OSCYLOSKOPY • SYSTEMY I ŹRÓDŁA ZASILANIA

www.ep.com.pl

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA +FTP

● Międzynarodowy magazyn elektroników konstruktorów ● Styczeń ● 1/2020 ●

TYLKO DLA PRENUMERATORÓW

Niezbędnik elektronika na DVD

inspirujące, użyteczne projekty

Mikroskop warsztatowy na bazie Raspberry Zero • Miernik pojemności akumulatorków litowych i NiMH • Cyfrowo monitorowany karmnik dla ptaków • Estetyczny zegar • „Progowy" obrotomierz • MidiLights • Prosta kamera termowizyjna na bazie matrycy IR typu AMG88xx • Programowalne aktywne obciążenie • Zasilacz buforowy z superkondensatorami dla Raspberry Pi • Wyświetlacz 7-segmentowy dla Arduino MKR Zero • Modułowe zasilacze do układów lampowych

podzespoły, sprzęt, aplikacje

Kondensatory są super! • STM32F0, STM32L0, STM32G0 – który wybrać? • Więcej niż oscyloskop? Oscyloskop do PC!

tutoriale

Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora. Kompensacja mocy biernej • Jak tworzyć innowacje w elektronice? • Wskazówki do wyboru i aplikacji stabilizatorów liniowych • Wskazówki do wyboru i aplikacji stabilizatorów impulsowych • Oferta oscyloskopów • MOCna strona FPGA, czyli odpowiedzi na pytania „ile?" i „jak?" przy zasilaniu układów programowalnych

kursy

Systemy dla Internetu Rzeczy. Zestaw czujnikowy LPSTK – CC1352R LaunchPad SensorTag • Eksperymenty z FPGA

18,90 zł (w tym 8% VAT) • PRICE: 8 EUR
ISSN 1230-3526 Indeks 357677
9 771230 352207 01>

rasa.pl 41c5c37c32

AVT 5599 Zdalnie sterowany włącznik 4-kanałowy

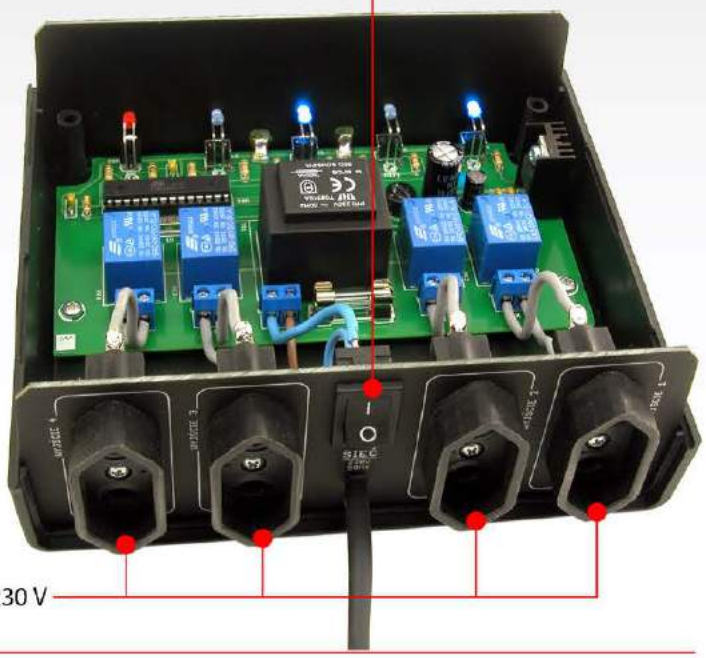
Urządzenie umożliwia zdalne włączanie/wyłączanie czterech urządzeń przy pomocy typowych pilotów na podczerwień do sprzętu powszechnego użytku. Jego niewątpliwym atutem jest możliwość współpracy praktycznie z dowolnym pilotem na podczerwień, a procedura nauki kodów pilota sprowadza się do kilku łatwych czynności.

przyciski bezpośredniego przełączania wyjść

odbiornik podczerwieni

wymiary obudowy: 149×130×50 mm

włącznik zasilania



wyjścia 230 V

Kod handlowy:
AVT5599

sklep.avt.pl

AVT-Korporacja Sp. z o.o. 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
Dział Handlowy tel.: 222 578 450 e-mail: handlowy@avt.pl

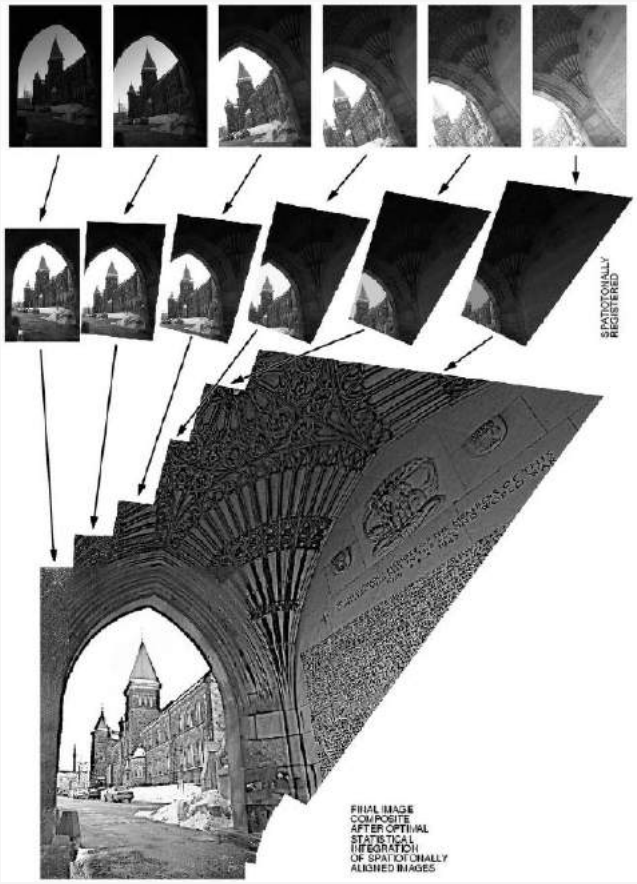
eprasa.pl 41c5c37c32

Elektronika w służbie postprawdy

Wszyscy wiemy, że żyjemy w epoce postprawdy. Winę za ten stan ponosi Internet. Tylko na Facebooku miliardy ludzi tworzą codziennie ponad miliard postów. Choćby z praw statystyki zdarzeń losowych wynika, że w tym oceanie komunikatów nie wszystko jest prawdą. A przecież jest też wielu nadawców fake newsów tworzonych umyślnie, ze złej woli lub dla osiągnięcia określonych celów. Nawet w sztokholmskim odczycie naszej noblistki padło zdanie:

Internet to coraz częściej opowieść idioty pełna wściekłości i wrzasku.

A skąd się wziął Internet? Z rozwoju elektroniki. Elektronika nie zamierza zatrzymywać się w rozwoju. Nie ustaje w tworzeniu infrastruktury technicznej, poszerzającej bazę dla uprawiania postprawdy. Doskonałym dowodem tej tezy są kolejne ulepszenia gadżetów do VR (Virtual Reality) i XR (Extended Reality) oraz kierunek rozwoju fotografii smartfonowej. Przyjrzyjmy się ostatnim doniesieniom o kamerach smartfonowych. Snapdragon 865, zaanonsowany w grudniu przez giganta mikroprocesorowego – firmę Qualcomm – dzięki zaawansowanym procesorom z wbudowanymi silnikami sztucznej inteligencji i zmultiplikowanym przetwornikom obrazu, zmienia znaczenie słowa „fotografowanie". Dotychczas to słowo oznaczało utrwalanie na obrazie rzeczywistości widzianej w danym momencie. Im dokładniej, im bardziej wiernie, tym lepiej. Ten fotorealizm jest teraz zastępowany tworzeniem obrazów „alternatywnej" rzeczywistości.



Powstał termin „computational photography". Użytkownicy smartfonów otrzymują gadżet pozwalający na dowolne przekształcanie sfotografowanego obrazu w czasie rzeczywistym. Robisz sobie zdjęcie, jak opalasz się na spłachetku piasku wysypanego na nabrzeżu wiślanym i po chwili w Internecie ląduje niezbity dowód, jak opalasz się pod palmami, nie masz brzucha i w ogóle jesteś 15 lat młodszy. Wykorzystując Snapdragon 865 wraz z Loomie Talk, możesz na swoim smartfonie wykreować awatara 3D, nauczyć go swojej mimiki i gestykulacji podczas mówienia i twój avatar może wystąpić zamiast ciebie w konferencji wideo. Otwierają się nowe, wspaniałe możliwości dla tworzenia „alternatywnej" rzeczywistości. Tylko jak w takim świecie odróżnić prawdę od fałszu?

Jest to pytanie o przyszłość Internetu, w szczególności o przyszłość Facebooka. Myślą o tym tęgie głowy, powstają eseje i książki. Często wyrażany jest pogląd, że media społecznościowe przepełnione „alternatywną" rzeczywistością przeżyją się, przeminą, bo wszystko przemija. Na pewno przeminęły wszystkie serwisy społecznościowe. Przed Facebookiem był MySpace (ciągle istnieje, ale Rupert Murdoch w 2005 roku kupił MySpace'a za 580 mln USD, a w 2011 roku sprzedał go za 35 mln USD). Facebook też się „zapadnie", już teraz baczni obserwatorzy dostrzegają oznaki implozji. I co potem? Przeważa pogląd, że z chaosu ery postprawdy wyłoni się prawda, a przynajmniej pojawi się społeczna tęsknota za prawdą, za informacjami sprawdzonymi, za „rzeczywistą" rzeczywistością. Gdyby tak się miało stać, to będzie to zapewne „slow Internet", bo poważne informacje wymagają opracowania i namysłu poważnych ludzi, a nie miliardów komunikatów codziennie.

Wiesław Marciniak

eprasa.pl 41c5c37c32

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

Nr 1 (324) • Styczeń 2020

Nie przeocz

Nowe podzespoły ... 6
Koktajl niusów ... 13
Dodaj do obserwowanych ... 17
Jak tworzyć innowacje w elektronice? ... 20
Niezbędnik elektronika ... 21

Projekty soft

Mikroskop warsztatowy na bazie Raspberry Zero ... 22
Miernik pojemności akumulatorków litowych i NiMH ... 25
Cyfrowo monitorowany karmnik dla ptaków ... 29

Projekty

Estetyczny zegar ... 34
„Progowy" obrotomierz ... 38
MidiLights ... 43

Moduły w aplikacjach

Prosta kamera termowizyjna na bazie matrycy IR typu AMG88xx ... 47

Miniprojekty

Programowalne aktywne obciążenie ... 51
Zasilacz buforowy z superkondensatorami dla Raspberry Pi ... 53
Wyświetlacz 7-segmentowy dla Arduino MKR Zero ... 56
Modułowe zasilacze do układów lampowych ... 57

Temat numeru: Superkondensatory

Kondensatory są super! ... 60

Prezentacje

STM32F0, STM32L0, STM32G0 – który wybrać? ... 82
Więcej niż oscyloskop? Oscyloskop do PC! ... 117

Notatnik konstruktora

Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (6). Kompensacja mocy biernej ... 68

W zimie na naszych oknach, balkonach i w ogrodach pojawiają się karmniki dla ptaków, którym chcemy pomóc przetrwać zimę. Jest to doskonała okazja do obserwacji tych niezwykłych zwierząt i do bliższego przyjrzenia się ich zwyczajom.

Wybór konstruktora:

Wskazówki do wyboru i aplikacji stabilizatorów liniowych ... 90
Wskazówki do wyboru i aplikacji stabilizatorów impulsowych ... 96
Amicus ... 104
ETA ... 105
Oferta oscyloskopów 2020 ... 106
Farnell ... 120
Farnell ... 121
Farnell ... 122
Farnell ... 123
Merazet ... 124

Poradnik implementacji

MOCna strona FPGA, czyli odpowiedzi na pytania „ile?" i „jak?" przy zasilaniu układów programowalnych (2) ... 77

Kursy

Systemy dla Internetu Rzeczy (33). Zestaw czujnikowy LPSTK – CC1352R LaunchPad SensorTag ... 125
Eksperymenty z FPGA (2) ... 132

Od wydawcy ... 3
Konkurs ... 46
Prenumerata ... 76
Kramik i rynek ... 137
Hity następnego numeru ... 138

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

Szczegóły na stronie 28

eprasa.pl 41c5c37c32

STM32L

Real Low Power MCU

STM32 L5

STM32 L4+

STM32 L4

STM32 L1

STM32 L0

- ponad 320 typów MCU
- rdzenie Cortex-M0+, Cortex-M3, Cortex-M33, Cortex-M4F,
- 26 wersji - od TSSOP14
- szeroki zakres temperatur pracy -40...+85/105/125°C
- Flash do 2 MB
- SRAM do 640 kB
- taktowanie CPU do 120 MHz
- 10-letnie longevity
- pakiety bibliotek STM32Cube
- bezpłatne oprogramowanie

st.com/stm32l

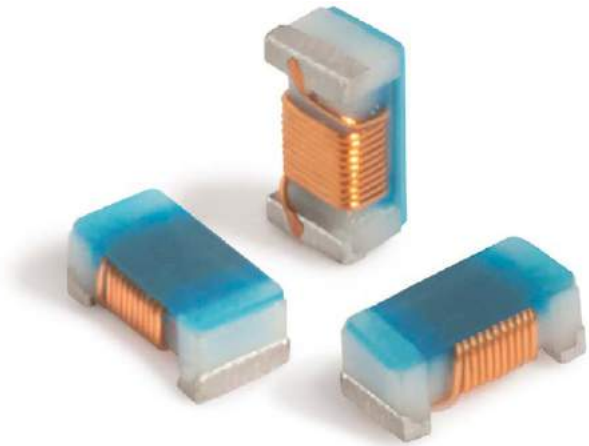
life.augmented

masters creative technology

eprasa.pl 41c5c37c32

nowe podzespoły

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



Nowe serie niskoprofilowych cewek w obudowach 0402

Firma Coilcraft wprowadza na rynek dwie serie niskoprofilowych cewek chipowych w małych obudowach SMD. Cewki serii 0402CT z rdzeniem ceramicznym charakteryzują się grubością <0,45 mm, mniejszą o 30% od produktów konkurencyjnych. Są produkowane w 23 wersjach o indukcyjności od 1,2 do 56 nH i tolerancji wynoszącej 2, 3 lub 5%. Zapewniają dużą dobroć, wynoszącą nawet do 84 na częstotliwości 2,4 GHz. Ich częstotliwość rezonansu własnego wynosi do 27,5 GHz, a prąd znamionowy do 2,3 A rms.

Cewki serii 0402L z rdzeniem ferrytowym charakteryzują się maksymalną grubością 0,55 mm i występują w 16 wersjach o indukcyjności od 20 do 560 nH. Nadają się do realizacji jednobiegunowych filtrów lub też mogą pracować jako dławiki w pasmach telefonii komórkowej. Ich dopuszczalny prąd przewodzenia 1,3 A rms. Zakres rezystancji DC wynosi od 65 do 970 mΩ.

http://bit.ly/2lIr0so

REKLAMA

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

Nowe 32-bitowe mikrokontrolery GD32V z rdzeniem RISC-V

GigaDevice Semiconductor oficjalnie wprowadza na rynek pierwszą serię 32-bitowych mikrokontrolerów GD32V ogólnego przeznaczenia, opartych na otwartym modelu programowym RISC-V. Firma dostarcza równocześnie zestaw narzędzi projektowych obejmujący biblioteki i płytki ewaluacyjne. W pierwszej kolejności do produkcji wchodzi seria mikrokontrolerów GD32VF103, obejmująca 14 wariantów mikrokontrolerów o zróżnicowanych zasobach i mocy obliczeniowej, produkowanych w obudowach QFN36, LQFP48, LQFP64 i LQFP100. Są one kompatybilne pod względem programowym i rozkładu wyprowadzeń z wcześniejszymi mikrokontrolerami rodziny GD32, bazującymi na rdzeniu ARM. Mogą znaleźć zastosowanie w aplikacjach embedded, w tym w przemysłowych systemach sterowania, elektronice użytkowej, IoT oraz systemach sztucznej inteligencji i *deep learning*.

Mikroprocesory serii GD32VF103 zostały opracowane wspólnie przez GigaDevice i Nuclei System Technology. Bazują na rdzeniu Bumblebee pracującym z zestawem instrukcji *open source* RISC-V oraz z dodatkowymi instrukcjami do optymalizacji obsługi przerwań. Zostały wyposażone w 64-bitowy timer czasu rzeczywistego oraz mogą generować przerwania timera definiowane przez standard RISC-V z obsługą kilkudziesięciu zewnętrznych źródeł przerwań. Oferują 16-poziomowy system przerwań z priorytetami oraz obsługują zagnieżdżanie przerwań i mechanizm przetwarzania szybkich przerwań wektorowych. Energooszczędna jednostka obliczeniowa obsługuje dwupoziomowy tryb uśpienia. Wspiera standardowe interfejsy JTAG i standardy debugowania RISC-V. Ponadto rdzeń Bumblebee obsługuje standardowy zestaw narzędzi kompilacyjnych RISC-V i graficzne środowisko projektowe Linux/Windows.

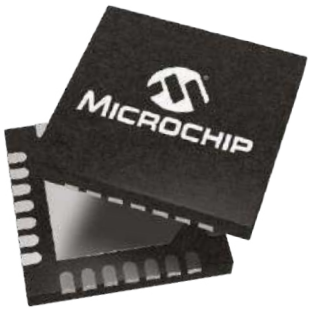
Mikrokontrolery GD32VF103 osiągają moc obliczeniową do 153 DMIPS przy najwyższej częstotliwości pracy 108 MHz i uzyskują 360 punktów w teście CoreMark, co stanowi wzrost o 15% w stosunku do wcześniejszych mikrokontrolerów GD32 z rdzeniem Cortex-M3. Równocześnie, ich dynamiczny pobór mocy zredukowano o 50%, a pobór mocy w trybie standby o 25%. Dostępne są wersje zawierające od 16 do 128 KB pamięci Flash i od 6 do 32 KB pamięci SRAM. Opatentowana technologia gFlash zapewnia szybki dostęp do pamięci Flash przy zerowym czasie oczekiwania. Ponadto rdzeń

eprasa.pl 41c5c37c32

Wykonaj połączenie

Komunikacja ze światem kablem lub bezprzewodowo

Masz wiele problemów do rozwiązania każdego dnia w pracy. Microchip to rozumie, dlatego ułatwiamy dodawanie komunikacji do twojego projektu. Niezależnie od tego, czy potrzebujesz solidnego i niezawodnego połączenia przewodowego, czy też mobilności i wygody korzystania z sieci bezprzewodowej, szeroka oferta Microchip pomoże Ci w nawiązaniu łączności.



Dla większej wygody nasze układy MCU i MPU są zaprojektowane tak, aby były kompatybilne z urządzeniami przewodowymi i bezprzewodowymi. Możemy pomóc Ci szybko wejść na rynek dzięki certyfikowanym modułom i stosom protokołów gotowych do wykorzystania.

Połącz się z firmą Microchip i dowiedz się, jak bezpiecznie komunikować się z otaczającym światem.

SMART | CONNECTED | SECURE

Wykonaj połączenie na:
www.microchip.com/Connected

MICROCHIP

Nazwa Microchip i logo, Microchip logo, są zastrzeżonymi znakami towarowymi firmy Microchip Technology Incorporated w U.S.A. i innych krajach. Wszystkie pozostałe wymienione znaki towarowe są własnością ich odpowiednich właścicieli.
© 2019 Microchip Technology Inc. Wszystkie prawa zastrzeżone. DS00002768A. MEC2231A-POL-11-19

eprasa.pl 41c5c37c32

Bumblebee zawiera sprzętowy układ mnożenia pracujący w pojedynczym cyklu zegara, sprzętowy układ dzielenia oraz akcelerator zaawansowanych operacji obliczeniowych i przetwarzania danych.

Pozostałe cechy:

- zakres napięć zasilania 2,6...3,6 V (porty I/O kompatybilne z napięciem 5 V),
- 16-bitowy zaawansowany timer z obsługą 3-fazowych komplementarnych wyjść PWM i interfejs Halla do kontroli wektorowej,
- do czterech 16-bitowych timerów ogólnego przeznaczenia, dwa wielokanałowe kontrolery DMA,
- nowo zaprojektowany kontroler przerwań z obsługą do 68 przerwań zewnętrznych i możliwością zagnieżdżania z 16 programowalnymi poziomami priorytetów, wspierający aplikacje sterowania pracujące w czasie rzeczywistym,
- interfejsy: do 3×USART, 2×UART, 3×SPI, 2×I²C, 2×I²S, 2×CAN 2.0B, USB 2.0 FS OTG,
- kontroler EXMC (*External Bus Expansion Controller*) do zewnętrznych pamięci NOR Flash i SRAM,
- dwukrotnie szybszy interfejs I²C z obsługą trybu Fast Plus (Fm+) taktowany zegarem do 1 MHz (1 Mbps),
- interfejs SPI ze wsparciem 4-wire i wieloma trybami transmisji, mogący pracować w trybie Quad SPI przy współpracy z szybkimi pamięciami NOR Flash,
- interfejs USB 2.0 FS z obsługą trybów pracy Device, Host i OTG,
- dwa 12-bitowe 16-kanałowe przetworniki A/C o szybkości próbkowania do 2,6 MSps
- ponad 80% linii GPIO oferujących funkcje remapowania portów.

http://bit.ly/2tmMgYq

Najmniejsze na rynku pamięci SPI NOR Flash

Firma GigaDevice wprowadziła do sprzedaży serię najmniejszych na rynku pamięci NOR Flash z interfejsem SPI, zamykanych w obudowach USON8 o powierzchni 1,5×1,5 mm i grubości 0,5 mm. Poza małymi gabarytami, pamięci GD25WDxxCK wyróżniają się szerokim zakresem napięć zasilania od 1,65 do 3,6 V oraz małym poborem prądu, wynoszącym <3 mA w trybie odczytu przy 40 MHz i typowo 0,1 mA w trybie standby. Występują w wersjach o pojemności od 512 kb do 8 Mb na trzy zakresy dopuszczalnych temperatur pracy: –40...+85°C, –40...+105°C i –40...+125°C. Pracują z częstotliwością taktowania do 100 MHz.

Pamięci GD25WDxxCK mogą znaleźć zastosowanie w urządzeniach przenośnych i bateryjnych wymagających małych, energooszczędnych podzespołów, mogących pracować w szerokim zakresie temperatur otoczenia. W porównaniu z wcześniejszymi odpowiednikami, produkowanymi w obudowach USON8 3×2 mm, zajmują mniejszą o ponad 60% przestrzeń na płytce drukowanej. Każdy układ zawiera unikalny 128-bitowy numer identyfikacyjny.

http://bit.ly/2tmMgYq

Czujnik termiczny MEMS o zakresie 0...+200°C i kącie widzenia 90×90 stopni

Oferta czujników termicznych MEMS firmy Omron Components powiększyła się o kolejny czujnik rodziny D6T, którego kąt widzenia zwiększono do 90×90°, umożliwiając np. widok całego pomieszczenia z pojedynczego punktu. Model D6T-32L-01A zawiera matrycę 32×32 termostosów. Realizuje bezkontaktowy pomiar temperatury w zakresie od 0 do +200°C przy zakresie dopuszczalnych temperatur pracy od –10 do +70°C. Może być stosowany np. do wykrywania punktów gorąca w środowiskach przemysłowych, do pomiaru temperatury żywności i urządzeń w kuchniach oraz w systemach predykcyjnego monitorowania, gdzie wczesne wykrycie anomalii pomaga uniknąć kosztownych awarii i przestojów produkcyjnych. Układ jest zamykany w obudowie o wymiarach 14,0×8,9×8,0 mm.

Czujniki temperatury MEMS rodziny D6T są produkowane z wykorzystaniem matrycy termostosów mierzących bezkontaktowo temperaturę powierzchni obiektów znajdujących się w ich zasięgu widzenia. Termostos jest elementem absorbującym energię promieniowaną pochodzącą z obiektów zewnętrznych. Struktura czujników D6T obejmuje poza wspomnianą matrycą termostosów MEMS również układ ASIC i procesor DSP z wbudowanym algorytmem pomiarowym. Układy charakteryzują się bardzo dużym współczynnikiem sygnału do szumu. Przekształcają analogowy sygnał pomiarowy do postaci cyfrowej, pozwalającej na bezpośrednie połączenie z mikrokontrolerem.

Oprócz modelu D6T-32L w ofercie Omron Components znajdują się jeszcze dwa czujniki rodziny D6T, przeznaczone do zastosowań wymagających mniejszej matrycy termostosów i mniejszego kąta widzenia: D6T-8L-09H (8×1) o kącie widzenia 54,5×5,5° i D6T-44L-06H (4×4) o kącie widzenia 44,2×45,7°. Oba te układy realizują bezkontaktowy pomiar temperatury w zakresie od 5 do 200°C przy zakresie dopuszczalnych temperatur pracy od 5 do 45°C.

http://bit.ly/2S6HzfJ

Moduły komunikacyjne do sieci IEEE 802.15.4 korzystających z protokołu Thread

Firma Cascoda, specjalizująca się w produkcji modułów do bezprzewodowej transmisji danych, wprowadziła na rynek dwa moduły do sieci IEEE 802.15.4 2,4 GHz, korzystających z protokołu Thread. Modele Chili2D i Chili2S zawierają modem Cascoda CA-8211 z certyfikacją Thread, którego pracą steruje mikrokontroler ARM Cortex-M23 TrustZone. Reprezentują nową generację platformy komunikacyjnej IoT, zaprojektowanej dla zwiększenia bezpieczeństwa, niezawodności i sprawności energetycznej. Do ich zalet należy duża czułość w paśmie 2,4 GHz, zapewniająca pokrycie radiowe całego budynku bez potrzeby stosowania wzmacniacza, mały pobór mocy, bezpieczna architektura ARM TrustZone oraz duża niezawodność wynikająca z zastosowania inteligentnej sieci typu self-healing.

eprasa.pl 41c5c37c32

Moduły Chili2D i Chili2S wyróżniają się wieloma funkcjonalnościami, zapewniającymi wysoki poziom bezpieczeństwa danych. Oferują mechanizm *secure boot* z kryptograficznym sprawdzeniem integralności oprogramowania rozruchowego, generator rzeczywistych liczb losowych, sprzętowy akcelerator operacji szyfrowania w standardach AES, SHA i kryptografii opartej na krzywych eliptycznych oraz zabezpieczenie pamięci poprzez sprzętową separację obszaru systemowego i aplikacji.

Model Chili2S, produkowany na jednostronnej płytce PCB wielkości znaczka pocztowego, jest przeznaczony do lutowania na płycie głównej urządzenia, z której dostarczane jest zasilanie i interfejsy. Z kolei Chili2D jest modułem autonomicznym produkowanym na płytce dwustronnej, przeznaczonym do zastosowań jako platforma deweloperska. Zawiera on regulator napięcia, układ ładowania akumulatora Li/Li-Po, gniazdo micro USB i 10-pinowe złącze ARM-JTAG.

http://bit.ly/2S6NNw7

Rezonatory kwarcowe o bardzo dużej wytrzymałości mechanicznej

Rezonatory kwarcowe nowej serii XRQ, jako komponenty zaprojektowane do aplikacji samochodowych, wyróżniają się dużą niezawodnością i dużą dokładnością osiąganą w ciężkich warunkach pracy. Uzyskały kwalifikację AEC-Q200 i są produkowane w zakładach z certyfikatem IATF16949:2016.

Rezonatory XRQ są zamykane w ceramicznych obudowach w trzech wariantach wymiarowych: 3,2×2,5 mm (XR32Q), 2,5×2,0 mm (XR25Q) i 2,0×1,6 mm (XR20Q). Występują w wersjach na trzy różne zakresy dopuszczalnych temperatur pracy, z których najszerszy rozciąga się od –40 do +125°C. Zapewniają odporność na udary mechaniczne do 8000 g, co wykracza poza wymogi standardu MIL-STD-202 (1500 g) oraz spełniają wymogi normy Meet SAE J2657 (2004) Sec. 4.1.15 w zakresie odporności na działanie siły odśrodkowej,

REKLAMA

COMPUTER CONTROLS

Autoryzowany dystrybutor Altium w Polsce

ALTIUM DESIGNER 20

W najnowszym Altium Designer 20:

- *Automatyczna kompilacja schematu*
- *Ulepszony panel Properties*
- *Nowy silnik symulacji Spice*
- *Wyrównywanie ścieżek w oparciu o czas propagacji*
- *Prowadzenie ścieżek łukami pod dowolnym kątem*
- *Nowe reguły Creepage Distance i Return Path*
- *BOM i PDF3D dla całego projektu wielopłytkowego*

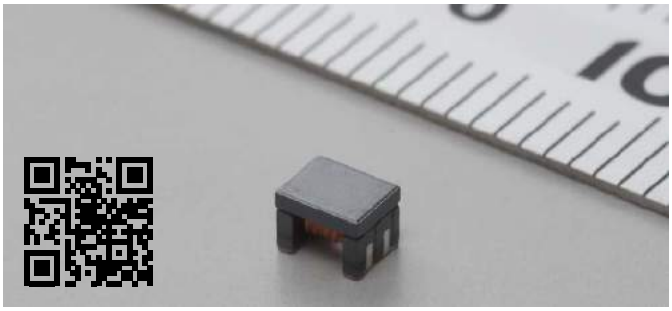
Computer Controls Sp. z o.o.
Bielsko-Biała, ul. Budowlanych 1
tel.: +48 (33) 485 94 90
e-mail: info@ccontrols.pl
www.ccontrols.pl

eprasa.pl 41c5c37c32

co pozwala na zastosowania w systemach zdalnego pomiaru ciśnienia w oponach samochodowych (TPMS). Ponadto są odporne na wibracje do 20 g i na upadki z wysokości 120 cm. Spełniają wymogi systemów zgrzewania ultradźwiękowego.

Rezonatory XRQ pokrywają zakres częstotliwości wyjściowych od 12 do 66 MHz. Ich stabilność wynosi w zależności od wersji od 30 ppm do 100 ppm.

http://bit.ly/2PVBwYT



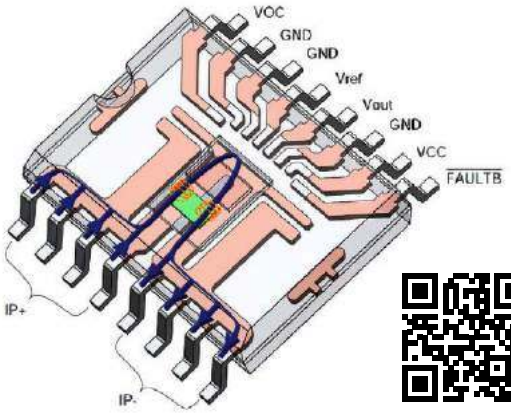
Pierwszy dławik skompensowany prądowo, spełniający kryteria DCMR Class 3

Murata prezentuje pierwszy na rynku dławik skompensowany prądowo, spełniający najostrzejsze kryteria DCMR (*differential to common mode rejection*) Class 3 w zakresie kompatybilności elektromagnetycznej, zgodnie z wymogami normy IEC62228-3. DLW32SH101XF2 został zaprojektowany do tłumienia zaburzeń w sieciach samochodowych CAN FD. Uzyskał w tym zakresie kwalifikację AEC-Q200 i może pracować w zakresie temperatur otoczenia od –40 do +125°C. Charakteryzuje się indukcyjnością 100 µH (dla sygnałów sumacyjnych), napięciem znamionowym 50 VDC, rezystancją uzwojenia 2,1 oraz dopuszczalnym natężeniem prądu 115 mA. Jest produkowany w obudowie SMD rozmiaru 1210 (3,2×2,5×2,5 mm).

http://bit.ly/2MJM9NK

REKLAMA

ZAJRZYJ NA TE STRONY



Monolityczne czujniki prądowe AMR serii MCx1101

Rodzina czujników prądowych AMR (*Anisotropic Magneto Resistive*) MCx1101 firmy Aceina powiększyła się o nowe warianty z sufiksem „-3", przystosowane do pracy z napięciem zasilania 3,3 V. Mogą znaleźć szerszy zakres zastosowań w wielu nowych aplikacjach korzystających z mikrokontrolerów i przetworników A/C. Są to czujniki dwukierunkowe, łatwe w implementacji, wymagające jedynie 3 zewnętrznych elementów pasywnych w najprostszej konfiguracji. Występują w wersjach na zakresy pomiarowe ±5, ±20 i ±50 A i zapewniają większą dokładność DC i dynamikę niż wersje z oferty innych producentów. Przykładowo, model o zakresie ±20 A charakteryzuje się błędem wynoszącym typowo ±0,6% przy +25°C i co najwyżej ±2,0% w temperaturze otoczenia +85°C.

Czujniki MCx1101 zapewniają 3-decybelowe pasmo pracy równe 1,5 MHz, czas odpowiedzi typ. 300 ns, małą rezystancję obwodu pierwotnego (0,9 mΩ) i izolację do 4,8 kV. Mogą pracować w konfiguracji *high-side* i *low-side*. Dzięki szerokopasmowej pracy i krótkiemu czasowi odpowiedzi nadają się doskonale do współpracy ze stopniami mocy bazującymi na tranzystorach SiC i GaN. Zawierają szybki (0,2 µs) układ sygnalizacji przekroczenia dopuszczalnego prądu wejściowego, ułatwiający realizację zabezpieczenia nadprądowego. Występują w wersjach z wyjściem analogowym o stałym wzmocnieniu (MCA1101) i proporcjonalnym do napięcia zasilania (MCR1101).

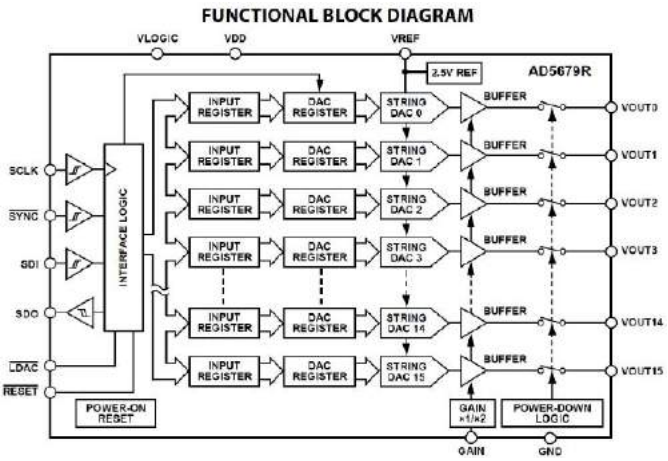
http://bit.ly/2EqRtkk

Czujnik inercyjny 6DoF odporny na udary mechaniczne do 5000 g

Firma Meggitt powiększa ofertę o nowy czujnik inercyjny o 6 stopniach swobody (6DoF), produkowany w szczelnej (IP67) sześciennej obudowie o wymiarach 30,5×30,5×27,9 mm, wykonanej ze stopu aluminium. Sygnały wyjściowe z wewnętrznego 3-osiowego akcelerometru i 3-osiowego żyroskopu są tu wyprowadzane w postaci analogowej za pośrednictwem dwóch kabli 12-żyłowych. Model 7360A może znaleźć zastosowanie w motoryzacji i lotnictwie oraz innych aplikacjach testowych narażonych na silne udary i wibracje. Jest odporny na udary mechaniczne do 5000 g. Oferuje 5 zakresów pomiaru przyspieszenia od 2 do 500 g i 6 zakresów pomiaru szybkości obrotowej od 100 do 18000°/s. Wewnętrzny akcelerometr i żyroskop mogą być pobudzane napięciem z zakresów odpowiednio od 7 do 36 V oraz od 5 do 16 V. Czujnik jest przystosowany do pracy w zakresie temperatur otoczenia od –40 do +100°C. Producent dostarcza go z certyfikatem kalibracji A2LA.

http://bit.ly/2rO6V7B

eprasa.pl 41c5c37c32



16-kanałowy 16-bitowy przetwornik C/A ze źródłem referencyjnym o stabilności 2 ppm/°C

Oferta wielokanałowych przetworników C/A firmy Analog Devices powiększyła się o 16-bitowy 16-kanałowy przetwornik AD5679R nanoDAC+ wyposażony w precyzyjne źródło napięcia referencyjnego 2,5 V o bardzo małym dryfcie temperaturowym na poziomie 2 ppm/°C. Jest to przetwornik o gwarantowanej, monotonicznej charakterystyce. Zapewnia nieliniowość całkową poniżej 4 LSB. Zawiera wejściowy interfejs SPI i buforowany napięciowy interfejs wyjściowy. Oferuje dwa zakresy pełnej skali napięcia wyjściowego: 2,5 V i 5 V, programowane za pomocą jednego z wyprowadzeń.

AD5679R jest przetwornikiem energooszczędnym, którego pobór prądu zmniejsza się do zaledwie 2 A w trybie power-down. Zawiera obwód *Power-on Reset* gwarantujący, że po włączeniu zasilania wszystkie wyjścia zostaną ustawione na poziomie zerowym, aż do momentu zapisu nowych danych do rejestru wejściowego.

AD5679R pracuje z napięciem zasilania od 2,7 do 5,5 V, przy czym jego interfejs wejściowy jest kompatybilny również z układami zasilanymi napięciem 1,8 V. Jest on zamykany w obudowie LFCSP-28 o wymiarach 4×4 mm. Może znaleźć zastosowanie w transceiverach optycznych, na kartach I/O sterowników PLC i w systemach akwizycji danych. Zakres dopuszczalnych temperatur pracy układu rozciąga się od –40 do +125°C.

http://bit.ly/2kFCHzZ

Dwuwarstwowe superkondensatory rozmiaru baterii zegarkowych o pojemności do 1,5 F

Firma Cornell Dubilier opracowała nową serię dwuwarstwowych superkondensatorów EDS rozmiaru baterii zegarkowych, produkowanych na zakres pojemności od 0,047 do 1,5 F w wersjach na dwa napięcia znamionowe: 3,6 i 5,5 VDC. Charakteryzują się one krótkim czasem odpowiedzi i krótkim czasem ładowania. Zapewniają większą moc wyjściową od baterii zegarkowych oraz umożliwiają zgromadzenie większej energii od kondensatorów elektrolitycznych o podobnych gabarytach, bez degradacji w wyniku milionów cykli ładowania/rozładowania. Mogą znaleźć zastosowanie m.in. jako odpowiedniki baterii podtrzymujących pracę zegarów RTC. Występują w wersjach do montażu pionowego i poziomego. Nadają się do pracy w zakresie temperatur otoczenia od –25 do +85°C.

http://bit.ly/2sGgW6U

Ultrapłaskie aluminiowe kondensatory elektrolityczne do urządzeń niskoprofilowych

Ultrapłaskie aluminiowe kondensatory elektrolityczne serii ULP, opracowane przez firmę Cornell Dubilier, pozwalają zmniejszyć rozmiary i masę niskoprofilowych urządzeń elektronicznych, zastępując matryce tantalowych kondensatorów SMD w aplikacjach wymagających dużych pojemności. Występują w wersjach o powierzchni 64×42 mm i grubości wynoszącej 2,2 lub 3,2 mm. Osiągają gęstość energii równą 0,4 J/cm³. Ponieważ pozwalają zastąpić pojedynczym elementem całą matrycę kondensatorów SMD, zwiększają również niezawodność urządzeń.

Kondensatory elektrolityczne serii ULP są produkowane na zakres pojemności od 500 F do 24000 F i na zakres napięć znamionowych od 4 do 63 VDC. Ich niezawodność wynosi 3000 h w temperaturze +85°C. W odróżnieniu od kondensatorów tantalowych, kondensatory ULP nie wymagają redukcji napięcia pracy przy wysokich temperaturach otoczenia; pracują w pełnym zakresie –40...+85°C przy napięciu znamionowym. Ich dodatkową zaletą jest wytrzymałość na silne wibracje do 10 g.

http://bit.ly/35BT5Uk

30-watowy system ładowania bezprzewodowego

Firma Integrated Device Technology, wchodząca obecnie w skład Renesas Electronics, zaprojektowała 30-watowy system ładowania bezprzewodowego oparty na dwóch układach scalonych: odbiornika P9415 i nadajnika P9247. Zastosowano tu standardową cewkę niskoprofilową (<0,35 mm), dobrze nadającą się do integracji np. w smartfonach.

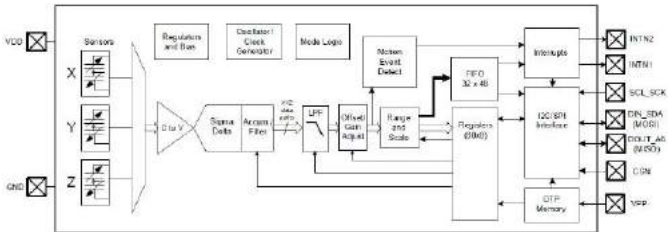
Odbiornik P9415 wytwarza maksymalne napięcie wyjściowe 20 V z wbudowanego regulatora LDO i zawiera precyzyjny czujnik prądu wyjściowego, niezbędny w aplikacjach dużej mocy. Pod względem

eprasa.pl 41c5c37c32

rozkładu wyprowadzeń jest kompatybilny z wcześniejszym odbiornikiem 15-woltowym P9382A, co umożliwia upgrade istniejących systemów, zapewniający skrócenie czasu ładowania. P9415 zawiera zabezpieczenie termiczne i nadnapięciowe. Może też pracować w oparciu na technologii Wattshare jako 10-watowy nadajnik, umożliwiając ładowanie smartwatchy, słuchawek dousznych itp. Jest zamykany w obudowie WLCSP-53 o powierzchni 4,2×2,8 mm.

Nadajnik P9247 pracuje z maksymalną mocą wyjściową 30 W. Obsługuje wszystkie protokoły bezprzewodowej transmisji mocy, bazujące na Qi (w tym BPP, EPP i rozszerzenia) oraz protokoły ładowarek sieciowych. Zawiera wbudowane funkcje wykrywania obiektów obcych, co zwiększa poziom bezpieczeństwa użytkowania. Ponadto umożliwia programowanie mocy wyjściowej poprzez dostrajanie częstotliwości i współczynnika wypełnienia PWM oraz zapewnia dostatecznie szeroki margines generowanych zaburzeń EMI, aby spełnić wymogi obowiązujące we wszystkich regionach geograficznych.

http://bit.ly/2PZWHcf



16-bitowe 3-osiowe akcelerometry do telefonów komórkowych

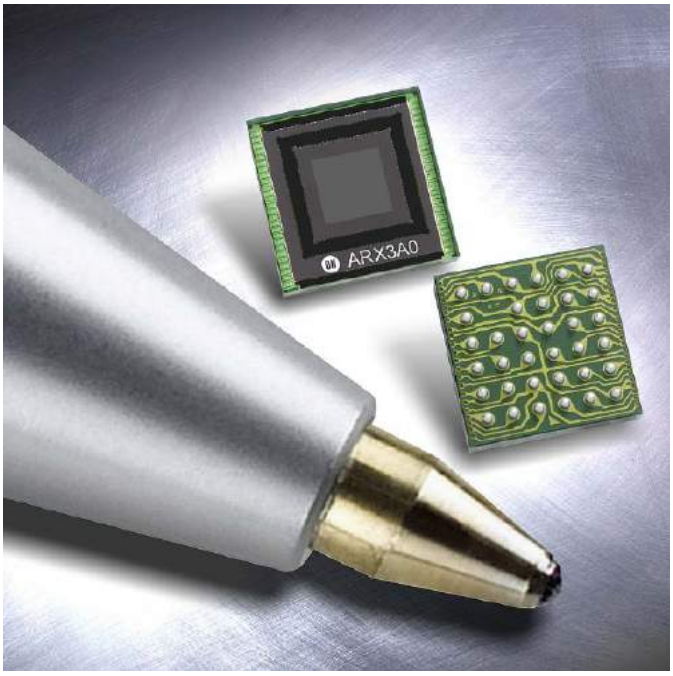
Firma mCube, specjalizująca się w produkcji energooszczędnych czujników opartych na technologii MEMS, zaprezentowała dwa nowe akcelerometry 3-osiowe z wyjściem cyfrowym: MC3419 i MC3479. Są to układy zoptymalizowane do zastosowań w smartfonach najnowszej generacji i innych urządzeniach konsumenckich, gdzie wspomagają działanie interfejsu użytkownika oraz funkcje śledzenia aktywności i zarządzania poborem mocy. Zapewniają 16-bitową rozdzielczość pomiaru w zakresie częstotliwości wyprowadzania danych (*Output Data Rates*) do 1 kHz. Wyniki pomiarów mogą być wyprowadzane bezpośrednio przez interfejs SPI lub I²C, jak również mogą być kolejkowane w wewnętrznej pamięci FIFO o pojemności 32 próbek.

Oba układy oferują identyczną funkcjonalność, natomiast różnią się rozkładem wyprowadzeń. Są produkowane w wersjach na zakresy pomiarowe 2, 4, 8, 12 i 16 g. Pracują z częstotliwością wyprowadzania danych od 0,4 do 1000 Hz. Przy braku aktywności mogą być przełączane w tryb oszczędnościowy o poborze prądu 4 μA. Są zamykane w obudowach LGA-12 o wymiarach 2,0×2,0×0,9 mm.

http://bit.ly/2PxYYMQ

Monochromatyczny czujnik obrazu 560×560 pikseli do systemów widzenia maszynowego

ON Semiconductor wprowadza na rynek monochromatyczny czujnik obrazu ARX3A0 o rozdzielczości 560×560 pikseli, zapewniający maksymalną szybkość rejestracji 360 fps. Czujnik ten zawiera interfejs MIPI. Charakteryzuje się małymi gabarytami (format 1/10 cala) i energooszczędną pracą. Jego pobór mocy wynosi mniej niż 19 mW przy 30 fps i zmniejsza się do 2,5 mW po obniżeniu szybkości rejestracji do 1 fps. Funkcja zarządzania poborem mocy umożliwia automatyczne wybudzenie czujnika z trybu uśpienia po wykryciu ruchu lub zmiany oświetlenia sceny, pozwalając na aktywowanie za jego pośrednictwem całej kamery. Dzięki małym rozmiarom, formatowi 1:1 i dużej szybkości



rejestracji obrazu, ARX3A0 może znaleźć zastosowanie w aplikacjach z zakresu m.in. widzenia maszynowego i sztucznej inteligencji, a także w goglach AR/VR, skanerach kodów kreskowych, dronach i robotyce. Producent dostarcza go zarówno w miniaturowej obudowie ODCSP-35, jak i w wersji nieobudowanej. W ofercie ON Semiconductor dostępne są moduły prototypowe oraz zestawy ewaluacyjne z oprogramowaniem DevWare dla komputerów PC.

http://bit.ly/36Km9ch

Karty pamięci uSD/SD Xmore WORM (Write Once Read Many)

Firma Glyn wprowadziła do oferty bezpieczne karty pamięci uSD/SD typu WORM (*Write Once Read Many*). Jest to unikatowy typ kart pamięci, na których dane mogą być zapisywane i odczytywane, ale nie można już ich usunąć lub zmodyfikować. Skutecznie zabezpiecza to dane przed modyfikacją, manipulacją czy też przypadkowym skasowaniem. Znajdują one szerokie zastosowanie w dziedzinach, gdzie ochrona danych wrażliwych jest szczególnie ważna, takich jak archiwizacja, finanse, ochrona dowodów czy opieka medyczna.

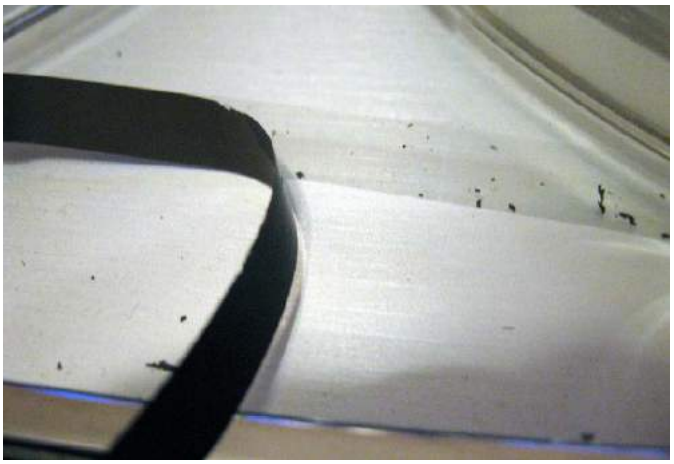
Karty XmoreWORM uSD/SD są w pełni kompatybilne ze specyfikacją wydaną przez SD Card Association. Nie obsługują one komend CPRM oraz *Erase*/*Lock*/*Unlock*. Protokół komunikacyjny to tryb SD lub SPI. Karty występują w wersji 8 GB, 16 GB oraz 32 GB (FAT32). Do podstawowych parametrów kart należą:

- zabezpiecznienie przed manipulacją zapisanymi danymi,
- obsługa SMART,
- odczyt: 72 MB/s, zapis: 15 MB/s,
- technologia Flash: 2D MLC NAND,
- zakres temperatury pracy: od –25 do+85°C.

biuro@glyn.pl

eprasa.pl 41c5c37c32

koktajl niusów



„Lepka" taśma magnetyczna

Któż do dziś nie ma nagrań zawartych na kasetach i szpulach z taśmami magnetycznymi, zarówno audio, jak i wideo, na których zarejestrowano wiele istotnych wydarzeń z życia (wesela, chrzciny, bale itp.). Chcielibyśmy oglądać je na starość oraz pokazywać potomnym w przyszłości, w szczególności te, które zarejestrowano bardzo dawno temu. Należy wykonać digitalizację tych nagrań, jeśli nie chcemy ich utracić na zawsze.

Nie chodzi o wzrost poziomów szumów czy zwiększenie mechanicznego zużycia taśm. Chodzi o tzw. syndrom lepkiej taśmy (ang. *Sticky-Shed Syndrome* (SSS) lub *Soft Binder Syndrome* (SBS)) polegający na odklejaniu się warstwy magnetycznej, przenoszącej informację, od jej podłoża. Warstwa ta może odchodzić kawałkami, ale też w skrajnym przypadku w całości (jak na fotografii).

Dotyczy to tylko taśm z lat 70. i 80., natomiast późniejszych już nie. Dlaczego? Ponieważ zastosowano w nich spoiwo łączące tlenki żelaza z podłożem na bazie poliuretanu jako składnika dominującego. Nie przewidziano, że będzie mocno pochłaniał wilgoć i ulegał przez to hydrolizie sprawiającej, że staje się kleisty. Wtedy ma tendencję do przyczepiania się czy to do głowicy odtwarzacza, czy to do jego części ruchomych, czy to do innej powierzchni. Dlaczego to spoiwo było używane? Ponieważ chodziło o polepszenie osiągów tanim kosztem, a zwłaszcza o uzyskanie gładszych powierzchni taśmy i zwiększenie wytrzymałości mechanicznej warstwy magnetycznej, by taką taśmę można było więcej razy odtwarzać, przewijać itd. Miała to być innowacja wypierająca inne dotychczas stosowane polimery, w tym poliwinylowe, które dawały gorsze rezultaty oraz były droższe. Ponadto nie spodziewano się aż takiej skali problemu obserwowanego od połowy lat 70. Zapewne producenci domyślali się, że będzie pewna nasiąkliwość taśmy, ale nie spodziewali się, że będzie tak duża.

Na początku lat 90. zmieniono skład spoiwa, w którym albo już nie występuje poliuretan, albo jest tylko jednym z mniejszościowych składników, dzięki czemu opisany problem już nie występuje i obecnie zdarzają się wyłącznie pojedyncze przypadki na kilka lat związane z wadami na etapie produkcji. Jednak kto wie, czy za pewien czas nie wyjdzie inny, równie chemiczny problem z późniejszymi taśmami. Dlatego już dziś zarchiwizuj nagrania z taśm, póki nie jest za późno – taśma wcale nie taka trwała!

Elektrycznego ekspresu do kawy początki

Wbrew pozorom elektryczny ekspres do kawy to młody wynalazek – pierwszy powstał bowiem dopiero w 1954 roku. Był to zachodnioniemiecki Wigomat (fotografia) stworzony przez Gottloba Widmanna i od jego nazwiska wywodzi się nazwa urządzenia.

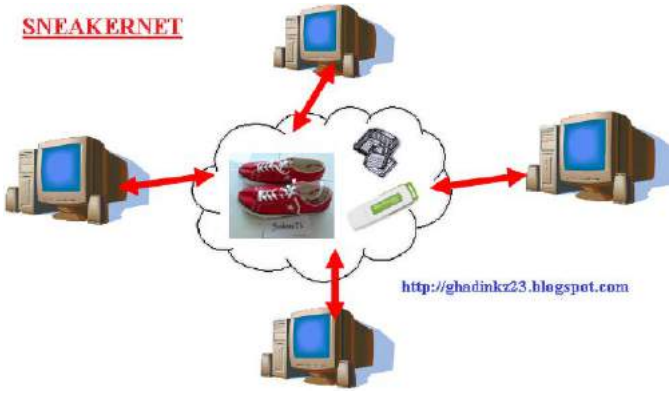
Jak się okazuje, jest to urządzenie inne od współczesnych – nie tylko nie korzysta z popularnych dziś kapsułek, ale także jego zasada działania jest maksymalnie prosta. Do lewego górnego zbiornika należy nalać wody, natomiast do prawego górnego włożyć filtr papierowy, nasypać do niego kawy i włączyć ekspres. Gdy następuje podgrzanie wody, to powstająca para ucieka nie przez otwór do wylewania wody, a przez rurkę zanurzoną w zbiorniku. Jednak też nie jako gaz, a rozpuszczone w wodzie bąbelki wypychające ją w stronę drugiego zbiornika. Wypychanie to następuje kropla po kropli i trwa, póki nie zostanie opróżniona cała woda (najlepiej widać to tu: ***http://bit.ly/38a01K7***). Zazwyczaj trwa to parę minut. Wypychana woda przesącza się przez kawę i filtr, dzięki temu powstaje napar bez fusów, który skapuje, również kropla po kropli, do ustawionego pod zbiornikiem dzbanka. Koniec przyrządzania następuje w momencie, gdy kończy się wspomniane skapywanie. By ponownie skorzystać z ekspresu, należy wypłukać dzbanek i prawy górny zbiornik, włożyć nowy filtr papierowy i nasypać nowej porcji kawy, oraz nalać nowej porcji wody do lewego górnego zbiornika. Tym samym jest to proste urządzenie będące tak naprawdę zmodyfikowanym podgrzewaczem, i to w tym znaczeniu jest elektryczne. Co więcej, trzeba nieco zaczekać, nim kawa będzie gotowa – jednak w chwili powstania urządzenia nie było to tak aż ważne, jako że lata 50. były zdecydowanie spokojniejsze i nie było pośpiechu jak dziś. Kto wie nawet, czy za jakiś czas nie wróci moda na owe wolne tempo, a tym samym opisany ekspres wróci do łask. Taki elektryczny ekspres można jeszcze nabyć, lecz nie w sklepach, a od osób prywatnych na portalach internetowych (głównie niemieckojęzycznych). Ceny są zróżnicowane: od 10 do nawet 300 euro (około 40...1200 zł).

Pasmo OIRT jeszcze żywe (lecz nie wiecznie!)

Z pewnością wiele osób pamięta, gdy w Polsce stacje FM były emitowane w paśmie innym niż CCIR, tj. 87,5...108 MHz. Było tak aż do końca 1999 roku i zamiast niego stosowano pasmo OIRT, czyli 65,5...74 MHz. Gdy doszło do zmiany pasma, masowo przestrajano odbiorniki radiowe i powoli zapomniano o starym paśmie.

eprasa.pl 41c5c37c32

Okazuje się, że pasmo OIRT jest wciąż używane. Gdzie? Otóż w Rosji, Mołdawii, na Ukrainie i Białorusi oraz w Kazachstanie i Turkmenistanie. Jednak i w tych krajach jego dni są policzone – zanikanie następuje powoli, ale sukcesywnie. Można się jeszcze nim nacieszyć, ale trzeba się spieszyć, bowiem to kwestia czasu, gdy przejdzie do historii. Co ciekawe, przejście na pasmo CCIR odbyło się u nas stosunkowo wcześnie, choć nie najwcześniej. Węgry zrobiły to dopiero w 2007 roku, podczas gdy Czechy i Słowacja jeszcze w 1993 roku (oczywiście w sensie wyłączenia ostatnich emisji).



Internet nieco inny niż zwykle

Co by było, gdyby nie istniał dziś Internet? Najpewniej istniałby w jego miejscu tzw. *sneakernet*, który jeszcze 30 lat temu (a nawet 40 i wstecz) był czymś powszechnym. Słowem dane byłyby wymieniane od ręki do ręki na wszelkiego rodzaju nośnikach, począwszy od dyskietek, skończywszy na kartach SD i pendrive'ach. Kto wie, czy nawet nie odbywałoby się to przez kurierów, jak to było w USA, których można było rozpoznać po tym, że nosili trampki, z ang. *sneakers*. Tym samym jest to żartobliwe określenie sposobu wymiany danych z udziałem tych kurierów, które obecnie jednak straciło na pierwotnym znaczeniu i oznacza tyle co po prostu ręczna wymiana danych, nawet bez podkreślania, że dzieje się to poza Internetem.

Ach ta Norwegia!

Powyższy tytuł nie jest przypadkowy – nie dość, że są tam piękne fiordy, to jeszcze tamtejsze radio jest już w całości cyfrowe! Tak, to nie błąd w druku – nie ma tam już prawie w ogóle emisji FM, a tylko DAB+. Tym samym jest to pierwszy kraj na świecie, który niemal całkowicie przeszedł na wspomniane radio. Kiedy to się stało? W połowie grudnia 2017 roku, zatem to już 2 lata, gdy nastąpiła zmiana standardu. Nie ma co zabierać tam tradycyjnych odbiorników radiowych, chyba że obsługują obecny standard.

Za nadawanie w FM przewidziana jest kara. Jej wartość wynosi nawet 100 tysięcy koron norweskich za każdy dzień emisji (ok. 43 tys. zł). O tym, jak to jest dużo, przekonało się Radio Metro prowadzone przez Sveina Larsena, które jako jedno z nielicznych protestowało przeciwko zmianie standardu z obawy przed utratą słuchaczy. Choć trwało to już od dłuższego czasu, to jednak dopiero zasądzenie kary przez państwo ostatecznie zakończyło ten protest. Niemniej, jego koniec nastąpił dopiero po paru dniach od rozpoczęcia jej naliczania, i zaprzestano tylko części emisji FM, którą i tak jeszcze potem uruchamiano na kilka dni, by znów wyrazić swój sprzeciw. Oczywiście i to spotkało się z karami, lecz już nie tak wysokimi jak te wspomniane. Ostatecznie radiostacja dostosowała się do narzuconych zmian, a wszelkie kary zostały uregulowane, zarówno z jej pieniędzy, jak i zbiórki zorganizowanej przez słuchaczy. Tak jak reszta stacji prowadzi emisję DAB+, ale też i FM tam, gdzie na to pozwolono. Może to czynić tylko do 2022 roku.

Kiedyś to były karty bankomatowe

W początkach istnienia bankomatów (przełom lat 60. i 70.) dostęp do nich odbywał się zupełnie inaczej niż dziś. Nie chodzi o inną formę tego dostępu, gdyż już wtedy stosowano karty. Jednak były to inne karty, w dodatku nienajeżone współczesną elektroniką, takie jak na fotografii, które niczym się nie różniły od tych stosowanych w ówczesnych komputerach. Mowa o kartach dziurkowanych, które zawierały dane właściciela. Dane te były rzecz jasna odczytywane prze bankomat, który robił to samo co wspomniane komputery, czyli przepuszczał wiązkę podczerwieni i wychwytywał odbicia w określonych miejscach karty. I choć już wtedy należało podać PIN, to jednak możliwa była wypłata tylko jednej stawki pieniężnej, np. 10 funtów.

