomocą pinów włączających (*enable*) w standardowych przetwornicach DC/DC. Jednak zwykle wymagane jest również kontrolowane sekwencjonowanie w czasie wyłączenia urządzenia. Trudno jest osiągnąć dobry wynik w takiej aplikacji z użyciem tylko pinów kontrolujących pracę układów. Lepszym rozwiązaniem jest użycie układu typu PMIC z zaawansowanymi zintegrowanymi funkcjami sekwencjonowania, takiego jak na przykład ADP5014. Specjalny blok obwodu, który umożliwia regulację kolejności sekwencji podczas załączania i wyłączania napięć, jest zaznaczony na czerwono na **rysunku 2**. Na **rysunku 3** zostały pokazane przebiegi napięć podczas sekwencjonowania za pomocą tego układu. Opóźnienie czasowe dla sekwencjonowania podczas załączania i wyłączania systemu można łatwo regulować za pomocą pinów opóźnienia (DL) układu ADP5014.



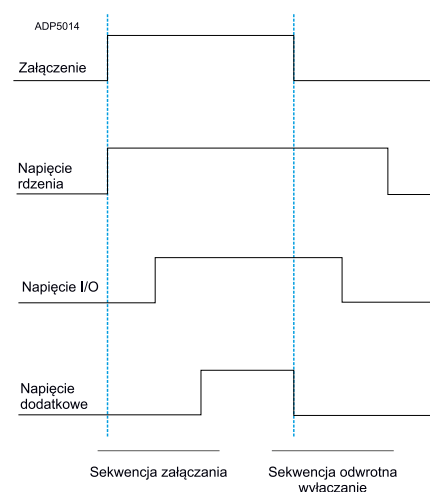
Rysunek 1. Jedno z możliwych drzewek zasilania FPGA: wysokonapięciowe wejście zasilania jest podawane na przetwornicę impulsową, która redukuje napięcie do napięcia pośredniego, podawanego na stabilizatory POL, które generują poszczególne napięcia dla FPGA



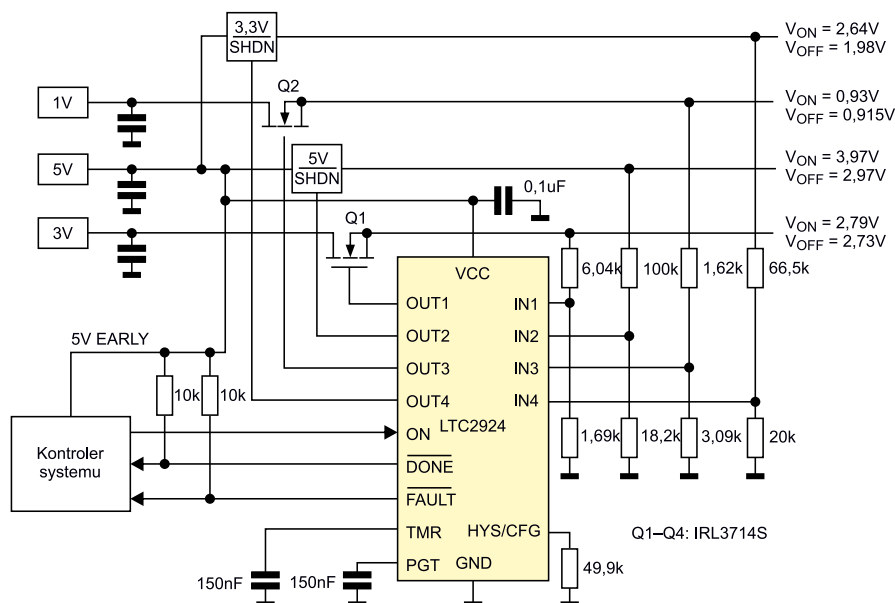
Rysunek 2. Schemat przykładowej aplikacji układu PMIC ADP5014 ze zintegrowaną obsługą elastycznego sekwencjonowania w czasie załączania i wyłączania systemu

Jeśli używane są niezależne zasilacze, dodatkowy układ sekwencjonowania może zająć się kontrolowanym włączaniem i wyłączaniem poszczególnych stabilizatorów podczas sekwencjonowania domen zasilania. Jednym z przykładów takich elementów jest LTC2924, który może sterować pinami włączającymi np. przetwornice DC/DC do włączania i wyłączania zasilaczy lub sterować tranzystorami (kluczami) MOSFET z kanałem typu N po wysokiej stronie zasilania, aby odłączyć i podłączyć FPGA do określonej szyny zasilania. Na **rysunku 4** pokazano przykładową aplikację układu LTC2924 w systemie sekwencjonującym zasilanie.

Oprócz sekwencjonowania napięcia konieczne może być również zagwarantowanie monotonicznego ich wzrostu podczas rozruchu układu. Wymóg ten oznacza, że napięcie, podczas uruchamiania danej domeny zasilania, musi cały czas rosnąć od zera do wartości nominalnej w jednorodny (najlepiej liniowy) sposób. Jak pokazano na wykresie na **rysunku 5**,



Rysunek 3. Sekwencja uruchamiania i wyłączania wielu napięć zasilających FPGA



Rysunek 4. Schemat przykładowej aplikacji układu LTC2924 do sterowania czterema zewnętrznymi stabilizatorami napięcia

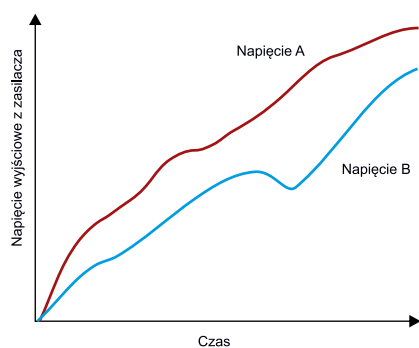
napięcie A rośnie w sposób monotoniczny od zera, a z kolei napięcie B rośnie w sposób niemonotoniczny – po drodze widać lokalny spadek. Może się to zdarzyć, gdy obciążenie danej linii zacznie pobierać duże prądy przy określonym poziomie napięcia podczas uruchamiania. Jednym ze sposobów, aby temu zapobiec, jest umożliwienie dłuższego łagodniejszego rozruchu zasilacza i wybranie przetwornicy mocy, które mogą szybko reagować na zmiany impedancji obciążenia i dostarczać duże ilości prądu.

Zasilanie rdzenia

Na ogół najbardziej energochłonnym elementem układu FPGA będzie główna szyna zasilająca, często oznaczana jako VCC. Jest to w pełni zrozumiałe, ponieważ podstawowa szyna zasilająca jest połączona z wewnętrzną logiką układu, której praca jest kluczowa dla każdego projektu FPGA. Ponieważ układy FPGA podnoszą poziom skomplikowania tego bloku do naprawdę niezwykłych poziomów, rośnie również wymagana moc do zasilania tej sekcji.

Na przykład układy FPGA i SoC 10. generacji firmy Intel, układy Intel Arria 10 i Intel Stratix 10 oferują bardzo dużą gęstość układów logicznych w systemie, związaną z coraz mniejszymi geometriami procesów produkcyjnych, oferując urządzenia z ponad 1 milionem elementów logicznych (LE) w jednym chipie. I chociaż pobór mocy każdego elementu logicznego jest niższy niż w poprzednich generacjach, projekty, które potrzebują dużej części z tych elementów, pracujących przy dużej częstotliwości, mogą wymagać prądów zasilających rdzeń układu przekraczających 100 A.

Oprócz tego, że muszą sprostać wysokim wymaganiom w zakresie dostarczanej mocy, zasilacze sekcji rdzenia muszą również spełniać rygorystyczne wymagania w zakresie dokładności napięcia tak w stanie ustalonym, jak i przejściowym. Wymaganiem w stanie ustalonym jest zdolność do utrzymania stałego napięcia na wejściu rdzenia, niezależnie od tego, w jaki sposób logika rdzenia



Rysunek 5. Napięcie A rośnie monotonicznie, a napięcie B nie rośnie monotonicznie podczas załączania ich w systemie

jest wykorzystywana, czyli, mówiąc prościej, muszą zapewnić wysoką precyzję napięcia, niezależnie od dynamicznie zmieniającego się obciążenia. Na przykład dla napięcia zasilania 0,9 V maksymalna odchyłka napięcia nie może przekroczyć ± 30 mV, czyli $\pm 3\%$.

Wraz z rozwojem technologii FPGA w kierunku coraz mniejszych węzłów procesowych, zmniejszała będzie się również dopuszczalna tolerancja napięć zasilających, co oznacza, że zasilacze rdzenia układu programowalnego będą musiały spełniać coraz bardziej rygorystyczne wymagania.

Na wypadkową precyzję stabilizacji napięcia zasilacza wpływają przede wszystkim dwa elementy: dokładność stabilizacji napięcia i tętnienie wyjściowe. Dokładność stabilizacji napięcia jest prostym parametrem i można ją odnaleźć w karcie katalogowej danego elementu (stabilizatora impulsowego lub LDO). Z reguły typowa lub dobra dokładność przetwornicy będzie wynosić nie mniej niż $\pm 2\%$.

Tętnienie napięcia to mała, niepożądana zmiana napięcia wyjściowego stabilizatora, która występuje w wyniku przenoszenia energii podczas cykli włączania i wyłączania przetwornicy impulsowej ze stabilizatora do obciążenia. Oznacza to, że na tętnienie napięcia ma wpływ nie tylko układ przetwornicy, ale także sam zasilany system, w tym układ programowalny i jego komponenty zewnętrzne, które wprowadzają pasożytnicze pojemności i indukcyjności do linii zasilania.

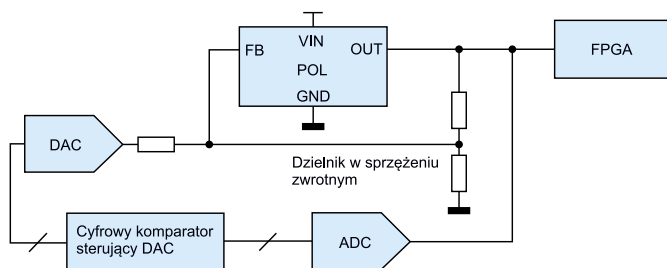
Całkowita odchyłka napięcia, wynikająca z dokładności działania stabilizatora i tętnienia napięcia (w przypadku stabilizatorów impulsowych) musi mieścić się w wymaganej tolerancji napięcia dla sekcji rdzenia, jak i analogicznie, dla innych sekcji zasilanego układu.

Wejścia wrażliwe na szum

Chociaż logika jest podstawowym elementem składowym struktury FPGA, układy programowalne implementują również szereg dodatkowych bloków, takich jak pętle z synchronizacją fazową (PLL), które są używane wewnątrz układu w celu np. wyrównania narastającego zbocza zegara odniesienia z zegarem sprzężenia zwrotnego, oraz szybkie urządzenia nadawczo-odbiorcze (transceivery), które są integralną częścią wielu systemów sieciowych, komunikacyjnych i innych. Te bloki obwodów są wrażliwe na zakłócenia pochodzące z zasilania, ponieważ może to prowadzić do generowania jitteru, co z kolei może powodować niedopuszczalnie wysoki współczynnik błędów bitowych (BER).

Wyzwanie związane z utrzymaniem integralności sygnału jest trudniejsze, ponieważ układy FPGA i aplikacje końcowe, do których są używane, osiągają coraz większe prędkości transmisji. W rezultacie wejścia zasilania tych bloków w układzie FPGA wymagają szczególnej uwagi, aby zminimalizować szumy szyny zasilającej. Czasami, jeśli wrażliwa domena zasilania ma takie same wymagania dotyczące napięcia, jak inna domena, można zastosować mały, tani filtr, taki jak np. koralik ferrytowy czy układy RLC. Jednak w wielu przypadkach wymagany jest stabilizator zasilania o dostatecznie niskim poziomie szumów wyjściowych, aby dostarczyć określone, stabilizowane napięcie.

W systemach z układami FPGA używa się najczęściej stabilizatorów liniowych o małym spadku napięcia (LDO), które na ogół mają wysoki współczynnik odrzucenia wpływu zasilania (PSRR) i z definicji nie generują szumów przełączania. Jednak regulatory liniowe charakteryzują się małą sprawnością, a ponieważ zapotrzebowanie na moc tych bloków cały czas rośnie, a całkowity budżet mocy systemu jest coraz bardziej ograniczony, marnotrawstwo mocy i wytwarzanie nadmiernego ciepła może powodować jeszcze większe wyzwania w projektowaniu systemu. Dlatego też w tych aplikacjach coraz częściej sięga się po przetwornice impulsowe.



Rysunek 6. Schemat stabilizatora napięcia POL z regulacją do docelowego napięcia za pomocą przetworników DAC i ADC

Realizacja układu zasilania

Poprawianie lub regulowanie poziomu napięcia zasilania FPGA wokół domyślnej zadanej wartości nominalnej jest wymagane w celu np. wprowadzania zmian projektowych w ostatniej chwili, ponownego wykorzystania projektu w innej aplikacji, testowania marginesów płytki czy dynamicznej optymalizacji zużycia energii systemu. Kroki te realizuje się często już na ostatnim etapie projektowania systemu lub nawet podczas pracy prototypu. Lutowanie różnych rezystorów w sieci sprzężenia zwrotnego stabilizatora nie jest ani najszybszym, ani też najprostszym rozwiązaniem w takich sytuacjach.

Jedną z metod dostrajania napięcia jest użycie przetwornika cyfrowo-analogowego (DAC) sterującego siecią sprzężenia zwrotnego stabilizatora napięcia (**rysunek 6**). Aby uzyskać dane pomiarowe na temat napięcia zasilania wychodzącego z stabilizatora, skorzystać można dodatkowo, przetwornika analogowo-cyfrowego (ADC). Należy oczywiście napisać oprogramowanie i zastosować dodatkowy mały mikrokontroler, aby uzyskać dane pomiarowe i możliwość sterowania napięciem. Oprogramowanie to musi obliczyć prawidłowy kod przetwornika cyfrowo-analogowego, a następnie powoli dostosować wyjście przetwornika cyfrowo-analogowego w celu płynnego regulowania napięcia zasilania, bez zakłóceń i przeregulowania. Tę procedurę poprawiania napięcia należy powtarzać z biegiem czasu, aby zapewnić, że zasilanie nie będzie różniło się od założonego napięcia z powodu np. dryfowania parametrów komponentów w czasie lub pod wpływem temperatury.

Monitorowanie napięć zasilania, prądów i ewentualne wykrywanie usterek czy anomalii w zachowaniu FPGA ma zasadnicze znaczenie dla zrozumienia stanu systemu i zużycia energii w różnych scenariuszach, ponieważ FPGA jest mózgiem systemu elektronicznego. Takie zrozumienie, w połączeniu z możliwością zmiany napięcia podczas pracy, pozwala uniknąć wielokrotnego poprawiania projektu, oszczędzając koszty i energię. Co więcej, awaria systemu może objawiać się jako nienormalny trend w zużyciu energii FPGA, ostrzegając kontroler hosta lub personel serwisowy przed awarią płytki lub systemu. Monitorowanie napięcia wymaga przetworników ADC, podczas gdy monitorowanie prądu wymaga również dodatkowych obwodów pomiarowych w postaci wzmacniacza pomiarowego, do pomiaru spadku napięcia na oporniku pomiarowym po wysokiej stronie linii zasilania. Można zastosować np. op-amp w konfiguracji wzmacniacza transkonduktancyjnego, jak pokazano na **rysunku 7**. Jest to kompletny system monitorowania linii zasilania układu programowalnego – przetwornik ma dodatkowo multiplexer, który pozwala na przełączanie pomiędzy pomiarem prądu a pomiarem napięcia zasilania.

Po przeczytaniu powyższej, dosyć złożonej listy wymagań dotyczących sterowania liniami zasilania FPGA wydawać może się, że układy te są bardzo skomplikowane. A nie uwzględniono jeszcze aspektu algorytmicznego – co powinno się stać, gdy na wyjściu POL pojawi się za niskie lub za wysokie napięcie (poza ustalonym przedziałem)? Czy należy wyłączyć tylko wadliwe zasilanie, czy też inne domeny zasilania? Jak można usunąć błąd, który spowodował awarię modułu?

Jak widać, zarządzanie systemem zasilania FPGA może bardzo szybko się skomplikować, odwracając uwagę od podstawowego elementu w systemie – FPGA. Należy pamiętać, że drzewo mocy dla układu FPGA to tylko część całego systemu zasilania na płycie z dużą liczbą układów cyfrowych. Większość powyższych wymagań dotyczy również innych urządzeń cyfrowych, takich jak układy ASIC, procesory DSP, układy graficzne, SoC i mikroprocesory. Potrzebne jest rozwiązanie do zarządzania systemem zasilania, które jest proste, skalowalne i elastyczne.

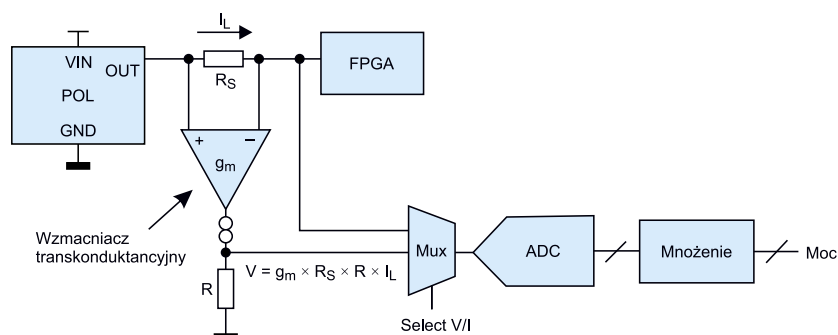
Zakłócenia przejściowe w zasilaniu

Inną cechą charakterystyczną FPGA jest to, że układy te bardzo dynamicznie pobierają prąd, co powoduje powstawanie częstych stanów nieustalonych czy przejściowych na wejściach zasilania. Z tego powodu wiele układów FPGA wymaga bardzo dokładnego filtrowania (odsprężania) linii zasilających. Kondensatory ceramiczne są stosowane bardzo blisko między pinami V_{CORE} i GND urządzenia. Wartości do 1 mF są dość powszechne. Tak wysoka pojemność pomaga zmniejszyć wymagania, co do dynamicznej pracy zasilacza, aby zapewnić bardzo wysokie prądy szczytowe.

Jednak wiele stabilizatorów impulsowych i LDO ma określoną maksymalną pojemność wyjściową, z jaką może pracować. Wymagana pojemność wejściowa systemu z FPGA może przekroczyć maksymalną dopuszczalną pojemność wyjściową zasilacza. Zasilacze nie akceptują dużych kondensatorów wyjściowych, ponieważ cała ta bateria elementów podczas rozruchu wygląda dla stabilizatora napięcia jak zwarcie na wyjściu. Istnieje oczywiście rozwiązanie tego problemu. Wystarczy wydłużyć czas łagodnego rozruchu (soft-start), co może pozwolić na niezawodny wzrost napięcia na dużej pojemności, bez przejścia zasilacza w tryb ograniczenia prądu zwarciegowego.

Innym powodem, dla którego niektóre przetwornice mocy nie lubią nadmiernej pojemności wyjściowej, jest to, że staje się ona częścią pętli regulacyjnej. Przetwornice ze zintegrowaną kompensacją pętli nie pozwalają na nadmierną pojemność wyjściową, aby zapobiec niestabilności pętli stabilizatora. Często istnieją sposoby wpływania na pętlę sterowania poprzez zastosowanie pojemności sprzężenia zwrotnego np. na rezystorze sprzężenia zwrotnego strony wysokiej, jak pokazano na **rysunku 9**.

W przypadku przejściowo zmieniającego się obciążenia i niepożądanego zachowania podczas rozruchu zasilacza bardzo pomocny w debugowaniu jest łańcuch narzędzi programistycznych, w tym LT-powerCAD oraz LTspice. Jednym z efektów, który dobrze nadaje się do modelowania i symulacji, jest oddzielenie dużych kondensatorów wejściowych układu FPGA od kondensatorów wyjściowych zasilacza. Na **rysunku 10** została pokazana ta koncepcja. Chociaż stabilizator POL zwykle znajduje się blisko obciążenia, często między stabilizatorem a kondensatorem wejściowym FPGA znajduje się ścieżka na płycie drukowanej. Gdy na płycie znajduje się kilka kondensatorów wejściowych FPGA obok siebie, te najbardziej oddalone od zasilacza będą miały mniejszy wpływ na funkcję przejścia pętli stabilizatora, ponieważ występuje między nimi pewna rezystancja, ale także pasożytnicza



Rysunek 7. Schemat dyskretnego obwodu do monitorowania napięcia, prądu i mocy zasilania z stabilizatora POL

indukcyjność ścieżki. Te pasożytnicze indukcyjności PCB mogą pozwolić na to, aby pojemność wejściowa FPGA była większa niż maksymalny limit pojemności wyjściowej dla danego zasilacza, nawet jeśli wszystkie kondensatory są podłączone do tego samego węzła na płycie. W programie LTspice do schematu można dodać pasożytnicze indukcyjności ścieżek i takie efekty również można symulować. Wyniki symulacji są zbliżone do rzeczywistości, gdy w modelowaniu obwodu uwzględnione zostaną komponenty pasożytnicze.

Zasilanie jest problemem systemowym

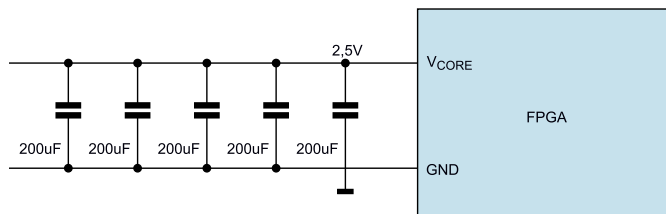
W przypadku szyn zasilających, które często mają specjalne wymagania dotyczące napięć czy maksymalnego prądu i współdziałania z innymi podsystemami zasilania, ważne jest, aby rozważyć zarządzanie zasilaniem FPGA na jak najwcześniejszym etapie procesu projektowania. Decyzje na poziomie systemu, w tym grupowanie i sekwencjonowanie zasilaczy, sterowanie cyfrowe i projektowanie sprzętu, mają wpływ na sprawność systemu i jego parametry, a także koszty i czas projektowania urządzenia, co wiąże się oczywiście z pewnym ryzykiem projektowym, które można złagodzić przy odpowiednim planowaniu systemu zasilania na poziomie systemowym.

Grupowanie szyn zasilania

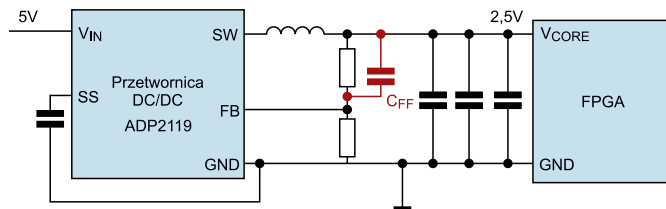
Układ FPGA ma pewną liczbę pinów wejściowych, które wymagają odpowiedniego zasilania, ale nie jest konieczne, aby każda szyna zasilania układu programowalnego była wyposażona w dedykowane źródło prądu. Dla każdego układu FPGA jego producent dostarcza dokument, zawierający wytyczne dotyczące każdego z pinów. W dokumencie tym, oprócz podstawowych informacji o każdym pinie, znaleźć można również zalecane drzewka zasilania, które grupują różne domeny zasilania, które np. można zasilac z pojedynczego źródła. Przykładowe zalecane drzewko zasilania zaprezentowano na **rysunku 11** dla układu Intel Arria 10 GX.

Wszystkie zasilacze i stabilizatory, potrzebne do zasilania układu FPGA, tworzą razem tzw. drzewo zasilania FPGA, które zawiera również specjalne wymagania mające wpływ na wybór i zastosowanie przetwornic mocy i stabilizatorów w systemie. Na przykład wiele zaawansowanych układów FPGA wymaga sekwencjonowania, które opisaliśmy powyżej. Pozwala to na sekwencyjne załączanie poszczególnych zasobów w układzie programowalnym. Zasadniczo wymaga to, aby każdy zasilacz wyposażony był w pin włączający i możliwość komunikowania swojego stanu.

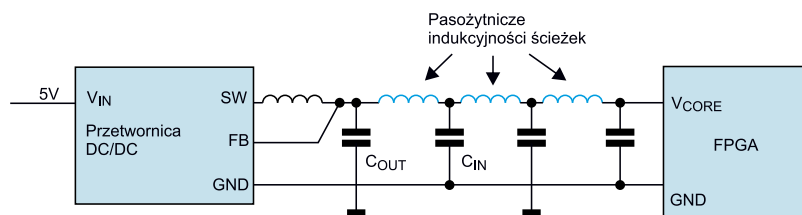
Układy firmy Enpirion, takie jak EN6360QI, oferują możliwość komunikowania się zasilaczy za pomocą pinów Power OK lub Power Good, których można użyć do zasygnalizowania kontrolerowi systemu lub urządzeniu sekwencyjnemu, że zasilacz włączył określone zasoby FPGA i można rozpocząć następny krok sekwencji. Całą sztuką podczas projektowania systemu zasilania i uwspólniania domen zasilania, tj. zasilania ich z pojedynczego stabilizatora, jest zadbanie o to, by wszystkie zasoby, które zasilane są z jednego źródła, mogły być wspólnie załączane. Dodatkowe wymagania, jakie zapisane są w drzewku zasilania, widoczne na **rysunku 11**, mogą być spełniane z wykorzystaniem na przykład dodatkowych filtrów dla poszczególnych linii. W zaprezentowanym przykładzie tak uzyskiwane jest napięcie dla pętli PLL (VCCA_PLL) – jest ona zasilana napięciem 1,8 V, stabilizowanym także dla m.in. bloków I/O, które zostało dodatkowo odizolowane filtrem analogowym, gwarantującym niski poziom zakłóceń, docierających do tej linii. Jako filtr linii zasilania wykorzystuje się koraliki ferrytowe, filtry RC, indukcyjności itp.



Rysunek 8. Typowy układ kondensatorów filtrujących napięcie w przypadku wielu układów FPGA



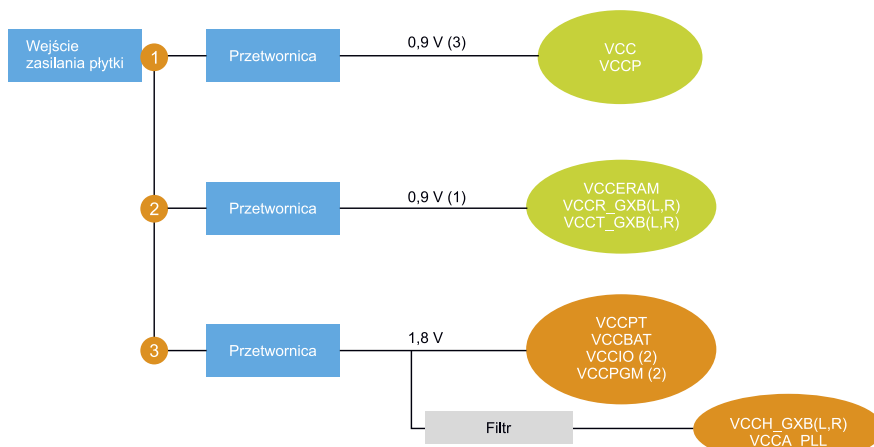
Rysunek 9. Kondensator w sprzężeniu zwrotnym, umożliwiający stabilizację pętli sterowania, gdy w układzie nie jest dostępny pin kompensacyjny pętli sprzężenia zwrotnego



Rysunek 10. Pasożytnicze elementy działające jako filtry zasilania pomiędzy kondensatorami wyjściowymi zasilacza a kondensatorami wejściowymi FPGA

Sterowanie cyfrowe

Innym powszechnym problemem jest konieczność realizowania tzw. telemetrii. Jest to ogólna nazwa na proces zdalnego pomiaru parametrów pracy systemu i przesyłania ich do podukładów monitorowania. Parametry, takie jak napięcie wejściowe, napięcie wyjściowe, prąd wyjściowy, prąd obciążenia i temperatura, są cennymi informacjami umożliwiającymi bardziej inteligentne monitorowanie i optymalizację systemu zasilania. Na przykład projektant systemu może wymagać monitorowania prądu obciążenia i temperatury poszczególnych elementów, aby upewnić się, że FPGA działa zgodnie z oczekiwaniami. Innym przykładem jest rejestrowanie zużycia energii przez układ FPGA w różnych konfiguracjach. Pozwala to na dynamiczne ograniczanie wydajności określonego układu FPGA lub części systemu, które mogą nie być potrzebne w celu zmniejszenia poboru prądu przez system, oferując bardziej ekologiczne urządzenie. Ten rodzaj monitorowania stanu systemu można zrealizować na kilka sposobów, ale najłatwiejszym, najtańszym i najbardziej kompaktowym jest zastosowanie stabilizatora



Rysunek 11. Rekomendowane drzewo zasilania dla układu programowalnego Arria 10 GX

ze zintegrowaną telemetrią i odpowiednią magistralą komunikacyjną.

Układy FPGA, takie jak Intel Arria 10, mają specjalne funkcje do redukcji poboru mocy, które zapewniają najniższe zużycie energii, przy zastosowaniu zaawansowanych przetwornic mocy. Podstawowym przykładem jest Smart Voltage ID (*SmartVID*), funkcja, dzięki której FPGA komunikuje się z kompatybilnym zasilaczem, aby dynamicznie dostosowywać napięcie rdzenia do najniższego możliwego poziomu bez poświęcania wydajności systemu. Kompatybilny zasilacz obsługuje ten system poprzez standardowe interfejsy komunikacyjne, takie jak interfejs VID czy PMBus. Na **rysunku 12** został pokazany przykład implementacji *SmartVID* w systemie z układem programowalnym.

Przykładowym rozwiązaniem zasilania, implementującym tego rodzaju funkcje, jest jednofazowy cyfrowy kontroler Intel ED8101P0xQI z obsługą PMBus, który w połączeniu z wysokoprądowym układem sterownika ET4040QI umożliwia użytkownikom FPGA wdrażanie szerokiej gamy funkcji telemetrii i redukcji mocy. Pozwala on między innymi na:

- Monitorowanie parametrów wejściowych i wyjściowych systemu, takich jak napięcie, prąd i temperatura;
- Monitorowanie usterek systemu, takich jak przepięcia czy zapady napięcia oraz nadmierna temperatura poszczególnych jego elementów;
- Dynamiczną regulację napięcia wyjściowego w celu obsługi *SmartVID*.

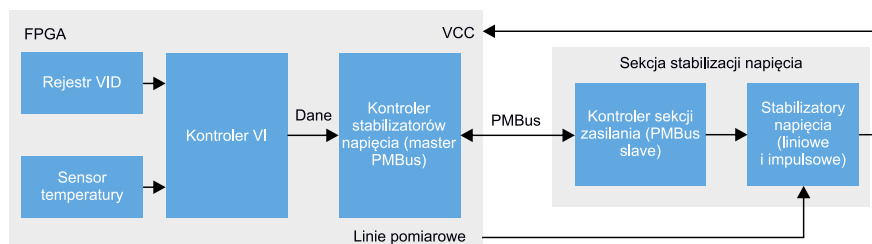
Aby zaimplementować *SmartVID*, układ FPGA określa żądane napięcie VCC i komunikuje się z układem stabilizatora napięcia za pomocą interfejsu PMBus, który dostosowuje napięcie wyjściowe do aktualnych wymagań. Korzystając z rozwiązań Enpirion, kontroler zarządzania energią można zaimplementować za pomocą ED8101P0xQI, a stabilizator(y) napięcia można zaimplementować za pomocą układów ET4040QI tej firmy.

Hardware

Wczesne planowanie drzewa mocy dla projektu FPGA ma kluczowe znaczenie, ponieważ istnieje wiele implikacji projektowych sprzętu systemowego, które mogą wpływać na złożoność projektu, czas cyklu projektowego i jego koszty. Chociaż dokładne wymagania dotyczące zasilania są niemożliwe do określenia na początku projektowania urządzenia, dokładne przemysłowe szacunki zużycia energii przez FPGA umożliwia użytkownikowi stworzenie drzewa mocy, które jest bliskie ostatecznemu, optymalnemu projektowi.

Pierwszą korzyścią z takiego podejścia jest to, że projektant sprzętu będzie w stanie prawidłowo umieścić wymagane elementy mocy nawet na początkowych projektach płytek. Jest to ważne, ponieważ systemy FPGA stają w obliczu coraz większych wyzwań związanych z gęstością elementów na PCB, gdyż użytkownicy dodają coraz więcej funkcji, a tym samym coraz więcej komponentów, jednocześnie zmniejszając rozmiary samego urządzenia. Jeśli drzewo mocy nie zostanie odpowiednio zaplanowane podczas projektowania PCB, użytkownicy stają przed ryzykiem konieczności umieszczenia przetwornic mocy w nieidealnych lokalizacjach na PCB, na przykład z dala od FPGA, co ma poważne wady. Stabilizatory zasilania, umieszczane w ograniczonej przestrzeni PCB w niewłaściwym obszarze płytki, gdzie np. chłodzenie czy odległość od FPGA stanowią trudne wyzwania sprzętowe, powodują konieczność stosowania większych, droższych kondensatorów filtrujących czy niższej sprawności energetycznej systemu. Co gorsza, projektant może w ogóle nie mieć wystarczającej ilości miejsca na większe przetwornice czy stabilizatory zasilania.

Drugą korzyścią wczesnego planowania drzewa mocy jest osiągnięcie wystarczającej elastyczności projektowej, aby spełnić wymagania dotyczące zużycia energii końcowego projektu FPGA bez konieczności



Rysunek 12. Przykład implementacji *SmartVID* w systemie z układem programowalnym

znacznego przeprojektowania. Podstawową kompetencją FPGA jest możliwość integracji funkcji i możliwości, nawet w ramach cyklu projektowania, a większa integracja prowadzi do większego zużycia energii. Skalowanie i optymalizacja początkowego drzewa mocy, które jest bliskie ostatecznemu projektowi, jest znacznie łatwiejsze i szybsze niż projektowanie nowego drzewa mocy, gdy początkowy projekt był zbyt niedokładny. W świecie, w którym firmy są pod presją, aby dostarczać produkty w możliwie najkrótszym czasie, minimalizacja ryzyka, kosztów i dodatkowego czasu potrzebnego na zmianę źle zaplanowanego drzewka mocy jest ogromną zaletą, która może umożliwić projektantom systemów uzyskanie przychodów szybciej niż konkurencja.

Podsumowanie

Na pytanie, w jaki sposób użytkownik zasilą swoje FPGA, można odpowiedzieć tylko: *to zależy*. Zrozumienie, w jaki sposób konstrukcja i użytkowanie systemu z układem programowalnym wpływa na zużycie energii i wymagania dotyczące zasilania, może przynieść mniej frustracji podczas projektowania urządzenia. Zużycie energii przez FPGA jest dyktowane przez statyczne i dynamiczne wymagania dotyczące zasilania, z których te drugie zależą w dużym stopniu od unikalnego projektu FPGA. Jednak, niezależnie od projektu, istnieją pewne wspólne wymagania dotyczące projektowania zasilaczy FPGA, które można wykorzystać do uproszczenia i ukierunkowania decyzji projektowych systemu. Dedykowane rozwiązania zasilania projektowane są tak, aby sprostać tym trudnym wymaganiom, dlatego dobrze jest korzystać z dedykowanych do układów FPGA kontrolerów czy układów PMIC.

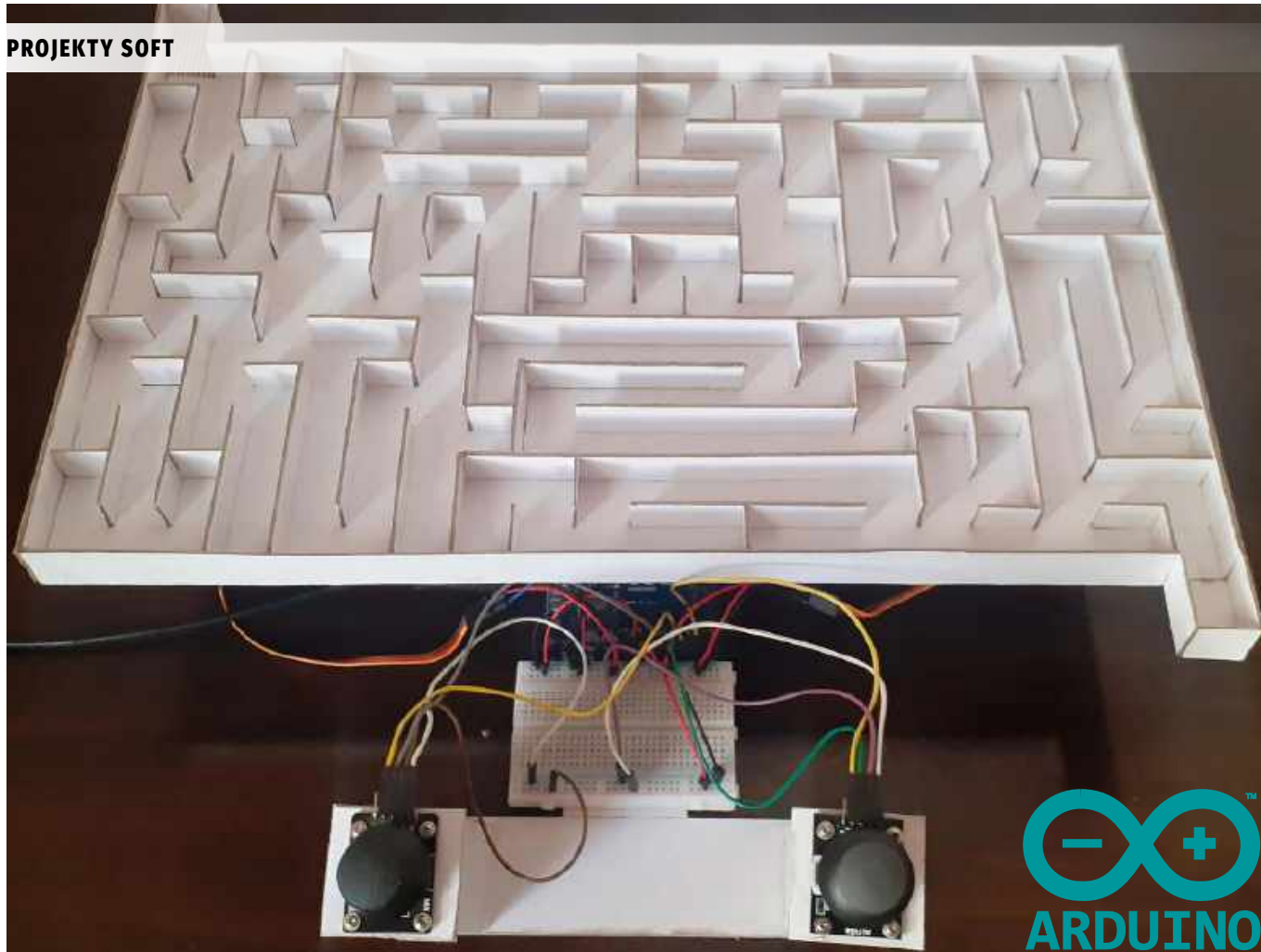
Zastosowanie przetwornic mocy o niskich tętnieniach wyjściowych i szybkim czasie reakcji może zapewnić spełnienie rygorystycznych wymagań dotyczących statycznego i dynamicznego stabilizowania napięcia rdzenia, zapewniając bezproblemową pracę we wszystkich warunkach. Podobnie zastosowanie niskoszumowych stabilizatorów LDO do czułych domen zasilania FPGA może zapewnić osiągnięcie celów związanych z integralnością sygnału, sprawnością energetyczną i odpowiednim budżetem termicznym. Wreszcie wdrożenie zróżnicowanych funkcji systemu, takich jak telemetria i redukcja mocy, jest możliwe dzięki zastosowaniu zaawansowanych konwerterów mocy z cyfrowymi sterownikami, które pozwalają na komunikację poprzez interfejsy takie jak PMBus.

Z uwagi na elastyczność konstrukcji FPGA zasilanie jest naprawdę problemem na poziomie całego systemu, wymagającym wysiłku, aby oszacować zużycie energii i zaprojektować drzewko mocy tak, aby jak najprościej spełnić unikalne wymagania danego projektu. Korzyścią jest bardziej optymalny projekt systemu, który można skończyć szybciej, przy mniejszych zasobach i przy odpowiedniej charakterystyce wydajności. To wszystko zapewni silną przewagę nad konkurencyjnymi rozwiązaniami.

Nikodem Czechowski, EP

Bibliografia:

1. Amanda Alfonso, „Understanding and Meeting FPGA Power Requirements”, White Paper, Intel, 2017
2. Frederik Dostal, „Power Management for FPGAs”, Analog Dialogue 52-03, marzec 2018
3. Pinkesh Sachdev, „FPGA Power System Management”, Design Notes DN21944, Analog Devices, 2020
4. Hichem Belhadj, Vishal Aggrawal, Ajay Pradhan, Amal Zerrouki, „Power-Aware FPGA Design”, Actel, 2009.