Karty te nie były szczególnie zabezpieczone, więc przy znajomości formatu danych można było je łatwo sfałszować (ot, wystarczyło wiedzieć, jak podziurkować kartę). W chwili ich istnienia nie było to aż tak ważne, ponieważ liczba użytkowników korzystających z bankomatów była niewielka. Ponadto obecność tylko jednej stawki, w dodatku niskiej, sprawiała, że bardziej opłacało się napaść na bank, niż wypłacać tę stawkę wiele razy z rzędu przez kilka godzin (coś takiego zresztą jak przystawki sczytujące dane nie miały sensu z racji braku możliwości technicznych).

Ponadto bankomaty nie były jeszcze wtedy tak popularne jak dziś, co wynikało z faktu, że zajmowały sporo miejsca, a koszt ich montażu i obsługi był bardzo wysoki. Dopiero późniejszy postęp w elektronice

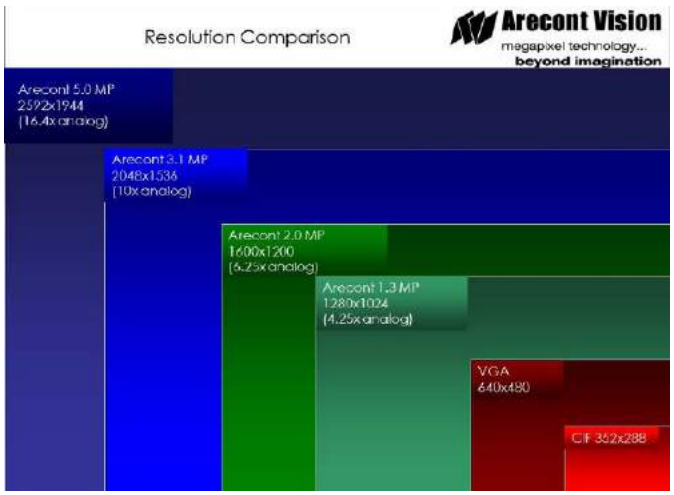
eprasa.pl 41c5c37c32

i przekonanie banków co do tego, że jest to bezpieczna forma doręczania gotówki klientowi, zmieniły ten stan rzeczy. Jako ciekawostkę można dodać, że pierwszy bankomat w Polsce pojawił się dopiero w 1987 roku w III Oddziale banku PKO S.A. przy ul. Tadeusza Czackiego, przy czym było to już urządzenie bliższe współczesnym bankomatom, wliczając karty (już wtedy karta dziurkowana przeszła do lamusa).

Kobieta, która zmieniła oblicze kodu PIN

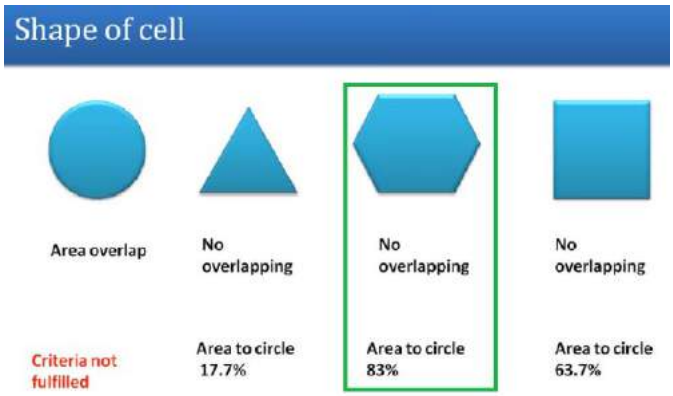
Początkowo PIN stosowany w kartach bankomatowych miał mieć postać sześciocyfrową – a przynajmniej tak to widział brytyjski twórca bankomatu John Shepherd-Barron (fotografia) .I zapewne tak by się stało, gdyby nie jego żona Caroline, która postanowiła skorzystać z wynalazku męża. Jak się okazuje, kobieta miała ogromny problem, by zapamiętać 6 cyfr. Ponieważ Shepherd to zauważył i bardzo ją kochał, to postanowił specjalnie dla niej skrócić ten kod do 4 cyfr. Jak się okazało to był strzał w dziesiątkę – Caroline udało się zapamiętać taki kod, i tak już zostało.

Wielu ludzi zaczęło posługiwać się takim formatem i ostatecznie przyjął się jako standard i nikt tego obecnie nie kwestionuje. Do dziś 4 cyfry podaje się czy to w bankomacie, czy to w telefonie. Jak zatem widać, kobieta tak zmienia oblicze świata, że „psuje" niejeden męski „pomysł". Jednak nie można się o to obrażać – taka bowiem kolej rzeczy. Jedyną zagadką pozostaje, to czy sam twórca bankomatu był z podjętej decyzji zadowolony, czy jednak zrobił to tylko z czystego pragmatyzmu i był z tego powodu wściekły – tego już się od niego nie dowiemy, gdyż od 9 lat nie żyje.



Czy CIF tylko do czyszczenia?

Zapewne elektronicy kojarzą ten skrót tylko z popularnym środkiem do czyszczenia. Nie ma co się dziwić, skoro producent dysponuje czymś takim jak marketing, a rozwiązania techniczne już nie, przez co szybko popadają w zapomnienie. Nie inaczej jest właśnie z CIF-em, czyli *Common Intermediate Format*, który jest rozdzielczością 352×288 pikseli lub po standaryzacji 360×240 pikseli. Rozdzielczość bardzo mała jak na obecne czasy – ale cofnijmy się choćby 30, 40 lat wstecz, kiedy królowała. I choć obecnie dominują takie rozdzielczości jak 1080 czy 4K, to jednak wciąż jest w użytku, szczególnie w kamerach web, gdzie można ją ustawić! Tak więc stare, ale jare rozwiązanie! Inna jednak sprawa, czy ktoś taką rozdzielczość w ogóle jeszcze ustawia – obawiam się, że nikt, choć co tu się dziwić, jeżeli CIF to w końcu mleczko, którego reklama jest tak wszechobecna, że dają się jej podpuścić i elektronicy.



Kształt komórki sektorowej GSM

Zapewne niektórzy z Was zastanawiali się, dlaczego kształt komórek telefonii GSM to sześciokąty, a nie np. koła bądź inne wieloboki. I jeśli do teraz nie znaleźliście na to odpowiedzi, to spójrzcie na rysunek. Jak się okazuje, chodzi o dobór takiego kształtu, by nie następowało nachodzenie na siebie komórek, które sąsiadują ze sobą. Dla koła warunek ten nie jest spełniony, dlatego jego kształt nie jest z nim związany. Dla trójkąta z kolei już jest, ale pojawia się inny problem, a mianowicie przydałoby się pokryć nim jak największą powierzchnię koła. Dla wspomnianej figury jest to marny pomysł, podobnie jak dla kwadratu. Natomiast dla sześciokąta nie, choć można dalej próbować zwiększyć pokrycie przez zwiększenie boków. Jednak wtedy pokrycie to już wzrasta nieznacznie, a ponadto trzeba jeszcze wziąć pod uwagę koszty oprzyrządowania pojedynczej stacji bazowej, która tworzy komórkę. Chodzi o liczbę sektorów równą liczbie wspomnianych boków – czy wyobrażacie sobie montaż większej liczby anten jedynie po to, by zwiększyć pokrycie powierzchni koła, co się nie przełoży czy to na większy zasięg stacji, czy uzyskanie połączeń o lepszych parametrach, a tym samym na realne korzyści? Z pewnością nie. Skoro tak, to zostaje pozostać przy sześciokącie jako kompromisie między liczbą boków (sektorów) a kosztami sprzętu stacji bazowej i korzyściami płynącymi z tych kosztów, które powinny się jeszcze jak najszybciej zwrócić – a jak to ma nastąpić, jeżeli sektorów jest sporo, a przez to anten? Podobne myślenie obowiązuje dla reszty standardów telefonii komórkowej i związanych z nimi generacji.

Woda w żarówce LED – czy to możliwe?

Można zapytać: „co ma wspólnego meteorologia z oświetleniem?" Otóż wbrew pozorom dużo! Dowodem są żarówki LED, które odznaczają się ciekawym problemem, tzn. skraplaniem się wody wewnątrz ich baniek. O co tutaj chodzi? Otóż o szczelność baniek, a właściwie pewien jej brak, który jest jednak celowy. Dlaczego? Ponieważ inaczej niż w zwykłych żarówkach szczelność ta nie jest warunkiem koniecznym do działania żarówek LED, tzn. mogłoby w ogóle ich nie być, a i tak zawarte w nich diody będą świecić! Skoro tak, to po co robić coś szczelnego, jeśli to nic nie zmieni, a jedynie zwiększy koszt produkcji? Tym samym taka bańka pełni funkcję jedynie estetyczną, dekoracyjną, jako podstawowa, choć nie najlepsza ochrona przed czynnikami zewnętrznymi.

eprasa.pl 41c5c37c32

Przez wspomnianą nieszczelność przedostaje się wilgoć. Ale nie sama jej obecność powoduje skraplanie się w niej wody – musi bowiem jeszcze obniżyć się temperatura bańki. Gdy to się stanie, zawarta wewnątrz bańki para wodna ulega wysyceniu. Oczywiście wysycenie następuje przy kontakcie z bańką, co można zaobserwować po obecności charakterystycznej na niej mgiełki. Wystarczy, by proces ten trwał przez dłuższy czas i można uzyskać pokaźną ilość wody. Takie powstawanie z kolei to punkt rosy, czyli wartość temperatury, poniżej której następuje wspomniane wysycenie. To właśnie jest słowo klucz wyjaśniające postawione na początku pytanie, które wcale nie jest takie głupie! Jest nawet przydatne, bowiem już wiadomo, by uważać z używaniem żarówek LED na zewnątrz bądź w nieogrzewanych, wilgotnych pomieszczeniach.

„Bratni" interes komputerowy (ale polski!)

Na wstępie należy dodać, że nie chodzi o czasy komunistyczne czy jakiekolwiek wymiany z nieistniejącym już Związkiem Radzieckim – zwykle bowiem pod takim pojęciem rozumie się występujące na początku tytułu słowo. Tym razem chodzi o jego dosłowniejsze znaczenie, w sensie braci Buczkowskich (fotografia): Wojciecha (po lewo) i Krzysztofa (po prawo), założycieli firmy Komputronik (tej, która ma wiele salonów w Polsce z charakterystycznym logo z gwiazdkami). Jej założenia dokonali we wrześniu 1996 roku w Grunwaldzie, i zrobili to, by zarobić pieniądze na studia na prywatnej uczelni, kiedy mieli nieco ponad 20 lat. W zasadzie zaczynali jak wiele amerykańskich firm, czyli od przysłowiowego garażu, którym w ich przypadku była… sypialnia babci o powierzchni 4 metrów kwadratowych, darowana

im przez ojca. Tam zaczęli składać i naprawiać komputery, za które rzecz jasna życzyli sobie pieniądzy. Praca nie była łatwa, bowiem była łączona ze studiami. Niemniej opłaciła się – w ciągu pierwszego roku zdołali zarobić kilkanaście tysięcy złotych, a po kolejnym roku dorobili się własnego biura (co prawda wynajmowanego, ale jednak!). Słowem trafili na popyt, dla którego nie istniała w tamtym czasie konkurencja – i to właśnie dzięki takiemu szczęściu, że wstrzelili się jako pierwsi w lukę na rynku (coś nie do powtórzenia dzisiaj), dorobili się pieniędzy mając obecnie 230 salonów sprzedaży.

Można rzec, że mieli nosa do interesów – i nie ma w tym słowa przesady, jako że tak właśnie w kapitalizmie działają prawdziwe rekiny biznesu, a oni zrobili właśnie to co te rekiny, nawet jeśli ich pierwotną motywacją było tylko zarobienie pieniędzy na studia. Dla wyjaśnienia: nie są to synowie aktora Zbigniewa Buczkowskiego – zbieżność nazwisk przypadkowa! Niemniej mamy czym się naprawdę szczycić i doceńmy tych braci za wkład w rozwój polskiego biznesu, a przy okazji gospodarki, szczególnie że pokazali, że pewne rzeczy da się jednak zrobić, a marzenia się spełniają!

Długość klawisza spacji prostsza niż się zdaje!

„Pewne klawisze są krótkie, natomiast spacja jest długa. Dlaczego?", zapytano pewnego razu profesora. A ten na to: „Po to, aby pisać oburącz bez problemu". Jeśli przyjrzymy się temu, jak naciskamy spację przy pisaniu, to zauważymy, że wspomniana długość klawisza na to pozwala.

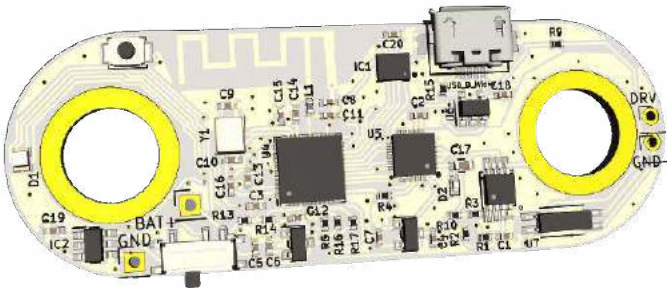
Wystarczy spojrzeć na fotografię. A jeśli mimo to nie wierzysz, to sprawdź sam/sama, że faktycznie tak jest! Poza tym to doskonały trening dla kciuków obok wyświetlaczy dotykowych w smartfonach.

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

eprasa.pl 41c5c37c32

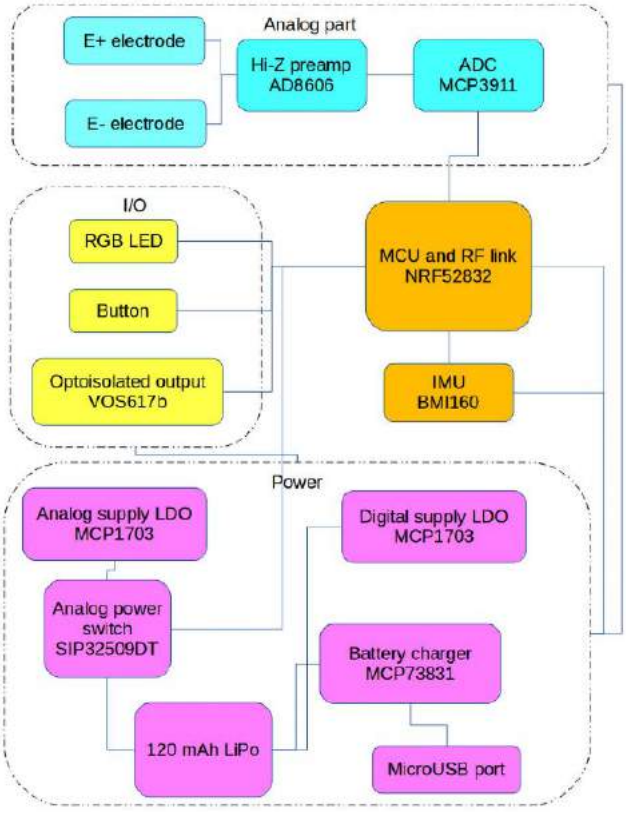
dodaj do obserwowanych

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.



uECG – kompaktowy, noszony elektrokardiograf

Zespół Ultimate Robotics z Ukrainy postawił sobie proste pytanie: „Czy jesteś zmęczony komercyjnymi, skomplikowanymi projektami EKG, zbudowanymi z drogich, zintegrowanych modułów AFE (analogowy *front-end* – przyp. red.)?". Oczywiście odpowiedź była twierdząca, co sprawiło, że naturalnym następnym krokiem było stworzenie własnego modułu EKG, który pozbawiony jest tych wad. Plan ten z pewnością się udał, gdyż zespół stworzył uECG – kompaktowy moduł do pomiaru biopotencjałów. Został on pozytywnie oceniony przez użytkowników portalu crowd-fundingowego Indiegogo. Zakończona sukcesem zbiórka pozwoliła na rozpoczęcie seryjnej produkcji urządzeń.



Elektrokardiogram jest prostym sygnałem, ale niewiele urządzeń EKG może jednocześnie dostarczyć nieprzetworzonych danych i pokazać sygnał EKG podczas pracy. Większość z nich to komercyjne urządzenia medyczne – zaprojektowane z zachowaniem złożonych norm, nieporęczne i drogie. „Pracując z biosygnałami, zwłaszcza EKG, przy kilku projektach komercyjnych, postanowiliśmy stworzyć własne rozwiązanie – proste, wydajne i w pełni otwarte", tłumaczy zespół. „Tak narodził się uECG. Może on przesyłać sygnał EKG w czasie rzeczywistym za pośrednictwem BLE (*Bluetooth Low Energy* – przyp. red.) lub do komputera za pomocą interfejsu USB (opartego na układzie nRF52832), który przekształca sygnał radiowy w strumień danych podawany do wirtualnego portu COM", pisze przedstawiciel Ultimate Robotics.

Celem projektu było stworzenie kompaktowego i taniego systemu, zdolnego do pracy z biopotencjałami, takimi jak sygnał EKG. Urządzenie bazuje na AFE MCP3911 (pierwotnie opracowane do pomiaru zużycia energii elektrycznej) w połączeniu z precyzyjnym buforem AD8606 oraz SoC nRF52832 do interfejsu BLE i przetwarzania sygnałów. Dodatkowe wyjścia, do innych urządzeń, wyposażone są w optyczny izolator galwaniczny, aby zredukować możliwość porażenia osoby, która korzysta z uECG. Oprogramowanie układowe mikrokontrolera ma filtr cyfrowy, który usuwa z sygnału szum sieci energetycznej bez zniekształcania sygnału EKG, co zapewnia wyraźny, czytelny wykres. Moduł zawiera wbudowane konektory do wielorazowych i jednorazowych elektrod do EKG. Dostępna jest również obudowa, wykonana w technologii druku 3D. Dzięki niskiej masie (ok. 9 gramów) i niewielkiemu zużyciu energii moduł z małym ogniwem litowo-jonowym (o pojemności 100 mAh) może być noszony i używany przez cały dzień.

„Naszym celem było stworzenie taniego, małego i lekkiego modułu otwartego sprzętu, który mógłby być następnie stosowany przez hobbystów, studentów i uczniów oraz amatorów nauki do monitorowania rzeczywistych biosygnałów w ludzkim ciele. Może być także użyteczny dla personelu medycznego w miejscach, gdzie nie ma on dostępu do tego rodzaju technologii", podsumowuje ukraiński zespół.

http://bit.ly/36El9GE

Szeroki zbiór projektów elektronicznych instrumentów muzycznych

John-Mike Reed znany także jako Dr Bleep zajmuje się projektowaniem i budową syntezatorów audio w swoim warsztacie w Austin w Teksasie w USA od 2006 roku. Projektuje proste moduły analogowe i cyfrowe, które wykorzystują różne zasady działania do generowania muzyki.

Pierwszą jego konstrukcją był syntezator nazwany Thingamagoop, który zaprojektowany został wspólnie z artystą Willem Guyem, występującym pod pseudonimem Goopymart. To on wpadł na pomysł, aby na froncie syntezatora umieścić rysunek twarzy. Od tego czasu

eprasa.pl 41c5c37c32

John-Mike projektuje i projektuje różnego rodzaju hałaśliwe urządzonka, często będące pomiędzy światem zabawek a prawdziwych syntezatorów audio czy modułów rytmicznych. Ponadto Dr Bleep zajmuje się także edukacją – prowadzi warsztaty w zakresie elektroniki DIY, sztuki i innych dziedzin.

Thingamagoop (na zdjęciu) był pierwszym produktem Bleep Labs produkowanym i sprzedawanym był w latach 2006...2011. Powstało ich około 1800 sztuk. Moduł zawierał m.in. element fotoczuły, który pozwala modyfikować dźwięk instrumentu z pomocą światła – może to być światło z zewnętrznych źródeł światła (sztuczne bądź naturalne) jak i światło z wbudowanej w Thingamagoop lampki.

Dr Bleep stworzył także następców tej kultowej wśród fanów syntezatorów audio konstrukcji – opartego na module Arduino Thingamagoop 2× oraz Thingamagoop 3000.

http://bit.ly/2sqvtDr

Fotogrametryczny skaner 3D kontrolowany przez Arduino

Obrotowa podstawa jest nową i ulepszoną wersją wcześniejszej obracanej ręcznie wersji stworzonej przez Briana Brockena. Podstawowym przeznaczeniem tego typu platform są filmowe ujęcia, w których nagrywany przedmiot obracany jest wokół własnej osi, by kamera stojąca obok mogła nagrać jego obraz z każdej strony.

Sterowana platforma korzysta z Arduino UNO do kontrolowania niewielkiego serwosilnika i silnika krokowego, jakie znajdują się w środku obudowy. Urządzenie wyposażone jest ponadto w wyświetlacz LCD 2×16 znaków oraz manipulator (joystick) do nawigowania w menu.

Platforma będzie także dobrą bazą dla skanera 3D. Umożliwi wykonanie zdjęć obiektu z każdej strony, wykonując obrót o 360 stopni podczas zdjęć. Fotografie można później przekonwertować na trójwymiarowy model za pomocą oprogramowania do fotogrametrii (np. Autodesk Recap Photo). Liczbę zdjęć, jakie urządzenie ma wykonać, można ustawić – system może wykonać od 2 do 200 zdjęć na pełny obrót. Zdjęcia wykonywane są smartfonem sterowanym przez pilota Bluetooth zintegrowany w układzie. Pilot nie jest elektrycznie połączony z Arduino – serwo naciska mechanicznie przycisk na pilocie. Alternatywnym rozwiązaniem byłoby, jak zauważa sam autor, zastosowanie modułów Bluetooth dla Arduino (takich jak HC-05 i HC-06), aczkolwiek nie współpracują one za dobrze z smartfonami Apple.

W trybie filmowym podstawa obraca się z jednostajną, programowalną prędkością. Można ją skonfigurować w zakresie od powolnego ruchu – 1 obrót na minutę, do 17 obrotów na minutę, co jest maksymalną prędkością pracy tego silnika krokowego połączonego z Arduino.

Wszystkie części mechaniczne są w całości wydrukowane na drukarce 3D. Na stronie projektu autor udostępnia pliki STL do wszystkich elementów układu.

http://bit.ly/2RVXsFC

Accexlron – otwarta płytka prototypowa

Inicjatywy sprzętowe typu *open source* sięgają swoją historią 1997 roku. Dzięki środowisku otwartego sprzętu zrodziły się niesamowite i rewolucyjne urządzenia i oprogramowanie. Projekt Arduino jest jednym z najbardziej udanych projektów sprzętu i oprogramowania o otwartym źródle, jaki kiedykolwiek powstał – na rynek trafiły miliony modułów Arduino. Dostępność sprzętu typu *open source* ułatwiła studentom, hobbystom i amatorom DIY majstrowanie przy różnych czujnikach i modułach rozszerzeń, co ułatwia konstruowanie naprawdę fajnych projektów.

Niestety użytkownicy tych modułów nadal są obarczeni zbędnymi zadaniami, takimi jak konieczność dostarczania stabilizowanego zasilania o odpowiednim napięciu, integracja różnych czujników przy jednoczesnym zapewnieniu minimalizacji sprzętu. Wszystkie te problemy, a także kilka innych ograniczeń technicznych istniejących płytek rozwojowych doprowadziły do powstania modułu Accexlron. Jest to nowa i ulepszona płytka do szybkiego tworzenia prototypów

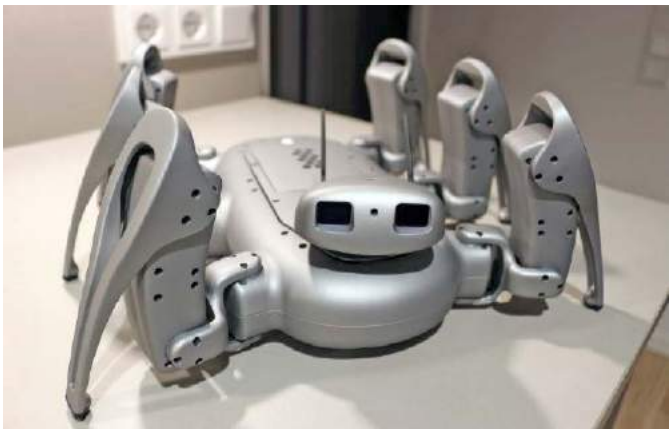
eprasa.pl 41c5c37c32

opracowana przez zespół Tweak Labs. Ten start-up nie jest zbyt znany globalnej klienteli. Od dawna funkcjonuje jako agregator komponentów elektronicznych, który zapewnia pomoc techniczną i rozwija otwarty sprzęt w Indiach.

Nowy moduł zaprojektowano tak, aby zapewniał jak najniższy próg wejścia dla programistów i amatorów. Opiera się na szeroko znanym, wydajnym ATMega2560 – to zaawansowany mikrokontroler o architekturze RISC. Przy taktowaniu zegarem 16 MHz układ ten osiąga 16 MIPS wydajności. Ma 54 cyfrowe linie GPIO i 16 analogowych pinów wejściowych, co pozwala na tworzenie naprawdę złożonych projektów z dużą liczbą podłączonego sprzętu. Pamięć o rozmiarze aż 256 kB pozwala na ładowanie naprawdę obszernych szkiców Arduino.

Dodatkowo układ ma dwa podwójne, monolityczne sterowniki wysokiego napięcia i dużego prądu – L298N, które umożliwiają sterowanie silnikami. Może zasilać 4 silniki o wysokim momencie obrotowym lub 4...5 serwomotorów, bez najmniejszego problemu. Układ jest w pełni zgodny z Plug and Play dla Bluetooth i Wi-Fi. Wystarczy po prostu podłączyć wybrane moduły do płytki prototypowej i zacząć z niej korzystać.

http://bit.ly/36Kcxyx



Animabot – zaawansowany, sześcionożny robot z 24 stopniami swobody

Animabot to złożony robot wyposażony w sześć w pełni ruchomych nóg – mają aż 24 stopnie swobody. Został stworzony do interakcji z otoczeniem za pośrednictwem wielu czujników, ale także z ludźmi. Jest (i będzie) w stanie rozpoznawać osoby, mówić, słuchać, okazywać emocje i bawić się. Celem tego projektu jest zbudowanie towarzysza codziennego życia, z którym można współpracować, jak na przykład Aibo od Sony czy inne podobne konstrukcje.

Projekt rozpoczął się w 2001 roku od znacznie prostszej konstrukcji. Po latach udoskonaleń i rozwoju w końcu osiągnął pułap możliwości, jakie autor chciał w nim od początku umieścić.

Moduł zasilany jest z ogniwa litowo-jonowego 11,1 V o pojemności 7800 mAh. Pobiera około 140 W i zawiera wbudowaną ładowarkę. Za myślenie w systemie odpowiada moduł Raspberry Pi 3 B+ oraz sprzężony z nim mikrokontroler STM32F415VGT6 pracujący pod kontrolą systemu operacyjnego RTOS. Robot komunikuje się z otoczeniem poprzez jeden z dwóch modułów Bluetooth oraz Wi-Fi. Ma wbudowaną kamerę 5 Mpix i szereg sensorów, takich jak przyciski dotykowe i sensor gestów, a także 6-osiowy moduł inercyjny, termometr itp.

Robot waży około 2,5 kg i mierzy 28×36×16 cm. Polecanyy jest do pracy w pomieszczeniu i na zewnątrz.

http://bit.ly/2LZt4X9/
http://bit.ly/2PmWxMX

Otwarta drukarka 3D BigFDM do drukowania dużych przedmiotów

BigFDM to wielkoskalowa drukarka 3D, której projekt jest w pełni otwarty. Opracowana została dzięki wcześniejszym doświadczeniom zespołu projektowego, który zbudował podobne konstrukcje w przeszłości.

Prototyp BigFDM powstał w Fab Lab przez Daniele Ingrassia z pomocą Hashima Al Sakkafa. Kwestionują oni typowe podejście, w którym wiedza na temat budowy maszyn pozostaje zamknięta przez producenta w czarnej skrzynce – BigFDM jest w pełni otwarty. Pełna świadomość tego, jak działa maszyna, powtarzalna konstrukcja, możliwość dostosowania maszyny oraz możliwość powielania z dostępnych lokalnie materiałów pozwalają na szerokie zastosowanie BigFDM w wielu miejscach na świecie. Dzięki temu można spopularyzować druk 3D, szczególnie w bardziej zaawansowanych zastosowaniach, dzięki temu że BigFDM pozwala na drukowanie nawet dużych elementów. Drukarka jest tanią alternatywą do produkcji takich wyrobów jak ortezy, protezy, instalacje artystyczne, meble, części zamienne, prototypy wzorów przemysłowych, formy do odlewania itp.

Pole wydruku BigFDM wynosi 800×800×900 mm i ma dwa ekstrudery do filamentu 2,85 mm, które mogą być wyposażone w dysze od 0,4 mm do 1 mm. Drukarka ma silniki krokowe NEMA24/23 i liniowe prowadnice HiWin. Podłoże wyposażone jest w cztery grzałki o mocy 740 W każda. Drukarka zasilana jest napięciem 230 V (pobór mocy do 3000 W) a sterowana jest poprzez USB. Według wyliczeń autorów projektu jej koszt (koszt elementów) to około 2600 euro.

http://bit.ly/2PnsGnu

eprasa.pl 41c5c37c32

Jak tworzyć innowacje w elektronice?

W dniach od 25 do 28 listopada w Warszawie odbył się Maraton TRIZ, czyli specyficzne szkolenie, którego celem jest zwiększenie kreatywności inżynierów w odniesieniu do na co dzień realizowanych przez nich projektów. Wydarzenie ma formę warsztatową i zazwyczaj trwa 4 lub 5 dni. W listopadowym maratonie uczestniczyła także „Elektronika Praktyczna".

Praca inżyniera to w gruncie rzeczy ciągłe rozwiązywanie różnego rodzaju problemów technicznych, zależnych od branży którą dany inżynier się zajmuje. Wiele z tych zadań rozwiązywanych jest w sposób metodyczny, poprzez zastosowanie klasycznych narzędzi i „zwykłe" projektowanie. Rzadko kiedy taka ścieżka prowadzi do rozwiązań innowacyjnych. Przykładowo, praca konstruktora elektroniki to w dużej mierze odpowiednie „poukładanie klocków", zgodnie z najlepszymi praktykami inżynierskimi i w oparciu o odpowiednio dobrane, nowoczesne podzespoły.

Jednak bywa tak, że stojące przed projektantem zadanie jest trudne. Nie ze względu na żmudność i ilość pracy do wykonania, czy nawet stopień skomplikowania projektu, ale ponieważ klasyczne metody postępowania nie prowadzą do wystarczająco dobrych rezultatów. Wtedy jedynym sposobem osiągnięcia celu jest nowy, innowacyjny pomysł, który pozwoli sprytnie rozwiązać jakąś sprzeczność, uniemożliwiającą sięgnięcie po znane w branży rozwiązania. To takie właśnie pomysły stanowią podstawy wszelakich patentów i są potocznie nazywane wynalazkami. Wydawałoby się, że powyższą sugestię można skomentować stwierdzeniem „łatwo powiedzieć" i ją odrzucić jako niepraktyczną, ale jest teoria która mówi, że do innowacji można skutecznie dochodzić w sposób metodyczny. I co ciekawe, teoria ta sprawdza się w praktyce, także w elektronice.

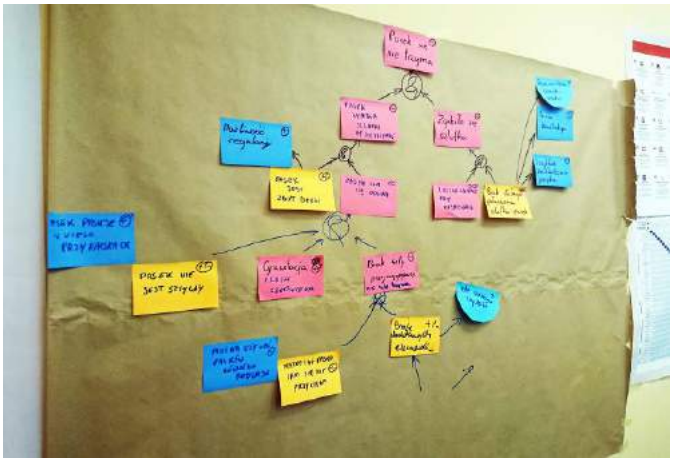
Teoria Rozwiązywania Innowacyjnych Zadań

W połowie ubiegłego wieku, w Związku Radzieckim pojawiła się koncepcja, że właściwie wszystko już wymyślono. Nie miało to jednak nic wspólnego z opinią amerykańskiego szefa Urzędu Patentowego, który pod koniec XIX wieku podobno sugerował zamknięcie instytucji, jaką się opiekował. Wręcz przeciwnie – idea Henryka Altszullera, pomysłodawcy TRIZ, mówiła że wystarczy przejrzeć istniejące patenty by łączyć je i stosować we wszelkich innych dziedzinach, tworząc w ten sposób właściwie niekończącą się liczbę nowych wynalazków, również wartych opatentowania. Po prostu można poniekąd powielać wymyślone już rozwiązania, by być ciągle innowacyjnym.

Na tej bazie powstał TRIZ, czyli zestaw narzędzi, jakie można stosować niemal w dowolnej dziedzinie, by tworzyć nowe wynalazki. Opiera się on o miliony przeanalizowanych patentów i jest stale aktualizowany. I choć mowa tu o teorii, to składa się na nią szereg bardzo konkretnych narzędzi, których można się nauczyć i z łatwością stosować je w praktyce. To właśnie ich uczono w trakcie Maratonu TRIZ.

Krok po kroku

TRIZ to niejedyny sposób na wymyślanie innowacji. Inną, znacznie bardziej znaną koncepcją jest burza mózgów. Rzecz w tym, że tzw. *brainstorming* jest procesem bardzo mało deterministycznym, a do tego w praktyce najczęściej realizowanym niezgodnie z jego podstawowymi założeniami. W konsekwencji TRIZ prowadzi do znacznie



większej liczby pomysłów, często również lepszych jakościowo niż w przypadku burzy mózgów. Proces ich opracowywania podzielony jest na etapy, na które składa się rozpisanie założeń, zaprezentowanie problemu z różnych perspektyw, wykrywanie konkretnych sprzeczności, które uniemożliwiają proste dojście do dobrego rozwiązania, stosowanie skodyfikowanego szeregu metod radzenia sobie z tymi sprzecznościami, przeglądanie bazy efektów standardowych, które pozwalają przypomnieć sobie o różnych zjawiskach, jakie mogą być użyteczne w danym przypadku, a na koniec odbywa się szeregowanie rozwiązań i określanie, które z pomysłów należy przetestować w pierwszej kolejności.

W trakcie warsztatów uczestnicy przez pierwsze dwa dni (tzw. TRIZ BASIC) poznawali teorię i starali się stosować jej poszczególne elementy w odniesieniu do problemów z własnego życia zawodowego. Trzeci dzień (tzw. TRIZ TEAMWORK) był w całości poświęcony na ćwiczenia praktyczne, a czwarty dzień (czasem organizowany jest również piąty) poświęcony był prezentowaniu opracowanych pomysłów, a więc szkoleniu z umiejętności miękkich.

Z punktu widzenia elektronika

Czy TRIZ ma zastosowanie w elektronice? Tak, gdyż wiele nowoczesnych wynalazków opiera się o elektronikę. Bywa też, że omawiana metodologia pozwala znacząco uprościć obwody elektroniczne poprzez innowacyjne zastąpienie ich działania za pomocą jakiegoś zjawiska fizycznego. Szczególnie przydatna będzie twórcom maszyn stosowanych w automatyce, gdzie pole do popisu jest największe. Warto też dodać, że metodyka ta jest regularnie stosowana w takich firmach jak Samsung, General Electric, ABB, Motorola, Hewlett Packard, IBM, LG, Intel, Xerox, Boeing, Daimler-Chrysler, Ford, Rolls-Royce oraz w NASA.

Szkolenia takie, jak Maraton TRIZ odbywają się w Polsce kilka razy do roku, w różnych miastach. Prowadzi je Grupa ODITK, która jest także organizatorem konferencji Technovation Forum, spotkania w którym uczestniczą przedstawiciele inżynierowie i dyrektorzy działów badawczo-rozwojowych firm z całego kraju. I choć tylko część z nich zajmuje się elektroniką czy automatyką, to idealnie wpisuje się to w koncepcję TRIZ, która mówi przecież, że aby coś wynaleźć w swojej dziedzinie, wystarczy tylko popatrzeć, jak podobny problem rozwiązano w zupełnie innej branży.

Marcin Karbowniczek, EP

eprasa.pl 41c5c37c32

TYLKO DLA PRENUMERATORÓW

niezbędnik elektronika

1. Arduino 1.8.10

Środowisko programistyczne, które umożliwia wykorzystanie języków C oraz C++ do pisania kodów współpracujących z mnóstwem gotowych płytek i modułów. Oferuje bazę gotowych bibliotek jak EEPROM, Firmata, GSM, Servo, TFT, Wi-Fi, itp.

2. Microchip MPLAB X IDE

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

3. Segger Embedded Studio for ARM

Embedded Studio to potężne IDE (zintegrowane środowisko programistyczne) bazujące na języku C/C++ dla systemów wbudowanych. Zostało zaprojektowane tak, aby zapewnić użytkownikom wszystko, co jest potrzebne do profesjonalnego programowania. Kompleksowe rozwiązanie zapewniające stabilność i ciągły postęp pracy.

4. Segger Embedded Studio for RISC-V

Embedded Studio for RISC-V to środowisko programistyczne dla układów opartych na otwartej architekturze RISC-V. Bez względu na to, czy korzystasz z dostępnego urządzenia, czy projektujesz własne układy scalone, Embedded Studio oferuje kompletne rozwiązanie do programowania i debugowania aplikacji.

5. STM32Cube MX Packs

STM32Cube to podstawowy zestaw komponentów oprogramowania, takich jak HAL, interfejsy API LL, oprogramowanie pośrednie i przykłady aplikacji. Pakiety rozszerzeń zawierają wbudowane komponenty oprogramowania, które uzupełniają funkcje STM32Cube i/lub umożliwiają korzystanie z wielu urządzeń ST w takich dziedzinach, jak wykrywanie, zarządzanie energią, łączność lub audio. Są kompatybilne z wbudowanymi bibliotekami i narzędziami oprogramowania STM32Cube i umożliwiają szybki rozwój aplikacji w oparciu o sprawdzone i sprawdzone elementy oprogramowania.

6. ST MCU Finder

Aplikacja umożliwia eksplorację pełnego portfolio mikrokontrolerów STM32 Arm Cortex-M i STM8 oraz płyt rozwojowych z dowolnego urządzenia mobilnego lub bezpośrednio ze środowiska komputerowego programisty. Pozwala na wyszukiwanie z wieloma kryteriami m.in. typem rdzenia, częstotliwością procesora, pamięcią, ceną, liczbą I/O, klasą temperatury i urządzeniami peryferyjnymi, takimi jak sterowanie, timery, komponenty analogowe, łączność, multimedia i bezpieczeństwo.

EP 12/2019

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

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

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

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

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

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

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

EP 11/2019

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

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

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

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

EP 10/2019

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

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

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

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

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

EP 9/2019

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

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

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

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

EP 8/2019

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

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

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

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

EP 7/2019

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

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

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

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

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

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

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

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

EP 6/2019

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

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

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

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

5. ST-TouchGFXDesigner
Oprogramowanie ułatwiające tworzenie interfejsu graficznego w systemach z STM32.

6. ST-TrueSTUDIO-9.2.0
Elastyczne i rozszerzalne środowisko, z funkcjami edycji, kompilacji i debugowania dla mikrokontrolerów STM32.

EP 05/2019

1. FlexGUI Mixed Signal Audio Software
Oprogramowanie firmy Cirrus Logic przeznaczone do obsługi płytek ewaluacyjnych do budowania zaawansowanych torów obróbki sygnałów audio.

2. WISCE Development Tools Suite
Narzędzie programowe firmy Cirrus Logic służące do wspierania procesów konstrukcji oraz produkcji urządzeń.

3. Intel Quartus Prime Pro Edition 19.1.0.240
Bezpłatny pakiet oprogramowania, środowisko projektowe dla układów FPGA.

4. EasyEDA version 3.0.11
Program do projektowania i symulowania obwodów oraz projektowania płytek drukowanych.

EP4/2019

1. Atollic TrueSTUDIO for STM32
Znany pakiet IDE do tworzenia programów dla mikrokontrolerów STM32. Zawiera kompilator, debugger, linker. Nowa wersja mimo sporych zmian w organizacji i przeznaczeniu samego oprogramowania dodaje też istotną nowość, jaką jest dostęp z poziomu menu budowania do opcji dezasemblacji pliku oraz listowania symboli w plikach binarnych i obiektowych.

2. Siemens LOGO! Web Editor
Najnowsza wersja edytora stron internetowych dla sterownika LOGO! v8

3. Analog Devices LTspice XVII
Najnowsza wersja popularnego symulatora układów elektronicznych, teraz rozwijana przez firmę Analog Devices.

4. Siemens LOGO!Soft Comfort v8.1
Najnowsza wersja środowiska projektowego przeznaczonego dla sterowników LOGO! firmy Siemens.

5. WaveDrom Editor v1.6.3
WaveDrom tworzy wykres czasowy lub przebieg na podstawie opisu tekstowego. Środowisko zawiera język opisu, silnik renderujący i edytor. Działa w przeglądarce lub może być zainstalowany lokalnie.

6. Tina 9 TI
Symulator układów elektronicznych wspierany i rozwijany przez firmę Texas Instruments.

7. TI Code Composer Studio 8.3 for Windows
Pakietu programów przeznaczonych do tworzenia aplikacji dla procesorów firmy Texas Instruments.

8. NXP Pins Tool for i.MX Processors
Konfigurator graficzny przeznaczony dla procesorów iMX.

9. NXP MCUXpresso IDE
Środowisko IDE MCUXpresso oparte na Eclipse z wbudowanymi funkcjami edycji, kompilacji i debugowania kodu.

EP 03/2019

1. Atollic TrueSTUDIO for STM32
Pakiet IDE do tworzenia programów dla mikrokontrolerów STM32.

2. Siemens LOGO! Web Editor
Edytor stron internetowych dla sterownika LOGO! v8

3. Analog Devices LTspice XVII
Popularny symulator układów elektronicznych, teraz rozwijana przez firmę Analog Devices.

4. Siemens LOGO!Soft Comfort v8.1
Środowisko projektowe przeznaczone dla sterowników LOGO! firmy Siemens.

5. WaveDrom Editor v1.6.3
WaveDrom tworzy wykres czasowy lub przebieg na podstawie opisu tekstowego.

6. Tina 9 TI
Symulator układów elektronicznych wspierany i rozwijany przez firmę Texas Instruments.

7. TI Code Composer Studio 8.3 for Windows
Pakietu programów przeznaczonych do tworzenia aplikacji dla procesorów firmy Texas Instruments.

8. NXP Pins Tool for i.MX Processors
Konfigurator graficzny przeznaczony dla procesorów iMX.

9. NXP MCUXpresso IDE
Środowisko IDE MCUXpresso oparte na Eclipse z wbudowanymi funkcjami edycji, kompilacji i debugowania kodu.

EP 02/2019

1. SiFive Freedom Studio
Zintegrowane środowisko programistyczne przeznaczone do tworzenia programów dla mikrokomputerów SiFive RISC-V.

2. SiFive RISC V OpenOCD GCC
Wtyczka dla popularnego edytora Eclipse umożliwiająca tworzenie programów dla mikrokomputerów SiFive RISC-V.

3. SiFive Segger RISC V Embedded Studio Środowisko programistyczne firmy Segger pozwalające na tworzenie i uruchamianie programów dla mikrokomputerów SiFive RISC-V.

4. NXP Pins Tool for i.MX Application Processors
Konfigurator graficzny przeznaczony dla procesorów i.MX.

5. ST TouchGFX Designer 4.10
Oprogramowanie ułatwiające tworzenie interfejsu graficznego w systemach embedded wykorzystujących mikrokontrolery STM32.

EP 1/2019

1. Analog Devices – ADALM2000
Oprogramowanie typu „przenośne laboratorium" dla modułu ADALM2000 firmy Analog Devices.

2. ST STM32CubeMX release 5.0.0
Konfigurator graficzny mikrokontrolerów STM32.

3. ST TouchGFX
Zaawansowane rozwiązanie graficznego interfejsu użytkownika dla mikrokontrolerów. Uruchamiany na 32-bitowych mikrokontrolerach, TouchGFX zapewnia wysokiej klasy grafikę.

4. SEGGER Embedded Studio for ARM Version 4.12
IDE przeznaczone do tworzenia programów dla mikrokontrolerów z rdzeniem ARM zawierające nowy linker i bibliotekę LTO.

5. ST Atollic TrueSTUDIO for STM32 9.2
Znany pakiet IDE do tworzenia programów dla mikrokontrolerów STM32.

6. NXP MCUXpresso IDE
Środowisko IDE MCUXpresso oparte na Eclipse z wbudowanymi funkcjami edycji, kompilacji i debugowania kodu.

7. NXP MCUXpresso Config Tools
Oprogramowanie służące do konfigurowania mikrokontrolerów zamontowanych na płytkach MCUXpresso. Generuje kod w języku C, który może być wykorzystany w tworzonej aplikacji.

8. Espressif Systems ESP32 IDF
Najnowsza wersja środowiska programistycznego dla układów ESP32 firmy Espressif.

9. FTDI EVE Tools
Pakiet programów narzędziowych przeznaczonych dla układu graficznego FT800.

10. FTDI FT9XX Tools
Pakiet programów narzędziowych przeznaczonych do tworzenia aplikacji dla układów z rodziny FT9XX, serii mikrokontrolerów z 32-bitowym rdzeniem RISC FT32 oraz układów Vinculum.

EP 12/2018

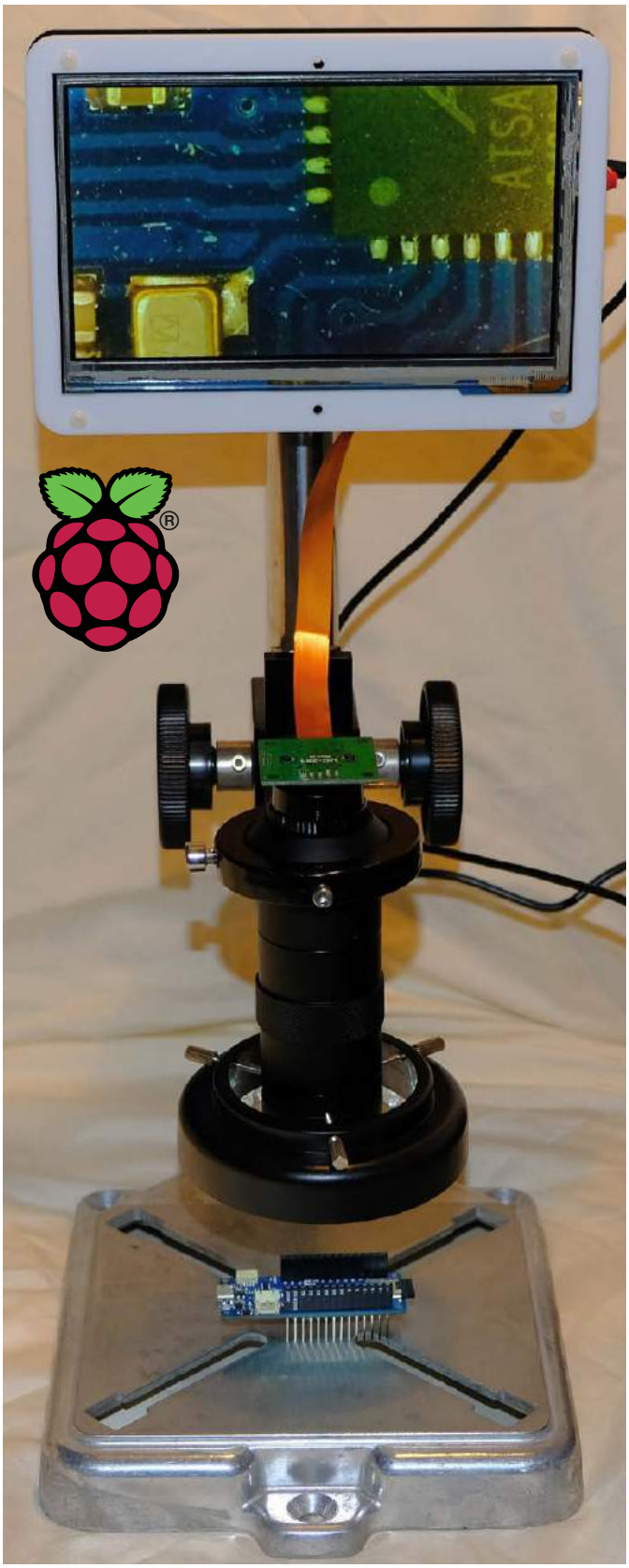
1. Analog Devices SigmaStudio 4.2
Program firmy Analog Devices przeznaczona do graficznego tworzenia aplikacji dla procesorów DSP tego producenta.

2. Silicon Labs Simplicity Studio v4
Pakiety programów wspomagających tworzenia aplikacji dla mikrokontrolerów firmy Silicon Labs.

3. Cypress PSoC Creator 4.2
Środowisko programistyczne firmy Cypress przeznaczona do tworzenia aplikacji dla mikrokontrolerów PSoC.

eprasa.pl 41c5c37c32

Mikroskop warsztatowy na bazie Raspberry Zero



Z biegiem lat liczba narzędzi w warsztacie zwiększa się, nie są to jednak narzędzia mechaniczne lub elektronarzędzia... a różnego rodzaju przyrządy optyczne. Tradycyjne „gdzie to jest" zastępowane jest coraz częstszym „nie widzę tego". Postęp w miniaturyzacji obudów układów scalonych, a także elementów biernych nie ułatwia codziennej pracy elektronika. Z tego powodu warto zastanowić się nad zbudowaniem mikroskopu, tym bardziej że profesjonalne rozwiązania typu Mantis, Magnus, Inspex leżą poza możliwościami wielu pracowni elektronicznych.

Po przeszukaniu zasobów internetowych i zaznajomieniu się z kilkoma konstrukcjami, okazuje się, że budowa własnego mikroskopu jest w zasadzie całkiem prosta. Oczywiście nie ma mowy o szlifowaniu soczewek, toczeniu tubusów, czernieniu aluminium obiektywu i wielu innych żmudnych oraz wymagających precyzyjnego warsztatu mechanicznego czynnościach. Takie prace mogą zniechęcić nawet wytrwałych elektroników, często mających problemy z wykonaniem zwykłej prostopadłościennej obudowy…

Obiektyw

Mikroskop wymaga odpowiedniego obiektywu. To jego najważniejszy element i odpowiada za jakość obrazu oraz możliwe powiększenie. Najważniejszy element jest też oczywiście największym problemem. W przypadku mikroskopów przeznaczonych do obserwacji preparatów biologicznych w zasadzie nie ma większego znaczenia odległość pomiędzy przednią soczewką obiektywu a preparatem. Najczęściej wystarczy kilka milimetrów, aby pomieścić szkiełka podstawowe i nakrywkowe oraz preparat, przy którym podczas obserwacji zasadniczo nie manewruje się już żadnymi narzędziami. Kilka milimetrów odstępu w zupełności wystarcza. Podobnie sytuacja wygląda w przypadku podświetlenia preparatu, ze względu na jego grubość wystarcza podświetlenie dolne lub boczne w postaci lusterka skupiającego światło dzienne, zamontowanego pod preparatem. Mikroskop dla elektronika ma nieco inny charakter pracy, w większości przypadków pomiędzy soczewką a płytką drukowaną musi zmieścić się pęseta, lutownica lub szczypce SMD, dla wygodnej pracy odległość powinna wynosić kilka centymetrów, nawet kosztem powiększenia. Podświetlenie ma także inne wymagania, płytki drukowane i elementy są nieprzezroczyste, podświetlenie dolne odpada, trzeba zastosować równomierne białe oświetlenie nad obiektem, takie, aby nie powodowało odbić i spadku kontrastu oglądanych elementów. W obu przypadkach nie ma wyboru, trzeba posiłkować się elementami fabrycznymi.

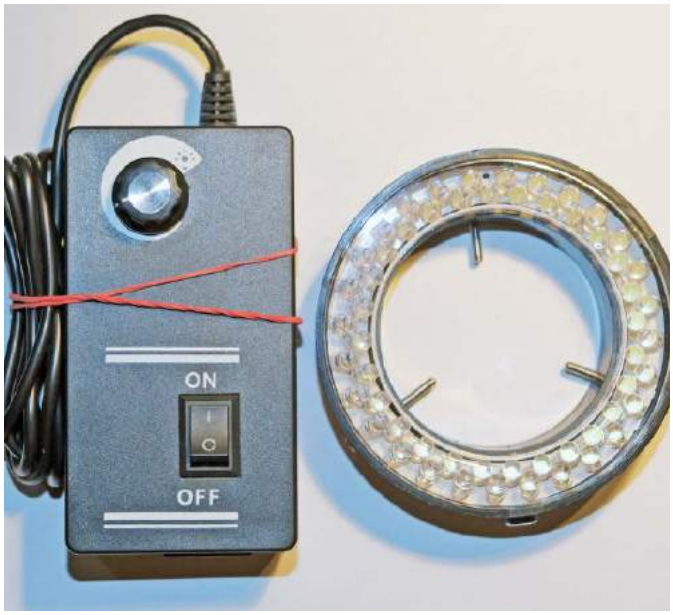
Co dalej?

Dla elektronika mającego już tor optyczny jest to dopiero początek pracy. Konieczne jest dobranie kamery i układu wyświetlającego obraz. Do obróbki sygnału z kamery najłatwiej zastosować Raspberry Pi, wystarczy w wersji Zero. W urządzeniu modelowym jest to Pi Zero V1 (bez Wi-Fi), można je dzisiaj kupić za ok. 30 PLN.

Dobieranie kamery warto rozpocząć od wybrania standardu mocowania obiektywu. Wiele konstrukcji mikroskopów stosuje przerabiane obiektywy z mocowaniem M12, ja preferuję tutaj standard

eprasa.pl 41c5c37c32

Fotografia 1. Modelowy obiektyw



Fotografia 3. Pierścieniowa lampa podświetlająca

przemysłowy C/CS-Mount. Jest do niego dostępny szeroki wybór obiektywów i akcesoriów, np. pierścieni pośrednich. Mocowanie C/CS, w przypadku dalszych eksperymentów, może ułatwić stosowanie konwerterów mechanicznych do tanich starszych obiektywów lustrzankowych z mocowaniem M42. Wymagania spełnia ArduCam OV5647 5 Mpx, chociaż dostarczony obiektyw raczej nie pomoże w budowie mikroskopu (niestety trudno ją nabyć bez obiektywu).

Obiektywu należy poszukać na aukcjach zagranicznych, jest tam sporo obiektywów do systemów wizyjnych. Szukając hasła: obiektyw do mikroskopu, trafiłem na coś o opisie „8X-100X Zoom C-mount Lens Adatper For Industry Microscope". W zależności od dostawcy obiektyw kosztuje od 130...200 PLN z wysyłką i doskonale nadaje się do budowy mikroskopu dla elektronika. Wygląd obiektywu zastosowanego w modelu pokazano na **fotografii 1**. Powiększenie jest odpowiednie, a odległość do przedmiotu to wymagane kilka centymetrów. Szczerze mówiąc – jest sporo obiektywów o lepszych powiększeniach, ale ten sprawdził się wystarczająco dobrze.

Pozostałe komponenty

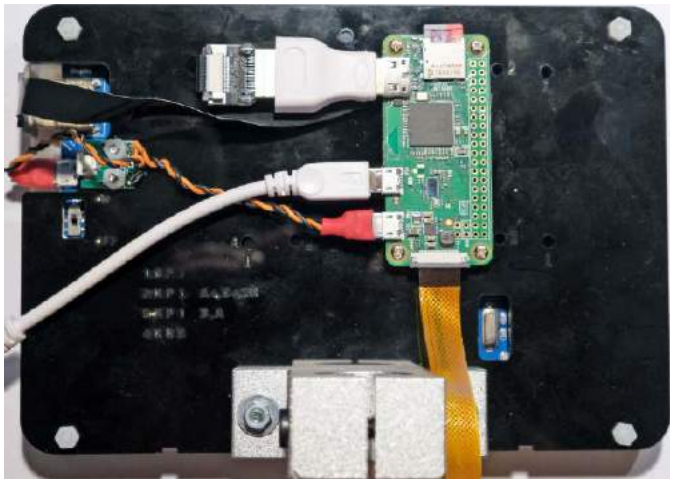
Jeżeli chcemy poeksperymentować z optyką i powiększeniem, warto zaopatrzyć się w pierścienie pośrednie makro (**fotografia 2**), takie jak np. 25 mm C-CS Mount Lens Adapter Conversion Ring Extension Tube. „Pierścienie" to zwykły kawałek czernionej rurki aluminiowej z gwintem WZ, zwiększający skalę powiększenia poprzez odsunięcie obiektywu od przetwornika obrazu. Dla modelowego obiektywu warto sprawdzić długości 5...25 mm. Dłuższe pierścienie zmniejszają odległość do przedmiotu i głębię ostrości (odległość, w której obiekty są ostre w odniesieniu do punktu ustawienia ostrości), zmniejszają jasność obrazu i stwarzają problemy z podświetleniem płytki, więc raczej ich nie polecam.

Fotografia 2. Przykładowe pierścienie pośrednie C/CS-Mount

Pozostaje sprawa podświetlenia płytki, tutaj także wybór padł na gotowe rozwiązanie wykorzystywane w fotografii makro, tj. pierścieniową lampę podświetlającą. Modelowa lampa to 60LED Adjustable Ring Light Illuminator Lamp. Lampa ma w komplecie zasilacz sieciowy z regulowaną jasnością podświetlenia oraz uniwersalne śrubowe mocowanie do średnicy 58 mm, co wystarcza, aby bez dodatkowych elementów mechanicznych zamocować ją na obiektywie (**fotografia 3**). Lampę należy zamocować przy przedniej soczewce na nieruchomym fragmencie obiektywu, tak aby nie obracała się podczas ostrzenia.

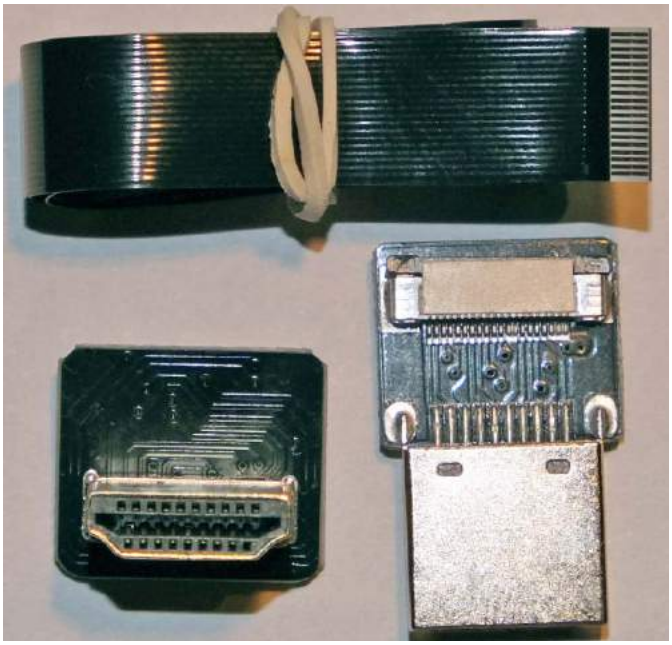
Dla Raspberry Pi Zero konieczna jest jeszcze taśma elastyczna umożliwiająca podłączenie kamery Raspberry Pi do Raspberry Pi Zero, w modelu zastosowano taśmę o długości 30 cm (HBV-RPI-300FPC).

Mikroskop został zaprojektowany jako urządzenie samodzielne, więc musi mieć ekran, w modelu zastosowano wysokiej jakości wyświetlacz Waveshare 7" HDMI o rozdzielczości 1024×600 px dający



Fotografia 4. Elementy zamontowane na płycie wyświetlacza

eprasa.pl 41c5c37c32



Fotografia 5. Elastyczna taśma HDMI z przejściówkami

wysoki komfort użytkowania. Bez najmniejszych problemów można zastosować inną matrycę LCD (np. z uszkodzonego tabletu lub laptopa) wraz z kompatybilną płytką interfejsu, dostępną na aukcjach internetowych (konwerter HDMI/VGA/AV na RGB LVDS) lub wręcz monitor HDMI, o ile mamy wystarczającą ilość miejsca. Modelowy wyświetlacz ma w komplecie ramkę i płytę montażową, w której konieczne jest wywiercenie kilku otworów mocujących (**fotografia 4**) dla Pi Zero, płytki gniazda micro USB i mocowania do statywu. Przy obróbce tworzywa należy zachować ostrożność, gdyż jest bardzo kruche (podpórki stołowe ekranu rozpadły się podczas próby montażu wsporników, na całe szczęście nie były potrzebne). Warto, by producent zadbał o odpowiednie wykończenie i spasowanie powierzchni elementów mechanicznych w, przecież nie tanim, wyświetlaczu (bez pilnika mojego egzemplarza nie dało się poskładać).

Do podłączenia interfejsu HDMI wykorzystano dostępne na aukcjach przejściówki HDMI na taśmę elastyczną (20CM FPV HDMI Type A Male to Down 90 Degree Angled HDMI Male HDTV FPC Flat Cable), gdyż dostępne kable HDMI, oprócz sztywności, są zbyt długie, co utrudnia ich montaż. Niestety nie znalazłem gotowej przejściówki kątowej HDMI/mini HDMI, więc wspomagam się przejściówką z Raspberry Zero i taśmą elastyczną (**fotografia 5**). Swoją drogą producent mógłby lepiej przemyśleć lokalizację lub typ gniazda HDMI/USB, gdyż wystające z boku poza obrys ramki ciężkie wtyki z kablami uroku wyświetlaczowi nie dodają…

Wyświetlacz ma wbudowany ekran dotykowy, jednak po kilku dniach użytkowania klawiatury ekranowej okazało się, że eleganckie technicznie rozwiązanie jest kompletnie niepraktyczne podczas obsługi, np. wpisywania nazw plików rejestrowanych zrzutów ekranu czy przeglądania dokumentacji układów, w związku z czym zostało zastąpione małą klawiaturą z centrum multimedialnego (Droider-RF).

Wszystkie elementy mikroskopu zamontowane są na statywie, można zastosować dostępny na aukcjach lub poskładać z typowych elementów mechanicznych, w modelu użyto statywu do głowicy podgrzewacza IR BGA (obsługuje na warsztacie także mikrowiertarkę i mikroskop, za pomocą kilku pierścieni pośrednich do mocowania narzędzi). Fotografia tytułowa prezentuje zmontowany mikroskop. Zasilany jest z typowego zasilacza 5 V/3 A. Zasilanie do wyświetlacza i Pi rozdzielone jest kabelkiem z dwoma wtykami micro USB dolutowanymi do płytki pośredniej z gniazdem zasilania micro USB.

Uruchomienie

Po montażu mechanicznym i elektrycznym, najwyższy czas na przygotowanie systemu dla Pi Zero. W tym celu pobieramy aktualną wersję Raspbiana (i instalujemy ją na karcie SD). W przypadku zastosowania wyświetlacza Waveshare konieczna jest modyfikacja pliku *config.txt* (na karcie SD) i edycja linii odpowiadających za konfigurację ekranu:

```
max_usb_current=1
hdmi_group=2
hdmi_mode=87
hdmi_cvt 1024 600 60 6 0 0 0
hdmi_drive=1
```

Po zapisaniu konfiguracji ekranu kartę przekładamy do Raspberry Pi, podłączamy klawiaturę i zasilanie mikroskopu. Po uruchomieniu systemu musimy załączyć obsługę kamery poleceniem raspi-config i zrestartować Pi. Do obsługi kamery, tj. do wyświetlania obrazu, wykonywania zrzutów ekranu używam aplikacji raspistill z odpowiednimi parametrami. Do poglądu obrazu w czasie rzeczywistym:

```
raspistill -p 0.0.1024,600 -k -hf, -vf -q 100
```

Najważniejsze parametry raspistill:

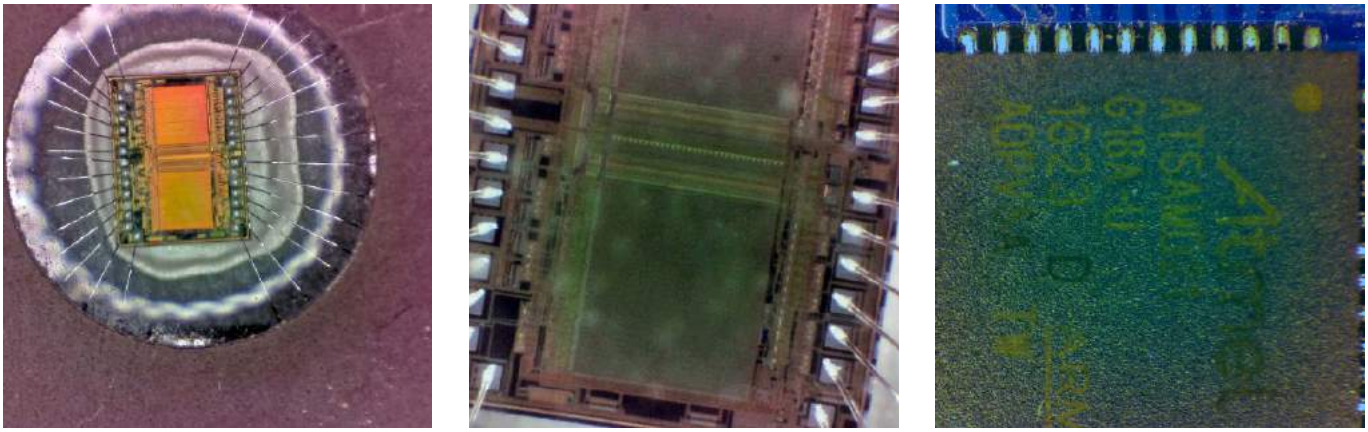
- p 0,0.1024,600 – określają fragment ekranu do którego skalowany jest obraz kamery (cały ekran Waveshare),
- k – umożliwiają zakończenie działania programu sekwencją CTRL+C,
- hf – odbijają obraz w osi poziomej (zależnie od montażu kamery),
- vf – odbijają obraz w osi poziomej (zależnie od montażu kamery),
- q 100 – określa jakość obrazu jpg (100 – bez kompresji).

Aby wykonać zapis obrazu do pliku w celu dalszej analizy, wykonujemy polecenie:

```
raspistill -v -o nazwapliku.jpg
```

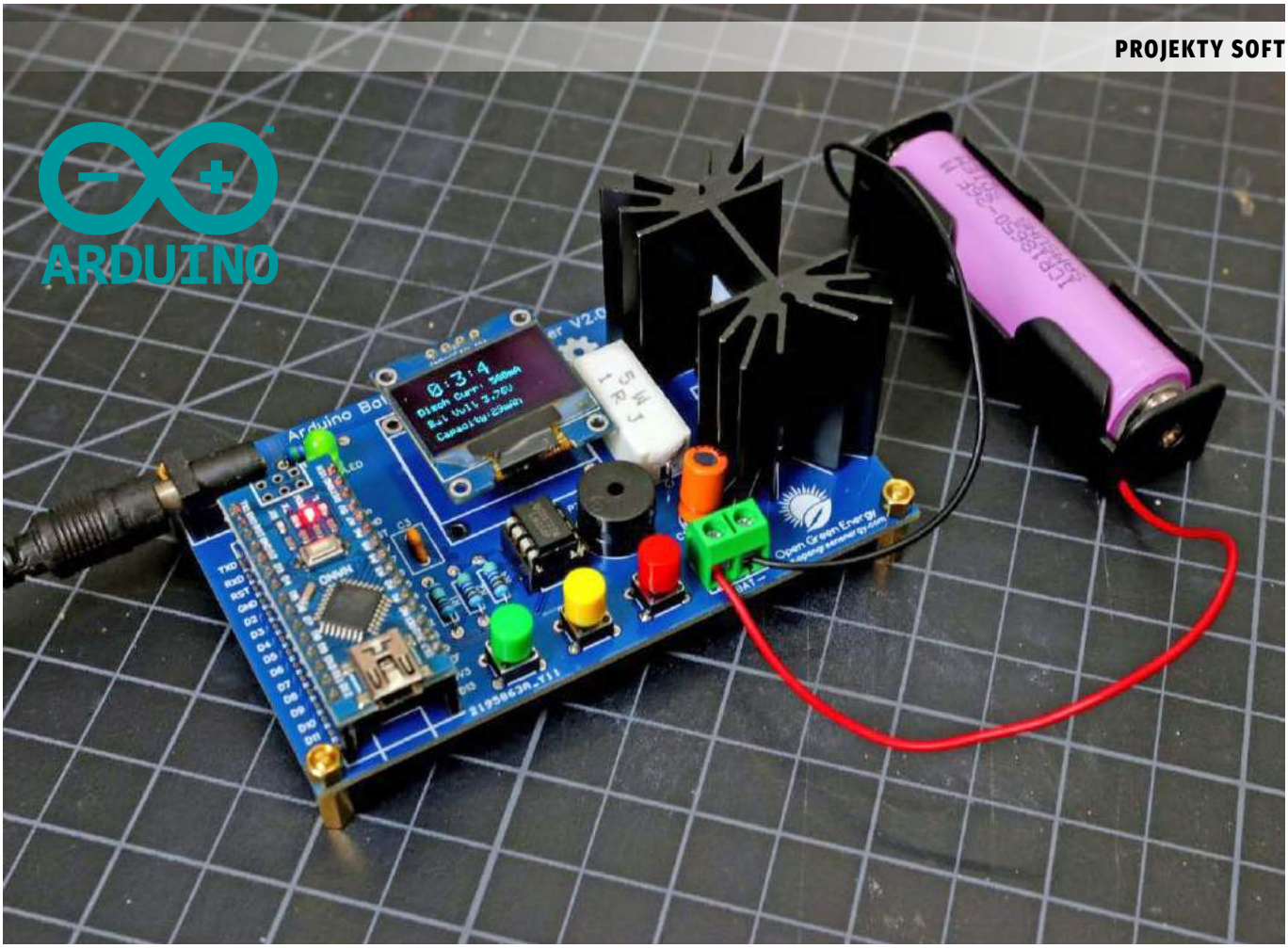
Jak widać, obsługa jest sprawna i prosta, zapisane pliki można poddać dalszej edycji lub zarchiwizować. Przy obsłudze klawiaturą w łatwy sposób można nawigować po systemie, co w modelu umożliwia przechowywanie dokumentacji montowanych układów, którą na bieżąco można podejrzeć na ekranie mikroskopu. Przykładowe obrazy uzyskane z mikroskopu pokazuje **fotografia 6**.

Adam Tatuś, EP



Fotografia 6. Przykładowe obrazy uzyskane z mikroskopu

eprasa.pl 41c5c37c32



Miernik pojemności akumulatorków litowych i NiMH

Fałszowanie ogniw – szczególnie akumulatorków litowo-jonowych i niklowo-wodorkowych (NiMH) jest smutnym faktem. Wiele firm reklamuje ogniwa czy powerbanki, podając ogromne wartości pojemności, które znacznie przekraczają rzeczywiste parametry tych komponentów. Dzięki prezentowanemu urządzeniu z łatwością można zmierzyć realną pojemność ogniw i wybrać te o odpowiednich parametrach.

Trudno jest zweryfikować rzeczywistą wydajność baterii czy akumulatorków, szczególnie gdy kupuje się ich dużo. Podobnie trudno jest określić pojemność dostępną z odzyskiwanych ogniw w formacie 18650 (np. z laptopów). Urządzenie do pomiaru rzeczywistej pojemności akumulatorów pozwoliłoby na odpowiednią selekcję ogniw do zasilania dowolnego urządzenia.

Prezentowany poniżej układ jest drugą generacją miernika pojemności ogniw, jaką stworzył autor projektu, występujący na portalu Instructables pod nickiem Open Green Energy. Zbudowany wcześniej, w 2016 roku, system rozładowywał ogniwo przez stały opornik, a moduł Arduino mierzył prąd i napięcie w funkcji czasu – finalnie, po rozładowaniu ogniwa do predefiniowanego poziomu, pojemność wyznaczana była jako iloczyn prądu rozładowywania i czasu, jaki zajęło rozładowanie ogniwa do zadanego poziomu. Jednak podczas pomiaru, wraz ze spadkiem napięcia akumulatora, prąd również maleje, przez co obliczenia pojemności są złożone i z tego powodu końcowo niedokładne.

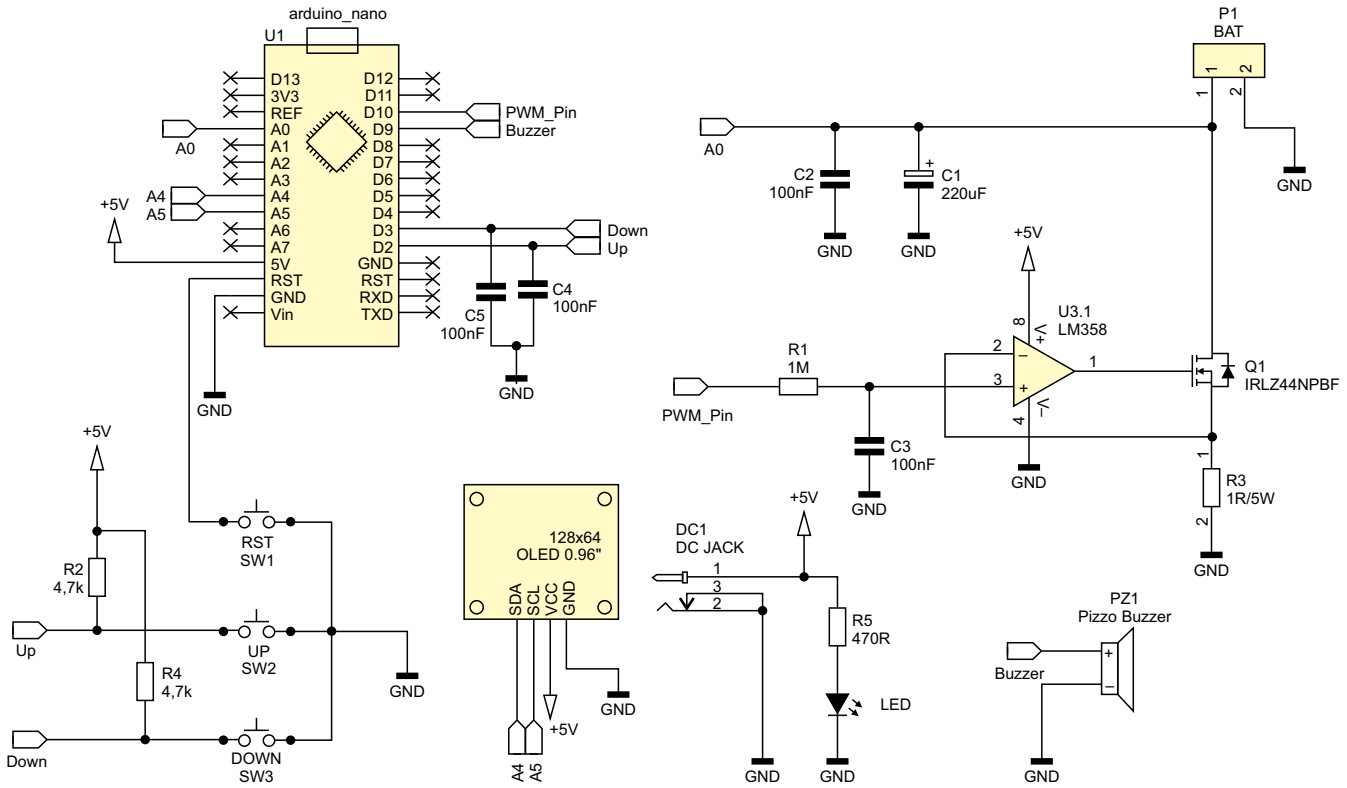
Aby zaradzić temu problemowi, autor stworzył wersję określoną jako V2.0, która została zaprojektowana w taki sposób, aby prąd pozostawał stały przez cały proces rozładowywania. Udało się to osiągnąć dzięki zastosowaniu aktywnego obciążenia do rozładowania akumulatora. Prąd rozładowywania ogniwa może być stały w całym czasie trwania pomiaru. Główne cechy testera pojemności V2.0 to:

- możliwość pomiaru pojemności ogniw NiMH, NiCd, Li-Ion, Li-Poli oraz $LiFePo_4$ w różnych rozmiarach – AA, AAA, 18650 i innych. Jedyny warunek to napięcie ogniwa poniżej 5 V,
- konfigurowalny prąd rozładowywania ogniwa,
- interfejs użytkownika na bazie czytelnego wyświetlacza OLED,
- możliwość zastosowania układu jako programowalnego obciążenia elektronicznego.

Do budowy tego systemu potrzebne będą m.in.:

- płytka drukowana (projekt autora udostępniony jest w Internecie),
- moduł Arduino Nano,

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 1. Schemat testera do akumulatorków

- wzmacniacz operacyjny LM358,
- moduł wyświetlacza OLED o przekątnej 0,96".

Budowa

Cały schemat został pokazany na **rysunku 1**, można w nim wydzielić następujące sekcje:

1. zasilania,
2. obciążenia stałoprądowego,
3. pomiaru napięcia akumulatora,
4. interfejsu użytkownika,
5. sygnalizacji – brzęczyk alarmowy.

Obwód zasilania

Obwód zasilający składa się z gniazda dla zasilacza (napięcie wejściowe w zakresie 7...9 V, i dwóch kondensatorów filtrujących C1 i C2. Napięcie wejściowe (Vin) jest podłączone do pinu Vin Arduino. Układ korzysta z wbudowanego w Arduino stabilizatora napięcia, aby obniżyć napięcie do 5 V, które zasila cały układ.

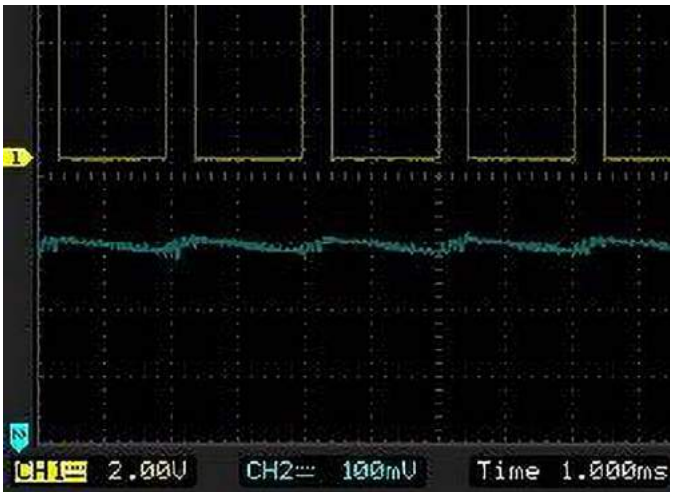
Obwód stałego prądu obciążenia

Podstawowym elementem tego obwodu jest układ scalony LM358, który zawiera w sobie dwa wzmacniacze operacyjne. Sygnał PWM z cyfrowego pinu D10 Arduino jest doprowadzony do filtra dolnoprzepustowego złożonego z elementów R1 i C3 i podawany na wejście nieodwracające op-ampa skonfigurowanego, wraz z tranzystorem polowym Q1, jako źródło prądowe.

Wzmacniacz operacyjny U3 zasilany jest stabilizowanym napięciem 5 V, filtrowanym przez kondensator, który musi być umieszczony blisko tego elementu. Układ U3, wraz z R3 i Q1, formuje aktywne obciążenie DC, które rozładowuje akumulator. Prąd, płynący przez rezystor R3, jest sterowany poprzez modulację szerokości impulsu (PWM) podawanego przez Arduino na Q1.

Zasada działania źródła prądowego, zbudowanego w tym systemie, jest bardzo prosta. Wzmacniacz operacyjny U3 porównuje napięcie na pinie 2 (wejście odwracające wzmacniacza) i pinie 3 (wejście nieodwracające). Sam op-amp skonfigurowany jest jako bufor o jednostkowym wzmocnieniu. Na wejście nieodwracające podawany jest filtrowany przebieg PWM, co powoduje, że na wyjściu wzmacniacza pojawia się jakieś napięcie, które otwiera bramkę MOSFET-a. Gdy włącza się MOSFET, prąd przepływa przez R3, wytwarza pewien spadek napięcia na tym oporniku, który zapewnia ujemne sprzężenie zwrotne dla wzmacniacza operacyjnego. Układ kontroluje tranzystor polowy w taki sposób, aby napięcia na wejściach odwracającym i nieodwracającym było takie samo (za pomocą sterowania bramką MOSFET-a). Tak więc prąd płynący przez rezystor obciążenia będzie proporcjonalny do napięcia na wejściu nieodwracającym op-ampa.

Sterujące działaniem źródła prądowego napięcie na wejściu nieodwracającym pochodzi z filtra dolnoprzepustowego RC, na który podawany jest sygnał prostokątny o zmiennym wypełnieniu, generowany przez Arduino. Na **rysunku 2** zaprezentowano sygnał PWM z Arduino (kanał 1, kolor żółty) i sygnał za filtrem (kanał 2, kolor zielony). W ten sposób z wyjścia PWM i filtra RC zestawiony jest prosty przetwornik DAC. Wartości elementów filtra RC można dobrać, posługując się oscyloskopem i analizując sygnał wyjściowy z filtra dla różnych wartości elementów i/lub częstotliwości sygnału PWM.



Rysunek 2. Oscylogram napięcia na wejściu filtra – przebieg PWM (żółta linia) i na wyjściu filtra (zielona linia)

eprasa.pl 41c5c37c32

Listing 1. Kod programu miernika pojemności akumulatorków

```
#include <JC_Button.h>
#include <Adafruit_SSD1306.h>

#define SCREEN_WIDTH 128 // Szerokość ekranu OLED (w pikselach)
#define SCREEN_HEIGHT 64 // Wysokość ekranu OLED (w pikselach)

// Deklaracja podłączenia pinów do sterownika SSD1306 przez I2C
// Pin resetu dla modułu OLED (-1, jeżeli współdzieli on reset z Arduino)
#define OLED_RESET     4
Adafruit_SSD1306 display(SCREEN_WIDTH, SCREEN_HEIGHT, &Wire, OLED_RESET);

const float Low_BAT_level = 3.0;
// Ustawienia prądu (w mA) dla zainstalowanego opornika R7
const int Current [] = {0,110,210,300,390,490,580,680,770,870,960,1000};
const byte PWM_Pin = 10;
const byte Buzzer = 9;
const int BAT_Pin = A0;
int PWM_Value = 0;
unsigned long Capacity = 0;
int ADC_Value = 0;
// Napięcie zasilania 5 V (zmierzone multimetrem na module Arduino)
float Vcc = 4.96 ;
float BAT_Voltage = 0;
float sample =0;
byte Hour = 0, Minute = 0, Second = 0;
bool calc = false, Done = false;
Button UP_Button(2, 25, false, true);
Button Down_Button(3, 25, false, true);


void setup () {
    // Inicjalizacja portu szeregowego i wyjść/wejść Arduino
    Serial.begin(9600);
    pinMode(PWM_Pin, OUTPUT);
    pinMode(Buzzer, OUTPUT);
    analogWrite(PWM_Pin, PWM_Value);
    UP_Button.begin();
    Down_Button.begin();
    // Inicjalizacja wyświetlacza OLED
    display.begin(SSD1306_SWITCHCAPVCC, 0x3C);
    display.clearDisplay();
    display.setTextColor(WHITE);
    display.setTextSize(1);
    display.setCursor(12,25);
    display.print(„Open Green Energy”);
    display.display();
    delay(3000);
    display.clearDisplay();
    display.setTextSize(2);
    display.setCursor(2,15);
    display.print(„Ustaw prąd:”);
    display.setCursor(2,40);
    display.print(„Góra/Dół:”);
    display.print(„0”);
    display.display();
}

void loop() {
    // Odczytywanie przycisków i zmiana parametrów
    UP_Button.read();
    Down_Button.read();
    if (UP_Button.wasReleased() && PWM_Value < 55 && calc == false) {
        PWM_Value = PWM_Value + 5;
        analogWrite(PWM_Pin,PWM_Value);
        display.clearDisplay();
        display.setCursor(2,25);
        display.print(„Prąd:”);
        display.print(String(Current[PWM_Value / 5])+” mA”);
        display.display();
    }
    if (Down_Button.wasReleased() && PWM_Value > 1 && calc == false) {
        PWM_Value = PWM_Value - 5;
        analogWrite(PWM_Pin,PWM_Value);
        display.clearDisplay();
        display.setCursor(2,25);
        display.print(„Prąd:”);
        display.print(String(Current[PWM_Value / 5])+” mA”);
        display.display();
    }

    if (UP_Button.pressedFor (1000) && calc == false) {
        digitalWrite(Buzzer, HIGH);
        delay(100);
        digitalWrite(Buzzer, LOW);
        display.clearDisplay();
        timerInterrupt();
    }
}

void timerInterrupt(){
    calc = true;
    while (Done == false) {
        Second ++;
        if (Second == 60) {
            Second = 0;
            Minute ++;
        }
        if (Minute == 60) {
            Minute = 0;
            Hour ++;
        }
        for(int i=0;i< 100;i++) {
            // Pomiar napięcia na ogniwie
            sample = sample + analogRead(BAT_Pin);
            delay(2);
        }
        sample=sample / 100;
        BAT_Voltage = sample * Vcc / 1024.0;
```

Obwód pomiaru napięcia akumulatora

Napięcie akumulatora jest mierzone przez pin A0 (wejście przetwornika analogowo-cyfrowego w Arduino). Dwa kondensatory C1 i C2 służą do filtrowania wszelkich zakłóceń obecnych w napięciu badanego ogniwa, które pochodzą z tętnień prądu z obwodu aktywnego obciążenia. Zakłócenia te mogłyby obniżyć precyzję pomiaru przetwornika ADC w Arduino.

Interfejs użytkownika

Obwód interfejsu użytkownika składa się z dwóch przycisków i modułu wyświetlacza OLED o przekątnej 0,96”, sterowanego przez interfejs I²C. Dwa przyciski opisane są jako UP i DOWN i służą do zwiększania lub zmniejszania szerokości impulsu PWM, co pozwala na sterowanie prądem rozładowywania akumulatora. Oporniki R2 i R4 podciągają w górę obie linie podłączone do przycisków. Trzeci przycisk (RST) służy do resetowania modułu Arduino.

Napięcie akumulatora, prąd rozładowania i wyliczona pojemność są prezentowane na wyświetlaczu OLED. Jego rozdzielczość wynosi 128×64 pikseli a komunikacja z Arduino odbywa się poprzez magistralę I²C, dzięki czemu do przesyłania do niego danych wystarczą tylko dwie linie sygnałowe – pin SCL (A5) oraz SDA (A4). Pozostałe dwa piny płytki z wyświetlaczem to zasilanie (+5 V i GND).

Alarm

Buzzer zasilany 5 V dołączony jest do pinu cyfrowego D9 modułu Arduino. Wyjście to steruje alarmem, który sygnalizuje rozpoczęcie i zakończenie pomiaru pojemności ogniwa. W prototypowej konstrukcji autor umieścił buzzer na kablach, gdyż na płytce uniwersalnej, na której montował system, nie znalazło się już miejsce na ten element, ale na docelowej płytce PCB jest już miejsce na jego zamocowanie. Sposób umieszczenia elementu w systemie nie ma wpływu na jego funkcjonalność.

Software

Podczas pomiaru pojemności ogniwa układ stabilizuje prąd na zadanym poziomie i rozładowuje ogniwo do uzyskania zadanego napięcia, zależnego od rodzaju akumulatora (np. 3,2 V dla ogniwa litowo-jonowego). Pojemność baterii (w mAh) wyliczana jest jako ustawiony prąd (w mA) pomnożony przez czas (w godzinach), jaki zajęło rozładowanie ogniwa do napięcia progowego. Dlatego też stabilizacja prądu w czasie rozładowywania ogniwa jest tak istotna – jeśli przez cały czas T prąd utrzymywano na stałym poziomie I, to pojemność ogniwa jest łatwa do obliczenia – wynosi T×I. Prąd rozładowywania ogniwa może być regulowany poprzez zmianę wypełnienia sygnału PWM, sterującego źródłem prądowym.

eprasa.pl 41c5c37c32

Zanim zaczniemy zajmować się samym szkicem Arduino, sterującym urządzeniem, musimy pobrać i zainstalować dwie biblioteki:

- JC_Button, która służy do obsługi przycisków (znaleźć można ją na GitHubie) ***https://github.com/JChristensen/JC_Button***.
- Adafruit_SSD1306 do obsługi wyświetlacza OLED ze sterownikiem SSD1306 (również na GitHubie) ***https://github.com/JChristensen/JC_Button***.

Kod programu dla Arduino IDE zawarto na **listingu 1**. Przed skompilowaniem w kodzie uzupełnić należy dwie wartości kalibracyjne:

- Wartości tablic prądu dla różnych ustawień PWM dla zastosowanego opornika mocy. Prąd ten mierzymy, umieszczając multimetr w szeregu z ogniwem, już po zmontowaniu naszego urządzenia. Przyciskami zmieniamy wypełnienie sygnału sterującego i mierzymy płynący dla poszczególnych progów prąd ogniwa. Poszczególne wartości prądu umieszczamy w tablicy *Current*.
- Poziom napięcia VCC w naszym układzie. Mierzymy multimetrem napięcie 5 V na pinie VCC Arduino, a fizyczną wartość wpisujemy w zmiennej *Vcc*.

Po dokonaniu powyższej kalibracji kod programu jest gotowy do kompilacji. Możemy jeszcze zmienić wartość zmiennej *Low_BAT_Level* – jest to próg napięcia, do jakiego rozładowywane będzie ogniwo. Jest on zależny od rodzaju ogniwa. Dobrze jest ustawić ten próg lekko powyżej najniższego możliwego napięcia dla danej chemii ogniw. Dalej znajdują się minimalne napięcia ogniw o różnej chemii dla rozładowywania ogniw prądem 1 C.

Listing 1. Kod programu miernika pojemności akumulatorków - cd.

```
        display.clearDisplay();
        display.setTextSize(2);
        display.setCursor(20,5);
        display.print(String(Hour) + „:” + String(Minute) + „:” + String(Second));
        display.setTextSize(1);
        display.setCursor(0,25);
        display.print(„Prąd rozł.: „);
        display.print(String(Current[PWM_Value / 5])+” mA”);
        display.setCursor(2,40);
        display.print(„Nap. ogniwa:” + String(BAT_Voltage)+” V” );
        Capacity =  (Hour * 3600) + (Minute * 60) + Second;
        Capacity = (Capacity * Current[PWM_Value / 5]) / 3600;
        display.setCursor(2, 55);
        display.print(„Pojemność:” + String(Capacity) + „ mAh”);
        display.display();

        if (BAT_Voltage < Low_BAT_level) {
            Capacity =  (Hour * 3600) + (Minute * 60) + Second;
            Capacity = (Capacity * Current[PWM_Value / 5]) / 3600;
            display.clearDisplay();
            display.setTextSize(2);
            display.setCursor(2,15);
            display.print(„Pojemność:”);
            display.setCursor(2,40);
            display.print(String(Capacity) + „ mAh”);
            display.display();
            Done = true;
            PWM_Value = 0;
            analogWrite(PWM_Pin, PWM_Value);
            digitalWrite(Buzzer, HIGH);
            delay(100);
            digitalWrite(Buzzer, LOW);
            delay(100);
            digitalWrite(Buzzer, HIGH);
            delay(100);
            digitalWrite(Buzzer, LOW);
            delay(100);
        }
        delay(1000);
    }
}
```

1. tlenek litowo-kobaltowy: napięcie odcięcia = 2,5 V,
2. tlenek litowo-manganowy: napięcie odcięcia = 2,5 V,
3. fosforan litu i żelaza: napięcie odcięcia = 2,5 V,
4. tytanian litu: napięcie odcięcia = 1,8 V,
5. tlenek litowo-manganowo-kobaltowy: napięcie odcięcia = 2,5 V,
6. tlenek glinowo-litowo-kobaltowo-glinowy: napięcie odcięcia = 3,0 V.

Nikodem Czechowski

Źródło: ***http://bit.ly/35C0Qtq***

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA
MATERIAŁY DODATKOWE → MEDIA

Aby skorzystać z materiałów dodatkowych dołączonych do numeru, należy:

1. Wejść na stronę **www.media.avt.pl**,

2. Zarejestrować się lub zalogować,

3. Wybrać wydanie „Elektroniki Praktycznej”, które ma trafić do biblioteki osobistej,

4. Odpowiedzieć na proste pytanie dotyczące bieżącego numeru,

5. Pobrać pliki.

eprasa.pl 41c5c37c32

Cyfrowo monitorowany karmnik dla ptaków

W zimie na naszych oknach, balkonach i w ogrodach pojawiają się karmniki dla ptaków, którym chcemy pomóc przetrwać zimę. Jest to doskonała okazja do obserwacji tych niezwykłych zwierząt i do bliższego przyjrzenia się ich zwyczajom.

Zima jest doskonałym momentem do obserwacji ptaków, jednak nie zawsze możemy umieścić karmnik w miejscu zapewniającym nam dogodne do tego warunki. Właśnie to było inspiracją dla Stephena Kirbiego, który zbudował karmnik dla ptaków z elektronicznym systemem monitorowania, który jest zintegrowany z automatycznym aparatem fotograficznym oraz systemem do zbierania danych. Urządzenie ma na na celu monitorowanie, fotografowanie i rejestrowanie liczby i czasu pobytu ptaków, odwiedzających karmnik. Do budowy użyto kilku modułów Raspberry Pi, pojemnościowy czujnik dotykowy (Adafruit CAP1188) oraz moduł kamery dedykowanej do komputerów jednopłytkowych Raspberry Pi.

Potrzebne elementy

Do zestawienia prezentowanego tutaj systemu potrzebować będziemy między innymi (pominięto część drobnych elementów montażowych itp.):

- Raspberry Pi Zero W (do pojemnościowego sensora obecności ptaka),
- Raspberry Pi 3 B+ (jako serwer MQTT),
- dowolne Raspberry Pi z modułem kamery (opcjonalne, jeśli chcemy robić zdjęcia),
- wodoodporne obudowy na komputery jednopłytkowe i sensor pojemności,
- moduł sensora pojemnościowego Adafruit CAP1188,
- samoprzylepna taśma miedziana,
- zasilacze 5 V DC dla każdego komputera jednopłytkowego,
- złącza, kable, dławnice do obudów etc.,
- karmnik dla ptaków (oczywiście).

Działanie systemu

System monitorowania został zaprojektowany do liczenia, mierzenia czasu, rejestrowania i fotografowania ptaków jedzących z naszego

eprasa.pl 41c5c37c32

karmnika. Poprzednia wersja tej konstrukcji korzystała z Arduino Yun i zapisywała dane w arkuszu kalkulacyjnym na dysku Google. Nowa wersja, opisana tutaj, używa wiele komunikujących się ze sobą komputerów jednopłytkowych Raspberry Pi, protokół MQTT i lokalny magazyn zdjęć i danych.

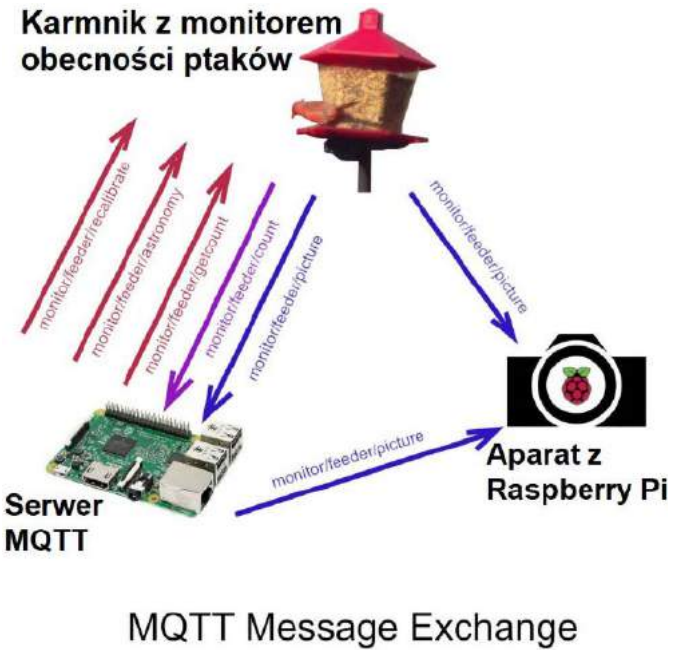
Karmnik dla ptaków jest wyposażony w Raspberry Pi Zero W i pojemnościowy czujnik dotykowy. Wszelkie ptaki siadające na monitorowanych żerdziach karmnika aktywują czujnik, który uruchamia z kolei licznik czasu, aby określić czas trwania każdego zdarzenia. Gdy tylko czujnik dotykowy zostanie aktywowany, komunikat MQTT *monitor/feeder/picture* zostanie opublikowany przez monitor karmnika. Wiadomość ta informuje aparat z Raspberry Pi o konieczności zrobienia zdjęcia. Jeśli serwer MQTT opublikuje komunikat *monitor/feeder/getcount*, monitor karmnika odpowie komunikatem MQTT *monitor/feeder/count*, który serwer zapisze w bazie danych. Dokładny przepływ komunikatów pomiędzy poszczególnymi blokami urządzenia pokazany został na **rysunku 1**.

Serwer MQTT realizuje w systemie kilka zadań. Żąda i przechowuje dane z monitora karmnika i kontroluje jego działanie. Aktywuje monitor o świcie i wyłącza o zmierzchu. Kontroluje również interwał czasowy żądania danych, a także monitoruje bieżące warunki pogodowe za pośrednictwem API DarkSky. Pogoda jest monitorowana z kilku powodów. Przede wszystkim opady mogą wpływać na czujniki – jeśli tak się stanie, czujniki są kalibrowane. Drugim powodem jest monitorowanie i rejestrowanie warunków pogodowych pod kątem korelacji ich z danymi dotyczącymi liczby ptaków.

Kamera Raspberry Pi to moduł RPi z dedykowanym modułem kamery. Oprogramowanie aparatu użyte w tym projekcie nie działa z kamerami na USB. Moduł ten jest wyposażony w interfejs WiFi i obsługuje oprogramowanie klienta MQTT. Subskrybuje wiadomości MQTT *monitor/feeder/picture* i za każdym razem, gdy taki komunikat otrzyma, robi zdjęcie. Zdjęcia są przechowywane na karcie SD kamery, ale zarządzane zdalnie.

Detektor obecności ptaków w karmniku

Komputer Raspberry Pi Zero W (RPi) i moduł CAP1188 są połączone ze sobą za pomocą interfejsu I²C. Na rynku dostępne są inne pojemnościowe czujniki dotykowe z jednym, pięcioma lub ośmioma czujnikami. Do tego projektu wybrano układ z ośmioma wejściami,



Rysunek 1. Przepływ komunikatów pomiędzy poszczególnymi blokami urządzenia

ponieważ karmnik, jaki będzie monitorowany, ma sześć boków, a każdy z nich jest instalowany niezależnie. Sposób podłączenia modułu CAP1188 do Raspberry Pi i sensorów zapisano w **tabeli 1**.

Zasilanie RPi jest dostarczane zewnętrznie (5 V podłączone do pinów 1 i 14) z zasilacza sieciowego 5 V DC. Układ nie pobiera zbyt wiele prądu, więc wydajność prądowa zasilacza nie jest krytyczna. Jednakże, jeżeli planujemy doprowadzenie napięcia zasilającego (5 V) z oddalonego zasilacza, dobrze jest zastosować przewody o odpowiednio dużym przekroju, by ich rezystancja nie powodowała nadmiernych spadków napięcia. Moduł ten można również zasilać z baterii lub powerbanku, jednak utrudnia to korzystanie z systemu, gdyż wymaga okresowej wymiany baterii.

RPi Zero i CAP1188 mogą znajdować się w jednej obudowie, koniecznie odpornej na warunki atmosferyczne, ale można też umieścić je osobno. Istotne jest, aby obudowa z CAP1188 znajdowała się blisko grzęd, na których naklejono miedzianą taśmę dla sensorów pojemnościowych.

Konfiguracja oprogramowania

Po zainstalowaniu systemu operacyjnego (Raspbiana np. poprzez NOOBSa) należy zalogować się do systemu, celem konfiguracji i instalacji potrzebnego oprogramowania. W pierwszej kolejności aktualizujemy system:

```
sudo apt-get update
sudo apt-get upgrade
```

Następnie uruchamiamy narzędzie do konfiguracji komputera:

```
sudo raspi-config
```

gdzie włączamy SPI, I²C oraz (jeżeli chcemy konfigurować komputer dalej zdalnie) SSH.

Instalację potrzebnych pakietów rozpoczynamy od instalacji pip-a:

```
sudo apt-get install python3-pip
```

Następnie instalujemy Adafruit CircuitPython:

```
sudo pip3 install --upgrade setuptools
```

Sprawdźmy, czy urządzenia interfejsów SPI oraz I²C są widoczne w systemie:

```
ls /dev/i2c* /dev/spi
```

Odpowiedź powinna wyglądać następująco:

```
/dev/i2c-1 /dev/spidev0.0 /dev/spidev0.1
```

Następnie instalujemy pakiety GPIO i Adafruit blinka:

```
pip3 install RPI.GPIO
pip3 install adafruit-blinka
```

W dalszej kolejności instalujemy oprogramowanie (bibliotekę w Pythonie) do obsługi modułu Adafruit CAP1188:

```
pip3 zainstaluj adafruit-circuitpython-cap1188
```

Finalnie, zainstalować możemy narzędzia do konfiguracji i diagnozowania interfejsu I²C:

```
sudo apt-get install python-smbus
sudo apt-get install i2c-tools
```

Za pomocą powyższego narzędzia możemy sprawdzić, jakie urządzenia podłączone są do tego interfejsu:

```
i2cdetect -y 1
```

Jeśli CAP1188 jest podłączony, to w tabeli, która zostanie wydrukowana na ekranie, pod adresem układu zobaczymy, zamiast kreski powtórzony adres. Układ ten, zależnie od konfiguracji, powinien zgłosić się pod adresem 0x28 lub 0x29. Kolejnym krokiem jest zainstalowanie pakietu *mosquito*, wraz z jego klientem oraz instalacja MQTT:

```
sudo apt-get install mosquitto mosquitto-client
python-mosquitto
sudo pip3 install paho-mqtt
```

Adafruit oferuję doskonały tutorial dotyczący konfiguracji MQTT na Raspberry Pi (***http://bit.ly/2Q1XLMJ***). Postępujmy zgodnie z nim, by poprawnie skonfigurować i uruchomić MQTT na tym komputerze. Po zainstalowaniu i uruchomieniu MQTT można zainstalować na komputerze gita i z jego pomocą pobrać oprogramowanie sterujące systemem:

eprasa.pl 41c5c37c32

Tabela 1. Opis połączeń modułu CAPO1188 z Raspberry Pi i sensorami

Moduł CAP1188	Raspberry Pi/sensory	Opis sygnału
SDA	Pin 3	Pin danych interfejsu I²C
SCK	Pin 5	Pin zegara interfejsu I²C
VIN	Pin 1	Zasilanie (3,3 V)
GND	Pin 9	Masa
C1...C8	Wyprowadzone do gniazda, do którego podłączane są sensory	Sygnały sensorów
AD	Napięcie 3,3 V.	Adres interfejsu I²C CAP1188. Dla stanu wysokiego równy jest 0x28

```
cd ~
sudo apt-get install git
git clone "https://github.com/sbkirby/RPi_bird_
feeder_monitor.git"
```

Program potrzebuje folderu do przetrzymywania logów ze swojej pracy, w związku z tym musimy go utworzyć w głównym folderze komputera:

```
cd ~
mkdir logs
```

Teraz, po podłączeniu czujnika i zainstalowaniu wszystkich potrzebnych komponentów i uruchomieniu serwera MQTT, przystąpić można do testów działania systemu. W pierwszej kolejności edytujemy plik konfiguracyjnych *config.json*:

```
cd RPi_bird_feeder_monitor
sudo nano config.json
```

W pliku tym zastępujemy wartości dla „OIP_HOST", „MQTT_USER", „MQTT_PW" i „MQTT_PORT", wartościami dla naszej konfiguracji lokalnej. Zapisujemy zmiany w tym pliku i wychodzimy. Będąc nadal w katalogu */home/pi/RPi_bird_feeder_monitor*. Edytujemy jeszcze kolejny plik:

```
nano launcher.sh
```

Dodajemy następujący tekst w pliku *launcher.sh*:

```
#!/bin/sh
# launcher.sh
cd /
cd home/pi/RPi_bird_feeder_monitor
sudo python3 feeder_mqtt_client.py
cd /
```

Skrypt ten przejdzie do katalogu domowego, następnie do katalogu z programem do monitorowania, gdzie uruchomi skrypt Python, a następnie z powrotem przejdzie do katalogu domowego. Możemy teraz wyjść i zapisać skrypt *launcher.sh* i nadać mu odpowiednie uprawnienia (aby był wykonywalny). Po nadaniu mu uprawnień, możemy uruchomić go z użyciem sh.

```
chmod 755 launcher.sh
sh launcher.sh
```

Następnie musimy edytować *crontab* (menedżer zadań w Linuxie), aby uruchomić skrypt podczas uruchamiania komputera.

```
sudo crontab -e
```

Spowoduje to wyświetlenie okna *crontaba*, gdzie na końcu pliku wprowadzamy następujący wiersz:

```
@reboot sh /home/pi/RPi_bird_feeder_monitor/
launcher.sh>/home/pi/logs/cronlog 2>&1
```

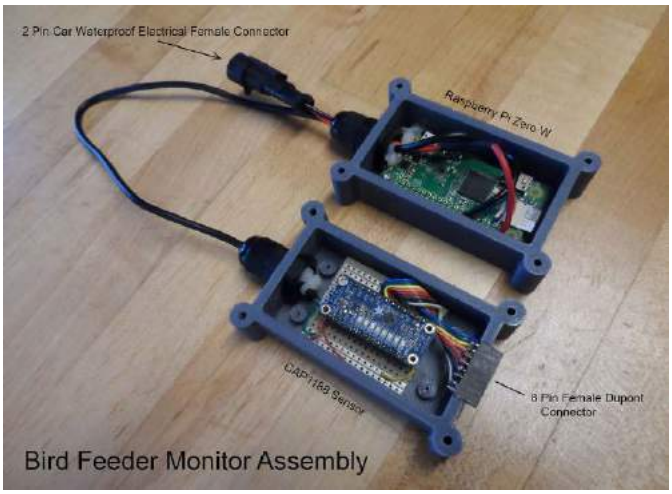
Po dopisaniu tej linii wystarczy normalnie zapisać plik i wyjść. Teraz można ponownie uruchomić Raspberry Pi. *Crontab* przy rozruchu powinien uruchomić skrypt, który z kolei uruchomi Pythonowy skrypt *feeder_mqtt_client.py*. Status skryptu można sprawdzić w plikach dziennika znajdujących się w folderze */logs*.

Obudowa i montaż urządzenia

Na stronie projektu znaleźć można pliki STL z elementami obudowy do druku 3D. Są one zupełnie opcjonalne – system ten można umieścić w dowolnej obudowie i tak długo, jak będzie ona wodoodporna, nie ma problemu z jej stosowaniem. Na **rysunku 2** zaprezentowano przykładową obudowę do druku 3D, jaką zaprojektował i użył autor projektu. Mieści się w niej Raspberry Pi Zero W oraz płytka uniwersalna z modułem CAP1188.

Rysunek 2. Obudowa do druku 3D, jaką zaprojektował i użył autor projektu

Obudowa pokazana w projekcie jest dwuczęściowa – można ją zmontować jako jedną obudowę na moduł Raspberry Pi i sensor pojemnościowy lub dwie osobne. W tym drugim przypadku, trzeba w niej wykonać otwór o średnicy około 12...15 mm na dławnice dla kabli, łączących Raspberry Pi i moduł pojemnościowy (**fotografia 3**).



Fotografia 3. Elementy urządzenia umieszczone w dwóch obudowach

eprasa.pl 41c5c37c32

Przez jedną z dławnic (w obudowie RPi) dodatkowo przechodzić będzie kabel do zasilania komputera. W obudowie z sensorem pojemnościowym zainstalowane jest 8-pinowe złącze Dupont dla sensorów pojemnościowych.

Przed zamknięciem obudowy na krawędzie nakładane są silikonowe uszczelnienia krawędzi, Dodatkowo, silikon dodać można na tyle złącz i przy dławnicach, aby zapewnić dodatkowe zabezpieczenie przed dostaniem się wody do układu np. podczas opadów deszczu.

Żerdzie karmnika zostały oklejone samoprzylepną taśmą miedzianą o szerokości około 6 mm. Przez taśmę i grzędę wywiercony został mały otwór, a do taśmy miedzianej przylutowany został kabelek, który poprowadzono przez otwór i pod karmnikiem. Każdy z tych przewodów jest podłączony do 8-pinowego złącza Dupont. Na **rysunku 4** pokazano gotowy karmnik, uzbrojony w przewodzące taśmy do sensorów pojemnościowych.

Serwer MQTT

Jeśli mieliście kiedyś do czynienia z systemami Internetu Rzeczy (IoT), to być może mieliście do czynienia z MQTT lub być może macie już uruchomiony serwer MQTT w swojej sieci. Jeśli nie, zaleca się użycie Raspberry Pi 3 dla serwera MQTT. Instrukcję uruchomienia i plik obrazu z systemem takiego serwera znaleźć można na stronie Andreasa Spiessa (***http://bit.ly/2Saivob***). Postępowanie zgodnie z informacjami tam zawartymi powoli na przygotowanie serwera MQTT do naszych zastosowań.

Po uruchomieniu serwera Node-Red można zaimportować przepływ monitora karmnika dla ptaków, kopiując dane do *~/RPi_bird_feeder_monitor/json/Bird_Feeder_Monitor_Flow.json* i używając opcji importu ze schowka, aby wkleić dane w nowy przepływ MQTT (**rysunek 5**). Ten przepływ będzie wymagał następujących węzłów:

- **node-red-node-darksky** – API dla DarkSky. Konieczne jest posiadanie konta na portalu DarkSky, aby z niego korzystać. API to zapewnia dane pogodowe dla lokalizacji karmnika. Dostarczane są przez DarkSky i zawierają informacje takie jak m.in. opady, temperaturę, wilgotność, prędkość wiatru oraz dane o zachmurzeniu. Informacja o opadach jest szczególnie ważna, ponieważ służy do ustalenia, czy czujniki pojemnościowe wymagają ponownej kalibracji;
- **node-red-contrib-bigtimer** – Big Timer (timer do synchronizacji z zegarem), opracowany przez Scargill Tech. To szwajcarski scyzoryk wśród timerów – posiada bardzo rozbudowane możliwości. W opisywanym systemie służy do rozpoczynania i zatrzymywania rejestrowania danych o świcie i zmierzchu każdego dnia;
- **node-red-contrib-influxdb** – narzędzia do zapisu danych do bazy danych InfluxDB.

InfluxDB to lekka i łatwa w użyciu baza danych szeregów czasowych. Baza danych automatycznie dodaje znacznik czasu za każdym razem, gdy wstawiamy do niej nowe dane. W przeciwieństwie do baz takich jak SQLite pola nie muszą być z góry zdefiniowane. Są one dodawane automatycznie po wstawieniu danych do bazy.

Fotografia 4. Karmnik uzbrojony w przewodzące taśmy do sensorów pojemnościowych

Konfiguracja Node-Red

Wspomniany powyżej plik JSON załaduje przepływ, który wymaga tylko kilku poprawek w celu dopasowania go do naszych wymagań.

1. Musimy połączyć „MQTT Publish" oraz „monitor/feeder/#" z serwerem MQTT w naszej sieci.
2. Następnie trzeba ustawić szerokość i długość geograficzną naszej lokalizacji w węźle Big Timer „Dawn & Dusk Timer (config)".
3. Skonfiguruj węzeł „monitor/feeder/astronomy (config)". Kamerę można włączyć/wyłączyć dla każdej żerdzi niezależnie. Autor konstrukcji nie włącza ich dla dwóch tylnych, których po prostu kamera nie widzi.
4. Ustaw węzeł „Counter Timer (config)" na żądany przedział czasu. Domyślnie jest to 5 minut.
5. Szerokość i długość geograficzną lokalizacji karmnika podać trzeba również w węźle „DarkSky (config)". Trzeba tutaj także wprowadzić klucz API DarkSky (w darksky-credentials).
6. W węźle funkcyjnym „monitor/feeder/recalibrate (config)" ustawić należy graniczną ilość opadów, która wywoływać będzie rekalibrację czujnika. Domyślnie = 0,001 cala/h.
7. Edytuj węzeł „Topic Filter for MQTT Receiver Debug Node (config)", by usunąć wszystkie wiadomości MQTT, których nie chcemy widzieć.
8. Opcjonalnie: jeśli chcesz przechowywać dane w arkuszu kalkulacyjnym na Dysku Google, musisz edytować węzeł funkcyjny „Build Google Docs Payload (config)" z identyfikatorami pól tego arkusza.
9. Opcjonalnie: Dodaj swój unikalny formularz URL do pola URL węzła „Google Docs GET (config)".

Pulpit interfejsu użytkownika Node-red

Bird_Feeder_Monitor_Flow zawiera interfejs użytkownika, zapewniający dostęp do serwera MQTT za pośrednictwem np. telefonu komórkowego. Monitor można ręcznie włączać lub wyłączać, ponownie skalibrować czujniki lub manualnie zrobić zdjęcia. Pokazana jest również suma „dotknięć" czujnika, co daje przybliżone wyobrażenie o liczbie ptaków odwiedzających karmnik.

Grafana

Jest to pakiet do analizy metrycznej i wizualizacji o otwartym kodzie źródłowym. Jest najczęściej używany do wizualizacji danych dostarczanych w postaci szeregów czasowych. Używa się go w celu monitorowania infrastruktury i aplikacji, ale wiele z aplikacji tego pakietu znajdziemy również w innych dziedzinach, w tym do wyświetlania pomiarów z czujników przemysłowych, stanu automatyki domowej, pogody i procesów technologicznych.

Oprogramowanie to znajduje się w obrazie systemu Andreasa Spiessa, o którym wspomniano powyżej. Użyto go do stworzenia serwera MQTT. Po skonfigurowaniu bazy danych InfluxDB na serwerze MQTT, Grafana może być skonfigurowana do korzystania z tej bazy, by prezentować dane zbierane przez system.

Panel wykresów Grafany, używany w tym projekcie, można załadować z pliku JSON, który znajduje się pod ścieżką *~/Rpi_bird_feeder_monitor/json/Bird_Feeder_Monitor_Grafana.json*.

InfluxDB

W poradniku Andreasa Spiessa opisana jest także baza danych InfluxDB. Znajdziemy tam dokładny opis jak skonfigurować tego rodzaju bazę na naszym komputerze. Poniżej znajduje się krótki opis kroków, jakie trzeba przejść, by taką bazę uruchomić. W pierwszej kolejności logujemy się do systemu poprzez SSH i tworzymy nowego użytkownika Influx – w konsoli Influx (wchodzimy do niej po wpisaniu w linii komend polecenia influx) wpisujemy:

eprasa.pl 41c5c37c32

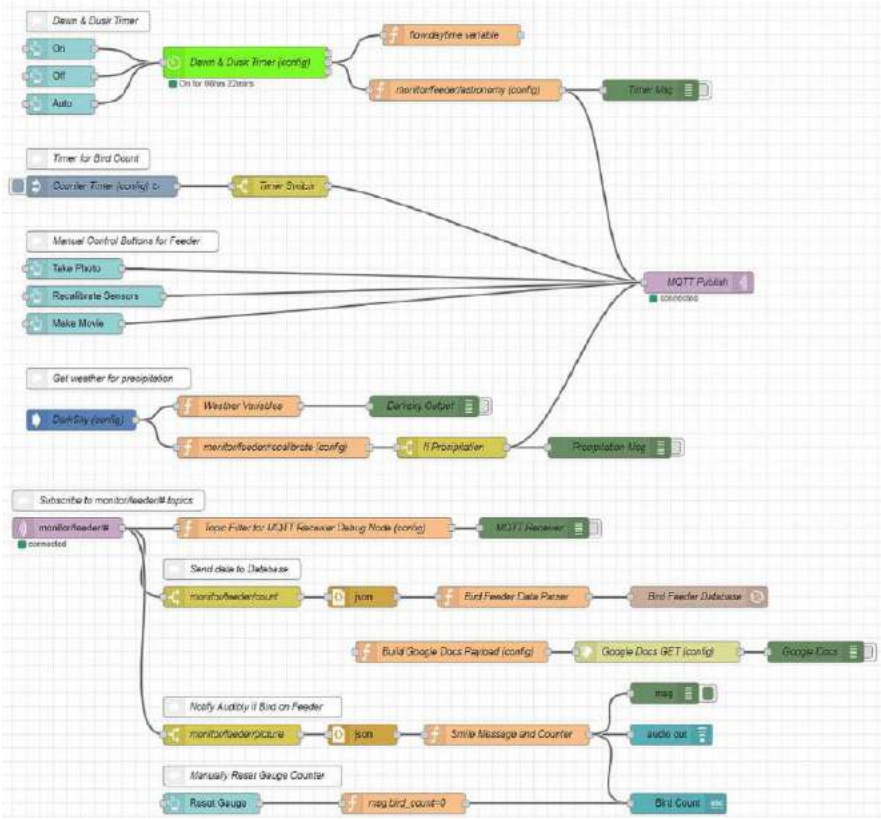
```
CREATE USER „pi” WITH PASSWORD
‘raspberry’ WITH ALL PRIVILEGES
SHOW USERS
```

Co powinno stworzyć użytkownika pi z hasłem raspberry z kompletem uprawnień. Następnie, nie wychodząc z konsoli Influxa, tworzymy pustą bazę danych *BIRD_FEEDER_MONITOR*. W tym celu korzystamy z komendy:

```
CREATE DATABASE BIRD_FEEDER_MONITOR
SHOW DATABASES
```

Po utworzeniu nowej bazy, można skonfigurować InfluxDB w Node-Red. Pomiar można nazwać „karmnik” i do niego zapisywać dane. Po połączeniu Influxa z serwerem MQTT, w bazie danych powinna być widoczna wybrana nazwa pomiarów.

Na tym kończy się konfiguracja bazy danych – dzięki temu, że nie musimy definiować jej pól, nie musimy wprowadzać do niej informacji o tym jakie dane będą podawane. Baza danych automatycznie dopasuje się do tego, co zostanie do niej przesłane.