Trójwymiarowy labirynt

Ta prosta konstrukcja może dostarczyć wiele uciechy, tak podczas budowania i programowania systemu, jak i przechodzenia labiryntu. Została zbudowana z zastosowaniem modułu Arduino Uno, który steruje ruchami labiryntu poprzez serwo mechanizmy. Zabawkę kontroluje się za pomocą dwóch joysticków.

Do budowy urządzenia potrzebnych będzie kilka modułów elektronicznych oraz elementy i materiały niezbędne do wykonania podstawy i zastępujące obudowę. Najważniejsze z nich to:

- moduł Arduino Uno,
- płyta stykowa,
- dwa moduły joysticka,
- cztery serwosilniki SG90,
- kable do połączenia elementów,
- sztywny karton bądź cienki MDF,
- śrubki, nakrętki itp. elementy połączeniowe.

Joysticki

W pierwszej kolejności zmontujemy kontroler do sterowania zabawką. Składa się on z dwóch modułów joysticków analogowych oraz podstawek, wykonanych z kartonu bądź MDF-u. Konstrukcja jest bardzo

prosta – należy umieścić moduł joysticka na tekturze i dodać dwa boczne elementy kartonowe tak, jak to zostało pokazane na **fotografii 1**. Joysticki posłużą do sterowania serwo mechanizmami poruszającymi labiryntem.

W następnej kolejności należy połączyć elementy kontrolera z elektroniką sterującą. Na wspólnej podstawie montowana jest płyta stykowa oraz moduły z joystickami na podstawkach. Zmontowany fragment został pokazany na **fotografii 2**.

Mechanizm

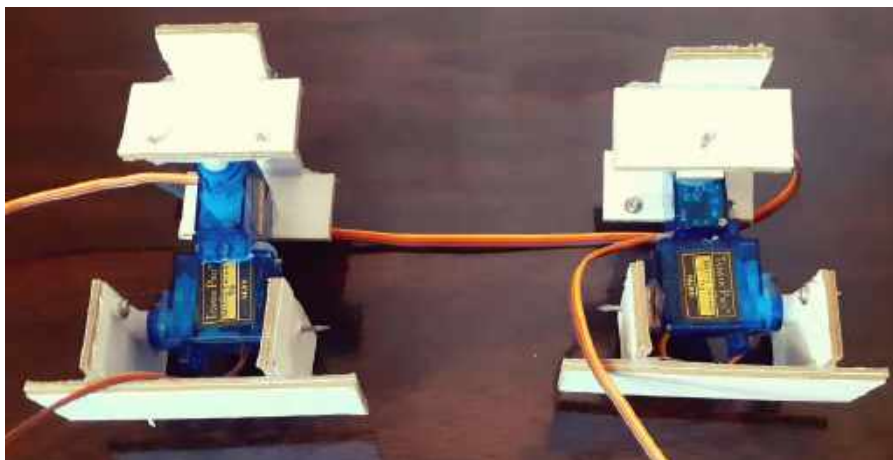
W pierwszej kolejności trzeba przygotować karton – pociąć go na fragmenty, pozwalające na zamontowanie serwo mechanizmów. Gotowe moduły z ułożonymi prostopadle serwo mechanizmami zostały pokazane na **fotografii 3**. Zestawione w ten



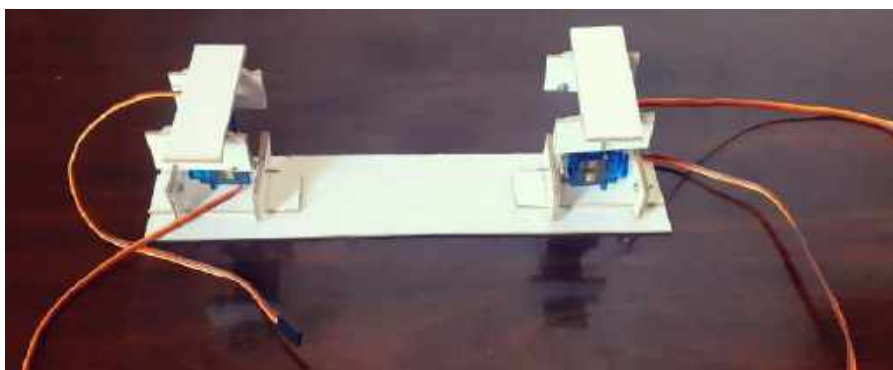
Fotografia 1. Zamontowane na podstawkach joysticki



Fotografia 2. Zmontowany kontroler z manipulatorami i elektroniką sterującą



Fotografia 3. Zmontowane serwomechanizmy



Fotografia 4. Serwomechanizmy zainstalowane na wspólnej podstawie

sposób serwa mogą niezależnie poruszać się w dwóch osiach – X i Y, którym odpowiadają dwa joysticki. Zmontowane mechanizmy umieszczane są na wspólnej podstawie, co zostało pokazane na **fotografii 4**.

Labirynt

Ostatnim elementem jest labirynt. Jego projekt w dużym stopniu zależy od pomysłu konstruktora budującego urządzenie. Może być dowolnie skomplikowany i dopasowany do naszych potrzeb i poziomu trudności, przykładowa realizacja została pokazana na **fotografii 5**. Po zmontowaniu kartonowego labiryntu należy umieścić go na zmontowanych wcześniej serwomechanizmach tak, aby zapewnić im swobodę poruszania labiryntem.

Połączenia elektryczne

Ostatnim etapem jest podłączenie poszczególnych elementów do sterującego systemem modułu Arduino. W pierwszej kolejności podłączamy serwomechanizmy od S1...S4 do pinów cyfrowych Arduino (należy pamiętać, która oś jest podłączona do którego pinu, aby odpowiednio skonfigurować to w programie).

Następnie podłączane są wyjścia joysticków. Oprócz napięcia zasilania do joysticka podłącza się wejścia analogowe modułu Arduino. Napięcie wyjściowe z modułu jest proporcjonalne do wychylenia joysticka. Cztery wyjścia z joysticków podpinamy do pinów

oznaczonych A0, A1, A2 oraz A3 (lub dowolnych innych pinów analogowych, jeśli odpowiednio zmienimy konfigurację w szkicu Arduino).

Oprogramowanie

Kod programu sterującego labiryntem został napisany w Arduino IDE. Jego główne zadanie polega na monitorowaniu pozycji joysticków, podłączonych do wejść analogowych i zgodnie z ich wychyleniem porusza serwomechanizmami. Kod programu zaprezentowano na **listingu 1**.

Do obsługi joysticków wykorzystano wejścia analogowe, ponieważ manipulatory te mają wbudowane dwa potencjometry, które sprzęgnięte są z drążkiem joysticka. Poruszając nim, zmienia się położenie suwaków potencjometrów, które są skonfigurowane

Listing 1. Kod programu sterującego labiryntem

```
#include<Servo.h>

// INICJALIZACJA WYJŚĆ SERW
Servo s1;
Servo s2;
Servo s3;
Servo s4;

// DEFINICJE PINÓW ANALOGOWYCH
int x1 = 0; // PIN A0
int y1 = 1; // PIN A1
int x2 = 2; // PIN A2
int y2 = 3; // PIN A3

int val;

void setup(){
  // DEFINICJE PINÓW WYJŚCIOWYCH SERW
  s1.attach(13); // PIN 13
  s2.attach(12); // PIN 12
  s3.attach(8); // PIN 8
  s4.attach(7); // PIN 7
}

void loop(){
  // ODCZYT WARTOŚCI Z JOYSTICKA
  val = analogRead(x1);
  // PRZEMAPOWANIE WARTOŚCI
  val = map(val, 0, 1023, 135, 45);
  // RUCH SERWEM
  s1.write(val);
  delay(15);

  val = analogRead(y1);
  val = map(val, 0, 1023, 135, 45);
  s2.write(val);
  delay(15);

  val = analogRead(x2);
  val = map(val, 0, 1023, 135, 45);
  s3.write(val);
  delay(15);

  val = analogRead(y2);
  val = map(val, 0, 1023, 135, 45);
  s4.write(val);
  delay(15);
}
```

jako regulowane dzielniki napięcia – na zewnętrzne nóżki potencjometrów podawane jest napięcie i masa, a suwaki są wyjściami dzielników. W ten sposób zmieniając pozycję manipulatora, zmienia się napięcia wyjściowe z joysticka, proporcjonalnie do wychylenia.

Każdy joystick ma dwa wyjścia napięciowe – jedno dla osi X, a jedno Y. Napięcia są monitorowane przez przetwornik analogowo-cyfrowy w mikrokontrolerze, a następnie służą do sterowania położeniem serwomechanizmów. Aby przekonwertować pomiar z ADC (w zakresie od 0 do 1023, ponieważ przetwornik ma 10 bitów) na kąt, który ma być ustawiony na serwomechanizmie (od 45 do 135 stopni), używana jest funkcja *map*.

Nikodem Czechowski, EP

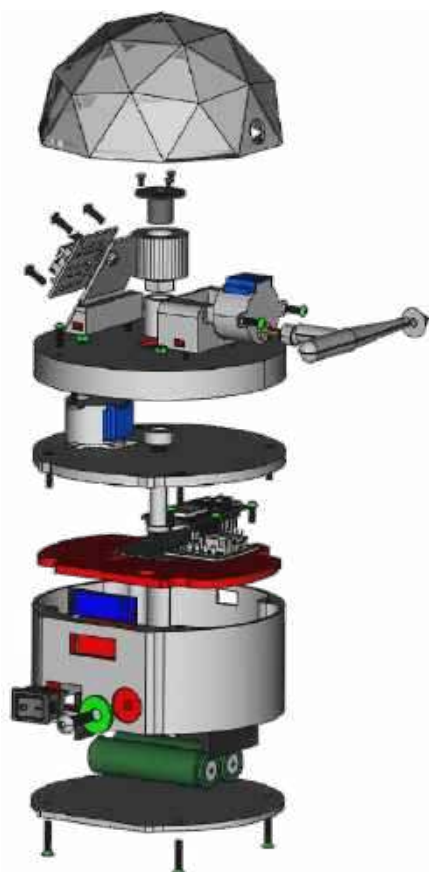
Źródło: <http://bit.ly/3t0yuVQ>



Fotografia 5. Labirynt

Urządzenie wskazujące położenie Międzynarodowej Stacji Kosmicznej

Międzynarodowa Stacja Kosmiczna (ISS) znajduje się na orbicie ok. 400 km nad Ziemią. Okrąża ją w około 1,5 h i czasami widoczna jest na niebie (dzięki ogniom foto-woltaicznym odbija sporo światła) – jej jasność przekracza Wenus i może być widoczna gołym okiem nawet za dnia. Tylko jak ją odnaleźć na wielkim niebie? Opisane urządzenie będzie śledzić w czasie rzeczywistym położenie ISS i będzie stale wskazywało na nią, gdy orbityje wokół Ziemi.



Rysunek 1. Schemat konstrukcyjny

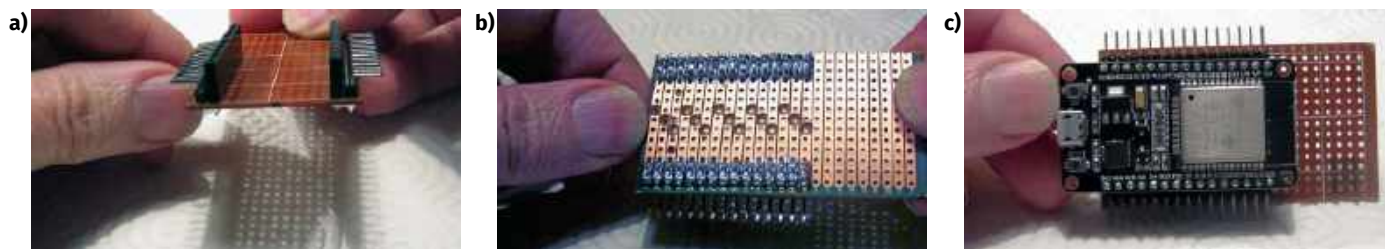


System jest zasilany z ogniw litowo-jonowych, dzięki czemu można go z łatwością używać poza domem. Jego pracą steruje moduł z mikrokontrolerem ESP32, który łączy się z Wi-Fi w celu pobrania aktualnych współrzędnych ISS. Następnie wykonuje obliczenia, aby wyznaczyć kąty między obserwatorem na Ziemi a ISS na niebie, tak, aby mógł skierować wskaźnik w jego stronę. Lokalizacja ISS jest aktualizowana co 5 sekund, więc urządzenie będzie ją dokładnie śledziło, gdy porusza się po niebie.

Potrzebne elementy

Na **rysunku 1** pokazano schemat konstrukcyjny. Do budowy urządzenia potrzebne będą następujące elementy:

- mikrokontroler ESP32 zintegrowany w module,
- wyświetlacz OLED o przekątnej 0,91" i rozdzielczości 128×32 pikseli,
- moduł ładowarki akumulatorów litowo-jonowych (2S – 7,4 V),
- zasilacz oparty na układzie MP1584EN,
- płytka uniwersalna (25×13 otworów),
- goldpiny i złącza o rastrze 2,54 mm,
- dwa ogniwa litowo-jonowe 18650 oraz koszyk na nie,
- dwa silniki krokowe 28BYJ-48,
- dwie płytki sterowników silnika krokowego ULN2003,
- łożysko 60002RS (10×26×8 mm),
- pierścień ślizgowy z sześcioma torami,
- przełącznik kołowy KCD1-104,



Fotografia 1. Sposób montażu modułu z ESP32 na płytce uniwersalnej

- gniazdo zasilacza 2,1 mm,
- przewody połączeniowe do łączenia obwodów,
- zestaw różnych śrub i nakrętek,
- elementy wydrukowane w technice 3D (pliki do druku 3D znaleźć można na portalu Thingiverse <https://bit.ly/3a96XsJ>).

Moduł sterujący

Głównym elementem urządzenia jest mikrokontroler ESP32, który wykonuje wszystkie obliczenia i steruje silnikami krokowymi, aby ustawić wskaźnik względem ISS. Zastosowany moduł z ESP32 ma postać małej płytki rozwojowej, dzięki czemu zawiera złącze micro USB, ułatwiające programowanie z komputera. Zostanie umieszczony na płytce uniwersalnej, pokazanej na **fotografii 1a**, która ułatwi jego integrację z pozostałymi elementami wskaźnika.

Montaż rozpoczynamy od kawałka płytki uniwersalnej z otworami o rastrze 2,54 mm i ułożeniu 24×13. Po przylutowaniu złączy i goldpinów, tak jak na **fotografii 1b**, należy przeciąć miedziane paski, aby każda strona ESP32 była elektrycznie oddzielona. Autor projektu robi to, lekko rozwiercając otwory wiertłem 3 mm. Można to zrobić też ostrym nożem lub skalpelem. Zamiast włutować moduł bezpośrednio na płytkę uniwersalną, lepiej jest włutować złącza żeńskie, aby można było łatwo zamontować oraz wyjąć.

W celu wykonania połączeń z płytką dodano dodatkowy rząd kątowych goldpinów. Połączenia można wykonać przewodami, które mają na końcach typowe złącza dołączenia z goldpinami. Dzięki temu łatwo można łączyć i odłączać różne komponenty od płytki, co ułatwia testowanie i uruchamianie modułu. Złącze USB powinno wystawać poza krawędź płytki uniwersalnej (**fotografia 1c**), dzięki czemu w obudowie będzie trochę więcej miejsca.

Schemat połączeń

Schemat elektryczny został pokazany na **rysunku 2**. Pokazuje, jak połączyć wszystkie komponenty elektryczne ze sobą. Każdy składnik należy dołączyć, a następnie przetestować przed przejściem do następnej sekcji układu. Dzięki temu układ zostanie zbudowany poprawnie i da się łatwo uruchomić. Połączenia zostały wykonane za pomocą typowych dla zestawów uruchomieniowych kabelków ze złączami do goldpinów. Dzięki

temu można je łatwo zmieniać bez konieczności ich wylutowywania.

Montaż obudowy urządzenia

Cały układ wykonany jest z elementów wydrukowanych w technice 3D. W pierwszej kolejności należy wydrukować zewnętrzną obudowę sekcji podstawy ze wspornikami, ponieważ ma ona otwory na przełączniki. Autor wewnętrzną płytkę wydrukował w kolorze czerwonym, aby lepiej było widać je na zdjęciach. Na tym etapie można sprawdzić dopasowanie komponentów, które będą osadzone w obudowie, w tym gniazdo zasilania, włącznik, buzzer, przełącznik dotykowy i wyświetlacz OLED.

Wszystkie otwory w płycie wewnętrznej można rozwiercić do średnicy 2,5 mm, a następnie gwintować gwintownikiem M3 (takim jak do metalu). Będą one używane jako punkty mocowania obudowy akumulatora i sterownika silnika krokowego. Należy pamiętać, aby wkręcić śruby mocujące baterię od spodu (płaska powierzchnia), a otwory silnika krokowego od góry

(z wgłębieniem na płytkę uniwersalną z modulem ESP32). Wewnętrzna płyta powinna wsuwać się w główny korpus osłony zewnętrznej i będzie spoczywać na dwóch podporach. Aby utrzymać ją na miejscu, można dodać kilka kropli kleju typu superglue (**fotografia 2**).

Przy opisie ruchu urządzenia astronomicznego, obrót podstawy od lewej do prawej nazywany jest azymutem. W tej sekcji znajduje się również azymutalny sterownik silnika krokowego. Gotowe płytki z driverem ULN2003 są często pozostawiane z długimi wyprowadzeniami komponentów od strony lutowania. Dobrym pomysłem jest przycięcie ich równo przed montażem. Płytkę sterownika silnika krokowego można teraz zamocować na miejscu za pomocą przygotowanych śrub maszynowych.

Teraz należy podłączyć moduł z ESP32 do zasilacza baterijnego, azymutalnego sterownika silnika krokowego, wyświetlacza OLED i włącznika dotykowego zgodnie ze schematem elektrycznym, pokazanym na **rysunku 2**.



Fotografia 2. Montaż bazy układu wraz z modułami elektronicznymi



Fotografia 3. Sposób zamontowania koszyków na akumulatorki

Zasilanie

Urządzenie może być zasilane z zasilacza sieciowego 5 V przez złącze zasilania, gdy jest uruchomione w pomieszczeniu. Po podłączeniu system będzie ładował ogniwa litowo-jonowe za pomocą specjalnego modułu ładowania, zabezpieczającego je, aby nie ulegały przeładowaniu (ponieważ może to być niebezpieczne). Jeśli kabel ładujący zostanie odłączony, przełącznik z przodu może zasilać urządzenie z wbudowanych ogniw.

Ogniwa litowo-jonowe zostały pozyskane ze starego laptopa. Autor konstrukcji nałożył jedynie na nie nowe, czerwone osłony z rurki termokurczliwej. Ogniwa są umocowane w specjalnym koszyku, który łączy je ze sobą. Sam koszyk przymocowany jest do wewnętrznej płyty urządzenia za pomocą śrub z łbem stożkowym (fotografia 3). Gniazdo zasilania jest podłączone do obwodu ładowarki, a napięcie wyjściowe z ogniw jest podawane do przetwornicy, która stabilizuje napięcie zasilania 5 V.

Obrotnica oraz kopuła

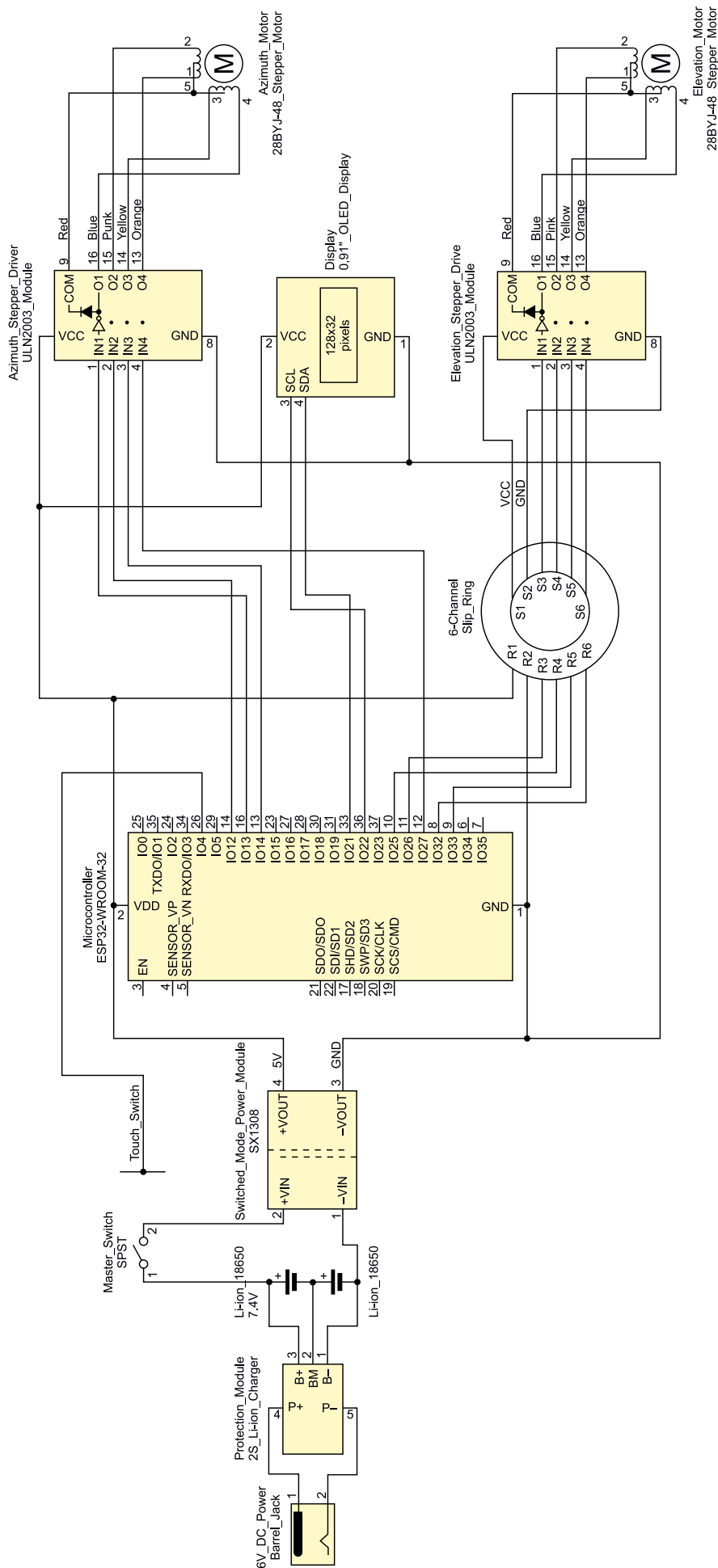
Niezbędne elementy składowe wydrukowane w technice 3D to (angielskie nazwy korespondują z plikami do pobrania z portalu Thingiverse):

- 003 Spindle Plate,
- 003 Centre Spindle,
- 003 Spacer for Rotating Platform,
- 003 Involute Azimuth Gear.

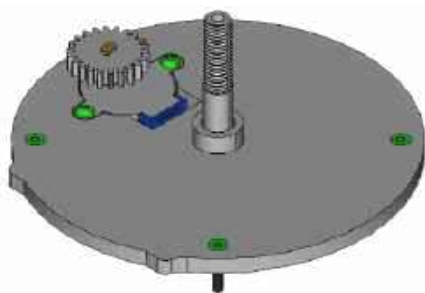
Montaż jest bardzo prosty. Należy zamocować silnik krokowy na miejscu za pomocą śrub do metalu, podkładek i nakrętek, tak aby dobrze trzymał się na miejscu. Gwint osi obrotu można oczyścić za pomocą gwintownika M8, a wydrążony środek należy rozwinąć wiertłem o średnicy 5 mm, aby żadne pozostałości z druku 3D nie zaczepiły o przewody podczas ich przewlekania. Oś jest umieszczana w płycie za pomocą klucza, który zapobiega jej obracaniu się. Kropła kleju zapewnia, że nie zostanie on wypchnięty ze swojego miejsca podczas montażu. Na rysunku 3 pokazano projekt zmontowanej podstawy obrotnicy.

Kolejne elementy składowe wydrukowane w technice 3D to:

- 004 Rotating Platform,
- 004 Long Collar,
- 004 Slip Ring Holder,



Rysunek 2. Schemat elektryczny opisywanego urządzenia



Rysunek 3. Projekt zmontowanej podstawy obrotownicy

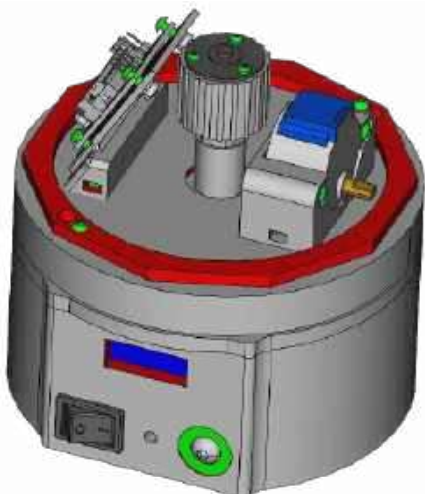
- 004 Elevation Motor Housing,
- 004 Elevation Driver Mount.

Obrotowa platforma ma łożysko 60002RS umieszczone w środku. Jest ono ciasno wpasowane, więc pistolet na gorące powietrze może zostać użyty do podgrzania metalowego korpusu łożyska i środka obrotowej platformy. Delikatny ruch wirowy opalarki zapewnia, że obszar nie zostanie przegrzany, ponieważ może szybko się odkształcić, jeśli zastosuje się zbyt dużo ciepła. Łożysko można następnie umieścić na górze wnęki i wcisnąć na miejsce płaskim przedmiotem. Gdy PLA wydruku ostygnie, będzie pewnie trzymać ten element na miejscu.

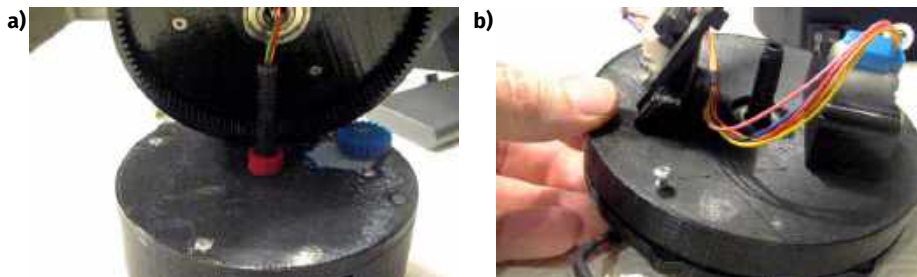
W tym momencie można umieścić przekładnię azymutalną od wewnątrz obrotowej platformy, aby upewnić się, że zęby koła zębatego zazębiają się swobodnie i nie zaczepiają o żadne niedoskonałości wydruku.

Uchwyt 004 Elevation Driver Mount można przymocować do obrotowej platformy za pomocą wkrętów z łbem stożkowym M3×12 mm i nakrętek uwieczonych wewnątrz uchwytu sterownika. Płytkę drukowaną jest mocowana za pomocą wkrętów M3×10 mm wkręcanych w gwintowane otwory w drukowanej podstawie sterownika.

Obudowa silnika elewacji jest również mocowana za pomocą śrub i nakrętek uwieczonych w plastiku, a silnik powinien dobrze pasować do obudowy. Pomocne może być użycie pęsety do precyzyjnego umieszczenia



Rysunek 4. Wygląd konstrukcji przed zamontowaniem kopuły



Fotografia 4. Obrotownica i jej oś podczas montażu

nakrętek we właściwym miejscu. Wiązkę przewodów silnika krokowego można podłączyć do sterownika. Należy uważać, aby przewody nie dotykały środkowej osi, ponieważ będzie się ona obracać w czasie pracy urządzenia.

Następnie należy wsunąć pierścień dystansowy na oś, a potem na zespół platformy obrotowej. Drugi kołnierzyk można umieścić za nim na osi. Sześć połączeń pierścienia ślizgowego należy przeprowadzić przez uchwyt pierścienia ślizgowego, a następnie przewlec przez wydrążone wrzeciono – może to być nieco trudne, najłatwiej jest wykonać to pojedynczo. Teraz można przykręcić uchwyt pierścienia ślizgowego do osi obrotownicy. Wystarczy ją dokręcić mocno palcami, sprawdzając, czy obrotownica może swobodnie poruszać się na łożysku. Obrotownica nie obraca się szybko, ale komponenty zamontowane na niej zostały umieszczone po przeciwnych stronach, aby była maksymalnie wyważona. Gdy wszystkie części są na miejscu, można przymocować pierścień ślizgowy do uchwytu za pomocą trzech wkrętów samogwintujących. Przy wykonywaniu tej części konstrukcji pomocna będzie **fotografia 4**.

Ostatnia partia elementów do druku 3D składa się na kopułę. Należy wydrukować następujące elementy:

- 005 Geodesic Dome,
- 006 Pointer Body Bottom Half,
- 006 Pointer Body Top Half,
- 006 Pointer Front Cone,
- 006 Pointer Locking Ring,
- Geodesic Locking Ring Jig,
- 000 Base Plate.

Konstrukcja powinna wyglądać jak na **rysunku 4**. Nadszedł czas, aby dokończyć montaż, instalując kopułę. Geodesic Locking Ring należy umieścić na szczycie obrotowej platformy, a następnie użyć go do ustawienia śrub blokujących na odpowiedniej wysokości, aby dobrze zablokować kopułę na mocujących ją elementach. Kopułę zabezpiecza się, po prostu upuszczając ją na śruby i przekręcając, aby zablokować ją na miejscu. Podczas montażu należy upewnić się, że boczny otwór znajduje się w jednej linii z wałem silnika krokowego do podnoszenia wskaźnika.

Wskaźnik składa się z dwóch połówek, stożkowej strzałki z przodu i pierścienia blokującego z tyłu. Gdy kopuła jest na miejscu, wystarczy nasunąć wskazówkę na silnik krokowy elewacji, przykręcić podstawę i system jest gotowy do programowania i testowania.

Obliczenia pozycji ISS i oprogramowanie

Na stronie projektu umieszczono obliczenia matematyczne, które posłużyły do ustalenia lokalizacji ISS. Można pominąć tę sekcję, jeśli używa się gotowego programu, ale autor udostępnia go dla osób chętnych, aby zrozumieć, w jaki sposób system działa. Główny program sterujący trackerem ISS został pokazany na **listingu 1** (dostępny w materiałach dodatkowych do artykułu i na stronie <https://bit.ly/2MbuIZc>). Ze strony z projektem można pobrać plik **.ino** lub po prostu skopiować kod i wkleić go do Arduino IDE.

Program działa w dosyć prosty sposób. Sekwencja działania systemu po uruchomieniu wygląda następująco:

1. Połącz z Internetem;
2. Uzyskaj aktualny czas;
3. Uzyskaj czas następnego przejścia ISS przez niebo w danej lokalizacji;
4. Oblicz czas do następnego przejazdu;
5. Nieskończona pętla:
 - uzyskaj aktualną lokalizację ISS,
 - oblicz kąt,
 - wskaż strzałką na ISS.

Kalibracja

Kiedy urządzenie jest włączane po raz pierwszy, musi wiedzieć, gdzie wskazuje wskaźnik. W tej chwili proces ten zależy od operatora. Poniżej znajduje się procedura kalibracji układu mechanicznego:

1. Wyrównaj zerowy punkt odniesienia dla elewacji (w kierunku Ziemi wynosi zero);
2. Wyrównaj zerowy punkt odniesienia dla azymutu (po lewej stronie urządzenia);
3. Podnieś ramię elewacji do Gwiazdy Polarnej;
4. Po precyzyjnym ręcznym ustawieniu urządzenia jest ono wyrównane północą. Pierwotnie kopuła urządzenia miała mieć wbudowany kompas, ułatwiający jego ustawienie w terenie, jednakże igła magnetyczna znajduje się zbyt blisko silników, aby precyzyjnie wskazywać północ. Dlatego też autor zdecydował się polegać na nawigacji za pomocą Gwiazdy Polarnej. Jeśli Gwiazda Polarna nie jest widoczna na niebie z powodu zachmurzenia, prawdopodobnie i tak nie jest to dobra noc, aby zobaczyć przelatującą ISS.

Nikodem Czechowski, EP

Źródło: <http://bit.ly/3ck527a>



System sterowania oświetleniem Philips Hue

z użyciem środowiska Zerynth oraz języka Python (2)

Prezentujemy prosty system sterowania żarówkami z serii Philips Hue zbudowany przy użyciu zintegrowanego modułu wyświetlacza Riverdi IoT Display oraz środowiska programistycznego Zerynth – umożliwiającego łatwe i szybkie tworzenie aplikacji z użyciem języka Python. W drugiej części artykułu przygotujemy główny panel kontrolny naszego systemu.

W kolejnym kroku, po poprawnym nawiązaniu połączenia z siecią Wi-Fi, możemy przystąpić do utworzenia interfejsu graficznego, umożliwiającego wprowadzenie adresu IP, przypisanego do urządzenia Philips Hue Bridge. Do budowy interfejsu zastosujemy metodę `bt81x.add_keys()`, która umieszcza na ekranie pojedynczy wiersz przycisków – dla przykładowego wywołania:

```
bt81x.add_keys(450, 70, 280, 60, 30, 0, "123")
```

Uzyskany efekt pokazuje **rysunek 4**.

Okno wprowadzania adresu IP jest pierwszym elementem budowanego interfejsu użytkownika, który wymaga obsługi panelu

dotykowego. Dzięki możliwości przypisania unikalnego identyfikatora TAG do każdego tworzonego obiektu graficznego programista jest zwolniony z obowiązku odczytu surowych danych, w postaci współrzędnych X i Y. Obsługa panelu dotykowego wymaga od programisty wyłącznie wywołania funkcji `bt81x.touch_loop()`, która wskazuje funkcje zwrotne obsługi zdarzenia dotyku. Dla każdej wartości parametru TAG istnieje możliwość przypisania wydzielonej funkcji obsługi zdarzenia lub, jak ma to miejsce w omawianej aplikacji, przygotowanie jednej funkcji zwrotnej do obsługi wszystkich zdarzeń (wówczas argument funkcji `bt81x.touch_loop()` przyjmuje wartość -1):

```
bt81x.touch_loop((-1, pressed), )
```



Rysunek 4. Pojedynczy wiersz przycisków utworzony z użyciem `bt81x.add_keys()`

Listing 4. Funkcja wyświetlająca interfejs użytkownika z klawiaturą numeryczną

```
def showAddrScreen(ip):
    # start
    bt81x.dl_start()
    bt81x.clear(1, 1, 1)

    # image
    image = bt81x.Bitmap(1, 0, (bt81x.ARGB4, 200 * 2), (bt81x.BILINEAR, bt81x.BORDER, bt81x.BORDER, 200, 200))
    image.prepare_draw()
    image.draw((0, 255), vertex_fmt=0)

    # text
    txt = bt81x.Text(225, 120, 29, bt81x.OPT_CENTERX | bt81x.OPT_CENTERY, "Enter IP address of HUE Bridge:", )
    bt81x.add_text(txt)
    txt.text = ip
    txt.x = 225
    txt.y = 195
    txt.font = 31
    bt81x.add_text(txt)

    # keys
    bt81x.track(450, 350, 280, 60, 0)
    bt81x.add_keys(450, 70, 280, 60, 30, 0, "123")
    bt81x.add_keys(450, 140, 280, 60, 30, 0, "456")
    bt81x.add_keys(450, 210, 280, 60, 30, 0, "789")
    bt81x.add_keys(450, 280, 280, 60, 30, 0, ".0C")

    # connect button
    btn = bt81x.Button(450, 350, 280, 60, 30, 0, "Connect")
    bt81x.tag(1)
    bt81x.add_button(btn)

    bt81x.display()
    bt81x.swap_and_empty()
```

**Fotografia 3. Interfejs wprowadzania adresu IP dla urządzenia Philips Hue Bridge****Listing 5. Funkcja obsługi zdarzeń pochodzących z ekranu dotykowego**

```
def pressed(tag, tracked, tp):
    # entering HUE IP
    if (screenLayout == 2):
        global hueIP
        global screenLayout

        # remove last character
        if (tag != 67):
            # max length of IP
            if len(hueIP) >= 15:
                return

            hueIP = hueIP + str(chr(tag))

    else:
        if len(hueIP) > 0:
            hueIP = hueIP[:-1]

        # connect -> go to next screen
        if (tag == 1):
            hueIP = hueIP[:-1]
            screenLayout = 3
```

Listing 6. Wywołanie funkcji showAddrScreen() realizowane w pętli

```
gui.loadImage('gui_addr_hue.png')
while True:
    # enter IP address of HUE gateway
    screenLayout = 2
    while (screenLayout == 2):
        gui.showAddrScreen(hueIP)

    # show spinner (looking for HUE)
    screenLayout = 3
    gui.showSpinner("Looking for HUE Bridge...")

    # check HUE availability
    status = hue.testConnection(hueIP)
    if (status):
        break;
```

Listing 7. Wyświetlenie komunikatu z prośbą o autoryzację użytkownika

```
def showAuthScreen():
    bt81x.dl_start()
    bt81x.clear(1, 1, 1)

    image = bt81x.Bitmap(1, 0, (bt81x.ARGB4, 420 * 2), (bt81x.BILINEAR, bt81x.BORDER, bt81x.BORDER, 420, 480))
    image.prepare_draw()
    image.draw((0, 0), vertex_fmt=0)

    txt = bt81x.Text(590, 220, 28, bt81x.OPT_CENTERX | bt81x.OPT_CENTERY, "Press the push-link button of the Hue", )
    bt81x.add_text(txt)
    txt.text = "bridge you want to connect to"
    txt.x = 590
    txt.y = 260
    bt81x.add_text(txt)

    bt81x.display()
    bt81x.swap_and_empty()
```

Wróćmy do operacji przygotowywania interfejsu graficznego. Ekran wprowadzania adresu IP będzie składał się z 4-wierszowej klawiatury (cyfry 0–9, symbol kropki oraz przycisk umożliwiający skasowanie błędnie wprowadzonych wartości), przycisku *Connect* oraz prostej grafiki. Całość operacji związanych z przygotowaniem interfejsu została zrealizowana w postaci jednej funkcji `showAddrScreen()`, której kod znajduje się na **listingu 4**.

Poprzez zastosowanie metody `bt81x.tag()` w funkcji `showAddrScreen()` do przycisku *Connect* przypisano wartość identyfikatora **TAG** równą 1. Przyciski z klawiatury wygenerowanej za pomocą szeregu wywołań `bt81x.add_keys()` jako wartość pola **TAG** zwracają kody ASCII, odpowiadające oznaczeniom poszczególnych klawiszy. Obsługa wszystkich zdarzeń realizowana jest w funkcji zwrótej `pressed()`, jak zdefiniowano to w wywołaniu `bt81x.touch_loop()`. Fragment funkcji `pressed()`, związany z obsługą klawiatury, pokazuje **listing 5**.

Wywołanie funkcji `showAddrScreen()` realizowane jest w pętli `while()` (w pliku *main.py*), do momentu wybrania przycisku *Connect* (proces ten jest powtarzany, jeśli wprowadzony adres IP urządzenia jest nieprawidłowy) (**listing 6**). Finalny efekt wywołania funkcji `showAddrScreen()` został pokazany na **fotografii 3**.

Listing 8. Uruchomienie procesu autoryzacji użytkownika

```
gui.showSpinner("Creating new user...")
gui.loadImage('gui_auth_hue.png')
while True:

    # show authScreen
    screenLayout = 5
    gui.showAuthScreen()

    # check status
    username = hue.createUser(hueIP)
    if (username):
        break;
```

Po poprawnym wskazaniu adresu IP urządzenia *Philips Hue Bridge* panel kontrolny przechodzi do etapu autoryzacji (zagadnienia związane bezpośrednio z nawiązaniem połączenia, autoryzacją oraz protokołem komunikacji z *Philips Hue Bridge*, zostaną omówione w dalszej części artykułu). W tym miejscu komunikat wyświetlany dla użytkownika ograniczy się wyłącznie do prostej grafiki oraz krótkiego komunikatu z prośbą o wciśnięcie przycisku umieszczonego na obudowie mostka *Philips* (jest to potwierdzenie, że użytkownik systemu ma fizyczny dostęp do urządzenia). Za wyświetlenie komunikatu oraz grafiki odpowiedzialna będzie funkcja `showAuthScreen()` z pliku `gui.py` (listing 7).

W pliku `main.py`, przed wyświetleniem komunikatu z prośbą o autoryzację, dodajmy krótki ekran pośredni (z zastosowaniem uprzednio przygotowanej funkcji `showSpinner()`). W tym czasie do pamięci GRAM kontrolera BT81x wgrywamy plik graficzny `gui_auth_hue.png`, który jest potrzebny w konstrukcji interfejsu z funkcji `showAuthScreen()`. Wszystkie operacje wykonywane zostaną w pętli `while()`, do momentu prawidłowej autoryzacji użytkownika (funkcja `createUser()` zostanie omówiona w dalszej części artykułu) (listing 8).

Opuszczenie pętli `while()` z listingu 8 jest równoznaczne z prawidłowym zakończeniem procesu łączenia z *Philips Hue Bridge*. Przyszedł więc czas na wyświetlenie głównego ekranu sterującego, złożonego z przycisków *ON/OFF* dla dwóch żarówek, oraz elementów sterujących dla jednej „kolorowej” żarówki (**fotografia otwierająca**).

Główny panel kontrolny jest zdecydowanie bardziej rozbudowany od poprzednich ekranów aplikacji – każdorazowe dodanie 10 przycisków i 8 elementów tekstowych mocno skomplikowałoby główną

Listing 9. Opis elementów interfejsu użytkownika w postaci tablicy JSON

```
buttons = [
{
    "tag_id": 2,
    "text": "ON",
    "x_cord": 50,
    "y_cord": 200,
    "width": 170,
    "height": 50,
    "size": 30
},
{
    "tag_id": 3,
    "text": "OFF",
    "x_cord": 50,
    "y_cord": 300,
    "width": 170,
    "height": 50,
    "size": 30
},
.../
{
    "tag_id": 11,
    "text": ">",
    "x_cord": 675,
    "y_cord": 350,
    "width": 50,
    "height": 50,
    "size": 30
},
.../
}
]

labels = [
{
    "text": "Kitchen",
    "x_cord": 136,
    "y_cord": 140,
    "size": 31,
    "options": bt81x.OPT_CENTER
},
.../
{
    "text": "Brightness",
    "x_cord": 622,
    "y_cord": 330,
    "size": 28,
    "options": bt81x.OPT_CENTER
},
.../
}
]
```

funkcję programu, a ewentualne wprowadzanie korekt położenia poszczególnych elementów interfejsu byłoby bardzo uciążliwe. W tym celu wszystkie komponenty głównego interfejsu opisane zostały za pomocą tablicy JSON, a umieszczenie ich na liście pogrupowane w dwie pętle `for()` (osobną dla elementów typu *Button* oraz *Text*). Fragmenty opisów JSON pokazuje listing 9.

Listing 10. Utworzenie interfejsu użytkownika na podstawie danych umieszczonych w tabeli JSON

```
def showMainMenu(saturation, hue, brightness):

    bt81x.dl_start()
    bt81x.clear(1, 1, 1)

    image = bt81x.BitMap(1, 0, (bt81x.ARGB4, 800 * 2), (bt81x.BILINEAR, bt81x.BORDER, bt81x.BORDER, 800, 50))
    image.prepare_draw()
    image.draw((0, 0), vertex_fmt=0)

    btn = bt81x.Button(0, 0, 170, 70, 31, 0, "")
    for button in buttons:
        btn.text = button["text"]
        btn.font = button["size"]
        btn.x = button["x_cord"]
        btn.y = button["y_cord"]
        btn.width = button["width"]
        btn.height = button["height"]
        bt81x.track(btn.x, btn.y, button["width"], button["height"], button["tag_id"])
        bt81x.tag(button["tag_id"])
        bt81x.add_button(btn)

    txt = bt81x.Text(0, 0, 0, 30, "")
    for label in labels:
        txt.text = label["text"]
        txt.x = label["x_cord"]
        txt.y = label["y_cord"]
        txt.font = label["size"]
        txt.options = label["options"]
        bt81x.add_text(txt)

    .../

    # brightness value label
    txt.text = str(int((brightness/240)*100)) + '%'
    txt.x = 622
    txt.y = 375
    txt.font = 30
    txt.options = bt81x.OPT_CENTER
    bt81x.add_text(txt)

    # display
    bt81x.display()
    bt81x.swap_and_empty()
```

Za parsowanie poszczególnych elementów opisu JSON, dodanie ich do listy oraz jej finalne wyświetlenie odpowiada funkcja `showMainMenu()`, umieszczona w pliku `gui.py` (listing 10).

Cykliczne wywołanie funkcji `showMainMenu()` umieszczone zostało w pliku `main.py`, w głównej pętli programu, która aktualizuje wartości prezentowane w interfejsie graficznym, sprawdza status zmiennych, reprezentujących stany sterowanych żarówek, oraz, w przypadku wystąpienia zmian (wynikających z obsługi panelu dotykowego i obsługi zdarzeń w funkcji zwrotnej `pressed()`), wysyła komunikaty do urządzenia *Philips Hue Bridge* (listing 11). Zaktualizowany fragment funkcji `pressed()` znajduje się na listingu 12.

Udało się do tej pory skutecznie pominąć wszystkie aspekty

Listing 11. Główna pętla programu sterowania systemem Philips Hue

```

while True:

    gui.showMainMenu(saturation_old_value, hue_old_value, brightness_old_value)

    if (bulb_1_new_value != bulb_1_old_value):
        hue.turnLight(hueIP, username, "4", bulb_1_new_value)
        bulb_1_old_value = bulb_1_new_value

    if (bulb_2_new_value != bulb_2_old_value):
        hue.turnLight(hueIP, username, "2", bulb_2_new_value)
        bulb_2_old_value = bulb_2_new_value

    if (saturation_new_value != saturation_old_value):
        hue.changeColor(hueIP, username, "3", True, saturation_new_value, brightness_new_value, hue_new_value)
        saturation_old_value = saturation_new_value

    if (hue_new_value != hue_old_value):
        hue.changeColor(hueIP, username, "3", True, saturation_new_value, brightness_new_value, hue_new_value)
        hue_old_value = hue_new_value

    if (brightness_new_value != brightness_old_value):
        hue.changeColor(hueIP, username, "3", True, saturation_new_value, brightness_new_value, hue_new_value)
        brightness_old_value = brightness_new_value

```

Listing 12. Zaktualizowania funkcja obsługi zdarzeń pochodzących z ekranu dotykowego

```

def pressed(tag, tracked, tp):

    # entering HUE IP
    if (screenLayout == 2):
        /.../
    # mainmenu screen
    elif (screenLayout == 7):

        global bulb_1_new_value
        global bulb_2_new_value

        # on/off switching
        if (tag == 2):
            bulb_1_new_value = True
        elif (tag == 3):
            bulb_1_new_value = False
        elif (tag == 4):
            bulb_2_new_value = True
        elif (tag == 5):
            bulb_2_new_value = False
        elif (tag == 6):
            if (saturation_new_value > 0):
                saturation_new_value -= 24
        elif (tag == 7):
            if (hue_new_value > 0):
                hue_new_value -= 6550
        /.../
        elif (tag == 11):
            if (brightness_new_value < 240):
                brightness_new_value += 24

```

związane z komunikacją z mostkiem Philips Hue. Czas na poświęcenie kilku chwil temu urządzeniu oraz sposobom jego komunikacji ze światem. W najpopularniejszej konfiguracji Philips Hue Bridge pełni funkcję pośrednika w komunikacji pomiędzy aplikacją mobilną a urządzeniami końcowymi. Twórcy systemu Philips Hue poszli jednak o krok dalej i zamiast stworzyć zamknięty system na linii aplikacja mobilna – mostek, zdecydowali się na przygotowanie otwartego i dobrze udokumentowanego API, umożliwiając tym samym programistom tworzenie własnych urządzeń sterujących i zarządzających pracą systemu. Komplet informacji związanych z tworzeniem własnych aplikacji został udostępniony na stronie producenta: <https://bit.ly/3qPCh7d>.

Kolejnym ułatwieniem dla programistów jest przygotowanie prostego interfejsu, umożliwiającego przetestowanie API i działania systemu bez tworzenia dedykowanej aplikacji. Interfejs ten – nazwany *CLIP API Debugger* – udostępniono pod adresem:

<https://<bridge-ip-address>/debug/clip.html>

Adres mostka Philips można ustalić, wykorzystując protokół UPnP, poprzez stronę <https://bit.ly/3mfuexi> lub odczyt konfiguracji

domowego routera. Wygląd okna interfejsu *CLIP API Debugger* pokazuje rysunek 5.

Komunikacja z mostkiem realizowana jest za pomocą wywołań HTTPS oraz REST API, dlatego okno interfejsu zostało podzielone na pole adresu URL, wyboru typu metody (*GET*, *PUT*, *POST* lub *DELETE*) oraz sekcji *BODY*, w której umieszczane są zapytania w formacie JSON. Zanim przejdziemy do realizacji zapytań sterujących pracą żarówek, niezbędne jest uprzednie utworzenie nowego użytkownika oraz jego autoryzacja. Aby utworzyć nowego użytkownika, wykonajmy następujące wywołanie:

URL: `/api`
Body: `{"devicetype": "my_hue_app#IoT Display"}`
Method: *POST*

W odpowiedzi uzyskamy:

```

[
  {
    "error": {
      "type": 101,
      "address": "",
      "description": "link button not pressed"
    }
  }
]

```

Aby zwiększyć bezpieczeństwo systemu, niezbędna jest odpowiednia autoryzacja użytkownika. W otrzymanym komunikacie użytkownik jest proszony o wciśnięcie przycisku, umieszczonego

Rysunek 5. Interfejs panelu *CLIP API Debugger*

Listing 13. Utworzenie nowego użytkownika z wykorzystaniem REST API dla modułu Philips Hue Bridge

```

def createUser(ip):

    try:
        response = requests.post("http://" + ip + "/api", json={"devicetype": "my_hue_app#IoT Display"})

        js = json.loads(response.content)
        return js[0]["success"]["username"]

    except Exception as e:
        return None;

```

Listing 14. Oczekiwanie na poprawne utworzenie i autoryzację użytkownika

```
while True:

    # show authScreen
    screenLayout = 5
    gui.showAuthScreen()

    # check status
    username = hue.createUser(hueIP)
    if (username):
        # todo save user and password to flash
        break;
```

na obudowie urządzenia – ten zabieg ma na celu potwierdzenie, że osoba próbująca uzyskać dostęp do sterowania oświetleniem ma również fizyczny dostęp do mostka sterującego. Wciśnięcie przycisku oraz ponowne wysłanie powyższego zapytania POST zostanie potwierdzone poniższym komunikatem:

```
[
  {
    "success": {
      "username": "JxeQj8Xvi1zLDBnDz09w1aCjWA80rDx-
bQNYU10Cn"
    }
  }
]
```

Wartość pola *username* to nowa nazwa autoryzowanego użytkownika, która będzie wykorzystywana w dalszej komunikacji. Wróćmy na chwilę do kodu naszej aplikacji i zastanówmy się, jak zrealizować powyższe zadania z wykorzystaniem języka *Python* i zestawu bibliotek dostarczanych przez środowisko *Zerynth*. Z pomocą w tym zadaniu przychodzi moduł *requests*. Programistom *Python* nazwa ta jest zapewne dobrze znana – moduł pod kątem API jest inspirowany dość popularnym modulem o tej samej nazwie. Umożliwia szybką implementację obsługi HTTP oraz wywołań *GET*, *POST*, *PUT*, *DELETE*, w postaci pojedynczych funkcji. Pełna dokumentacja API dla modułu *requests* została udostępniona pod adresem: <https://bit.ly/3qPFwM4>.

Funkcję *createUser()*, bazującą na wywołaniach z modułu *request*, odpowiedzialną za utworzenie nowego użytkownika, pokazuje listing 13. Funkcja *createUser()* z listingu 13 wykonywana jest w pętli, aż do momentu odczytu wartości *success*, w odpowiedzi zwracanej przez mostek. Do głównej pętli programu funkcja ta zwraca wartość odczytaną z pola *username*, która zostanie wykorzystana w kolejnych wywołaniach sterujących stanem żarówek (listing 14).

Uzyskanie nazwy autoryzowanego użytkownika umożliwia nam odczyt konfiguracji systemu, tj. listy podłączonych żarówek, ich stanu, numerów identyfikacyjnych, itp.:

URL: */api/<username>/lights*

Body: *[none]*

Method: *GET*

Fragment odpowiedzi systemu dla konfiguracji z trzema żarówkami pokazuje listing 15.

Aktualny stan pracy poszczególnych żarówek można sprawdzić poprzez dodanie w zapytaniu GET numeru adresu identyfikacyjnego urządzenia, np:

URL: */api/<username>/lights/2*

Body: *[none]*

Method: *GET*

Zmiana stanu standardowej żarówki realizowana jest poprzez wywołanie metody *PUT*:

URL: */api/<username>/lights/2/state*

Body: *{"on":false}*

Method: *PUT*

Zmiana stanu kolorowej żarówki wymaga od użytkownika określenia nie tylko

Listing 15. Fragment odpowiedzi systemu dla konfiguracji z trzema żarówkami

```
{
  "2": {
    "state": {
      "on": false,
      "bri": 254,
      "alert": "select",
      "mode": "homeautomation",
      "reachable": false
    },
    ".../
    "type": "Dimmable light",
    "name": "Hue white lamp 2",
    "modelid": "LWB010",
    "manufacturername": "Philips",
    "productname": "Hue white lamp",
    ".../
  },
  "3": {
    "state": {
      "on": false,
      "bri": 24,
      "hue": 45850,
      "sat": 240,
      "effect": "none",
      "xy": [
        0.1666,
        0.1016
      ],
      "ct": 153,
      "alert": "select",
      ".../
    },
    "swupdate": {
      "state": "readytoinstall",
      "lastinstall": "2019-07-04T12:22:06"
    },
    "type": "Extended color light",
    "name": "Hue color lamp 1",
    "modelid": "LCT015",
    "manufacturername": "Philips",
    "productname": "Hue color lamp",
    ".../
  },
  "4": {
    "state": {
      "on": false,
      "bri": 254,
      "alert": "select",
      "mode": "homeautomation",
      "reachable": false
    },
    ".../
    "type": "Dimmable light",
    "name": "Hue white lamp 3",
    "modelid": "LWB010",
    "manufacturername": "Philips",
    "productname": "Hue white lamp",
    ".../
  }
}
```

jej nowego stanu pracy, ale również określenia wartości koloru, jasności oraz nasycenia:

URL: */api/<username>/lights/2/state*

Body: *{"on":true, "sat":254, "bri":254, "hue":10000}*

Method: *PUT*

Na bazie powyższego API, z użyciem modułu *requests*, przygotowano funkcje *turnLight()* oraz *changeColor()* (listing 16).

Pełny kod źródłowy aplikacji został udostępniony pod adresem: <http://bit.ly/3inwPok>.

Łukasz Skalski

contact@lukasz-skalski.com

Listing 16. Funkcje sterujące stanem żarówek Philips Hue

```
def turnLight(ip,user,num,state):

    try:
        addr = "http://" + ip + "/api/" + user + "/lights/" + num + "/state"
        requests.put(addr, json={"on":state})
    except Exception as e:
        return None;

def changeColor(ip,user,num,state, sat, bri, hue):

    try:
        addr = "http://" + ip + "/api/" + user + "/lights/" + num + "/state"
        requests.put(addr, json={"on":state, "sat":sat, "bri":bri, "hue":hue})
    except Exception as e:
        return None;
```



Akumulatory vs superkondensatory

Zasilanie urządzenia elektronicznego jest jednym z tych obszarów, w którym problem „zbyt krótkiej koldry”, czyli nieuniknionego kompromisu pomiędzy przeciwstawnymi parametrami, wydaje się szczególnie dotkliwy. Projektując układ elektroniczny z wewnętrznym źródłem zasilania, warto zastanowić się, czy lepszym wyborem do danej aplikacji okaże się klasyczny akumulator, czy nowoczesny superkondensator.

Akumulator czy superkondensator – sztuka kompromisu

Siłą napędową do rozwoju współczesnej elektroniki są przede wszystkim półprzewodniki, ale nie tylko one – równie istotne okazują się nowoczesne źródła energii, bez których niemożliwa byłaby skuteczna miniaturyzacja urządzeń mobilnych, komputerów czy wszelkiej maści gadżetów ubieralnych (*wearable*). Na pierwszym etapie tej rewolucji klasyczne baterie jednorazowe zostały w dużej mierze wyparte przez znacznie wygodniejsze w użyciu i bardziej ekonomiczne akumulatory. Natomiast obecnie można zauważyć kolejny trend – wschodzącą gwiazdą w świecie źródeł zasilania są superkondensatory. Choć trudno spodziewać się, aby w najbliższych kilku latach elementy te miały wyprzeć z rynku konwencjonalne akumulatory elektrochemiczne, to bez wątpienia ich udział w branży będzie coraz większy i bardziej znaczący.

Spróbujemy porównać akumulatory i superkondensatory z technicznego oraz użytkowego punktu widzenia, a także zaprezentujemy szereg przykładowych aplikacji i praktycznych porad dotyczących ich stosowania w projektowanych urządzeniach elektronicznych. Skupimy się przede wszystkim na efektywnych rozwiązaniach małych źródeł zasilania, odpowiednich do zastosowania w systemach wbudowanych, urządzeniach *ultra low-power*, zasilaczach buforowych itp. Natomiast jedynie wspomnimy o rozwiązaniach energoelektronicznych (np. zasilaniu pojazdów elektrycznych czy magazynach energii w rozproszonych systemach dystrybucji energii elektrycznej), które z natury rzeczy wymagają stosowania znacznie bardziej złożonych systemów zabezpieczających, monitorujących i zarządzających

procesami ładowania oraz rozładowania, ale są istotne dla szerszego obrazu sytuacji.

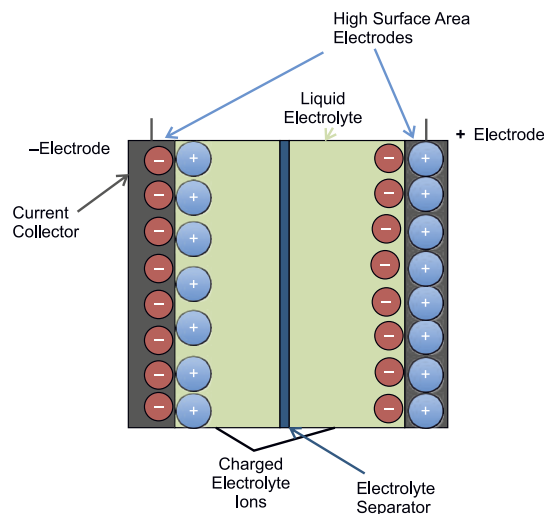
Akumulatory – krótki przegląd technologii

Obecnie na rynku podzespołów elektronicznych można znaleźć szeroki wachlarz akumulatorów, różniących się zarówno technologią wykonania (z chemicznego punktu widzenia), jak i wymiarami, sposobem montażu, pojemnością, napięciem, wydajnością prądową czy odpornością na warunki panujące w środowisku pracy. Często o wyborze źródła zasilania do określonej aplikacji decydują nie tylko podstawowe parametry techniczne, ale nawet odpowiednie certyfikaty bezpieczeństwa, warunkujące użycie akumulatora w danym urządzeniu – doskonałym przykładem będą tutaj urządzenia medyczne. Poniżej prezentujemy skrót najważniejszych informacji na temat rodzajów akumulatorów, stosowanych obecnie w różnych gałęziach elektroniki.

- **Akumulatory NiCd (niklowo-kadmowe)** – jedna ze starszych generacji akumulatorów, dawniej powszechnie spotykana m.in. w postaci ogniw w rozmiarze R6 (AA, czyli popularne „paluszki”) czy też R03 (AAA). Obecnie akumulatory te są wycofywane z uwagi na toksyczność kadmu i problematyczną utylizację zawierających go produktów.
- **Akumulatory NiMH (niklowo-metalowo-wodorkowe)** – bardziej wydajne od NiCd i wciąż szczególnie popularne w segmencie małych akumulatorów o rozmiarach typowych dla klasycznych baterii (R03, R6, R14, R20, a także 6F22). Upowszechnienie ogniw oraz pakietów NiMH i spadek cen sprawiły, że rozwiązanie to ostatecznie wyparło z rynku akumulatory niklowo-kadmowe, a także – w wielu zastosowaniach – jednorazowe baterie. Dobrym przykładem są wydajne akumulatory Eneloop firmy Panasonic, chętnie wybierane w zastosowaniach profesjonalnych (np. przy zasilaniu reporterskich lamp błyskowych, wymagających zarówno wysokiej pojemności oraz wydajności prądowej, jak i odporności na duże wahania temperatury otoczenia). Akumulatory NiMH występują ponadto w miniaturowych wersjach pastylkowych, a także różnego rodzaju pakietach (często przeznaczonych do montażu THT bezpośrednio na płytce drukowanej). W literaturze i wielu urządzeniach komercyjnych można spotkać się z zastosowaniem niewielkich akumulatorów

tego typu jako źródła zasilania, służącego do podtrzymywania pamięci ulotnej i/lub pracy zegara czasu rzeczywistego (RTC). Rozwiązanie takie ma ogromną przewagę nad znacznie popularniejszymi aplikacjami korzystającymi z baterii litowych (np. CR2032), niweluje bowiem konieczność okresowej wymiany baterii co kilka lat eksploatacji urządzenia.

- **Akumulatory Li-Ion (litowo-jonowe)** – najbardziej rozpowszechniony rodzaj akumulatorów, obecny m.in. w urządzeniach mobilnych, komputerach przenośnych, modelach RC, dronach, urządzeniach medycznych, latarkach i wielu innych. Akumulatory tego typu cechują się wysoką pojemnością, dużą wydajnością prądową oraz sporą gęstością energii, pozwalającą ponadto na dość szybkie ładowanie. W odróżnieniu od wcześniej opisanych akumulatorów zasadowych, litowo-jonowe źródła energii elektrycznej wymagają ściśle kontrolowanych parametrów eksploatacji, w szczególności dotyczy to procesu ładowania – doskonale znane z doniesień prasowych są samozapłony i eksplozje akumulatorów litowo-jonowych, wynikające z wad produkcyjnych i/lub nieprawidłowości układu ładowarki. Obecnie zdecydowana większość akumulatorów Li-Ion jest fabrycznie wyposażona w podstawowy układ zabezpieczający, ale nie zwalnia on konstruktora urządzenia bazującego na akumulatorze litowo-jonowym z konieczności zapewnienia zewnętrznego kontrolera ładowania.
- **Akumulatory Li-Poly (litowo-polimerowe)** – drugi, obok akumulatorów Li-Ion, rodzaj ogniw i pakietów często spotykany zarówno w elektronice codziennego użytku (np. tabletach czy opaskach sportowych), jak i rozwiązaniach modelarskich. Bezpieczniej (choć także wymagające stosowania zarówno wbudowanych, jak i zewnętrznych zabezpieczeń) oraz lżejsze od akumulatorów litowo-jonowych, zapewniają możliwość bardzo szybkiego ładowania i występują w zróżnicowanych rozmiarach. Co ciekawe, do najbardziej wymagających, miniaturowych aplikacji powstała wąska grupa ultracienkich akumulatorów elastycznych, niebawem zwiększających możliwości zaaranżowania projektu mechanicznego obudowy małych urządzeń (w szczególności ubieralnych - *wearable*).
- **Akumulatory LiFePO₄** (litowo-żelazowo-fosforanowe) – kolejna podgrupa akumulatorów o strukturze chemicznej bazującej na licie, zdobywająca coraz większą popularność w wymagających systemach zasilania pojazdów elektrycznych, elektro-narzędzi oraz magazynach energii dla fotowoltaiki. **LiFePO₄** oferują dość dużą gęstość energii (a więc także pojemność), wysoką odporność na trudne warunki eksploatacji (w tym głębokie rozładowanie) i długą żywotność. Nie mają przy tym efektu pamięciowego.
- **Akumulatory bezobsługowe** – do tej grupy należą akumulatory kwasowo-ołowiowe nowej generacji, w których ciekły elektrolit (dawniej wymagający okresowego, ręcznego uzupełniania i kontroli poziomu) został zastąpiony elektrolitem zsięciowanym w postaci żelu (akumulatory żelowe) lub zamknięty w specjalnych przedziałach, wykonanych z maty szklanej (akumulatory AGM). Produkty z tej grupy zapewniają dużą pojemność (od kilku do ponad 120 Ah), jednak gęstość energii jest dość mała (nawet najmniejsze akumulatory bezobsługowe są wielokrotnie cięższe od zbliżonych pod względem pojemności i napięcia pracy pakietów litowo-jonowych czy NiMH). Zaletą akumulatorów AGM i żelowych jest niska cena, możliwość pracy w dowolnej pozycji (bez ryzyka wycieku elektrolitu poza komorę akumulatora), a także łatwość współpracy z systemami zasilania buforowego (bezprzerwowego). Cechy te sprawiają, że akumulatory kwasowo-ołowiowe są chętnie stosowane we wszelkiego rodzaju systemach alarmowych, zasilaczach UPS oraz podsystemach zasilania awaryjnego infrastruktury telekomunikacyjnej.



Rysunek 1. Schemat konstrukcji superkondensatora EDLC

Budowa i działanie superkondensatorów

Superkondensatory różnią się budową i zasadą działania od klasycznych kondensatorów elektrolitycznych, choć z pozoru wydają się do nich podobne. Zasadnicza różnica polega na tym, że najczęściej występujące w praktyce superkondensatory mają postać nieco bardziej złożoną – ich nazwa, electric double-layer capacitor (EDLC), wskazuje na dwuwarstwową strukturę. Oznacza to, że okładziny kondensatora są oddzielone od elektrolitu przez „własne” warstwy dielektryka, co sprawia, że model zastępczy takiego kondensatora zawiera de facto dwa szeregowo połączone kondensatory. Pomiedzy okładzinami znajduje się dodatkowo warstwa przepuszczalnego dla jonów separatora, którego celem jest zapobieganie przypadkowemu zwarciu elektrod. Schemat konstrukcji superkondensatora EDLC został pokazany na **rysunku 1**.

Podobne konstrukcyjnie do kondensatorów EDLC są tzw. kondensatory hybrydowe, w których magazynowanie ładunku elektrycznego odbywa się poprzez dwa mechanizmy. Pierwszy z nich – typowy dla kondensatorów, czyli na drodze elektrostatycznego gromadzenia energii. Drugi mechanizm opiera się na zjawiskach elektrochemicznych, które sprawiają, że superkondensator zachowuje się nieco podobnie do konwencjonalnego akumulatora. Taka hybrydowa zasada działania sprawia, że charakterystyki ładowania i rozładowania są nieco bardziej złożone niż w klasycznych kondensatorach, jednak i tak zachowanie superkondensatorów w rzeczywistych układach determinowane będzie głównie przez składową elektrostatyczną. Oznacza to (w przybliżeniu) liniowy spadek napięcia w funkcji stopnia naładowania, co stanowi bodaj największą trudność aplikacyjną dla projektantów, stosujących superkondensatory w miejsce baterii lub akumulatora.

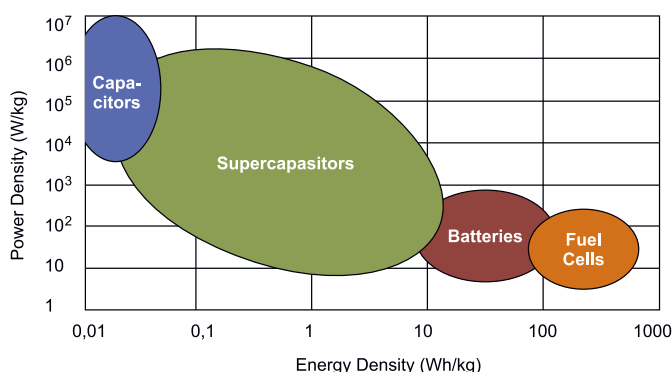
Superkondensatory vs akumulatory – porównanie parametrów

Decydując się na wybór superkondensatora lub akumulatora do projektowanego urządzenia, należy rozważyć szereg kluczowych parametrów technicznych.

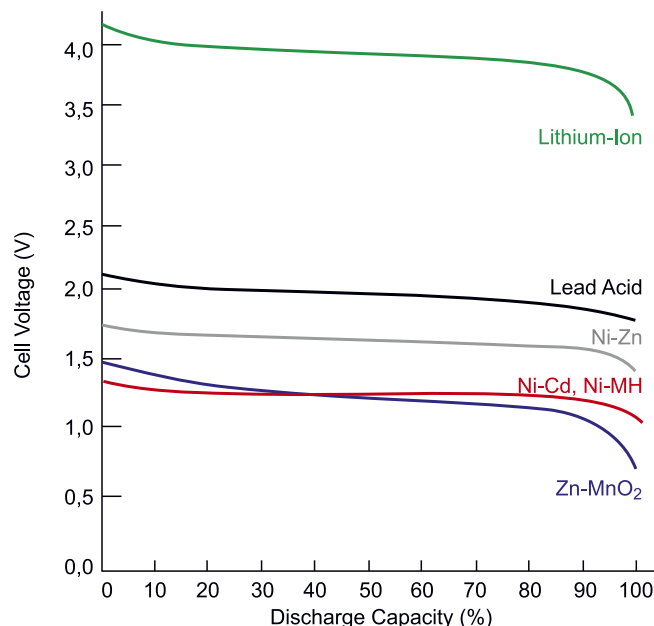
1. **Szybkość ładowania** – niewątpliwą zaletą superkondensatorów jest bardzo krótki czas ładowania, zależny od pojemności oraz ustawionego ograniczenia prądowego – w przypadku mniejszych pojemności zwykle nie ma problemu z uzyskaniem czasu ładowania na poziomie od ułamka sekundy do, co najwyżej, kilku sekund. Są to zatem przedziały nieosiągalne dla jakichkolwiek dostępnych na rynku akumulatorów, w przypadku których choćby częściowe doładowanie wymaga przynajmniej kilku... kilkunastu minut.
2. **Gęstość energii** – parametr ten, wyrażany w jednostkach energii na kilogram masy danego źródła (zwykle [Wh/kg]), dla

superkondensatorów jest wielokrotnie niższy niż w przypadku jakiegokolwiek rodzaju akumulatora. Oznacza to, że zgromadzenie tej samej ilości energii, co w określonym akumulatorze (np. pakiecie Li-Ion) wymagałoby użycia wielokrotnie większego (a więc też cięższego) superkondensatora.

3. **Gęstość mocy** – parametr wyrażany w jednostkach mocy na kilogram masy źródła [W/kg], znacznie wyższy dla superkondensatorów, niż dla konwencjonalnych akumulatorów elektrochemicznych. Wysoka wartość gęstości mocy oznacza, że nawet niewielki superkondensator jest w stanie dostarczyć do odbiornika prąd o stosunkowo dużym natężeniu – ma to związek m.in. z bardzo niską szeregową rezystancją zastępczą (ESR). Porównanie różnego rodzaju źródeł energii na płaszczyźnie gęstości energii i mocy zostało pokazane na **rysunku 2**.
4. **Żywotność** – superkondensatory cechują się znacznie dłuższą żywotnością niż konwencjonalne kondensatory elektrolytyczne – choć także ulegają nieuniknionym procesom starzenia, to liczba ich cykli ładowania w gwarantowanym czasie życia jest praktycznie nielimitowana (zwłaszcza w przypadku niewielkich modeli EDLC, przeznaczonych do montażu na PCB). Cechy te sprawiają, że to właśnie superkondensatory są wręcz idealnym wyborem dla aplikacji, w których w czasie normalnego cyklu pracy następuje częste (także okresowe) przeładowywanie.
5. **Napięcie znamionowe** – bodaj największą wadą superkondensatorów jest wyjątkowo niskie napięcie pracy – w większości przypadków nie przekracza ono wartości rzędu 2,8...5,5 V. Ograniczenie takie wiąże się ze strukturą wewnętrzną tych podzespołów – spory udział ma tutaj zarówno materiał przekładki (separatora), jak i zastosowany elektrolit. O ile w przypadku akumulatorów szeregowo łączenie poszczególnych ogniw w pakiety jest klasyczną techniką zwiększania napięcia wyjściowego, to w superkondensatorach wiąże się ono z drastycznym spadkiem pojemności zastępczej, co więcej – często wymaga także zastosowania technik wyrównywania napięć na poszczególnych kondensatorach w celu zapobieżenia uszkodzeniu jednego z nich przez zbyt duże różnice pojemności (nieuniknione przy dość dużej tolerancji produkcyjnej).
6. **Zakres temperatur pracy** – część superkondensatorów jest dostosowana do pracy w szerokim zakresie temperatur otoczenia. O ile większość akumulatorów wykazuje znacznie zaniżoną efektywną pojemność w niskich temperaturach, superkondensatory mogą pracować nawet w mroźnych warunkach do -40°C . Większość superkondensatorów radzi sobie doskonale także z podwyższonymi temperaturami otoczenia, zwykle od $+65$ do $+85^{\circ}\text{C}$.
7. **Cena** – nowoczesne superkondensatory są wciąż stosunkowo kosztowne w produkcji, co sprawia, że w aplikacjach wyjątkowo wrażliwych na ceny zastosowanie akumulatorów lub baterii jednorazowych może okazać się ekonomiczną koniecznością. Koszty rosną drastycznie zwłaszcza w przypadku miniaturowych



Rysunek 2. Porównanie różnych rodzajów źródeł energii pod względem gęstości energii i mocy



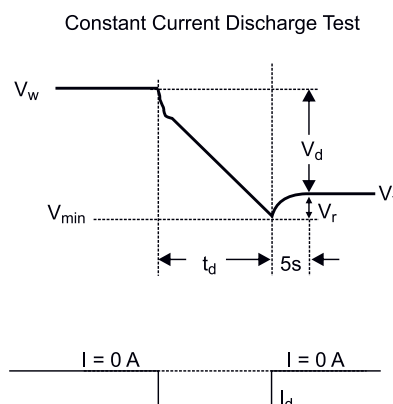
Rysunek 3. Przykładowe kształty charakterystyk rozładowania dla popularnych rodzajów akumulatorów

kondensatorów do montażu SMD oraz wersji THT o bardzo dużej pojemności.

8. **Charakterystyki rozładowania** – jak wspomniano wcześniej, jedną z najistotniejszych różnic pomiędzy akumulatorami, a kondensatorami, jest kształt ich napięciowych charakterystyk rozładowania. W przypadku akumulatorów napięcie przez długi czas spada powoli, aż do momentu osiągnięcia pewnego obszaru krytycznego, powyżej którego następuje gwałtowny spadek prowadzący do głębokiego rozładowania – o ile urządzenie nie wyłączy się samoczynnie odpowiednio wcześniej. Przykładowe kształty charakterystyk dla popularnych rodzajów akumulatorów pokazano na **rysunku 3**. Dla superkondensatorów charakterystyka rozładowania jest początkowo nieliniowa (**rysunek 4**), ponieważ zmienny w czasie spadek napięcia na rezystancji ESR „nakłada się” niejako na stopniowe obniżanie napięcia, spowodowane malejącą ilością ładunku elektrycznego zgromadzonego w kondensatorze. Dopiero po pewnym czasie krzywa przyjmuje charakter liniowy – odpowiada za to dalsza redukcja ładunku zmagazynowanego w pojemności superkondensatora.

Superkondensatory zamiast akumulatorów?

Powszechnym skrótem myślowym jest traktowanie superkondensatorów jako szybkich i wydajnych zamienników baterii oraz akumulatorów w niemal dowolnych zastosowaniach. Warto jednak pamiętać, że z uwagi na wskazane powyżej różnice, jak również na istotne



Rysunek 4. Typowa charakterystyka rozładowania superkondensatora

ograniczenia tej, jakkolwiek młodej, technologii – bezpośrednie zastąpienie jednego rodzaju źródła energii przez inne jest możliwe tylko pod pewnymi warunkami i w ściśle określonych sytuacjach. Paradoksalnie, do takich przykładów należą nie małe i średniej wielkości urządzenia elektroniczne, ale... systemy dużej mocy. Coraz więcej słyszymy ostatnio o zasilaniu (lub wspomaganiu zasilania) pojazdów elektrycznych za pomocą superkondensatorów. Istotnie, takie rozwiązanie wydaje się bardzo atrakcyjne z uwagi na aspekty użytkowe – duża gęstość mocy może być z powodzeniem wykorzystana podczas przyspieszania, znakomicie poprawiając dynamikę jazdy. Znaczna szybkość ładowania nakazuje spodziewać się, że samochód przyszłości będzie mógł zostać naładowany w czasie niewiele dłuższym niż zwykle tankowanie konwencjonalnego pojazdu.

Innym przykładem są magazyny energii, stosowane w nowoczesnych, rozproszonych systemach dystrybucji energii elektrycznej. Włączanie do sieci elektroenergetycznej prosumentów (którzy oprócz korzystania z energii mogą również sprzedawać jej nadwyżki z powrotem do sieci), a także coraz liczniejszych odnawialnych źródeł energii (OZE) sprawia, że zachodzi potrzeba magazynowania niewykorzystanej energii w momentach małego obciążenia sieci. Takie rozwiązanie pozwala skorzystać z niej w okresach zwiększonego zapotrzebowania związanego z cyklem dobowym (np. pracą zakładów przemysłowych). Z drugiej strony, zastosowanie magazynów energii jest kluczowe z uwagi na włączanie do sieci wysoce prądożernych stacji ładowania pojazdów elektrycznych – zwykła sieć energetyczna nie byłaby w stanie podolać impulsowemu wzrostowi poboru mocy. W takich zastosowaniach superkondensatory są w stanie oddać niewykorzystane zasługi, właśnie ze względu na zdolność do bardzo szybkiego ładowania i rozładowania.

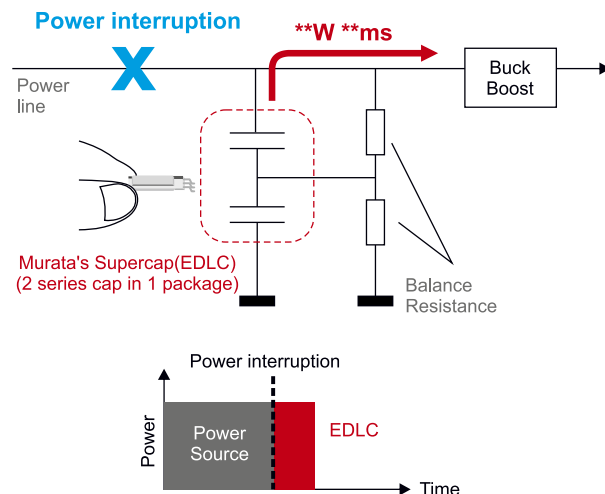
Systemy zasilania buforowego na bazie superkondensatorów

W niektórych systemach wbudowanych cenną zaletą jest możliwość podtrzymania zasilania procesora i kluczowych komponentów, np. po awarii sieci elektroenergetycznej, w celu prawidłowego zamknięcia systemu operacyjnego, zapisania najważniejszych danych do pamięci czy też przywrócenia informacji z pamięci ulotnej po powrocie zasilania do normy. Nie zawsze bowiem konieczne (a tym bardziej opłacalne) jest zasilanie całego urządzenia – zwykle wystarczające okazuje się dostarczenie, przez pewien krótki czas, napięcia zasilającego procesor, wraz z ewentualnymi zewnętrznymi układami pamięci, niezbędnymi do zakończenia procedury kontrolowanego wyłączenia. Z codziennej praktyki inżynierskiej znane są sytuacje, gdy dane systemów operacyjnych, zapisanych na kartach microSD minikomputerów (np. Raspberry Pi), ulegają uszkodzeniu po nagłym wyłączeniu zasilania w niefortunnym momencie.

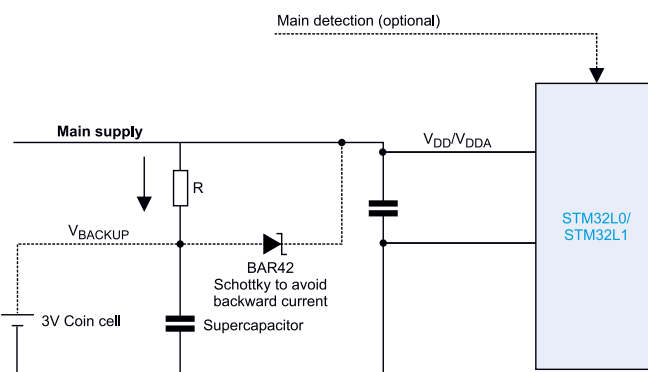
W niektórych przypadkach możliwe jest efektywne wykorzystanie energii, zgromadzonej w klasycznych kondensatorach elektrolitycznych filtrujących zasilanie (z takiego rozwiązania korzystają m.in. znane drukarki 3D marki Prusa Research w celu zapisania danych o pozycji głowicy w momencie zaniku lub drastycznego obniżenia napięcia zasilania sieciowego i przywrócenia procesu wydruku po powrocie prawidłowych parametrów sieci). Jeżeli jednak do wykonania procedury konieczna jest większa ilość energii – warto sięgnąć po superkondensator, pracujący w trybie zasilania buforowego.

Zasadę działania systemu podtrzymania zasilania z użyciem superkondensatorów pokazano na **rysunku 5**. Po odcięciu głównego źródła zasilania szeregowo połączone superkondensatory oddają energię do odbiornika za pośrednictwem przetwornicy DC/DC. Dodatkowe rezystory – kosztem zmniejszenia efektywności układu poprzez wprowadzenie strat energii – ustalają balans napięć, zapobiegając przebieciu jednego z kondensatorów.