Rysunek 5. Schemat przepływu MQTT

Kamera z Raspberry Pi

Aby zbudować tego rodzaju kamerę, po zainstalowaniu Rasbiana na komputerze i jego zaktualizowaniu, należy zainstalować git-a, pip-a i paho-mqtt. Następnie możemy sklonować oprogramowanie kamery z repozytorium:

```
cd ~
git clone "https://github.com/sbkirby/RPi_bird_
feeder_monitor.git"
```

Jeśli oprócz zdjęć chcemy także nagrywać filmy, zainstalować musimy także ffmpeg:

```
git clone "https://git.ffmpeg.org/ffmpeg.git" ffmpeg
cd ffmpeg
./configure
make
sudo make install
```

Następnie konfigurujemy uprawnienia w oprogramowaniu Bird Feeder Monitoring:

```
cd RPi_bird_feeder_monitor
sudo chmod 764 make_movie.sh
sudo chmod 764 take_photo.sh
sudo chown www-data:www-data make_movie.sh
sudo chown www-data:www-data take_photo.sh
```

Uruchamianie przy starcie

Aby program obsługujący kamerę uruchamiał się automatycznie, musimy stworzyć odpowiedni skrypt uruchamiający skrypt i dodać go do *crona* – narzędzia do automatycznego uruchamiania oprogramowania przez system operacyjny Linux. W pierwszej kolejności tworzymy skrypt:

```
cd RPi_bird_feeder_monitor
nano launcher.sh
```

W skrypcie umieszczamy następującą zawartość:

```
#!/bin/sh
# launcher.sh
# navigate to home directory, then to this directory,
then execute python script, then back home
cd /
cd home/pi/RPi_bird_feeder_monitor
sudo python3 camera_mqtt_client.py
cd /
```

Wyjdź i zapisz *launcher.sh*. Aby plik był wykonywalny nadaj mu odpowiednie uprawnienia:

```
chmod 755 launcher.sh
```

Finalnie tworzymy katalog dla logów:

```
cd ~
mkdir logs
```

Następnie musimy edytować crontaba, aby uruchomić stworzony skrypt podczas uruchamiania. W tym celu w terminalu wpisujemy:

```
sudo crontab -e
```

Spowoduje to wyświetlenie okna *crontab*. Na końcu pliku i dodajemy następujący wiersz.

```
@reboot sh /home/pi/RPi_bird_feeder_monitor/
launcher.sh >/home/ pi/ logs/cronlog 2>&1
```

Wyjdź i zapisz plik, a następnie uruchom ponownie komputer. Skrypt powinien automatycznie uruchomić skrypt *camera_mqtt_client.py* przy starcie systemu. Status skryptu można sprawdzić w plikach dziennika znajdujących się w folderze */logs*.

Podsumowanie

Zaprezentowany system pozwala na podglądanie ptaków, które dokarmiamy w niemalże dowolny sposób. Dzięki zastosowaniu MQTT, system jest gotowy na dalszą rozbudowę o inne moduły. Realizacja projektu z pewnością nauczy nas wiele, w szczególności o korzystaniu InfluxDB i Grafany – dwóch bardzo wartościowych narzędzi programowych, wykorzystywanych w systemach Internetu Rzeczy.

Jak wskazuje sam autor, nie jest to w 100% gotowa konstrukcja, która nie wymaga dalszego dopracowania. O ile samo oprogramowanie jest kompletne i w pełni funkcjonalne, to poprawek wymagać mogą algorytmy używane do analizy danych. „Jedną z rzeczy, które odkryliśmy za pomocą monitora, jest częstotliwość sytuacji, gdy ptak ląduje na jednej grzędzie, a następnie przeskakuje na kolejne, dopóki nie obskoczy całego karmnika”. Z uwagi na sposób wykrywania ptaków i brak dyskryminacji w systemie, powoduje to sztuczne zawyżanie ich ilości.

Nikodem Czechowski

Źródło
http://bit.ly/2Z6uCUN

eprasa.pl 41c5c37c32

Estetyczny zegar

Klasyczne zegary cyfrowe z wyświetlaczami siedmiosegmentowymi stają się niemodne – cyfry konstruowane z jednakowych segmentów wyglądają dosyć siermiężnie. Klasyczna tarcza ze wskazówkami (pokazana np. na wyświetlaczu graficznym) jest z kolei mało czytelna. Prezentowany układ pokazuje aktualny czas i dzień tygodnia przy użyciu znaków o kroju Arial.

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

W ofercie AVT* AVT-5735

Podstawowe parametry:
- wskazywanie czasu (godzin i minut) w trybie 24-godzinnym,
- wskazywanie aktualnego dnia tygodnia przy użyciu pełnego słowa w języku polskim lub angielskim,
- podtrzymanie odliczania po zaniku zasilania,
- wybór koloru tła i liter przy użyciu zworki,
- zasilanie napięciem stałym 4,5…15 V, ok. 60 mA.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-5677	Zegar ClockRDS (EP 6/2019)
AVT-5640	Rozbudowany zegar (EP 7/2018)
AVT-5522	Zegar ustawiany za pomocą GPS (EP 9/2015)
AVT-3132	Prosty zegar LED (EdW 7/2015)
AVT-1832	Zegar z budzikiem (EP 10/2014)
AVT-5377	Mega stoper – wielofunkcyjny licznik, nie tylko czasu (EP 12/2012)
AVT-513	Zegar ze stuletnim kalendarzem i termometrem (EP 10-11/2011)
AVT-5281	„Inteligentny" zegar z wyświetlaczem LED (EP 3/2011)
AVT-5273	Zegar cyfrowy z analogowym sekundnikiem (EP 1/2011)
AVT-2632	Gigantyczny zegar (EdW 5/2002)
AVT-5022	Programowany zegar z DCF77 (EP 6-7/2001)
AVT-5002	Zegar cyfrowy z wyświetlaczem analogowym (EP 3/2001)
AVT-217	DCF Clock (EP 7/1994)

*** Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!**
Podstawową wersją zestawu jest wersja [**B**] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [**B**] zawiera elementy elektroniczne (w tym [**UK**] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu.
Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- wersja [**C**] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [**B**] (elementy wlutowane w płytkę PCB)
- wersja [**A**] – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji

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

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

Na łamach EP opublikowano wiele różnych zegarów, lecz każdy różnił się od pozostałych. Ten zegar ma wbudowany wyświetlacz graficzny o przekątnej 1,8 ", który może wyświetlać czarne litery na białym tle bądź odwrotnie. Cyfry o wysokości ok. 9 mm są widoczne z daleka i czytelne nawet w słoneczny dzień.

Budowa

Schemat ideowy układu pokazano na **rysunku 1**. Funkcjonowaniem całego urządzenia steruje mikrokontroler STM32F051K8T6. Spośród jego licznych peryferiów w tym projekcie mają zastosowanie: I²C do komunikacji z układem RTC oraz SPI, którym przebiega komunikacja z wyświetlaczem graficznym.

Częstotliwość zegara mikrokontrolera wynosi 48 MHz i nie musi być szczególnie stabilna, ponieważ nie służy do odmierzania czasu. Mikrokontroler w tej wersji obudowy nie ma dodatkowego wejścia zasilania bateryjnego, które mogłoby podtrzymywać odliczanie wewnętrznego RTC, dlatego użyto zewnętrznego układu.

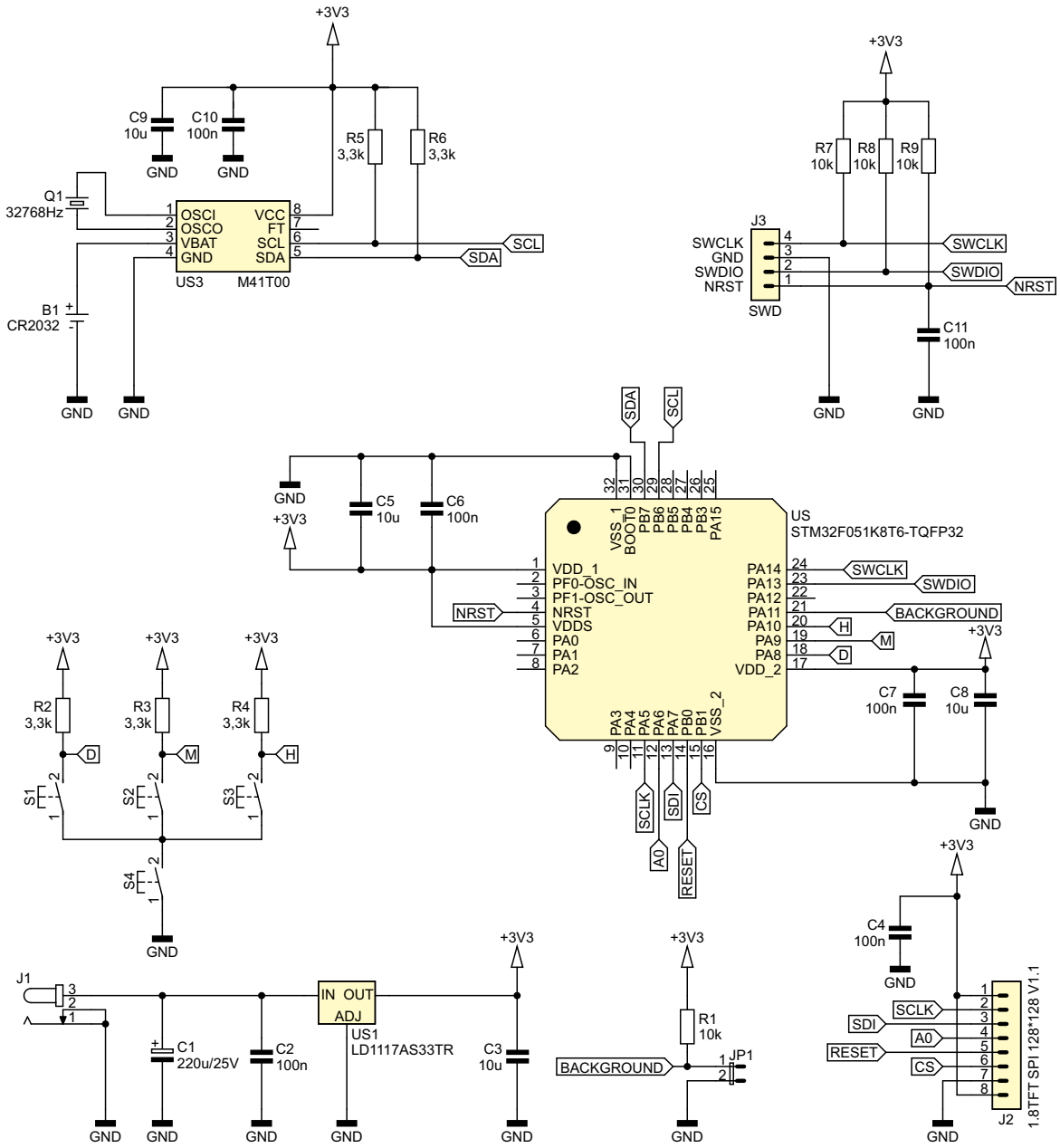
Do programowania pamięci Flash mikrokontrolera zostało przewidziane złącze J3, na które wyprowadzono cztery podstawowe linie interfejsu SWD: NRST, SWCLK, SWDIO oraz masę. Linie sygnałowe zostały podciągnięte do zapięcia zasilającego przy użyciu rezystorów R7…R9, aby odprowadzać z nich ładunki elektrostatyczne, które mogłyby zakłócać prawidłowe działanie układu. Kondensator C11 jest zalecany przez producenta mikrokontrolera i służy chwilowemu wymuszeniu sprzętowego zerowania układu po włączeniu zasilania.

Do wyświetlacza graficznego zostały dołączone dwie linie sprzętowego interfejsu SPI1. Są to MOSI (wyjście danych z układu nadrzędnego) i SCK (sygnał zegarowy danych), oznaczone na schemacie jako SDI i SCLK. Użycie sprzętowego interfejsu, zarządzanego przez DMA, pozwoliło na znacznie przyspieszenie przesyłu danych, których ilość, składająca się na jeden pełny obraz, jest pokaźna. Pozostałe linie (A0 – wybór dane/komenda, RESET – sprzętowe zerowanie, CS – wybór układu) są zarządzane czysto programowo, ponieważ nie są krytyczne czasowo.

Do ustawiania aktualnego czasu (minut, godzin i dni tygodnia) służą przyciski S1…S3, których jednokrotne przyciśnięcie powoduje zmianę danej wartości o 1. Aby zapobiec przypadkowej zmianie, dodano przycisk S4, który trzeba trzymać wciśnięty, żeby regulacja była możliwa. Bez tego nie jest możliwe wymuszanie niskiego stanu logicznego na odpowiednich liniach prowadzących do mikrokontrolera, natomiast stan wysoki po zwolnieniu przycisków utrzymują rezystory R2…R4.

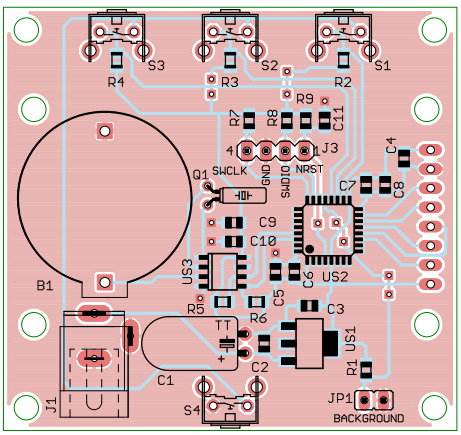
Użytkownik może wybrać kolor tła i znaków. Kiedy zworka JP1 jest zwarta, wejście mikrokontrolera jest w stanie niskim i układ

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 1. Schemat ideowy układu zegara

wyświetla czarne znaki na białym tle. Po jej rozwarciu rezystor podciągający R1 ustala jej stan na wysoki i kolory odwracają się: znaki stają się czarne, a tło białe.



Rysunek 2. Schemat płytki zegara wraz z rozmieszczeniem elementów

Układ zegara czasu rzeczywistego (US3) został podłączony według podstawowej aplikacji, zalecanej w nocie katalogowej. Linie magistrali I²C zostały podciągnięte rezystorami o wartości 3,3 kΩ, aby zapewnić odpowiednio krótki czas narastania napięcia – maksymalnie 1 µs. To przekłada się na maksymalną pojemność obciążającą linię równą 138 pF – w tym układzie nie przekracza ona połowy tej wartości. Rezonator kwarcowy Q1 powinien być przystosowany do współpracy z pojemnością obciążenia około 12,5 pF. W takich warunkach producent deklaruje prawidłową pracę zegara.

Cały układ musi być zasilany stabilizowanym napięciem stałym o wartości 3,3 V. Dlatego na płytce znalazł się liniowy stabilizator LDO (US1), który może pracować przy napięciu wejściowym wynoszącym od ok. 4,4 V, ponieważ jego maksymalny dropout wynosi 1,1 V (przy prądzie 100 mA). Z kolei, od góry napięcie wejściowe jest ograniczone wytrzymałością stabilizatora: producent deklaruje tutaj 15 V. Kondensatory usytuowane

REKLAMA

eprasa.pl 41c5c37c32

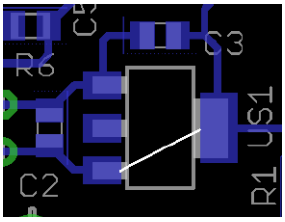
Wykaz elementów:
Rezystory:
R1, R7…R9: 10 kΩ SMD0805
R2…R6: 3,3 kΩ SMD0805

Kondensatory:
C1: 220 µF/25 V THT
C2, C4, C6, C7, C10, C11: 100 nF SMD0805
C3, C5, C8, C9: 10 µF/16 V SMD0805

Półprzewodniki:
US1: LD1117AS33TR SOT223 (opis w tekście)
US2: STM32F051K8T6 TQFP32
US3: M41T00 SO8

Inne:
B1: koszyk CR2032 THT leżący + bateria
J1: gniazdo DC kątowe THT 2,1 mm/5,5 mm
J2: goldpin 8 pin żeński THT 2,54 mm
J3: goldpin 4 pin męski THT 2,54 mm
JP1: goldpin 2 pin THT męski + zworka
S1…S4: mikroswitch 6 mm kątowy
Q1: 32768 Hz 12,5 pF THT (opis w tekście)
Wyświetlacz 1.8TFT SPI 128*160 V1.1
4 tuleje dystansowe M3 gwint zew./wew. 12 mm mosiądz (opis w tekście)
4 nakrętki M3
4 śruby M3 5 mm

Fotografia 3. Widok zmontowanej płytki od strony BOTTOM



Rysunek 4. Wejście i wyjście stabilizatora US1

Fotografia 5. Przedłużenie tulei o długości 10 mm

w bliskim otoczeniu stabilizatora LDO zapobiegają jego wzbudzaniu.

Montaż i uruchomienie

Układ zegara został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 60×56 mm, której wzór ścieżek i schemat montażowy pokazuje **rysunek 2**. W odległości 3 mm od krawędzi znajdują się otwory montażowe.

Wszystkie elementy, poza złączem żeńskim dla wyświetlacza, są montowane od strony spodniej (BOTTOM). Kondensator C1 i rezonator kwarcowy Q1 warto przylutować na nieco dłuższych wyprowadzeniach, aby można było je położyć na powierzchni płytki. Zmontowany układ można zobaczyć na **fotografii 3**.

Jeżeli w miejscu eksploatacji urządzenia jest dostęp do stabilizowanego napięcia stałego o wartości 3,3 V, można nie montować układu US1, a pola lutownicze prowadzące do jego wejścia i wyjścia zewrzeć np. odcinkiem srebrzanki. **Rysunek 4** ilustruje, które to wyprowadzenia.

Jeżeli płytka została prawidłowo zmontowana, w złącze J2 należy wetknąć męskie złącze wyświetlacza. Polecam przykręcić go do płytki przy użyciu czterech tulei dystansowych M3. Aby obie części idealnie do siebie pasowały, ich długość powinna wynosić ok. 11 mm, a takie są trudne do zdobycia. Można użyć tulei o długości 12 mm i pogodzić się z tym, że szpilki części męskiej będą nieco wystawiały, co nie powinno mieć wpływu na ich dobry kontakt. Można też użyć tulei 10 mm oraz podkładki o grubości ok. 1 mm – przykład takiego połączenia pokazuje **fotografia 5**.

Po zakończeniu montażu do złącza J1 należy doprowadzić zasilanie (polaryzacja: biegun dodatni na bolcu złącza) oraz zaprogramować pamięć Flash mikrokontrolera gotowym wsadem. Jeżeli wszystko przebiegło poprawnie, na wyświetlaczu powinny pojawić się cyfry, migający dwukropek oraz nazwa dnia tygodnia. Można włożyć baterię litową typu CR2032 w gniazdo B1, aby zegar odliczał czas po wyłączeniu zasilania.

Eksploatacja

Podczas ustawiania aktualnego czasu należy pamiętać o tym, że każda wprowadzona wartość jest natychmiast zapisywana do układu RTC oraz natychmiast z niego odczytywana. W ten sposób mikrokontroler nie musi pilnować automatycznej inkrementacji pozostałych zmiennych czasowych, ponieważ robią to rejestry i liczniki w układzie RTC. Po ustawieniu np. aktualnej wartości minut, po przekroczeniu liczby 59, licznik minut przepełni się i wróci do zera, a licznik godzin przeskoczy o 1 w górę. Stąd wynika zalecana przeze mnie kolejność ustawiania czasu:

1. Minuty (przycisk S2 – środkowy)
2. Godziny (przycisk S3 – prawy)
3. Dni (przycisk S1 – lewy)

Przyciski są aktywne tylko wtedy, kiedy stale przyciśnięty jest również przycisk S4 (od spodu). Każdorazowe przestawienie liczby minut przez użytkownika powoduje jednoczesne wyzerowanie rejestru sekund.

Przy ustawieniu dni tygodnia do wyboru są dwie opcje: nazwy w języku polskim (z polskimi znakami: ł, ś, ą) lub angielskim. Wyboru języka dokonuje się bardzo łatwo – wystarczy ustawić którykolwiek z napisów po polsku, a układ dalej samoczynnie będzie „krążył" od poniedziałku do niedzieli.

Fotografia 6. Widok wyświetlacza z białym tłem i czarnymi znakami

Listing 1. Fragment kodu programu, który inkrementuje dzień tygodnia

```
day_temp++; //przewijanie dni w zakresie 0-13

if(day_temp > 13){
    day_temp = 0;
}

//do rejestru dni trafia tylko liczba z przedziału 1-7
day = (day_temp%7)+1;
//adres tego rejestru to 3
RegWrite(3, day);

//0-6 polskie nazwy dni
//7-13 angielskie nazwy dni
if(day_temp >= 7) { //dla wersji ENG
    //CB = 1, godzina w kodzie BCD
    day_temp = ((hour / 10) << 4) + (hour%10) + (1 << 6);
    //informacja dla funkcji wyświetlającej, że wybrano język angielski
    lang = 1;
//dla wersji PL
} else {
    //CB = 0, godzina w kodzie BCD
    day_temp = ((hour / 10) << 4) + (hour%10);
    //informacja dla funkcji wyświetlającej, że wybrano język polski
    lang = 0;
}

//zapisz godzinę z odpowiednim bitem CB do rejestru o adresie 2
RegWrite(2, day_temp);
```


eprasa.pl 41c5c37c32

Analogicznie, ustawiając napis po angielsku, otrzymany tylko napisy angielskie.

Widok wyświetlacza, w którym tło jest białe, a znaki czarne, można zobaczyć na **fotografii 6**. Wyboru koloru tła można w każdej chwili dokonać, zakładając lub zdejmując zworkę JP1.

Pobór prądu ze źródła zasilania nie zależy od koloru tła czy aktualnej zawartości wyświetlacza i wynosi ok. 60 mA.

Dla dociekliwych

Zegar zapamiętuje, jaki język został wybrany dla dni tygodnia. Jednak użyty mikrokontroler nie ma nieulotnej pamięci EEPROM, której można użyć w tym celu. Zadanie to realizuje jeden bit (D6) znajdujący się w rejestrze godzin (adres 2) układu M41T00 – na **rysunku 7** zaznaczony na czerwono.

Jest to bit CB, oznaczający aktualny wiek. Ponieważ jego automatyczna zmiana jest wyłączona (bit CEB = 0), wartość może edytować jedynie mikrokontroler. Nie ulegnie zgubieniu po zaniku zasilania, gdyż wszystkie rejestry są podtrzymywane bateryjnie. Nieco komplikuje to procedurę zapisu nowego czasu, ponieważ aktualizując godziny lub dni, trzeba również pamiętać o tym bicie. Fragment kodu programu, który obsługuje te rejestry, widoczny jest na **listingu 1**.

Michał Kurzela, EP

Address	Data								Function/range BCD format	
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0		
0	ST	10 seconds			Seconds				Seconds	00-59
1	X	10 minutes			Minutes				Minutes	00-59
2	CEB(2)	CB	10 hours		Hours				Century/hours	0-1/00-23
3	X	X	X	X	X	Day			Day	01-07
4	X	X	10 date		Date				Date	01-31
5	X	X	X	10 M.	Month				Month	01-12
6	10 Years				Years				Year	00-99
7	OUT	FT	S	Calibration					Control	

Rysunek 7. Użyty bit w rejestrze układu M41T00 (źródło: nota katalogowa układu)

Klub Aplikantów Próbek

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

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

www.ep.com.pl/kap

eprasa.pl 41c5c37c32

„Progowy" obrotomierz

Typowy obrotomierz to układ do pomiaru częstotliwości z odpowiednio przeliczonym wynikiem pomiaru. Prezentowany układ potrafi coś więcej – zasygnalizować, że aktualna szybkość pojawiania się impulsów wejściowych przekracza uprzednio zadaną wartość.

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

W ofercie AVT* AVT-5737

Podstawowe parametry:
- pomiar częstotliwości w zakresie 1 Hz…9,999999 MHz,
- regulowany czas akwizycji impulsów: 500 ms, 1 s, 2 s, 5 s, 10 s, 20 s,
- wyświetlanie wyniku pomiaru w hercach [Hz] lub przeliczenie go na obroty na minutę [rpm],
- wartość progowa zadawana impulsatorem,
- wyjście: styki NO+NC przekaźnika,
- zapamiętywanie nastaw po wyłączeniu zasilania,
- wyświetlacz LCD alfanumeryczny 2×16 znaków,
- zasilanie 12 V DC.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-5696	SpeedRelay – wyłącznik sterowany prędkością (EP 8/2019)
AVT-1870	Obrotomierz (EP 8/2015)
AVT-5260	Obrotomierz (EP 10/2010)
---	Obrotomierz cyfrowo-analogowy (EdW 6/2010)
AVT-2799	Mikroprocesorowy obrotomierz stroboskopowy (EdW 9/2006)
AVT-2711	Obrotomierz (EdW 2/2004)
Projekt 117	Wskaźnik optymalnych obrotów silnika samochodowego (EP 3/2004)
Projekt 116	Cyfrowy obrotomierz/prędkościomierz samochodowy (EP 2/2004)

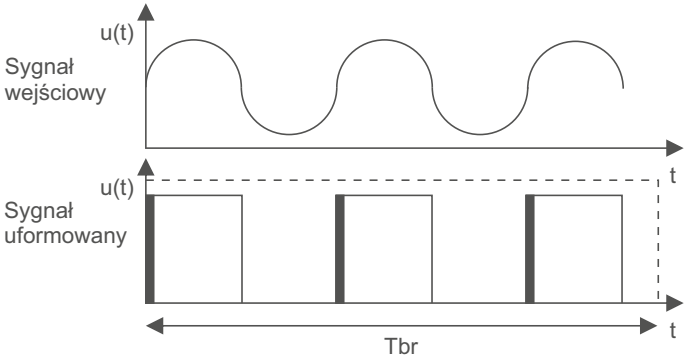
*** Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!**
Podstawową wersją zestawu jest wersja [**B**] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [**B**] zawiera elementy elektroniczne (w tym [**UK**] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu.
Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- wersja [**C**] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [**B**] (elementy wlutowane w płytkę PCB)
- wersja [**A**] – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji

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

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

Istnieje wiele rozwiązań umożliwiających automatyczną sygnalizację osiągnięcia zadanej wartości przez określony parametr. Najprostszym przykładem jest termostat, którego wyjście steruje grzałką lub chłodziarką, tworząc w ten sposób zamknięty układ objęty ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Do monitorowania wartości napięcia można wykorzystać jeden z wielu dostępnych komparatorów.

Jednak co w sytuacji, gdy „pilnowana" musi być częstotliwość, np. napięcia uzyskiwanego z elektrowni wiatrowej lub generatora spalinowego? Można zrobić to pośrednio, posługując się konwerterem częstotliwość-napięcie, lecz takie rozwiązanie będzie znacznie mniej dokładne od opisanego.



Rysunek 1. Idea pomiaru częstotliwości metodą bezpośrednią

Pomiar częstotliwości realizowany przez układ odbywa się metodą bezpośrednią. Uformowane impulsy, tworzone na podstawie sygnału wejściowego, są zliczane przez zadany odcinek czasu. Jest to tzw. czas bramkowania. Im dłużej trwa, tym lepiej można uśrednić chwilowe fluktuacje częstotliwości, które istnieją w rzeczywistych urządzeniach, np. w silnikach spalinowych.

Budowa i działanie

Najprostszym przykładem uformowania sygnału wejściowego jest przekształcenie go na przebieg prostokątny, np. przerzutnikiem Schmitta. Układ cyfrowy, służący do zliczania, będzie reagował tylko na jego zbocza – narastające lub opadające. Taką ideę prezentuje **rysunek 1**, gdzie zaznaczono zbocza narastające uformowanego sygnału.

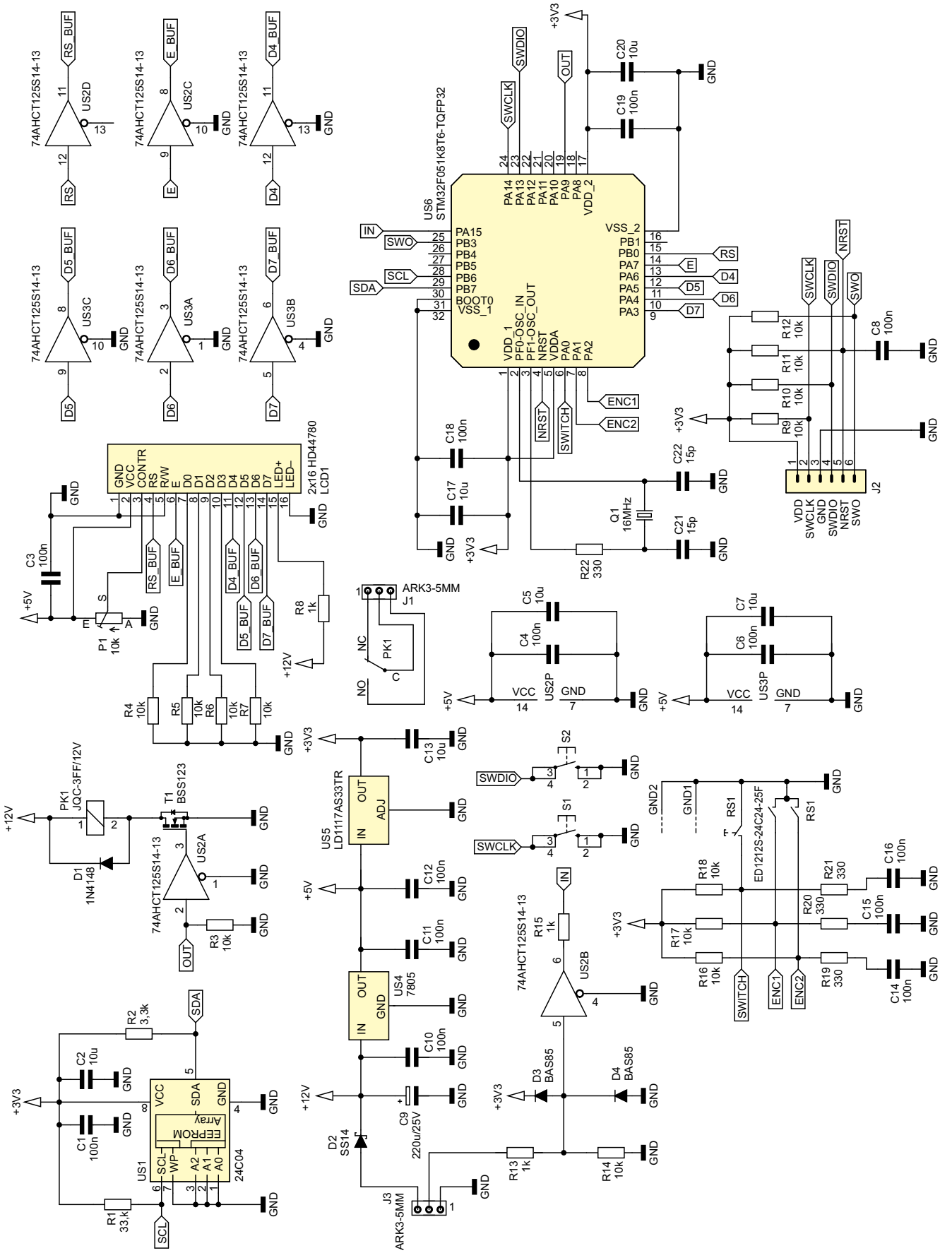
Schemat ideowy układu pokazano na **rysunku 2**. Elementem, który zarządza pracą całego urządzenia, jest mikrokontroler typu STM32F051 – US6. Ma wystarczającą liczbę wyprowadzeń oraz, co bardzo ważne w tej aplikacji, jeden 32-bitowy licznik. Jego zadaniem nadrzędnym będzie pomiar częstotliwości, zatem wymaga stabilnego wzorca czasu. Odpowiada za to rezonator kwarcowy Q1. Kondensatory C21 i C22 ułatwiają wzbudzenie drgań, zaś rezystor R22 zapobiega powstaniu oscylacji na częstotliwości harmonicznej.

Wbudowana w mikrokontroler pętla PLL powiela uzyskany sygnał zegarowy do częstotliwości 48 MHz. Będzie on obarczony pewnymi fluktuacjami fazy, wynikającymi z samej zasady działania PLL, lecz przy długim czasie akwizycji impulsów wejściowych – rzędu setek milisekund i więcej, wpływ zjawiska na wyniki pomiarów będzie pomijalny.

eprasa.pl 41c5c37c32

Do programowania pamięci Flash mikrokontrolera zostało przewidziane złącze J2, na które wyprowadzono linie sygnałowe interfejsu SWD. Stan logiczny linii ustalają zewnętrzne rezystory podciągające.

Komunikacja użytkownika z układem jest możliwa za pośrednictwem enkodera obrotowego z wciskaną osią (RS1) oraz dwóch przycisków, których funkcje zostaną omówione w dalszej części artykułu. Zapamiętanie zadanych przez użytkownika parametrów odbywa się w zewnętrznej, pamięci EEPROM typu 24C04. Komunikacja odbywa się poprzez magistralę I²C, która wymaga dodania dwóch zewnętrznych rezystorów podciągających:



Rysunek 2. Schemat ideowy układu

eprasa.pl 41c5c37c32

R1 i R2. Do wygodnej prezentacji aktualnych parametrów pracy urządzenia służy wyświetlacz alfanumeryczny o organizacji 2×16 znaków, wyposażony w sterownik typu HD44780 lub jedną z jego odmian. Kontrast wyświetlacza jest regulowany potencjometrem P1. Rezystor R8 ogranicza prąd diod podświetlających, aby nie obciążać nimi stabilizatora napięcia 5 V. Niestety, niektóre z dostępnych na rynku wyświetlaczy tego typu nie zadziałają prawidłowo przy sterowaniu z układu zasilanego napięciem 3,3 V. Powód: wysoki stan logiczny rozpoznają powyżej 70% wartości napięcia zasilającego, czyli powyżej 3,5 V. Nawet podniesienie napięcia zasilającego mikrokontroler do maksymalnej dopuszczalnej wartości 3,6 V nie da stuprocentowej gwarancji poprawnego działania.

Rozwiązaniem jest zastosowanie układu konwertującego poziomy logiczne z 3,3 V na 5 V, które niestety nie należą do najtańszych, a mamy aż sześć linii sygnałowych. Istnieje tańsza alternatywa w postaci układu 74AHCT125S14-13 zasilanego napięciem o wartości 5 V.

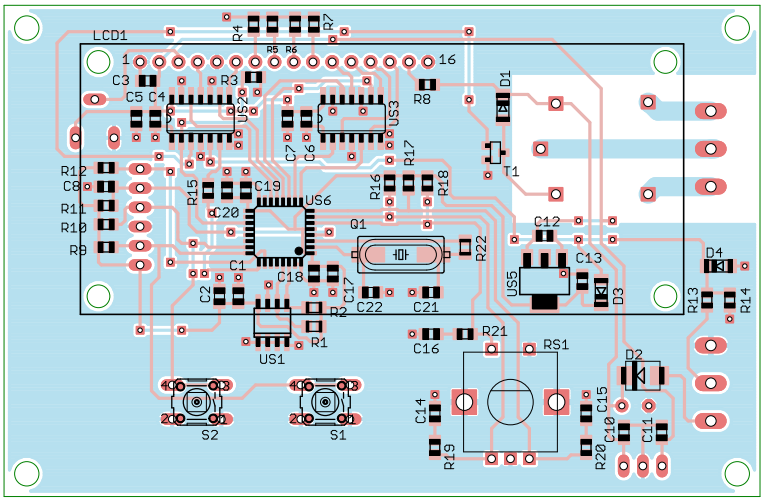
Jak dowodzi jego nota katalogowa, której najistotniejszy fragment można zobaczyć na **rysunku 3**, wysoki poziom logiczny na wejściu jest rozpoznawany już od wartości 2 V. Jest to doskonały układ do konwersji sygnału cyfrowego z poziomu od 3,3 V do 5 V. Ponadto, co również jest istotne, nie odwraca fazy, a wszystkie jego wejścia są opatrzone przerzutnikami Schmitta. Każdy bufor ma własne wejście aktywujące – niski stan logiczny aktywuje wyjście.

Zasilanie o napięciu około 12 V dołączane jest do złącza J3. Dioda D2 zabezpiecza układ przed zniszczeniem w razie dołączenia napięcia o odwrotnej polaryzacji. Stabilizatory liniowe US4 i US5 dostarczają stabilnego napięcia o wartościach 5 V i 3,3 V. Również sygnał wejściowy, którego częstotliwość będzie nadzorowana, jest doprowadzany do złącza J3. Diody D3 i D4 ograniczają zakres osiąganych przez niego wartości do zakresu –0,3...+3,6 V, przez co zostaje zachowany margines wartości napięcia do zadziałania diod zabezpieczających wejście bufora. Rezystor R13 ogranicza prąd tych diod, a R14 polaryzuje wejście bufora potencjałem masy. Bufor cyfrowy ma wejście Schmitta, więc jest w stanie uformować zbocza nawet wolnozmiennego sygnału wejściowego. Ponieważ zasilany jest napięciem 5 V, jak wszystkie pozostałe bufory w tym układzie, zachodziła konieczność dopasowania poziomów logicznych pomiędzy jego wyjściem a wejściem mikrokontrolera. Służy temu rezystor R15, który ogranicza prąd wejściowych diod zabezpieczających, wbudowanych w mikrokontroler.

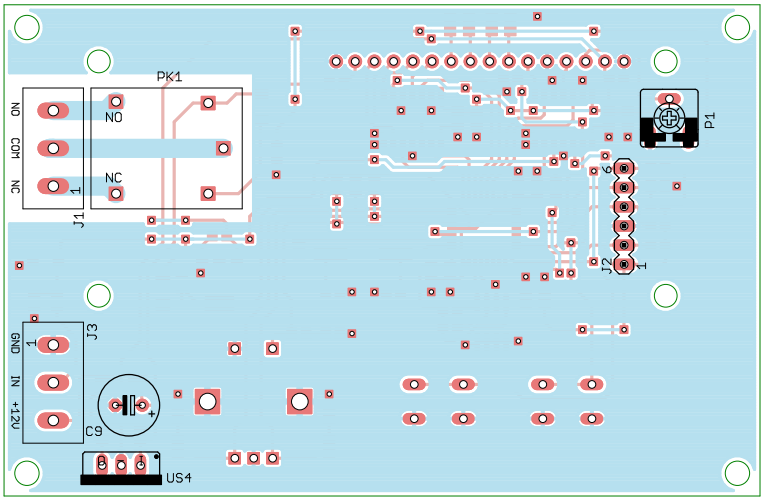
Mikrokontroler, w odpowiednich warunkach, załącza cewkę przekaźnika, co powoduje przełączenie jego styków. Elementem realizującym to zadanie jest tranzystor polowy T1. Aby

Symbol	Parameter	Test Conditions	V_{CC}	T_A = -40°C to +85°C		T_A = -40°C to +125°C		Unit
				Min	Max	Min	Max	
V_{IH}	High-Level Input Voltage		4.5V to 5.5V	2.0		2.0		V
V_{IL}	Low-Level Input Voltage		4.5V to 5.5V		0.8		0.8	V

Rysunek 3. Fragment noty katalogowej układu 74AHCT125S14-13 firmy Diodes Incorporated



Rysunek 4. Schemat montażowy i wzór ścieżek płytki – strona TOP



Rysunek 5. Schemat montażowy i wzór ścieżek płytki – strona BOTTOM

jego napięcie bramka-źródło w stanie otwarcia było jak największe, sygnał logiczny z US6 jest wzmacniany do wartości 5 V przy użyciu ostatniego bufora. Dioda D1 chroni tranzystor przed zniszczeniem w momencie jego zatykania, kiedy cewka mogłaby wygenerować impuls napięcia samoindukcji o wysokiej wartości szczytowej. Rezystor R3 utrzymuje niski poziom logiczny na wejściu bramki, zatykając tym samym tranzystor T1, zanim mikrokontroler rozpocznie wykonywanie programu.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 100×65 mm, której wzór ścieżek oraz schemat montażowy pokazują **rysunki 4** i **5**. W odległości 3 mm od krawędzi płytki znajdują się otwory montażowe.

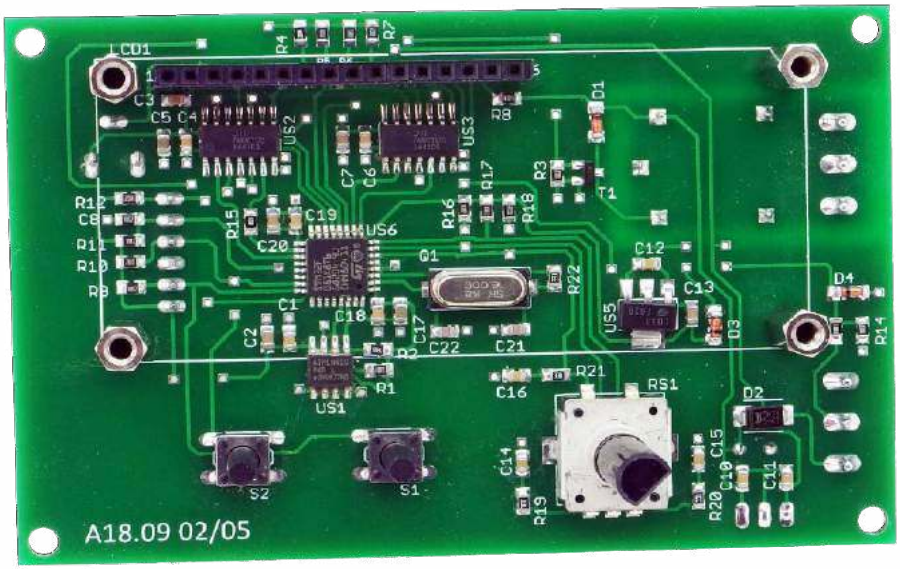
Wszystkie elementy w obudowach przystosowanych do montażu powierzchniowego zostały umieszczone na jednej (wierzchniej) stronie płytki. Należy je wlutować jako pierwsze. Na tej samej stronie płytki jest miejsce dla wyświetlacza LCD, przycisków S1 i S2 oraz impulsatora RS1. Wyświetlacz można wygodnie połączyć z płytka przy użyciu złącza typu goldpin, co umożliwi wetknięcie go na samym końcu, aby nie uległ porysowaniu. Widok zmontowanej tej strony płytki pokazuje **fotografia 6**. Na drugiej stronie płytki jest miejsce dla pozostałych elementów: przekaźnika PK1, kondensatora elektrolitycznego C9, potencjometru P1, złączy J1, J2 i J3 oraz układu US4 (**fotografia 7**).

W pełni zmontowany układ, z zamontowanym wyświetlaczem, można zasilić napięciem stałym o wartości około 12 V, niekoniecznie stabilizowanym. Pobór prądu wynosi około 35 mA przy wyłączonym przekaźniku i około 60 mA po załączeniu cewki przekaźnika.

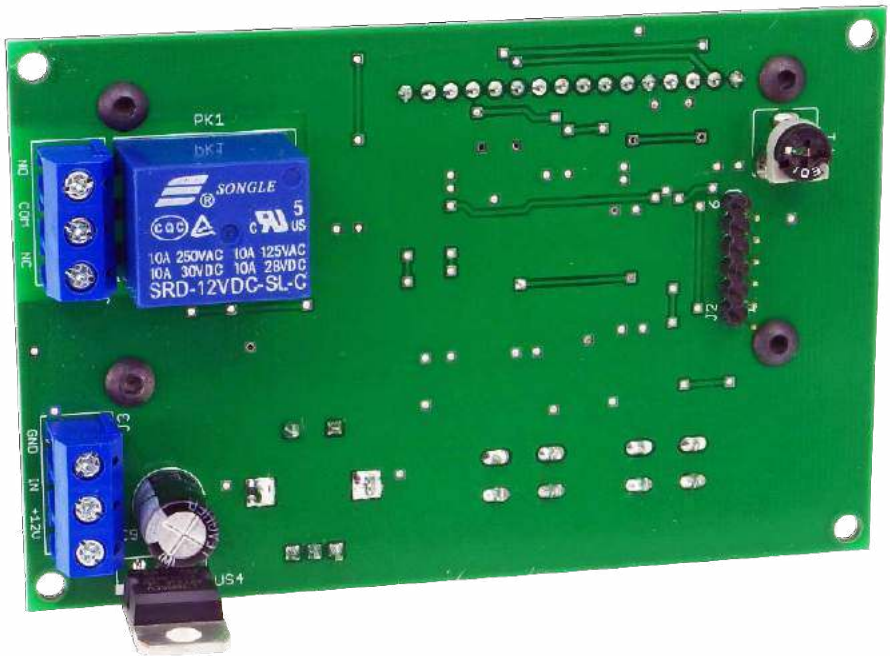
Przed użyciem urządzenia należy zaprogramować pamięć Flash mikrokontrolera US6 gotowym wsadem. Można to zrobić za pośrednictwem złącza J2, na którym zostały

eprasa.pl 41c5c37c32

wyprowadzone linie interfejsu SWD, służącego programowaniu i debugowaniu mikrokontrolerów STM32. Potem trzeba ustawić prawidłowy kontrast wyświetlacza poprzez regulację potencjometrem P1. Prawidłowo zmontowany i zaprogramowany układ nie wymaga dalszych czynności uruchomieniowych (jak np. kalibracji) i jest od razu gotowy do pracy.

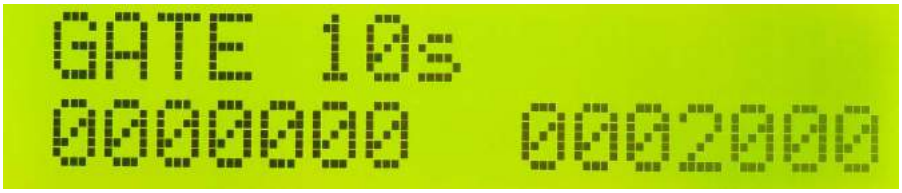


Fotografia 6. Widok zmontowanego układu od strony TOP



Fotografia 7. Widok zmontowanego układu od strony BOTTOM

Fotografia 8. Zawartość wyświetlacza podczas normalnej pracy



Fotografia 9. Sygnalizacja zmiany czasu bramkowania

Eksploatacja

Po włączeniu zasilania zawartość wyświetlacza będzie podobna do tej z **fotografii 8**. Lewy górny róg wskazuje jednostkę wyświetlanego wyniku pomiaru. Może to być herc (Hz) lub liczba obrotów na minutę (rpm). Przełączanie odbywa się poprzez jednokrotne wciśnięcie przycisku S2. Po przełączeniu wyświetlana wartość jest przeliczana według nowej jednostki.

W górnej linijce, lecz nieco w prawo, znajduje się tekst informujący o stanie przekaźnika – „ON” oznacza załączony, czyli zwarcie styku NO z COM. Dzieje się tak, kiedy zadana wartość jest mniejsza od aktualnie zmierzonej. Oznaczenie „OFF” informuje o wyłączonym przekaźniku. W dolnej linijce, po lewej stronie, widoczna jest aktualnie zmierzona wartość. W zależności od jednostki może być wyrażona w hercach lub obrotach na minutę. Jeżeli przekroczy możliwą do wyświetlenia liczbę, pojawi się w tym miejscu napis „OVF!”.

Po prawej stronie widoczna jest zadana wartość. Każdą cyfrę ustala się oddzielnie, poprzez obracanie osią impulsatora w lewo (zmniejszenie) lub w prawo (zwiększenie). Przejścia do następnej cyfry dokonuje się po wciśnięciu osi enkodera. Wskazywana liczba nie ulega zmianie po przełączeniu jednostki – układ po prostu porównuje dwie wyświetlane wartości i na tej podstawie dokonuje decyzji o załączeniu przekaźnika.

Wyboru czasu bramkowania dokonuje się poprzez wciśnięcie przycisku S1 – **fotografia 9**. Przez jedną sekundę wyświetlany jest aktualnie zadany czas bramkowania – analogicznie dzieje się tuż po włączeniu zasilania. Dostępne wartości to: 500 ms, 1 s, 2 s, 5 s, 10 s, 20 s. Załadowanie nowej wartości czasu bramkowania odbywa się po zakończeniu trwania aktualnego impulsu bramkującego.

Pozycje ustawiane przyciskami S1 i S2 są od razu zapisywane do nieulotnej pamięci EEPROM, natomiast zadana impulsatorem siedmiocyfrowa wartość dopiero po 2 s od ostatniej zmiany którejkolwiek cyfry. Ma to na celu ograniczenie liczby cykli zapisu do pamięci, co wydłuża jej żywotność.

REKLAMA

eprasa.pl 41c5c37c32

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1, R2: 3,3 kΩ SMD0805
R3…R7, R9…R12, R14, R16…R18: 10 kΩ SMD0805
R8, R13, R15: 1 kΩ SMD0805
R19…R22: 330 Ω SMD0805
P1: 10 kΩ montażowy leżący

Kondensatory:
C1, C3, C4, C6, C8, C10…C12, C14…C16, C18, C19: 100 nF/50 V SMD0805
C2, C5, C7, C13, C17, C20: 10 µF/10 V SMD0805
C9: 220 µF/25 V THT raster 3,5 mm
C21, C22: 15 pF SMD0805

Półprzewodniki:
D1: 1N4148 MiniMELF
D2: SS14
D3, D4: BAS85 MiniMELF
LCD1: 2×16 zgodny z HD44780
T1: BSS123
US1: 24C04 SO8
US2, US3: 74AHCT125S14-13 SO14
US4: 7805 TO220
US5: LD1117AS33TR SOT223
US6: STM32F051K8T6 TQFP32

Inne:
J1, J3: ARK3/500
J2: goldpin 6 pin męski THT 2,54 mm
PK1: JQC-3FF 12 V
Q1: 16 MHz HC49SM
RS1: ED1212S-24C24-25F
S1, S2: microswitch 6×6 17 mm
Goldpin męski+żeński 16 pin 2,54 mm THT
Tuleje dystansowe 11 mm M3
8 śrub M3

Zmierzona częstotliwość jest aktualizowana po każdym pełnym impulsie bramkującym. Im będzie trwał dłużej, tym rzadziej będzie następowało odświeżanie, za to układ będzie dokładniej uśredniał wynik. W sterowaniu przekaźnikiem dodano niewielką histerezę: załączany jest wtedy, kiedy aktualna wartość przekracza zadaną liczbę, a wyłączany, gdy jest od niej mniejsza. Nie ma warunku obsługującego sytuację, kiedy wartości są sobie równe.

Sygnał wejściowy powinien przekraczać wartości: ok. 0,9 V (dolny próg) i ok. 2,2 V (górny próg), aby był poprawnie interpretowany przez układ. Zliczanie odbywa się na zboczach narastających.

Listing 1. Fragmenty kodu programu odpowiadające za konfigurację licznika TIM2

```
////////////////////////////////////////////////////
//Wejście impulsów - TIM2 CH1 ETR
////////////////////////////////////////////////////
GPIO_InitStruct.GPIO_Pin =  GPIO_Pin_15;
GPIO_InitStruct.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AF;
GPIO_InitStruct.GPIO_Speed = GPIO_Speed_Level_3;
GPIO_InitStruct.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_NOPULL;
GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStruct);

GPIO_PinAFConfig(GPIOA, GPIO_PinSource15, GPIO_AF_2);

////////////////////////////////////////////////////
//TIM2 - pomiar częstotliwości
////////////////////////////////////////////////////
TIM_DeInit(TIM2);
TIM_TIxExternalClockConfig(TIM2, TIM_TIxExternalCLK1Source_TI1, TIM_ICPolarity_Rising, 0);
TIM_Cmd(TIM2, ENABLE);
```

Dla dociekliwych

Uzyskanie tak szerokiego zakresu mierzonych częstotliwości nie byłoby możliwe bez 32-bitowego licznika TIM2. Przy najwyższej możliwej częstotliwości – czyli 9,999999 MHz – i najdłuższym dostępnym czasie bramkowania – 20 s – musi pomieścić aż 199999980 impulsów. To niecałe 5% jego całkowitej pojemności.

Licznik TIM2 został skonfigurowany do pracy z zewnętrznym sygnałem zegarowym. Najważniejsze fragmenty kodu programu, odpowiadające za tę konfigurację, znajdują się na **listingu 1**. Został napisany w języku C, z użyciem *Standard Peripherial Library*. W pierwszej kolejności odpowiednie wyprowadzenie mikrokontrolera należy podłączyć do kanału 1 licznika TIM2. Służy do tego opcja *Alternate Function* (AF) danego wyprowadzenia, którą trzeba – zgodnie z notą katalogową mikrokontrolera – ustawić na 2. Drugim krokiem jest inicjalizacja samego licznika, która w tym wypadku jest bardzo prosta. W pierwszej kolejności następuje jego zerowanie. Potem odbywa się podłączenie kanału 1 jako źródła zewnętrznego sygnału zegarowego. Reakcja będzie następowała na zboczach narastających. Ostatni parametr to długość filtru cyfrowego, który nie jest używany – stąd wartość 0. Na końcu następuje aktywowanie skonfigurowanego już licznika. Jego wartość jest pobierana w przerwaniach od przepełnienia licznika TIM6, który generuje impulsy bramkujące.

Michał Kurzela, EP

REKLAMA

E-prenumerata to:

- najszybszy dostęp do nowego wydania magazynu
- wygodne archiwum na www.avt.pl
- hipertekstowy spis treści i wyszukiwarka
- wbudowane linki – klikasz i jesteś na odpowiedniej stronie WWW

Chcesz otrzymywać dodatek Niezbędnik Elektronika? Zamów prenumeratę drukowaną na www.avt.pl/prenumerata

Zamów e-prenumeratę (.pdf) na
www.avt.pl/prenumerata/elektroniczne

e-prenumerata roczna z rabatem
15% – 91,80 zł

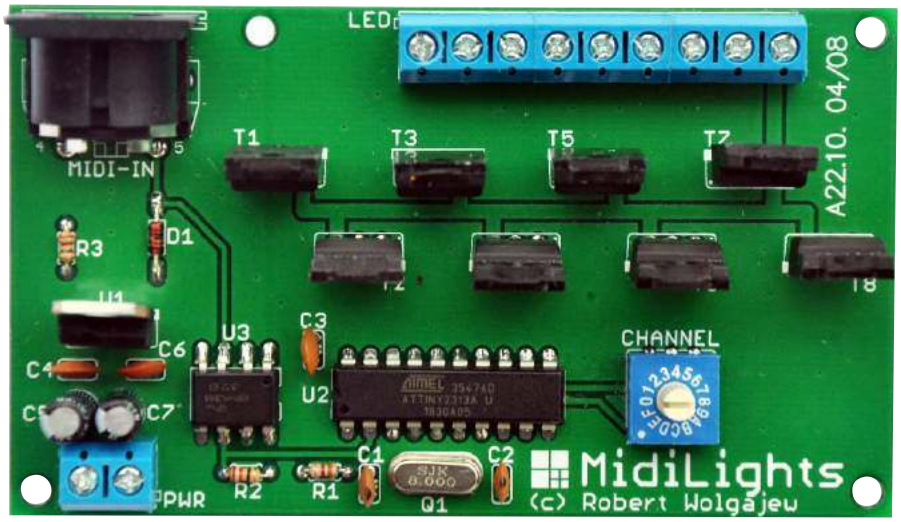
e-prenumerata dwuletnia z rabatem
30% – 151,20 zł

Prenumeratorzy wersji drukowanej za równoległe e-wydania płacą tylko 20% ceny: 21,60 zł/rok i 43,20 zł/2 lata

eprasa.pl 41c5c37c32

MidiLights

Instrumenty klawiszowe praktycznie zawsze wyposażone są w interfejs komunikacyjny MIDI, dzięki któremu w łatwy sposób możemy zapisać materiał nagraniowy w celu jego późniejszego odtworzenia. Co więcej, interfejs MIDI pozwala na podział poszczególnych instrumentów pomiędzy 16 aktywnych kanałów, przez co każdy z instrumentów może być niezależnie zarejestrowany. Korzystając z tej właściwości, możemy wydzielić jeden, nieużywany kanał MIDI, na którym zapiszemy informację o towarzyszących efektach świetlnych urozmaicających aspekt muzyczny wydarzenia.



Zadaniem prezentowanego urządzenia MidiLights jest odtwarzanie efektów wizualnych towarzyszących nagraniu muzycznemu zapisanych na jednej ze ścieżek MIDI. Zanim jednak przejdę do opisu urządzenia, kilka słów komentarza należy się samemu interfejsowi MIDI. Interfejs ten jest szeregowym interfejsem komunikacyjnym pracującym z szybkością 31250 (±1%) bits/s, w którym dane przesyłane są w paczkach po 8 bitów, z jednym bitem startu i jednym bitem stopu, bez bitów kontroli parzystości. Układ wejściowy interfejsu MIDI wykonuje się zwykle przy użyciu szybkiego transoptora (6N138), który zamienia prąd w linii (ok. 5 mA) na przebiegi napięciowe, zaś interfejs wyjściowy z wykorzystaniem pary rezystorów ograniczających prąd diody LED w urządzeniu odbiorczym.

W standardzie MIDI dane przesyłane są grupowo w formie tzw. komunikatów (Messages), przy czym wprowadzono bardzo prosty sposób na odróżnienie bajtów poleceń sterujących (*Status Byte*) od bajtów danych (*Data Byte*): bajty poleceń mają ustawiony najstarszy bit (0xFF...0x80) a bajty danych najstarszy bit mają wyzerowany (0x7F...0x00). Zwykle informacje przesyłane są w kolejności: bajt polecenia i po nim jeden lub dwa bajty danych (w zależności od rodzaju polecenia). Polecenia wysyłane są tylko przy zmianie danego elementu sterującego. Bajt polecenia określa jedną ze standardowo zdefiniowanych funkcji, którą instrument ma wykonać (4 najstarsze bity), np. *Note On/Off* (włącz/wyłącz nutę), *Control Change* (zmień parametr urządzenia), *Program Change* (zmień rodzaj brzmienia) oraz numer kanału MIDI, na którym informacja ma być odebrana (pozostałe 4 bity określające jeden z 16 kanałów MIDI).

Dla porządku należy wspomnieć o możliwości ograniczenia transferu danych poprzez usunięcie redundancji, z której korzysta metoda *Running Status*. Polega na wysłaniu jednego bajta polecenia i wielu bajtów danych (bez każdorazowego ponawiania bajta polecenia) w przypadku przesyłania tego samego rodzaju sygnałów sterujących jeden za drugim, np. sygnały wywołane zmianą jednego i tego samego regulatora. Przy projektowaniu programu obsługi naszego urządzenia metoda ta nie została zaimplementowana.

Co ciekawe, MIDI, choć wymyślone w latach 80., jest na tyle uniwersalne, że z powodzeniem wykorzystują je najnowsze urządzenia estradowe. W praktyce prawie każde urządzenie estradowe korzysta z dobrodziejstw tego medium transmisyjnego, zaś jednym z powodów użycia technologii MIDI jest szeroka dostępność i uniwersalność takich sterowników.

Budowa

Prezentowany układ pozwala na sterowanie ośmioma kanałami LED za pomocą dowolnego sterownika MIDI (komputer z odpowiednim oprogramowaniem, klawiatura MIDI lub sprzętowy sekwenser MIDI), przy czym w każdym kanale LED możliwa jest niezależna regulacja jasności świecenia w 128 krokach regulacji. Schemat urządzenia

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

W ofercie AVT* AVT-5734

Podstawowe parametry:
- 16 obsługiwanych kanałów MIDI,
- 8 obsługiwanych kanałów PWM,
- Obsługiwane komunikaty MIDI: Note On, Note Off,
- Rozdzielczość kanałów PWM: 7 bitów
- Wydajność prądowa kanałów PWM: do 10 A (zależne od zastosowanego radiatora),
- Napięcie zasilania: 7,5…12 VDC, pobierany prąd 8 mA.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-5724	MIDIswitch – przełącznik MIDI do wzmacniacza lampowego (EP 11/2019)
AVT-5692	MidiCtrl – prosty sterownik MIDI (EP 8/2019
AVT-5594	Konwerter MIDI-SPI (EP 7/2017)
AVT-5107	Odtwarzacz plików MIDI (EP 8/2007)
AVT-960	Płyta ewaluacyjna i klawiatura muzyczna MIDI (EP 12/2006)
AVT-842	Asynchroniczny konwerter RS232-MIDI (EP 12/1999)

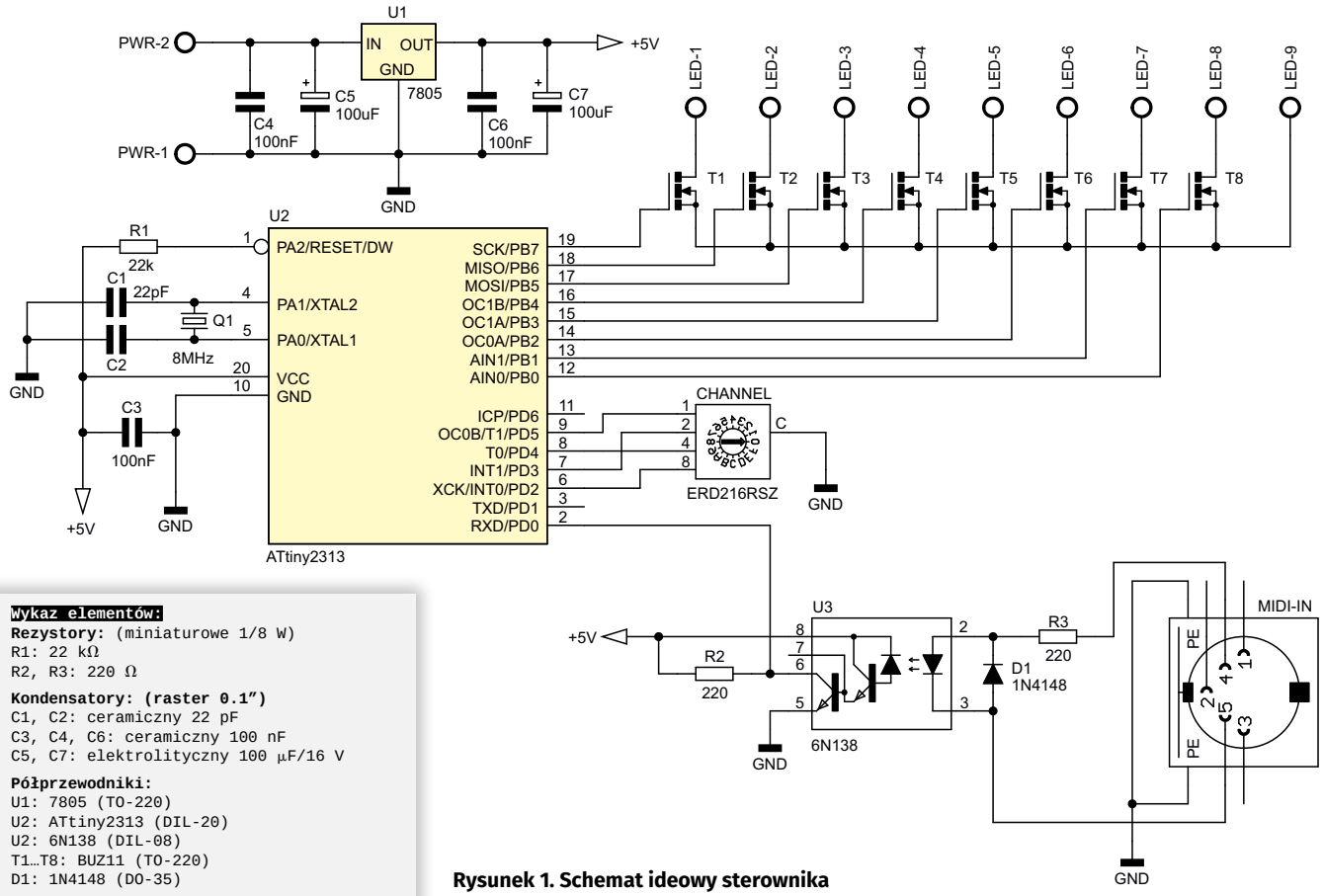
*** Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!**
Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu.
Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wlutowane w płytkę PCB)
- wersja [A] – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji

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

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

REKLAMA

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 1. Schemat ideowy sterownika

```
Wykaz elementów:
Rezystory: (miniaturowe 1/8 W)
R1: 22 kΩ
R2, R3: 220 Ω
Kondensatory: (raster 0.1")
C1, C2: ceramiczny 22 pF
C3, C4, C6: ceramiczny 100 nF
C5, C7: elektrolityczny 100 µF/16 V
Półprzewodniki:
U1: 7805 (TO-220)
U2: ATtiny2313 (DIL-20)
U2: 6N138 (DIL-08)
T1…T8: BUZ11 (TO-220)
D1: 1N4148 (DO-35)
Inne:
Q1: rezonator 8 MHz (raster 0.2")
PWR: złącze AK500/2 (raster 0.1")
LED: złącze AK500/9 (raster 0.1")
CHANNEL: zadajnik kodu HEX/BCD typu
ERD216RSZ
MIDI-IN: gniazdo DIN-5 do montażu THT
```

MidiLights pokazano na rysunku **rysunku 1**. Jest to bardzo prosty system mikroprocesorowy, którego sercem jest niewielki mikrokontroler firmy Microchip (dawniej Atmel) ATtiny2313 taktowany zewnętrznym rezonatorem kwarcowym o częstotliwości 8 MHz. Zastosowanie rezonatora kwarcowego jako źródła taktowania mikrokontrolera wynikało z potrzeby zapewnienia dużej dokładności prędkości transmisji MIDI (±1%).

Mikrokontroler odpowiedzialny jest za obsługę wejściowego interfejsu MIDI (driver wejściowy z zastosowaniem transoptora 6N138) przy użyciu odpowiednio skonfigurowanego interfejsu USART mikrokontrolera oraz za programową realizację 8-kanałowego sterownika PWM (z użyciem układu licznikowego TIMER0 wbudowanego w strukturę mikrokontrolera).

Konieczność implementacji 8-kanałowego (7-bitowego) programowego sterownika PWM wynikała z niewystarczającej liczby sprzętowych kanałów PWM, jakie udostępnia zastosowany mikrokontroler. Z jednej strony implementacja takiego mechanizmu jest niezmiernie prosta, z drugiej angażuje sporo zasobów mikrokontrolera, gdyż przy deklarowanej rozdzielczości PWM równej 7 bitów (128 poziomów jasności) oraz obsługiwanych 8 kanałach stosowna funkcja obsługi przerwania licznika TIMER0 wywoływana jest 12800 razy na sekundę (co ok. 78 µs). Na szczęście, co pokażę za chwilę, funkcja ta jest niezmiernie prosta i krótka, więc mimo jej częstego wywoływania mikrokontroler dysponuje jeszcze sporą dawką wolnego czasu

Program aplikacji realizuje jeszcze obsługę sprzętowego interfejsu USART mikrokontrolera. Funkcja obsługi przerwania od odbioru danych USART wypełnia jedynie programowy, kołowy bufor danych MIDI, którego obsługa realizowana jest w pętli głównej aplikacji. W ten sposób zapewniono efektywną obsługę wejściowego interfejsu MIDI, minimalizując właściwie możliwość pominięcia przesyłanych danych. Warto w tym momencie podkreślić, że urządzenie Midi Lights obsługuje wyłącznie dwa rodzaje komunikatów MIDI, a mianowicie: *Note On* (0x90) i *Note Off* (0x80), przy czym odbierane są wyłącznie dane wysyłane na aktywnym dla urządzenia kanale MIDI, którego numer wybierany jest za pomocą zadajnika kodu oznaczonego jako CHANNEL. Ustawienia 0…9 odpowiadają kanałom MIDI 1…10, zaś A…F kanałom 11…16. Obsługiwany komunikat typu *Note On* lub *Note Off* ma następującą konstrukcję:

NoteOn/NoteOff – noteNr – noteVelocity

gdzie:

NoteOn/NoteOff – obsługiwany komunikat MIDI,

noteNr – numer klawisza (nuta, 0…127), przy czym obsługiwane są wyłącznie następujące wartości nut: C4, D4, E4, F4, G4, A4, B4, C5, odpowiadające kolejnym kanałom PWM (0…7),

noteVelocity – siła nacisku klawisza (0…127), odpowiadająca wartości dla wybranego kanału PWM (0…7).

Komunikat *Note On* (z towarzyszącymi danymi *noteNr* i *noteVelocity*) powoduje ustawienie jasności wybranego kanału PWM, zaś komunikat *Note Off* (z towarzyszącymi danymi *noteNr* i *noteVelocity*) powoduje wyłączenie wybranego kanału PWM. W ten prosty sposób, używając np. klawiatury MIDI, możemy sterować jasnością i zachowaniem poszczególnych kanałów PWM, tworząc tło świetlne dla prezentowanego utworu muzycznego. Co więcej, tło takie może zostać zapisane łącznie z danymi muzycznymi (np. na nieużywanym kanale MIDI), co zapewnia nam powtarzalność tak stworzonej prezentacji.

Obsługa MIDI

Na **listingu 1** pokazano funkcję przeznaczoną do inicjalizacji interfejsu USART mikrokontrolera jako sprzęgu MIDI. W celu zwiększenia przejrzystości kodu źródłowego

```
Ustawienia Fuse-bitów:
CKSEL3…0: 1101
SUT1…0: 11
CKDIV8: 1
CKOUT: 1
```


eprasa.pl 41c5c37c32

Listing 1. Funkcja inicjalizacyjna interfejsu USART mikrokontrolera do obsługi MIDI

```
//Definicja prędkości interfejsu MIDI
#define MIDI_BAUD 31250
#define CALCULATED_UBRR F_CPU/16/MIDI_BAUD-1

//Definicje bufora odbiorczego MIDI
#define MIDI_RX_BUF_SIZE 64
#define MIDI_RX_BUF_MASK (MIDI_RX_BUF_SIZE - 1)

void MIDIinit(void) {
    //Ustawienie prędkości interfejsu MIDI
    UBRRH = (CALCULATED_UBRR)>>8;
    UBRRL = CALCULATED_UBRR;
    //Załączenie odbiornika oraz aktywacja przerwania od odbioru danych
    UCSRB = (1<<RXEN)|(1<<RXCIE);
    //Ustawienie formatu ramki: 8bitów danych, 1 bit stopu
    UCSRC = (3<<UCSZ0);
}
```

Listing 2. Definicja zmiennej odpowiedzialnej za przechowywanie danych i obsługę kołowego bufora odbiorczego MIDI

```
volatile struct{
    uint8_t Head;
    uint8_t Tail;
    uint8_t Bytes;
    uint8_t Data[MIDI_RX_BUF_SIZE];
} midiBuffer;
```

Listing 3. Funkcja obsługi przerwania od odbioru danych interfejsu USART

```
ISR(USART_RX_vect) {
    uint8_t newHead, Data;
    Data = UDR;  //Pobieramy bajt danych z bufora sprzętowego USART

    //Obliczamy nowy indeks „głowy węża”
    newHead = (midiBuffer.Head + 1) & MIDI_RX_BUF_MASK;

    //Sprawdzamy, czy wąż nie zacznie zjadać własnego ogona
    if (newHead == midiBuffer.Tail) {
    //Przepełnienie bufora - można obsłużyć ten błąd
    } else {
        midiBuffer.Head = newHead;      //Zapamiętujemy nowy indeks „głowy węża”
        midiBuffer.Data[newHead] = Data;//Wpisujemy odebrany bajt do bufora FIFO
        ++midiBuffer.Bytes;
    }
}
```

Listing 4. Funkcja pobierająca dane z kołowego bufora MIDI

```
uint8_t MIDIgetByte(void){
    uint8_t Byte;

    ATOMIC_BLOCK(ATOMIC_RESTORESTATE) {
        //Obliczamy i zapamiętujemy nowy indeks „ogona węża” bufora MIDI
        midiBuffer.Tail = (midiBuffer.Tail + 1) & MIDI_RX_BUF_MASK;
        //Zwracamy bajt pobrany z bufora jako rezultat wykonania funkcji
        Byte =  midiBuffer.Data[midiBuffer.Tail];
        --midiBuffer.Bytes;
    }
    return Byte;
}
```

wprowadzamy globalną zmienną strukturalną odpowiedzialną za przechowywanie danych i obsługę kołowego bufora odbiorczego MIDI. Definicję wspomnianej zmiennej pokazano na **listingu 2**. Prosta funkcja obsługi przerwania od odbioru danych interfejsu USART (*USART_RX_vect*), której zadaniem jest napełnianie kołowego bufora odbiorczego MIDI nadchodzącymi danymi, została pokazana na **listingu 3**. Niezbędna jest prosta funkcja narzędziowa, dzięki której pobierzemy dane z tego bufora – kod pokazano na listingu **listingu 4**. Na koniec funkcja narzędziowa, dzięki której w bardzo prosty sposób sprawdzimy, czy w buforze MIDI są jakiekolwiek dane do analizy. Kod funkcji pokazano na **listingu 5**. Obsługa interfejsu MIDI korzysta z typowych mechanizmów obsługi programowych buforów kołowych i dzięki temu odbierane dane możemy analizować w dogodnej chwili.

Listing 5. Funkcja sprawdzająca obecność danych w buforze MIDI (zwraca wartość różną od 0, gdy w buforze znajdują się dane)

```
uint8_t MIDIisReady(void){
    return midiBuffer.Bytes;
}
```

Pora na przedstawienie bardzo prostej implementacji 8-kanałowego, 7-bitowego generatora PWM, za pomocą którego sterowane są kanały wyjściowe. Częstotliwość przebiegu PWM ustawiono na 100 Hz, co z powodzeniem wystarczy do sterowania diodami (taśmami) LED. Implementacja jest typowym rozwiązaniem i korzysta z wbudowanego w strukturę mikrokontrolera układu czasowo-licznikowego TIMER0 pracującego w trybie CTC i taktowanego sygnałem zegarowym mikrokontrolera podzielonym przez 8 (czyli 1 MHz). Konfigurację pokazano na listingu **listingu 6**. Tak zainicjowany układ czasowo-licznikowy Timer0 będzie zgłaszał przerwanie od porównania stanu licznika z rejestrem porównania OCR0A 12800 razy na sekundę, co przy założonej rozdzielczości kanałów PWM równej 7 bitów spowoduje generowanie przebiegu PWM o częstotliwości 100 Hz (na każdym z kanałów). Ciało obsługi funkcji odpowiedzialnej za realizację programowego generatora PWM pokazano na **listingu 7**. Funkcja jest na tyle prosta, że nawet jej częste wywoływanie nie obciąży za bardzo mikrokontrolera i nie będzie kolidowało z funkcją przerwania obsługującą interfejs MIDI.

Listing 6. Funkcja przygotowująca Timer0 do pracy jako programowy generator PWM

```
#define PWM_PORT PORTB
#define PWM_DDR DDRB

void PWMinit(void){
    PWM_DDR = 0xFF;             //Port PWM, jako wyjściowy
    TCCR0A = (1<<WGM01);        //Tryb CTC
    OCR0A = 77;                 //Przerwanie 12800 razy na sekundę
    TCCR0B = (1<<CS01);         //Preskaler = 8
    TIMSK = (1<<OCIE0A);        //Aktywacja przerwania Timer/Counter0 Output Compare Match A
}
```

Listing 7. Funkcja obsługi przerwania układu Timer0 realizująca 8-kanałowy generator PWM

```
ISR(TIMER0_COMPA_vect){
    static uint8_t Counter;

    Counter = (Counter +1) & 0x7F;      //Licznik 7-bitowy

    for(uint8_t i=0; i<8; ++i){
        if(Counter < PWM[i]) PWM_PORT |= (1<<(7-i));
        else PWM_PORT &= ~(1<<(7-i));
    }
}
```

Montaż i uruchomienie

Schemat montażowy urządzenia MidiLights pokazano na **rysunku 2**. Zaprojektowano bardzo zwarty obwód drukowany przeznaczony do montażu elementów przewlekanych. Montaż rozpoczynamy od wlutowania układów scalonych i rezonatora kwarcowego. Dalej

REKLAMA

eprasa.pl 41c5c37c32

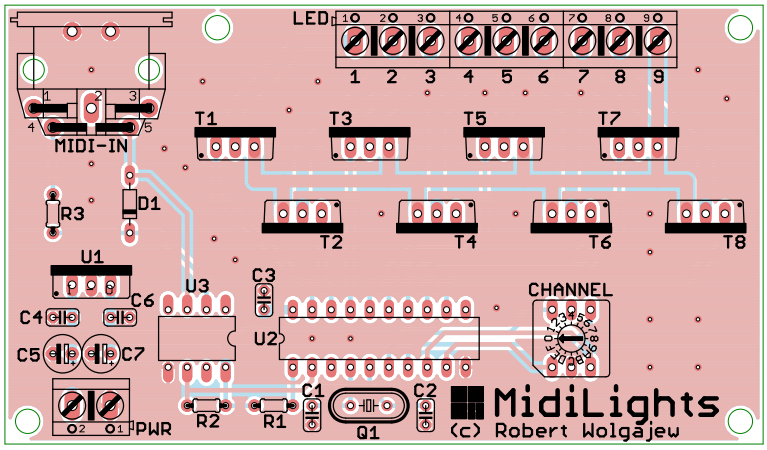
lutujemy stabilizator napięcia, tranzystory, diodę D1, rezystory i kondensatory a na samym końcu gniazda połączeniowe i zadajnik kodu CHANNEL. Poprawnie zmontowany układ nie wymaga żadnych regulacji i powinien działać zaraz po włączeniu zasilania. W przypadku przełączania dużej liczby diod lub taśm LED może zaistnieć potrzeba wyposażenia tranzystorów T1…T8 w stosowne do przełączanej (a dokładnie traconej) mocy radiatory. Dla napięcia sterującego bramką tranzystora MOSFET rzędu VGS = 5 V moc traconą możemy z pewnym przybliżeniem obliczyć ze wzoru

$$P = I^2 \cdot R_{DS(ON)}$$

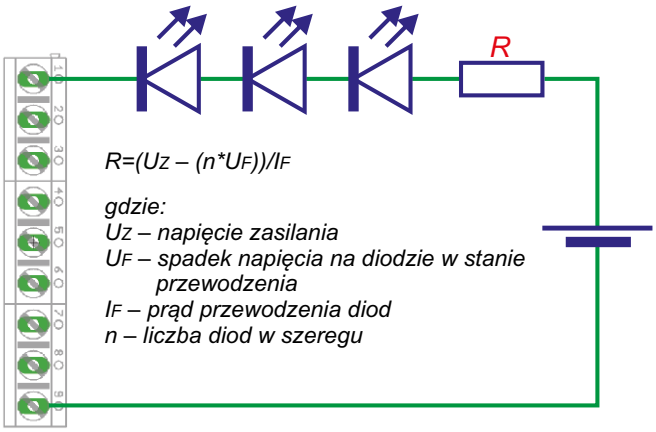
gdzie I to prąd przewodzenia diod LED, zaś RDS(ON) to rezystancja dren-źródło tranzystora w stanie załączenia równa około 0,1 Ω.

Zmontowane urządzenie MidiLights pokazano na fotografii tytułowej. Na **rysunku 3** zamieszczono przykładowy sposób podłączenia urządzenia MidiLights dla przypadku sterowania grupą diod LED. Podłączenie gotowych taśm LED będzie wyglądało nieco inaczej, gdyż taśmy takie mają zintegrowane rezystory ograniczające prąd diod LED, przy czym należy mieć na uwadze, że zaciski 1…8 złącza podłączeniowego to wyjścia tranzystorów sterujących poszczególnymi kanałami PWM, zaś zacisk 9 to połączenie masowe (wspólne).

Robert Wołgajew, EP



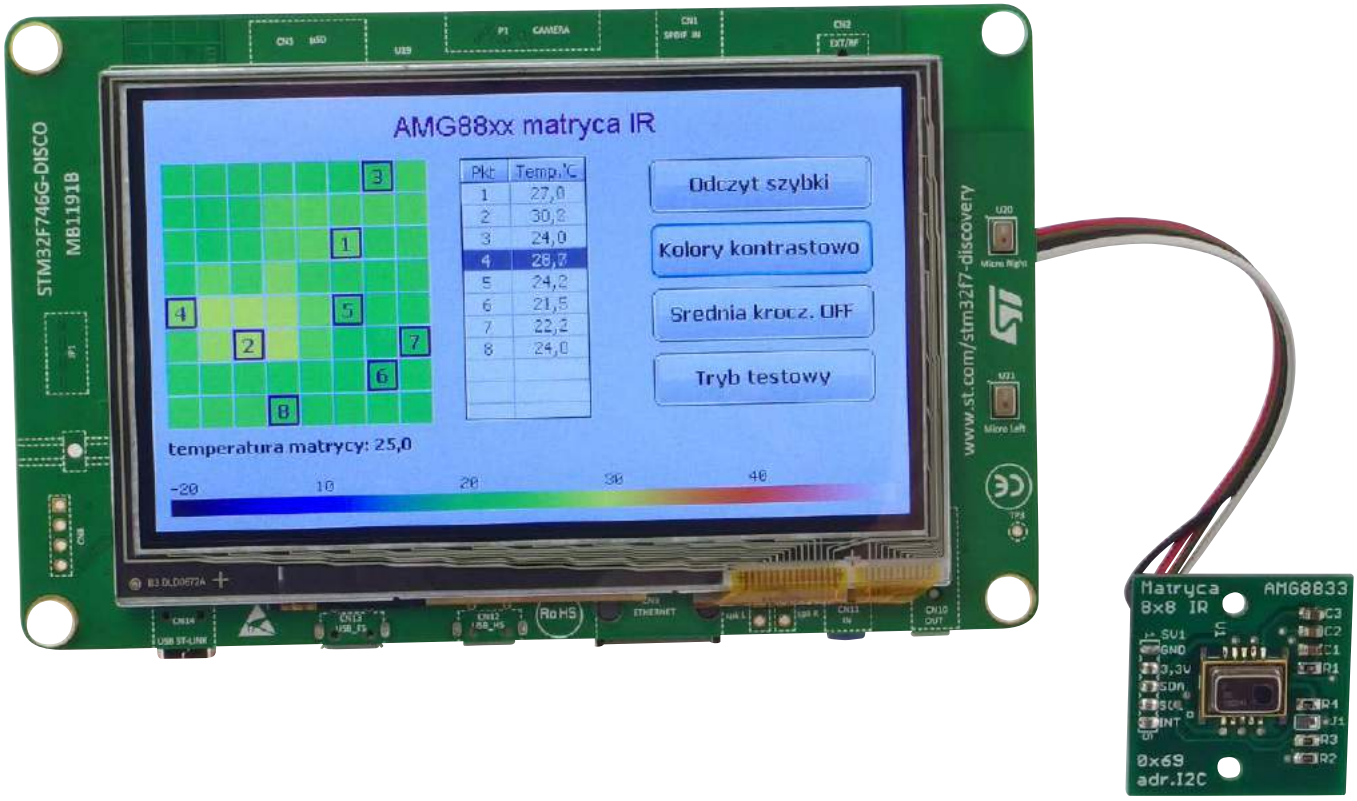
Rysunek 2. Schemat montażowy sterownika



Rysunek 3. Sposób podłączenia urządzenia w przypadku sterowania grupą diod LED

Firma Microchip organizuje konkurs dla czytelników Elektroniki Praktycznej, w ramach którego można otrzymać zestaw ewaluacyjny MCP3564, który pozwala na testowanie możliwości układu MCP3564. Stanowi platformę deweloperską dla urządzeń opartych o 32-bitowe mikrokontrolery PIC i korzysta z 100-pinowego systemu modułów mikrokontrolerowych PIM (Plug-in Module), kompatybilnych m.in. z płytkami serii Explorer 16. W zestawie z płytką dostarczany jest wstępnie zaprogramowany moduł PIM z układem PIC32MX795F512L. Układy serii MCP356x to 24-bitowe przetworniki analogowo-cyfrowe typu delta-sigma. Bliźniacza rodzina MCP346x obejmuje podobne przetworniki 16-bitowe. Obie rodziny cechują się bardzo szybką pracą, przy zachowaniu wysokiej dokładności i niskiego poziomu szumów. Dostępne są w niezwykle małych obudowach UQFN-20, o wymiarach 3×3 mm. Ponadto, dzięki wbudowanemu oscylatorowi, czujnikowi temperatury i obwodom zapewniającym chwilowe podtrzymanie zasilania, pozwalają na realizowanie projektów o mniejszych wymiarach, przy zachowaniu niedużych kosztów. Aby wygrać zestaw MCP3564 ADC Evaluation Board, należy zarejestrować się na stronie: http://bit.ly/37c7qaf.

eprasa.pl 41c5c37c32



Prosta kamera termowizyjna na bazie matrycy IR typu AMG88xx

Do pomiaru temperatury potrzebny jest termometr, który wymaga bezpośredniego kontaktu z powierzchnią badanego obiektu. Czasami jest wygodniej i bezpieczniej wykonać pomiar zdalnie, rejestrując emitowane promieniowanie podczerwone. Jeśli czujnik potrafi odebrać promieniowanie pochodzące z wielu punktów jednocześnie, to powstaje mapa rozkładu temperatur, która bardzo przypomina efekt działania kamery termowizyjnej.

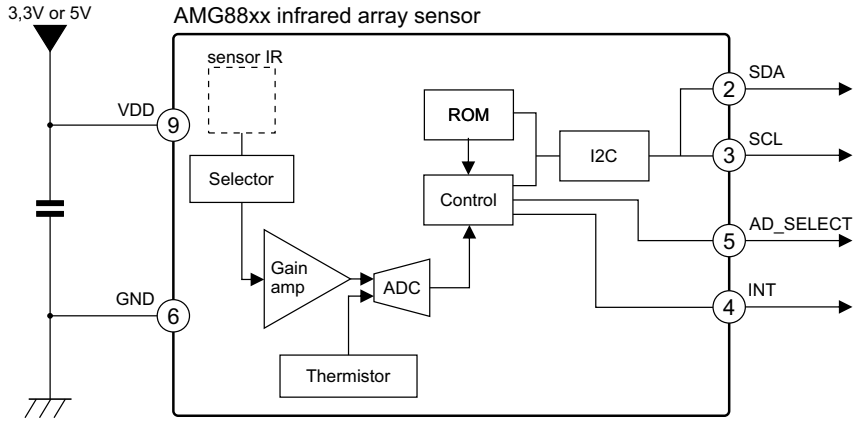
Czujnik AMG88xx o handlowej nazwie Grid-EYE jest 64. punktową matrycą do pomiaru temperatury poprzez rejestrację promieniowania podczerwonego IR. AMG88xx przypomina układ scalony z metalowym korpusem, w którym umieszczono na górnej powierzchni kwadratową soczewkę. Wygląd czujnika zamontowanego na płytce modułu pokazano na **fotografii 1**.

Schemat blokowy czujnika zamieszczono na **rysunku 2**. Matryca 64 fotodiod czułych na światło podczerwone oznaczona jest jako sensor IR. W czasie cyklu pomiarowego blok selektora dołącza wyjścia sygnałowe kolejnych diod do wzmacniacza i przetwornika ADC. Numeracja fotodiod w obrębie matrycy pokazana została na **rysunku 3**. Zamontowany wewnątrz czujnika termistor przesuwa napięcie odniesienia przetwornika proporcjonalnie do temperatury obudowy. Ma to skompensować wpływ temperatury otoczenia na wynik pomiaru. Otrzymane z przetwornika dane kierowane są do układów wewnętrznej logiki i dalej do bloku nadzorującego magistralę I²C.

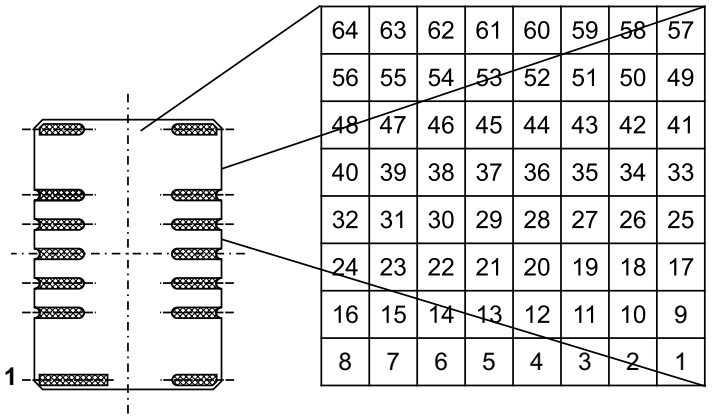
Fotografia 1. Widok modułu z czujnikiem AMG88xx

Poziom napięcia podanego na wejście AD_SELECT wybiera jeden z dwu adresów, na który

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 2. Schemat blokowy AMG88xx



Rysunek 3. Rozkład pikseli matrycy IR

czujnik będzie reagował w obrębie magistrali I²C. Wyjście INT można zaprogramować do sygnalizacji przekroczenia ustawionego poziomu temperatury.

Warianty wykonania czujnika AMG88xx

Czujnik AMG88xx dostępny jest w kilku wariantach wykonania, których parametry określają 2 ostatnie cyfry oznaczenia. Wszystkie czujniki wyposażone są w 64-punktową matrycę, różnią się natomiast napięciem zasilania, dokładnością i zakresem pomiarowym:

- AMG883x oznacza czujnik pracujący z zasilaniem 3,3 V,
- AMG885x oznacza czujnik potrzebujący do zasilania napięcia 5 V,
- AMG88x1 i AMG88x3 oznaczają czujniki typu *High gain*, przy czym drugie oznaczenie dotyczy wykonania *High performance*,
- AMG88x2 i AMG88x4 odnoszą się do czujników *Low gain*, przy czym drugi czujnik jest w wykonaniu *High performance*.

Najważniejsze parametry czujników AMG88xx:

- 64-punktowa matryca IR do pomiaru temperatury,
- dokładność pomiaru: ±2,5°C dla wykonania *High gain* i ±3,0°C dla wykonania *Low gain*,
- zakres pomiarowy: 0...80°C dla wykonania *High gain* i –20...+100°C dla wykonania *Low gain*,
- rozdzielczość pomiaru: 0,25°C,
- czas pomiaru: 1 sekunda lub 0,1 sekundy,
- zakres detekcji ciepłoty ludzkiego ciała na neutralnym tle: do 5 m lub do 7 m dla wykonania *High performance*,
- pobór prądu w czasie normalnej pracy: 4,5 mA,
- możliwość przydzielenia w obrębie magistrali I²C jednego z dwu adresów: 0x68 lub 0x69
- możliwość zaprogramowania przerwania sprzętowego, które zmieni poziom na wyjściu INT po przekroczeniu progu temperatury w jednym lub wielu punktach matrycy.

Płytka modułu czujnika

Obudowa czujnika AMG88xx jest przystosowana do montażu powierzchniowego. Żeby ułatwić posługiwanie się czujnikiem, została zaprojektowana specjalna płytka modułu, której schemat ideowy pokazano na **rysunku 4**. Oprócz miejsca do przylutowania czujnika, na płytce znajdują się elementy niezbędne do jego pracy. Są tam kondensatory filtrujące oraz oporniki podciągające linie I2C do napięcia zasilającego, a także opornik ustalający domniemany adres magistrali. Wyboru drugiego adresu dokonuje się poprzez zwarcie zwory SJ1. Złącze szpilkowe SV1 ułatwia podłączenie wyprowadzeń sygnałowych i zasilających czujnika. Funkcje przypisane do jego kolejnych styków są następujące:

- SV1-1 masa,
- SV1-2 podłączenie napięcia zasilania. Zależnie od typu czujnika 3,3 V albo 5 V,
- SV1-3 wyprowadzenie SDA (dane) magistrali I²C,
- SV1-4 wyprowadzenie SCL (zegar) magistrali I²C,
- SV1-5 wyjście sygnału INT przerwania.

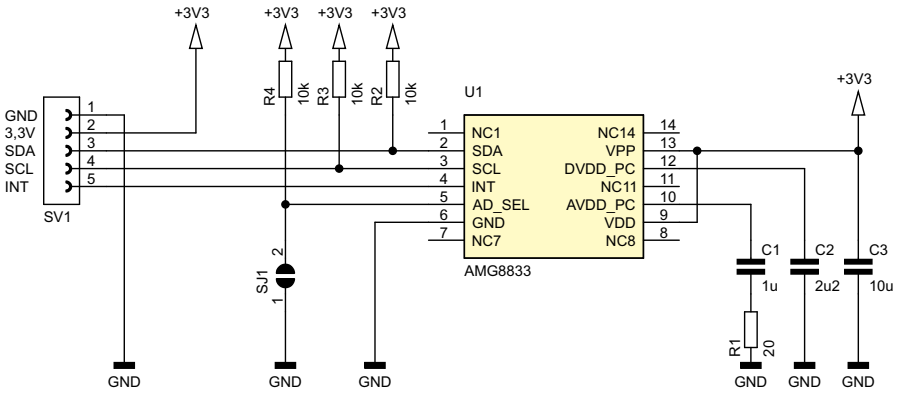
Jeżeli będzie używane wyprowadzenie przerwania INT, powinno być podciągnięte do napięcia zasilania przez zewnętrzny opornik.

Komunikacja poprzez I²C

Cała komunikacja z czujnikiem i jego sterowanie odbywa się poprzez 2-przewodową magistralę I²C. Czujnik reaguje na jeden z dwu adresów *slave* zależnie od poziomu napięcia podanego na wyprowadzenie AD_SELECT. Dla stanu niskiego na tym wyprowadzeniu adresem czujnika będzie 0x68. Dla stanu wysokiego adresem slave będzie 0x69. Adresy podane są w 7-bitowej notacji (dodawany najmłodszy bit adresu używany jest do określenia kierunku transmisji: zapisu lub odczytu). Dla czujnika zamontowanego na płytce modułu domyślnym adresem jest 0x69.

Odczyt temperatur z kolejnych pikseli matrycy

Po włączeniu zasilania czujnik AMG88xx jest gotów do pracy i automatycznie przechodzi do trybu pomiarów. Dane temperatury



Rysunek 4. Schemat ideowy modułu z czujnikiem AMG88xx

eprasa.pl 41c5c37c32

Listing 1. Standardowe procedury odczytu i zapisu interfejsem I2C1 kontrolera korzystające z procedur HAL

```
extern I2C_HandleTypeDef hi2c1;

//procedura odczytu bloku danych magistralą I2C
char I2C_OdczytBloku(unsigned char slave_adr, unsigned int adres_int,
            unsigned char ile_bajtow_danych, char *p_bufor)
//wy: TRUE -sukces, FALSE -błąd
{
    HAL_StatusTypeDef status;

    status = HAL_I2C_Mem_Read(&hi2c1,(uint16_t)slave_adr,(uint16_t)adres_int,I2C_MEMADD_SIZE_8BIT,
                (uint8_t *)p_bufor,(uint16_t)ile_bajtow_danych,1000);
    if (status !=HAL_OK) return FALSE;
    else return TRUE;
}
//procedura zapisu bloku danych magistralą I2C
char I2C_ZapisBloku(unsigned char slave_adr, unsigned int adres_int,
            unsigned char ile_bajtow_danych, char *p_bufor)
{
    HAL_StatusTypeDef status;

    status =HAL_I2C_Mem_Write(&hi2c1,(uint16_t)slave_adr,(uint16_t)adres_int,I2C_MEMADD_SIZE_8BIT,
                (uint8_t *)p_bufor,(uint16_t)ile_bajtow_danych,1000);
    if (status !=HAL_OK) return FALSE;
    else return TRUE;
}
```

zmierzonej przez kolejny sensor matrycy są zapisywane w odpowiedniej parze rejestrów. Dla sensora o numerze 1 adres rejestrów to 0x80 dla młodszych bitów i 0x81 dla starszych. Kolejne dwa adresy są przeznaczone na dane temperatury z sensora numer 2 itd. aż do adresu 0xFE i 0xFF zawierających temperaturę zmierzoną przez sensor numer 64. Pozycję sensora (pikseli) w matrycy IR pokazuje rysunek 3.

Dane temperatury zajmują 12 bitów w dwu rejestrach, b7...0 w rejestrze młodszych bitów i b3...0 w rejestrze starszych. Temperatura zapisywana jest z rozdzielczością 0,25°C z zapisem w kodzie uzupełnienia do 2. W tym systemie reprezentacja bitowa 3 kolejnych temperatur będzie wyglądała tak:

- +0,25°C (b11-0) 0000_0000_0001 HEX = 0x001
- 0°C (b11-0) 0000_0000_0000 HEX = 0x000
- –0,25°C (b11-0) 1111_1111_1111 HEX = 0xFFF

Dostęp do wartości przechowywanych w rejestrach jest możliwy poprzez odczyt magistralą I²C. Należy podać adres *slave* czujnika i adres rejestru, następnie w trybie odczytu czujnik prześle wartość rejestru. Dane temperatury w rejestrach są odświeżane z częstotliwością zależną od ustawionego okresu pomiarowego. Okres można zmienić, modyfikując zawartość rejestru FPSC o adresie 0x02. Do rejestru można wpisać wartość 0x00, co ustawi szybkość odświeżania pomiarów na 0,1 s, lub wartość 0x01 ustawiającą czas odświeżania pomiarów na 1 s. Po włączeniu zasilania w rejestrze zapisana jest wartość 0x00 odpowiadającą okresowi pomiarowemu równemu 0,1 s.

Listing 2. Główna procedura odczytu danych temperatury z rejestrów kolejnych pikseli

```
#define AMG88XX_SLAVE_ADR7B 0x69
#define MATRYCA_ADR_T01L 0x80
#define ILE_PIX_X    8   //ilość pikseli X
#define ILE_PIX_Y    8   //ilość pikseli Y

//odczyt temperatury matrycy AMG88xx
uint8_t OdczytAMG88xx_matryca(float *p_bufor_temperatur_matrycy)
{
    static uint8_t piksel_rej_adr,status=FALSE,bufor;
    uint16_t matryca_temp;
    float matryca;

    piksel_rej_adr=MATRYCA_ADR_T01L;//adres rejestru 1 piksela matrycy
    for (uint8_t y=0; y<ILE_PIX_Y; y++){
        for (uint8_t x=0; x<ILE_PIX_X; x++){
            //odczyt L bitów temperatury piksela matrycy
            status =I2C_OdczytBloku((AMG88XX_SLAVE_ADR7B<<1), piksel_rej_adr,
                    1, (char *)&bufor);
            if (status ==FALSE) return FALSE;
            piksel_rej_adr++;
            matryca_temp =bufor;
            //odczyt H bitów temperatury piksela matrycy
            status =I2C_OdczytBloku((AMG88XX_SLAVE_ADR7B<<1), piksel_rej_adr,
                    1, (char *)&bufor);
            if (status ==FALSE) return FALSE;
            piksel_rej_adr++;
            matryca_temp =matryca_temp +(bufor <<8);
            //konwersja wartości binarnej na zmiennoprzecinkową
            if ((0x800 &matryca_temp) !=0) {
                //temperatura ujemna
                matryca_temp =(~matryca_temp) & 0xFFF;
                matryca_temp =matryca_temp +1;
                matryca =matryca_temp * 0.25;
                matryca =0 -matryca;
            } else {
                matryca =matryca_temp * 0.25;
            }
            uint8_t numer_pix =(y*ILE_PIX_Y)+x;
            *(p_bufor_temperatur_matrycy+numer_pix) =matryca;
        }
    }
    return TRUE;
}
```

Odczyt temperatury wewnętrznego termistora

Wartość temperatury zmierzonej przez wewnętrzny termistor czujnika jest zapisywana w 2 rejestrach. TOOL o adresie 0x0E zawiera 8 młodszych bitów temperatury, a TOOH 4 starsze bity. Temperatura termistora zapisana jest z rozdzielczością 0,0625°C jako wartość absolutna ze znakiem przechowywanym w b11 (bit ustawiony oznacza temperaturę ujemną). Reprezentacja 3 temperatur wygląda tak:

- +0,25°C (b11-0) 0000_0000_0100 HEX = 0x004
- 0°C (b11-0) 0000_0000_0000 HEX = 0x000
- –0,25°C (b11-0) 1000_0000_0100 HEX = 0x804

Przykład procedury odczytu danych temperatury z matrycy AMG88xx

Przykładowa procedura przeznaczona jest dla dowolnego kontrolera z rodziny STM32. Pokazuje, jak odczytać z rejestrów czujnika AMG88xx dane temperatury z kolejnych pikseli matrycy. W procedurze wykorzystuje się do komunikacji z czujnikiem interfejs I2C1 kontrolera, który został zainicjowany kodem wygenerowanym np. przez narzędzie STM32CubeMX. Po inicjacji został utworzony uchwyt *I2C_HandleTypeDef hi2c1* dla interfejsu I2C1. Na **listingu 1** pokazane są standardowe procedury odczytu i zapisu interfejsem I2C1 kontrolera wykorzystujące procedury HAL. Główna procedura odczytu danych temperatury z rejestrów kolejnych

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1: 20 Ω SMD 0805
R2, R3, R4: 10 kΩ SMD 0805

Kondensatory:
C1: 1 µF SMD 0805
C2: 2,2 µF SMD 0805
C3: 10 µF SMD 0805

Półprzewodniki:
U1: AMG88xx

Inne:
SV1: goldpiny 1×5

eprasa.pl 41c5c37c32

pikseli jest pokazana na **listingu 2**. Na początku zdefiniowane są takie stałe jak adres *slave* czujnika, adres rejestru bazowego, którym jest rejestr młodszych bitów piksela 1, rozmiary matrycy w pionie i poziomie. Parametrem procedury jest wskaźnik do bufora, w którym mają zostać umieszczone odczytane temperatury wszystkich 64 pikseli matrycy. Następnie wykorzystując dwie pętle dla odliczania pozycji w pionie i poziomie kolejnego piksela, następuje odczyt odpowiadających mu rejestrów zawierających dane pomiarowe. Po odczycie następuje konwersja wartości binarnej zapisanej w formacie uzupełnienia do 2 na zmiennoprzecinkową wartość temperatury typu float. Otrzymana wartość zostaje zapisana do bufora i procedura kontynuuje odczyt kolejnych rejestrów następnego piksela matrycy.

Aplikacja „kamery IR"

Mając wiedzę o sposobie działania czujnika i procedury do jego obsługi, można napisać aplikację wizualizującą odczytane dane w formie mapy rozkładu temperatur badanego obiektu. Na fotografii tytułowej pokazano płytę STM32F746G-DISCO z podłączoną płytką modułu i uruchomioną jedną z wersji aplikacji.

Do połączenia płytki czujnika z STM32F746G-DISCO użyto złączy „arduinowych" na dolnej stronie płyty. Połączenia zebrano w **tabeli 1**. Przy budowie części graficznej aplikacji wykorzystano bibliotekę STemWin, darmowe narzędzie udostępniane przez firmę ST do projektów z kontrolerami STM32. Biblioteka pozwala tworzyć własne GUI, napisana została w C, w działaniu używa systemu operacyjnego czasu rzeczywistego. Szkielet aplikacji został wygenerowany przez STM32CubeMX, którego ustawienia uwzględniają użycie biblioteki STemWin oraz FREERTOS darmowego systemu operacyjnego czasu rzeczywistego. Wygenerowany kod został wczytany do edytora pakietu programistycznego ST4STM32-System Workbench i uzupełniony procedurami obsługi czujnika AMG88xx.

Tabela 1. Połączenia modułu AMG88xx z płytą ATM32F746G-DISCO

STM32F746G-DISCO	AMG88xx
CN7-10 PB8 (I2C1 SCL)	SV1-4 SCL
CN7-9 PB9 (I2C1 SDA)	SV1-3 SDA
CN7-8 AVDD (+3,3 V)	SV1-2 +3,3 V
CN7-7 GND	SV1-1 GND

Ekran graficzny aplikacji składa się z kilku elementów do zobrazowania danych odczytanych z czujnika i do zmiany niektórych ustawień. Na szachownicy o wymiarach 8×8 wyświetlane są kwadraty, których kolor odpowiada temperaturom odczytanym z pikseli matrycy IR. Kwadrat w lewym dolnym rogu wyświetla temperaturę piksela 1 matrycy IR i dalej kolejno aż do piksela 64, któremu odpowiada kwadrat w prawym górnym rogu szachownicy. Wyświetlanie dopasowane jest do ustawienia płytki modułu złączem SV1 do góry.

Na belce na dole wyświetlacza pokazano, jaki kolor odpowiada odczytanej temperaturze.

Na liście z prawej strony szachownicy wyświetlane są temperatury w °C wybranych przez użytkownika 8 pikseli matrycy. Wyboru dokonuje się przez dotknięcie kwadratu na szachownicy, który zostaje oznaczony ramką z przypisanym numerem punktu. Powtórne dotknięcie usuwa zaznaczenie i odczyt z listy punktów.

Klawisze z prawej strony wyświetlacza służą do zmiany niektórych ustawień aplikacji:

Odczyt szybki/wolny przełącza pomiędzy wyborem szybkiego lub wolnego okresu odczytu temperatur z czujnika.

Kolory liniowo/kontrastowo pozwala wybrać pomiędzy zwykłą prezentacją kolorów temperatur a kolorami uwypuklającymi temperatury w środku zakresu pomiarowego.

Tryb normalny/testowy przełącza pomiędzy normalną pracą a symulacją liniowego odczytu temperatur w całym zakresie pomiarowym rosnąco o 2°C dla kolejnego piksela.

Wnioski końcowe

Czujnik AMG88xx sprawdza się doskonale w wizualizacji rozkładu gradientu temperatur dla typowego „domowego" zakresu pomiarowego. Może być użyty w pasywnych czujkach wykrywających obecność człowieka z odległości do kilku metrów. Im bliżej powierzchni badanego obiektu czujnik się znajduje, tym dokładniejszy jest odczyt temperatury. Przy pomiarze chłodnych obiektów trzeba zadbać, aby temperatura samego czujnika sygnalizowana przez wewnętrzny termistor był niska.

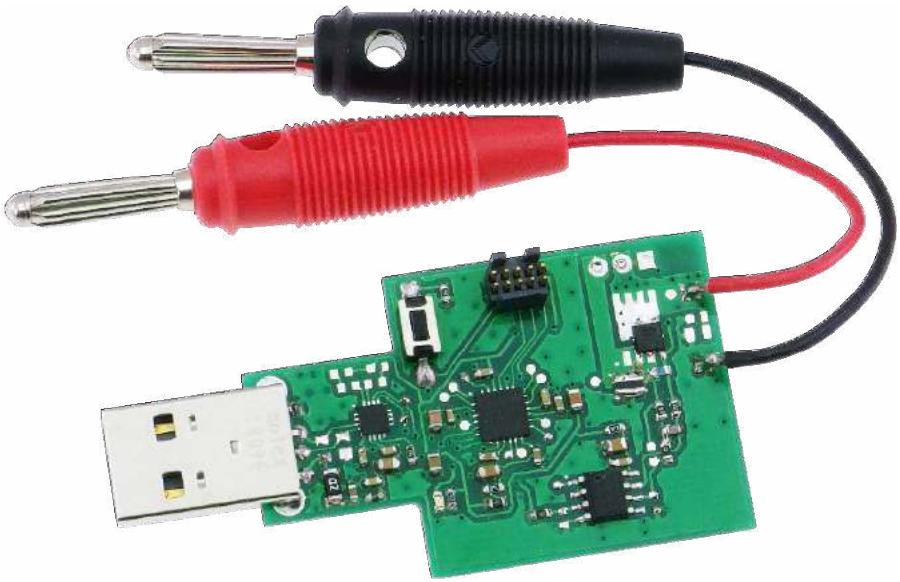
Dosyć szeroki, bo 60°, kąt widzenia czujnika sprawia, że może rejestrować oprócz promieniowania ze źródła także promieniowanie odbite od pobliskich płaszczyzn.

Ryszard Szymaniak

REKLAMA

Programowalne aktywne obciążenie

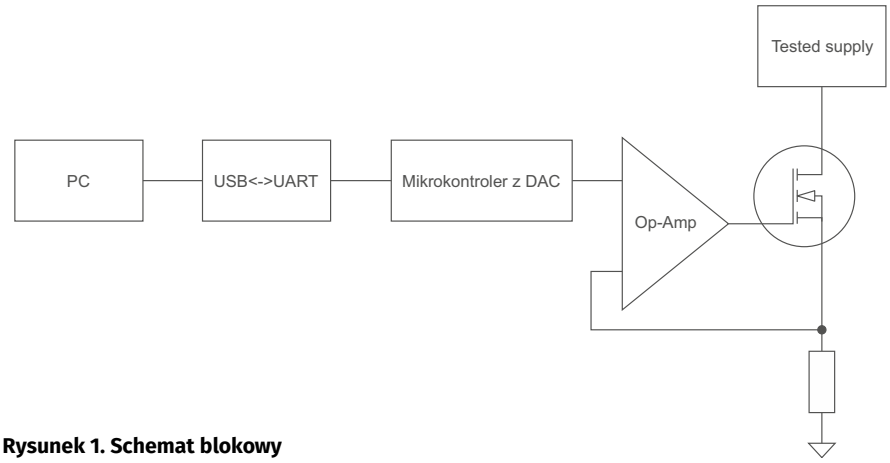
Aktywne obciążenie to urządzenie przydatne w warsztacie każdego konstruktora elektronika. Pozwala testować układy zasilające jeszcze przed zamontowaniem ich w docelowej aplikacji, dzięki czemu w prosty sposób można sprawdzić, czy zastosowane rozwiązanie ma wystarczającą wydajność prądową. Cechą wyróżniającą zaprezentowane w artykule urządzenie jest jego programowalność – obciążenie nastawiane jest z poziomu komputera, za pomocą aplikacji.



Budowa i działanie

Schemat blokowy został pokazany na **rysunku 1**. Sercem układu jest mikrokontroler z przetwornikiem DAC. Wyjście przetwornika cyfrowo-analogowego jest podłączone do wzmacniacza operacyjnego, który z kolei steruję bramką tranzystora N-MOS. Sprzężeniem zwrotnym jest napięcie odkładające się na rezystorze pomiarowym, proporcjonalne do natężenia prądu pobieranego z testowanego układu zasilającego. Mikrokontroler komunikuje się z komputerem za pośrednictwem interfejsu szeregowego UART, który następnie za pomocą układu scalonego konwertowany jest do standardu USB.

Schemat elektryczny został pokazany na **rysunku 2**. Najistotniejszym elementem jest U2 – mikrokontroler EFM32TG110 od firmy Silicon Labs, który ma wbudowany przetwornik DAC. Układ scalony U1 to podwójny wzmacniacz operacyjny, U1A pracuje w konfiguracji wtórnika napięciowego, natomiast U1B w konfiguracji wzmacniacza nieodwracającego. Steruje on stopniem otwarcia tranzystora Q1, od czego bezpośrednio zależy prąd, jaki jest pobierany z zasilacza. Rezystorem pomiarowym jest R11, dostarcza odpowiednie sprzężenie zwrotne do wzmacniacza U1B. Testowany zasilacz podłączany jest do złączy J3 (strona gorąca) oraz J1 (masa). Układ U3 to konwerter UART-USB, natomiast J4 jest złączem USB.



Rysunek 1. Schemat blokowy

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

W ofercie AVT* AVT-5736

Podstawowe parametry:
- prąd obciążenia ustawiany w zakresie 0,05...1 A z krokiem 0,05 A,
- maksymalne napięcie badanego źródła: 24 V,
- zasilanie i sterowanie poprzez USB i dedykowaną aplikację,
- skrajne wymiary płytki: 3×5 cm.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

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

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

Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu.

Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wlutowane w płytkę PCB)
- wersja [A] – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji

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

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

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1: 0 Ω SMD0603
R2, R4, R5: nie montować
R3, R7, R8, R14: 1 kΩ SMD0603
R6, R12: 1 Ω SMD603
R9: 200 Ω SMD0603
R10: 47 kΩ SMD0603
R11: 100 mΩ SMD0612 1,5 W

Kondensatory:
C1: nie montować
C2, C3, C7, C8, C15, C17, C21, C23: 100 nF SMD0603
C4: zamontować rezystor 0 Ω SMD0603
C5: 22 pF SMD0603
C6, C11, C22: 2,2 µF SMD0805
C9, C10, C18: nie montować
C12, C13: 10 nF SMD0603
C14, C16, C20: 4,7 µF SMD0805
C19: 1 µF SMD0603

Półprzewodniki:
D1: nie montować
D4, D5: nie montować
D9: LED SMD0603
Q1: IRFH8330
U1: MCP6422E
U2: EFM32TG110F32
U3: CP2102N

Inne:
L1, L2: koralik ferrytowy, SMD0603
F1: bezpiecznik 0,2 A SMD1206
SW1: mikroswitch 3×6
J2: goldpin 2×5
J4: złącze USB męskie typu A

eprasa.pl 41c5c37c32

Aplikacja sterująca

Na **rysunku 3** pokazany jest interfejs użytkownika – prosta aplikacja okienkowa przygotowana specjalnie dla tego projektu. W lewej górnej ćwiartce należy wprowadzić numer portu szeregowego, do którego podłączone jest urządzenie, oraz prędkość transmisji (domyślnie 19200 kbps). W prawej górnej ćwiartce znajduje się pole do wprowadzania oczekiwanego natężenia prądu (rozdzielczość wynosi 10 mA) oraz przyciski umożliwiające załączenie i wyłączenie obciążenia. Na dole okienka znajduje się terminal portu szeregowego, który wyświetla odpowiedzi otrzymane od mikrokontrolera. Terminal może być używany również niezależnie – do komunikacji z innymi urządzeniami.

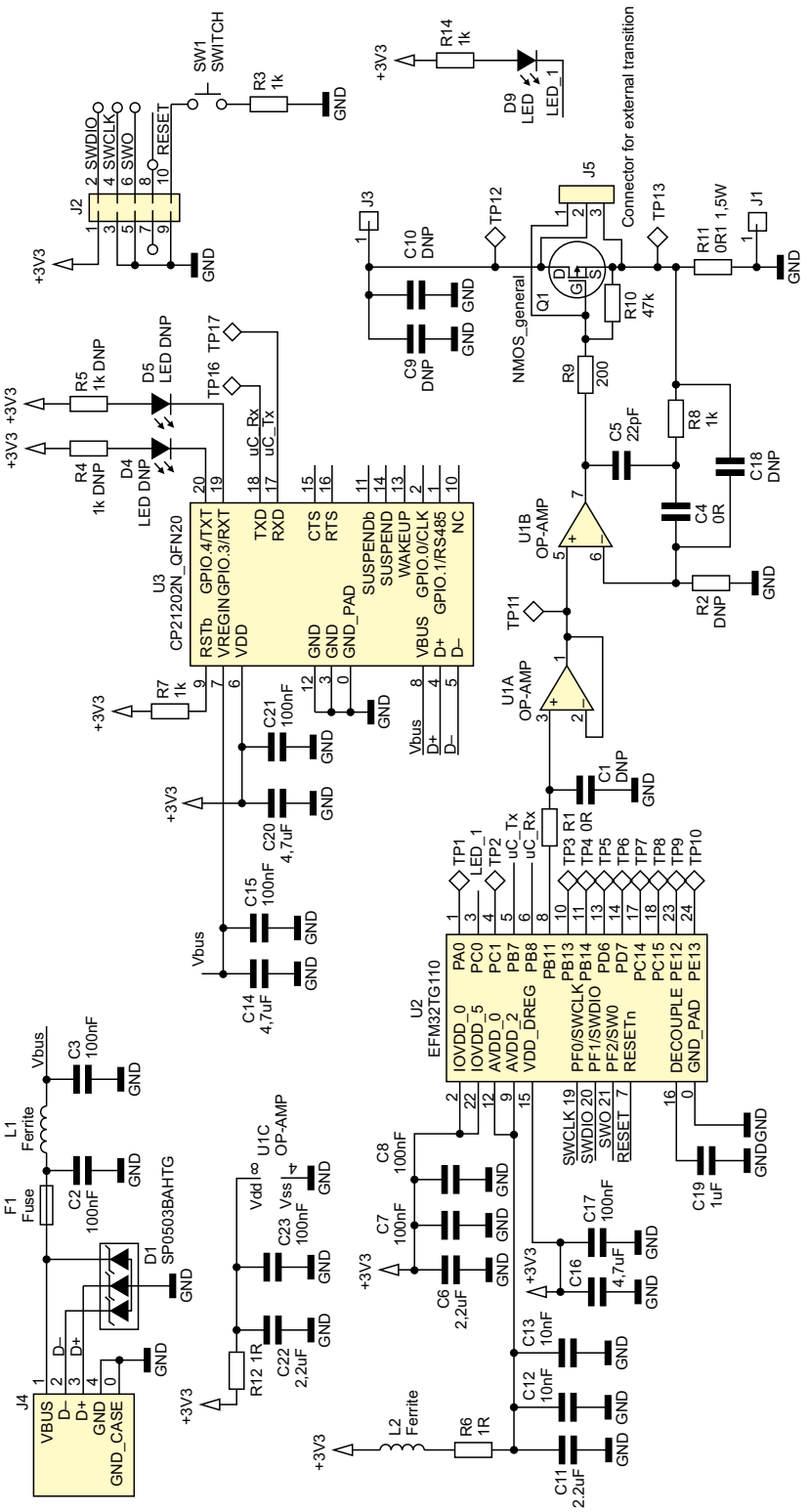
Montaż

Zaprojektowana płytka PCB jest pokazana na **rysunku 4**, wymiary to 3×5 cm. Ścieżki znajdują się po obu stronach, natomiast elementy tylko na warstwie górnej. Złącze komunikacyjne zostało umieszczone w taki sposób, aby możliwe było bezpośrednie wpięcie do gniazda USB w komputerze. Zmontowany prototyp urządzenia pokazuje fotografia tytułowa. W trakcie montażu szczególnej uwagi wymagały układy scalone U2 oraz U3 – oba w obudowie QFN.

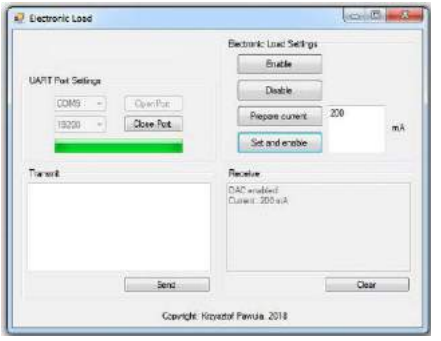
Testy funkcjonalne

W celu sprawdzenia prawidłowego funkcjonowania układu wykonano następujące pomiary:

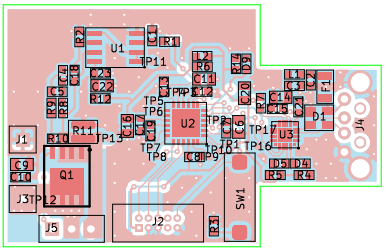
- zmiana prądu obciążenia przy stałym napięciu testowanego układu zasilania.



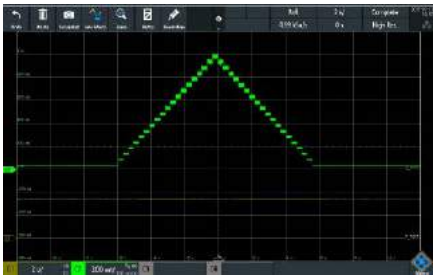
Rysunek 2. Schemat elektryczny



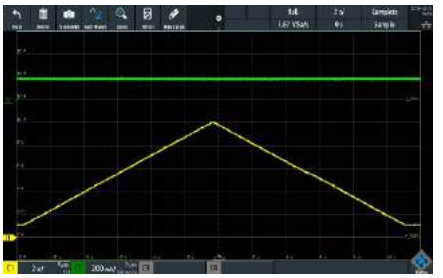
Rysunek 3. Widok okna aplikacji sterującej



Rysunek 4. Schemat płytki PCB



Rysunek 5. Wyniki pomiarów – zmiana prądu obciążenia przy stałym napięciu testowanego układu zasilania



Rysunek 6. Wyniki pomiarów – zmiana napięcia testowanego układu zasilania przy stałym prądzie obciążenia

eprasa.pl 41c5c37c32

Rysunek 5 prezentuje wyniki pomiaru dla napięcia testowanego wynoszącego 3,3 V oraz prądu obciążenia zmienianego od 0,05 A do 1 A z krokiem 0,05 A.