Wbrew pozorom, tak prosty układ, jakkolwiek doskonale znany z praktyki inżynierskiej w zastosowaniu do akumulatorów



Rysunek 5. Zasada działania systemu podtrzymania zasilania z użyciem superkondensatorów



Rysunek 6. Jedna z najprostszych, praktycznych aplikacji niwelujących problem silnego impulsu prądowego, pojawiającego się podczas ładowania superkondensatora

kwasowo-olowiowych, nie sprawdziłby się jednak w większości realnych sytuacji projektowych – głównym problemem byłby silny impuls prądowy, pojawiający się podczas ładowania superkondensatora tuż po włączeniu zasilania urządzenia. Należy zatem przewidzieć właściwe środki zaradcze.

Jedną z najprostszych praktycznych aplikacji niwelujących wspomniany problem została pokazana na **rysunku 6**. Rezystor R służy do ograniczenia prądu ładowania do wartości równej:

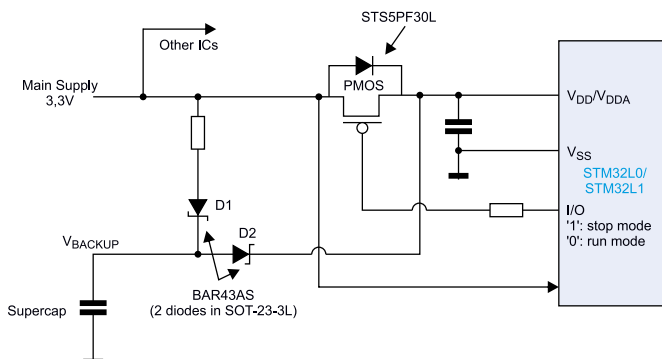
$$I_{\text{chrg}} = \frac{V_{\text{DD}}}{R + \text{ESR}}$$

gdzie:

V_{DD} – główne napięcie zasilania,

ESR – zastępcza rezystancja szeregową superkondensatora.

Dioda Schottky'ego zabezpiecza układ przed powstawaniem prądów wstecznych, dzięki czemu ładowanie kondensatora jest możliwe



Rysunek 7. Rozbudowana i bardziej uniwersalna aplikacja systemu podtrzymania zasilania z użyciem superkondensatorów

jedynie poprzez rezystor. Układ jest dostosowany do zasilania ze źródeł napięcia stałego o napięciu wyższym o co najmniej 0,3 V niż wymagane do poprawnej pracy procesora napięcie podtrzymujące. Istotnym wymaganiem jest zapewnienie dużej impedancji źródła po jego wyłączeniu, gdyż w przeciwnym wypadku superkondensator będzie rozładowywany bezpośrednio do źródła, co znacząco zredukuje czas podtrzymania pracy układu.

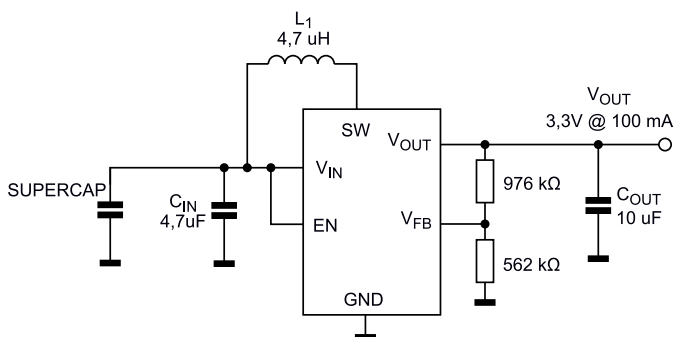
Znacznie lepszym i bardziej uniwersalnym rozwiązaniem jest obwód zasilania przedstawiony na **rysunku 7**. Dodatkowa dioda Schottky'ego włączona szeregowo z rezystorem R zapobiega rozładowywaniu superkondensatora przez główne źródło zasilania i/lub inne bloki urządzenia. Transzystor polowy umożliwia programowy wybór źródła napięcia – w stanie przewodzenia zapewnia on ścieżkę o małej impedancji, podłączając wyprowadzenia zasilania procesora do głównego zasilacza urządzenia, zaś odłączenie (po wykryciu spadku napięcia przez linię Wake-up) umożliwia rozpoczęcie rozładowywania superkondensatora, po wcześniejszym wprowadzeniu mikrokontrolera w tryb obniżonego poboru mocy (STOP).

Warto zwrócić uwagę na fakt, że sporym błędem może być próba zastosowania superkondensatora zamiast baterii lub akumulatora NiMH w celu podtrzymywania zegara RTC i pamięci RAM lub rejestrów z tzw. obszaru *backup domain* (np. w mikrokontrolerach STM32). Rozwiązanie takie sprawdzi się jedynie w tych urządzeniach, które podczas normalnej pracy są stale (lub przez większość czasu) podłączone do innego źródła zasilania (np. zegary LED z zasilaniem sieciowym). Należy bowiem pamiętać, że superkondensatory cechują się stosunkowo wysokimi prądami samorozładowania, co sprawia, że czas podtrzymywania pracy RTC i/lub pamięci RAM przez superkondensator byłby wielokrotnie niższy niż w przypadku nawet niewielkiej baterii litowej lub akumulatora niklowo-wodorkowego.

Zasilanie buforowe o napięciu powyżej 5 V

Zaprezentowane na rysunkach 4 i 5 schematy przykładowych systemów zasilania buforowego mają rację bytu w przypadku niskomocowych mikrokontrolerów i innych układów zdolnych do pracy przy napięciu zasilania na poziomie około 1,8..3,3 V. Jeżeli zachodzi potrzeba uzyskania wyższych napięć (np. 5 V) do wyboru pozostają cztery wyjścia:

- 1. Zastosowanie superkondensatora o wyższym dopuszczalnym napięciu pracy** – o ile większość popularnych superkondensatorów jest przeznaczona do pracy przy napięciach do 5,5 V, to na rynku dostępne są modele złożone z kilku cel (np. seria 196 HVC ENYCA marki Vishay zawiera superkondensatory o napięciach pracy od 1,4 V do 8,4 V w zakresie sumarycznej pojemności od 4 F do 90 F).
- 2. Zastosowanie kondensatorów szeregowych o jednakowej pojemności nominalnej** – w tym przypadku konieczne jest użycie pasywnego dzielnika napięcia lub aktywnego balansera,



Rysunek 8. Podstawowy schemat aplikacyjny układu MCP1640 zdolnego do pracy przy startowym napięciu wejściowym w zakresie już od 0,65 V

zabezpieczającego kondensator o najmniejszej pojemności (ręcznie) przed przebicciem.

- 3. Zastosowanie konwertera DC/DC typu boost** – jest to rozwiązanie najbardziej ekonomiczne ze wszystkich przytoczonych, ponieważ pozwala odzyskać maksymalnie dużo energii zgromadzonej w superkondensatorze.
- 4. Zastosowanie scalonego kontrolera ładowania/rozładowania superkondensatorów** – na rynku dostępne są obecnie wyspecjalizowane kontrolery, pozwalające na prostą i efektywną obsługę systemów zasilania na bazie superkondensatorów.

Wybór przetwornicy DC/DC do obsługi superkondensatora

W przypadku wyboru trzeciej z przedstawionych ścieżek projektowych warto zastanowić się nad odpowiednim doбором przetwornicy DC/DC, która sprawdzi się we współpracy z superkondensatorami. Spośród wszystkich parametrów tych układów szczególną uwagę należy zwrócić na trzy spośród nich:

- 1. Zakres napięć wejściowych** – przy założeniu, że celem użycia przetwornicy jest odzyskanie maksymalnie dużo energii zgromadzonej w superkondensatorze (a nie tylko zwiększenie napięcia na krótki czas, potrzebny np. do zapisania danych w pamięci nieulotnej), konieczna okazuje się selekcja układu o możliwie najszerszym zakresie napięć wejściowych, obejmującym jak najniższe napięcie startowe. Na rynku dostępnych jest wiele miniaturowych konwerterów spełniających to wymaganie – jako przykład warto przytoczyć rodzinę układów MCP1640 firmy Microchip, zdolnych do pracy przy startowym napięciu wejściowym w zakresie już od 0,65 V. Podstawowy schemat aplikacyjny został pokazany na **rysunku 8**. Innym, godnym uwagi przykładem jest układ LM2621 – przy prądzie zasilania na poziomie 80 μ A jest w stanie dostarczyć prąd wyjściowy do 1 A, co pozwala na zastosowanie w urządzeniach wymagających większej mocy (w tym przypadku konieczny będzie superkondensator o dużej pojemności lub bateria kilku mniejszych, połączonych równolegle).
- 2. Sprawność** – tak jak w każdym innym przypadku, wysoka sprawność przetwornicy DC/DC pozwala możliwie najpełniej wykorzystać stosunkowo niewielką ilość energii, zgromadzonej w superkondensatorze. Warto jednak mieć na uwadze, że w wielu aplikacjach – w szczególności z segmentu ultra-low power – znacznie ważniejsza okazuje się wartość natężenia prądu zasilania pobieranego przez samą przetwornicę, gdyż to właśnie ten parametr staje się główną składową strat energii wprowadzanych przez konwerter DC/DC do układu o niewielkim zapotrzebowaniu na moc zasilania. Wspomniany wcześniej układ MCP1640 wymaga do prawidłowego działania prądu o natężeniu zaledwie 19 μ A, dzięki czemu może z powodzeniem zostać zastosowany w urządzeniach niskomocowych.
- 3. Sterowanie (linia EN/SHDN)** – warto zwrócić uwagę na możliwość wyłączenia przetwornicy podczas normalnej pracy urządzenia, co umożliwi redukcję sumarycznego zużycia energii i pozwoli szybciej naładować superkondensator po zużyciu zgromadzonego w nim ładunku. Obecnie zdecydowana większość scalonych kontrolerów DC/DC ma linię zezwalającą. Oszczędność energii okaże się przydatna szczególnie w urządzeniach, których głównym źródłem zasilania są baterie lub akumulator – przykładowo, przywołany wcześniej kontroler MCP1640 w stanie wyłączenia pobiera zaledwie 0,7 μ A (maks. 2,3 μ A).

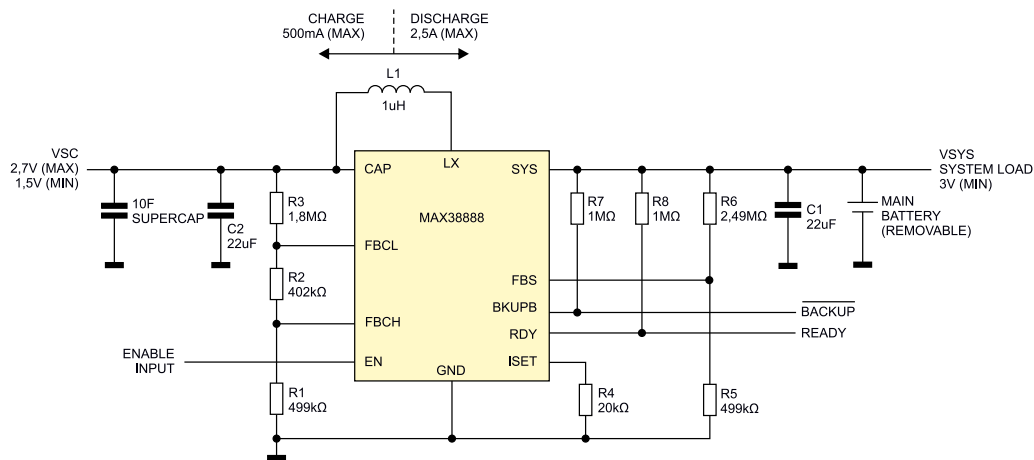
Scalone kontrolery ładowania/rozładowania superkondensatorów

Dobrym wyborem w bardziej wymagających aplikacjach superkondensatorów jest zastosowanie gotowego, scalonego kontrolera ładowania/rozładowania. Na rynku pojawia się obecnie coraz

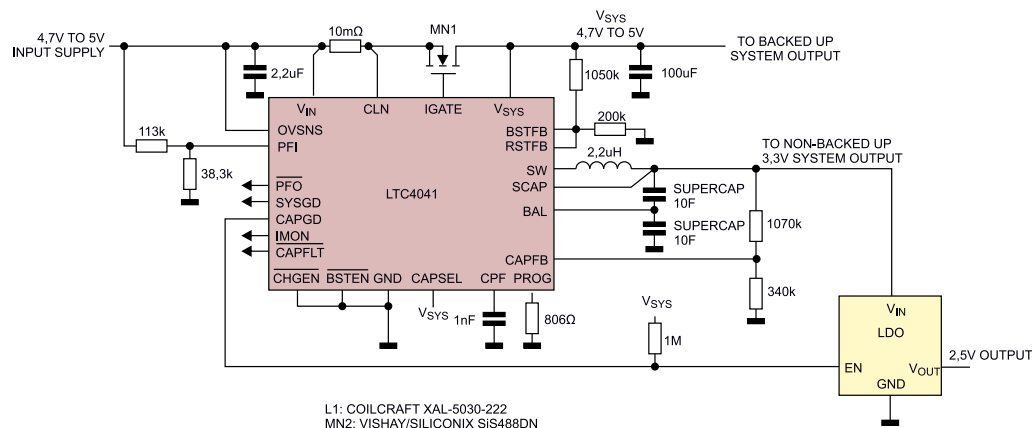
więcej produktów tego typu – każdy z nich oferuje nieco inny zestaw funkcjonalności i parametrów, co umożliwia dostosowanie obwodów zasilania do szczególnych wymogów danej aplikacji.

Jedną z ciekawszych propozycji zaprezentowała firma Maxim, wprowadzając do obrotu układ MAX38888. Jest to „odwracalna” przetwornica DC/DC, umożliwiająca bardzo prostą realizację funkcji zarządzania przepływem energii pomiędzy superkondensatorem a głównym źródłem zasilania (bateriami lub akumulatorem). Układ umożliwia ładowanie superkondensatora prądem do 500 mA, zaś po zaniku głównego zasilania (np. po wyjęciu baterii) pozwala na zasilanie części systemowej (głównej szyny zasilania urządzenia) prądem do 2,5 A. Co więcej, układ ma możliwość zaprogramowania szeregu parametrów, w tym zakresu napięć roboczych superkondensatora czy też minimalnego napięcia zasilania po stronie systemowej. Schemat aplikacyjny kontrolera MAX38888 został pokazany na **rysunku 9**.

Innym przykładem specjalizowanego kontrolera superkondensatorów jest układ LTC4041. Schemat aplikacyjny układu w aplikacji z dwoma superkondensatorami zaprezentowano na **rysunku 10** – wbudowany balancer aktywny umożliwia bezpośrednie podłączenie do kontrolera dwóch superkondensatorów szeregowych. Także w tym przypadku ten sam blok konwertera DC/DC typu buck/boost



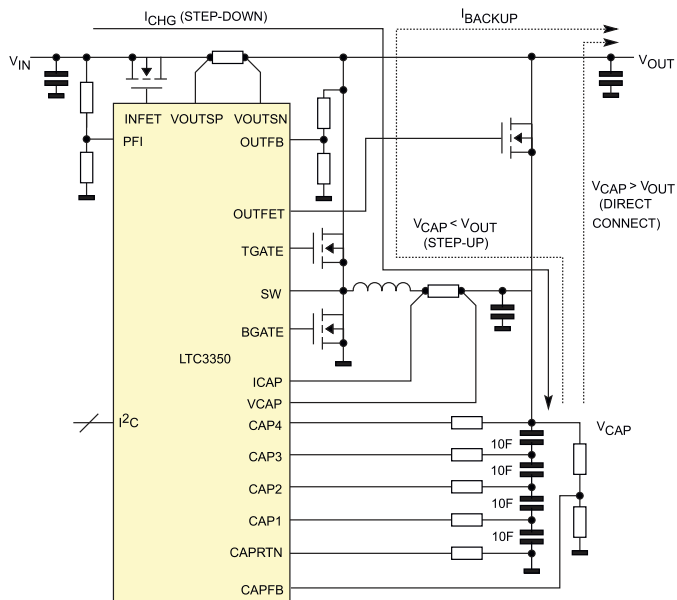
Rysunek 9. Schemat aplikacyjny kontrolera MAX38888, działającego jak „odwracalna” przetwornica DC/DC



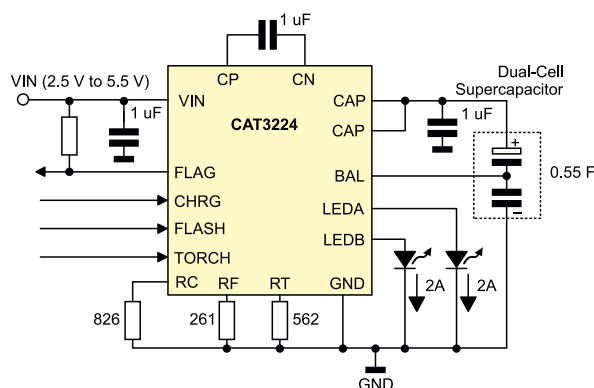
Rysunek 10. Schemat aplikacyjny układu LTC4041 w aplikacji z dwoma superkondensatorami

może pracować dwukierunkowo, obsługując zarówno proces ładowania superkondensatora (-ów), jak i rozładowania do obciążenia.

W systemach wymagających wyższych napięć pracy można zastosować rozbudowany kontroler z serii LTC3350, oferowany przez firmę Linear Technology. Układ umożliwia szeregowo podłączenie aż czterech superkondensatorów, oferuje funkcję aktywnego balancera, dwukierunkową przetwornicę buck/boost, a także szereg unikalnych funkcji – w tym 14-bitowy przetwornik ADC do monitorowania napięć, prądów, pojemności, a nawet... rezystancji ESR. Jest także wyposażony w aktywne ograniczniki przeciwprzepięciowe i podwójny kontroler tranzystorów w topologii „idealnej diody”, zapewniający niemal bezstratny transfer energii do/z superkondensatorów. Schemat aplikacyjny układu został pokazany na **rysunku 11**.

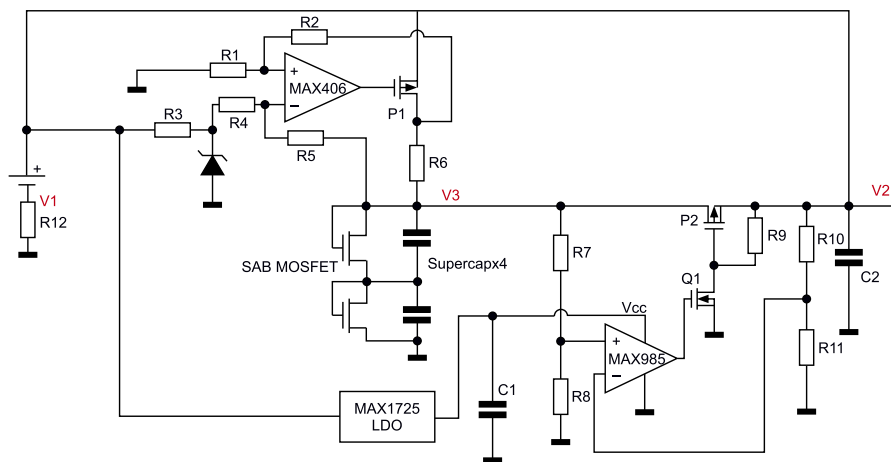


Rysunek 11. Schemat aplikacyjny rozbudowanego kontrolera serii LTC3350, przeznaczonego do systemów wymagających wyższych napięć pracy



Rysunek 12. Aplikacja systemu na bazie układu CAT3224, który umożliwia dostarczenie silnych impulsów prądowych (do 4 A) do diod LED dużej mocy

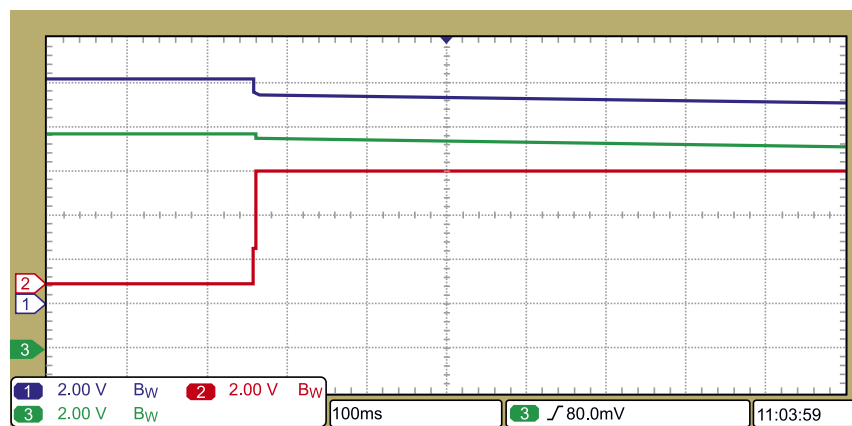
Ciekawą propozycję dla konstruktorów pracujących nad lampami błyskowymi i innymi aplikacjami, wymagającymi dostarczenia silnych impulsów prądowych (do 4 A) do diod LED dużej mocy, przygotowała firma ON Semiconductor. Układ CAT3224 jest specjalizowanym kontrolerem superkondensatora, oferującym ponadto dwa wbudowane źródła prądowe o dużej wydajności oraz aktywny balancer, umożliwiając podłączenie dwóch superkondensatorów. Prezentowane rozwiązanie jest przy okazji kolejnym przykładem doskonałej współpracy akumulatorów (w tym przypadku rekomendowane są ogniwa Li-Ion) z superkondensatorami. Schemat aplikacyjny został pokazany na rysunku 12.



Rysunek 13. Układ aktywnej kompensacji spadku napięcia na rezystancji wewnętrznej głównego źródła zasilania (akumulatora)

Bezpośrednia współpraca superkondensatorów z akumulatorami lub bateriami

Omawiając tematykę superkondensatorów i akumulatorów, nie sposób nie wspomnieć o jeszcze jednym ważnym przykładzie współpracy obu typów źródeł energii. Stosując komparator, wzmacniacz operacyjny i stabilizator LDO, można zbudować układ aktywnej kompensacji spadku napięcia na rezystancji wewnętrznej głównego źródła zasilania (akumulatora) – przykład takiego układu, opracowanego przez inżynierów aplikacyjnych firmy Maxim, został pokazany na rysunku 13. Za ładowanie kondensatorów odpowiada źródło prądowe oparte na wzmacniaczu MAX406, współpracującym z rezystorem bocznikowym R6 (w trybie różnicowym) oraz tranzystorem wyjściowym P1. Komparator MAX985 dokonuje ciągłej kontroli napięcia na kondensatorach oraz na szynie zasilania urządzenia, w razie potrzeby otwierając tranzystor P2, dzięki czemu superkondensatory są dołączane równolegle do akumulatora, wspomagając jego działanie i zapobiegając obniżeniu napięcia zasilania w stanie przejściowym po włączeniu silnego obciążenia. Efekty działania układu zostały pokazane na rysunku 14 (kanał 1 – napięcie na akumulatorze, kanał 2 – napięcie wyjściowe, kanał 3 – napięcie na dodatnim wyprowadzeniu „górnego” superkondensatora).



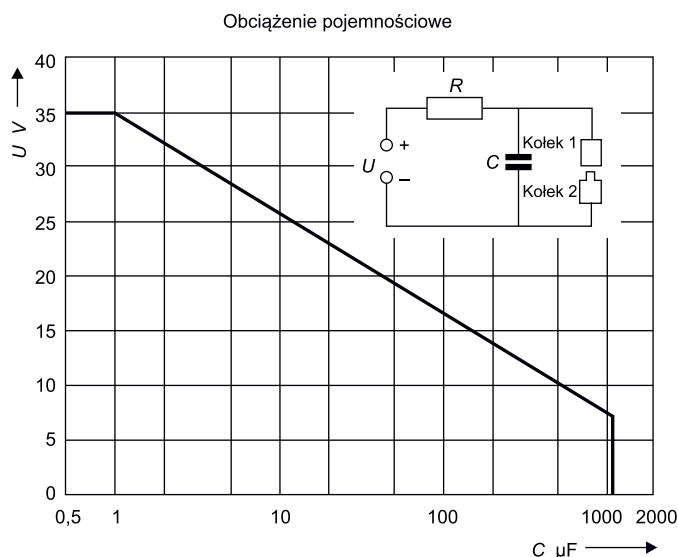
Rysunek 14. Efekt działania układu z rysunku 13, kanał 1 – napięcie na akumulatorze, kanał 2 – napięcie wyjściowe, kanał 3 – napięcie na dodatnim wyprowadzeniu „górnego” superkondensatora

Zastosowanie (super)kondensatorów a normy

Warto pamiętać, że w niektórych aplikacjach istnieją pewne ograniczenia, niepozwalające na użycie superkondensatorów, a nawet jakichkolwiek elementów pojemnościowych o dużej pojemności. Wymaganie takie można znaleźć m.in. w normie PN-EN 60601-1:2011, w sekcji dotyczącej bezpieczeństwa elektronicznych urządzeń medycznych, które przeznaczone są do pracy w środowisku bogatym w tlen. Ograniczenie wynika z ryzyka powstania łuku elektrycznego w razie wyładowania (np. przypadkowego zwarcia) kondensatora, co mogłoby skutkować eksplozją i stworzeniem w ten sposób nieakceptowalnego ryzyka dla pacjenta i personelu medycznego. Wykres pokazujący dopuszczalne wartości napięcia roboczego w zależności od pojemności, opracowany na podstawie normy 60601-1, został zaprezentowany na rysunku 15.

Podsumowanie

W codziennej praktyce elektronika konstruktora zazwyczaj spotykamy się z konwencjonalnymi, elektrochemicznymi źródłami energii: bateriami i akumulatorami. Warto jednak pamiętać, że superkondensatory



Rysunek 15. Wykres pokazujący dopuszczalne wartości napięcia roboczego w zależności od pojemności, opracowany na podstawie normy 60601-1

– jakkolwiek nadal niegotowe technologicznie na całkowite zastąpienie „zwykłych” źródeł zasilania – doskonale sprawdzają się jako ich wsparcie w aplikacjach wymagających podtrzymywania zasilania po zaniku napięcia z głównego źródła czy też w roli dodatkowego magazynu energii, służącego do kompensacji obciążeniowych spadków napięcia.

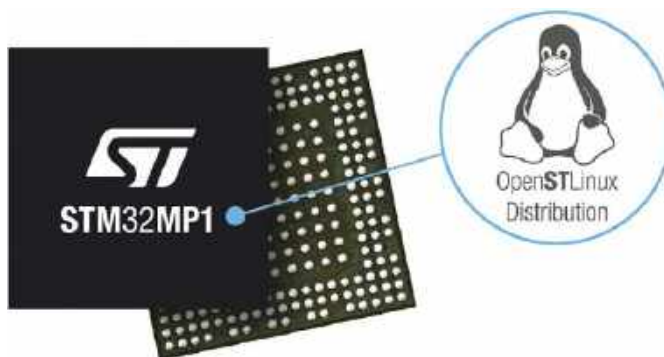
inż. Przemysław Musz

OpenSTLinux

dla procesorów z rodziny STM32MP1 (3)



Ostatnim razem dokonaliśmy kilku zmian w konfiguracji jądra w celu dodania sterowników urządzeń peryferyjnych. Tym razem uzupełnimy te zmiany o wpisy w plikach device tree. Dzięki temu system operacyjny Linux będzie mógł załadować odpowiednie sterowniki i skonfigurować podłączone przez nas urządzenia. Do modyfikacji device tree użyjemy narzędzia STM32CubeMX, które pozwoli nam w łatwy sposób dodać i skonfigurować niezbędne interfejsy.



STM32CubeMX

Narzędzie od STMicroelectronics służące m.in. do generowania plików device tree można pobrać bezpośrednio ze strony producenta: <http://bit.ly/39OOOjP>. Za jego pomocą można szybko przygotować odpowiadającą nam konfigurację peryferiów procesora, a następnie ręcznie uzupełnić fragmenty odpowiadające na przykład konkretnym sterownikom urządzeń zewnętrznych.

Oprócz zainstalowanego programu STM32CubeMX potrzebujemy również bazowego projektu dla modułu VisionSOM-STM32MP1 z płytą bazową VisionCB-STM32MP1-STD. Projekt ten znajdziemy w repozytorium firmy SoMLabs, przy czym należy zwrócić uwagę na odpowiednią wersję systemu – **thud**. Źródła możemy pobrać za pomocą polecenia:

```
git clone https://github.com/SoMLabs/openst-cube-mx.  
git -b thud
```

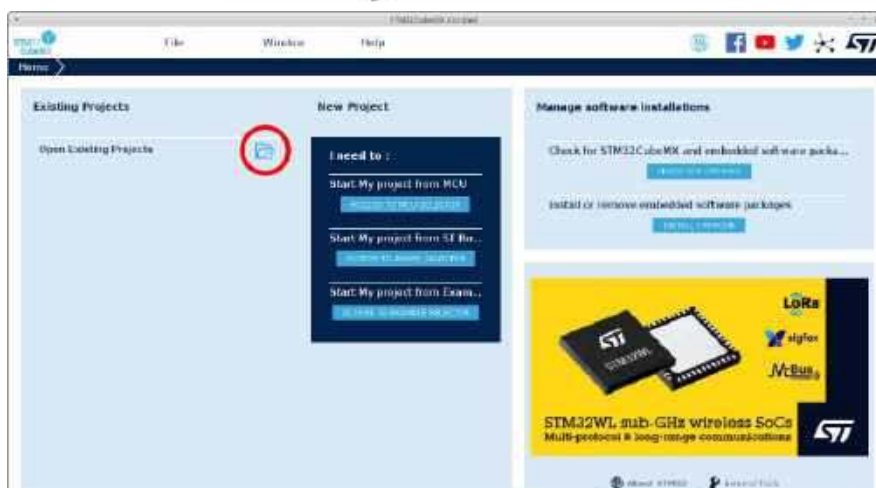
Po uruchomieniu programu STM32CubeMX w jego głównym oknie klikamy opcję otwarcia nowego projektu (**rysunek 1**) i wybieramy plik *VisionSOM.ioc* z katalogu *openst-cube-mx/VisionSOM*, pobranego z repozytorium (**rysunek 2**).

Podczas otwierania projektu zostaniemy zapytani, czy kontynuować z aktualną wersją, czy dokonać migracji na najnowszą wersję ekosystemu (**rysunek 3**). Wybieramy pierwszą z opcji, ponieważ używamy wersji 1.2.0. Na koniec musimy także wyrazić zgodę na pobranie odpowiednich bibliotek, zgodnych z wersją projektu. Możemy teraz przejść do modyfikacji device tree.

Wyświetlacz LCD RGB

Z uwagi na ograniczoną liczbę pinów musimy wyłączyć obsługę wyświetlacza z interfejsem RGB, aby mieć dostęp do pinów interfejsu SPI na złączu Raspberry Pi płytki VisionCB-STM32MP1-STD. Możemy to zrobić, wybierając w programie STM32CubeMX interfejs LTDC w sekcji Multimedia (**rysunek 4**) i ustawiając wartość pola Display type na Disable. Spowoduje to zwolnienie wszystkich pinów zarezerwowanych wcześniej dla tego interfejsu. Zmiany w plikach device tree zostaną wprowadzone po wygenerowaniu projektu przyciskiem GENERATE CODE w prawym górnym rogu interfejsu.

W wygenerowanych plikach: *VisionSOM/CA7/DeviceTree/VisionSOM/kernel/stm32mp157a-visionsom-mx.dts* i *VisionSOM/CA7/DeviceTree/VisionSOM/u-boot/stm32mp157a-visionsom-mx.dts*



Rysunek 1. Otwarcie nowego projektu w STM32CubeMX



Rysunek 2. Wskazanie pliku projektu VisionSOM



Rysunek 3. Okno migracji do nowej wersji ekosystemu

musimy jeszcze ręcznie usunąć wszystkie sekcje panel { ... }; oraz backlight { ... }; aby uniknąć późniejszych błędów kompilacji.

Konfiguracja interfejsów

Dodanie sterowników urządzeń wymaga skonfigurowania interfejsów, do których będą one podłączone oraz odpowiednich linii GPIO. W tym przypadku musimy włączyć oraz skonfigurować interfejsy

SPI3 oraz USART3. Magistrala I2C4, której również będziemy potrzebować, jest już skonfigurowana, ponieważ w domyślnym obrazie jest do niej dołączony kontroler panelu dotykowego.

Na początku włączmy interfejs SPI3, wybierając go w programie STM32CubeMX na liście po prawej stronie w kategorii *Connectivity*. W ustawieniach interfejsu musimy przydzielić go do użycia z kontekstu Cortex-A7, zaznaczając opcję *Cortex-A7 non secure (Linux)* oraz wybrać tryb full duplex (*Mode Full-Duplex Master*). Program STM32CubeMX automatycznie przydziela do włączanego interfejsu piny GPIO, które można dowolnie modyfikować. W prawym oknie z widocznymi wyprowadzeniami procesora wyszukujemy pin PC10, a z listy dostępnych funkcji wybieramy SPI3_SCK. Zmiana będzie widoczna w okienku GPIO Settings. Opisana konfiguracja została pokazana na **rysunku 5**.

W oknie konfiguracji GPIO możemy także zmienić ustawienia poszczególnych pinów, dodając na przykład rezystory podciągające dla sygnałów MOSI (PA8) i SCK (PC10). Ustawienia te zostały pokazane na **rysunku 6**.

Drugi z interfejsów – USART3, konfigurujemy podobnie do poprzedniego. Ustawiamy asynchroniczny tryb interfejsu (*Mode Asynchronous*) bez kontroli przepływu danych (*Hardware Flow Control Disable*) i przypisujemy go do kontekstu *Cortex-A7 non secure (Linux)*. Musimy także upewnić się, że odpowiednie piny zostały przypisane jako TX (PD8) i RX (PD9). Pełna konfiguracja USART3 w programie STM32CubeMX została pokazana na **rysunku 7**.

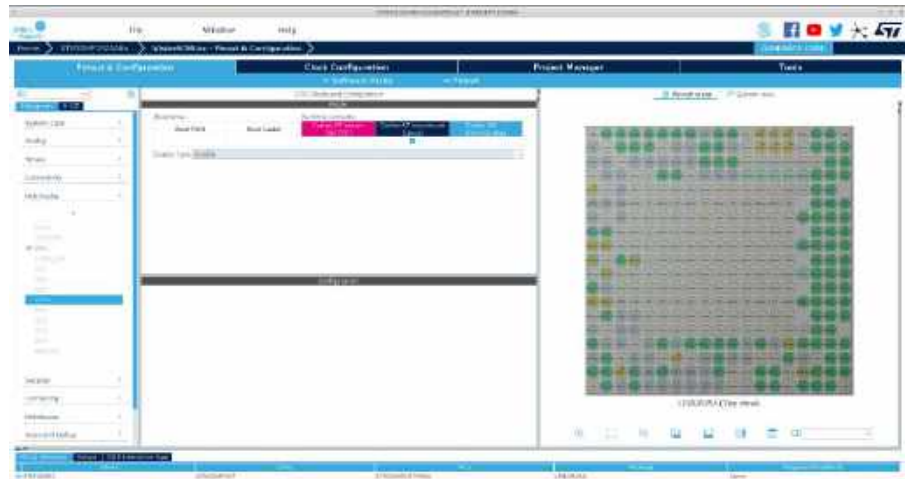
Po wprowadzeniu zmian do projektu możemy wygenerować nową wersję plików *device tree* przyciskiem GENERATE CODE w prawym górnym rogu okna programu STM32CubeMX. Niestety obecna wersja aplikacji nie pozwala na nadawanie nazw poszczególnym sekcjom *device tree*, więc skompilowanie tak wygenerowanego kodu zakończyłoby się błędem. Dlatego po wygenerowaniu kodu musimy ręcznie przywrócić ustawioną oryginalnie nazwę interfejsu pwm przez zmianę nazwy sekcji `pwm{ ... }`; na `pwm1: pwm{ ... }`; w plikach *VisionSOM/CA7/DeviceTree/VisionSOM/kernel/stm32mp157a-vision-som-mx.dts* i *VisionSOM/CA7/DeviceTree/VisionSOM/u-boot/stm32mp157a-vision-som-mx.dts*.

Teraz możemy przejść do definiowania urządzeń podłączonych do skonfigurowanych przez nas przed chwilą interfejsów.

Definiowanie sterowników

Aby system Linux był w stanie załadować i skonfigurować odpowiednie sterowniki, w *device tree* musi znajdować się dokładna informacja o tym, z jakim urządzeniem ma do czynienia i jakie są wartości wymaganych parametrów. Dane te powinniśmy uzupełnić ręcznie w pliku *VisionSOM/CA7/DeviceTree/VisionSOM/kernel/stm32mp157a-vision-som-mx.dts* wygenerowanym przez STM32CubeMX, w sekcjach oznaczonych jako USER CODE odpowiednich interfejsów. Musimy przy tym zdefiniować dokładny model każdego z podłączanych urządzeń, ponieważ pojedynczy sterownik może obsługiwać całą rodzinę peryferiów. W naszych przykładach będziemy używać następujących urządzeń:

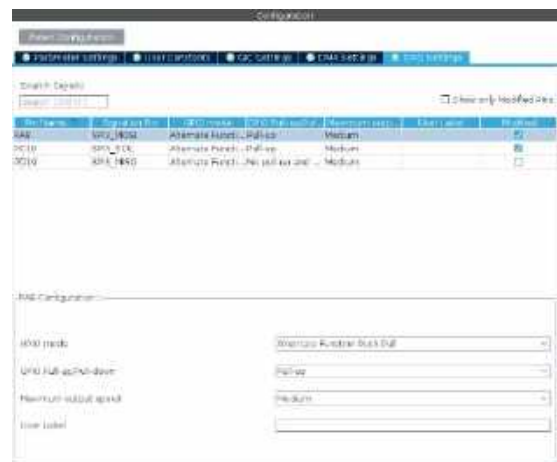
- LSM6DS3 – akcelerometr z żyroskopem od ST,
- PCA9533 – sterownik LED od NXP,



Rysunek 4. Okno opcji interfejsu LTDC



Rysunek 5. Konfiguracja interfejsu SPI3 w programie STM32CubeMX



Rysunek 6. Ustawienia GPIO dla interfejsu SPI

- NEO-6M – odbiornik GPS od u-blox.

Szczegóły dotyczące wpisu w *device tree* można znaleźć w dokumentacji każdego ze sterowników. Pliki z opisem sterowników znajdują się w źródłach jądra i są to odpowiednio:

- *Documentation/devicetree/bindings/iio/imu/st_lsm6dsx.txt*,
- *Documentation/devicetree/bindings/leds/leds-pca9532.txt*,
- *Documentation/devicetree/bindings/gnss/gnss.txt*.

SPI – LSM6DS3

Pierwsze z urządzeń – LSM6DS3, wymaga wpisu w sekcji interfejsu SPI, pokazanego na **listingu 1**. Pomiędzy znacznikami USER CODE musimy zdefiniować pin pełniący funkcję sygnału chip select

(cs-gpios) oraz podłączone do interfejsu urządzenia. Zapis @0 w nazwie sekcji oznacza adres – w SPI jest to indeks odpowiadający numerowi urządzenia, aby sterownik mógł wybrać odpowiedni pin chip select. W naszym przypadku mamy tylko jedno urządzenie o adresie 0. Wewnątrz jego opisu znajdziemy pole *compatible*, które precyzuje dokładną nazwę. Na jej podstawie będzie wybierany sterownik, który to urządzenie obsłuży. Następnie mamy pole *reg*, które oznacza adres, podobnie jak w nazwie sekcji. Na koniec musimy jeszcze określić maksymalną prędkość zegara interfejsu SPI w polu *spi-max-frequency*.

I²C – PCA9533

Sterownik LED PCA9533 musimy podłączyć do magistrali I²C, dlatego informacje o tym urządzeniu dopisujemy do sekcji *i2c4* w miejsce sterownika *edt-ft5x06* (listing 2). Podobnie jak w przypadku interfejsu SPI, także tutaj podajemy adres, jednak tym razem jest on związany bezpośrednio z magistralą I²C. Użyty w przykładzie moduł ma adres 0x62, więc taką samą wartość podajemy w definicji urządzenia. Wewnątrz jego sekcji musimy podać

Listing 1. Wpis w sekcji interfejsu SPI wymagany dla pierwszego z urządzeń – LSM6DS3

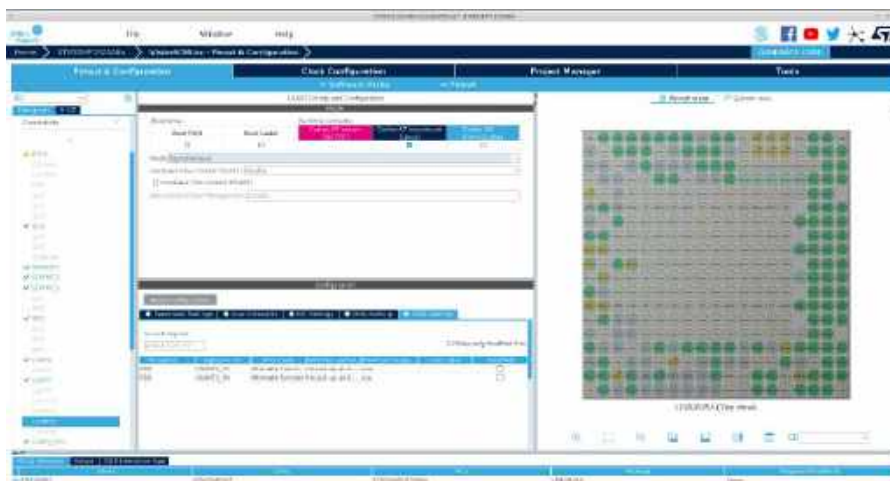
```
&spi3{
    pinctrl-names = "default", "sleep";
    pinctrl-0 = <&spi3_pins_mx>;
    pinctrl-1 = <&spi3_sleep_pins_mx>;
    status = "okay";
    /* USER CODE BEGIN spi3 */
    cs-gpios = <&gpio9 GPIO_ACTIVE_LOW>;
    lsm6ds3@0 {
        compatible = "st,lsmd6ds3";
        reg = <0x0>;
        spi-max-frequency = <1000000>;
    };
    /* USER CODE END spi3 */
};
```

Listing 2. Informacje o sterowniku LED PCA9533, które musimy dopisać do sekcji *i2c4* w miejsce sterownika *edt-ft5x06*

```
&i2c4{
    pinctrl-names = "default", "sleep";
    pinctrl-0 = <&i2c4_pins_mx>;
    pinctrl-1 = <&i2c4_sleep_pins_mx>;
    status = "okay";
    /* USER CODE BEGIN i2c4 */
    pca9533@62 {
        compatible = "nxp,pca9533";
        reg = <0x62>;
        green {
            label = "pca:green";
            type = <PCA9532_TYPE_LED>;
        };
        red {
            label = "pca:red";
            type = <PCA9532_TYPE_LED>;
        };
        blue {
            label = "pca:blue";
            type = <PCA9532_TYPE_LED>;
        };
    };
    /* USER CODE END i2c4 */
};
```

Listing 3. Odbiornik GPS NEO-6M podłączony do interfejsu UART wymaga zdefiniowania w sekcji *usart3*

```
&usart3{
    pinctrl-names = "default", "sleep";
    pinctrl-0 = <&usart3_pins_mx>;
    pinctrl-1 = <&usart3_sleep_pins_mx>;
    status = "okay";
    /* USER CODE BEGIN usart3 */
    gnss {
        compatible = "u-blox,neo-8";
        vcc-supply = <&vdd>;
        current-speed = <9600>;
    };
    /* USER CODE END usart3 */
};
```



Rysunek 7. Konfiguracja portu USART3 w programie STM32CubeMX

pole *compatible* o wartości odpowiadającej dokładnemu modelowi urządzenia – *pca9533* oraz pole *reg* zawierające wspomniany już adres. Następnie musimy wymienić wszystkie kanały LED obsługiwane przez sterownik. W naszym module są to odpowiednio kolory: zielony, czerwony i niebieski. Do każdego kanału przypisujemy nazwę, pod którą będzie on widoczny w systemie plików oraz typ. Definicje obsługiwanych typów znajdują się w dodatkowym pliku nagłówkowym, który musimy dopisać na początku modyfikowanego pliku *dt*s: `#include <dt-bindings/leds/leds-pca9532.h>`

UART – NEO-6M

Ostatnim z opisywanych przez nas urządzeń jest odbiornik GPS NEO-6M. W przykładzie został podłączony do interfejsu UART, dlatego definiujemy go w sekcji *usart3* (listing 3). Pomiedzy znacznikami USER CODE dodajemy sekcję urządzenia, w której podajemy model (sterownik obsługuje wyłącznie modele neo-8 i neo-m8, jednak są one wstecznie kompatybilne ze starszymi neo-6). Dodatkowo podajemy nazwę regulatora zasilającego urządzenie i prędkość interfejsu. Oprócz definicji samego sterownika musimy jeszcze dodać alias nowego portu szeregowego (*usart3*) do sekcji *aliases* (listing 4).

Podłączenie i uruchomienie

Każdy z opisanych modułów możemy podłączyć do złącza Raspberry Pi, używając sygnałów wyprowadzonych na złącze szpilkowe. Zostały one zaznaczone na rysunku 8, dla każdego z interfejsów.



Rysunek 8. Sposób podłączenia modułów peryferyjnych do złącza Raspberry Pi płytki VisionCB-STM32MP1-STD

Listing 4. Alias nowego portu szeregowego (*usart3*) w sekcji *aliases*

```
aliases {
    ethernet0 = &ethernet0;
    serial0 = &uart4;
    serial1 = &uart7;
    serial2 = &usart3;
    mmc0 = &sddmmc1;
    mmc1 = &sddmmc2;
};
```

```
root@sp370:~# cat /sys/bus/iio/devices/iio:device0/
total 0
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 current_timestamp_clock
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 dev
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 in_accel_scale_available
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 in_accel_x_raw
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 in_accel_x_scale
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 in_accel_y_raw
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 in_accel_y_scale
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 in_accel_z_raw
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 in_accel_z_scale
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 name
lrwxrwxrwx 1 root root 0 Dec 28 12:13 of_node -> /sys/devices/tree/base/soc/soc44000000/lmsd380
-rw-r--r-- 1 root root 0 Dec 28 12:13 power
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 sampling_frequency
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 sync_freq_available
-rw-r--r-- 1 root root 0 Dec 28 12:13 subsystem -> /sys/devices/lmsd380
-rw-r--r-- 1 root root 4096 Dec 28 12:13 uevent
```

Rysunek 9. Pliki urządzenia LSM6DS3 reprezentujące akcelerometr

Pierwszy z modułów – LSM6DS3, podłączamy do interfejsu SPI za pomocą pinów 19 (MOSI), 21 (MISO), 23 (SCK), 26 (CS) na złączu Raspberry. Po uruchomieniu systemu zobaczymy nowe urządzenia w katalogu `/sys/bus/iio/devices`: `iio:device0` oraz `iio:device1`, tak jak zostało to pokazane na **rysunku 9**. Reprezentują one odpowiednio akcelerometr i żyroskop, o czym możemy się przekonać, odczytując plik `name` w każdym z nich. Wartości mierzone przez te czujniki możemy odczytać z plików:

- akcelerometr: *in_accel_x_raw, in_accel_y_raw, in_accel_z_raw,*
 - żyroskop: *in_anglvel_x_raw, in_anglvel_y_raw, in_anglvel_z_raw.*
- Współczynniki skali możemy natomiast odczytać z plików:
- akcelerometr: *in_accel_x_scale, in_accel_y_scale, in_accel_z_scale,*
 - żyroskop: *in_anglvel_x_scale, in_anglvel_y_scale, in_anglvel_z scale.*

Moduł PCA9533 musimy podłączyć do pinów numer 3 (SDA) i 5 (SCL) złącza Raspberry Pi. W systemie Linux zostanie on znaleziony na magistrali I2C4, o czym możemy przekonać się, wywołując polecenie `i2cdetect -y 0`, które wypisze wszystkie zajęte adresy na danej magistrali. Adres 0x62 to właśnie sterownik LED (**rysunek 10**). Dostęp do poszczególnych kanałów sterownika mamy za pośrednictwem

[illegible]

Rysunek 10. Zarezerwowany adres PCA9533 (0x62) na magistrali /dev/i2c-0

```
root@stn12hp157a-visionsonwxxi:~# cat /dev/gps0
$GPRMC
$GPRM7G
$GPGGA
$GPGGA
$GPGSV
$GPGSV
$GPRML
```

Rysunek 11. Dane odczytywane z urządzenia NEO-6M

katalogów `/sys/class/leds/pca:` blue, `/sys/class/leds/pca:` green oraz `/sys/class/leds/pca:` red, zgodnie z nazwami nadanymi poszczególnym kanałom w *device tree*. W każdym z tych katalogów znajduje się plik *brightness*, do którego możemy wpisywać wartości od 0 do 255, co odpowiada wypełnieniu sterującego diodami sygnału PWM w zakresie od 0% do 100%:

```
echo 255 > /sys/class/leds/pca:blue/brightness
echo 0 > /sys/class/leds/pca:blue/brightness
```

Ostatni z modułów, czyli NEO-6M, podłączamy do interfejsu USART3 dostępnego na pinach 8 (TXD) i 10 (RXD) złącza Raspberry Pi, pamiętając o tym, że sygnał TXD modułu VisionSOM powinien być podłączony do sygnału RXD urządzenia NEO-6M, natomiast sygnał RXD modułu VisionSOM do TXD NEO-6M. W działającym systemie znajdziemy nowe urządzenie: `/dev/gnss0`. Odczytując je poleceniem `cat /dev/gnss0`, otrzymamy komunikaty wysyłane na port szeregowy przez moduł NEO-6M (**rysunek 11**).

Krzysztof Chojnowski

REFKLAMA

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.



Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (19)

Komparator analogowy



Komparacja, czyli porównywanie, jest operacją, która wbrew pozorom nie jest związana wyłącznie z techniką cyfrową. Komparatory analogowe znajdują zastosowanie w wielu aplikacjach użytkowych. Można je znaleźć również w układach z pogranicza techniki cyfrowej i analogowej, np. w przetwornikach ADC.

Na temat komparatorów analogowych (tylko do takich ograniczamy się w artykule) można znaleźć mnóstwo artykułów, publikacji i prezentacji filmowych. Długo zastanawiałem się, czy warto poświęcić im część tego cyklu. Ostatecznie uznałem, że przy okazji można omówić kilka powiązanych, istotnych zagadnień.

W większości materiałów omawiany jest któryś z najbardziej popularnych komparatorów, np. LM339, LM393, LM311 czy legendarny $\mu A710$. My popchniemy świat nieco do przodu i zajmiemy się komparatorem AD8561 produkowanym przez Analog Devices. Jest to odpowiednik układu LT1016, który był produkowany przez przejętą przez AD firmę Linar Technologies. Jak pamiętamy, to właśnie dzięki niej korzystamy z darmowego symulatora LTspice.

Komparator a wzmacniacz operacyjny

Wzmacniacz operacyjny charakteryzuje się bardzo dużym wzmocnieniem sięgającym dziesiątek, a nawet setek tysięcy woltów na wolt. Z tego względu w zdecydowanej większości aplikacji nie może on pracować bez ujemnego sprzężenia zwrotnego. Gdyby go nie było, wzmacniacz praktycznie nie mógłby pozostawać w aktywnym zakresie i albo by się nasycił, albo zatykał. Oznacza to, że napięcie wyjściowe przyjmowałoby wartość bliską dodatniemu lub ujemnemu napięciu zasilającemu. Ze względu na rozwiązania układowe zastosowane w standardowych wzmacniaczach operacyjnych napięcie wyjściowe może różnić się od napięcia zasilającego (zarówno dodatniego, jak i ujemnego) nawet o ponad 1,5 V. Tylko we wzmacniaczach rail-to-rail różnica ta jest mierzona w miliwoltach, ale zwiększa się, czasami dość znacznie, jeśli oporność obciążenia staje się zbyt mała. Symulowane charakterystyki obu typów wzmacniaczy zostały pokazane na **rysunku 1**.

No tak, tylko o ile dla wzmacniacza operacyjnego praca poza zakresem aktywnym nie ma zwykle żadnego uzasadnienia, to dla komparatora jest wręcz odwrotnie. Ma on dawać jednoznaczny odpowiedź, można ją uznać jako cyfrową, na pytanie, czy jakieś napięcie jest większe od określonego napięcia odniesienia, czy też jest mniejsze. Wyjście komparatora musi więc przyjmować tylko jeden z dwóch stanów: wysoki lub niski. Utrzymywanie wyjścia w stanie pośrednim wprowadza dezinformację, o czym przekonamy się w dalszej części artykułu.



Rysunek 1. Porównanie charakterystyk przejściowych wzmacniacza operacyjnego klasycznego i rail-to-rail

W zależności od przyjętej konwencji stan wysoki będzie odpowiedzią pozytywną na postawione wcześniej pytanie, stan niski będzie natomiast odpowiedzią negatywną. Oczywiście równie dobrze można przyjąć konwencję odwrotną. Aby zmienić konwencję, wystarczy zamienić miejscami sygnały doprowadzane do wejść komparatora. Niektóre typy tych układów mają dwa wyjścia – proste i zanegowane. Takie rozwiązanie zastosowano m.in. w przyjętym do doświadczeń układzie AD8561.

Warto podkreślić, że wyjścia komparatorów są często projektowane z myślą o współpracy z układami cyfrowymi. Są więc zgodne np. z logiką TTL, CMOS czy ECL. Spotykane są też układy z wyjściami Open Collector, np. popularny LM339, które łatwo można dostosować do dowolnej logiki cyfrowej. Należy pamiętać, że przy użyciu takich układów konieczne jest dołączenie zewnętrznego rezystora podciągającego. Bez niego nie zaobserwujemy żadnej zmiany stanu wyjściowego. W komparatorach o bardziej zaawansowanej konstrukcji stosowane są zabezpieczenia uniemożliwiające nasycanie się tranzystorów wyjściowych. Zabieg ten w odczuwalnym stopniu korzystnie wpływa na szybkość przełączania, a jest to jeden z najważniejszych parametrów komparatorów. Wzmacniacze operacyjne pod tym względem daleko od nich odstają. Za chwilę przekonamy się o tym w symulacji. Kończąc jednak wątek, należy wymienić pozostałe cechy różniące komparatory i wzmacniacze operacyjne. Komparatory oprócz krótszego czasu odpowiedzi mają zwykle: krótszy czas narastania sygnału wyjściowego, większe napięcie niezrównoważenia, szerszy zakres napięć wejściowych, możliwość zatrząskiwania stanu wyjściowego, mniejszą impedancję wyjściową.

W bardzo prostych aplikacjach wyższość komparatorów nad zwykłymi wzmacniaczami operacyjnymi może nie być na tyle istotna, aby specjalnie po nie sięgać. Wzmacniacz operacyjny z powodzeniem sprawdzi się jako komparator. Jeśli jednak nie został nam żaden wolny wzmacniacz, a musimy wykonać porównanie sygnałów analogowych, warto użyć do tego celu prawdziwego komparatora, tym bardziej że ceny tych układów są porównywalne, a często nawet niższe niż wzmacniaczy operacyjnych. Popularny LM311 można kupić dosłownie za grosze.

Wracamy do symulacyjnego porównania czasów odpowiedzi komparatora i wzmacniacza operacyjnego. Z zadaniem tym wiąże się jednak kilka nieomawianych w tym cyklu zagadnień, od których tym razem się nie wykręcimy. Na początek, do porównania, weźmiemy komparator LT1016, którego model znajduje się w standardowej bibliotece symulatora LTspice oraz popularny wzmacniacz operacyjny TL084, którego modelu w tej bibliotece nie ma. Naszym zadaniem jest więc symulacja z zastosowaniem modelu firm trzecich.

Symulacja z zastosowaniem modeli zewnętrznych

Staliśmy wobec problemu symulacji układu, w którym zastosowano układ nie produkowany przez dawne Linear Technologies lub Analog Devices. Modele układów scalonych tylko tych dwóch firm znajdują się w standardowej bibliotece LTspice. Nie przekreśla to jednak możliwości symulowania układów innych firm, trzeba tylko zadać sobie nieco trudu ze znalezieniem odpowiedniego modelu. Najczęściej poszukiwania rozpoczynamy od stron producentów, ale nierzadko modele takie można znaleźć również na innych stronach, np. na różnych forach dyskusyjnych. Nie zawsze poszukiwania zakończą się znalezieniem modeli przeznaczonych dla programu LTspice, ale modele np. PSpice będą poprawnie odczytywane w naszym symulatorze.

Model to plik tekstowy, w którym za pomocą specjalnych symboli są zdefiniowane poszczególne wyprowadzenia układu, zawarte są parametry badanego układu i opisane jest jego zachowanie się na określone wymuszenia. Znalezionej w sieci model wzmacniacza operacyjnego TL084 pokazano na **listingu 1**.

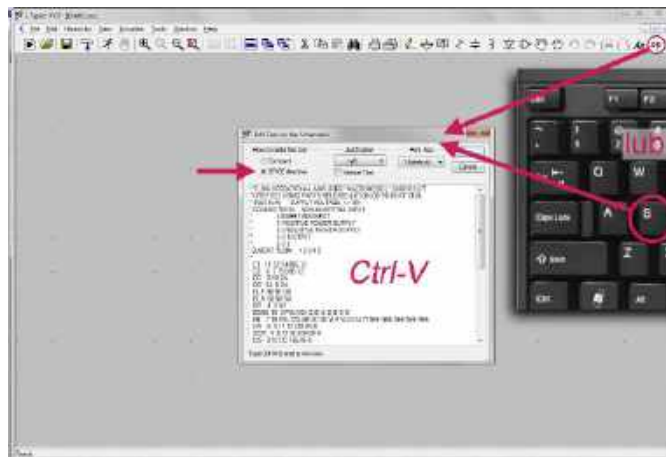
Istnieje kilka metod użycia takiego modelu w programie LTspice. Tu zostanie przedstawiona chyba najszybsza i najprostsza metoda. Naszym zadaniem jest umieszczenie tekstu pokazanego w listingu 1 bezpośrednio

Listing. 1. Model układu TL084

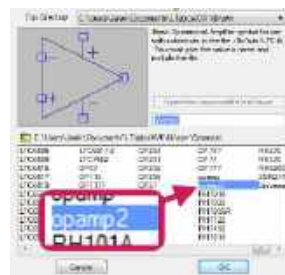
```

* TL084 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
* CREATED USING PARTS RELEASE 4.01 ON 06/16/89 AT 13:08
* (REV N/A) SUPPLY VOLTAGE: +/-15V
* CONNECTIONS: NON-INVERTING INPUT
*               | INVERTING INPUT
*               | | POSITIVE POWER SUPPLY
*               | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
*               | | | | OUTPUT
*               | | | | |
.SUBCKT TL084 1 2 3 4 5
*
C1 11 12 3.498E-12
C2 6 7 15.00E-12
DC 5 53 DX
DE 54 5 DX
DLP 90 91 DX
DLN 92 90 DX
DP 4 3 DX
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB 7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 4.715E6 -5E6 5E6 5E6 -5E6
GA 6 0 11 12 282.8E-6
GCM 0 6 10 99 8.942E-9
ISS 3 10 DC 195.0E-6
HLIM 90 0 VLIM 1K
J1 11 2 10 JX
J2 12 1 10 JX
R2 6 9 100.0E3
RD1 4 11 3.536E3
RD2 4 12 3.536E3
R01 8 5 150
R02 7 99 150
RP 3 4 2.143E3
RSS 10 99 1.026E6
VB 9 0 DC 0
VC 3 53 DC 2.200
VE 54 4 DC 2.200
VLIM 7 8 DC 0
VLP 91 0 DC 25
VLN 0 92 DC 25
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL JX PJF(IS=15.00E-12 BETA=270.1E-6 VT0=-1)
.ENDS

```



Rysunek 2. Ilustracja postępowania podczas umieszczania modelu elementów firm zewnętrznych używanych w symulacji



Rysunek 3. Wstawianie ogólnego symbolu symulowanego wzmacniacza operacyjnego

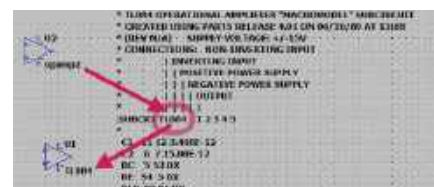
w oknie symulacji. Nie jest do tego nawet potrzebne ściągnięcie pliku na własny dysk. Cały tekst modelu kopiujemy z dowolnego źródła do pamięci podręcznej, następnie wklejamy go w oknie komend otwieranym kliknięciem na ikonkę z opisem „op” lub naciśnięciem na klawisz S klawiatury komputerowej (**rysunek 2**). W otwartym oknie kopiujemy tekst zapisany w pamięci podręcznej i wszystko zatwierdzamy ekranowym przyciskiem OK, upewniając się wcześniej, że jest zaznaczona opcja „SPICE directive”.

Tekst modelu układu TL084 zostaje tym samym umieszczony w oknie edytora schematowego LTspice. Pierwszy krok mamy za sobą, teraz umieszczamy symbol wzmacniacza operacyjnego, wybierając z biblioteki standardowej symbol „opamp2” (**rysunek 3**). Gdy jest on już umieszczony na schemacie, zmieniamy typ z „Opamp2” na „TL084”. Ważne jest, aby ten typ był dokładnie taki sam, jaki jest w modelu (**rysunek 4**). Od tej chwili układ TL084 może być symulowany tak, jakby jego model był pobrany ze standardowej biblioteki LTspice’a. Wadą tej metody jest permanentna widoczność na ekranie tekstu modelu, który czasami może być dość duży. Działanie optymalnego powiększenia (ikona przekreślonej lupy) obejmuje wszystkie elementy edytora, (może więc zdarzyć się, że powiększenie samego schematu nie będzie optymalne.

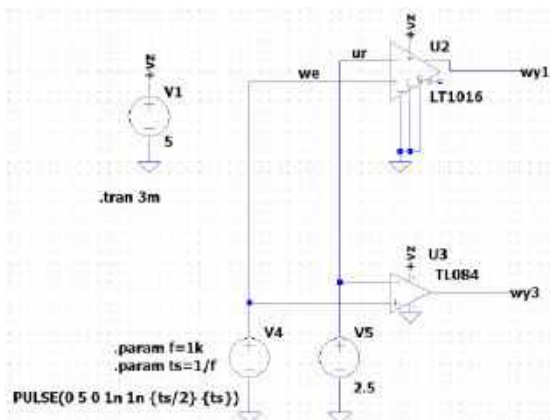
Alternatywna metoda wymaga ściągnięcia pliku modelu na własny dysk i przeciągnięcie go z okna menedżera plików do okna symulatora. Model zostanie otwarty jako tekst w nowej zakładce symulatora, co jest odpowiednikiem umieszczenia go na schemacie.

Do porównania szybkości działania komparatora i zwykłego wzmacniacza operacyjnego musimy jeszcze wstawić na schemacie komparator i uzupełnić schemat o źródła sygnałów i źródła zasilające. Zgodnie z zapowiedzią do porównania bierzemy komparator LT1016 i wzmacniacz TL084. Schemat pokazano na **rysunku 5**. Kilka elementów tego schematu wymaga wyjaśnienia.

Komparator LT1016 ma dwie końcówki, do których jest doprowadzane dodatkowo i ujemne napięcie zasilające, wyprowadzenie masy, wejście zatraskujące stan wyjścia („latch”), wejścia sygnałowe (odwracające i nieodwracające) oraz wyjście proste i zanegowane. W naszej symulacji oba układy są zasilane jednym napięciem,



Rysunek 4. Lokalizacja typu symulowanego układu w jego modelu



Rysunek 5. Układ porównujący charakterystyki przejściowe komparatora LT1016 i wzmacniacza operacyjnego TL084

dlatego końcówkę ujemnego napięcia zasilającego dołączono do masy. Do poprawnej pracy rzeczywistego komparatora wejście „latch” również powinno być dołączone do masy, ale w symulatorze warunek ten nie jest konieczny. Można to traktować jako błąd modelu.

Wejścia odwracające układów dołączono do źródła napięcia 2,5 V. Jest to napięcie referencyjne, do którego są porównywane napięcia z wejść nieodwracających. Źródło sygnału generuje przebieg prostokątny o współczynniku wypełnienia 1/2. Przyjęto, że czas narastania i opadania jest równy 1 ns. Częstotliwość 1 kHz określono parametrycznie parametrem „f”. Uruchamiamy symulację TRANSIENT z parametrem 3 ms. Dla zwiększenia precyzji obliczeń parametrowi „Maximum Timestep” nadajemy wartość 1 ns. Do wykresu wybieramy przebieg wejściowy i oba przebiegi wyjściowe. Na ekranie ukazują się trzy okresy przebiegu, ale nas interesują tylko zbocza. Najpierw powiększamy przebieg w pobliżu drugiego zbocza narastającego (rysunek 6). Od razu można zauważyć różnice w szybkości działania układów. Podobnie postępujemy z obserwacją zbocza opadającego. Tym razem oczywiście powiększamy ten fragment przebiegów (rysunek 7). Pomiar poszczególnych czasów z użyciem kursorów mógłby być niezupełnie dokładny, zastosujemy więc pomiar czasów narastania i opadania oraz czasu odpowiedzi z zastosowaniem komendy MEASURE. Rozważania przeprowadzimy dla wyjścia 1., a dla wyjścia 2. należy wykonać analogiczne obliczenia.

Czas narastania jest liczony od chwili, gdy napięcie osiągnie 10% różnicy między napięciem maksymalnym i minimalnym do chwili, gdy napięcie osiągnie 90% tej różnicy. Konieczne jest więc wyznaczenie wartości minimalnej i maksymalnej. Są one obliczane komendami:

```
.meas TRAN Uwy1min MIN V(wy1)
```

```
.meas TRAN Uwy1max MAX V(wy1)
```

Różnica między tymi napięciami (du1) jest równa:

```
.meas du1 param Uwy1max-Uwy1min
```

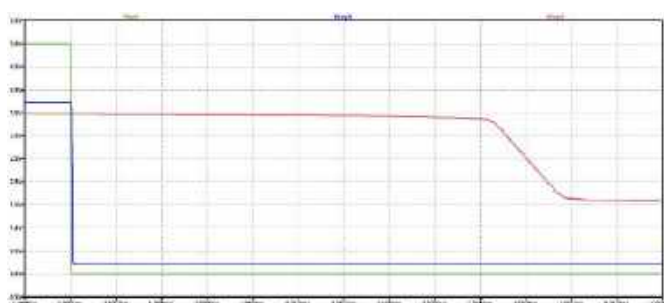
Napięcie, po przekroczeniu którego jest inicjowany pomiar czasu (up11) oraz napięcie, po przekroczeniu którego pomiar czasu jest zatrzymywany (up12) są obliczane komendami:

```
.meas up11 param Uwy1min+.1*du1
```

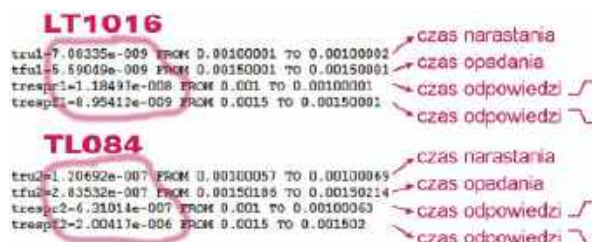
```
.meas up12 param Uwy1min+.9*du1
```

Mamy już wszystkie dane do obliczenia czasu narastania (tru1) i opadania (tfu1) napięcia na wyjściu:

```
.meas TRAN tru1 TRIG V(wy1)=up11 RISE=2 TARG v(wy1)=up12 RISE=2
```



Rysunek 7. Odpowiedź porównywanych układów na wymuszenie powodujące zmianę stanu wyjścia z wysokiego na niski



Rysunek 8. Wyniki numerycznych pomiarów czasów narastania i opadania oraz czasów odpowiedzi napięcia wyjściowego

```
.meas TRAN tfu1 TRIG V(wy1)=up12 FALL=2 TARG v(wy1)=up11 FALL=2
```

Sekwencja TRIG V(wy1)=up11 RISE=2 określa warunek rozpoczęcia pomiaru. Opcja RISE=2 została użyta, aby pod uwagę był brany drugi okres przebiegu, a nie pierwszy, który mógłby być objęty jakimś ewentualnymi stanami nieustalonymi. Podobnie jest z sekwencją TARG v(wy1)=up12 RISE=2, która dotyczy warunku zakończenia pomiaru czasu. Dokładnie na tej samej zasadzie obliczymy czas opadania, przy czym muszą być zamienione miejscami wartości up11 i up12 – teraz najpierw występuje up12, a dopiero po nim up11.

Czas odpowiedzi zdefiniujemy jako czas, po którym napięcie wyjściowe przyjmuje wartość odpowiadającą osiągnięciu przeciwnego stanu dla wybranej logiki cyfrowej. Jeśli założymy, że jest to CMOS 5 V, to napięciem progowym jest połowa napięcia zasilającego, czyli w naszym przypadku 5 V. Obliczymy czas odpowiedzi dla zbocza narastającego i opadającego:

```
.meas TRAN trespr1 TRIG time=1m TARG v(wy1)=2.5 RISE=2
```

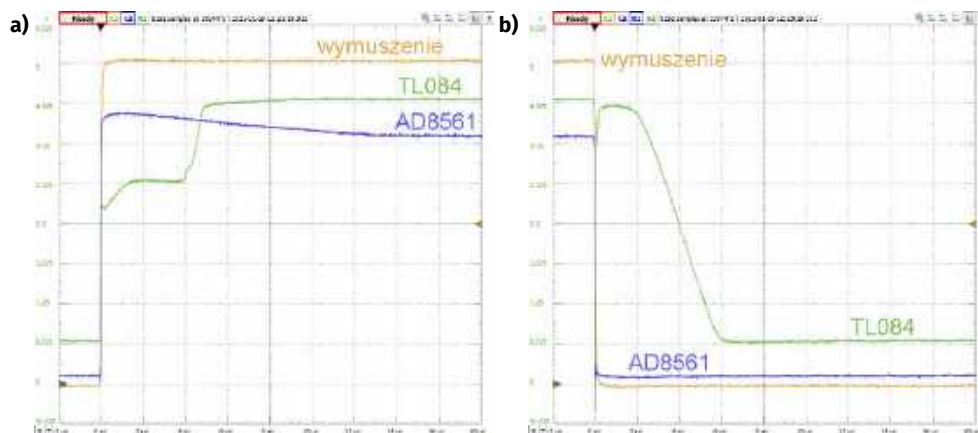
```
.meas TRAN trespf1 TRIG time=1.5m TARG v(wy1)=2.5 FALL=2
```

Pomiar czasu dla zbocza narastającego (trespr1) rozpoczynamy w chwili t=1 ms (w tym momencie pojawia się zmiana napięcia wejściowego), kończymy zaś w chwili, gdy napięcie wyjściowe osiąga wartość 2,5 V na drugim zboczu narastającym. Podobnie postępujemy dla zbocza opadającego, które zaczyna się w chwili t=1,5 ms. Pomiar kończy się po osiągnięciu napięcia 2,5 V na drugim zboczu opadającym. Po zakończeniu symulacji wyniki odczytujemy w oknie otwieranym komendą „SPICE Error Log” (rysunek 8).

Po przeprowadzeniu pomiarów okazało się, że model wzmacniacza TL084 nie sprawdza się zbyt dokładnie w nietypowym zastosowaniu tego układu, jakim jest komparator. Na rysunku 9 pokazano zmierzone odpowiedzi rzeczywistych układów. Są na nim porównane układy TL084 i AD8561.

Pojawiają się problemy

Sprawa wydaje się bajecznie prosta. Wyrafinowanej filozofii tu nie ma. Na jedno wejście komparatora podajemy napięcie referencyjne, na drugie wejście podajemy sygnał porównywany. Jeśli sygnał jest większy od napięcia referencyjnego, wyjście przyjmuje stan wysoki, jeśli sygnał jest mniejszy od napięcia referencyjnego, na wyjściu jest stan niski. Jest to doskonale rozwiązanie do realizacji np. wyłącznika zmierzchowego. Do wejścia referencyjnego doprowadzamy stałe napięcie regulowane np. potencjometrem, zapewniające określenie progu działania



Rysunek 9. Odpowiedzi rzeczywistych układów TL084 i AD8561: a) narastający skok na wyjściu, b) opadający skok na wyjściu

wyłącznika, do drugiego wejścia doprowadzamy sygnał z czujnika światła (fotorezystor, fotodioda itp.) i oto o zmierzchu na naszej posesji zapala się automatycznie lampa, by skoro świt sama się zgasła. Inny wyłącznik działający na podobnej zasadzie może także automatycznie regulować temperaturę w naszym oświetlonym domu, który już w tym momencie prawie zasługuje na miano inteligentnego. Tyle że ta inteligencja nie będzie sprawdzała się dobrze w praktyce. Zarówno napięcie referencyjne, jak i sygnał z fotoczujnika w praktyce nigdy nie są idealnie stabilne. W sytuacji, gdy oba napięcia zrównają się ze sobą, jest niemal pewne, że będą krótkie momenty, w których jedno napięcie będzie raz wyższe od drugiego, raz niższe. Sprawdźmy to w symulacji.

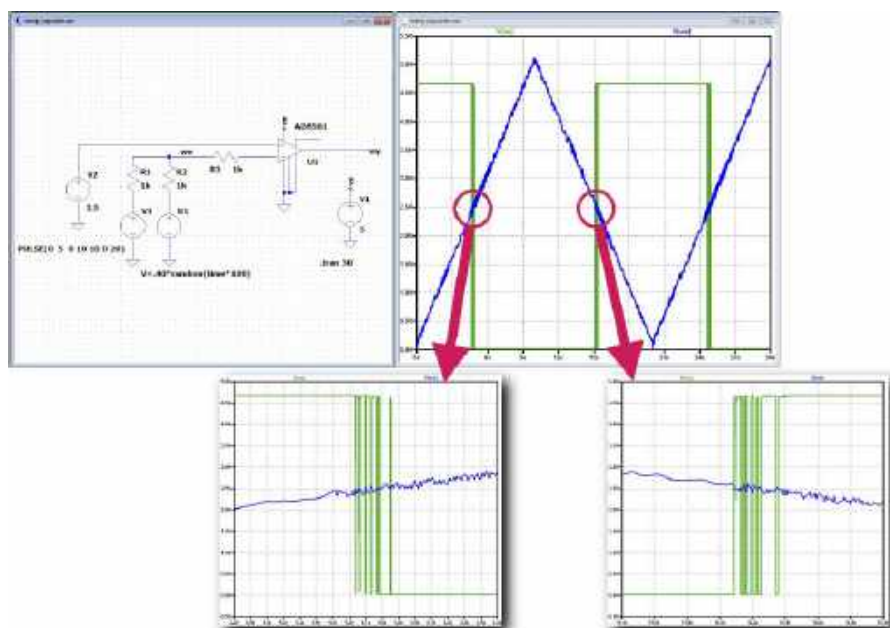
W eksperymencie zastosujemy komparator AD8561, którego model jest już na arkuszu schematu (w chwili pisania artykułu modelu tego nie było jeszcze w standardowej bibliotece) i dla którego został przygotowany symbol. Do wejścia nieodwracającego dołączamy źródło napięcia stałego 2,5 V pełniące funkcję napięcia referencyjnego. Do wejścia odwracającego są dołączone dwa źródła napięciowe: V3 – wytwarza napięcie piłokształtne o amplitudzie 5 V i czasie narastania i opadania równym 10 sekund (źródło to imituje jakieś wolnozmiennne zjawisko), B1 – generuje pseudoprzypadkowy szum, który dodaje się do sygnału źródła V3. Zapewniają to rezystory R1, R2 i R3. Do generowania szumu zastosowano źródło „Arbitrary behavioral voltage source” z parametrem $V=.40*\text{random}(\text{time}*100)$. Symulacja wykazała, że rzeczywiście dla napięcia wejściowego równego

napięciu referencyjnemu 2,5 V następuje przerzut stanu wyjścia komparatora, ale już na pierwszy rzut oka widać, że z napięciem tym dzieje się coś dziwnego. Rozciągamy więc przebiegi w okolicach ich przecięcia przy 2,5 V i okazuje się, że faktycznie występują w tym punkcie przypadkowe przerzuty. Jest tak zarówno dla sygnału opadającego, jak i narastającego. Jesteśmy w kropce. Żarówka nie pożyje długo, jeśli będzie tak eksploatowana.

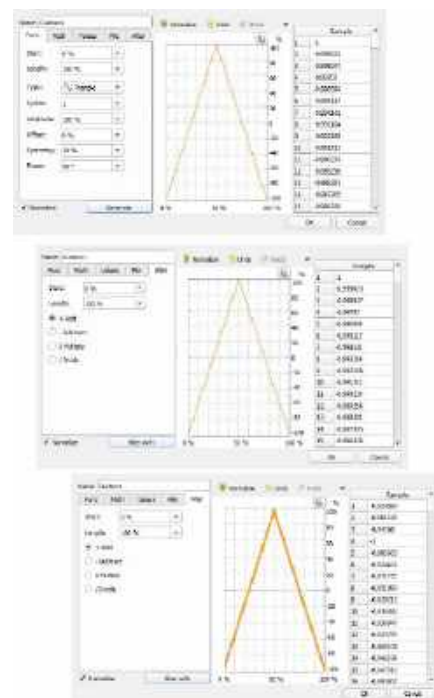
Dla upewnienia się budujemy szybko układ rzeczywisty wg schematu podobnego do tego, którego użyliśmy w symulacji. Źródłem referencyjnym jest 2. kanał generatora arbitralnego Analog Discovery 2, natomiast sygnał wejściowy tworzymy jako przebieg użytkownika w 1. kanale generatora. Najpierw przygotowujemy przebieg trójkątny, używając opcji „Func” z parametrami: Start=0%, Length=100%, Type=Triangle, Cycles=1, Amplitude=100%, Offset=0%, Symmetry=50%, Phase=90°, opcja „Normalize” zaznaczona (**rysunek 11**). Następnie nakładamy na ten przebieg szum, zaznaczając zakładkę „Alter” i wybierając opcję „+Add”. Klikamy na przycisk ekranowy *Alter with* i wybieramy zakładkę „Math”. W polu edycyjnym umieszczamy formułę: $0.1*\text{random}()$ i klikamy na przycisk *Generate*, a następnie *OK*. Ponownie jesteśmy przetrzuceni do okna z przebiegiem piłokształtnym, tylko teraz już widzimy, że jest on zaszumiony. Jeszcze raz klikamy na przycisk *OK*, co kończy pracę nad edycją tego przebiegu.

Dodatknie sprzężenie zwrotne

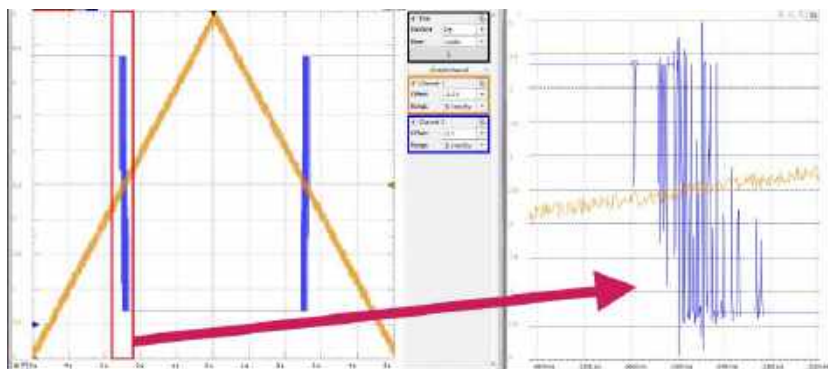
Do tej pory uczono nas, że dodatnie sprzężenie zwrotne ma teoretycznie destrukcyjny wpływ na układ, w którym jest zastosowane. Gdy sygnał wejściowy nieznacznie wzrośnie, zostanie wzmocniony i podany



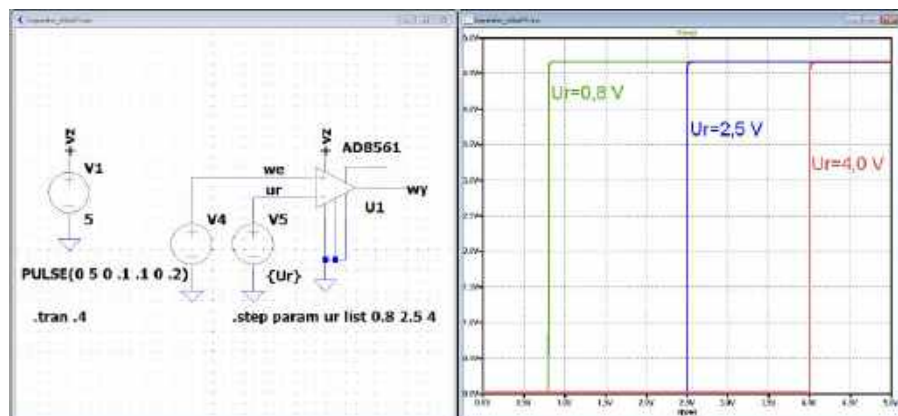
Rysunek 10. Symulacja zachowania się komparatora na wymuszenia spowodowane zaszumionym sygnałem



Rysunek 11. Kolejne kroki definiowania zaszumionego sygnału testowego w generatorze arbitralnym Analog Discovery 2



Rysunek 12. Obserwacja reakcji rzeczywistego komparatora na wymuszenia zasumionym sygnałem wejściowym

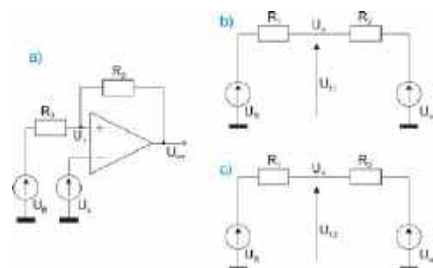


Rysunek 13. Symulacyjne zdjęcie charakterystyki przejściowej komparatora AD8561

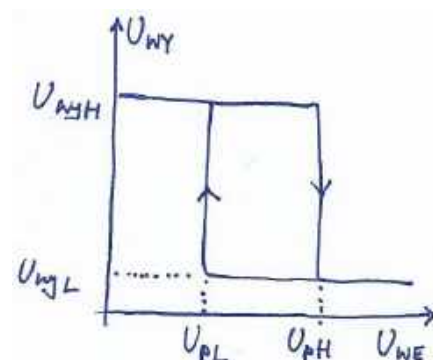
z powrotem na wejście. Większy sygnał wejściowy spowoduje dalszy wzrost sygnału wyjściowego itd. Gdyby nie było żadnych ograniczeń, niechybnie doszłoby do zniszczenia układu, gdyż sygnał wyjściowy narastałby do nieskończoności. Na szczęście w układach rzeczywistych są ograniczenia, które uniemożliwiają wzrost sygnału wyjściowego do nieskończoności – jest nim choćby zasilanie, a dodatnie sprzężenie zwrotne zastosowane w komparatorze może mieć korzystny wpływ dla jego działania.