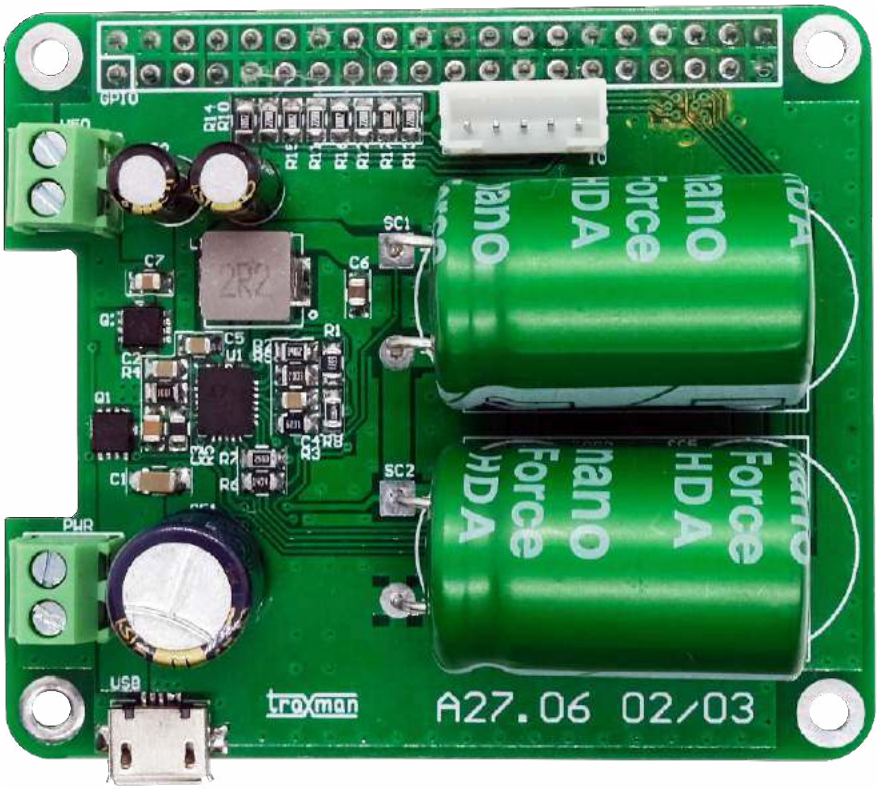
- zmiana napięcia testowanego układu zasilania przy stałym prądzie obciążenia. **Rysunek 6** pokazuje wyniki pomiaru dla prądu obciążenia wynoszącego 200 mA oraz napięcia zmienianego od 1 V do 10 V z krokiem 0,1 V.

Na obu oscylogramach kolorem żółtym oznaczono napięcie (2 V na działkę), natomiast kolorem zielonym przepływający prąd (0,2 A na działkę). Układ zachowuje się zgodnie z oczekiwaniami – przepływ prądu utrzymany jest na jednakowym poziomie niezależnie od napięcia zasilania a zmiana natężenia jest precyzyjna i szybka.

Krzysztof Pawula
krzysiek790@wp.pl

Zasilacz buforowy z superkondensatorami dla Raspberry Pi

W wielu aplikacjach zachodzi konieczność bezpiecznego wyłączenia Raspberry Pi podczas niespodziewanych przerw w zasilaniu. Aby prawidłowo zamknąć system, bez ryzyka uszkodzenia systemu plików lub samej karty SD, konieczne jest kilkunastosekundowe podtrzymanie zasilania. Jako magazyn energii dla podtrzymania zasilania idealnie nadają się superkondensatory EDLC współpracujące ze specjalizowanym kontrolerem zasilania.



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

W ofercie AVT* AVT-5739

Podstawowe parametry:
- czas potrzymania dla RPi przy odtwarzaniu filmu HD wynosi ok. 45 s,
- zasilanie 5 V, 3 A,
- wyjście 5 V, 2 A,
- energia gromadzona w dwóch superkondensatorach 22 F/2,7 V,
- możliwość zwiększenia pojemności do 4×33 F i wydłużenia czasu podtrzymania.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

----	Instalacja zegara czasu rzeczywistego w Raspberry Pi (EP 9/2019)
----	Domowy serwer Network Attached Storage na Raspberry Pi (EP 9/2019)
----	Sprzętowy przycisk do wyłączania Raspberry Pi (EP 9/2019)
AVT-5689	Budżetowy interfejs USB-I²C (EP 7/2019)
AVT-5680	Sensor smogu z technologią Bluetooth Low Energy (EP 4/2019)
----	Miniaturowy moduł interfejsu RS485 dla Raspberry Pi, launchpadów i nie tylko (EP 11/2018)
----	Budowa projektora DLP z użyciem Raspberry Pi 3 oraz modułu TI LightCrafter Display 2000 (EP 9/2018)
AVT-1989	Miniaturowy driver LED RGBW z interfejsem I²C (EP 8/2018)
----	2-portowy, miniaturowy hub USB zgodny z Raspberry PI Zero (EP 6/2018)

*** Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!**
Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu.
Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wlutowane w płytkę PCB)
- wersja [A] – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji

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

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

Prezentujemy zasilacz buforowy w formie nakładki HAT dla Raspberry Pi Plus, gromadzący energię w dwóch superkondensatorach 22 F/2,7 V. Zapewniają one podtrzymanie zasilania na czas kilku...kilkunastu sekund w zależności od obciążenia. Układ można zastosować do zasilania dowolnego innego odbiornika zasilanego napięciem 5 V i pobierającego prąd do 2 A. Bateria superkondensatorów może zostać rozbudowana do pojemnosci 4×33 F.

Budowa i działanie

Zasilacz buforowy jest typową aplikacją specjalizowanego układu LTC4041 (Analog Devices), której schemat pokazano

Wykaz elementów:

Rezystory (SMD0805):
R1: 115 kΩ
R2: 39 kΩ
R3: 6,2 kΩ
R4: 1 kΩ
R5: 10 mΩ 0,5 W
R6: 1,34 MΩ
R7: 255 kΩ
R8: 1,05 MΩ
R9: 200 kΩ
R10, R11, R12, R13: 220 Ω
R14, R15, R16, R17: 10 kΩ

Kondensatory:
C1: 0,1 µF/50V SMD1206
C2, C5: 0,1 µF SMD0805
C3: 2,2 µF SMD0805
C4: 1 nF SMD0805
C6, C7: 10 µF SMD0805
CE1: 100 µF/50 V Low ESR
CE2, CE3: 100 µF/10 V Low ESR
SC1, SC2: 22 F/2,7 V superkondensator DRL22/2.7V
SC3, SC4, SC5, SC6: 22 F/2,7 V – opcjonalnie

Półprzewodniki:
Q1, Q2: SIS488DN
U1: LTC4041EUFD

Inne:
L1: 2,2 µH dławik HPI0640-2R2
PWR, V50: DG381-3.5-2
USB: złącze micro USB
GPIO: złącze IDC żeńskie 40 pin 2,54 mm
IO: złącze JST B5B PHKS – opcjonalnie

eprasa.pl 41c5c37c32

na **rysunku 1**. Strukturę wewnętrzną układu LTC4041 pokazano na **rysunku 2**. W wersji *rev.0* noty niestety błędnie opisane są niektóre wyprowadzenia, poprawne oznaczenia i numeracja zamieszczone są na schemacie i rysunku obudowy LTC4041 w karcie katalogowej. Dzięki zastosowaniu specjalizowanego układu aplikacja zawiera niewiele elementów zewnętrznych ograniczających się do dzielników rezystorowych układów monitorowania napięć oraz kluczy wykonawczych przetwornicy DC/DC. Układ LTC4041 ma wszystkie niezbędne zabezpieczenia wymagane dla bezpiecznej eksploatacji superkondensatorów, łącznie z komparatorami i balanserem.

Napięcie wejściowe o parametrach 5 V, 3 A poprzez gniazdo USB lub PWR po wstępnej filtracji przez CE1 doprowadzone jest do dzielnika R1, R2 układu wykrywania zaniku zasilania ULvo (U1–19). W modelu wartość ULvo ustalona jest na 4,7 V według wzoru:

ULvo=1,19·(1+(R1/R2)),

Jeżeli napięcie na wyprowadzeniu PFI jest wyższe niż wewnętrzny próg 1,19 V, wbudowana przetwornica konfigurowana jest w tryb obniżający i pracuje w funkcji ładowarki superkondensatorów. Jednocześnie tranzystor Q2 przekazuje napięcie zasilające na zaciski złącza V50. Układ monitorowania napięcia wejściowego ustawia wyjście PFO (OD) w stan wysoki. Gdy napięcie wejściowe spadnie poniżej 1,19 V, na wyjściu PFO jest ustawiany stan niski i układ przechodzi do trybu podtrzymania zasilania, konfigurując przetwornicę w tryb podwyższający i zasila się energią zgromadzoną w superkondensatorach. Napięcie wyjściowe w trybie podtrzymania ustalone jest dzielnikiem R8, R9 podłączonym do wyprowadzenia BSTFB, w modelu wynosi 5,0 V:

Vsys=0,8·(1+(R8/R9),

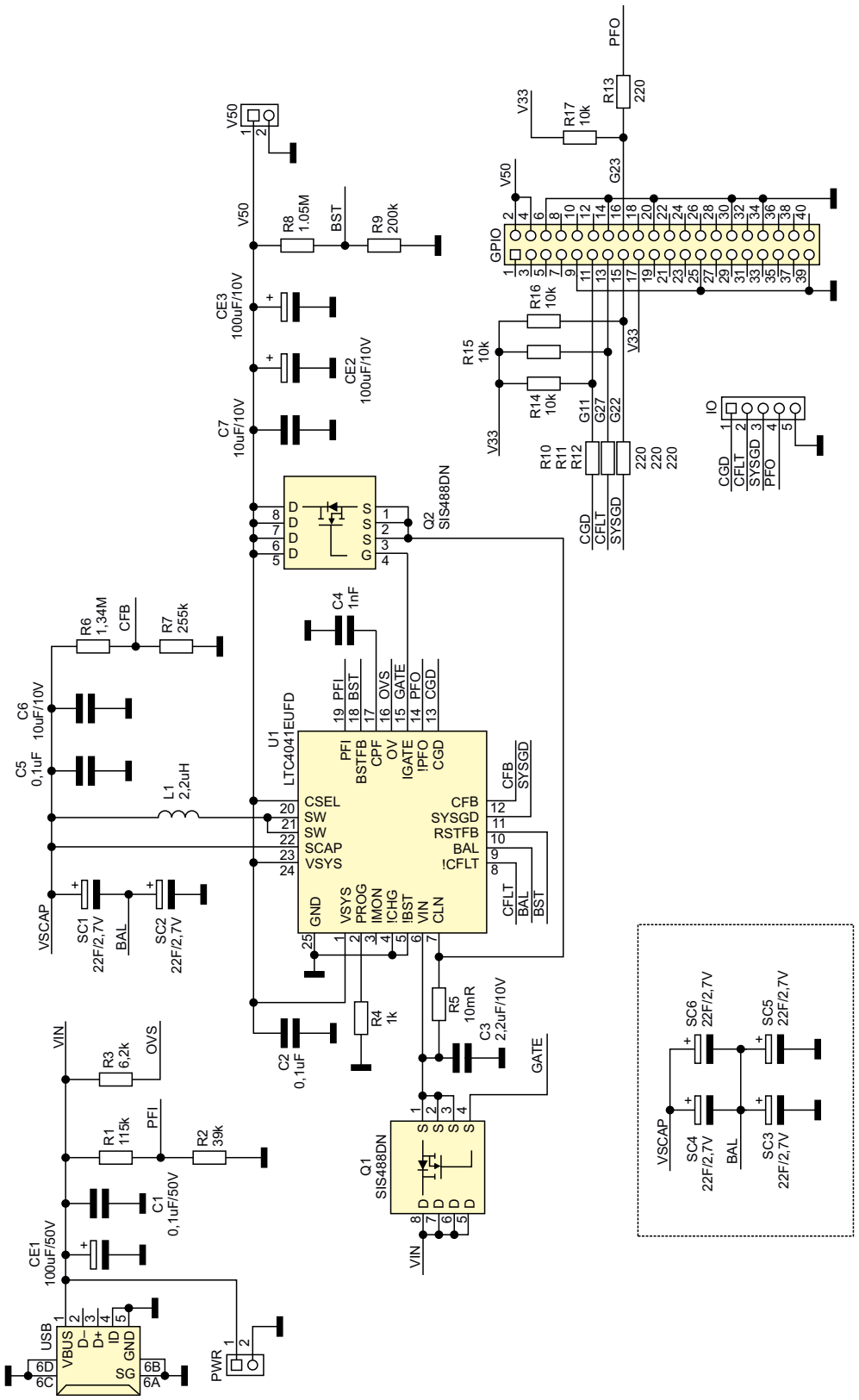
Informację o poprawnej wartości napięcia wyjściowego możemy odczytać z wyjścia SYSGD (U1–11), w modelu zrezygnowano z dodatkowego dzielnika dla wyprowadzenia RSTFB, wykorzystując dzielnik ustalający napięcie wyjściowe Vsys, w tym przypadku próg wynosi ok. 4,6 V tj. 7,5% poniżej Vsys.

Dodatkowym zabezpieczeniem realizowanym przez LTC4041 jest ochrona zasilanego układu przed przekroczeniem napięcia zasilania OVP. Rezystor R3 informuje układ o wartości napięcia zasilania i jeżeli przekroczy ono 6 V, wewnętrzny komparator odetnie tranzystor Q1, odłączając zasilanie przekraczające wartość bezpieczną.

Kondensator C4 podłączony do wyprowadzenie CPF określa minimalny czas podtrzymania zasilania, czyli pracy układu w trybie przetwornicy podwyższającej zapobiegający zbyt częstemu przełączaniu trybów przetwornicy. Rekomendowany czas to 1...500 ms. Zbyt krótki może spowodować oscylacje przy przełączaniu trybów, wartość kondensatora obliczana jest z poniższego wzoru, w modelu czas ustalono na 2,2 ms.

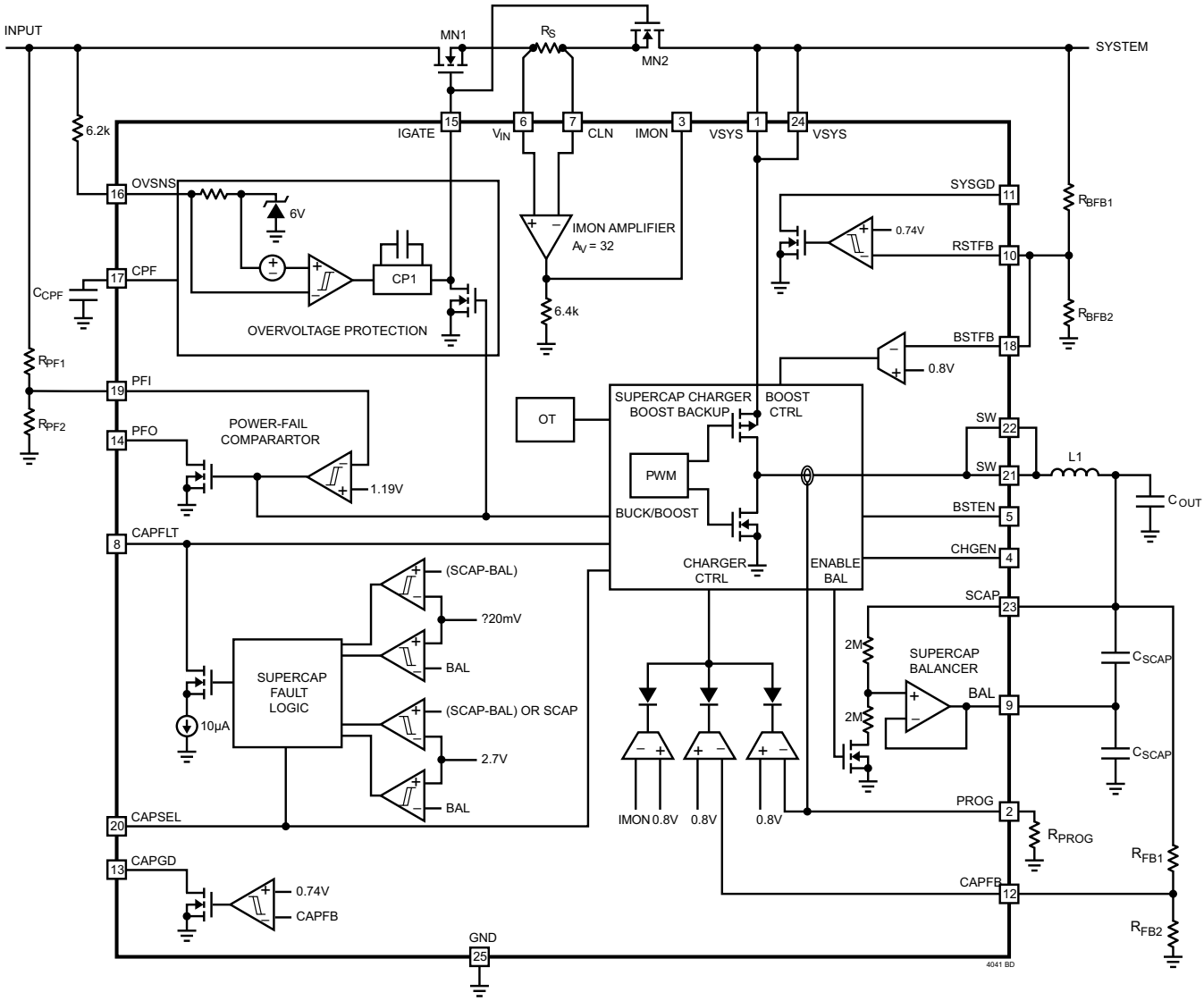
tmin (ms)=2,2·C4 (nF)

Ładowarka kondensatorów pracuje w trybie CC/CV. Podczas ładowania kondensatorów



Rysunek 1. Schemat ideowy zasilacza buforowego

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 2. Struktura wewnętrzna LTC4041 (za notą Analog Devices)

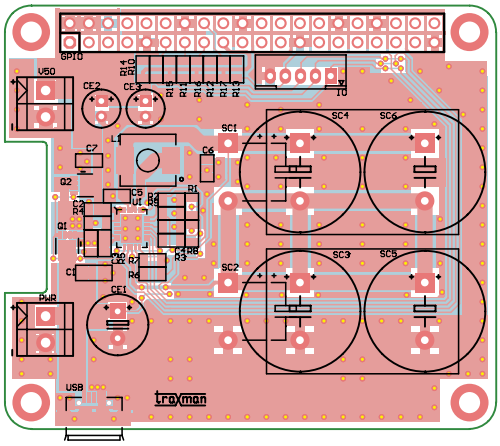
SC1, SC2 (SC4...6), układ kontrolując prąd, dąży do utrzymania na nich napięcia ustalonego dzielnikiem R6, R7. Napięcie z dzielnika doprowadzone jest do wyprowadzenia CAPFB (U1–12). W modelu napięcie ładowania Vscap ustalone jest na 5,00 V:

$$Vscap=0{,}8\cdot(1+(R6/R7))$$

Jest to bezpieczna wartość, zapewniająca niezbędny margines dla kondensatorów o napięciu pracy 2,7 V. W przypadku doboru napięcia ładowania warto zachować niewielki margines zasilania dla zapewnienia poprawnej pracy układu. Polecam zasilanie z ładowarek lub zasilaczy o nieco wyższym napięciu wyjściowym 5,1...5,5 V/3 A lub ustawienie zbliżonej wartości w przypadku zasilaczy z korygowanym napięciem wyjściowym. Nie polecam zasilania układu ze źródeł o podejrzanej jakości, gdyż układ nie wykorzysta w 100% pojemności kondensatorów, ładując je do niższego napięcia.

Stan wyprowadzenia CAPSEL (U1–14) informuje LTC4041 o konfiguracji kondensatorów. W przypadku zwarcia do masy układ współpracuje z jednym superkondensatorem, wbudowany balanser jest nieaktywny. Gdy wyprowadzenie CAPSEL podłączone jest do napięcia większego od 1,2 V, LTC4041 aktywuje balanser i jest skonfigurowany do ładowania dwóch szeregowo połączonych superkondensatorów. Układ balansera mierzy napięcie poprzez wyprowadzenie BAL (U1–9), maksymalny prąd balansowania wynosi 50 mA przy napięciu Vscap 5 V. Układ zabezpieczenia sygnalizuje przekroczenie napięcia 2,7 V na kondensator w trybie ładowania lub odwrócenie polaryzacji o wartość większą od –20 mV w trybie rozładowania, ustawiając stan niski na wyjściu CAPFLT (U1–8) i wyłączając przetwornicę podwyższającą.

Obwód ładowania kondensatorów wyposażony jest w układ kontroli prądu, zabezpieczający źródło zasilania przed przeciążeniem. W trakcie ładowania prąd rozdzielany jest pomiędzy podłączone obciążenie a ładowarkę. Obwód kontroli prądu mierzy napięcie na rezystorze R5, maksymalna wartość pobieranego przez układ prądu określana jest wzorem:



Rysunek 3. Rozmieszczenie elementów

$$R5=25\ mV/Isyslim$$

i w modelu ustalona jest na ok. 2,5 A. Prąd ładowania kondensatorów określa rezystor R4 podłączony do wyprowadzenia PROG (U1–2). W modelu maksymalny prąd ładowania wynosi 2 A, zgodnie z wzorem:

$$R4=2000/Ichg$$

Wbudowany komparator mierzy napięcie na kondensatorach i sygnalizuje na wyjściu

eprasa.pl 41c5c37c32

CAPGD (U1-13) ich naładowanie do napięcia 92,5% Vcap, w modelu jest to ok. 4,6 V. Gdy napięcie Vscap osiągnie ustaloną wartość lub prąd spadnie do 12,5% prądu ładowania Ichg, układ wyłączy ładowarkę. LTC4041 ma automatyczne wznowienia ładowania, gdy napięcie Vscap spadnie do 97,5% wartości ustalonej. Zapobiega to niepotrzebnemu przełączaniu trybów pracy układu.

Układ U1 zabezpieczony jest także przed przegrzaniem i po osiągnięciu temperatury 160°C wyłączy się, ponowne załączenie nastąpi po ochłodzeniu struktury do 145°C. Wszystkie sygnały statusowe dostępne są zarówno na złączu GPIO, jak i na złączu IO. Gdy płytka współpracuje z innym SBC, nie należy montować rezystorów R14...R17, a o podciąganie wyjść OD należy zadbać we współpracującym układzie.

Montaż i uruchomienie

Układ zmontowany jest na dwustronnej płytce drukowanej zgodnej z HAT (bez EEPROM-u konfiguracji) rozmieszczenie elementów pokazano na **rysunku 3**. Montaż układu nie wymaga szczegółowego opisu, należy tylko zadbać o poprawne przylutowanie padów termicznych i o umycie płytki po lutowaniu. Prawidłowo zmontowany moduł pokazano na fotografii tytułowej. Płytka umożliwia zastosowanie dwóch kondensatorów wlutowanych w pozycji leżącej SC1, SC2 dla zmniejszenia wysokości lub do dwóch par SC3, SC4 i SC5, SC6 wlutowanych na stojąco, gdy zależy nam na największej pojemności.

Pierwsze uruchomienie warto przeprowadzić z pomocą regulowanego zasilacza laboratoryjnego z ograniczeniem prądowym (0...6 V/3 A) dla części mocy i 3,3 V/50 mA dla obwodów sygnalizacji. Do wyjścia najlepiej podłączyć sztuczne obciążenie z trybem stałego poboru mocy. Przy wyłączonym obciążeniu i podaniu napięcia zasilania należy sprawdzić prądy ładowania, napięcie końcowe ładowania oraz sygnalizację stanów. Po naładowaniu kondensatorów należy wyłączyć zasilacz i sprawdzić pracę układu z obciążeniem 10 W, kontrolując sygnały statusu. Po rozładowaniu kondensatorów, nie odłączając obciążenia, należy załączyć zasilanie i sprawdzić rozkład prądów i ograniczenie pobieranego prądu. W razie konieczności można skorygować wartości rezystorów.

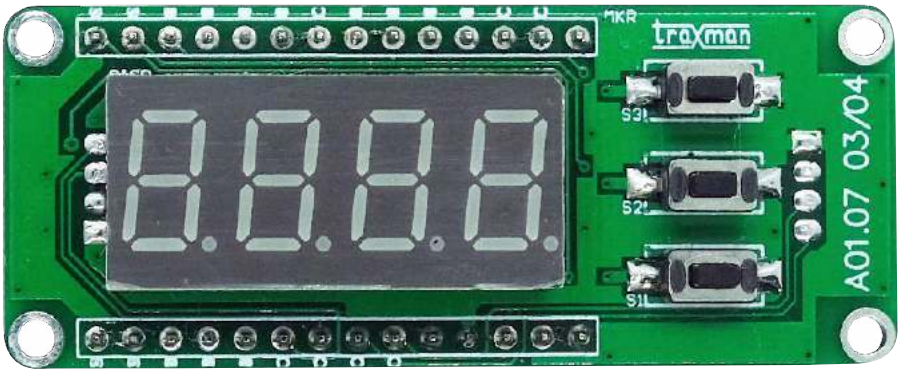
Podczas pracy z Raspberry Pi, przy kondensatorach SC1, SC2 o pojemności 22 F czas potrzymania przy odtwarzaniu filmu HD wynosi ok. 45 s (aplikacja kiosku informacyjnego), co zapewnia, z dużym zapasem, czas konieczny na bezpieczne wyłączenie systemu. Realny czas ładowania kondensatorów zależy od obciążenia i mieści się w kilku minutach.

Uwaga: podczas użytkowania modułu należy zachować odpowiednie warunki eksploatacji: zabezpieczyć superkondensatory przed uszkodzeniem mechanicznym oraz zwarciem zacisków. Nieprzestrzeganie warunków bezpiecznej eksploatacji może spowodować eksplozję kondensatorów oraz zagrożenie dla zdrowia użytkownika.

Adam Tatuś, EP

Wyświetlacz 7-segmentowy dla Arduino MKR Zero

Przedstawiona nakładka dla Arduino MKR Zero poszerza jego możliwości o sterowanie czterocyfrowym multipleksowanym wyświetlaczem siedmiosegmentowym, a dzięki integracji małej klawiatury z trzema przyciskami może stać się prostym interfejsem użytkownika.



Schemat modułu pokazano na **rysunku 1**. Ze względu na ograniczoną wydajność prądową wyprowadzeń procesorów rodziny SAMD konieczne jest buforowanie, zarówno segmentów, jak i anod wyświetlacza DISP. Funkcje buforów pełnią podwójne tranzystory NPN z wbudowanymi obwodami polaryzacji baz Q1...Q4 typu PUMH13 dla segmentów oraz PNP Q5, Q6 typu PUMB13 dla anod. Rezystory R1...R8 ograniczają prąd segmentów. Na złącza I²C, UART (JST 2 mm) wyprowadzone są magistrale szeregowe płytki MKR Zero. Układ uzupełniają trzy przyciski S1...S3 z obwodami polaryzacji.

Układ zmontowany jest na niewielkiej dwustronnej płytce drukowanej, rozmieszczenie elementów pokazano na **rysunkach 2a** i **2b**. Montaż nie wymaga szczegółowego opisu.

Adam Tatuś, EP

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

W ofercie AVT* AVT-5738

Podstawowe parametry:
- nakładka dla płytki Arduino MKR Zero,
- wyświetlacz: 4 cyfry 7-segmentowe, wspólne anody,
- 3 przyciski,
- interfejsy I²C i UART wyprowadzone na złączach.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

----	Sterownik silników prądu stałego dla Arduino MKR (EP 3/2019)
AVT-5636	Płytka edukacyjna dla Arduino (EP 5/2018)
AVT-1795	AVTduino Battery Shield (EP 3/2014)

*** 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] – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji

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

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

Wykaz elementów:

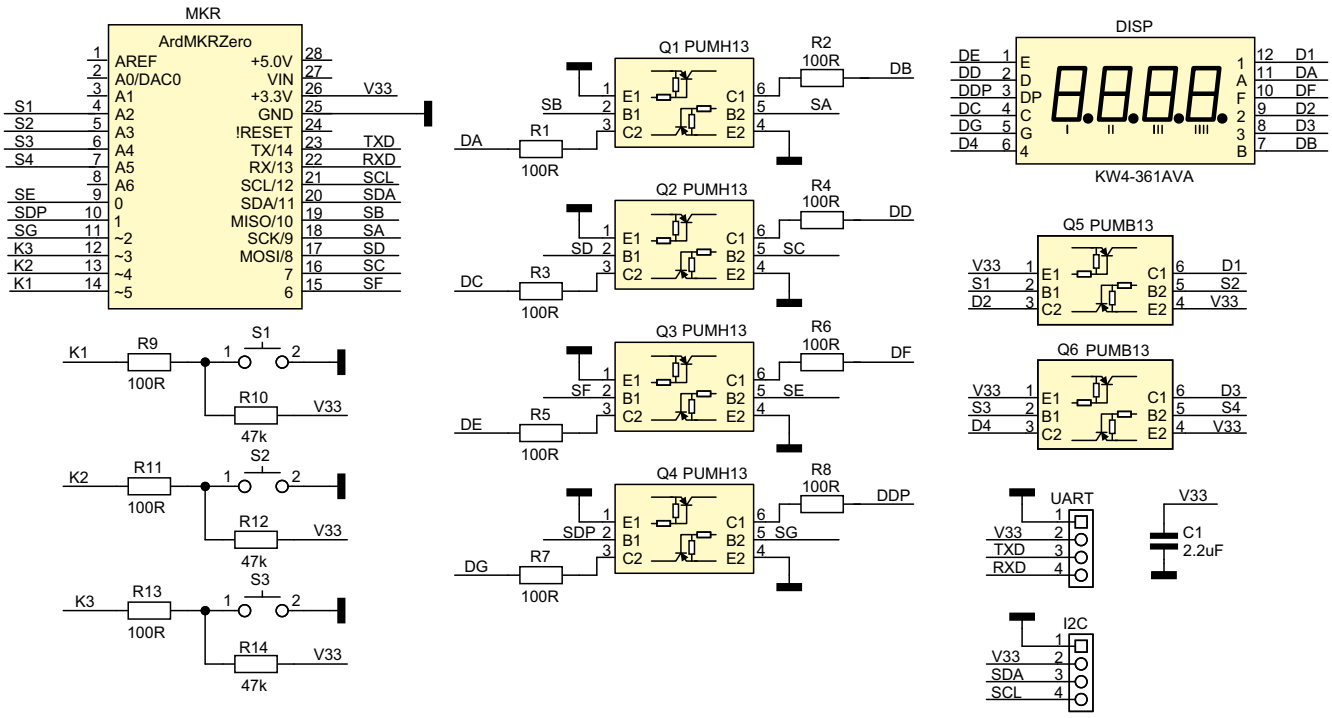
Rezystory:
R1…R9, R11, R13: 100 Ω SMD0805
R10, R12, R14: 47 kΩ SMD0805

Kondensatory:
C1: 2,2 µF SMD 0805

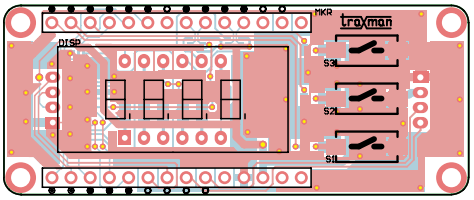
Półprzewodniki:
Q1…Q4: PUMH13.115 SOT-363
Q5, Q6: PUMB13.115 SOT-363
DISP: KW4-361AVA wyświetlacz 4 cyfry super jasny

Inne:
S1, S2, S3: mikroswitch 3×6 SMD
I2C, UART: S4B_PHKS2 złacza DG 2 pin

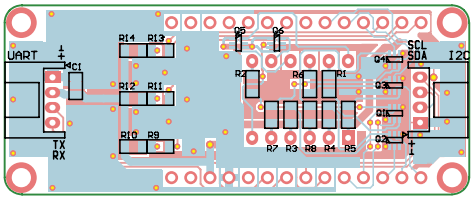
eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 1. Schemat elektryczny modułu



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



Rysunek 2b. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów – strona BOTTOM

Modułowe zasilacze do układów lampowych

W artykule opisano trzy zasilacze pomocne przy konstruowaniu wzmacniaczy lampowych. Wszystkie wykonane są w postaci modułów, które mogą pracować niezależnie, a poprzez odpowiedni dobór zastosowanych elementów można łatwo dopasować je do wymogów własnych aplikacji.

Zasilacz napięcia anodowego

Zadaniem zasilacza anodowego (**fotografia 1**) jest dostarczenie względnie wysokiego napięcia stałego, w zakresie od dziesiątek do setek woltów i obciążeniu zależnym od układu, od kilku do kilkuset miliamperów. Schemat układu pokazuje **rysunek 4**. Zasilacz współpracuje z uzwojeniem anodowym transformatora separującego, którego napięcie doprowadzone jest do złącza J1. Napięcie przemienne poprzez prostownik mostkowy D1…D4 złożony z szybkich diod UF4007 oraz kondensator filtrujący CE1 doprowadzone jest do układu filtracji aktywnej opartego na tranzystorze Q1. Tranzystor umieszczony jest na radiatorze typu SK125-50. Dzielnik R1, R2 polaryzuje bramkę Q1, kondensator CE2 filtruje i zapewnia łagodne narastanie napięcia anodowego po włączeniu zasilania. R3 zabezpiecza układ przed oscylacjami. Dioda DZ1 chroni bramkę tranzystora przed przebiciem. W przypadku gdy zastosowany tranzystor ma wbudowane zabezpieczenie, DZ1 można pominąć. Kondensator CE3 odsprzęga napięcia anodowe. Bezpiecznik F1 lub zamiennie rezystor bezpiecznikowy RF o wartości odpowiedniej do pobieranego prądu zabezpiecza zasilacz przed skutkami zwarcia w obwodach anodowych.

Napięcie anodowe dostępne jest na złączu J2. Zasilacz dostarcza napięcia anodowego odfiltrowanego, ale nie stabilizuje jego wartości. Jeżeli wymagana jest stabilizacja, R1 można zastąpić łańcuchem szeregowo połączonych diod Zenera DZ2...DZ4 dobranych

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.media.avt.pl
W ofercie AVT* AVT-5740 5740/1, 5740/2, 5740/3

Podstawowe parametry:

Zasilacz napięcia anodowego
- napięcie wyjściowe filtrowane z możliwością stabilizacji,
- wartość napięcia wyjściowego: 300 V,
- wydajność prądowa wyjścia: 200 mA,
- możliwość łączenia szeregowego modułów dla uzyskania wyższego napięcia.

Zasilacz napięcia żarzenia
- stabilizowane, regulowane napięcie wyjściowe,
- zakres regulacji obejmuje standardowe napięcia żarzenia 4 V (PX25), 5 V (300B), 6,3 V (ECCxx),
- wydajność prądowa: ok. 2 A (zależy od skuteczności układu chłodzenia).

Zasilacz napięcia siatkowego
- dostarcza napięcia ujemnego,
- napięcie wyjściowe regulowane w zakresie od kilku do kilkudziesięciu woltów.

* Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!
Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu.
Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wlutowane w płytkę PCB)
- wersja [A] – płytka drukowana bez elementów i dokumentacji

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

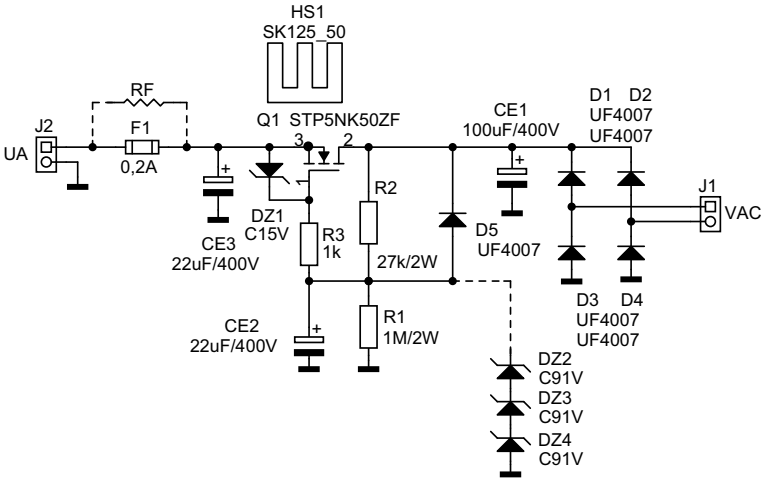
Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik pdf! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz!
http://sklep.avt.pl. W przypadku braku dostępności na http://sklep.avt.pl, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy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

eprasa.pl 41c5c37c32

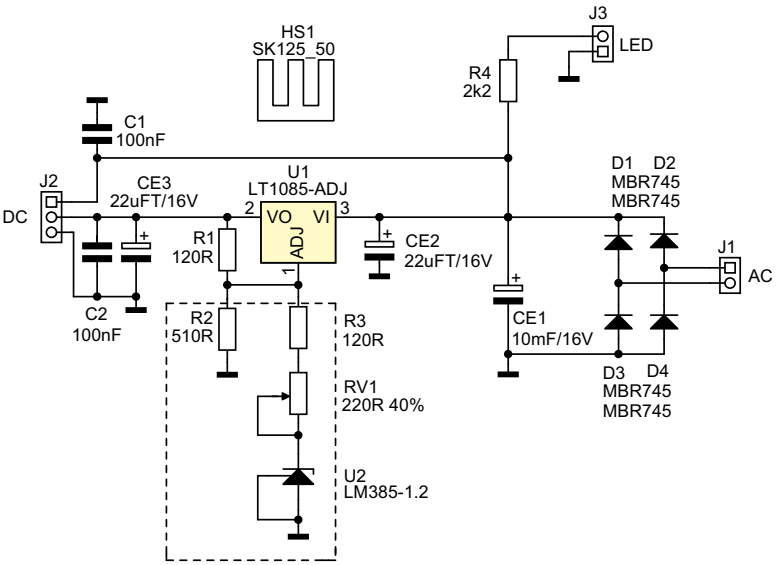
Fotografia 1. Zmontowany zasilacz napięcia anodowego

Fotografia 2. Zmontowany zasilacz napięcia żarzenia

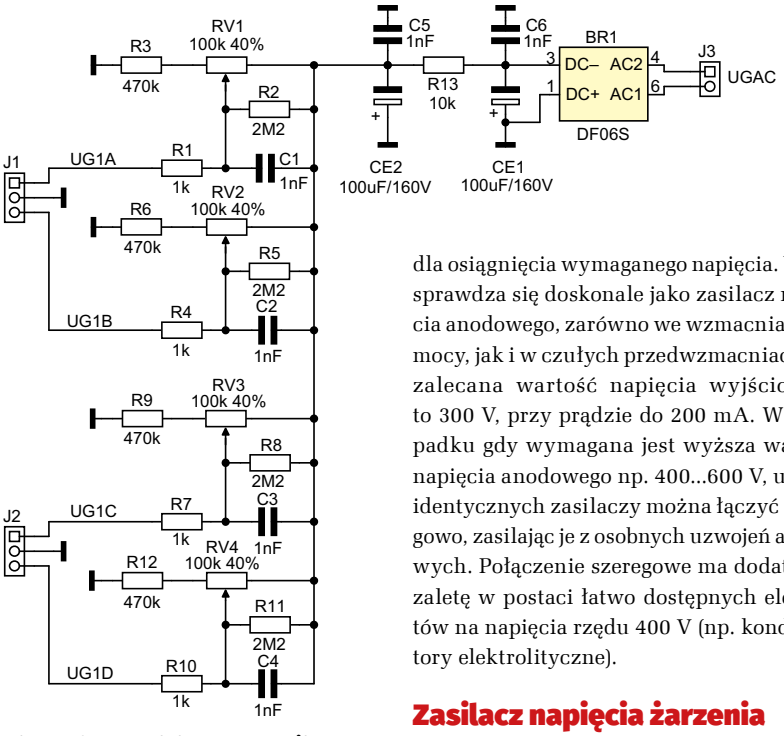
Fotografia 3. Zmontowany zasilacz napięcia siatkowego



Rysunek 4. Schemat elektryczny zasilacza napięcia anodowego



Rysunek 5. Schemat elektryczny zasilacza napięcia żarzenia



Rysunek 6. Schemat elektryczny zasilacza napięcia siatkowego

Wykaz elementów:

Zasilacz napięcia anodowego

R1: 1 MΩ/2 W
R2: 27 kΩ/2 W
R3: 1 kΩ
CE1: 100 µF/400 V
CE2, CE3: 22 µF/400 V
D1…D5: UF4007
DZ1: C15V
DZ2…DZ4: C91V
Q1: STP5NK50ZF
F1: Bezpiecznik (rezystor bezpiecznikowy) 0,2 A
HS1: radiator SK125_50 + zestaw mocujący
J1, J2: Złacze ARK2 5 mm

Zasilacz napięcia żarzenia

R1, R3: 120 Ω 1%
R2: 510 Ω 1%
R4: 2,2 kΩ 1%
RV1: 220 Ω potencjometr wieloobrotowy pionowy
C1, C2: 100 nF
CE1: 10 mF/16 V
CE2, CE3: 22 µF/16 V
D1…D4: MBR745
U1: LT1085-ADJ
U2: LM385-1.2
HS1: Radaitor SK125_50 + zestaw mocujący
J1: ARK2 5 mm
J2: ARK3 5 mm
J3: Zlacze KK2_254 pionowe

Zasilacz napięcia siatkowego

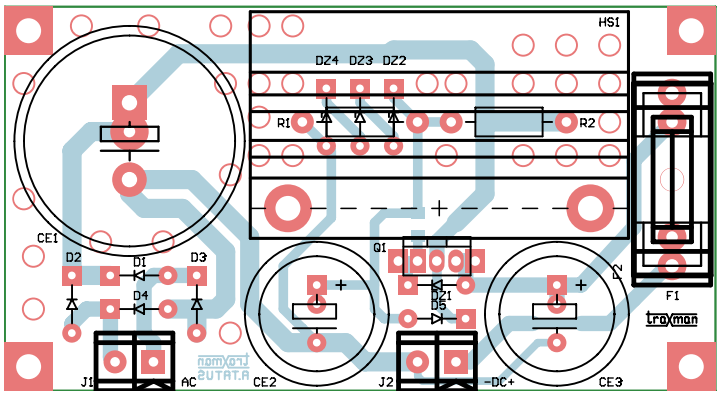
R1, R4, R7, R10: 1 kΩ 1% SMD1206
R2, R5, R8, R11: 2,2 MΩ 1% SMD1206
R3, R6, R9, R12: 470 kΩ 1% SMD1206
R13: 10 kΩ 1 W
RV1…RV4: 100 kΩ potencjometr wieloobrotowy pionowy
C1…C6: 1 nF SMD1206
CE1, CE2: 100 µF/160 V
BR1: DF06S SMD
J1, J2: ARK2 5 mm
J3: ARK3 5 mm

dla osiągnięcia wymaganego napięcia. Układ sprawdza się doskonale jako zasilacz napięcia anodowego, zarówno we wzmacniaczach mocy, jak i w czułych przedwzmacniaczach, zalecana wartość napięcia wyjściowego to 300 V, przy prądzie do 200 mA. W przypadku gdy wymagana jest wyższa wartość napięcia anodowego np. 400...600 V, układy identycznych zasilaczy można łączyć szeregowo, zasilając je z osobnych uzwojeń anodowych. Połączenie szeregowe ma dodatkową zaletę w postaci łatwo dostępnych elementów na napięcia rzędu 400 V (np. kondensatory elektrolityczne).

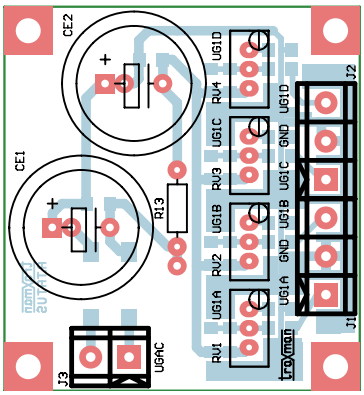
Zasilacz napięcia żarzenia

Układ pokazany na **fotografii 2** jest przydatny głównie przy konstruowaniu czułych

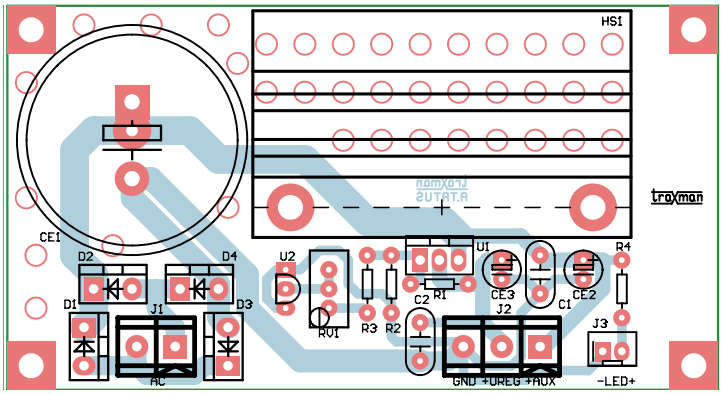
eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 7. Schemat PCB zasilacza napięcia anodowego



Rysunek 8. Schemat PCB zasilacza napięcia żarzenia



Rysunek 9. Schemat PCB zasilacza napięcia siatkowego

przedwzmacniaczy (gramofonowych, mikrofonowych), gdzie zależy nam na minimalnym przydźwięku od żarzenia lamp. Schemat pokazano na **rysunku 5**. Napięcie przemienne z uzwojenia transformatora doprowadzane jest do zacisków J1. Następnie podlega prostowaniu w mostku diod Schottky'ego D1...D4 i filtracji poprzez CE1. Napięcie po filtracji dostępne jest na złączu J2-1 i może służyć do zasilania układów sterujących (np. zdalne sterowanie wzmacniacza), dioda LED podłączona do złącza J3 sygnalizuje obecność zasilania. Odfiltrowane napięcie doprowadzone jest do stabilizatora regulowanego U1 LT1085, dzielnik R1,2 ustala wartość napięcia wyjściowego. Kondensatory CE2 i CE3 odsprzęgają zasilanie. Ze względu na uniwersalność układu, która nie ogranicza jego zastosowania tylko do zasilania urządzeń lampowych, na płytce znajduje się miejsce na dodatkowe elementy R3, RV1 oraz na napięcie odniesienia U2, zastępujące rezystor R2, umożliwiające budowę zasilacza precyzyjnego.

Napięcie żarzenia dostępne jest na wyprowadzeniach J2 2/3. Układ U1 zamontowany jest na radiatorze, wydajność zasilacza zależy od skutecznego odprowadzania ciepła z LT1085 oraz od różnicy napięć we-wy (min. 2 V), którą warto zachować jak najmniejszą. Układ z odpowiednio dobranym transformatorem z powodzeniem zasila grzejniki lamp np. PX25 (4 V/2 A), 300B (5 V/1,2 A) lub kilka równolegle połączonych ECCxx (6,3 V, 1,2 A).

Zasilacz napięcia siatkowego

Zasilacz z **fotografii 3** znajduje zastosowanie w końcówkach mocy ze stałą polaryzacją. Dostarcza napięcia ujemnego od kilku do kilkudziesięciu woltów o regulowanej wartości Schemat układu pokazuje **rysunek 6**. Napięcie z uzwojenia siatkowego doprowadzone jest do złącza J3, gdzie po prostowaniu BR1 i filtracji CE1, R13, CE2, podawane jest na cztery identyczne dzielniki rezystorowe. Zastosowanie czterech układów umożliwia zasilanie siatek np. w stereofonicznym wzmacniaczu PP. Napięcia siatek doprowadzone są do złączy J1, J2.

W pierwszym kanale rezystor RV1 ustala napięcie siatkowe, R3 ogranicza zakres regulacji, a R2 zabezpiecza współpracującą lampę przed uszkodzeniem w wyniku usterki potencjometru RV1 (utrata kontaktu ślizgacza), zatykając ją maksymalnym napięciem ujemnym. C1 eliminuje ewentualne trzaski przy regulacji. Jako RV1 zastosowany jest potencjometr wieloobrotowy zapewniający precyzję regulacji. Pozostałe kanały działają identycznie. Elementy w zależności od aplikacji muszą zostać dobrane indywidualnie, warto w miarę możliwości zawężać zakres regulacji oraz nie zwiększać niepotrzebnie wartości pojemności, aby zapewnić odpowiednią kolejność pojawiania się napięć anodowego i siatkowego, pobór prądu w obwodzie siatkowym jest znikomy, więc podane pojemności są aż nadto wystarczające.

Montaż i uruchomienie

Wszystkie zasilacze umieszczone są na niewielkich jednostronnych płytkach drukowanych. Schematy płytek wraz z rozmieszczeniem elementów pokazano na **rysunkach 7**, **8**, **9**. Montaż płytek nie wymaga opisu, po doborze elementów dla konkretnej aplikacji warto pamiętać o posmarowaniu miejsca styków Q1 i U1 pastą termoprzewodzącą oraz zapewnieniu odpowiedniej cyrkulacji powietrza wokół radiatorów. Uruchomienie sprowadza się do sprawdzenia obecności napięć wyjściowych.

UWAGA: W układach lampowych występują pięcia niebezpieczne dla życia, wszelkie prace należy przeprowadzać z zachowaniem wyjątkowej ostrożności.

Adam Tatuś, EP

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

eprasa.pl 41c5c37c32

Kondensatory są super!

Od wynalezienia butelki lejdejskiej, pierwowzoru kondensatora, minął już długi czas, jednak w dalszym ciągu zasada gromadzenia ładunku elektrycznego pozostała zbliżona do pierwowzoru – kondensator składa się z dwóch przewodzących elektrod przedzielonych dielektrykiem.

Postęp techniczny spowodował rozwój obu elementów kondensatora, możliwe stało się wykonanie cieńszych elektrod umożliwiających zwiększenie czynnej powierzchni okładzin przy zachowaniu niewielkiego rozmiaru obudowy, a dielektryki rozdzielające mają wyższe stałe dielektryczne i dopuszczalne napięcia pracy. Pojawiają się też elektrochemiczne sposoby gromadzenia ładunku zbliżające działanie kondensatora do baterii lub akumulatora. Wszytko to prowadzi do miniaturyzacji oraz niewiarogodnego wręcz zwiększenia pojemności, której nie można było się spodziewać jeszcze kilka lat temu. Nikogo nie dziwi kondensator ceramiczny o pojemności 330 µF lub superkondensatory o pojemnościach mierzonych w tysiącach faradów.

Pamiętam, jak w technikum dostałem burę na lekcji elektrotechniki za „szerzenie herezji", gdy omawiane były kondensatory – powiedziałem, że istnieją niewielkie kondensatory o pojemnościach 0,1 F. Nauczyciel twierdził, że takiej pojemności nie ma na całej kuli ziemskiej, a w praktyce jako elektryk miał do czynienia tylko z kondensatorami o pojemności co najwyżej kilku...kilkudziesięciu µF, stosowanymi w układach kompensacji współczynnika mocy w świetlówkach i rozdzielniach lub używanymi przy rozruchu silników elektrycznych. Jakie było jego zdziwienie, gdy na następną lekcję przyniosłem kondensatory 0,047 F/4,5 V i 0,1 F/4,5 V o rozmiarach zbliżonych do guzika, które ówcześnie były stosowane w magnetowidach do podtrzymania pamięci programów i ustawień programatora nagrywania czasowego. Pamięci nieulotne EEPROM nie były jeszcze powszechne ze względu na wysokie koszty, a spotykane podtrzymanie bateryjne zawartości pamięci było kłopotliwe w eksploatacji. Pomimo przedstawienia namacalnych dowodów niesmak pozostał, a ja tak niefortunnie rozpocząłem swoją przygodę z superkondensatorami.

Czym jest superkondensator, ultrakondensator, pseudokondensator? Odpowiedź jest prosta zawsze jest to rodzaj kondensatora elektrolitycznego o bardzo dużej pojemności, dochodzącej do kilku tysięcy faradów, przy dopuszczalnym napięciu pracy do kilku woltów (obecnie) na celę. Pojemność ta może być osiągnięta w superkondensatorach za pomocą technologii EDLC bazującej na elektrostatycznym gromadzeniu ładunku lub w przypadku pseudokondensatorów na elektrochemicznym gromadzeniu ładunku. Dostępne są też kondensatory hybrydowe, w których zastosowano połączenie wymienionych technologii.

eprasa.pl 41c5c37c32

Jakie parametry cechują superkondensatory? Podobnie jak dla wszystkich kondensatorów podstawowymi parametrami są: pojemność, napięcie pracy, zakres temperatur i rezystancja szeregowa. W przypadku superkondensatorów dodatkowo specyfikowane są: maksymalne prądy ładowania i rozładowania [A, kA], często podawana jest moc szczytowa [W, kW], jaką można obciążyć kondensator, liczba cykli ładowania, prąd upływu [mA, μA] oraz wartość przechowanej energii w [Wh] i przeliczenie jej na objętość lub masę kondensatora [Wh/m^3, Wh/kg]. Dla kondensatorów hybrydowych opartych na związkach litu (LIC) analogicznie jak w przypadku akumulatorów litowych specyfikowane jest najniższe dopuszczalne napięcie na zaciskach. Poniżej tego napięcia procesy chemiczne zachodzące w kondensatorze prowadzą do jego degradacji i jeżeli stan ten trwa dłużej, prowadzi do nieodwracalnego zniszczenia (dosyć kosztownego) elementu. Te podstawowe parametry specyfikują praktycznie wszyscy producenci, ułatwia to dobór lub porównanie właściwości elementów.

Dlaczego superkondensatory są tematem coraz większego zainteresowania? Zjawisko ma co najmniej trzy przyczyny, ze wspólnym problemem bazowym, jakim jest eliminacja chemicznych źródeł energii.

Pierwsza przyczyna dotyczy urządzeń konsumenckich, gdzie kondensatory jeszcze nie mogą całkowicie zastąpić, ale już współpracują z bateriami lub akumulatorami, tworząc hybrydowe układy zasilania lub podtrzymania zasilania. Znajdują zastosowania w dyskach SSD, zasilaczach bezprzerwowych UPS, telefonach komórkowych, a nawet w kartach zbliżeniowych, pozwalając połączyć najlepsze cechy ogniw elektrochemicznych, takie jak wysoka gęstość energii, niski koszt, z **zaletami superkondensatorów: niską rezystancją wewnętrzną, możliwością przejmowania i oddawania sporych mocy chwilowych, dużą trwałością, brakiem efektu pamięci i odpornością na warunki środowiskowe**. Podczas eksploatacji superkondensatory nie wymagają żadnych szczególnych zabiegów ze strony obsługi typu formowanie, utrzymywanie minimalnego ładunku podczas użytkowania i przechowywania (z wyjątkiem superkondensatorów hybrydowych).

Sporą część aplikacji mogą stanowić urządzenia Internetu Rzeczy IoT i inteligentne sieci pomiarowe *Smart Metering*, gdzie superkondensatory współpracując z układami pozyskiwania energii z otoczenia (*Energy Harvesting*) mogą odmienić sposób projektowania układów zasilania. Zwłaszcza, że urządzenia mikroprocesorowe pobierają coraz mniejsze moce i stwarzają perspektywę całkowitej eliminacji kłopotliwych w eksploatacji źródeł chemicznych.

Także branża oświetleniowa korzysta z superkondensatorów do magazynowania energii. Pojawiają się oprawy oświetlenia ulicznego LED z autonomicznym zasilaniem w postaci paneli fotoelektrycznych i magazynu energii opartej na baterii superkondensatorów oraz oprawy oświetlenia awaryjnego i kierunkowego z podtrzymaniem superkondensatorowym w miejsce zawodnych akumulatorów NiCd, NiMh, itd.

Drugi powód to przemysł transportowy, gdzie tworzone są hybrydowe układy zasilania i to nie tylko jako połączenie ogniw chemicznych z superkondensatorami, co wydaje się rozwiązaniem naturalnym, ale także w transporcie szynowym przy współpracy sieci trakcyjnej (przewodowej) i baterii superkondensatorów. Przykładem może być pomysł na „bezprzewodowy" tramwaj działający na krótkich odcinkach pozbawionych trakcji ze względów technicznych lub nawet estetycznych. Problem szczególnie istotny w zabytkowych centrach miast dbających o wizerunek, gdzie torowisko w brukowanej ulicy jeszcze jakoś ujdzie, ale wisząca trakcja i słupy wsporcze nie dodają uroku starówkom.

Moduły superkondensatorów znajdują zastosowanie w transporcie kolejowym, czy to w systemach wspomagania rozruchu silników trakcyjnych, czy w systemach KERS (odzysku energii kinetycznej), także w lokomotywach Diesla. Oczywiście starsze tramwaje i pociągi umożliwiają odzysk energii hamownia, lecz musi być spełniony warunek odebrania jej przez inny pojazd w tym samym fragmencie sieci, co jest dosyć trudne do zaplanowania – gdy np. jeden tramwaj hamuje, drugi musi jednocześnie przyspieszać, aby wygenerowaną energię pochłonąć. W przeciwnym wypadku nadmiarowa energia musi być wytracona bezpowrotnie w rezystorach, aby nie spowodować nadmiernego wzrostu napięcia w trakcji zasilającej, gdyż podstacje zasilające raczej nie mają możliwość zwrotu energii do sieci energetycznej, co pewnie ulegnie zmianie w nieodległej przyszłości.

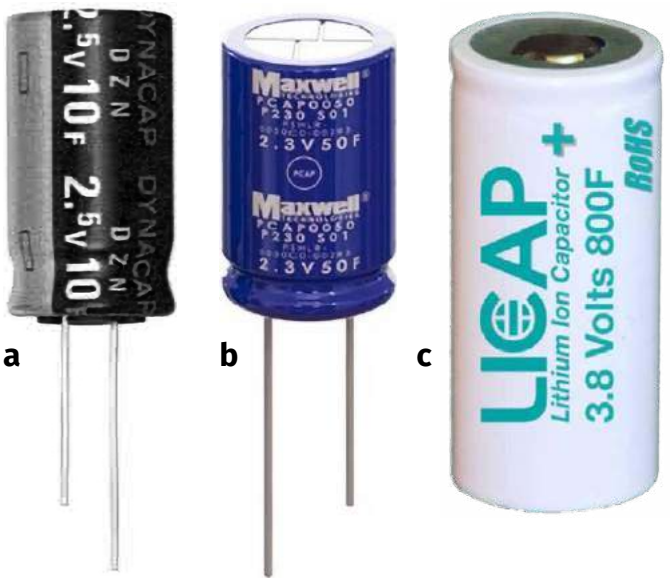
Lokalne odzyskiwanie energii i gromadzenie w modułach superkondensatorowych uwalnia od konieczności „synchronizacji" odzysku pojazdu hamującego i poboru pojazdu przyspieszającego, co prowadzi nawet do 20% oszczędności energii elektrycznej, pomijając wpływ na trwałość elementów mechanicznych takich jak tarcze i klocki hamulcowe. W samochodach, nie tylko bolidach F1, które pobierają coraz większą ilość energii elektrycznej, także spotykane są rozwiązania oparte na bateriach superkondensatorów, wspomagające system zasilania pojazdu oraz umożliwiające odzysk energii podczas hamowania. Pojawiają się autonomiczne autobusy z zasilaniem tylko z superkondensatorów, lecz wymagają one dodatkowej infrastruktury ładującej, ponieważ pojemności w dalszym ciągu nie pozwalają zgromadzić wymaganej energii na całodniowe kursowanie po mieście,

Trzeci powód jest związany z energetyką komercyjną, która ze względu na zwiększającą się ilość kompletnie „nieprzewidywalnych" źródeł energii odnawialnej, takiej jak elektrownie wiatrowe i słoneczne, zmaga się z problemem mocy szczytowych i niezbyt dobrej współpracy źródeł odnawialnych z klasycznymi elektrowniami. Narasta potrzeba magazynowania energii w systemach GESS (*Grid Energy Storage Systems*) i oddawania jej do sieci, gdy produkcja źródeł odnawialnych spada i nie bilansuje zapotrzebowania. Także obserwowany od kilku lat proces rozpraszania produkcji energii, pojawienie się nowego podmiotu, jakim jest prosument (producent i jednocześnie konsument energii, w zależności od pory dnia) oraz mikrosieci (*Micro Grids*), stawia coraz większe wymogi w rozdziale i zarządzaniu przepływem energii. W tym zastosowaniu superkondensatory pomimo wysokiej ceny są elementami znacznie trwalszymi niż akumulatory. **Duża liczba cykli pracy, wysokie moce chwilowe i znacznie dłuższy cykl życia zapewniają przewagę nad akumulatorami chemicznymi**.