Zanim przejdziemy do analizy takiego sprzężenia, zbadajmy charakterystykę przejściową komparatora, czyli zależność napięcia wyjściowego od wejściowego. Schemat pomiarowy i wyniki zostały pokazane na **rysunku 13**. Jak widać na wykresach, przeskok z jednego stanu w drugi następuje w chwili, gdy napięcie wejściowe zrównuje się z napięciem referencyjnym. Nie może więc dziwić, że jeśli pojawi się jakiś szum czy to napięcia wejściowego, czy referencyjnego, wyjście będzie się zachowywało niestabilnie. Rozwiązaniem tego problemu jest takie zaprojektowanie komparatora, aby przeskok ze stanu niskiego na wysoki następował przy innym (wyższym) napięciu wejściowym niż napięcie powodujące przeskok ze stanu wysokiego na niski.

Przeanalizujmy układ z **rysunku 14a**. Wiemy już, że komparator może przebywać (a przynajmniej powinien) w jednym z dwóch stanów wyjścia. Załóżmy, że rozpatrujemy przypadek, w którym wyjście jest w stanie wysokim (U_{wyH}). Aby nastąpił przerzut, napięcie na wejściu odwracającym (wejście sygnału) musi osiągnąć wartość napięcia na wejściu nieodwracającym. Rozpatrzmy część obwodu obejmującą źródło referencyjne U_R , rezystor R_1 , wejście nieodwracające, rezystor R_2 i wyjście komparatora. Schemat zastępczy układu w tym stanie został pokazany na **rysunku 14b**. Naszym zadaniem jest obliczenie napięcia U_+ .



Rysunek 14. Komparator: a) układ z dodatnim sprzężeniem zwrotnym, b) schemat zastępczy dla stanu wysokiego na wyjściu, c) schemat zastępczy dla stanu niskiego na wyjściu



Rysunek 15. Orientacyjna charakterystyka komparatora z dodatnim sprzężeniem zwrotnym

Ponieważ w obwodzie występują dwa źródła napięciowe, do wyznaczenia napięcia U_+ zastosujemy zasadę superpozycji. W pierwszym kroku zwiemy źródło U_{wyH} . Napięcie U_+ przyjmie wartość U_{11} równą:

$$U_{wyH} = 0 \Rightarrow U_{11} = U_R \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

W drugim kroku zwiemy źródło U_R i obliczamy U_{12} (**rysunek 14c**):

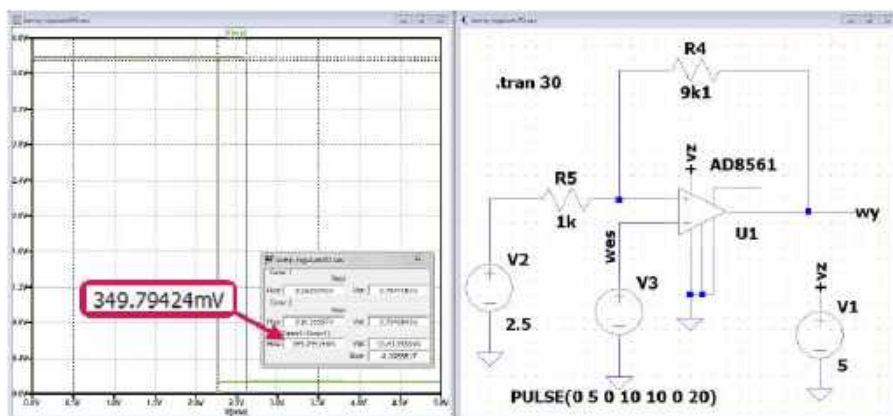
$$U_R = 0 \Rightarrow U_{12} = U_{wyH} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Napięcie na wejściu nieodwracającym dla tego przypadku jest, zgodnie z zasadą superpozycji, równe sumie powyższych napięć, a więc:

$$U_+ = U_{11} + U_{12} = U_{ph} = U_R \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{wyH} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Jest to napięcie progowe, które oznaczyliśmy U_{ph} . Jeśli narastające napięcie wejściowe przekroczy ten próg, nastąpi zmiana stanu wyjścia z wysokiego na niski.

Analogiczne obliczenia można przeprowadzić dla przypadku, w którym następuje przerzut napięcia wyjściowego z niskiego stanu na wysoki. Napięcie progowe jest wówczas równe:



Rysunek 16. Symulacyjna charakterystyka przejściowa komparatora z histerezą

$$U_{pL} = U_R \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{wyL} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Na podstawie powyższych wyrażeń wnioskujemy, że $U_{pH} > U_{pL}$, więc spodziewamy się charakterystyki przejściowej, która będzie wyglądała mniej więcej tak jak na **rysunku 15**.

Mamy do czynienia z histerezą, której szerokość (U_h) jest zdefiniowana różnicą powyższych napięć progowych. Można ją obliczyć na podstawie wyrażenia:

$$U_h = U_{pH} - U_{pL} = U_{wyH} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{wyL} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$U_h = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{wyH} - U_{wyL})$$

Próba eliminacji szumów

Ostatnie wyrażenie pozwala obliczyć elementy układu progowego nieczułego na szumy. Do obliczeń musimy przyjąć pewne założenia. Zakładamy więc, że międzyszczytowe napięcie szumów jest równe 0,3 V. Na podstawie pomiarów (rysunek 9) przyjmujemy do obliczeń napięcie wyjściowe w stanie wysokim (U_{wyH}) równe 3,8 V, napięcie w stanie niskim (U_{wyL}) równe 100 mV. Mamy jeszcze dwa elementy (R_1 i R_2), a jedno równanie. Jedną z tych wielkości trzeba więc przyjąć. Niech będzie to rezystor R_1 . Zakładamy, że rezystancja ta jest równa 1 kΩ. Musimy ponadto uwzględnić pewien niewielki margines dla histerezy. Skoro międzyszczytowe napięcie szumów jest równe 300 mV, przyjmujemy histerezę 350 mV. Przekształcamy wyrażenie określające histerezę względem R_2 . Mamy:

$$R_2 = \frac{R_1 (U_{wyH} - U_{wyL} - U_h)}{U_h}$$

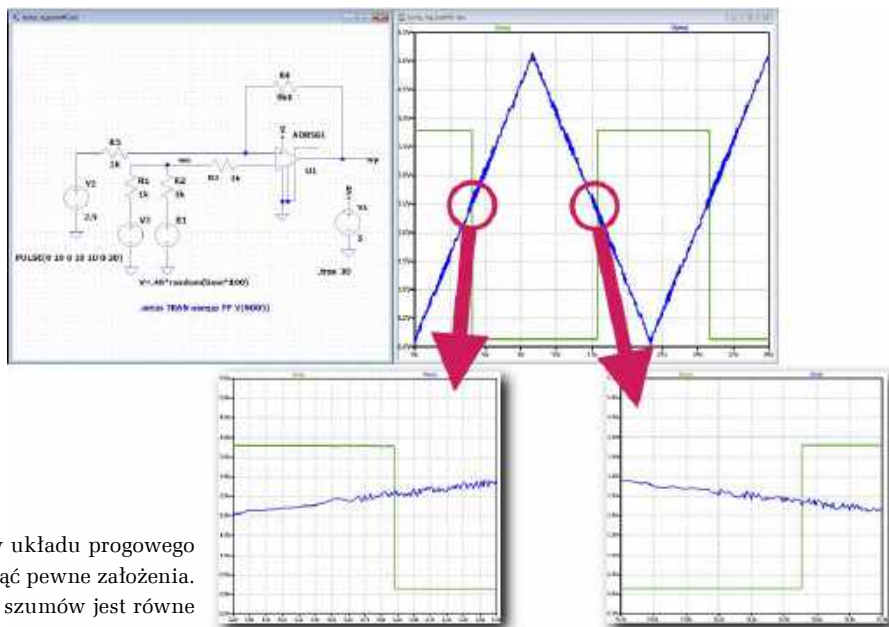
Po podstawieniu danych otrzymujemy rezystancję R_2 :

$$R_2 = \frac{1k(3,8 - 0,1 - 0,35)}{0,35} = 9571 \Omega$$

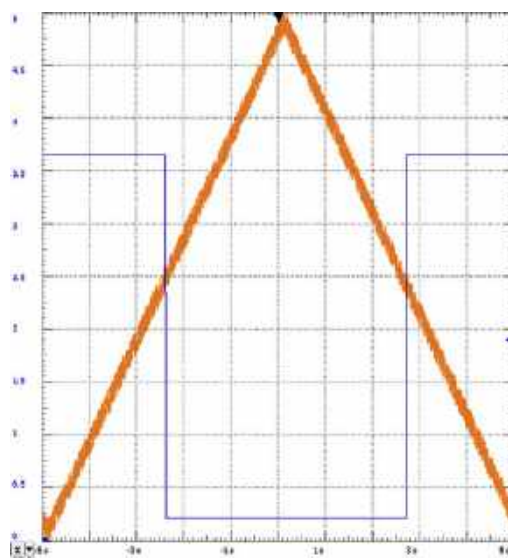
Przyjmujemy 9,1 kΩ, która powoduje oczywiście niewielką zmianę zakładanej histerezy. Jest ona teraz równa 366 mV. Sprawdzamy układ w symulacji i w praktyce. Najpierw wyznaczamy charakterystykę przejściową (**rysunek 16**). Źródło V2 wytwarza napięcie referencyjne 2,5 V. Źródło V3 podaje na wejście komparatora napięcie piłokształtne (od 0 do 5 V). Po uruchomieniu symulacji .TRAN wskazujemy wyjście „wy” jako punkt, dla którego ma być wykreślony wykres. Otrzymujemy oczywiście wykres czasowy, więc klikamy na opis osi czasu i w otwartym oknie „Horizontal Axis” wpisujemy w polu „Quantity Plotted” $V(wes)$. Ustawiając dwa kursory na obu zboczach charakterystyki, możemy odczytać szerokość histerezy. Okazuje się, że w symulacji jest ona równa 349,8 mV.

Sprawdźmy jeszcze, czy stosując powyższy zabieg, faktycznie wyeliminowaliśmy szumy. Wracamy do układu z rysunku 10, dokładając do niego elementy dodatniego sprzężenia zwrotnego. Zmodyfikowany układ wraz z wynikami symulacji pokazano na **rysunku 17**. Niekontrolowanych przerzutów na wyjściu już nie ma. Żarówka ocalona.

Pozostaje jeszcze upewnić się, czy rzeczywisty układ zachowa się tak samo. Powtarzamy eksperyment pokazany na rysunku 12, tyle że z włączonymi elementami dodatniego sprzężenia zwrotnego. Wyniki (**rysunek 18**) dowodzą, że metoda rzeczywwiście sprawdziła się w praktyce. Niekontrolowanych przerzutów nie ma. Z czystej więc ciekawości zdejmujemy jeszcze charakterystykę przejściową $U_{wy} = f(U_{we})$, ale tu okazuje się, że uzyskane parametry różnią się od obliczonych. Szerokość histerezy układu



Rysunek 17. Symulacyjne badanie komparatora z histerezą

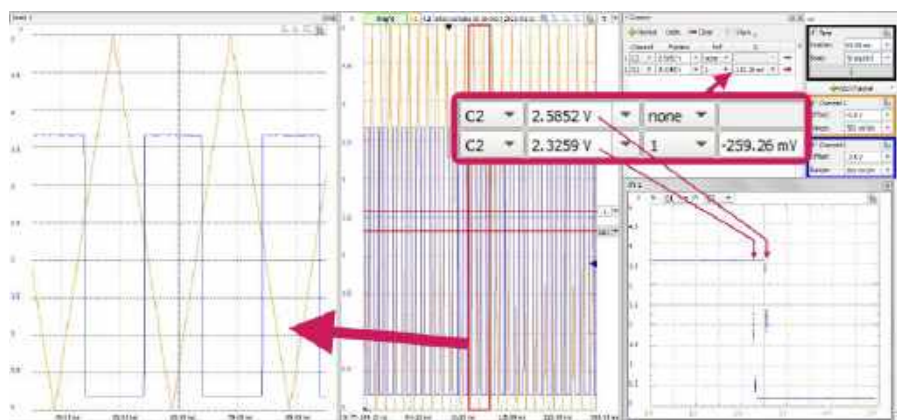


Rysunek 18. Badanie rzeczywistego komparatora z histerezą

rzeczywistego jest równa 259 mV wobec zakładanej 350 mV (**rysunek 19**). To spora różnica, ale układ i tak działa prawidłowo.

Jest jeszcze kilka zagadnień związanych z komparatorami, ale w tym odcinku nie będą już omówione. Może będzie okazja, by wrócić do tematu, choć w kolejnym odcinku zaplanowałem coś o modulacji.

Jarosław Doliński, EP



Rysunek 19. Pomiar histerezy rzeczywistego komparatora z dodatnim sprzężeniem zwrotnym

Łatwy pomiar zniekształceń nieliniowych za pomocą przesuwника fazowego i cyfrowego oscyloskopu

Opisana metoda pomiaru zawartości harmonicznych będzie przydatna dla tych elektroników, którzy w prosty sposób chcą sprawdzić ten parametr w posiadanym sprzęcie audio. Potrzebne do tego celu przyrządy to oscyloskop cyfrowy i odpowiedni generator. Pominie my podstawowe wiadomości o pomiarach zawartości harmonicznych, ponieważ zostały wyczerpująco omówione, np. w EP 2/97.

W miernikach do pomiaru zniekształceń nieliniowych metodą usuwania składowej podstawowej z mierzonego napięcia najczęściej stosuje się mostek Wiena. Ma to uzasadnienie, gdy pomiary mają być przeprowadzane w całym paśmie akustycznym. Jednak w wielu przypadkach wystarczy zmierzyć zniekształcenia przy 3 częstotliwościach (lub nawet mniej), a wtedy w zestawie pomiarowym można zastąpić mostek Wiena filtrami, które o wiele lepiej nadają się do tego celu. Jakie korzyści uzyska się przez ich zastosowanie? Jest ich kilka, ale przede wszystkim należy wymienić zmienianie częstotliwości jednym elementem bez wpływu na tłumienie (w klasycznym mostku Wiena trzeba zmieniać 2 rezystancje) oraz znacznie mniejsze wymagania dla stabilności i tolerancji wartości użytych elementów układu. Spełnienie tych warunków oraz użycie w zestawie pomiarowym oscyloskopu cyfrowego sprawia, że pomiary stają się tak łatwe, iż ich automatyzowanie staje się zbędne.

Na **rysunku 1** została pokazana jedna z wersji przesuwника fazowego, który zastosowany jako filtr pasmowozaporowy spełnia bardzo dobrze to zadanie. Jego własności zależą od współczynnika n – przy $n=12$ i częstotliwości rezonansowej f_0 , napięcie wyjściowe czwórnika jest równe zero i może być zastosowany jako filtr. Z kolei, gdy $n=54$, przy niewielkich zmianach rezystancji nR (np. $\pm 10\%$) częstotliwość zmienia się niemal bez wpływu na tłumienie, czyli na składową czynną filtrowanego napięcia. Jednak w tych warunkach, gdy składowa bierna (zależna od częstotliwości) jest równa zero, napięcie wyjściowe U_2 wynosi $-U_1/26$. Takie napięcie trzeba skompensować, aby uzyskać zero napięcia wyjściowego. Podobnie przy $n=20$, $U_2 = -U_1/40$ (około), ale po wstawieniu do układu dodatkowego rezystora o rezystancji $R/10$, łączącego rezystory czwórnika z węzłem wspólnym dla wejścia i wyjścia, własności czwórnika zostają istotnie zmienione.

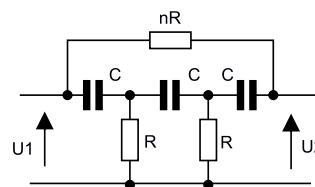
Taki zmodyfikowany przesuwnik fazowy został zastosowany w filtrze pokazanym na **rysunku 2**. Dodatkowy rezystor $R4$ sprawia, że napięcie wyjściowe o częstotliwości rezonansowej f_0 staje się bliskie zero i może być całkowicie wytłumione po regulacji potencjometrem $P4$. Ponadto, w ten sposób zmiana rezystancji

rezystora $R2$ potencjometrem $P2$, a także dokładna, potencjometrem $P3$, przestraja filtr w granicach ok. $\pm 2,2\%$ przy średniej częstotliwości ok. 1050 Hz niemal bez wpływu na tłumienie. Taki zakres przestrajania wystarcza, aby zrównywać częstotliwości filtra i generatora.

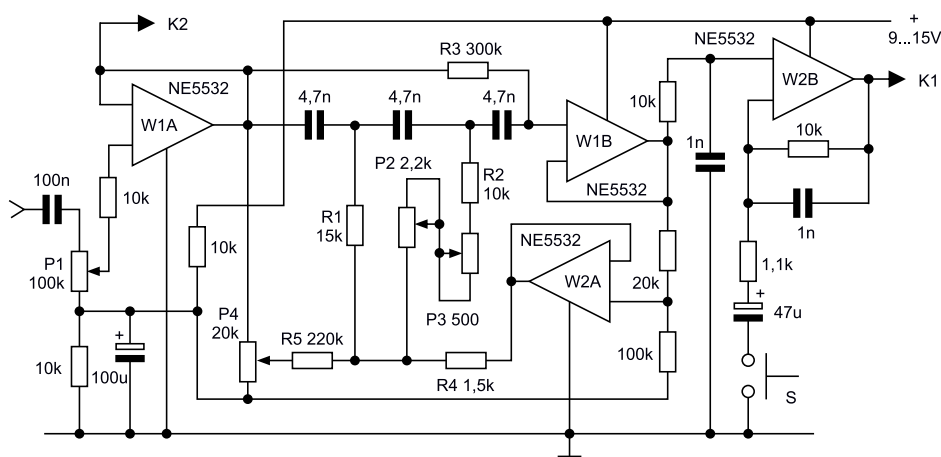
Filtr musi skutecznie wycinać składową podstawową, a równocześnie przenosić bez większych błędów harmoniczne. Pasywne czwórniki RC nie mają dostatecznej dobroci, aby to spełnić. W filtrze z **rysunku 2** zwiększa się jego dobroć przez działanie dodatniego sprzężenia zwrotnego, które zostaje wprowadzone za pośrednictwem wtórnika $W2A$. Dzięki temu błąd pomiaru 2. harmonicznej nie przekracza 10%.

Sporządzenie zestawu pomiarowego jest ułatwione, gdyż filtr jest zasilany z jednego źródła o stosunkowo niewielkim napięciu, może być nim np. bateria 9 V. Filtr mógł zostać bardzo uproszczony przez zastosowanie w zestawie pomiarowym oscyloskopu cyfrowego. Dla tego regulacje amplitudy i wzmocnienia w samym filtrze są ograniczone do minimum, gdyż do tych czynności używa się oscyloskopu. Pośród informacji o całkowitym sygnale wyświetlanym w kanale $K2$ oscyloskopu można odczytać wartość skuteczną tego napięcia. Z kolei wartość skuteczną odfiltrowanego napięcia pozbawionego składowej podstawowej znajduje się wśród informacji z kanału $K1$. Te informacje wystarczają do określenia zawartości harmonicznych przez współczynnik THD+N.

Proces usuwania składowej podstawowej należy kontrolować, obserwując ekran oscyloskopu. Zmiany częstotliwości zaporowej f_0 filtra na mniejszą dokonuje się przez dołączenie (np. zworkami) równolegle



Rysunek 1. Jedna z wersji przesuwника fazowego, który może być zastosowany jako filtr pasmowozaporowy



3 jednakowych kondensatorów (niezaznaczonych na schemacie z rysunku 2), przy czym tolerancja ich pojemności rzędu $\pm 5\%$ (a nawet większa) prawie nie wpływa na tłumienie. Nie jest wymagane staranne dobieranie kondensatorów tak, jak w mostku Wiena.

Dołączenie kondensatorów o pojemności 100 nF zmienia częstotliwość zaporową filtra na ok. 47 Hz. Zmniejszenia częstotliwości f_o , bez większego wpływu na tłumienie, można także dokonać przez niewielkie powiększenie pojemności jednego z kondensatorów. Powiększenie pojemności o 10% zmniejsza częstotliwość f_o o ok. 3%. Takie zmniejszenie częstotliwości uzyskuje się w mostku Wiena, powiększając pojemność jednego z kondensatorów o ok. 6%, ale równocześnie napięcie wyjściowe mostka też się zmniejsza o ok. 2%.

Napięcia o częstotliwościach harmonicznych są przenoszone przez pasywny filtr praktycznie bez większych zmian amplitudy. Ich wartość na ogół wystarcza do wysterowania kanału oscyloskopu. Dlatego wzmacnienie wyjściowe wzmacniacza W2B filtra trzeba przełączać (stykiem S) z 1 na ok. 10 tylko przy skrajnie małych sygnałach. W takich przypadkach mogą mieć już znaczenie szumy kanałów oscyloskopu. Wtedy, przez dodatkowe wzmacnienie sygnału doprowadzanego do oscyloskopu, można ten wpływ skutecznie zmniejszyć, włączając stykiem S większe wzmacnienie wzmacniacza W2B.

Filtr nie jest układem mostkowym i to jest jego zaletą. W mostku Wiena rezystory dzielnika napięcia mają dobraną i korygowaną dokładnie rezystancję, gdyż od nich zależy wytłumianie składowej podstawowej. W filtrze z rysunku 2 takiego dzielnika nie ma. Wytłumianie odbywa się nie przez zmiany rezystancji, lecz przez regulację prądu płynącego przez rezystor R5. Nie są potrzebne dokładne rezystancje elementów przy tej regulacji. Ponadto typowe filtry zaporowe z mostkiem Wiena są filtrami aktywnymi zawierającymi wzmacniacz. Taki wzmacniacz w opisywanym filtrze nie jest potrzebny. Zauważmy, że wtórnik W2A wprowadza do układu już odfiltrowane napięcie bez składowej podstawowej, nie może więc jej ani wzmacniać, ani zniekształcać.

Pomiary z filtrem z rysunku 2 i oscyloskopem wykonuje się stosunkowo łatwo. Przed rozpoczęciem należy połączyć oba kanały K1 i K2 oscyloskopu, jak zaznaczono na schemacie.

Aby zapobiec wpływowi sygnałów spoza pasma akustycznego na wynik pomiaru, trzeba w oscyloskopie ograniczyć przenoszenie częstotliwości, np. do 25 kHz. Gdy te sygnały będą znaczne, to można je dodatkowo minimalizować przez włączenie w oscyloskopie uśredniania wyników.

Amplitudę napięcia wejściowego filtra należy ustalać przy częstotliwości 3. harmonicznej generatora. Napięcie to powinno mieć możliwie dużą wartość, ale przy napięciu zasilania 9 V nie może przekraczać 5 V wartości międzyszczytowej. Ustawia się je potencjometrem wejściowym P1, a odczytaną z oscyloskopu wartość należy przyjąć jako 100% sygnału wejściowego. W ten sposób minimalizuje się błąd pomiaru 3. harmonicznej. Następnie, odpowiednio wybierając czułość oscyloskopu, zmniejsza się częstotliwość generatora, aby ją zrównać z częstotliwością f_o filtra. Najlepiej jest przeprowadzać usuwanie składowej podstawowej po przełączeniu oscyloskopu na wyświetlanie w trybie X-Y. Wtedy obrazem jest początkowo pochylona elipsa i dalszym działaniem powinno być likwidowanie jej powierzchni przez dostrajanie częstotliwości filtra potencjometrami P2 i P3 do częstotliwości generatora lub odwrotnie. W wyniku tej operacji otrzymuje się nachyloną linię, którą z kolei należy obrócić do pionu potencjometrem regulacji tłumienia P4. W ten sposób obraz na ekranie oscyloskopu informuje, czy regulacje usuwania składowej podstawowej należy kontynuować, regulując potencjometrami P2 i P3, czy potencjometrem P4. Wraz ze zmniejszaniem składowej podstawowej w filtrowanym napięciu linia na ekranie oscyloskopu przestaje być prostą i z jej kształtu można wnioskować o harmonicznych. Jeśli po całkowitym wyeliminowaniu składowej podstawowej linia na ekranie przypomina zdeformowaną literę S, oznacza to, że w napięciu wyjściowym przeważa składowa o częstotliwości trzeciej harmonicznej.

Uniezależnienie tłumienia od regulacji częstotliwości sprawia, że usuwanie składowej podstawowej o częstotliwości f_o jest czynnością bardzo prostą, dającą się szybko wykonać. Filtr może wytłumiać tę składową do skrajnie małych wartości. Jednak w praktyce pomiary zniekształceń bardzo małych, mniejszych od dziesiątych części procenta, mogą okazać się utrudnione z różnych powodów. Przeshkodą mogą być napięcia pasożytnicze (szumy, oddziaływanie sieci energetycznej itp.), ale także niedostatecznie dobra rozdzielczość użytych potencjometrów uniemożliwiająca dokładne dostrajanie częstotliwości.

Jak wspomniano wyżej – z ekranu oscyloskopu można odczytać wartości skuteczne napięcia po usunięciu z mierzonego sygnału składowej podstawowej oraz napięcia całkowitego. Iloraz tych liczb jest współczynnikiem zawartości harmonicznych THD+N.

Jan Szrednicki

j.szrednicki@upcpoczta.pl

REKLAMA

K L U B
AVT
ELEKTRONIKA

Wstęp do Klubu AVT Elektronika

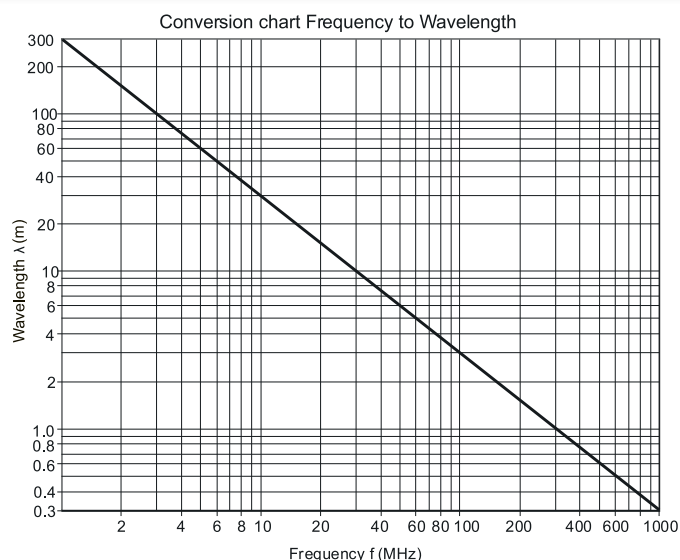
będziesz miał prawo do korzystania z szeregu przywilejów:

- 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/2GADWTO](http://bit.ly/2GADWTO)

koktajl niusów



Długość fali radiowej bez wzoru

Znamy prędkość rozchodzenia się światła w próżni – wynosi $3 \cdot 10^8$ m/s. Wystarczy teraz posłużyć się wykresem z rysunku, który pokazuje na osiach logarytmicznych zależność długości fali od częstotliwości. Sprawdzamy, gdzie jest położona interesująca nas wartość częstotliwości fali na osi poziomej i odczytujemy odpowiadającą jej wartość długości fali z osi pionowej. Graficzny sposób jest równie skuteczny, co matematyczny. Niech nie zwiodą Was kropki między cyframi w lewym dolnym rogu wykresu – tak zostały oznaczone przecinki.

Analogicznie można określić długości fali dla innych prędkości rozchodzenia, pod warunkiem sporządzenia odpowiednich wykresów.

DSL Type	Max. Send Speed	Max. Receive Speed	Max. Distance
ADSL	800 Kbps	8 Mbps	18,000 ft (5,500 m)
HDSL	1.54 Mbps	1.54 Mbps	12,000 ft (3,650 m)
ISDL	144 Kbps	144 Kbps	35,000 ft (10,700 m)
MSDSL	2 Mbps	2 Mbps	29,000 ft (8,800 m)
RADSL	1 Mbps	7 Mbps	18,000 ft (5,500 m)
SDSL	2.3 Mbps	2.3 Mbps	22,000 ft (6,700 m)
VDSL	16 Mbps	52 Mbps	4,000 ft (1,200 m)

Porównanie technik DSL

DSL (Digital Subscriber Line) to grupa cyfrowych sposobów dostępu do szerokopasmowego Internetu, w obrębie linii telefonicznych zwanych cyfrowymi liniami abonentkimi. Porównanie najpopularniejszych typów DSL pod kątem przepływności i maksymalnej odległości zostało pokazane na rysunku.

Najsłabszą, pod względem prędkości transmisji, jest technika ISDL (ISDN DSL), która oferuje tylko 144 kb/s przy pobieraniu i wysyłaniu danych. Natomiast najmocniejszą VDSL (Very High Speed DSL)

o przepływności 16 Mb/s przy wysyłaniu danych i 52 Mb/s przy ich pobieraniu. Natomiast pod kątem maksymalnej długości linii sytuacja jest odwrotna – najsłabsza jest technika VDSL (tylko 1,2 km), a najmocniejsza ISDL (prawie 11 km). Zatem większa przepływność jest uzyskiwana kosztem mniejszej odległości i na odwrót.

Rozwińmy jeszcze pozostałe nazwy: ADSL – Asymmetric Digital Subscriber Line, HDSL – High-bit-rate DSL, MSDSL – Multi-rate Symmetric DSL, RADSL – Rate-adaptive DSL i SDSL – Symmetric DSL. Oczywiście są jeszcze inne typy dostępu DSL, których tu nie wymieniono. Te pozostawiamy Wam do znalezienia.

Rule 2: Double colon :: equals 0000... 0000

* Using the double colon more than once in an IPv6 address can create ambiguity.

Example:

2001:002::14::95

* Illegal because the length of the two all-zero strings is ambiguous; it could represent any of the following IPv6 addresses:

2001:0002:0000:0000:0014:0000:0000:0095
2001:0002:0000:0000:0000:0014:0000:0095
2001:0002:0000:0014:0000:0000:0000:0095

Podwójny dwukropek w adresie protokołu IPv6

Dlaczego podwójny dwukropek jest stosowany tylko raz w adresie protokołu IPv6? Ponieważ przy większej liczbie podwójnych dwukropków adres staje się niejednoznaczny.

Wytłumaczmy to za pomocą przykładu, ale przede wszystkim musimy wiedzieć, że adres IPv6 zazwyczaj zapisuje się jako osiem 16-bitowych bloków w systemie szesnastkowym oddzielonych dwukropkami. Podwójny dwukropek zastępuje ciąg zer, lecz o dowolnej liczbie, nieokreślonej z góry. Uwzględniając te założenia, adres z rysunku, opisany jako Example, możemy rozwinąć na kilka różnych wersji, co zostało pokazane w dolnej części rysunku.

Należy pamiętać, że podwójny dwukropek może być tylko jeden. Zasada ta często jest pomijana bądź tłumaczona pobieżnie. Nie wolno też zapomnieć, że stosowany jest zapis szesnastkowy i wskazane zera to tetrady bitów o wartościach równych zero. Bez tej wiedzy sieci protokołu IPv6 stają się naprawdę trudne do zrozumienia.

Number of Inputs	Logic Function
2	$Y = A \oplus B$
3	$Y = A \oplus B \oplus C$
4	$Y = A \oplus B \oplus C \oplus D$
5	$Y = A \oplus B \oplus C \oplus D \oplus E$
6	$Y = A \oplus B \oplus C \oplus D \oplus E \oplus F$
7	$Y = A \oplus B \oplus C \oplus D \oplus E \oplus F \oplus G$
8	$Y = A \oplus B \oplus C \oplus D \oplus E \oplus F \oplus G \oplus H$

Wielowejściowa bramka XNOR

Co to znaczy, że bramka XNOR jest wielowejściowa? Prawidłowe wyjaśnienie mówi, że jest to bramka XOR, mająca n wejść (gdzie $n > 2$) oraz zanegowane wyjście, w której wykonywana jest dwuargumentowa operacja XOR względem dwóch kolejnych sąsiednich wejść tej

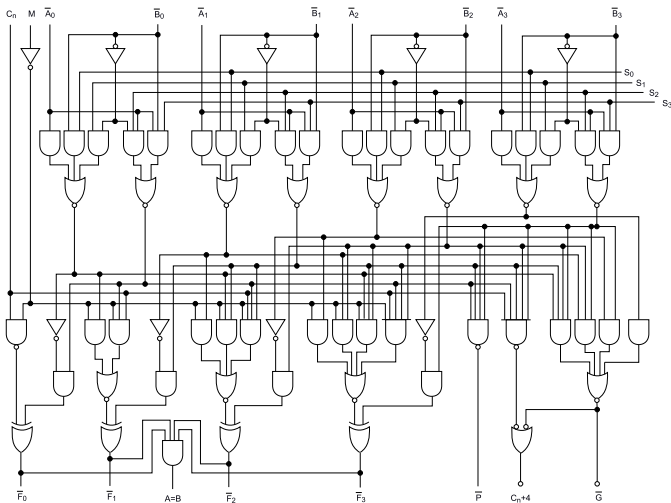
bramki, a otrzymana w ten sposób wartość jest na jej wyjściu odwracana. Reguła ta obowiązuje bez względu na liczbę wejść bramki XNOR (trzeba tylko spełnić warunek $n > 2$). Opisuja taką bramkę funkcja logiczna, lub ściślej – forma boolowska, będzie wyglądała jak te na rysunku.

To tylko drobnostka, ale niektórzy błędnie uważają, że należy wykonać dwuargumentową operację XNOR z każdym kolejnym wejściem bramki. Jest to oczywiście nieprawda, ale wynika z analogii do bramki XOR.

NOT	A' $\neg A$ $\bar{A}$ $\neg A$
AND	AB $A \cdot B$ $A \cdot B$ $A \wedge B$ $A \cap B$
OR	$A+B$ $A \vee B$ $A \cup B$
NAND	$(AB)'$ $\overline{AB}$
NOR	$(A+B)'$ $\overline{A+B}$
XOR	$A \oplus B$ $A \odot B$
XNOR	$(A \oplus B)'$ $\overline{A \oplus B}$ $(A \odot B)'$ $\overline{A \odot B}$

Oznaczenia operacji logicznych

Na rysunku zostały pokazane różne metody zapisu operacji logicznych. Wszystkie są równoważne i można ich używać zamiennie, jednak wygląda na to, że każda dziedzina (elektronika, matematyka) ma swoje wybrane wersje. Umowy, które kiedyś zawarto, siłą przyzwyczajenia obowiązują do dziś. Oznaczenia z rysunku są dozwolone, elektronik może się posługiwać tym, co stosuje matematyk, a matematyk tym, co elektronik. Warto o tym pamiętać zwłaszcza w technice cyfrowej, która najczęściej ze wszystkich dziedzin praktycznych posługuje się takimi operacjami i oznaczeniami.



A gdyby tak zbudować układ 74181

Jeśli ktoś zdecyduje się na wykonanie, w dowolnej technice, wspomnianego układu, to na rysunku została pokazana cenna wskazówka. Schemat zawiera 8 inwerterów, 38 bramek AND, 3 bramki NAND, 12 bramek NOR, 4 bramki XOR i jedną bramkę OR z dwoma zanegowanymi wejściami – razem 66 bramek do połączenia. Zadanie raczej nie do wykonania z użyciem układów serii 74xx, ale doskonałe doświadczenie do zrealizowania w układzie FPGA. Polecamy przyrzeć się wspomnianemu układowi – to jedna z użyteczniejszych jednostek arytmetyczno-logicznych, której budowa jest stosunkowo

nieskomplikowana. Dokumentacja jest dostępna np. pod adresem: <http://bit.ly/3qNOCbk>.

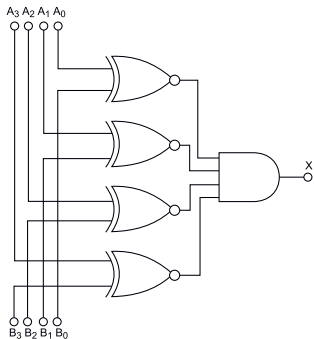
IPv4 HEADER FIELDS	LENGTH	DESCRIPTION
Version	4 bit	Version of IP
Internet Header Length	4 bit	Specifies the length of the IP header
Type Of Service / DSCP	8 bit	Classifies traffic for QoS
Total Length	16 bit	Specifies the length of both the header and data payload
Identification	16 bit	Uniquely identifies fragments of a packet
Flags	3 bit	Flags for fragmentation - Zero, DF, MF
Fragment Offset	13 bit	Identifies the fragment relative to the start of the packet
Time to Live	8 bit	Life of packet
Protocol	8 bit	Specifies the next upper layer protocol
Header Checksum	16 bit	Used for header Error-Checking
Source Address	32 bit	Source IPv4 address
Destination Address	32 bit	Destination IPv4 address
Options	Variable	Optional field for various parameters

160 bitów „w sieci”

160 bitów to suma $4+4+8+16+16+3+13+8+8+16+32+32$ lub $0,5+0,5+1+2+2+0,375+1,625+1+1+2+4$ w bajtach. O czym mowa? O nagłówku pakietu protokołu IPv4, którego pola odznaczają się długościami podanymi w tych sumach.

Pola te zostały pokazane na rysunku, ich polskie tłumaczenia to (od górnej części rysunku): wersja protokołu ip, długość nagłówka, typ usługi, długość pakietu, identyfikacja, flagi, przesunięcie fragmentu pakietu, czas życia, rodzaj protokołu warstwy wyższej, suma kontrolna nagłówka, adres źródłowy, adres docelowy i nie-obowiązkowe (może być, lecz nie musi) opcje z wypełnieniem zerami (padding).

Razem 12...13 pól lub precyzyjniej: części nagłówka. Sposobem ułatwiającym zapamiętanie struktury nagłówka pakietu IPv4 są przywołane na wstępie sumy ciągu kolejnych liczb do zapamiętania. Z pozoru trudne, lecz wystarczy, aby sumy rzucały się w oczy oraz były regularnie powtarzane na głos i okaże się to nie takie skomplikowane.



Jak porównać dwie liczby binarne o długości n bitów? Zapomnij o siatce Karnaugh

Wystarczy prosta zasada: n dwuwejściowych bramek XNOR o wyjściach dołączonych do n -wejściowej bramki AND, jeżeli $n > 1$ (jeżeli $n = 1$, to wystarczy dwuwejściowa bramka XNOR). Przykład dla $n = 4$, tzn. dla dwóch liczb o długości 4 bitów, został pokazany na rysunku.

Alternatywnie, potrzeba n dwuwejściowych bramek XOR o wyjściach dołączonych do n -wejściowej bramki NOR, jeżeli $n > 1$ (jeżeli $n = 1$, to wystarczy dwuwejściowa bramka XNOR).

Wspomniana reguła nie wynika wprost z siatki Karnaugh – otrzymana nią funkcja logiczna (lub ściślej: forma boolowska) wymaga jeszcze dodatkowego przekształcenia. Polega ono na pogrupowaniu jej składników w nawiasy. Dopiero wtedy jest uzyskiwana właściwa reguła i w efekcie siatka jest zbędna.

Najwyższy w Polsce

Masz nadawczy Radiowo-Telewizyjnego Centrum Nadawczego (RTCN) Katowice/Kosztowy w Mysłowicach, firmy Emitel S.A., ma wysokość 358,7 metra. Dla porównania – Pałac Kultury i Nauki w Warszawie ma, z iglicą i jej wspornikiem antenowym, wysokość 237 metrów (natomiast bez nich – 231 metrów). Data oddania



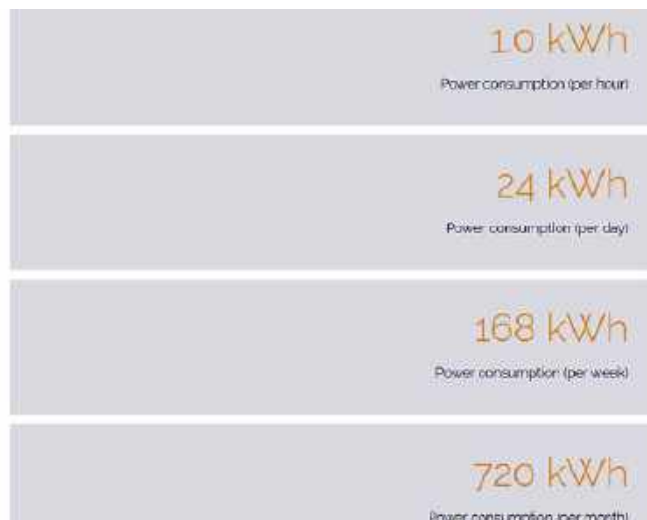
masztu do użytku: 23 czerwca 1976 r. Współrzędne jego położenia: 50°11'16,75"N, 19°06'57,97"E. Stan na styczeń 2021 r.