Niezaprzeczalną zaletą w aplikacjach sieciowych są też niższe całkowite koszty użytkowania pomimo wyższych nakładów inwestycyjnych. Superkondensatory (z wyjątkiem hybryd) nie wymagają podczas eksloatacji specjalnych zabiegów konserwacyjnych, poza kontrolą napięcia maksymalnego na celi i prądu ładowania (warunkowo), nie są potrzebne układy korygujące pracę ładowarki podczas zmian temperatury otoczenia. Superkondensatory podczas pracy nie wydzielają gazów toksycznych lub wybuchowych jak ma to miejsce w przypadku akumulatorów kwasowych, co upraszcza projektowanie m.in. wentylacji pomieszczeń technicznych.

Może po wykupieniu przez Elona Muska firmy Maxwell, następna wersja powerwalla będzie oparta na superkondensatorach? I tu mała dygresja, powerwall to drogie, ale fajne urządzenie do gromadzenia energii odnawialnej i wyrównywania szczytów poboru mocy. Jak wiadomo, nasze taryfy za energię elektryczną zależą od rodzaju przyłącza, większość z nas korzysta z taryfy G11 (24/7) z najsłabszym przyłączem jedno- lub trójfazowym (2,3...8 kW), z którego tak naprawdę zasilana większą mocą jest tylko kuchenka indukcyjna lub piekarnik. Oba urządzenia pracują z pełną mocą może kilka... kilkanaście minut dziennie (chyba że ktoś prowadzi stołówkę lub ma wilczy apetyt). Pralkę, zmywarkę i odkurzacz można „poprzesuwać" w czasie tak, by nie nakładały się z poborem prądu. A gdyby tak moc konieczną w szczycie obiadowym zmagazynować w małym domowym superkondensatorowym powerbanku i zmienić przyłącze na najtańsze jednofazowe? Może zaoszczędzone przez czas życia powerbanku pieniądze dałyby radę spłacić taki układ, przy założeniu, że superkondensatory będą coraz powszechniejsze i tańsze, a energia i przesył coraz droższe? Problem wydolności sieci energetycznej może się uwydatnić, jak już wszyscy będziemy jeździć superekologicznymi

eprasa.pl 41c5c37c32

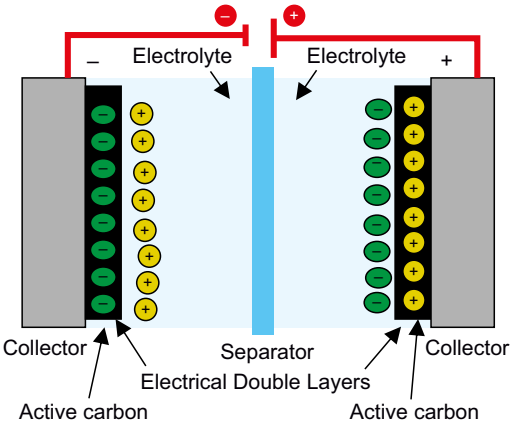


Fotografie 1a, 1b, 1c. Przykładowe superkondensatory wykonane w różnych technologiach (z materiałów producentów)

samochodami elektrycznymi i generować będziemy cowieczorne osiedlowe blackouty, gdy wszyscy jednocześnie będą ładować swoje wehikuły po powrocie z pracy…

Po co o tym pisać? Ponieważ najwyższy czas wziąć udział w tym postępie. Technicy i inżynierowie elektronicy i elektroenergetycy coraz częściej będą się spotykali z obsługą superkondensatorów w istniejących aplikacjach, ale co ważniejsze, także z projektowaniem aplikacji z zastosowaniem tych nowoczesnych elementów. Dlatego warto przyjrzeć się budowie superkondensatorów, ich parametrom, zaletom i wadom oraz rozeznać się w ofercie rynkowej.

Znaczącymi dostawcami superkondensatorów są Maxwell, (który aktualnie został wykupiony przez Teslę – czyżby szykował się odwrót od płonących akumulatorów litowych?), Panasonic, Nippon-Chemicon, Eaton, Elna, Murata, TAIYO-Yuden, Samwha, TDK-Epcos, Kemet, Illinois Capacitor, Skeleton Tech, IOXUS, Licaptech, Cornell Dubilier, AVX, CAP-XX, Vinatech (kolejność przypadkowa). Część z firm specjalizuje się w produkcji superkondensatorów (np. Maxwell, IOXUS) i modułów, a dla niektórych jest to tylko uzupełnienie oferty oferowanych podzespołów biernych (np. TDK, Kemet). Na rynku dostępne są jeszcze superkondensatory Nesscap (wykupionego przez Maxwella) producenta m.in. XP-Series XTRA performance przystosowanych do długotrwałej pracy w trudnych warunkach środowiskowych.



Rysunek 2. Budowa superkondensatora EDLC (z materiałów Murata)

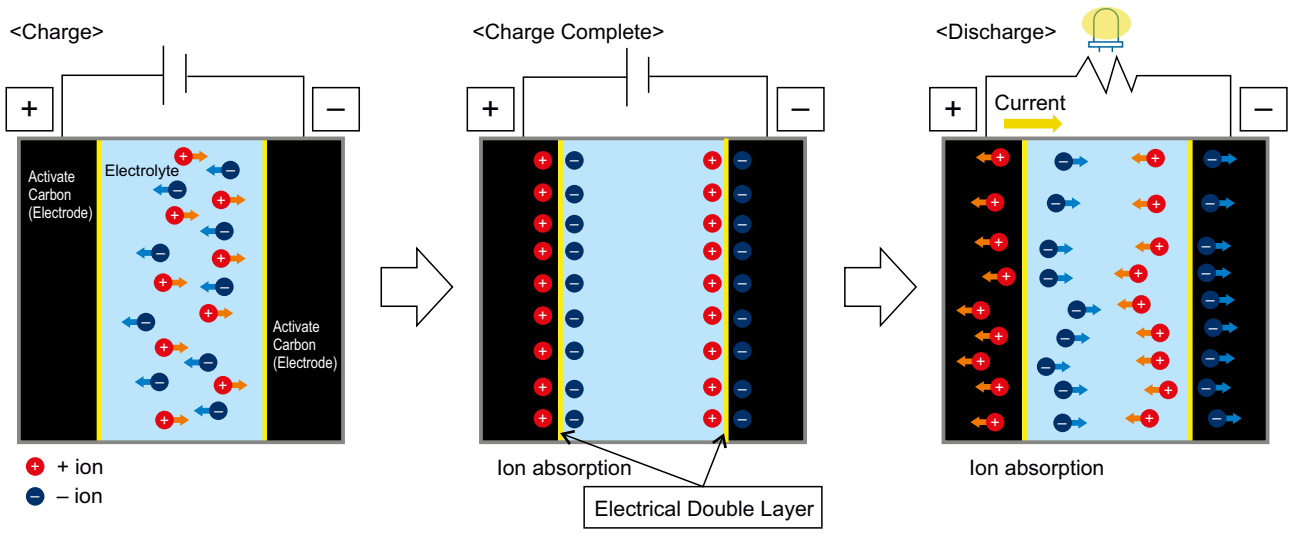
Technologie wykonania superkondensatorów

Obecnie na rynku dostępne są superkondensatory wykonane w technologiach:

- **dwuwarstwowej EDLC** (*Supercapacitor, Ultracapacitor),* np. Elna Dynacap (**fotografia 1a**),
- **pseudokondesatory** (*Pseudocapacitor),* np. Maxwell PCAP, (**fotografia 1b**),
- **hybrydowej**, np. Licap Technologies LC (**fotografia 1c**).

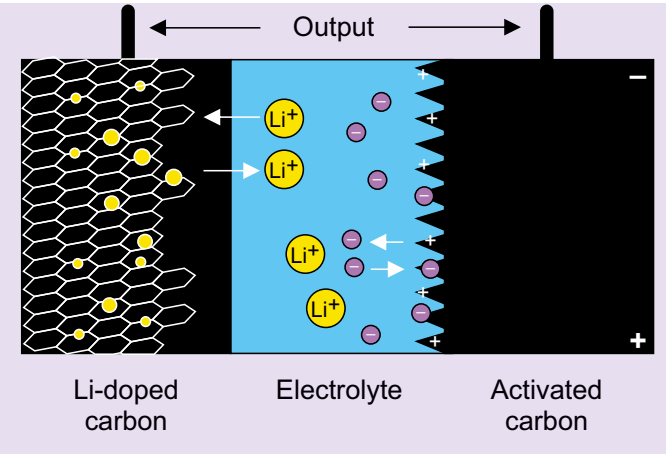
Najpowszechniej spotykane są superkondensatory EDLC (*Electrical Double Layer Capacitor*), w których ładunek przechowywany jest elektrostatycznie, a zasada działania nie wymaga procesów chemicznych (jak w bateriach lub akumulatorach), a jedynie gromadzenia i przepływu ładunków elektrycznych. Funkcję okładzin przejmują dwie identyczne porowate elektrody. Najczęściej są wykonane z węgla aktywnego, mogą mieć postać żelu, nanorurek węglowych lub grafenu, istotne jest, by miały dużą powierzchnię i niską rezystancję. Dzięki wysokiej porowatości materiału możliwe jest znaczne zwiększenie powierzchni aktywnej okładzin superkondensatora i uzyskanie bardzo dużej przewodności elektrycznej, co skutkuje zmniejszeniem rezystancji ESR.

Aby zapobiec wewnętrznemu zwarciu między elektrodami, rozdziela się je separatorem, który jednak nie pełni funkcji klasycznego dielektryka. Separator nie blokuje też przepływu jonów w elektrolicie po przyłożeniu napięcia do elektrod. Funkcję dielektryka pełnią obszary styku elektrolitu i elektrody, które dzięki porowatości materiału umożliwiają uzyskanie ponadprzeciętnej pojemności. Schematyczną budowę superkondensatora EDLC pokazano na **rysunku 2**, a zasadę działania na **rysunku 3**. Dzięki brakowi reakcji chemicznych nie następuje degradacja elektrod, możliwe jest więc uzyskanie wysokiej trwałości i dużej liczby cykli ładowania i rozładowania.



Rysunek 3. Zasada działania superkondensatora EDLC (z materiałów Murata)

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 4. Budowa kondensatora hybrydowego LIC (za notą Socomec)

Fotografia 5. Przykładowe kondensatory *Coin-Type* EDLC (za notą Cornell Dubilier)

Drugim sposobem budowy superkondensatora jest tzw. pseudokondensator. Nazwa nie jest przypadkowa – pseudokondensator gromadzi energię na innej zasadzie niż klasyczny kondensator. Odbywa się to dzięki reakcjom elektrochemicznym (redox, adsorbcji), jakim podlegają elektrody i elektrolit. Jako materiały elektrod stosowane są tlenki metali (ruten, iryd, mangan) lub przewodzące polimery. **Największą zaletą pseudokondensatorów jest praktycznie dwukrotnie większa wartość gęstości zgromadzonej energii w porównaniu z technologią EDLC oraz niższa rezystancja szeregowa ESR**; obie cechy osiągnięte są niestety kosztem trwałości kondensatora.

Trzecim rodzajem są kondensatory hybrydowe, które łączą obie opisane wcześniej technologie. Różnią się konstrukcją elektrod, wykonywanych w niektórych typach jako kompozyt oparty na węglu i przewodzącym metalu (polimer) lub wręcz asymetryczną konstrukcją elektrod ze względu na różne materiały anody i katody. Dla przykładu – jedna elektroda bazuje na technologii gromadzenia ładunku jak w EDLC, a druga na reakcjach chemicznych jak w pseudokondensatorach.

Kondensatory hybrydowe charakteryzują się zwiększoną gęstością energii osiągniętą bez znaczącej utraty trwałości w porównaniu z pseudokondensatorami i niskim samorozładowaniem w odniesieniu do technologii EDLC. Reprezentantami technologii hybrydowej są kondensatory litowe LIC. Zbudowane są asymetrycznie, jedna z elektrod domieszkowana jest litem, druga tak jak w EDLC wykonana jest z węgla aktywowanego. Schematyczną budowę kondensatora hybrydowego w technologii LIC pokazano na **rysunku 4.** Budową i cechami są bardziej podobne do ogniw (baterii) litowych LIB niż do klasycznym kondensatorów. Hybrydowe kondensatory litowe mają wyższe dopuszczalne napięcie pracy – 3,8 V (max. 4,2 V).

Niestety technologia hybrydowa ma istotną w niektórych zastosowaniach wadę w postaci minimalnego napięcia na zaciskach, zawiera się ono w okolicach 2,2…2,5 V/kondensator. Obniżenie napięcia poniżej tego progu powoduje degradację kondensatora prowadzącą do jego zniszczenia. Z tego powodu wszystkie kondensatory LIC dostarczane są w stanie częściowego naładowania (podobnie jak akumulatory litowe). Komplikuje to kwestie transportu, przechowywania i montażu automatycznego. Aplikacja LIC w układzie docelowym musi uwzględnić dodatkowe zabezpieczenie i konserwację podtrzymującą nieistotną w przypadku EDLC, co podnosi złożoność i koszty rozwiązania. Pomimo wad, technologią kondensatorów hybrydowych interesuje się NASA, znajdując jej zastosowanie w satelitach.

Obudowy superkondensatorów

W związku z dużą różnorodnością aplikacji możemy wybierać nie tylko pojemność i napięcie znamionowe, ale także zoptymalizowaną konstrukcję obudowy, w jakiej zamknięty jest superkondensator. W aplikacjach o małych wymaganiach co do ilości gromadzonej energii przydatne są kondensatory *Coin-Type* (moneta, choć bardziej przypominają pastylkę lub guzik) zamknięte w niewielkich obudowach przystosowanych do montażu automatycznego za pomocą standardowych narzędzi. W zależności od aplikacji kondensatory mogą być wykonane w wersji pionowej, poziomej i o różnej formie wyprowadzeń THT/SMD, co pokazano na **fotografii 5**. W tym typie obudowy wykonywane są praktycznie tylko kondensatory EDLC przy pojemności poniżej 2,2 F i napięciu do 5,5 V.

W przeciwieństwie do baterii, rozładowany kondensator może być lutowany w tym samym procesie co pozostałe elementy elektroniczne. Nie ma ryzyka zwarcia elektrod i potrzeby stosowania podstawek i późniejszego ręcznego montażu. Zawsze należy jednak sprawdzić w nocie producenta możliwość montażu, a w szczególności mycia po procesie dla każdego typu zastosowanego kondensatora, gdyż jak wszystkie kondensatory elektrolityczne, ze względu na konstrukcję obudowy nie zawsze zapewniają całkowitą szczelność przepustów. W przypadku tego typu superkondensatorów należy także sprawdzić zastosowanie, gdyż część z nich jest optymalizowana dla aplikacji o niewielkim ciągłym poborze mocy takich jak np. podtrzymanie

Tabela 1. Zestawienie parametrów wybranych kondensatorów *Coin-Type*

Producent	Typ	Pojemność [F]	Napięcie [V]	ESR [Ω]
Cornell Dubilier	EDC104Z5R5C	0,100	5,5	75
Cornell Dubilier	EDC104Z6R3C	0,100	6,3	120
Cornell Dubilier	EDC224Z5R5C	0,220	5,5	75
Cornell Dubilier	EDC224Z6R3C	0,220	6,3	75
Cornell Dubilier	EDC105Z6R3C	1,000	6,3	30
Cornell Dubilier	EDC155Z5R5C	1,500	5,5	30
EATON	KW-5R5C104R	0,100	5,5	50
EATON	KW-5R5C224R	0,220	5,5	50
EATON	KW-5R5C105R	1,000	5,5	30
Elna	DVN-5R5D473T-R5	0,047	5,5	30
Elna	DVN-5R5D104T-R5	0,100	5,5	30
Elna	DXS-3R6V473U	0,047	3,6	25
Elna	DXS-3R6V105U	1,000	3,6	20
Elna	DXJ-5R5V473U	0,047	5,5	200
Kemet	FYH0H473ZF	0,047	5,5	100
Kemet	FYD0H225ZF	2,200	5,5	35
Kemet	FA1A104ZF	0,100	11	8
Kemet	FA1A474ZF	0,047	11	4
Panasonic	EECRG0V105V	1,000	3,6	20
Panasonic	EECS5R5V105	1,000	5,5	30

eprasa.pl 41c5c37c32

pamięci RAM lub zegara RTC i ma względnie dużą rezystancję wewnętrzną (Elna Dynacap DXJ, DHL), w przeciwieństwie do standardowych wykonań przystosowanych do pracy cyklicznej o niskiej rezystancji szeregowej ESR (Elna Dynacap DZN, DU). **Superkondensatorów nie należy używać do filtracji i odsprzęgania zasilania, gdyż ze względu na wysoką wartość ESR mogą ulec przegrzaniu i nieodwracalnemu uszkodzeniu.** W tym wykonaniu dostępne są też stosy kondensatorowe o wyższym napięciu pracy uzyskanym poprzez szeregowe łączenie kondensatorów o niższym napięciu pracy. Typowe napięcia pracy to 3,6 V, 5,5 V, spotykane są też stosy 11 V (Kemet FA1A). Tak wykonane kondensatory nie mają wyprowadzeń balansowania, wewnętrzne kondensatory dobierane są przez producenta i mają zbliżone przechowywane ładunki lub stosowany jest prosty dzielnik rezystorowy wyrównujący napięcia na kondensatorach. Niewielkie moce, z jakimi są ładowane i rozładowane, nie wymagają złożonych układów ładowarek, a ładowanie sprowadza się do doboru rezystora ograniczającego prąd ładowania i diody zapobiegającej przepływowi wstecznemu prądu po zaniku zasilania. Polecam ten typ superkondensatora do eliminacji baterii litowych w układach podtrzymania RTC. Szczególnie w aplikacjach w których istnieje realne wymaganie pracy w szerokim zakresie temperatur, z naciskiem na temperatury ujemne (np. wymogi *cold-start*), gdzie typowe baterie litowe ulegają degradacji, a wersje z rozszerzonym zakresem temperatur (–40 do +85°C), takie jak np. Murata CR2032X, nie są łatwo dostępne, mają ceny porównywalne z superkondensatorami, nie wspominając o problemach z transportem i komplikacjach w montażu PCB. Porównanie kilku rodzin kondensatorów *Coin-Type* pokazano w **tabeli 1**.

Drugim typem obudowy, wymuszonej aplikacją w układach zasilania telefonów, dysków SSD, a ostatnio także w kartach płatniczych, jest obudowa *Thin lub Ultra-thin*. Ma kształt prostopadłościanu o niewielkiej wysokości (0,4...4 mm) i przypomina akumulator litowy. Wygląd superkondensatora w obudowie *Ultra-thin* pokazano na **fotografii 6**. Wykonywane są na napięcia 2,5...5,5 V, pojemności nie przekraczają kilku faradów. Są to parametry wystarczające w ich typowych zastosowaniach, które polegają głównie na podtrzymaniu pracy urządzenia przez kilka sekund po zaniku zasilania np. bezpiecznego dokończenia zapisu pamięci w dysku SSD lub przeprowadzenia transakcji wykorzystującej komunikację bezprzewodową. Pakiety z połączonych szeregowo kondensatorów mają wyprowadzenie środkowe (MID) lub niezależne wyprowadzenia dla każdego z kondensatorów, umożliwiające podłączenie zewnętrznego balansera wyrównującego ładunek połączonych w szereg kondensatorów. Ten typ optymalizowany jest do układów buforowania i podtrzymania zasilania i cechuje się niską rezystancją ESR, ułatwiającą szybkie ładowanie i rozładowanie, bez wprowadzania strat energii. Przykładowe zestawienie cech kondensatorów *Thin*, *Ultra-thin* pokazano w **tabeli 2**.

Fotografia 6. Kondensator w obudowie *Ultra-thin* (za notą Murata DMHA)

Fotografia 7. Kondensatory w obudowie cylindrycznej (za notą Samwha)

Najczęściej superkondensatory zamykane są w obudowach cylindrycznych z wyprowadzeniami w postaci drutu dla mniejszych pojemności (Samwha Green-CAP DS), SNAP-IN dla średnich prądów (Samwha Green-CAP DS) i terminali śrubowych, M6...M12 dla aplikacji wysokoprądowych (Nippon-Chemicon DXF, Samwha DP). Przykładowe kondensatory w obudowach cylindrycznych pokazano na **fotografii 7**.

Obudowy cylindryczne z wyprowadzeniami drutowymi są stosowane w kondensatorach o pojemnościach rzędu 1...100 F przy napięciu 2,5/2,7 V, obudowy SNAP-IN zawierają kondensatory o pojemnościach 100...400 (500) F na napięcia 2,5/2,7 V, zaś duże obudowy z zaciskami śrubowymi, przeznaczone do aplikacji dużych mocy, zawierają kondensatory 300 F/2,5 V, aż do 3400 F/3,0 V (Maxwell DuraBlue), 3150 F/2,8 V (DXF Nippon Chemicon) lub rekordowego 6500 F/2,7 V (Samwha typ DE).

Istnieje jeszcze podgrupa kondensatorów w obudowach cylindrycznych o rozmiarach zgodnych z bateriami D i wyprowadzeniami w postaci blaszek stykowych do konektorów 4, 8/6,3 mm, ale powoli jest wycofywana z produkcji i zastępowana kondensatorami w obudowach cylindrycznych z wyprowadzeniami SNAP-IN.

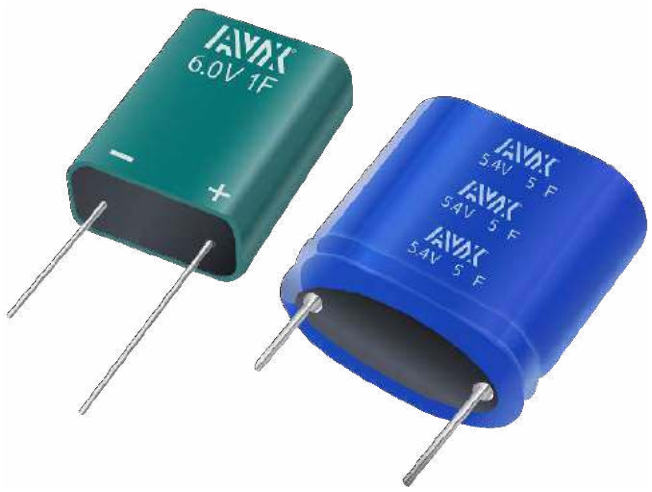
Dla kondensatorów o wyższych dopuszczalnych prądach dostępne są podtypy o zwiększonej liczbie wyprowadzeń SNAP-IN, które także zapewniają lepsze mocowanie mechaniczne kondensatora (np. Maxwell BC).

Kondensatory cylindryczne z wyprowadzeniami drutowymi dostępne są też w wersji modułowej złożonej z dwóch lub trzech połączonych szeregowo elementów np. AVX SCM (**fotografia 8**). Moduły oferują pojemności do kilku faradów. Występują w wersjach

Tabela 2. Zestawienie parametrów wybranych kondensatorów *Ultra-thin*

Producent	Typ	Pojemność [F]	Napięcie [V]	ESR [Ω]	Wymiary [mm]
Murata	DMT334R2S474M3DTA0	0,470	4.2	0,13	14×21×3,5
Murata	DMF3Z5R5H474M3DTA0	0,470	4.2	0,045	14×21×3,2
Murata	DMHA14R5V353M4ATA0	0,035	4,5	0,3	20×20×0.4
CAP-XX	GA209F	0,090	5,0	0,095	20×18×2,1
CAP-XX	GS130F	2,400	2,5	0,015	39×17×3,9
CAP-XX	HS230F	1,200	5,5	0,045	39×17×3,9
CAP-XX	HW109F	0,300	2,8	0,05	28,5×17×1,0
TDK	EDLC041720-100-2F-13	0,010	3,2	7	17×27×0,5

eprasa.pl 41c5c37c32



Fotografia 8. Moduł kondensatorowy SCM (za notą AVX)

Fotografia 9. Kondensatory Durablue i akcesoria w pakiecie (za notą Maxwell)

z dopuszczalnym napięciem 5,4/5,0 V, 6,0/5,5 V, 7,5 V, 9/8,1 V, zwalniając konstruktora od konieczności zapewnienia balansowania ładunku, a zakres dostępnych napięć ułatwia dobór modelu pod konkretne zastosowanie. Zestawienie przykładowo wybranych modułów pokazano w **tabeli 3**.

Do aplikacji wymagających samodzielnego zestawiania pakietów o dużych gromadzonych energiach dostępne są kondensatory

Tabela 3. Zestawienie parametrów wybranych modułów SCM (za notą AVX)

Producent	Typ	Pojemność [F]	Napięcie [V]	ESR [Ω]	Prąd szczytowy [A]	Zgromadzona energia [Wh]	Wymiary [mm]	Uwagi
AVX	SCMQ14C474PRBA0	0,47	5,0	0,400	0,8	0,0016	L=14, d=6,3	
AVX	SCMR14C474PRBBA0	0,47	5,4	0,300	0,86	0,0019	L=14, d=8	
AVX	SCMT32D755SRBB0	7,50	5,4	0,160	9,2	0,0304	L=32, d=12,5	
AVX	SCMQ14F474PRBA0	0,47	5,5	0,500	0,54	0,002	L=14, d=6,3	
AVX	SCMU33F156SRBB0	15,00	5,5	0,035	23,57	0,063	L=16, d=32	
AVX	SCMR22H155PSBB0	1,50	6,0	0,56	2,45	0,0075	L=24, d=9,5	Obudowa z tworzywa
AVX	SCMR14G334SRBA0	0,33	7,5	0,45	0,95	0,0026	L=14, d=8	
AVX	SCMR22G105SRBB0	1,00	7,5	0,18	2,76	0,0078	L=22, d=8	
AVX	SCMR14J334SRBA0	0,33	9,0	0,5	0,69	0,03	L=14, d=8	
AVX	SCMR22L105SSBB0	1,00	9,0	0,84	2,45	0,0113	L=24, d=9,5	Obudowa z tworzywa

Tabela 4. Zestawienie parametrów wybranych kondensatorów cylindrycznych

Producent	Typ	Pojemność [F]	Napięcie [V]	ESR [Ω]	Prąd upływu [mA]	Prąd ciągły [A]	Zgromadzona energia [Wh]	Wymiary [mm]	Uwagi
Maxwell	BCAP0001P270T01	1	2,7	0,055	0,006	0,4	0,001	D=8, L=12	standard
Maxwell	BCAP0050P300X11	50	3,0	0,010	0,1	7,1	0,0625	D=18, L=40	XP series
Maxwell	PCAP0300P230S07	300	2,3	0,013	0,96	-	0,22	D=22, L=46	SNAP-IN, pseudo-capacitor
Maxwell	BCAP0310P270T10	310	2,7	0,002	0,45	25	0,31	D=33, L=61,5	standard, osiowy
Maxwell	BCAP3400P300K04	3400	3,0	0,013	12	140	4,25	D=60,4, L=144,36	DuraBlue, osiowy M12
IOXUS	RSC2R7308LR	3000	2,7	0,22	5	145	3,04	D=60,4, L=144,36	iCAP
Samwha	DP	3000	2,7	0,008	8,1	150	3,05	D=63, L=130	DP
Samwha	DE	6500	2,5	0,007	17,55	343	6,58	D=89, L=150	DE
Samwha	DS	50	2,7	0,01	0,14	-	0,0484	D=89, L=150	DE
Nippon Chemicon	DDXF2R8LGM3B2EDH2S	3500	2,8	0,0003	-	-	3,5	D=64,5, L=180	promieniowy, M6
Nippon Chemicon	DDXG2R5LGN301AB65S	300	2,5	0,0012	-	-	0,3	D=40, L=65	promieniowy, M5

eprasa.pl 41c5c37c32

z wyprowadzeniami osiowymi z gwintem M12, przystosowanymi do przewodzenia prądów rzędu kA (Maxwell Durablue) lub wyprowadzeniami przeznaczonymi do zgrzewania (Maxwell BCA-PxxxxP270K05). Dla tych typów dostępne są akcesoria w postaci mostków prądowych o odpowiednio niskiej rezystancji, zapewniających nie tylko połączenie elektryczne, ale też mechaniczne pakietu oraz balansery dla współpracującej pary kondensatorów. Pakiet kondensatorów Maxwell Durablue z akcesoriami pokazano na **fotografii 9**. Pakiety dostępne są też w obudowach hermetyzowanych IP54, np. w postaci modułu 58 F/16 V BMOD0058E016B02 (Maxwell), którego wygląd pokazano na **fotografii 10**. Zestawienie cech wybranych kondensatorów cylindrycznych prezentuje **tabela 4**.

Fotografia 10. Moduł superkondensatora hermetyzowanego BMOD0058 (za notą Maxwell)

Fotografia 11. Kondensator ESM ULTRA 31/1800 w formie akumulatora ołowiowego (za notą Maxwell)

Fotografia 12. Superkondensatory pryzmatyczne Ultimo (za notą JMenergy)

Do zastosowań w transporcie produkowane są moduły superkondensatorów zgodne wymiarami z klasycznymi akumulatorami ołowiowymi 12 V (**fotografia 11**). Cechują się pracą w szerokim zakresie temperatur (–40...+85°C), wysoką wydajnością prądową w ujemnych temperaturach oraz szybkim ładowaniem. Znajdują zastosowanie w ciężarówkach jako wspomaganie rozruchu silnika Diesla w niskich temperaturach (*cold start*) oraz w energetyce odnawialnej mniejszych mocy.

Ułatwieniem dla producentów baterii superkondensatorów o większych pojemnościach są kondensatory pryzmatyczne w wersji laminowanej lub w obudowie z tworzywa sztucznego. Przykładem kondensatora w obudowie laminowanej jest Ultimo LIC CLQ1100A1A, 1100 F/3,8 V, charakteryzujący się pracą w temperaturze –30...+70°C, rezystancją ESR ok. 1,2 mΩ, gęstości energii 10 Wh/kg, niskim spadkiem pojemności w szerokim zakresie temperatur (–20%, przy –20°C w odniesieniu do 25°C) i niewielkim samorozładowaniem poniżej 5% w ciągu 3 miesięcy w 25°C. Przykładowe kondensatory pryzmatyczne w wersji laminowanej i w obudowie pokazano na **fotografii 12**.

Dla transportu szynowego lub aplikacji energoelektronicznych produkowane są moduły o napięciach 48 V i wyższych np. 160 V (**fotografia 13**). W wielu przypadkach są to bloki z wbudowanymi zabezpieczeniami i balanserami oraz także z ładowarką.

Bezpieczeństwo eksploatacji

Po omówieniu budowy i przeglądzie dostępnych wykonań koniecznie należy zapoznać się z podstawowymi zasadami bezpiecznego użytkowania superkondensatorów:

- zawsze sprawdź polaryzację kondensatora przed wlutowaniem lub podłączeniem do układu,
- nigdy nie przekraczaj napięcia znamionowego, zwiększa to prąd upływu i w efekcie grozi eksplozją lub pożarem,
- stosuj zabezpieczenia przeciążeniowe i zwarciowe o odpowiedniej zdolności łączeniowej przystosowane do prądu stałego,
- nie przekraczaj temperatury pracy kondensatora, pomimo szerokiego zakresu temperatury dopuszczalnej, jego trwałość znacząco zależy od temperatury,
- zachowaj zalecenia producenta podczas lutowania, montażu i mycia obwodów z superkondensatorami,
- nie otwieraj, nie rozcinaj, nie zgniataj obudowy superkondensatora,
- nie stosuj kondensatorów bezpośrednio w środowisku z ryzykiem kondensacji lub zawierającym gazy toksyczne, pomimo uszczelnienia obudowy, może pojawić się korozja wyprowadzeń lub pogorszenie parametrów kondensatora,
- nie przekraczaj dopuszczalnych prądów ładowania i rozładowania,
- nie stosuj superkondensatorów do filtracji zasilania (chyba że producent dopuszcza taki tryb pracy),
- w przypadku kondensatorów z wyprowadzeniami śrubowymi, które gromadzą dużą energię, zadbaj o odpowiedni moment dokręcania śrub (klucz dynamometryczny) oraz odpowiednie przekroje mostków prądowych – istnieje ryzyko pożaru przy zwiększeniu się rezystancji styku,
- gdy kondensatory narażone są na wibracje, zadbaj o odpowiednie mocowanie mechaniczne, stosując podkładki sprężynujące, masy zalewowe i uszczelniające pochłaniające wibracje,
- nie dopuszczaj do naprężeń mechanicznych na wyprowadzeniach kondensatorów, to w większości przypadków dosyć ciężkie elementy,
- w przypadku zestawienia baterii z kondensatorów połączonych szeregowo zastosuj balanser, utrzymujący odpowiedni rozkład napięcia na poszczególnych kondensatorach,

eprasa.pl 41c5c37c32

Fotografia 13. Kondensator BMOD0006 6F/160V w formie modułu (za notą Maxwell)

- zwiększ margines bezpieczeństwa 5...10% dla napięcia dopuszczalnego w baterii kondensatorów połączonych szeregowo, zmniejsza to nieco zgromadzony ładunek, ale zapobiega problemom przy zmianach temperatury i starzeniu się elementów oraz nieidealnej pracy balansera,
- przy projektowaniu płytek staraj się nie prowadzić ścieżek pod kondensatorami, może to zwiększać prawdopodobieństwo zwarcia z obudową kondensatora lub powodować nieprzewidziane skutki podczas rozszczelnienia się przepustów kondensatora i wycieku elektrolitu,
- w przypadku kondensatorów LIC, nie dopuszczaj do spadku napięcia na zaciskach poniżej napięcia minimalnego,
- podczas przechowywania utrzymuj odpowiednią temperaturę i wilgotność oraz w przypadku LIC minimalne napięcia na zaciskach,
- nigdy nie zwieraj zacisków superkondensatorów, zgromadzona w elemencie energia może doprowadzić do pożaru, a przy modułach o wyższym napięciu do zajarzenia łuku elektrycznego. Pożar taki może być trudny do ugaszenia, trzeba będzie odczekać do czasu rozładowania kondensatora lub przepalenia przyczyny zwarcia,
- po wycofaniu z eksploatacji superkondensatory podlegają recyklingowi.

Podsumowanie

Artykuł tylko w skrócie przybliża informacje o superkondensatorach, zachęcam do bliższego zapoznania się z tą obiecującą technologią przechowywania energii. Na łamach EP opublikowałem już kilka artykułów, w których te ciekawe elementy znajdują zastosowanie, np. w zasilaczach UPS dla Arduino i Launchpada. Opracowany został także zasilacz bezprzerwowy dla Raspberry Pi z superkondensatorami 4×22 F umożliwiający bezpieczne zamknięcie systemu po zaniku zasilania. Zachęcam do zapoznania się z tymi projektami oraz pomocniczymi układami balanserów i ładowarek, i do podjęcia prób zastosowania ich we własnych aplikacjach.

Adam Tatuś
adam.tatus@ep.com.pl

REKLAMA

eprasa.pl 41c5c37c32

Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (6)

Kompensacja mocy biernej

Sprawa jest poważna, nawet bardzo, mimo to będziemy się śmiać do rozpuku. Nie będzie to jednak przejaw wesołości, raczej politowania dla ludzkiej naiwności i może trochę złości. Ale po kolei...

Więcej informacji:
Miernik mocy Yokogawa WT500 udostępniła do pomiarów firma **NDN-Zbigniew Daniluk**, ul. Janowskiego 15, 02-784 Warszawa, tel. 22-644-42-50, ***www.ndn.com.pl***. Dziękujemy.

Kompensacja mocy biernej to zagadnienie, o którym większość prywatnych użytkowników energii elektrycznej prawdopodobnie nie ma zielonego pojęcia. Zapewne tylko nieliczni wiedzą, co to w ogóle jest moc bierna.

Jeśli mówimy o elektryczności i mocy, niewątpliwie musi pojawić się temat płacenia comiesięcznych rachunków za energię zużywaną przez nasze urządzenia. Największego zagrożenia dla naszych portfeli obawiamy się ze strony lodówki, pralki, żelazka, może zmywarki. Korzystamy wprawdzie z żarówek energooszczędnych i oświetlenia ledowego, ale niektóre żarówki świecą się niemal na okrągło. Wszystkie komputery domowe i „chodzący" na okrągło telewizor z pewnością też nie będą pomijalne w miesięcznym bilansie energetycznym.

eprasa.pl 41c5c37c32

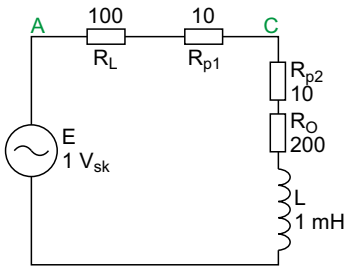
Energia elektryczna wszystkich urządzeń elektrycznych używanych w domu jest mierzona przez jeden tzw. licznik energii (**fotografia 1**). Wszystkie koszty są naliczane według jego wskazań.

Dalej nie wiemy co to wszystko ma wspólnego z koniecznością kompensacji mocy biernej. Aby to zrozumieć musimy przyjrzeć się bliżej teorii, wykonać własne obliczenia, przeprowadzić symulację i eksperyment praktyczny.

Fotografia 1. Domowy licznik energii

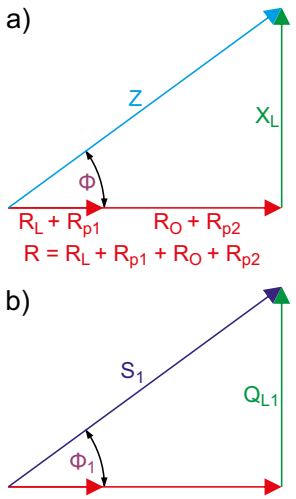
Łyk teorii

Rozpatrzmy obwód elektryczny z **rysunku 2**. Przedstawiono na nim w dużym uproszczeniu sieć energetyczną zasilającą urządzenia elektryczne użytkownika końcowego. Obwód składa się ze źródła napięcia przemiennego E (umownej elektrowni czy też stacji zasilającej lub tzw. transformatora), linii przesyłowej dostarczającej prąd do użytkownika symbolizowanej przez jej rezystancję R_L, rezystancji odbiornika energii R_O i indukcyjności obciążenia L. Na schemacie wprowadzono ponadto dwa oporniki pomiarowe R_{p1} i R_{p2}, które będą potrzebne w pomiarach prądu. Gdyby obciążenie było czysto rezystancyjne, jedynym problemem byłby spadek napięcia na linii przesyłowej, a tym samym obniżenie napięcia w gniazdkach użytkownika. Załóżmy, że zagadnienie to w praktyce jest pomijalne. Z przedstawionej wcześniej listy urządzeń wynika, że w większości przypadków są w nich instalowane silniki elektryczne. Zwykle są to (a przynajmniej były do niedawna) silniki indukcyjne, zatem decydują o indukcyjnym charakterze obciążenia sieci. Jakie są tego konsekwencje?



Rysunek 2. Rozpatrywany w artykule układ testowy

Z teorii wiemy, że w obwodzie z indukcyjnością prąd jest opóźniony względem napięcia, a kąt przesunięcia fazowego zależy od stosunku reaktancji do rezystancji. Maksymalny kąt przesunięcia występuje wtedy, gdy obwód zawiera samą indukcyjność i jest wówczas równy 90°. Wraz ze wzrostem rezystancji przesunięcie fazowe maleje. Zależności te można zilustrować za pomocą wykresów wskazowych. Na **rysunku 3a** pokazano taki wykres dla obwodu z rysunku 2. Widzimy na nim wektory symbolizujące rezystancję R składającą się z rezystancji linii zasilającej R_L i rezystancji uzwojenia silnika R_O oraz rezystorów pomiarowych, a także wektor X_L symbolizujący reaktancję indukcyjną uzwojenia naszego wirtualnego silnika. Wektor Z, to impedancja – wypadkowy parametr decydujący o natężeniu prądu pobieranego ze źródła. Kąt pomiędzy wektorami Z i R jest równy przesunięciu fazowemu pomiędzy napięciem i prądem. I teraz najważniejsze...



Rysunek 3. Zależności fazowe dla a) impedancji, b) mocy

Na oporności, przez którą przepływa prąd w sposób nieunikniony występuje utrata energii. Na schemacie silnik jest symbolizowany dwoma elementami: rezystancją R_O i indukcyjnością L. Płynie przez nie ten sam prąd, ale skutek przepływu prądu przez rezystancję jest zupełnie inny niż przez reaktancję. Prąd płynący przez uzwojenie silnika powoduje wydzielenie się mocy na tym uzwojeniu, co przejawia się wykonaniem pewnej użytecznej pracy mechanicznej (po to przecież stosujemy silnik). Niestety, część tej mocy jest tracona również na podwyższenie temperatury uzwojeń i obudowy.

No dobrze. Właściwie mamy to, o co chodzi – silnik wykonuje pracę, więc w czym nam przeszkadza reaktancja? Aby wirnik silnika mógł się obracać konieczne jest wytworzenie zmiennego pola magnetycznego. Prąd płynący przez uzwojenie (reaktancję indukcyjną) w ciągu jednego półokresu powoduje magnesowanie rdzenia. Zużywana jest do tego pewna energia, która jest jednak zwracana z powrotem do źródła w drugim półokresie prądu. Dlatego moc wynikającą z przepływu prądu przez reaktancję (w tym przypadku indukcyjną) nazywamy mocą bierną. Poza przemagnesowywaniem rdzenia, które samo w sobie nie jest nam do niczego potrzebne, nie mamy z niej żadnej korzyści. Można powiedzieć bilans wychodzi na zero, o co więc walka? Aby odpowiedzieć na to pytanie przekonajmy się naocznie, co dzieje się w obwodzie z rysunku 2.

Obliczenia

Na wstępie niezbędne założenia. Ze względów technicznych wartości elementów i parametry źródła zasilającego, które zastosujemy w eksperymencie nie odpowiadają tym, z którymi mamy do czynienia eksploatując rzeczywiste silniki. Musielibyśmy użyć cewek o bardzo dużych indukcyjnościach, a pomiary dużych prądów również nie ułatwiłyby nam pracy. W eksperymencie chodzi jedynie o pokazanie mechanizmu i zależności między poszczególnymi parametrami.

Zakładamy więc, że rezystancja linii jest równa 100 Ω, ale zaliczymy do niej również rezystor R_{p1} 10 Ω. Podobnie będzie z rezystancją cewki. Zakładamy, że ma ona oporność 200 Ω, ale tu również dodajemy rezystor pomiarowy R_{p2} 10 Ω. Do modelowania indukcyjności uzwojeń silnika zastosujemy dławik 1 mH. Przyjmiemy również parametry źródła zasilającego: E=1 V_{RMS}, co odpowiada amplitudzie 1,4142 V. Dla wygody pomiarów przyjmiemy ponadto częstotliwość równą 37 kHz. Mamy wszystko, możemy przystąpić do obliczeń, ale musi się tu pojawić jeszcze jedno wyjaśnienie. Rozpatrujemy obwód prądu przemiennego, zatem obliczenia będą wykonywane na liczbach zespolonych. Nie jest to zadanie specjalnie trudne, ale dość uciążliwe. Istnieją wprawdzie kalkulatory, które potrafią liczyć bezpośrednio na liczbach zespolonych, zakładam jednak, że nie każdy Czytelnik jest posiadaczem takiego. Do obliczeń wykorzystamy ogólnie dostępny, darmowy i działający on-line program WolframAlpha uruchamiany spod adresu: ***http://bit.ly/2tKCZtx***. Wyniki będą podawane z dokładnością do 4 cyfr znaczących, natomiast obliczenia wykonamy z pełną dokładnością programu. Jeszcze jedna ważna uwaga: w programie WolframAlfa jedność urojona jest oznaczana literką „i", my natomiast jesteśmy przyzwyczajeni raczej do używania literki „j". Pamiętajmy również o znaku dziesiętnym, którym w Wolframie jest kropka.

Zaczynamy od obliczenia impedancji odbiornika energii, czyli naszego silnika. Jak już wiemy składa się ona z rezystora R_O i rezystora R_{p2} oraz reaktancji X_L. Reaktancja X_L dla przyjętych parametrów źródła zasilającego jest równa:

eprasa.pl 41c5c37c32

Rysunek 4. Przykładowe obliczenie impedancji w programie WolframAlfa

$$|X_L| = 2\pi fL = 232,5\Omega$$

impedancja silnika natomiast:

$$\underline{Z_1} = R_o + R_{p2} + jX_L = 210 + j232,5 = 313,3e^{j47,91^\circ}\Omega$$

Zrzut ekranu ilustrujący to obliczenie w programie WolframAlfa pokazano na **rysunku 4**.

Impedancja całego obwodu wraz z linią zasilającą jest równa:

$$\underline{Z_2} = R_{p1} + R_L + Z_1 = 320 + j232,5 = 395,5e^{j36,00^\circ}\Omega$$

Prąd płynący w obwodzie ma natężenie:

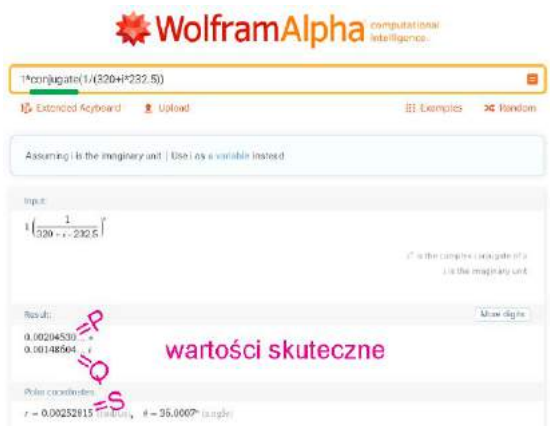
$$\underline{I_1} = \frac{\underline{E}}{\underline{Z_2}} = 2,045 - j1,486 = 2,528e^{-j36,00^\circ}mA$$

Moc jest iloczynem prądu i napięcia. Do obliczenia zespolonej mocy pozornej w obwodzie prądu zmiennego musimy wziąć tzw. wartość sprzężoną prądu, czyli zmienić znak części urojonej prądu. Wartość sprzężoną oznacza się gwiazdką. Przyjmujemy to „na wiarę", zainteresowanych dlaczego tak należy postąpić odsyłam do literatury lub samodzielnego wyprowadzenia wzorów. W naszym obwodzie całkowita moc pozorna pobierana ze źródła jest równa:

$$\underline{S_1} = \underline{E} \cdot \underline{I_1^*} = 2,045 + j1,486 = 2,528e^{j36,00^\circ}mVA$$

Do obliczenia liczby sprzężonej do danej liczby zespolonej używamy w Wolframie funkcji CONJUGATE. Na **rysunku 5** pokazano obliczenie mocy pozornej. Należy zauważyć, że w polu wejściowym nie są wpisywane dane liczbowe z poprzednich obliczeń lecz formuła jest systematycznie rozbudowywana w kolejnych krokach obliczeniowych. Dzięki temu unikamy błędów zaokrągleń.

Całkowitej mocy czynnej i biernej nie musimy już dodatkowo liczyć. Moc czynna P jest równa części rzeczywistej mocy pozornej S, a moc bierna Q jest równa części urojonej. W naszym przypadku moc czynna wynosi więc P_1=2,045 mW, a moc bierna Q_1=1,486 mvar. Zauważmy, że moc bierna (urojona część mocy pozornej) ma znak dodatni. Oznacza to, że mamy do czynienia z mocą bierną indukcyjną. W obliczeniach uzyskaliśmy ponadto kąt przesunięcia fazowego równy 36,00°. W praktyce przesunięcie fazowe wnoszone przez dane urządzenie jest często podawane na tabliczce znamionowej jako cos(φ). Parametr ten jest nazywany współczynnikiem mocy. Kąt 36° nie odpowiada jednak parametrowi, który byłby podany na tabliczce naszego wirtualnego silnika, gdyż w powyższym obliczeniu uwzględniono rezystancję linii zasilającej. Dla samego silnika będzie on równy argumentowi impedancji Z_1 równemu 47,91°. Współczynnik mocy silnika wyniesie więc: cos(φ)=0,6757. To bardzo słaby wynik. Biorąc pod uwagę warunki eksploatacji sieci zasilającej należy dążyć do obciążania jej odbiornikami o jak największej wartości cos(φ), co odpowiada odbiornikom czysto rezystancyjnym. Dlaczego tak jest przekonamy się po wykonaniu kolejnego etapu naszego eksperymentu. Policzmy jeszcze moce czynne (wartości skuteczne) wydzielane na rezystancjach R_L i R_O (bez rezystorów pomiarowych):



Rysunek 5. Obliczenie pozornej mocy zespolonej z użyciem funkcji CONJUGATE

$$P_{R_L^1} = I_1^2 R_L = 0,6392mW$$

$$P_{R_O^1} = I_1^2 R_O = 1,278mW$$

Wykres wskazowy mocy pokazano na **rysunku 3b**. Wykonajmy jeszcze jedno obliczenie, które da nam parametry mocy wskazywane przez mierniki użytkowników, czyli w punkcie C na schemacie. W tym celu należy obliczyć napięcie występujące w tym punkcie:

$$\underline{U_{C_1}} = \underline{I_1}\,\underline{Z_1} = 0,7750 + j0,1635 = 0,7921e^{j11,91^\circ}V$$

Moc pozorna zmierzona u użytkownika jest równa:

$$\underline{S_{u_1}} = \underline{U_{C_1}}\,\underline{I_1^*} = 1,342 + j1,486 = 2,002e^{j47,91^\circ}mVA$$

Gdyby więc użytkownik miał u siebie miernik mocy czynnej i biernej, wskazania byłyby następujące:

$$P_{u_1} = 1,342\ mVA$$

$$Q_{u_1} = 1,486\ mvar$$

Duże przesunięcie fazowe jest spowodowane reaktancją indukcyjną silnika. Intuicyjnie czujemy, że do jej kompensacji należy zastosować element o przeciwnym charakterze, a więc kondensator. Reaktancja pojemnościowa ma przeciwny znak do reaktancji indukcyjnej, więc dołączenie kondensatora równolegle do silnika powinno spełnić zadanie. Modyfikujemy więc nasz obwód zgodnie z **rysunkiem 6**. Zasadniczym zadaniem byłoby w tym przypadku obliczenie pojemności tak, aby zmniejszyć kąt przesunięcia fazowego do żądanej wartości. W artykule nie ma jednak zbyt dużo miejsca na takie obliczenia, pozostawiam je jako zadanie własne dla Czytelników, a my tymczasem skorzystamy z gotowego wyniku. Dołączamy pojemność 10 nF i patrzymy, jaki skutek osiągniemy. Reaktancja kondensatora jest równa:

$$|X_C| = \frac{1}{2\pi fC} = 430,1\ \Omega$$

Obliczamy impedancję silnika z równolegle dołączonym kondensatorem:

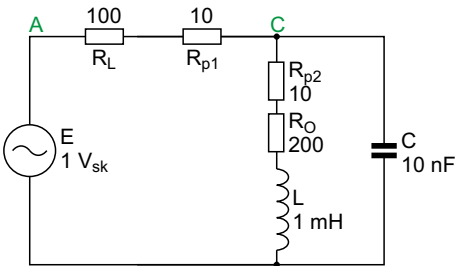
$$\underline{Z_3} = \underline{Z_1} // \underline{X_C} = \frac{(210 + j232,5)\cdot(-j430,1)}{(210 + j232,5 - j430,1)} =$$

$$= 467,2 + j9,528 = 467,3e^{j1,168^\circ}\Omega$$

Całkowita impedancja obwodu jest równa:

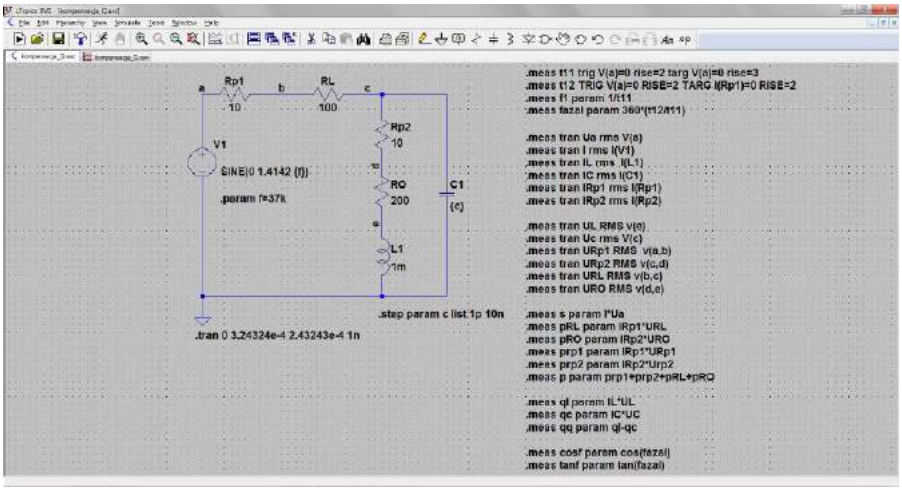
$$\underline{Z_4} = R_{P1} + R_L + \underline{Z_3} = 577,2 + j9,528 = 577,3e^{j0,9457^\circ}\Omega$$

W obwodzie popłynie prąd:



Rysunek 6. Schemat układu z kompensacją mocy biernej indukcyjnej

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 7. Schemat badanego układu w programie LTspice

$$\underline{I_2} = \frac{\underline{E}}{\underline{Z_4}} = 1,732 - j0,02859 = 1,732e^{-j0,9457^\circ} mA$$

Całkowita moc pozorna pobierana ze źródła przez układ z kompensacją mocy biernej jest równa:

$$\underline{S_2} = \underline{E} \cdot \underline{I_2^*} = 1,732 + j0,02859 = 1,732e^{j0,9457^\circ} mVA$$

z czego wynika, że całkowita moc czynna jest równa P_2=1,732 mW, a moc bierna Q_2=0,02859 mvar. Policzmy jeszcze napięcie w punkcie C:

$$\underline{U_{C2}} = \underline{I_2} \cdot \underline{Z_3} = 0,8095 + j0,003145 = 0,8095e^{j0,2226^\circ} V$$

Na podstawie tego napięcia liczymy prąd cewki silnika:

$$\underline{I_{L_2}} = \frac{\underline{U_{C_2}}}{\underline{Z_1}} 1,739 - j1,911 = 2,584e^{-j47,69^\circ} mA$$

Sprawdźmy, co zmierzą mierniki mocy u użytkownika. Moc pozorna:

$$\underline{S_{u2}} = \underline{U_{c2}} \cdot \underline{I_2}^* = 1,402 + j0,02859 = 1,402e^{j1,168^\circ} V$$

I teraz uwaga! Chwila prawdy. Sprawdzamy mierniki mocy zainstalowane u użytkownika. Zmierzona na przyłączu użytkownika moc czynna po zastosowaniu kompensacji mocy biernej jest równa:

$$(P_{u2}) = \mathrm{Re}(S_{u2}) = 1,402\, mW$$

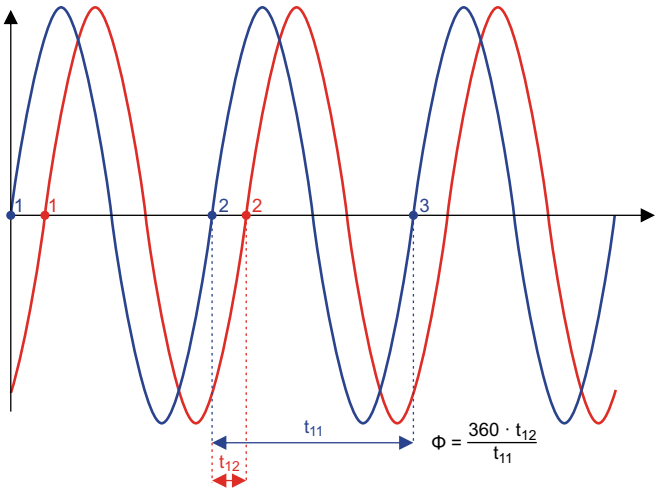
a moc bierna:

$$Q_{u2} = \mathrm{Im}(S_{u2}) = 0,02859\, mW$$

Cel został osiągnięty – moc bierna spadła niemal do zera, ale moc czynna nieznacznie, ale **wzrosła** z 1,342 mW do 1,402 mW. Pozostaje jeszcze obliczenie mocy wydzielanej w silniku i w przewodach linii zasilającej w układzie z kompensacją mocy biernej bez rezystorów pomiarowych:

$$P_{R_L 2} = I_2^2 R_L = 0,3001\ mW$$

$$P_{R_O 1} = I_{L_2}^2 R_O = 1,335\ mW$$



Rysunek 8. Ilustracja zasady pomiaru przesunięcia fazowego

Widzimy ponadto, że przesunięcie fazowe zostało zredukowane niemal do zera, dokładnie do φ=0,9457°, a więc współczynnik mocy osiągnął bardzo korzystną wartość: cos(φ)=0,9999.

Wnioski

Porównajmy teraz prądy i moce wydzielane w linii zasilającej. Prąd płynący w linii przed kompensacją był równy 2,53 mA i powodował straty mocy czynnej w linii 0,64 mW. To jest moc, która mówiąc dosadnie zupełnie niepotrzebnie idzie wyłącznie na ogrzewanie atmosfery (poprzez grzanie kabli linii zasilającej). Po kompensacji prąd zmalał do 1,73 mA, a straty mocy czynnej zmalały do 0,3 mW, to jest ponad 2-krotnie mniej niż w pierwszym układzie. Jednocześnie moc czynna wydzielana w silniku prawie się nie zmieniła (nieznacznie wzrosła). Widzimy wyraźnie, że jest o co walczyć. Żądania dostawców energii wobec jej przemysłowych użytkowników dotyczące obowiązku kompensowania mocy biernej nie są, jak widać, bezzasadne.

Symulacja

Sprawdźmy, jak zachowa się ten sam układ w symulacji programem LTspice. Ekran roboczy pokazano na **rysunku 7**. Widzimy na nim schemat badanego obwodu oraz zestaw instrukcji mierzących poszczególne parametry. W celu usprawnienia pracy wybrane węzły układu oznaczono symbolami literowymi od „a" do „e". Źródło napięciowe ma amplitudę 1,4142 V, co odpowiada napięciu skutecznemu 1 V przyjętemu w obliczeniach. Przeprowadzimy symulację czasową (*Transient*) z takimi parametrami, aby na ekranie uzyskać dokładnie 3 okresy przebiegu. To, aby ekran obejmował dokładną wielokrotność okresów jest ważne ze względu na zasadę pomiaru wartości skutecznych (całkowanie za okres). Z kolei w przyjętej do pomiaru przesunięć fazowych metodzie konieczne jest dysponowanie co najmniej 3 okresami przebiegu. Dodatkowo, aby uniknąć stanów nieustalonych „po włączeniu zasilania" analizujemy okresy od 9 do 11, co odpowiada ustawieniu parametrów: Stop time=3,243224e-4 s i Time to start saving data=2,44324e-4 s. Warto również zastosować mniejszy krok obliczeniowy niż domyślny, co zwiększy dokładność obliczeń. Ustawiamy więc Maximum Timestep na 1 ns.