Wyższy od niego był tylko maszt nadawczy w Konstantynowie o wysokości 646,38 metra będący najwyższą budowlą świata: od 30 lipca 1974 roku (data oddania go do użytku) do 8 sierpnia 1991 roku (data jego zawalenia się). Obecnie jest nią, wysoki na 828 metrów, wieżowiec Burdż Chalifa w Zjednoczonych Emiratach Arabskich, od 17 stycznia 2009 roku, kiedy osiągnięto tę wysokość podczas jego budowy. Przewyższa maszt KVLY/KTHI TV Mast w Stanach Zjednoczonych mierzący 628,8 metra, najwyższy z istniejących do dzisiaj (od 13 sierpnia 1963 roku – data zakończenia jego konstrukcji).

Szybkie rachunki „elektryczne”

Rachunki dobowe, tygodniowe i miesięczne (tzn. w ciągu 30 dni kalendarzowych) za zużycie energii elektrycznej, przyjmując stałą godzinową wartość 1 kWh, zostały pokazane na rysunku. Wartości otrzymano na podstawie kalkulatora dostępnego pod adresem: <http://bit.ly/3cb8D7t>.

Przy średniej stawce 63 gr/kWh (Polska, styczeń 2021) są to koszty: 15,12 zł/doba, 105,84 zł/tydzień i 453,60 zł/miesiąc, równe 5518,80 zł po roku nieprzestępnym bądź 5533,92 zł po roku przestępnym.



Rozważania te są bardzo istotne, ponieważ z każdym rokiem energia elektryczna jest coraz droższa i obwarowana coraz to nowymi opłatami stałymi. Sprawdzenie swojego zużycia energii elektrycznej to niewątpliwie krok w stronę jej oszczędzania. Przy wskazanym wcześniej kalkulatorze i stawce cenowej łatwo dokonamy szacunkowych obliczeń.

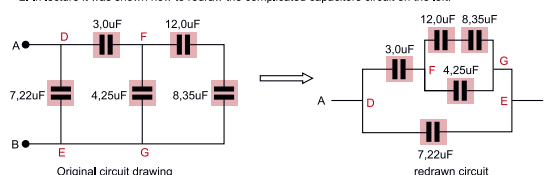


Pierwszy na świecie program telewizyjny w kolorze

Był to „Premiere” – show z udziałem gwiazd, którego jeden z kadrów został pokazany na fotografii. Data emisji: 25 czerwca 1951 r. Miejsce: Stany Zjednoczone. Nadawca: CBS (Columbia Broadcasting System). Standard: elektryczno-mechaniczny (nie NTSC) z dyskiem przepuszczającym światło o trzech kolorach (po 1/3 powierzchni na każde z nich): czerwonym, zielonym i niebieskim, przy 1440 obrotach na minutę, w liczbie sztuk 2 z synchronizacją.

Wspomniana data jest uważana za początek kolorowej telewizji na świecie. Dla porównania, w Europie Zachodniej jej początek to 1967 rok, a w Polsce 1971 rok (kolejno: 16 i 20 lat później od USA). Więcej informacji pod adresami: <http://bit.ly/3qllceK> i <http://bit.ly/3qPQ9NZ>.

2. In lecture it was shown how to redraw the complicated capacitors circuit on the left:



Find the equivalent capacitance of the capacitors in the circuit.

#PrzerysujTenObwódChallenge

Idea jest następująca: znajdź dowolny obwód elektryczny i przerysuj go do równoważnej postaci, a następnie nominuj wybrane przez siebie osoby, by zrobiły to samo. Przykład pokazano na rysunku i obwód o trzech równoległych gałęziach, z czego dwie zawierają dwa kondensatory w szeregu, a pozostała jeden. Propozycja szczególnie dla młodzieży, której „hasztagi” są nieobce. Zabawa gwarantowana!

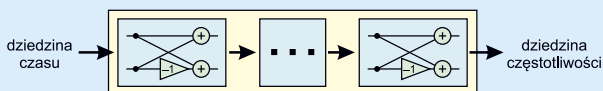
Eksperymenty z FPGA (15)

FFT przepływowowa i iteracyjna



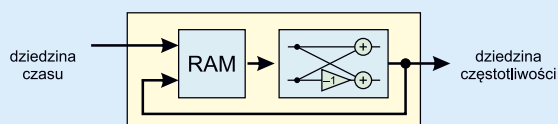
W kilku ostatnich odcinkach zaimplementowaliśmy szybką transformatę Fouriera. Była ona zbudowana w formie „przepływowej” – każdy kolejny krok został zrealizowany w osobnym bloku logiki. Takie podejście zwiększa przepustowość. Jednak gdy dane spływają wolniej, takie podejście prowadzi do marnowania dostępnych zasobów. Podejmiemy więc do problemu inaczej i zobaczymy, jak możemy wykorzystać pojedynczą logikę, kilkukrotnie tworząc coś, co przy programowaniu nazwalibyśmy pętlą.

Nasza poprzednia implementacja FFT została schematycznie pokazana na **rysunku 1**. Do modułu napływają próbki w dziedzinie częstotliwości. Przepływają przez kolejne motylki, które są niemal identyczne. Różnią się długością opóźnienia oraz liczbą współczynników *twiddle factor*. Można jednak przyjąć, że wykonują one tę samą funkcję. Ma to nawet odzwierciedlenie w naszym kodzie, gdzie zostały wstawione za pomocą pętli **for** w bloku **generate**.



Rysunek 1. Przepływowa implementacja FFT

Możemy więc pójść za tą analogią i stworzyć pętlę, która nie zostanie rozwinięta do osobnych bloków sprzętowych, lecz wykorzysta tylko jeden fragment logiki. Takie podejście zostało zaprezentowane na **rysunku 2**. Nowym elementem jest tu pamięć RAM. Posłuży ona do wstępnego zebrania danych, a następnie do przechowywania wyników obliczeń cząstkowych. Potrzebna będzie jeszcze dodatkowa logika sterująca, która umożliwi odczytywanie i zapisywanie danych w odpowiednich miejscach pamięci.



Rysunek 2. Iteracyjna implementacja FFT

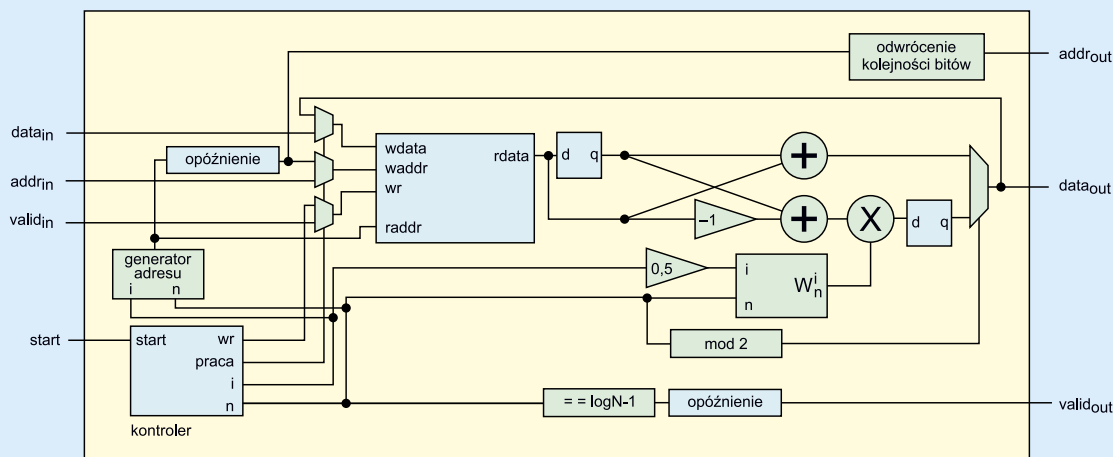
Spróbujmy więc (na początku dość zgrubnie) wyobrazić sobie, jak będzie działał taki moduł. Jego uproszczony schemat został pokazany na **rysunku 3**. Mamy cztery wejścia. Pierwsze trzy dotyczą danych

wejściowych. Są to kolejno: sama próbka, jej adres oraz sygnał *valid*. Czwarte wejście to sygnał *start*, który rozpocznie przetwarzanie.

Dane wejściowe trafiają na multipleksery. Jeżeli moduł jest w stanie spoczynku, zostaną one zapisane pod wskazany adres w pamięci RAM. Na razie zakładamy, że jest to pamięć idealna: po wpisaniu adresu wynik natychmiast pojawia się na wyjściu. W rzeczywistości wymaga to najczęściej kilku cykli zegara. Jednak na razie nie będziemy się tym przejmować. Tak jak poprzednio przez N oznaczmy długość transformaty. Łatwo więc zaobserwować, że będziemy potrzebować pamięci, która przechowa N zespolonych próbek. Gdy zostanie ona wypełniona danymi, blok FFT zostanie o tym poinformowany poprzez wejście *start*.

Na początku, żeby nie wchodzić w za dużo detali, blok, który zarządza pracą, nazwiemy kontroler i nie będziemy wnikać w jego implementację. Na razie ważne jest dla nas, że zapewni nam odpowiedni wybór źródła danych i zapis do pamięci. Zawiera on także dwa resetowane przy starcie liczniki. Pierwszy z nich, oznaczony jako i , będzie zliczał przebiegi wewnętrznej pętli. Przyjmuje on wartości od 0 do N . Drugi licznik odpowiada za obiegi zewnętrznej pętli. Oznaczmy go n . Będzie on przebiegał od 0 do $\log N$.

Wyjście z pamięci trafia bezpośrednio na motylka. Jednak tym razem na wejściu i wyjściu ma on tylko po jednym przerzutniku. Jak pamiętamy, poprzednio długość tych opóźnień była zależna od kroku transformaty. Moglibyśmy próbować zrobić podobnie, dodając blok opóźnienia o zmiennej długości sterowanej przez licznik n . Jednak możemy być sprytniejsi i zaoszczędzić dość dużo przerzutników kosztem skomplikowania generatora adresu. Tym razem nie działamy przepływowo, więc wszystkie dane są dostępne od razu. Dlatego możemy po prostu tak dobierać kolejne adresy, żeby na wyjściu z pamięci zawsze mieć dwie kolejne próbki z pojedynczego motylka.



Rysunek 3. Schemat blokowy iteracyjnego FFT

Drugi blok, który musimy zmodyfikować, to generator współczynników *twiddle factor*. Tym razem będzie on musiał przyjmować oba współczynniki, zarówno górny, jak i dolny. Także tu zastosujemy metodę tablicowania. Ale jak się okaże, uzyskana tablica będzie identyczna jak w pierwszym motylku z przepływowego FFT. Po dokonaniu obliczeń dane trafiają z powrotem pod ten sam adres w pamięci, z którego zostały odczytane. Trafiają też na wyjście, jednak sygnał *valid* pojawia się tylko przy ostatnim obiegu pętli. Odpowiada za to porównanie wartości n z $\log N - 1$.

Generowanie adresu

Zastanówmy się teraz nad generowaniem kolejnych adresów, spod których musimy odczytywać dane. Pomoże nam w tym **rysunek 4**. Odczytamy z niego, jakie dane są potrzebne do kolejnych obliczeń. Każdy pionowy wiersz odpowiada komórce pamięci. Założmy, że na początku dane do pamięci będziemy wpisywać po kolei: próbkę z chwili 0 pod adresem zero, z chwili 1 pod 1 i tak aż do $N-1$. Rozważmy przypadek $N=16$.

Zacniemy od zerowej iteracji ($n=0$). Pierwszy motylek wykonuje operacje na próbce 0 i 8. Uzyskane wyniki zapisuje z powrotem pod te same adresy. Kolejny motylek wykorzystuje dane spod 1 i 9 i tak aż do 7 i 15. Wszystkie kolejne wartości widzimy w pierwszym wierszu (tabela 1).

Tabela 1. Adresy odpowiadające kolejnym wartościom i, n																
$n \backslash i$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	0	8	1	9	2	10	3	11	4	12	5	13	6	14	7	15
1	0	4	1	5	2	6	3	7	8	12	9	13	10	14	11	15
2	0	2	1	3	4	6	5	7	8	10	9	11	12	14	13	15
3	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15

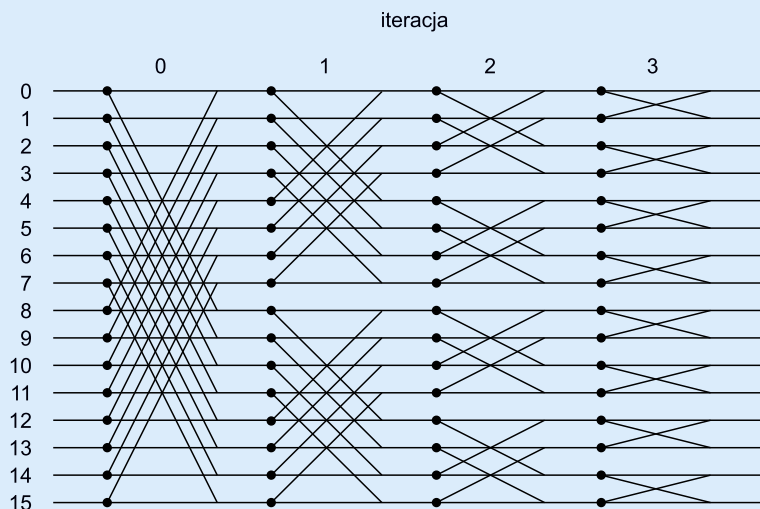
Przejdźmy do $n=1$. Tutaj pierwszy motylek odczytuje dane spod adresów 0 i 4, następnie 1 i 5 i aż do 3 i 7. Widzimy, że teraz adresy z „dolnej połowy” nie mieszają się już z adresami z „górnej połowy”. Kolejna para to 8, 12 aż do 11, 15. W iteracji $n=2$ mamy już cztery grupy motylków, a na samym końcu adresy odczytujemy po kolei od 0 do 15.

Na pierwszy rzut oka kolejne wartości wydają się dość przypadkowe. Ale popatrzmy na **tabelę 2**, gdzie zostały zapisane w systemie dwójkowym. Gdy się im przyjrzymy, zauważymy, że można opracować łatwy przepis na otrzymanie adresu na podstawie współczynników n, i . Otóż wystarczy przesunąć najmłodszy bit na pozycję $N-1-n$. Został on zaznaczony czerwoną czcionką. Dokładnie tę ideę

Tabela 2. Fragment tabeli 1 w systemie dwójkowym						
$n \backslash i$	0000	0001	0010	0011	0100	0101
0	0000	1000	0001	1001	0010	1010
1	0000	0100	0001	0101	0010	0110
2	0000	0010	0001	0011	0100	0110
3	0000	0001	0010	0011	0100	0101

Tabela 3. Generowanie adresu na podstawie liczb n, i				
n	adres			
0	$i[0]$	$i[3]$	$i[2]$	$i[1]$
1	$i[3]$	$i[0]$	$i[2]$	$i[1]$
2	$i[3]$	$i[2]$	$i[0]$	$i[1]$
3	$i[3]$	$i[2]$	$i[1]$	$i[0]$

Rysunek 4. Kolejność odczytów z pamięci dla FFT z $N=4$



pokazuje **tabela 3**. Tutaj oznaczenie i , podobnie jak w SystemVerilogu, oznacza numer bitu.

Twiddle factor

Najpierw przypomnijmy znany nam już wzór na kolejne współczynniki:

$$W_n^i = e^{-j2\pi \frac{i}{n}} \quad (1)$$

Widzimy więc, że możemy skrócić i oraz n jak zwykły ułamek. Jak pamiętamy, dla zerowej iteracji potrzebujemy współczynników od W_{16}^0 do W_{16}^7 , natomiast w kolejnej już od W_{16}^0 do W_{16}^3 . Jednak korzystając z wzoru (1), możemy wszystkie współczynniki sprowadzić do tych z $n=16$. Okazuje się, że kolejny krok używa podzbioru współczynników z poprzedniego, ale wykorzystuje tylko parzyste współczynniki. Dzięki temu możemy użyć tylko jednej, wspólnej tablicy.

Tabela 4. Współczynniki <i>twiddle factor</i> w zależności od i, n								
$n \backslash i \% 2$	0	1	2	3	4	5	6	7
0	W_{16}^0	W_{16}^1	W_{16}^2	W_{16}^3	W_{16}^4	W_{16}^5	W_{16}^6	W_{16}^7
1	W_{16}^0	W_{16}^2	W_{16}^4	W_{16}^6	W_{16}^0	W_{16}^2	W_{16}^4	W_{16}^6
2	W_{16}^0	W_{16}^4	W_{16}^0	W_{16}^4	W_{16}^0	W_{16}^4	W_{16}^0	W_{16}^4
3	W_{16}^0	W_{16}^0	W_{16}^0	W_{16}^0	W_{16}^0	W_{16}^0	W_{16}^0	W_{16}^0

Wróćmy do naszego szczególnego przypadku $N=16$. W **tabeli 4** pokazano, jakie wartości są potrzebne dla kolejnych współczynników n, i . Ponieważ każdy motylek potrzebuje dwóch próbek, do wyboru współczynników, nie używamy najmłodszego bitu zmiennej i . Dlatego w tabeli pojawia się i modulo 2. Po chwili analizy możemy zapisać potrzebny adres jako:

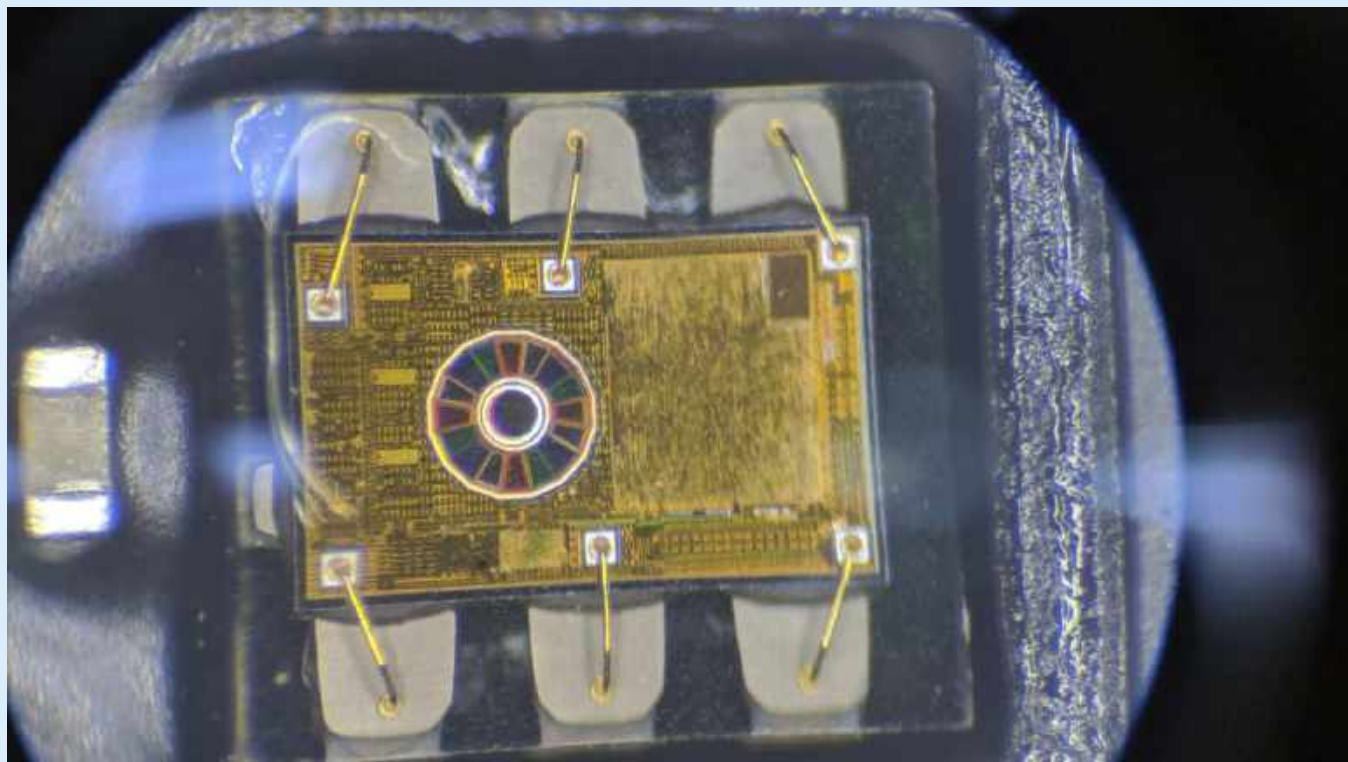
$$i[\log N - 1 : 1] \ll n$$

Czyli skreślamy najmłodszy bit współczynnika i , a następnie uzyskany wynik przesuwamy o n pozycji w prawo.

Podsumowanie

W tym odcinku dowiedzieliśmy się, jak za pomocą pamięci RAM można implementować pętlę w układzie FPGA. Przygotowaliśmy także podstawowe bloki iteracyjnego FFT. W następnym odcinku dowiemy się więcej na temat dostępnej w układzie Intel MAX10 blokowej pamięci RAM oraz przetestujemy nową wersję procesora FFT.

Rafał Kozik
rafkozik@gmail.com



Systemy dla Internetu Rzeczy (45)

Czujniki koloru

Podziękowania dla pana Janusza Rzeszuta za konsultacje fachowe przy pracy nad przygotowaniem tekstu.

Scalone czujniki koloru True Color (XYZ) oraz RGB pozwalają na łatwą realizację dokładnego pomiaru koloru w systemie procesorowym. Ich duża czułość w połączeniu z szerokim zakresem dynamicznym sprawiają, że są dobrze przystosowane do ciągłego pomiaru temperatury barwowej światła otoczenia w systemach zarządzania wyświetlaczami oraz do wspomagania automatycznego balansu bieli w kamerach. Czujniki pozwalają na polepszenie rozdzielczości i jakości wyświetlania koloru w telewizorach, monitorach, urządzeniach mobilnych i systemach specjalistycznego sprzętu oświetleniowego. Dostępnych jest wiele zestawów różnych firm do szybkiego prototypowania urządzeń IoT z tymi układami.

Proste czujniki światła otoczenia (ALS, Ambient Light Sensor) zostały wyposażone w kanał pomiaru bliskiej podczerwieni (NIR, Near Infrared) oraz umożliwiają pomiar światła widzialnego z rozróżnieniem na trzy kanały: czerwony (R, red), zielony (G, green) i niebieski (B, blue). Kolejnym postępem było opracowanie filtrów interferencyjnych i skonstruowanie czujników XYZ oraz wielospektralnych.

W tym ostatnim skokowym rozwoju wiodącą rolę odegrała firma AMS AG (z oficjalną nazwą pisaną małymi literami: amg). Firma AMS, kupując firmę MAZE w 2016 roku, umocniła swoją pozycję lidera w dziedzinie zaawansowanych czujników optycznych. Przejęcie przyniosło firmie AMS kilka innowacyjnych technologii, w tym wykrywanie spektralne. Opracowując nową serię czujników wielospektralnych, firma AMS utrzymała wiodące miejsce w łańcuchu dostaw czujników światła otoczenia dla Apple. AMS zapewnia szeroki wachlarz rozwiązań, od czujnika RGB, XYZ i czujnika

NIR po czujnik światła widzialnego wykonany w całości z filtrów interferometrycznych.

Widzenie oczne

Ludzkie oko jest zbudowane z trzech rodzajów czopków (cones) czułych na różną długość fal: długich 560...580 nm (L), średnich 530...540 nm (M) i krótkich 420...440 nm (S). Dają one percepcję kolorów przez człowieka w warunkach średniej i dużej jasności (rysunek 1). Widzenie kolorów maleje w bardzo słabym świetle, wtedy główną rolę przejmują monochromatyczne receptory, określone jako pręciki (rods). Zatem trzy parametry, odpowiadające poziomom bodźca trzech rodzajów komórek czopków, w zasadzie opisują wszelkie ludzkie wrażenia barwne. Te parametry tworzą trójwymiarową przestrzeń zwaną „przestrzenią kolorów LMS”, która jest jedną z wielu przestrzeni kolorów opracowanych w celu ilościowego określenia ludzkiego widzenia kolorów. Przestrzeń kolorów

odzworowuje zakres kolorów wytwarzanych fizycznie, światła mieszanego, pigmentów, itp. W niektórych przestrzeniach kolorów, w tym w przestrzeniach LMS i XYZ, używane kolory podstawowe nie są kolorami rzeczywistymi w tym sensie, że nie mogą być generowane w żadnym widmie światła.

Czujniki koloru XYZ

Czujniki XYZ, znane również jako czujniki True Color, mogą być używane do pomiarów koloru o wartości bezwzględnej. Są wyposażone w filtry interferencyjne, które zapewniają solidną podstawę technologiczną do pomiaru koloru zgodnie ze standardowymi definicjami koloru. Filtry interferencyjne przypisują określone wartości czułości do każdej długości fali w każdym z trzech kanałów koloru. Po kalibracji możliwe jest określanie mierzonych wartości kolorów jako wartości XYZ (współrzędne chromatyczności), które są używane jako wartości podstawowe do konwersji na inne przestrzenie kolorów.

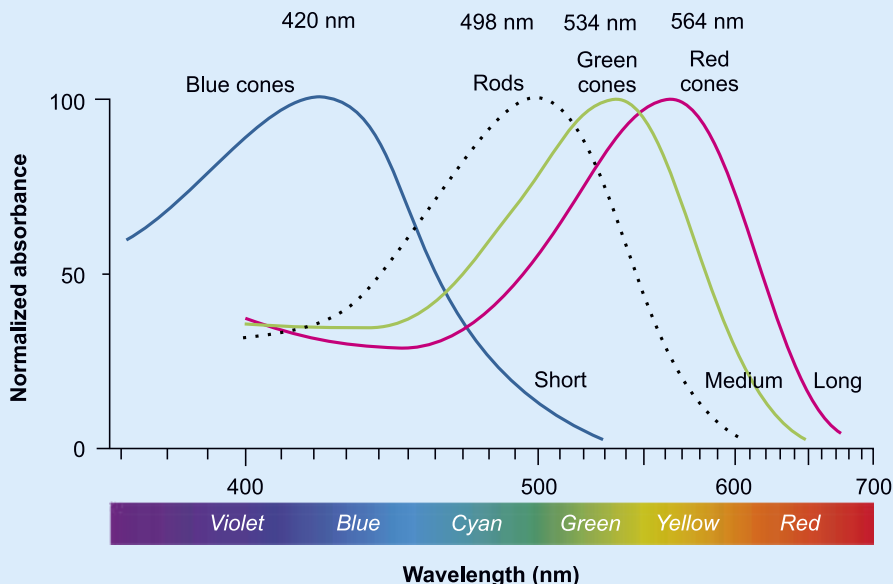
Współrzędne XYZ oparte są na charakterystyce CIE 1931. Czujniki XYZ mierzą wartości tak dokładnie, jak widzi je ludzkie oko. Dane XYZ można łatwo przekonwertować na inne przestrzenie kolorów, w tym RGB, sRGB, CIE-L * a_b, L * c_h lub L * u_v.

Nowa generacja filtrów XYZ firmy AMS jest oparta na technologii filtrów interferencyjnych, która obejmuje złożone warstwy materiałów, takich jak dwutlenek krzemu, skutecznie budowane w procesie typu CMOS. Filtry te są stabilne jak wysokiej jakości szkło. W laboratoriach firmy AMS obserwowano przesunięcie termiczne filtra około 1 pikometra na stopień Celsjusza. Dla typowego zakresu temperatury pracy urządzenia od -40...85°C jest to mniej niż jedna dziesiąta nanometra w widzialnym zakresie od 390 do 700 nm. Ta stabilność w całym okresie eksploatacji i zakres temperatur pracy oznaczają, że fabryczna kalibracja przeprowadzona na dowolnym czujniku XYZ z filtrem interferencyjnym wystarczy na cały okres użytkowania [4].

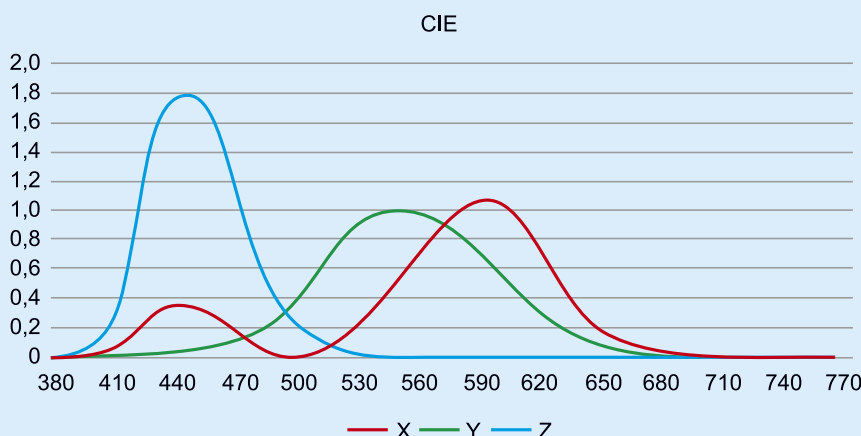
Firma AMS produkuje wiele układów scalonych czujników XYZ, rozpoczynając w roku 2017 od czujnika TCS3430, aż do nowego układu AS73211 [3]. Na przykład układ AS7261 integruje czujnik XYZCIR + D (dark) w obudowie LGA z osłoną i mikro-soczewką. Jest przeznaczony do pracy z elektroniczną migawką.



Fotografia 1. Sensor firmy AMS typu AS73211 – JENCOLOR XYZ True Color



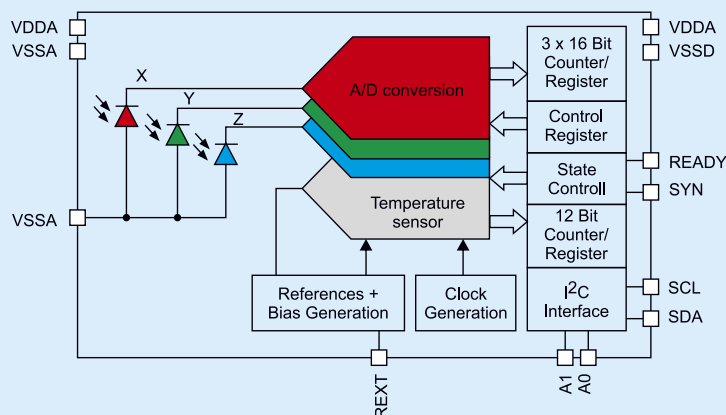
Rysunek 1. Typowa czułość oka ludzkiego na kolor i intensywność światła [1]



Rysunek 2. Typowa odpowiedź spektralna XYZ czujnika AS73211 firmy AMS [2]

Układ AS73211 firmy AMS

Sensor firmy AMS typu AS73211 – JENCOLOR XYZ True Color (fotografia 1) to cyfrowy czujnik XYZ z interfejsem I²C do względnego i bezwzględnego pomiaru koloru. Układ należy do rodziny czujników koloru JENCOLOR i zapewnia ulepszone właściwości optyczne dzięki technologii filtra na szkło. Oferuje pomiary światła i koloru ściśle odpowiadające percepcji światła typowego ludzkiego oka, zgodnie z definicją branżowego standardu CIE 1931/DIN 5033. Wewnętrzna kompensacja, oparta na odczytach ze zintegrowanego czujnika temperatury, zapewnia utrzymanie dokładności pomiaru koloru w całym zakresie temperatury roboczej.



Rysunek 3. Schemat blokowy układu AS73211 firmy AMS [2]

Układ ma filtr blokujący podczerwień oraz zintegrowane silikonowe filtry interferencyjne na szkło JENCOLOR X ($\lambda=600$ nm), Y ($\lambda=555$ nm), Z ($\lambda=445$ nm) (**rysunek 2**). Takie rozwiązanie zapewnia gładką charakterystykę oraz brak dryftu starzenia filtra pod wpływem temperatury i czasu oraz odporność na promieniowanie UV. Umożliwia to szybkie i bardzo dokładne pomiary koloru i światła przy słabym oświetleniu, jak również przy świetle bardzo jasnym. Czułość wynosi od 13,85\14,91\8,01 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ (X/Y/Z) do 28,37\30,55\16,40 mW/cm^2 i jest regulowana w 12 krokach, z wskazaniem czasu przetwarzania w 15 krokach. Przetwarzanie daje odporność na zakłócenia 50/60 Hz.

Na **rysunku 3** zostały pokazane główne komponenty układu AS73211. Trzy fotodiody przetwarzają światło na prąd, a następnie równolegle pracują trzy 24-bitowe przetworniki A/C (typu delta-sigma). Wyniki przechowywane w trzech 16-bitowych rejestrach są dostępne przez interfejs I²C. Możliwe jest także odczytanie pozostałych 8 bitów wyniku pomiaru. Wejście SYN służy do wyzwalania przetwarzania. Wyjście READY sygnalizuje zakończenie przetwarzania. Układ zawiera wewnętrzny 12-bitowy czujnik temperatury, odczytywany razem z pomiarem oświetlenia, również dostępny przez interfejs I²C. Wyprowadzenia A0 i A1 ustawiają adres slave na magistrali. Oddzielne analogowe i cyfrowe wyprowadzenia zasilania i uziemienia zmniejszają sprzężenie szumów zasilania. Układ może wchodzić w tryb Power Down, w którym nie pracuje zegar i część analogowa, lecz aktywna jest obsługa szyny I²C. Podstawowe cechy układu AS73211 [2]:

- czułość: 0,4 lux do 208 klux (duża powierzchnia fotoczuła trzech diod),
- zakres dynamiczny: 250 mln: 1 (od 16 do 24 bitów ADC),
- czas konwersji: od 125 μs do 16 s,
- zakres temperatury pracy: $-40...125^\circ\text{C}$,
- napięcie zasilania: 2,7...3,6 V,
- prąd zasilania: 1,5 mA (pomiar), 800 μA (oczekiwanie), 1 μA (wyłączenie),
- interfejs: I²C 16b 400 kHz,
- obudowa: QFN16 (4×4×0,9 mm) z oknem 1×1 mm.

Układ TCS3430 firmy AMS

Cyfrowy czujnik XYZ z interfejsem I²C z pomiarem światła otoczenia (ALS) i podczerwieni (IR) to układ typu TCS3430 firmy AMS (**fotografia 2**). Pomiary te służą do obliczania natężenia oświetlenia i temperatury barwowej z dokładnością do 10%. Układ umożliwia programowanie wzmocnienia i czasu integracji. Przekroczenie dolnego lub górnego zakresu wartości kanału ALS może powodować zgłoszenie sygnału przerwania. Podstawowe cechy układu TCS3430 [3]:

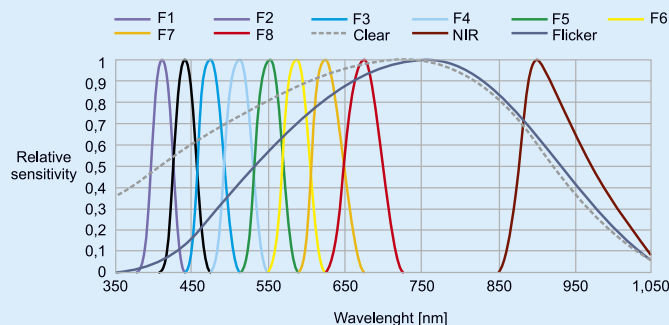
- czas integracji: 2,78...711 ms,
- zakres temperatury: $-40...85^\circ\text{C}$,
- napięcie zasilania: 1,7...2,0 V,
- prąd zasilania: 100 μA (pomiar), 30 μA (oczekiwanie), 0,7 μA (uśpienie),
- interfejs: I²C 16b 400 kHz 1,8 V,
- obudowa: 2,41×1,75×1,00 mm.



Fotografia 2. Cyfrowy czujnik XYZ z interfejsem I²C z pomiarem światła otoczenia (ALS) i podczerwieni (IR) typu TCS3430

Wielospektralne czujniki koloru

Wielokanałowe czujniki widmowe to czujniki nowej generacji, które mają wiele kanałów



Rysunek 4. Rozłożenie kanałów pomiarowych układu AS7341 firmy AMS [4]

pomiarowych w celu zapewnienia wysokiej jakości informacji o kolorze, przy niskiej cenie układu. Czujniki wielospektralne rozdzielają wybrane widmo na kanały widmowe. Poprzez pomiar widma obiektów można kompensować fałszywe dopasowanie kolorów. Czujnik wielospektralny daje odpowiedź na pytanie, czy próbka koloru pomarańczowego to mieszanka czerwieni i żółci, czy też czystą pomarańcz. Mogą też mierzyć widmowe wartości światła, takie jak współczynnik oddawania barw (CRI), a także powszechnie mierzone wartości, takie jak jasność i skorelowana temperatura barwowa CCT [1]. Układ AS7263 to 6-kanałowy spektrometr w obudowie LGA z osłoną i mikrosoczewką. Jest przeznaczony do pracy z elektroniczną migawką.

W styczniu roku 2020 firma AMS zapowiedziała nowy układ AS7350. Czujnik widmowy AS7350 jest zoptymalizowany do użytku w urządzeniach przenośnych i mobilnych i jest dostarczany w małej obudowie 3,1×2×1 mm odpowiedniej do montażu w smartfonie lub urządzeniu konsumenckim.

Układ AS7341 firmy AMS

Czujnik typu AS7341 to 11-kanałowy sensor wielospektralny (**fotografia 3**) do zastosowań związanych z wykrywaniem kolorów i analizą widmową. Odpowiedź widmową definiuje w zakresie długości fal od około 350 nm do 1000 nm. Sześć kanałów może być przetwarzanych równolegle

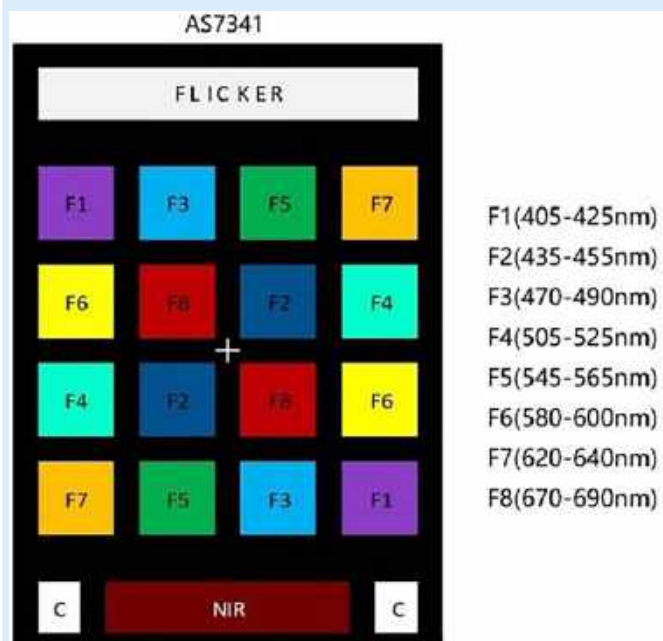


Fotografia 3. Czujnik typu AS7341 – 11-kanałowy sensor wielospektralny

przez niezależne przetworniki ADC, podczas gdy inne kanały są dostępne za pośrednictwem multiplexera. Ośmiu kanałów optycznych obejmuje widmo widzialne, jeden kanał może służyć do pomiaru bliskiej podczerwieni, a jeden kanał to fotodiody bez filtra – „czysta”. Urządzenie ma również dedykowany kanał do wykrywania migotania światła otoczenia 50 lub 60 Hz. Mechanizm wykrywania migotania może również buforować dane do obliczania innych częstotliwości migotania. Kanał NIR w połączeniu z innym kanałem VIS może dostarczać informacji o otaczających warunkach oświetleniowych (wykrywanie źródła światła).

Jak pokazano na **rysunku 4**, filtry są ułożone w taki sposób, że ich graniczne zakresy są wyrównane, nie pozostawiając prawie żadnych przerw w wybranym widmie. W zakresie widzialnym pomiar czujnika wielowidmowego odbywa się na poziomie radiometrycznym, a nie kolorymetrycznym. Oznacza to, że czujnik mierzy widmowy rozkład mocy próbki i oblicza punkt koloru na podstawie tych wartości widmowych.

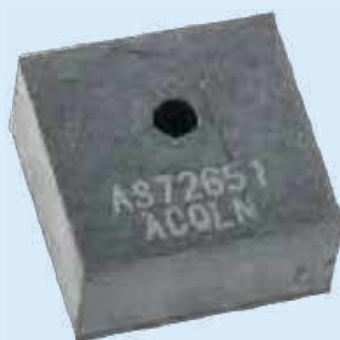
Układ AS7341 integruje filtry ze standardowym krzemem CMOS za pomocą technologii nanooptycznych filtrów interferencyjnych osadzonych, a jego obudowa zapewnia wbudowaną osłonę



Rysunek 5. Organizacja matrycy czujnikowej układu AS7341 firmy AMS [11]

do kontrolowania światła wpadającego do matrycy czujnika. Zorganizowanie matrycy czujnikowej zostało pokazane na rysunku 5.

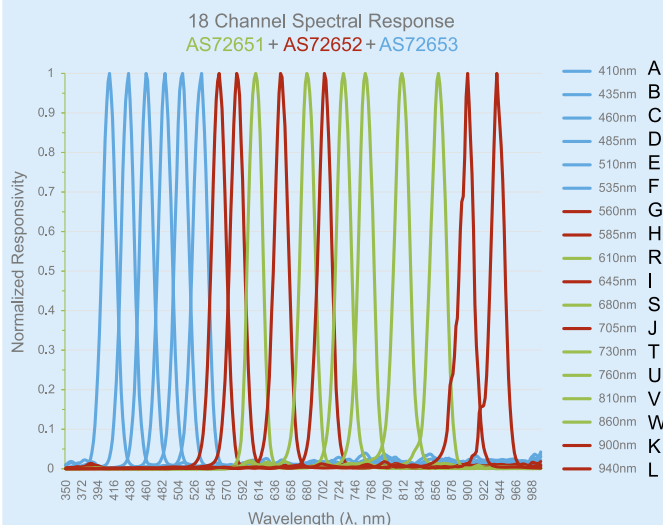
Kontrola i dostęp do danych widmowych są realizowane przez interfejs szeregowy I²C. Urządzenie dostępne jest w ultraniskoprowalnej obudowie o wymiarach 3,1×2×1 mm.



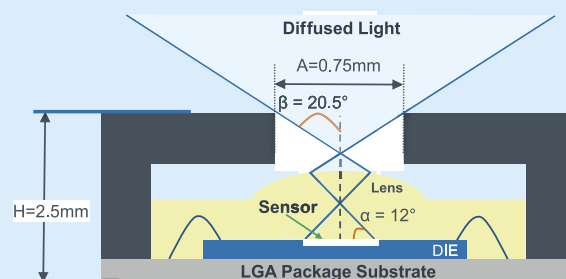
Fotografia 4. Układ z rodziny czujników AS7265x

Zestaw układów AS7265x firmy AMS

Rodzina czujników AS7265x (fotografia 4) obejmuje 3 układy scalone, każdy wyposażony w 6 kanałów pomiarowych. Dostarczają one 18-kanałową, matrycę czujnikową obejmującą długości fal bliskiego nadfioletu do bliskiej podczerwieni (410...940 nm) z szerokością kanałów FWHM 20 nm (rysunek 6). Rodzina urządzeń integruje filtry Gaussa ze standardowym krzemem CMOS za pomocą technologii



Rysunek 6. Kanały pomiarowe zestawu układów AS7265x firmy AMS [4]



Rysunek 7. Obudowa LGA układów AS7265x firmy AMS [3]

nanooptycznego filtru interferencyjnego. Każdy układ AS7265x ma dwa zintegrowane sterowniki diod LED (100 mA) z programowalnym prądem, które można synchronizować do zastosowań z elektronicznymi migawkami. Każdy ma wbudowany czujnik temperatury. Zestaw AS7265x jest skalibrowany fabrycznie. W połączeniu z wysoką stabilnością filtra w czasie i temperaturze umożliwia to skalibrowanie na cały okres użytkowania.

Układy są umieszczone w obudowach LGA (4,5×4,4×2,5 mm) z przesłoną ograniczającą wpływ światła rozproszonego oraz mikrosoczewką (rysunek 7). Charakterystyka optyczna jest zoptymalizowana do pomiarów światła rozproszonego.

Podstawowe cechy układów zestawu AS7265x:

- przetworniki AC 16b (dla każdej fotodiody),
- czas integracji: 2,78...711 ms,
- czułość: znormalizowana 35 zliczeń/μW/cm² w każdym kanale, w całym widmie z dokładnością ±12%,
- zakres temperatur pracy: -40...85°C,
- napięcie zasilania: 2,97...3,6 V,
- interfejs: I²C 16b 400 kHz,
- obudowa: LGA 4,5×4,4×2,5 mm (taka sama dla trzech układów scalonych).

Układy zestawu AS7265x są połączone magistralą I²C (rysunek 8):

- AS72651 (610, 680, 730, 760, 810, 860 nm) – służy jako główny kontroler zestawu. Wymaga dołączenia zewnętrznej pamięci Flash z firmowym oprogramowaniem. Port UART służy do komunikacji z systemem komputerowym.
- AS72652 (560, 585, 645, 705, 900, 940 nm) – port I²C służy do komunikacji z głównym kontrolerem zestawu.
- AS72653 (410, 435, 460, 485, 510, 535 nm) – port I²C służy do komunikacji z głównym kontrolerem zestawu.

Czujniki koloru RGB

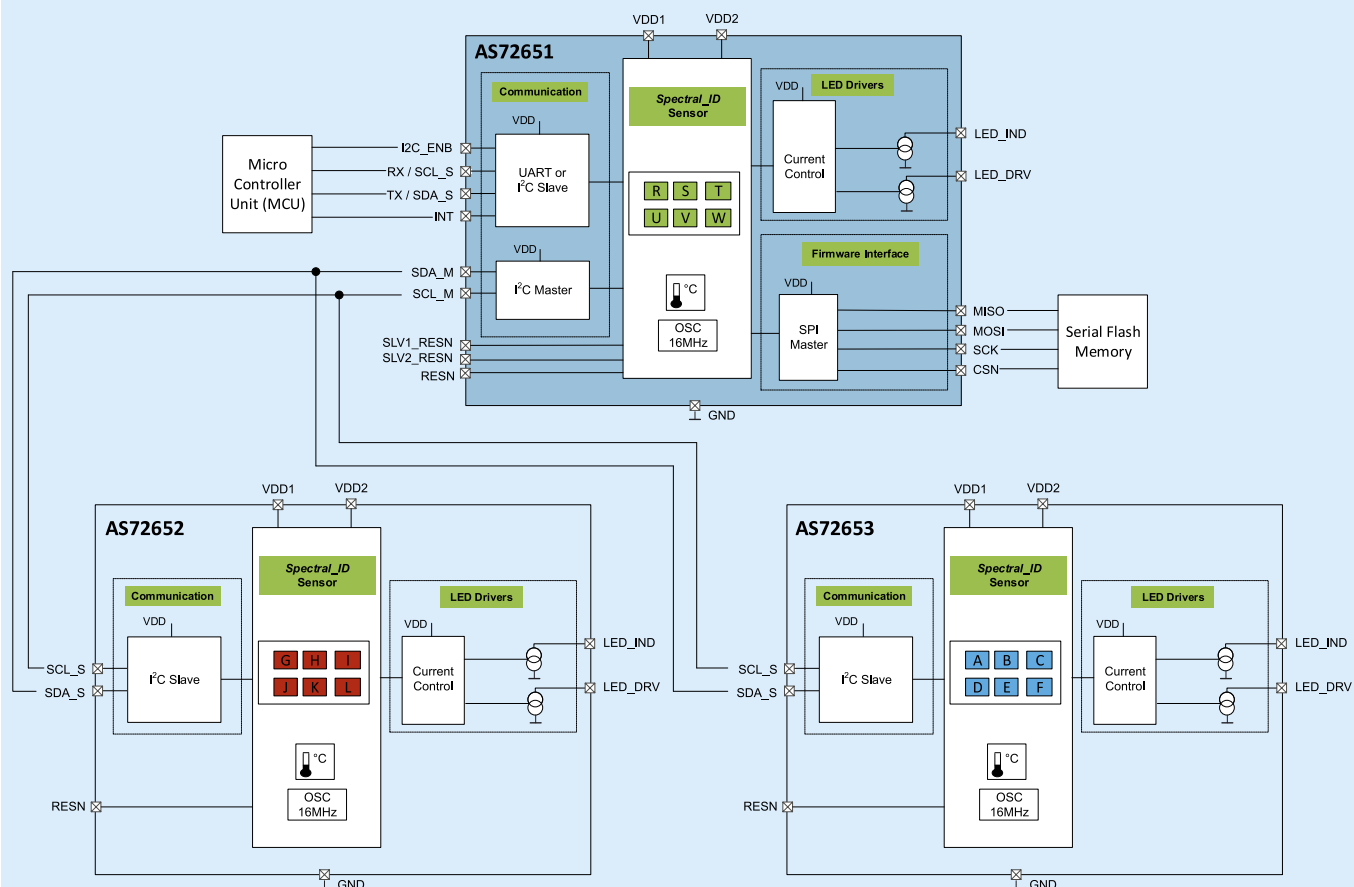
Tradycyjną technologię RGB można postrzegać jako podzbiór czujników spektralnych. Czujnik RGB zwykle wyposażony jest w trzy filtry pasmowo-przepustowe w widmie światła widzialnego. Ten rodzaj pomiaru koloru nie jest dostosowany do żadnego standardu ani modelu postrzegania koloru przez ludzkie oko. Nawet przy zastosowaniu złożonej kalibracji dokładność pomiaru koloru czujnika RGB jest ograniczona przez trzykanałową konfigurację urządzenia.

Scalone układy czujników RGB wykonują pomiar w trzech zakresach widma światła: czerwony (R) 590...720 nm, zielony (G) 480...600 nm oraz niebieski (B) 400...540 nm. Czujniki koloru zawierają typowo filtry blokujące niepożądane światło podczerwone. Niektóre czujniki wykonują dodatkowo pomiar w zakresie podczerwieni (IR) powyżej 700 nm oraz pomiar całego widma światła (C), bez filtra kolorowego.

Scalone układy czujników koloru RGB są produkowane przez wielu producentów: Hamamatsu [5], AMS (dawniej TAOS) [3], Vishay [8], Rohm [12], Renesas (dawniej Intersil) [10], Broadcom (dawniej AVAGO) [9] i inni.

Scalone czujniki koloru RGB dostarczają sygnał wyjściowy w postaci:

- analogowej, przetworniki światło-napięcie,
- cyfrowej – jako częstotliwość,



Rysunek 8. Konfiguracja pracy zestawu układów AS7265x firmy AMS [3]

- cyfrowej szeregowej,
- cyfrowej w standardzie I²C.

Czujniki scalone mają powierzchnie światłoczułe o różnych kształtach: prostokąta (wiele układów) lub koła. Powierzchnie światłoczułe typowo są podzielone na obszary osobne dla każdego kanału koloru. Mogą być zorganizowane w postaci matrycy elementów. Rozdzielczość wewnętrznego pomiaru cyfrowego zależy od czasu integracji i może się zmieniać w dużym zakresie, np. od 10 do 24 bitów. Pomiar dla poszczególnych kanałów mogą być wykonywane synchronicznie w kilku kanałach lub sekwencyjnie.

Obecnie obserwuje się integrowanie w jednym układzie z pomiarami koloru innych funkcji związanych ze światłem. Scalone czujniki koloru mogą być również zintegrowane z czujnikami zbliżeniowymi (proximity sensor), jak w układach TCS37727 i TMD4903 firmy AMS. Mogą być również zintegrowane z wykrywaniem gestów, jak TMG4903 oraz TMG39923 firmy AMS.

Układ TCS3400 firmy AMS AG (dawniej TAOS)

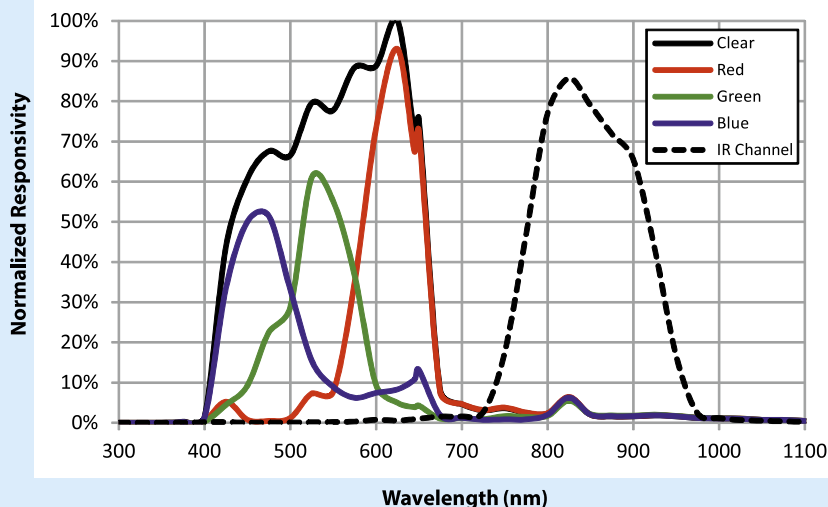
Firma AMS AG przejęła firmę TAOS Inc, która była wcześniej działem układów fotoczułych wydzielonym z firmy Texas Instruments. Rodzina czujników RGB firmy AMS obejmuje wiele układów scalonych: układy poprzedniej generacji, układy aktualnie zalecane (TCS3400) oraz układy nowe w trakcie przygotowania (TCS3408, TCS34010). AMS jest wieloletnim dostawcą czujników koloru do iPhone'ów firmy Apple i ma największy udział w rynku czujników światła otoczenia (ALS).

TCS3400 jest typowym układem RGB-CIR z interfejsem I²C i z wielosegmentowym sensorem o średnicy 0,471 mm (rysunek 9). Centralny

obszar filtru jest przeznaczony dla czujnika podczerwieni, a czujniki koloru są umieszczone wokół niego (fotografia 5) [7]. Składają się z organicznych filtrów kolorowych i filtrów interferometrycznych. Takie rozmieszczenie segmentów pozwala na stabilny pomiar koloru niezależnie od kierunku padającego światła. Układ ma zamontowany filtr



Fotografia 5. Budowa filtra układu TCS3400 [7]



Rysunek 9. Rozkład kanałów RGB-CIR układu TCS3400 firmy AMS [4]



Fotografia 6. Układ APDS-9251 – 20-bitowy sensor RGBIR z interfejsem I²C [9]

podczerwieni dla sensorów RGBC. Struktury scalone sensorów firma umieszcza w różnych obudowach, przykład iPad Pro [6] na rysunku tytułowym.

Cztery niezależne przetworniki AC (16b)

wykonują pomiary z fotodiod jednocześnie (rysunek 10). Przekroczenie dolnego lub górnego zakresu wartości kanału C może powodować zgłoszenie sygnału przerwania. Układ umożliwia programowanie wzmocnienia analogowego oraz ustawianie czasu integracji, co daje zakres dynamiki pomiarów 1000000:1. Pracuje z napięciem zasilania 2,7...3,6 V z poborem prądu 235 μ A w czasie pomiaru i 1 μ A w stanie uśpienia. Jest dostarczany w obudowie WDFN6 2,4×2,0 mm.

Dalszym rozszerzeniem możliwości pracy jest układ TCS3707 zawierający czujnik RGBCW oraz niezależny kanał detekcji migotania F (flicker detection) i detekcji zbliżenia P (proximity).

Układ APDS-9251 firmy Broadcom (dawniej AVAGO)

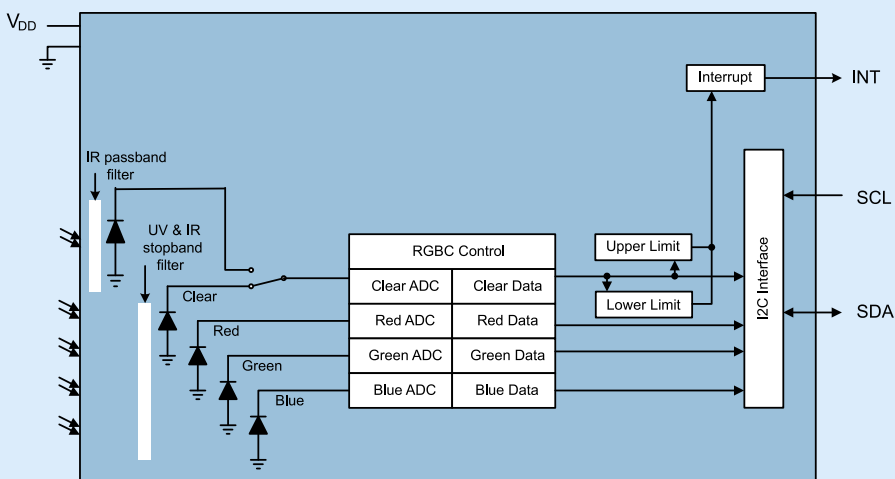
Firma Broadcom przejęła firmę AVAGO razem z czujnikiem APDS-9250. Jego ulepszona wersja APDS-9251 (fotografia 6) jest 20-bitowym układem RGBIR z interfejsem I²C [9]. Daje to ogromny zakres dynamiki 18000000:1. Układ ma zamontowany filtr podczerwieni oraz czujnik temperatury. Wykonuje liniowe pomiary poziomu oświetlenia w zakresie do 20000 lux. Przy czasie integracji przetwarzania AC od 50 ms usuwane są zakłócenia 50 i 60 Hz. Pracuje z napięciem zasilania 1,75...3,6 V z poborem prądu 130 μ A w czasie pomiaru i 1 μ A w stanie oczekiwania. Zastosowano obudowę 8-ODFN 2,0×2,0×0,65 mm.

Układ S13683 firmy Hamamatsu

Firma Hamamatsu produkuje dwa układy scalone z interfejsem I²C i z tym samym sensorem RGB [5]. Sensor ma rozmiary 1,1×0,54 mm i jest zorganizowany w postaci matrycy: cztery pola RGBC powtórzone 10 razy (fotografia 7). Czwarte pole służy do pomiaru światła rozproszonego, które ominęło filtr RGB – jego pomiar jest odejmowany od pomiarów kanałowych RGB. Czułość jest przełączana w stosunku 1:10 poprzez wybór pojedynczego pola RGBC (mała czułość) lub całej matrycy. Czułość można też regulować w zakresie od 1 do 65535 razy poprzez zmianę czasu integracji pomiaru. Zakres dynamiczny pomiaru dla niskiej czułości wynosi od 1 do 10 klux. Układ ma jeden przetwornik prąd-częstotliwość ze zliczaniem wyniku



Fotografia 7. Sensor RGB S13683 firmy Hamamatsu [5]



Rysunek 10. Schemat blokowy układu TCS3400 firmy AMS [3]

do 16-bitowej dokładności. Pola RGBC są mierzone sekwencyjnie. Jest czuły na światło w zakresie podczerwieni, co wymaga zewnętrznego filtra. Pracuje z napięciem zasilania 2,5...3,3 V z poborem prądu 75 μ A.

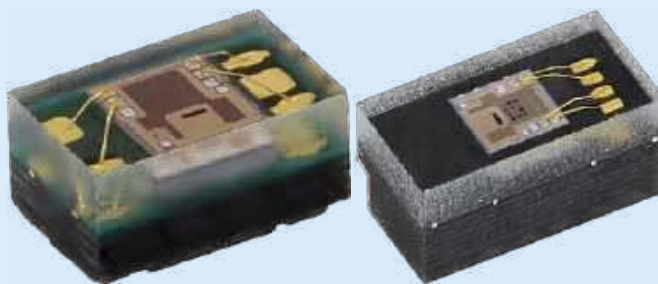
Układ S13683-02WT jest dostarczany w obudowie WL-CSP6 1,75×1,25×0,61 mm. Układ S13683-03DT (-04DS) ma obudowę SMD10 3,2×4,2×1,3 mm.

Firma Hamamatsu produkuje również dwa scalone układy RGB (S9706, S11012-01CR) z równoległym pomiarem cyfrowym 12b oraz z sekwencyjnym wyprowadzaniem wyników w postaci transmisji szeregowej. Produkowane są też analogowe czujniki RGB w postaci trzech diod fotoczułych w jednej obudowie (RGB S7505-01). Są również wersje monochromatyczne, które wykrywają tylko jeden kolor: czerwony S6430-01 (R), zielony S6429-01 (G) oraz niebieski S6428-01 (B).

Układy VEML3328 i VEML3328SL firmy Vishay

Firma Vishay produkuje dwa układy scalone z interfejsem I²C i z tym samym sensorem RGBCIR [8] (fotografia 8). Fotodiody, wzmacniacze i przetwornik AC wykonane jako jeden układ scalony CMOS. Układ charakteryzuje się bardzo dużą liniowością (kompensacja temperatury) i czułością (do 0,003 lux/krok zliczania), co pozwala na pracę z ciemnymi soczewkami. Układ umożliwia programowanie wzmocnienia analogowego oraz cyfrowego, wybór zakresu pomiarowego i ustawianie czasu integracji. Wyniki pomiaru (16b) umożliwiają obliczanie temperatury barwowej oraz współrzędnych przestrzeni barw XYZ (z podaną macierzą transformacji). Pomiar może być wykonywany pojedynczo (po odbiorze polecenia) lub z automatycznym powtarzaniem. Pracuje z napięciem zasilania 2,5...3,6 V z poborem prądu 580 μ A w czasie pomiaru i 80 nA w stanie wyłączenia.

Układ VEML3328 jest dostarczany w obudowie OPLGA-4 2×1,25×1 mm. Układ VEML3328SL ma okno optyczne skierowane do boku i ma obudowę OPLGA4 SV (side view) 2,95×1,5×1,5 mm. Układy otrzymały nagrodę AspenCore World Electronics Achievement Award 2020 w kategorii czujniki.



Fotografia 8. Układy VEML3328 i VEML3328SL firmy Vishay [8]

Układ VEML6040 firmy Vishay

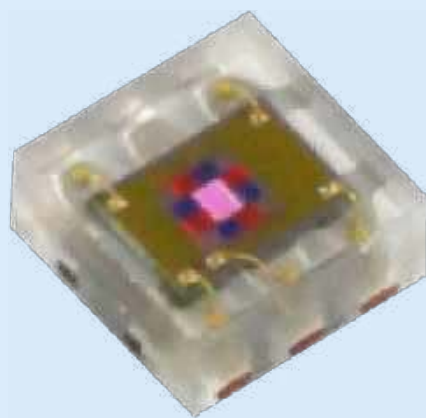
Układ scalony VEML6040 firmy Vishay (fotografia 9) z interfejsem I²C jest czujnikiem RGBW (white light) [8]. Zastosowanie technologii Filtron pozwala na osiągnięcie widmowej czułości światła otoczenia najbliższej czułości ludzkiego oka. Układ ma taką samą obudowę i podobne parametry co VEML3328 przy maksymalnej czułości 0,007865 lux/krok zliczania. Pracuje z napięciem zasilania 2,5...3,6 V z poborem prądu 200 µA w czasie pomiaru i 800 nA w stanie wyłączenia.



Fotografia 9. Układ scalony VEML6040 firmy Vishay – czujnik RGBW white light [8]

Układ ISL29125 firmy Renesas (dawniej Intersil)

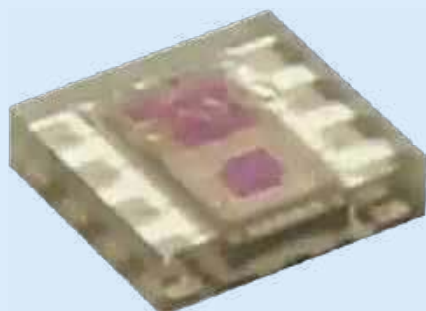
Firma Renesas (dawniej Intersil) produkuje układ scalony ISL29125 z interfejsem I²C i z sensorem RGB o rozmiarach 0,49×0,48 mm [10] (fotografia 10). Układ ma zamontowany filtr podczerwieni oraz charakterystyki fotodiod dopasowane do standardu CIE 1931. Ma dwa zakresy czułości optycznej: 0,0057...375 lux oraz 0,152...10000 lux. Prąd fotodiod jest mierzony przez integrujący przetwornik AC. Przy czasie integracji 100 ms usuwane są zakłócenia 50 i 60 Hz. Wyniki pomiaru (16b) umożliwiają obliczanie temperatury barwowej oraz współrzędnych przestrzeni barw XYZ (z podaną macierzą transformacji). Pracuje z napięciem zasilania 2,25...3,63 V z poborem prądu 56 µA w czasie pomiaru i 500 nA w stanie wyłączenia. Zastosowano obudowę 6-WDFN 1,65×1,65×0,7 mm.



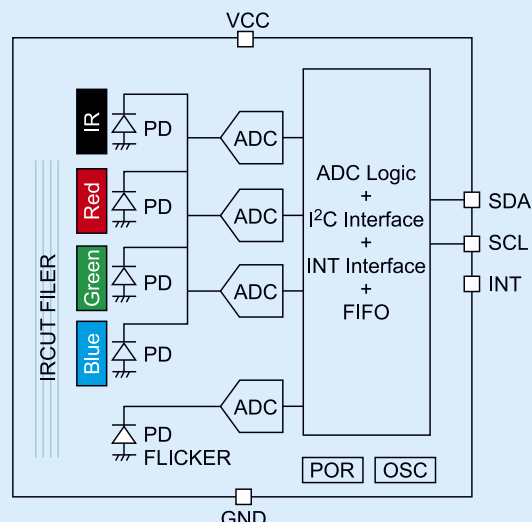
Fotografia 10. Układ scalony ISL29125 z interfejsem I²C i z sensorem RGB firmy Renesas [10]

Układ BU27006 firmy Rohm Semiconductor

Firma Rohm Semiconductor oferuje trzy układy scalone do pomiaru koloru. BU27006 to układ scalony cyfrowego czujnika koloru RGBIR z funkcją wykrywania migotania i z sensorem o rozmiarach 0,40×0,63 mm [12] (fotografia 11). Duża czułość (do 0,015 lux/zliczenie), szeroki zakres dynamiczny



Fotografia 11. Układ BU27006 firmy Rohm Semiconductor [12]



Rysunek 11. Schemat blokowy układu BU27006 firmy Rohm Semiconductor [12]

(do 50 klux) i doskonałe właściwości wbudowanego filtra podczerwieni umożliwiają temu układowi scalonemu dokładne pomiary natężenia oświetlenia i temperatury barwowej światła otoczenia. Układ zawiera 5 fotodiod dołączonych do 4 przetworników AC (16b) (rysunek 11). Wysoka częstotliwość próbkowania 1/2 kHz pozwala na usuwanie zakłóceń 50/60 Hz. Wyjątkowe jest wyposażenie układu w bufor FIFO umożliwiający zapis do 100 rezultatów pomiarów i ich odczyt w jednej sekwencji.

Układ pracuje z napięciem zasilania 1,7...3,6 V z poborem prądu 220 µA (pomiar koloru) i 2 µA w stanie wyłączenia. Zastosowano obudowę WQFN12 2,5×2,0×0,55 mm.

W opracowaniu jest układ BU27007 o tych samych parametrach, ale z rozszerzoną możliwością pracy interfejsu I²C z napięciem 1,2

Wybrane pozostałe artykuły kursu Systemy dla Internetu Rzeczy

- [S21] Zestaw Nordic Thingy:52 IoT Sensor Kit, EP 12/2008
- [S31] Nordic Thingy:91 – platforma prototypowania dla mobilnego IoT, EP 11/2009

Bibliografia

- [1] Chip-scale spectral sensing: understanding the new uses for ultra-precise light-source measurement, Kevin Jensen, April 8, 2020, AMS AG, <http://bit.ly/3pqIBFS>
- [2] AS73211 – JENCOLOR Digital XYZ True Color Sensor with I²C Interface, AMS, <http://bit.ly/3qVWJmk>
- [3] Light Sensors, AMS, <http://bit.ly/36eAhWT>
- [4] Comparing Color Sensor ICs, 08/20/2020, Kevin Jensen, AMS, Circuit Cellar, <http://bit.ly/3a4R4n2>
- [5] Color sensors, Hamamatsu, <https://bit.ly/3oo0xLn>
- [6] Front light sensor chip from iPad Pro showing RGBY colour sensor, <http://bit.ly/3pm6lAX>
- [7] ams's Color Sensor in the Apple iPhone 8, 28/03/2018, System Plus Consulting, <https://bit.ly/3iNL0TQ>
- [8] Vishay Semiconductor Opto Division 3, <http://bit.ly/3qYcdpE>
- [9] Ambient Light Sensors, Broadcom, <http://bit.ly/2KR3k1T>
- [10] SL29125 Active Samples Available, Renesas, <https://bit.ly/3iNQ6Q2>
- [11] Gravity: AS7341 11-Channel Visible Light Sensor, DFRobot, <http://bit.ly/3qMNZPk>
- [12] Color Sensor ICs, Rohm Semiconductor, <http://bit.ly/2NE7Hyu>
- [13] 11 Myths About XYZ Color Sensing, Tom Griffiths, AMS, DEC 21 2016, <http://bit.ly/3iX3rpq>
- [14] Apple Pencil wyposażony w czujnik do próbkowania kolorów z prawdziwego świata? Tak, to nowy patent Apple, Cezary Pagórek, 18 lipca 2020, <http://bit.ly/39iUuDC>

oraz 1,8 V. Firma Rohm oferuje również starszy układ BH1749 czujnika RGB o podobnych parametrach, który został zastosowany w zestawie IoT komunikacji mobilnej Thingy:91 firmy Nordic Semiconductor [S31]. Poprzedni model został zastosowany w zestawie IoT komunikacji Bluetooth Low Energy Thingy:52 firmy Nordic Semiconductor [S21].

Realizacje praktyczne

Układy scalone do pomiaru koloru są stosunkowo tanie. Jednak mają one bardzo małe obudowy trudne do montażu powierzchniowego i mają wysokie wymagania w stosunku do procesu lutowania do płytki drukowanej. Dlatego dużym ułatwieniem są zestawy do szybkiego prototypowania urządzeń IoT z tymi układami. Dostępnych jest wiele zestawów różnych firm.

Dobrym przykładem jest płytką Gravity: AS7341 11-Channel Visible Light Sensor firmy DFRobot [11]. Przy cenie tylko dwukrotnie większej niż cena samego układu scalonego, płytka oferuje możliwość łatwego zasilania w granicach od 3,3 do 5 V, zamontowane dwie białe diody LED (4...24 mA), bibliotekę do Arduino oraz kody przykładów programowych (fotografia 12). Na forum firmowym jest dokładny opis eksperymentów spektrometrycznych, które można przeprowadzić z użyciem tego modułu.

Czujniki koloru są często stosowane w zestawach IoT zawierających wiele układów czujnikowych. Dobrym przykładem są zestawy Nordic Thingy:52 IoT Sensor Kit [S21] oraz Nordic Thingy:91 [S31] firmy Nordic Semiconductor.

Podsumowanie

W artykule zostały pokazane rozwiązana typowe oraz wiodące w dziedzinie układów do pomiaru koloru. Nie jest to pełny przegląd, ale o niektórych układach bardzo trudno uzyskać jakiegokolwiek informacje. Także firma ST Microelectronics zapowiedziała w roku 2019 nowy czujnik RGB z pięciokrotnie większą czułością niż dotychczasowe układy – jednak do dzisiaj nie jest dostępny do zakupu.



Fotografia 12. AS7341 11-Channel Visible Light Sensor firmy DFRobot [11]

Testy pokazują, że dla każdego zastosowania istnieje odpowiednie rozwiązanie czujnika. Czujniki True Color są w stanie osiągnąć dokładność minispektrometru podczas wykonywania pomiarów koloru [4]. Czujniki RGB idealnie pasują do prostego wykrywania kolorów w zastosowaniach takich, jak sterowanie podświetleniem LED RGB, oświetlenie półprzewodnikowe, próbnik odbitych kolorów LED i wykrywanie temperatury barwowej światła fluorescencyjnego. Czujniki True Color (XYZ) są idealne do bezwzględnych pomiarów kolorów. Czujniki wielospektralne nadają się do pomiarów absolutnych lub spektralnych.

Różnice kolorów $\Delta u'v' \leq 0,005$ są widoczne dla przeciętnego oka ludzkiego. W rzeczywistości wprawne oko może nawet dostrzec różnice w kolorach tak małe, jak wartość $\Delta = 0,003$. Testy pomiaru światła białego pokazują, że odchylenie pomiaru koloru wykonywanego przez czujnik XYZ (AS7261, AS7221 firmy AMS) pozostaje niedostrzegalne dla ludzkiego oka i wynosi 0,0011. Czujnik RGB (TSC3400 firmy AMS) wykazywał odchylenie rzędu 0,007, jednak z dryftem temperaturowym.

Możemy również spodziewać się szybko rosnącego zestawu aplikacji, gdy czujniki XYZ zaczną pojawiać się w urządzeniach mobilnych lub jako akcesoria dodatkowe. „Włącz to, a aplikacje nadejdą” staje się standardową mantrą wielu naszych urządzeń mobilnych. Jedną z nowych aplikacji, która niedawno się pojawiła, jest przenośna ocena rzeczywistego koloru w celu dopasowania farby. Zwykle konsumenci musieliby zabrać próbkę materiału lub kawałek pomalowanej ściany do sklepu z farbami, aby można było je przeanalizować pod kątem pasującego koloru. Teraz mogą korzystać z kompaktowego, niedrogiego przyrządu, który oceni kolor na miejscu, a następnie, za pomocą aplikacji na smartfona, zidentyfikuje dokładny kod farby potrzebny do idealnego dopasowania od różnych producentów farb [13].

Obecne układy scalone czujników koloru sprawiają, że zdjęcia wykonywane najnowszym iPhone'em, z czujnikami XYZ, mają jakość znacznie wyższą niż w starszych modelach. Zgodnie z niedawno opublikowanym patentem, Apple pracuje nad nową technologią umożliwiającą próbkowanie kolorów ze świata rzeczywistego [14]. Trwają prace nad nowym Apple Pencil. Patent opisuje działanie stylusa wyposażonego w funkcję „kopiowania” koloru z rzeczywistego obiektu i wykorzystania go w grafice cyfrowej. Czujnik koloru ma zawierać kilka fotodetektorów zdolnych do pomiaru światła. Wystarczyłoby zbliżyć końcówkę z sensorem do wybranego obiektu. Po chwili zidentyfikowany kolor zostanie dodany do palety barw programu graficznego. Rysik z wbudowanym czujnikiem koloru mógłby mieć szersze zastosowanie, jak kalibracja wyświetlaczy lub drukarek czy identyfikacja dokładnych kolorów farb w projektach architektonicznych.

Henryk A. Kowalski
Instytut Informatyki
Politechnika Warszawska



Miesięcznik „Elektronika Praktyczna” (12 numerów w roku) jest wydawany przez AVT-Korporacja Sp. z o.o. we współpracy z wieloma redakcjami zagranicznymi.

Wydawnictwo:

AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczyńska 11
tel. 22 257 84 99, faks 22 257 84 00

Wydawca:

Wiesław Marciniak

Adres redakcji:

03-197 Warszawa, ul. Leszczyńska 11
tel. 22 257 84 60
faks 22 257 84 00
e-mail: redakcja@ep.com.pl
www.ep.com.pl

Redaktor Naczelny:

Damian Sosnowski

Redaktor Programowy, Przewodniczący Rady Programowej:

Piotr Zbysiński

Menedżer Magazynu:

Katarzyna Gugala

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:

Grzegorz Becker

Redakcja strony internetowej www.ep.com.pl

MAD Sp. z o.o.

Zespół marketingu i reklamy:

Katarzyna Gugala, tel. 22 257 84 64
Bożena Krzykawska, tel. 22 257 84 42
Grzegorz Krzykawski, tel. 22 257 84 60

Sekretarz Redakcji:

Grzegorz Krzykawski, tel. 22 257 84 60

DTP i okładka:

MAD Sp. z o.o.

Stali Współpracownicy:

Nikodem Czechowski, Jakub Tyburski, Lucjan Bryndza,
Jarosław Doliński, Andrzej Gawryluk, Krzysztof Górski,
Tomasz Jabłoński, Michał Kurzela, Szymon Panecki,
Sławomir Skrzyński, Ryszard Szymański, 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. Leszczyńska 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”.





Bezprzewodowy system powiadamiania z informacją zwrotną

Systemy bezprzewodowego powiadamiania są powszechnie używane od wielu lat. Użytkownik wysyła informację, że potrzebuje pomocy lub innej reakcji. Jednak w szczególnych sytuacjach, np. przy nadzorowaniu stanu zdrowia osoby ciężko chorej, trzeba mieć pewność, że odbiorca otrzymał komunikat. Zaprezentowane urządzenie pozwala na przestanie komunikatu od nadawcy, a także potwierdzenia do nadawcy. Całe urządzenie składa się z dwóch modułów: nadawczego i odbiorczego. Moduł nadawczy jest nadrzędny w stosunku do odbiorczego, ponieważ to on inicjuje komunikację. Odbiornik wysyła informację zwrotną, będącą odpowiedzią na sygnał z nadajnika.

Flames

Wyświetlacze matrycowe są bardzo ciekawe, jednak trzeba uczciwie przyznać, że zakres ich zastosowań jest dość specyficzny. Zwykle znajdują one zastosowanie we wszelkiego rodzaju systemach prezentacji danych, banerach reklamowych czy systemach wielkoformatowej wizualizacji. Niestety żaden taki system nie stał się źródłem moich inspiracji projektowych. Postanowiłem to jednak zmienić, projektując bardzo prosty, lecz niezmiernie efektowny gadżet reklamowy, którego jedynym zadaniem jest prezentacja dość wyszukanej animacji imitującej płomień ogniska (kominka). Urządzenie to nazwałem w dość wymowny sposób, a mianowicie Flames.

Minimoduł z mikroprocesorem LPC845

Moduł z procesorem NXP typu LPC845 może być ciekawą alternatywą dla popularnych płytek z procesorami AVR (ArduinoEvery) czy STM (Nucleo), szczególnie gdy nie mamy zbyt wiele miejsca. Warto też wiedzieć, że układy typu LPC845 są najbardziej rozbudowanymi z rodziny LPC8xx M0+. Pracują z zegarem do 30 MHz, mają 64 kB pamięci Flash, 16 kB RAM i elastycznie konfigurowane 29 wyprowadzeń GPIO. Dzięki wbudowanemu bootloaderowi procesor można programować w systemie poprzez port szeregowy UART.

Płytki bazowa dla Arduino NanoEvery

Rodzina Arduino doczekała się odświeżenia, oprócz wersji MKR pojawiły się też niewielkie i proste w zastosowaniu odpowiedniki Arduino Nano: Nano Every, Nano 33 IoT, Nano 33 BLE, Nano 33 BLE SENSE. Zaprezentowana płytka ułatwia szybkie podłączenie modułów nowej serii Nano, z czujnikami i elementami wykonawczymi, zapewniając zgodność z systemami 3,3 V i 5 V oraz starszym Arduino Nano.

a ponadto tematy wiodące EP 3/2021:

**ELEKTRONIK FREELANCER
CZY BIURO PROJEKTOWE?
PROTOTYPOWANIE ELEKTRONIKI**

**WYŚWIETLACZE DO WYMAGAJĄCYCH
APLIKACJI**

Wykaz firm ogłaszających się w tym numerze „Elektroniki Praktycznej”

AKSOTRONIK.....	27
ARMEL	27
COMPUTER CONTROLS	17
DELTA-OPTI	27
ELMAX.....	27
GAMMA	9
MICROCHIP	108
PIEKARZ	9
RENEX	9



Projektuj szybciej

Prostsze sterowanie silnikiem dzięki DSC dsPIC33, narzędziom i projektom referencyjnym

Ponieważ bezszczotkowe silniki elektryczne pojawiają się w coraz szerszym obszarze zastosowań, projektanci potrzebują podzespołów oraz narzędzi, które minimalizują czas opracowywania aplikacji i złożoność projektowania, jednocześnie zmniejszając rozmiar płytki drukowanej, koszt realizacji i zużycie energii. Firma Microchip rozszerza swoją ofertę produktów do sterowania silnikami o nowy, ekonomiczny kontroler DSC dsPIC33C, który jest obsługiwany przez oprogramowanie projektowe i narzędzia sprzętowe oraz projekty referencyjne.

Kontrolery DSC dsPIC33C, dzięki zintegrowanym obwodom analogowym upraszczają projektowanie systemów sterowania silnikiem, zmniejszają koszty prac rozwojowych i materiałów w rozwiązaniach branży motoryzacyjnej, przemysłowej, medycznej i konsumenckiej. Nowe ulepszone środowisko wsparcia obejmuje pakiet motorBench® Development Suite, płytkę rozwojową sterownika silnika niskonapięciowego (Low-Voltage Motor Control, LVMC) i projekt referencyjny sterowania silnikiem sprężarki lodówki, który pomoże Ci szybciej wykonać projekty.



microchip.com/motorcontrol



eprasa.pl 9a1ba6d456

Nazwa i logo Microchip, logo Microchip i motorBench są zastrzeżonymi znakami towarowymi firmy Microchip Technology Incorporated w Stanach Zjednoczonych i innych krajach. Wszystkie inne znaki towarowe są własnością ich zarejestrowanych właścicieli. © 2020 Microchip Technology Inc. Wszelkie prawa zastrzeżone. DS00003736A. MEC2351-POL-12-20