Pojemność kondensatora kompensującego (C1) definiujemy parametrycznie. Dzięki temu będziemy mieli możliwość bezpośredniego porównania przebiegów i parametrów w układzie z kompensacją i bez niej. W programie LTspice nie można wprowadzać wartości równych zero lub nieskończoność, brak kondensatora będzie więc symulowany bardzo małą pojemnością, np. 1 pF. Kondensator kompensujący, tak jak w obliczeniach ma pojemność 10 nF. W polu wartości kondensatora C1 wpisujemy więc {C}, a na schemacie umieszczamy polecenie `.step param c list 1p 10n`.

Omówienia wymaga też zestaw instrukcji obliczeniowych MEAS. Za ich pomocą określimy wszystkie interesujące nas parametry obwodu. Najpierw występują instrukcje używane do pomiaru przesunięcia fazowego:

```
.meas t11 trig V(a)=0 rise=2 targ V(a)=0 rise=3
.meas t12 TRIG V(a)=0 RISE=2 TARG I(Rp1)=0 RISE=2
.meas f1 param 1/t11
.meas fazaI param 360*(t12/t11)
```

Pierwsza z nich uruchamia pomiar przedziału czasu t_{11} od chwili, gdy napięcie zasilające (węzeł „a") po raz drugi przechodzi przez zero na zboczu narastającym do analogicznego trzeciego takiego przecięcia. Czas t_{11} odpowiada okresowi napięcia zasilającego. Druga instrukcja oblicza przedział czasu pomiędzy drugim przejściem napięcia zasilającego przez zero a drugim przejściem prądu przez zero

eprasa.pl 41c5c37c32

na zboczach narastających (**rysunek 8**). Jest to więc opóźnienie prądu względem napięcia wyrażone w jednostkach czasu. W kolejnych instrukcjach obliczana jest częstotliwość napięcia i przesunięcie fazowe wyrażone w stopniach kątowych.

W następnych instrukcjach mierzone są wartości skuteczne napięć w wybranych punktach obwodu i prądy płynące przez poszczególne elementy:

```
.meas tran Ua rms V(a)
.meas tran I rms I(V1)
.meas tran IL rms  I(L1)
.meas tran IC rms I(C1)
.meas tran IRp1 rms I(Rp1)
.meas tran IRp2 rms I(Rp2)

.meas tran UL RMS v(e)
.meas tran Uc rms V(c)
.meas tran URp1 RMS v(a,b)
.meas tran URp2 RMS v(c,d)
.meas tran URL RMS v(b,c)
.meas tran URO RMS v(d,e)
```

Oraz blok najważniejszy, obejmujący instrukcje pomiaru mocy wydzielanych w poszczególnych elementach. Są to moce skuteczne:

```
.meas s param I*Ua
.meas su param I*Uc
.meas pRL param IRp1*URL
.meas pRO param IRp2*URO
.meas prp1 param IRp1*URp1
.meas prp2 param IRp2*Urp2
.meas p param prp1+prp2+pRL+pRO
.meas pu param prp2+pRO

.meas ql param IL*UL
.meas qc param IC*UC
.meas qq param ql-qc
```

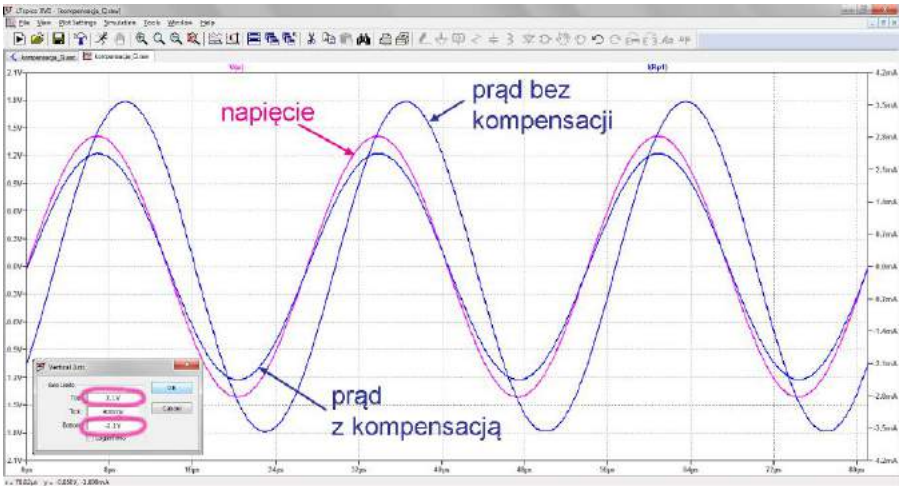
Pozostaje jeszcze obliczenie współczynnika mocy i tangensa kąta przesunięcia fazowego, o którym będzie jeszcze mowa:

```
.meas cosf param cos(fazaI)
.meas tanf param tan(fazaI)
```

Po uruchomieniu symulacji trzeba wskazać punkt, dla którego będzie kreślony wykres czasowy. Ponieważ interesuje nas przesunięcie fazowe między napięciem zasilającym i prądem wskazujemy węzeł „a" i naprowadzamy kursor na przykład na rezystor R_{p1}. Kursor przyjmuje wówczas kształt prądowych cęgów pomiarowych, co oznacza że będzie mierzony prąd. Po kliknięciu, do wykresu napięcia zostają dołączone przebiegi prądowe. I tutaj ważna uwaga: faza rysowanego prądu zależy od ustawienia elementu przez który ten prąd płynie (w naszym przypadki R_{p1}). Niestety podczas rysowania schematu nie mamy praktycznie żadnej informacji jak dany element powinien być zorientowany. Jeśli po pierwszym uruchomieniu symulacji faza danego przebiegu będzie ewidentnie odwrócona, należy obrócić element o 180°. Podpowiedzią może być strzałka na ikonie cęgów pomiarowych, o których była mowa, widoczna podczas wskazywania elementu, przez który przepływa prąd umieszczany na wykresie.

Aby zapewnić prawidłowe graficzne odwzorowanie relacji czasowych należy zadbać o ustawienie wykresów tak, aby ich osie czasu pokrywały się ze sobą. Może to wymagać korekty parametrów osi pionowej napięcia. Przykład pokazano w oknie dialogowym na wykresie z **rysunku 9**.

Nawet bez głębszej analizy, tylko na podstawie wykresów widać, że dołączenie kondensatora do naszego wirtualnego silnika zdecydowanie zmniejszyło przesunięcie fazowe między napięciem i prądem. O liczbowych parametrach kompensacji przekonamy się otwierając okno wyników pomiarów: *View* → *SPACE Error Log*. Wybrane fragmenty wyników przedstawiono na **rysunku 10**. Spośród nich warto zwrócić uwagę na zmniejszenie kąta przesunięcia fazowego z 36° do 0,95° oraz redukcję wypadkowej mocy biernej z 1,48 mvar do 0,029 mvar. Symulacja potwierdziła również redukcję mocy czynnej wydzielanej na linii zasilającej z 0,64 mVA do 0,3 mVA. Wszystkie wyniki uzyskane tą metodą wykazują dużą zgodność z obliczeniami. Pora więc na weryfikację w układzie rzeczywistym.



Rysunek 9. Ustawianie parametrów osi wykresu w LTspice

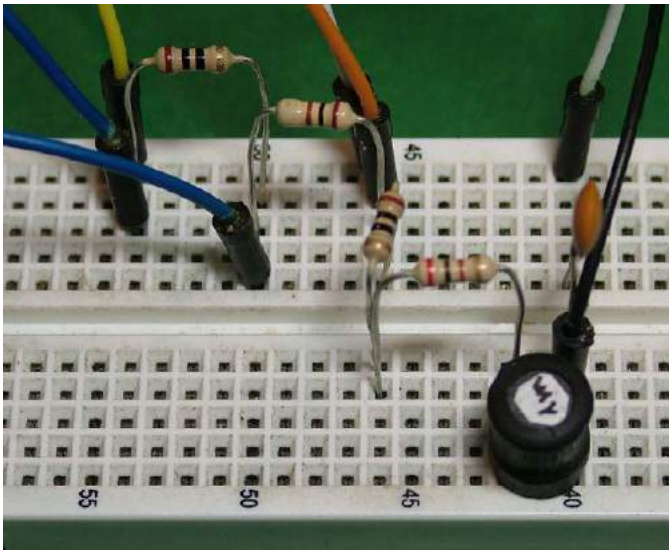
```
Measurement: fazai
  step            360*(t12/t11)
    1             35.9961
    2             0.951496
Measurement: ua
  step            RMS(v(a))
    1             0.998717
    2             0.998771
Measurement: i
  step            RMS(i(v1))
    1             0.00252492
    2             0.00173024
Measurement: il
  step            RMS(i(l1))
    1             0.00252505
    2             0.00258063
Measurement: ul
  step            RMS(v(e))
    1             0.587044
    2             0.599957
Measurement: url
  step            RMS(v(b,c))
    1             0.252492
    2             0.173024
Measurement: uro
  step            RMS(v(d,e))
    1             0.505011
    2             0.516127
Measurement: s
  step            i*ua
    1             0.00252168
    2             0.00172811
Measurement: su
  step            i*uc
    1             0.00199732
    2             0.00139886
Measurement: prl
  step            irp1*url
    1             0.000637521
    2             0.000299373
Measurement: pro
  step            irp2*uro
    1             0.00127518
    2             0.00133194
Measurement: p
  step            prp1+prp2+prl+pro
    1             0.00204021
    2             0.00172784
Measurement: pu
  step            prp2+pro
    1             0.00133894
    2             0.00139853
Measurement: ql
  step            il*ul
    1             0.00148232
    2             0.00154027
Measurement: qc
  step            ic*uc
    1             1.45484e-007
    2             0.00151957
Measurement: qq
  step            ql-qc
    1             0.00148217
    2             2.86988e-005
Measurement: cosf
  step            cos(fazai)
    1             0.809057
    2             0.999862
Measurement: tanf
  step            tan(fazai)
    1             0.726438
    2             0.0166083
```

Rysunek 10. Wyniki pomiarów wybranych parametrów w programie LTspice

Pomiary

Jak zwykle układ montujemy na płytce stykowej (**fotografia 11**), a do pomiarów użyjemy zestawu Analog Discovery 2. Schemat połączeń przedstawiono na **rysunku 12**. Różnicowe wyprowadzenia 2 kanału pomiarowego łączymy z rezystorem R_{p1}, co umożliwi nam pomiar prądu. Definiujemy więc kanał użytkownika,

eprasa.pl 41c5c37c32



Fotografia 11. Zmontowany na płytce stykowej układ badany

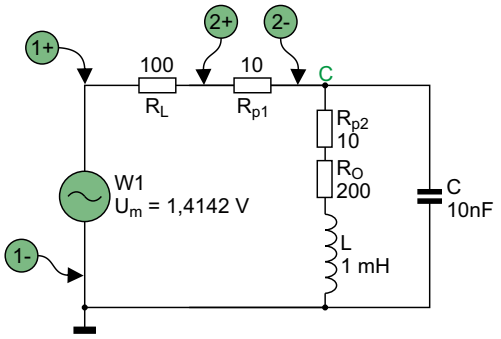
w którym będzie wyświetlana wartość C2/10 (napięcie 2 kanału dzielone przez rezystancję pomiarową 10 Ω dające w wyniku natężenie prądu). Po kliknięciu na trybik w oknie kanału zmieniamy domyślną nazwę (*Name=prad*). Do obliczenia wartości interesujących nas parametrów zastosujemy odpowiednio przygotowany skrypt, którego zawartość jest następująca:

```
function doScope(){
   print("Running Scope script");
   Scope1.run();
   Wavegen1.run()
   while(1){
      if(!Scope1.wait()){
         return;
      }

      var Urms =Scope1.Channel1.measure("DC RMS")
      var pradI=Scope1.prad.measure("DC RMS")
      var faza=Scope1.measure("Phase")
      var cosfi=Math.cos(faza/180*PI)
      var tanfi=Math.tan(faza/180*PI)
      var mocS=pradI*Urms
      var mocP=mocS*Math.cos(faza/180*PI)
      var mocQ=mocS*Math.sin(faza/180*PI)

      print("I="+pradI+"    A    faza="+faza+"°
cos(fi)="+cosfi+"                    tg(fi)="+tanfi)
      print("S="+mocS+" VA P="+mocP+" W Q="+mocQ+"
var")
      print()
      wait(.4)
   }
}

if(!('Scope1' in this)){
   throw("Proszę uruchomic oscyloskop");
}
doScope();
```



Rysunek 12. Schemat rzeczywistego układu pomiarowego

W pierwszym kroku uruchamiamy pomiar z odłączonym kondensatorem C. Podstawę czasu należy ustawić tak, aby ekran pomieścił pełne dwa okresy przebiegu. Dla częstotliwości 37 kHz, przy uwzględnieniu 10 działek ekranowych parametr *Base* jest równy 2/(10*37k)=5,4 µs. Wygodniejszą metodą może być ustawienie całkowitego czasu wyświetlanego na ekranie, równego 2/37k. Trzeba jednak niestandardowo ustawić interpretację parametru *Base* w oknie podstawy czasu. Należy w tym celu kliknąć na ikonę koła zębatego widoczną w prawym górnym rogu tego okna i wybrać opcję *Range Mode* → *Full*.

Uzyskany oscylogram przypomina ten z symulacji (**rysunek 13a**). Dokładny pomiar wykazuje jednak nieco większe przesunięcie fazowe niż to, które uzyskaliśmy w symulacji (36.0° – symulacja, 36,7° – pomiar). Różnice są jednak niewielkie, a mogą wynikać z nieuwzględnionej we wcześniejszych obliczeniach i symulacji rezystancji dławika, rezystancji połączeń na płytce stykowej, tolerancji użytych elementów itp.

Z nieukrywanym dreszczykiem emocji uruchamiamy pomiar z dołączonym kondensatorem kompensującym. Wyniki przedstawiono

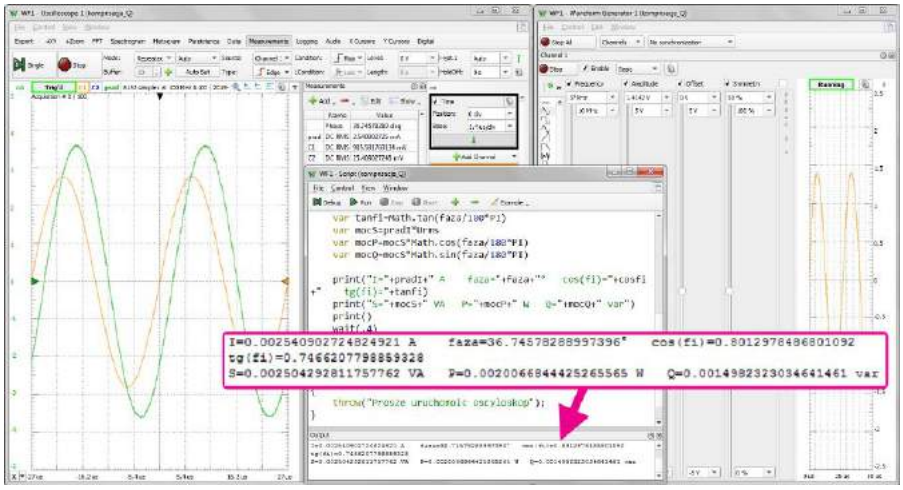
Tabela 1. Wyniki obliczeń, symulacji i pomiarów

	Obliczenia		Symulacja		Pomiar	
	Bez kompensacji	z kompensacją	bez kompensacji	z kompensacją	bez kompensacji	z kompensacją
φ [°]	36,0	0,946	36,0	0,951	36,7	7,43
I [mA]	2,53	1,73	2,52	1,73	2,54	1,74
I_L [mA]	2,53	2,58	2,53	2,58	2,54	
S [mVA]	2,53	1,73	2,52	1,73	2,51	1,71
P [mW]	2,05	1,73	2,04	1,73	2,00	1,69
Q [mvar]	1,49	0,0286	1,48	0,0290	1,50	0,221
$P_{RL\,[mW]}$	0,639	0,300	0,638	0,299		
P_{RO} [mW]	1,28	1,34	1,28	1,33		
$S_{u\,[mVA]}$	2,00	1,40	2,00	1,40	1,98	1,42
P_u [mW]	**1,34**	**1,40**	1,34	1,40	1,32	1,40
Q_u [mvar]	1,49	0,0286			1,48	
cos(φ)	0,809	ok. 1,00	0,809	ok. 1,00	0,801	0,992
tg(φ)	0,727	0,0165	0,726	0,166	0,747	0,130

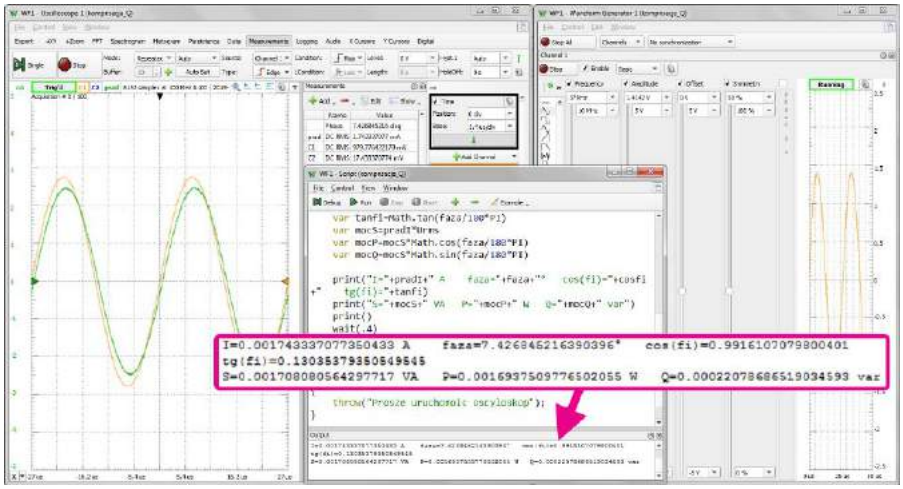
eprasa.pl 41c5c37c32

na **rysunku 13b**. Odetchnęliśmy z ulgą, bo już na pierwszy rzut oka widać, że przesunięcie fazowe zostało zmniejszone, co oznacza, że kompensacja mocy biernej powiodła się. Tak wspaniale, jak w obliczeniach i symulacji niestety nie jest. Przesunięcie fazowe spadło nie do 0,9° a do 7,4°, ale i tak oznacza to, że moc bierna spadła z 1,5 mvar do 0,22 mvar. Można jeszcze przełączyć 2 kanał oscyloskopu do rezystora R_{p2} i 1 kanał dołączyć do punktu C na schemacie, aby zmierzyć prąd i moc wydzielaną w naszym wirtualnym silniku. Ten pomiar pozostawiam jednak zainteresowanym do samodzielnego wykonania. Wyniki wszystkich etapów eksperymentu zestawiono w **tabeli 1**.

a)



b)



Rysunek 13. Wyniki pomiarów w programie WaveForms z użyciem Analog Discovery 2, a) układ bez kompensacji, b) układ z kompensacją

Oszustom mówimy NIE!

Ta część artykułu wybiega poza tematykę cyklu, ale jest na tyle bulwersująca, że nie mogłem z niej zrezygnować.

W Internecie i innych mediach pojawiają się od czasu do czasu reklamy „rewelacyjnych" urządzeń, które mają redukować nasze koszty ponoszone za zużywaną domową energię elektryczną. Działają oczywiście na zasadzie kompensacji mocy biernej. Koszt takiego urządzenia to ok. 50 zł, ale deklarowana oszczędność to od 20% do 45% kosztów energii! O profesjonalizmie sprzedawców tego typu *Bill kilerów* czy innych *Power saverów* oraz determinacji w nabieraniu naiwnych klientów na haczyk świadczą hasła pojawiające się w opisach i reklamach, np.

- miernik mocy biernej (??? – a gdzie mamy wyniki),
- wyrównuje prąd w gniazdku (!!! – z sinusoidy robi prostą?),
- przedłuża żywotność urządzeń elektrycznych,
- szeroka kompatybilność do domu, biura, a nawet małej fabryki (trudno to skomentować),
- innowacyjna technologia (!!! w środku jest mostek prostowniczy składający się z czterech diod, dwa LED-y i oczywiście wielki kondensator),
- zmniejsza reaktywną część prądu (z czym niby ten prąd miałby reagować?).

Pod tymi przechwałkami pojawiają się jeszcze tabele zawierające kalkulacje naszych korzyści. Liczby robią wrażenie. Kto patrzy na nie bezkrytycznie prawdopodobnie natychmiast otwiera internetową stronę aukcji (**rysunek 14**) i kupuje urządzenie póki jest w magazynie. Prestiżu sprzedawcy dodaje też średnia ocena aukcji 4,71 (na 5) i to że 16 osób kupiło 23 sztuki. To znaczy, że byli kupujący po kilka urządzeń!

Aby jeszcze bardziej uwiarygodnić hasła reklamowe, czasami dołączane są zdjęcia z pomiarów prądu pobieranego przez zestaw demonstracyjny bez *Power Savera* i z nim. Jest to bardzo efektowny chwyt stosowany z premedytacją przez sprzedawców, pokazujący wyraźne zmniejszenie natężenia prądu pobieranego przez odbiornik energii z dołączonym urządzeniem. Nie jest natomiast przypadkiem, że nie są pokazywane wskazania mierników mocy czy domowych liczników energii. Ci co kupują po kilka takich urządzeń nie wiedzą, że mierniki z filmików mierzą wartość skuteczną prądu, który zgodnie z naszymi obliczeniami, symulacją i pomiarami musi zmaleć po dołączeniu kondensatora do odbiornika indukcyjnego. Tak wynika z teorii.

Nabieranie ludzi ma dwa wymiary. Pierwszy to taki, że liczniki energii instalowane w domach mierzą moc czynną, nie bierną i nie pozorną. Użytkownicy indywidualni są rozliczani przez dostawców energii wyłącznie ze zużycia mocy czynnej. Tymczasem, gdy popatrzymy na wyniki obliczeń, okazuje się, że moc czynna mierzona u użytkownika może nawet nieznacznie wzrosnąć. W naszym układzie rezystancja linii zasilającej była względnie duża, stąd widoczna różnica wzrostu mocy czynnej odbiornika. Urządzenie *Power Saver* na pewno więc nie przyczyni się do redukcji kosztów, a co gorsza, może je wbrew oszukańczym hasłom reklamowym jedynie powiększyć.

Drugie oszustwo polega na tym, że rozliczenie mocy biernej obowiązuje jedynie zakłady przemysłowe i instytucje, które są do tego zobowiązane, a i to dopiero po przekroczeniu tangensa φ powyżej 0,4. Jednostki te instalują więc profesjonalne kompensatory mocy biernej,

Rysunek 14. Strona aukcji sprzedającej Electricity saving box

eprasa.pl 41c5c37c32

Tabela 2. Pomiary urządzenia Electricity saving Box

	I [A]	P [W]	S [VA]	Q [var]	φ [°]	U [V]
Wentylator bez kompensacji	0,2193	52,49	52,60	3,313	3,61	239,85
Wentylator z kompensacją	0,3212	53,12	77,14	-55,94*	-46,48	240,16
Wentylator + żarówka bez kompensacji	0,5616	107,45	134,99	81,78	37,25	240,38
Wentylator + żarówka z kompensacją	0,6413	107,53	153,87	-110,06*	-45,67	239,94
Żarówka bez kompensacji	0,4030	53,51	98,87	80,75	58,47	240,37
Żarówka Z kompensacją	0,5009	54,95	120,18	-106,88*	-62,79	239,91
sam Electricity saving Box	0,2207	0,64	53,06	-53,06	-49,99	

z akcentem na słowo profesjonalne. Chociaż w artykule skupiliśmy się na kompensacji mocy biernej indukcyjnej, to równie ważna jest kompensacja mocy biernej pojemnościowej. Kompensator profesjonalny musi dobierać elementy kompensujące według aktualnego charakteru pobieranej mocy. Przełączane są w nim zarówno pojemności, jak i indukcyjności, tak aby nie przekompensować mocy. Zakłady energetyczne pobierają opłaty za przekraczanie limitów obu rodzajów mocy biernej (indukcyjnej i pojemnościowej). *Power Saver* jeśli już miałby coś kompensować, to tylko moc bierną indukcyjną, ale kilka pomiarów tego urządzenia pokazało, że po włączeniu go do gniazdka bardzo łatwo dochodzi do przekompensowania mocy, czyli pojawienia się mocy biernej pojemnościowej.

Pomiary „rewelacyjnego" Power Savera

Poświęcając się dla nauki zdobyłem owo wspaniałe urządzenie w celu przeprowadzenia kilku pomiarów. Odbiornikami był wentylator (odbiornik o charakterze prawie rezystancyjnym) i żarówka energooszczędna o wyraźnym charakterze indukcyjnym. Pomiary wykonano miernikiem mocy Yokogawa WT500.

Już samo podłączenie Power Savera do gniazdka spowodowało pobór mocy czynnej ok. 0,6 W oraz mocy biernej –53,06 var świadczącej o zainstalowanym kondensatorze. Wyniki pomiarów zestawiono w **tabeli 2**. Potwierdzają one wszystkie dotychczasowe rozważania. Mamy do czynienia z bardzo brzydkim oszustwem.

Jarosław Doliński, EP

REKLAMA

eprasa.pl 41c5c37c32

Oferta prenumeraty Elektroniki Praktycznej

Prenumerata wersji drukowanej	roczna	dwuletnia
	207,90 zł	**340,20 zł**
	(1 wydanie gratis)	(6 wydań gratis)

DO 50% ZNIŻKI NA PRENUMERATĘ!

Prenumerata ze zniżką lojalnościową za nieprzerwany staż prenumeraty (opcja dostępna po zalogowaniu na www.avt.pl):
roczna (staż 1 rok) – 189,00 zł (2 wydania gratis)
roczna (staż 2 lata) – 170,10 zł (3 wydania gratis)
roczna (staż 3 lata) – 151,20 zł (4 wydania gratis)
dwuletnia (staż 3 lata) – 283,50 zł (9 wydań gratis)
dwuletnia (staż 5 lat) – 226,80 zł (12 wydań gratis)

Prenumerata e-wydań
- roczna – 151,00 zł (2 e-wydania gratis)
- dwuletnia – 271,80 zł (6 e-wydań gratis)

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

Każdorazowo opłacenie prenumeraty jest premiowane prezentem.
W tym numerze są to do wyboru:
- koszulka z logo EP (rozm. L, XL)
- płyta Grety Van Fleet „Anthem of the Peaceful Army"

Zamów swój prezent mailowo – prenumerata@avt.pl.

Przywileje Prenumeratorów
- **do 50% zniżki** w Sklepie AVT (szczegóły na www.sklep.avt.pl/webpage/rabaty.html)
- prenumeratorzy mają **od 30 do 50% zniżki** na zakupy na www.UlubionyKiosk.pl (wystarczy podczas zamówienia powołać się na swój numer prenumeraty)
- jeśli zamawiasz prenumeratę drukowaną na www.avt.pl po raz pierwszy lub przedłużasz ją po zalogowaniu do swojego Panelu Prenumeratora, otrzymasz **kody rabatowe** na bezpłatne pobranie e-wydań z oferty www.UlubionyKiosk.pl (szczegóły na www.avt.pl)
- **darmowe czasopisma** z oferty AVT (więcej na www.avt.pl/klub)
- z każdym numerem swojej prenumeraty otrzymasz **DVD Niezbędnik Elektronika**

Zamów prenumeratę EP w dogodny sposób:
- na www.avt.pl
- mailowo: prenumerata@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

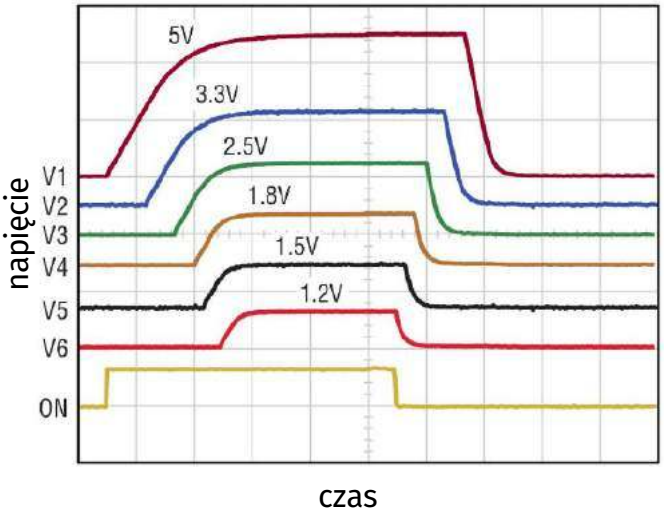
Administratorem Twoich danych osobowych jest AVT-Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa, prenumerata@avt.pl.
Przetwarzamy Twoje dane, aby móc wysłać Ci nasze czasopisma w formie drukowanej lub elektronicznej oraz inne towary (np. prezenty), a także w innych prawnie usprawiedliwionych celach, w tym marketingu bezpośredniego naszych produktów i usług (tzw. uzasadniony interes administratora). Podanie danych jest dobrowolne, ale niezbędne do zrealizowania zamówienia na prenumeratę.
Twoje dane osobowe przekazujemy Poczcie Polskiej, która dostarcza do Ciebie przesyłki. Bez Twojej zgody nie przekażemy i nie będziemy dokonywać obrotu (nie użyczymy, nie sprzedamy) Twoich danych osobowych innym osobom lub instytucjom. Twoje dane osobowe możemy przekazać jedynie podmiotom uprawnionym do ich uzyskania na podstawie obowiązującego prawa (np. sądy lub organy ścigania) – ale tylko na ich żądanie w oparciu o stosowną podstawę prawną. Będziemy przetwarzać Twoje dane osobowe przez 5 lat od zakończenia roku obrachunkowego, w którym wystąpiła ostatnia płatność. Dane osobowe do celów marketingowych będziemy przetwarzać do czasu wycofania przez Ciebie zgody na przetwarzanie lub do czasu usunięcia danych.
Informujemy, że masz prawo do żądania od administratora dostępu do Twoich danych, ich sprostowania, usunięcia, ograniczenia ich przetwarzania, wniesienia sprzeciwu wobec przetwarzania Twoich danych lub ich przenoszenia. W każdej chwili możesz odwołać zgodę na przetwarzanie Twoich danych osobowych oraz możesz zażądać, by Twoje wszystkie dane zostały przez nas usunięte.

eprasa.pl 41c5c37c32

MOCna strona FPGA

czyli odpowiedzi na pytania „ile?" i „jak?" przy zasilaniu układów programowalnych (2)

Zasilacze układów FPGA należą do najbardziej złożonych systemów elektronicznych, jakie stosuje się do dostarczania prądu do urządzeń półprzewodnikowych. Muszą być bardzo precyzyjne, szybkie i łatwe do kontrolowania. Jednocześnie oczekujemy, że sekcje zasilania układów programowalnych będą coraz mniejsze, bardziej energooszczędne i będą zawierały coraz bardziej zaawansowane algorytmy sterowania i programowej kontroli dostarczanych napięć. Sprawę komplikuje dodatkowo fakt podziału FPGA na wiele bloków składowych, z których każdy zasilany jest osobnym, innym napięciem. W drugiej części cyklu omówimy układy do załączania tych napięć w odpowiedniej kolejności.



Poradnik opisuje, na przykładzie układów Arria 10, produkowanych przez Alterę, w jaki sposób należy projektować systemy zasilania dla układów półprzewodnikowych tego typu. W ramach artykułu omówione zostaną zasady zasilania układów oraz optymalne rozwiązania systemów zasilania, oparte na scalonych kontrolerach zasilania, takich jak np. LTC3887, LTC2977 i LTM4677 dostarczane przez firmę Analog Devices.

W pierwszej części poradnika pisaliśmy o statycznych parametrach zasilania, szczególnie o wartości napięcia zasilającego i wymaganej dokładności stabilizacji tego napięcia. Opisany algorytm doboru napięcia zasilającego pozwala nie tylko na uzyskanie optymalnej wydajności obliczeniowej układu FPGA, ale także zapewnienie możliwie energooszczędnej pracy.

Redukowanie wymiarów tranzystorów pozwala na konstrukcję szybszych bloków logicznych, jednak elementy te są o wiele delikatniejsze. Współczesne układy programowalne wymuszają wiele kompromisów w tym zakresie, głównie dzieląc cały układ na niezależnie zasilane bloki o różnych funkcjach. Każdy z tych bloków ma swoją, niezależną specyfikację napięcia zasilania. Bloki te – tzw. domeny zasilania – muszą być załączane w ściśle określonej kolejności, inaczej układ może ulec uszkodzeniu. W tej części przyjrzymy się sekwencjonowaniu zasilania, czyli temu, w jaki sposób zadbać, aby kolejność zasilania poszczególnych domen FPGA była zgodna z wymaganiami przedstawionymi w karcie katalogowej układu.

Poradnik sekwencjonowania zasilania

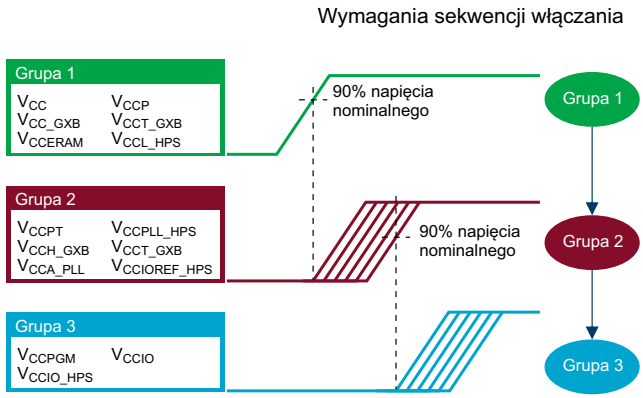
Niektóre spośród najnowocześniejszych układów FPGA mogą wymagać nawet kilkunastu różnych linii zasilających, które różnią się specyfikacjami prądu, tętnień czy maksymalnego dopuszczalnego szumu. Oprócz tego specyfikacja domen zasilania obejmuje także kolejność sekwencji podawania napięć podczas rozruchu układu, jego wyłączenia i różnych stanów awaryjnych.

Najnowsze specyfikacje FPGA określają szczegółowe wymagania dotyczące kolejności sekwencji podczas uruchamiania i wyłączania zasilaczy. Wszyscy wiodący producenci tych elementów, tacy jak Xilinx czy Altera, zalecają określony porządek zasilania i synchronizację poszczególnych linii, aby zapewnić prawidłowe zresetowanie układu FPGA, utrzymanie minimalnego poboru prądu i utrzymanie odpowiedniej konfiguracji trójstanowej linii wejścia/wyjścia podczas uruchamiania czy wyłączania zasilania. Biorąc pod uwagę znaczą liczbę zasilaczy wymaganych przez układ FPGA, złożoność zadania sekwencjonowania jest znaczna.

W przypadku układów Altera Arria 10 specyfikacja dzieli zasilacze na trzy grupy sekwencji (opisanych na **rysunku 1**, jako 1, 2 i 3) i wymaga, aby były one załączane kolejno (1, 2 i 3) podczas włączania i w odwrotnej kolejności odłączane (3, 2 i 1) podczas wyłączania FPGA.

Podobne zalecenia dotyczą układów od Xilinksa. Sekwencja rozruchowa FPGA Virtex UltraScale sugeruje odpowiednią kolejność napięć: V_{CCINT}/V_{CCINT_IO}, V_{CCBRAM}, V_{CCAUX}/V_{CCAUX_IO} i finalnie V_{CCO}. Sekwencjonowanie podczas wyłączania układu jest odwrotnością podanej sekwencji. Więcej informacji znaleźć można w dokumentacji, dostarczanej przez firmę Xilinx.

Opisane powyżej przypadki to tylko dwa z wielu dostępnych układów FPGA. Prawie każdy nowoczesny system FPGA ma wiele szyn zasilających, a jednym z najbardziej oczywistych pytań jest – w jakiej



Rysunek 1. Uproszczony schemat sekwencjonowania zasilania dla układów z rodziny Altera Arria 10

eprasa.pl 41c5c37c32

kolejności powinny się włączać i wyłączać? Nawet jeśli nie ma wyraźnego wymogu sekwencjonowania, istnieją dobre powody, by wymusić deterministyczną sekwencję uruchamiania poszczególnych zasilaczy w systemie. Istnieje szereg sposobów, aby zrealizować sekwencyjne załączanie linii zasilania. Oto niektóre z dostępnych opcji projektowych:

- **Bez sekwencjonowania** – zasilacze uruchamiają się same w swoim tempie, a napięcia podnoszą się i opadają zgodnie ze swoim rytmem. Co mogłoby pójść nie tak?;
- **Sprzętowe sekwencjonowanie kaskadowe** – każdy uruchamiany zasilacz jest podłączony do wejścia załączającego kolejny, aby go uruchomić. Działa to dobrze, ale tylko wtedy, gdy napięcia ułożone są w kolejności rosnącej;
- **Sekwencjonowanie oparte na CPLD** – używa programowalnej logiki, aby stworzyć niestandardowe rozwiązanie. Jest to bardzo elastyczne podejście, ale niesie ze sobą spore wyzwanie dla projektanta sekcji zasilania;
- **Sekwencjonowanie oparte na zdarzeniach** – rozwiązanie jest podobne do sekwencjonowania kaskadowego, ale bardziej elastyczne, ponieważ może działać zarówno przy napięciach malejących, jak i rosnących. Układ scalony sekwencera może być również programowalny i zajmuje się wieloma scenariuszami, jak np. awaria lub skrajne przypadki pracy systemu;
- **Sekwencjonowanie oparte na czasie** – sekwencer zależny od czasu uruchamia każde kolejne napięcie po odczekaniu określonego czasu od załączenia się poprzedniej linii zasilania. W połączeniu z kompleksowym zarządzaniem sytuacjami awaryjnymi, tego rodzaju układy mogą być bardzo elastyczne, a jednocześnie deterministyczne i bezpieczne.

Brak sekwencjonowania

Możliwe jest włączenie systemu zasilania bez żadnego zarządzania załączaniem poszczególnych domen. Gdy główne zasilanie zostaje podłączone do układu, stabilizatory zaczynają swoją pracę. Analogicznie, po odłączeniu zasilania lub wyłączeniu włącznika przestają one działać i napięcie zanika. Problemów z takim podejściem jest wiele, a niektóre nie są wcale oczywiste.

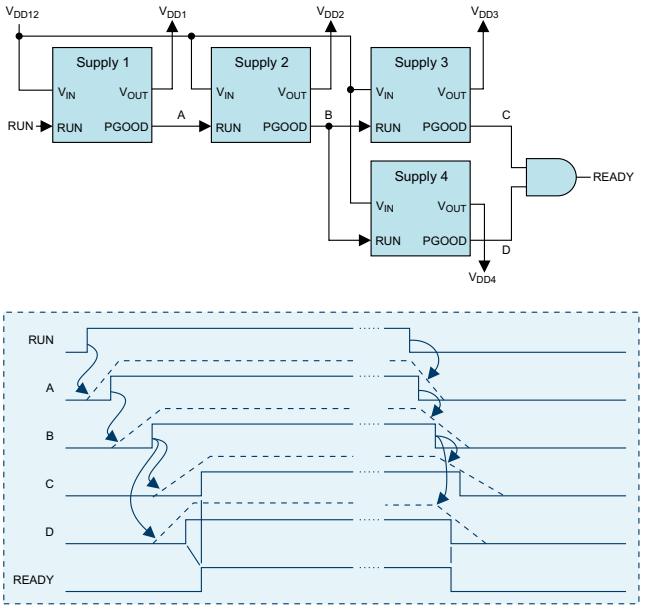
Brak determinizmu czasowego może mieć różne skutki dla systemu. Pierwszym jest nadmierne nadwyrężanie struktury wrażliwego jednak układu FPGA. Może to spowodować natychmiastową katastrofalną awarię albo po prostu przedwczesne starzenie układu. Dodatkowo brak sekwencjonowania zasilania może również powodować nieprzewidziane zachowanie się układu przy resecie po włączeniu lub przyjmowanie nieokreślonych stanów logicznych przez wejścia i wyjścia. Stabilność takiego systemu jest wątpliwa, a powstające problemy trudne do debugowania.

Podejście to sprawia, że pytania dotyczące wykrywania i reagowania na błędy, zarządzania energią czy wsparcia debugowania układu pozostają całkowicie bez odpowiedzi. Unikanie sekwencjonowania zasilania, szczególnie w rozbudowanym układzie FPGA, zawsze niesie ze sobą poważne problemy.

Sekwencje kaskadowe

Nieco bardziej uporządkowanym podejściem do sekwencjonowania napięcia zasilania jest klasyczna kaskada powstająca przez podłączenie wyjść PGOOD do wejść RUN, pokazana na **rysunku 2**. Przypomina kostki domina: każda z nich przewraca następną w sekwencji, co gwarantuje załączanie domen zasilania w odpowiedniej kolejności. Zaletą tej techniki jest prostota budowy układu. Niestety ma to też swoje wady. Chociaż często działa dostatecznie dobrze przy sekwencjonowaniu załączania zasilania, to nie może działać w odwrotnej kolejności (ani w żadnej innej kolejności niż ustalona sprzętowo). Może być tylko jedna kolejność sekwencji.

Ponadto taka topologia nie może w prosty sposób obsługiwać sytuacji awaryjnych ani zarządzać energią w innych niż normalne



Rysunek 2. Sekwencja kaskadowego załączania zasilania

warunkach pracy. Układ nie jest wystarczająco mądry, aby podejmować jakiekolwiek decyzje. Jeśli jeden etap podczas sekwencji nie powiedzie się, co będzie dalej? Co się stanie, jeśli jeden z zasilaczy się zepsuje? Odpowiedzi na te pytania pozostają niezdefiniowane, a debugowanie tego rodzaju problemów nie jest łatwe.

Z uwagi na powyższe problemy zasilacze z kaskadową sekwencją stosuje się tylko w najprostszych urządzeniach z niewieloma domenami zasilania, gdzie ewentualne debugowanie systemu nie jest złożone, a dodanie do sekcji zasilacza prostej logiki, np. w celu łączenia obsługi awaryjnych sytuacji czy zarządzania oszczędzaniem prądu, jest możliwe bez nadmiernego komplikowania układu.

Zastosowanie FPGA lub CPLD do sekwencjonowania

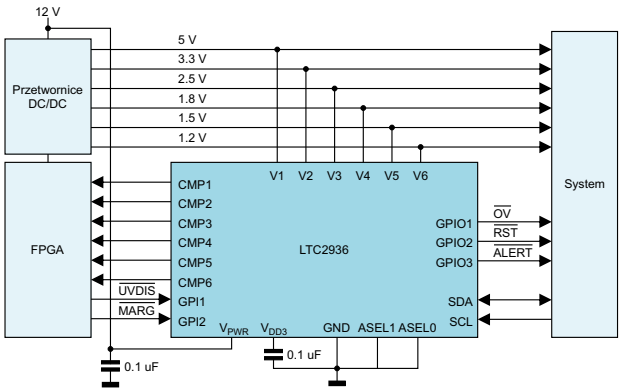
Jeżeli chcemy skonstruować kaskadowy sekwencer do zasilania, który obsługuje bardziej zaawansowane zachowanie, dodajemy do niego pewną logikę sterującą. Jeżeli rozrasta się ona i staje się coraz bardziej skomplikowana, możemy dyskretne elementy logiczne zastąpić np. modułem CPLD lub prostym FPGA (na pewno nie takim, który sam wymaga złożonej sekwencji załączania zasilania).

Używanie pomocniczego CPLD lub FPGA w zasilaczu do sekwencjonowania domen zasilania jest opcją wybieraną przez wielu projektantów. W systemie zaprojektowanym przez i dla projektantów układów cyfrowych ma to pewien urok. Naturalnym rozwiązaniem jest zaprojektowanie cyfrowego bloku sterującego w układzie programowalnym, który steruje systemem zasilania innego układu FPGA. Oczywiście, nie jest to tak proste, jak może wydawać się na początku, ponieważ systemy zasilania należy rozpatrywać z szerszej perspektywy niż tylko samo sterowanie cyfrowe.

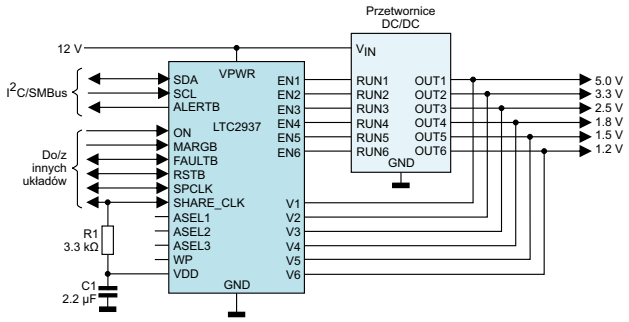
Jeśli projektanci chcą rozwiązać problem sekwencjonowania i zarządzania zasilaniem, muszą najpierw dokładnie zrozumieć jego złożoność. Omówiliśmy już wiele z tych aspektów, ale jest ich więcej. Są to zagadnienia takie jak wykrywanie i reagowanie na warunki przepięcia i zapadu napięcia, które mogą się zdarzać w skali mikrosekundowej. Konieczne jest także wykrywanie niebezpiecznych prądów i temperatur, rejestrowanie danych telemetrycznych i statusu urządzeń oraz dostarczanie tych informacji dalej do usługi debugowania, aby ułatwić życie użytkownikom i serwisantom danego sprzętu. Wszystkie te rozważania wymagają odpowiednio sprzętu analogowego oprócz samych cyfrowych układów programowalnych, sterujących obwodami zasilania.

Dla projektantów niebojących się wyzwań, którzy chcą podążać tą ścieżką, firmy takie jak Analog Devices zapewniają układy scalone,

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 3. Schemat sekwencera zasilania współpracującego z pomocniczym układem FPGA oraz programowalnym kontrolerem napięcia LTC2936



Rysunek 4. Schemat układu do sekwencjonowania i nadzorowania napięcia zasilania, opartego na LTC2937

które pomagają w tym zadaniu. Są to na przykład programowalne komparatory. Układy takie jak LTC2936 zapewniają bardzo dokładne komparatory analogowe z programowalnym progiem zadziałania, a także dodatkowymi progami do detekcji szybkich zdarzeń, które także są raportowane do układu sterującego. Układy tego typu są najczęściej wyposażone w pamięć nieulotną, dzięki czemu system działa natychmiast po załączeniu zasilania. Zwykle są wyposażone w interfejsy sterujące takie jak I²C lub SMBus, które pozwalają na odczyt i zapis danych konfiguracyjnych w pamięci układu, a także na dostęp do archiwalnych danych telemetrycznych, przechowywanych w układzie w celu debugowania. Na **rysunku 3** zaprezentowano przykładową aplikację układu LTC2936 do kontroli wielu domen zasilania. Oprócz funkcji szybkiego komparatora w układzie musi znaleźć się przetwornik analogowo-cyfrowy (ADC) do gromadzenia danych telemetrycznych. Sprawdzonym wyborem jest np. LTC2418, który pozwala na monitorowanie do 16 sygnałów analogowych. Układ ma precyzyjny, 24-bitowy przetwornik ADC. Do układu sterującego podłączany jest za pomocą interfejsu SPI.

Podsumowując – istnieje wiele opcji stosowania FPGA lub CPLD do sterowania sekwencjonowaniem zasilania. To podejście działa, jednakże wymaga posiadania szerokich umiejętności, nie tylko projektowania systemów zasilania, ale także układów cyfrowych i tworzenia kodu dla układów programowalnych. Jest to poprawne i wartościowe podejście do projektowania tej sekcji układu, ale z pewnością nie jest ono najprostsze…

Scalone sekwencery zasilania

Prostszym rozwiązaniem niż opisane powyżej jest zastosowanie scalonych kontrolerów zasilania. Z jednej strony oferują one precyzyjne i powtarzalne sekwencjonowanie zasilania oraz obsługę błędów w systemie zasilania. Z drugiej strony są znacznie prostsze w implementacji niż tworzenie samodzielnie systemu sterowanego z wykorzystaniem niewielkiego układu programowalnego.

Układy te realizują ważną funkcję sekwencjonowania szyn zasilających i upewnienia się, że podczas pracy napięcia zasilające pozostają w określonych granicach. Przykładem takiego elementu jest np. LTC2928. To łatwy w implementacji, konfigurowalny sekwencer zasilania z konfigurowalnymi progami napięcia podczas pracy. Może bez problemu uruchamiać sekwencje załączania i wyłączania układu, a także nadzorować napięcia podczas pracy, jednakże nie oferuje możliwości cyfrowego programowania ani telemetrii.

Na rynku dostępne są także inne układy do kontroli zasilania układu FPGA. Przykładem jest LTC2937, którego przykładowa aplikacja zaprezentowana jest na **rysunku 4**. Jest w pełni cyfrowo programowalny, realizuje algorytmy sekwencjonowania oparte na czasie i zdarzeniach oraz może sekwencjonować i nadzorować dowolną liczbę zewnętrznych zasilaczy. Ma możliwość obsługi błędów zasilaczy i rejestrowania stanu podczas awarii w tzw. czarnej skrzynce w pamięci EEPROM. Układ tej klasy to doskonałe rozwiązanie w przypadkach, gdzie cyfrowe zarządzanie napięciem i telemetria nie są ściśle wymagane, ale chcemy mieć większy poziom kontroli.

Kompletny system zarządzania zasilaniem

Jeśli powyższe rozwiązania są nadal zbyt mało rozbudowane, jak na nasze potrzeby, możemy sięgnąć po scalone kontrolery zasilania PSM (*Power System Manager*). Układy tego rodzaju integrują w sobie szereg zaawansowanych funkcjonalności, oprócz opisanych powyżej możliwości sekwencjonowania i kontrolowania linii zasilania.

Aby w pełni wykorzystać zalety kompletnego PSM, można zastosować jeden ze scalonych kontrolerów, jakie produkowane są przez większość wiodących producentów układów zasilania na rynku (np. Analog Devices, Maxim Integrated czy Texas Instruments). Wybór konkretnego modułu kontroli zasilania podyktowany jest najczęściej typem wybranego FPGA, liczbą szyn/domen zasilania itp.

Dzięki zastosowaniu scalonych PSM system uzyskuje możliwość autonomicznego sekwencjonowania zasilania podczas wyłączania i włączania, dokładnego kontrolowania napięcia poszczególnych szyn z dokładnością do 0,5% (lub nawet 0,25% w niektórych przypadkach) oraz mierzenia napięcia, prądu, temperatury i stanu poszczególnych modułów. Układy te potrafią pracować z bardziej złożonymi scenariuszami usterek i zapisywać szczegółowe informacje o awarii w pamięci EEPROM.

Sekwencjonowanie domen zasilania odbywa się za pomocą systemu uzgadniania czasu – wszystkie układy scalone zgadzają się na pewien czas zero i podstawę czasu, a następnie wszystkie zdarzenia w sekwencji mają miejsce w zaprogramowanym czasie (sekwencjonowanie oparte na czasie). Pozwala to na autonomiczną sekwencję napięć zasilania tak podczas załączania, jak i wyłączania systemu.

Grupa układów PSM obejmuje sterowniki z własnymi przełącznikami i analogową kontrolą pętli do obsługi przełączania zasilania we wszystkich aspektach. Alternatywnie, dostępne są menedżery zasilaczy zawierające pętlę sprzężenia, która otacza zewnętrzny zasilacz, dodając do niego wszystkie funkcje zarządzania, w tym sekwencjonowanie, a także nadzór i monitorowanie, dla dowolnej szyny zasilania. Działa to niezależnie od architektury układów zasilających – moduły te współpracują zarówno z przetwornicami impulsowymi, jak i stabilizatorami LDO. Na **rysunku 5** pokazano aplikację przykładowego scalonego PSM typu LTC2974, sterującego czterema liniami zasilania.

Układy µModule

Najbardziej ściśle zintegrowanymi rozwiązaniami, zapewniającymi największą funkcjonalność na centymetr kwadratowy, są urządzenia PSM typu µModule (tzw. mikromoduły) dostępne w obudowach BGA lub LGA. Są to kompletne systemy zasilania zintegrowane w jednym układzie scalonym. Znajdziemy w nim układy kontrolera, cewki indukcyjne, klucze/tranzystory przełączające i kondensatory. Niektóre stabilizatory typu µModule, takie jak na przykład LTM4650, nie zawierają funkcji cyfrowych, więc mogą skorzystać z sekwencjonowania i zarządzania z układów takich jak LTC2975. Inne µModule, takie jak LTM4676A, zawierają własne funkcje sterowania systemem zasilania

eprasa.pl 41c5c37c32

i można je łatwo zintegrować z innymi układami scalonymi pełniącymi funkcję PSM w systemie zasilania układu FPGA.

Współdzielone sekwencjonowanie zasilania

Mikromoduły PSM, układy menedżerów zasilania i scalone kontrolery stabilizatorów napięcia – wszystkie te elementy współpracują ze sobą podczas sekwencjonowania napięcia w czasie włączania i wyłączania systemu. Aby było to możliwe, używają jednoprzewodowej magistrali do współdzielenia informacji i synchronizacji w czasie sekwencjonowania. Magistrala ta nazywana jest SHARE_CLK. Za pomocą tego pojedynczego przewodu wszystkie układy scalone w zasilaczu współdzielą informacje o tym, kiedy należy rozpocząć sekwencjonowanie (czas zero), kiedy następuje każde tyknięcie zegara, a także przesyłają inne informacje o stanie zasilacza, które wpływają na sekwencjonowanie (na przykład podczas awarii).

W systemie wystarczy po prostu połączyć wszystkie piny SHARE_CLK poszczególnych układów, aby umożliwić koordynację ich działań. Każdy układ scalony ma własne, programowalne elementy taktowania sekwencyjnego, ale może korzystać ze wspólnej podstawy czasu w celu dokładnego i niezawodnego pomiaru zdarzeń, takich jak włączanie i wyłączanie stabilizatorów, narastanie napięcia i przekroczenie limitu czasu w przypadku awarii.

Pin SHARE_CLK, na najbardziej podstawowym poziomie działania, jest pinem zegarowym typu otwarty dren, oferującym sygnał 100 kHz. Charakter otwartego drenu oznacza, że układ scalony może albo aktywnie ściągnąć sygnał do masy, albo pozwolić na stan wysoki. Kiedy wszystkie urządzenia w magistrali odpuszczają ściąganie magistrali, rezystory podciągające podnoszą napięcie do poziomu 3,3 V. Pozwala to jednemu urządzeniu zatrzymać zegar, ściągając go w dół, aż będzie gotowe. Oznacza to, że wszystkie urządzenia muszą się zgodzić, zanim zegar zacznie realnie działać; jest to skuteczny mechanizm przekazywania zegara sekwencjonowana, a także wskazywania statusu np. poprzez zatrzymanie magistrali.

Współdzielona obsługa błędów i awarii

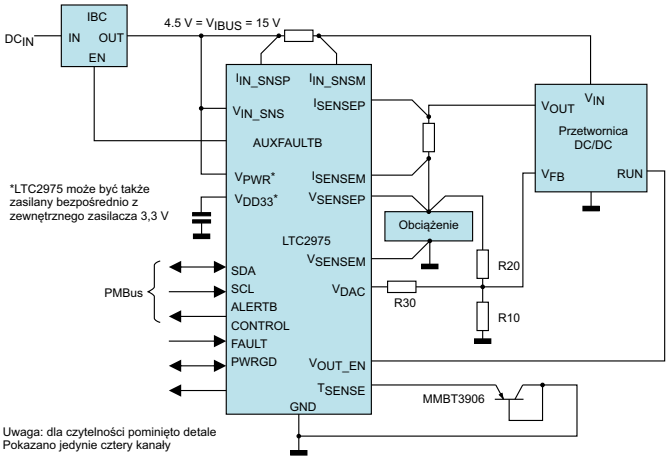
Podobna do pinu SHARE_CLK jest szyna FAULT. Każdy układ w systemie jest podłączony do wspólnego przewodu FAULT i może ściągnąć go do masy – urządzenia w magistrali FAULT mają wejścia typu otwarty dren. Dzięki temu, podobnie jak w przypadku SHARE_CLK, pojedynczy układ może ustawić linię na potencjalne masy, tak by inne mogły zareagować na wystąpienie awarii. Zapewnia to prosty i szybki sposób komunikacji całej gamie urządzeń PSM i możliwość reagowania na awarie innych układów. Zachowanie to jest w pełni konfigurowalne i pozwala na skoordynowaną reakcję CAŁEGO SYSTEMU, gdy coś pójdzie nie tak, podczas sekwencjonowania lub w czasie pracy zasilacza.

System można skonfigurować tak, aby podczas awarii odłączał zasilanie od systemu i podejmował próbę ponownego sekwencjonowania zgodnie z określonym harmonogramem, rejestrując jednocześnie dane do tzw. czarnej skrzynki. Jest to pamięć EEPROM, podłączona do układów poprzez interfejs I²C, na które zapisywane są dane o stanie systemu i przyczynach usterki, która nastąpiła. System lub serwisant może następnie uzyskać dostęp do tych danych poprzez I2C w celu analizy przyczyn awarii i łatwiejszego usunięcia przyczyn usterki z systemu.

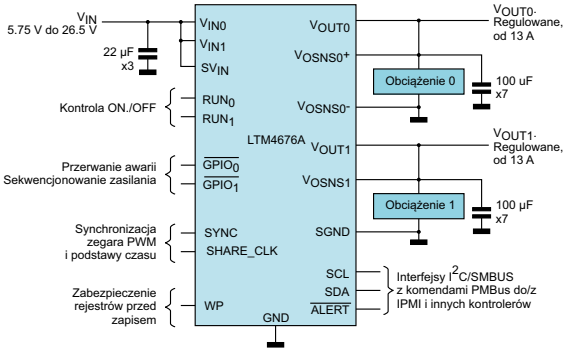
Sekwencja wyłączania zasilania – co zrobić ze zgromadzoną energią?

Podczas sekwencjonowania domen zasilania należy wziąć pod uwagę dodatkowo kwestie związane z zarządzaniem energią w systemie. Jest to konieczne, aby zapewnić deterministyczne czasy załączania i wyłączania zasilaczy. Zarządzanie energią zgromadzoną w systemie, zwłaszcza w czasie wyłączania linii zasilania, jest krytyczne dla uzyskania deterministycznego czasu odłączania poszczególnych domen zasilania.

W typowym zasilaczu znaleźć można dziesiątki dużych kondensatorów elektrolitycznych magazynujących ładunek na wyjściu zasilania. Są naładowane do napięcia zasilania i utrzymują wystarczającą ilość energii, aby uszkodzić podłączone do nich systemy, jeżeli nie



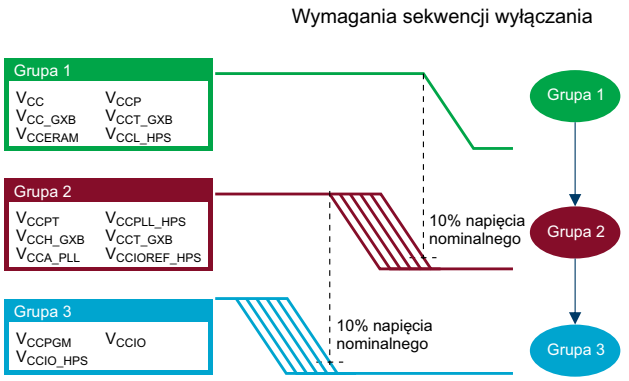
Rysunek 5. Schemat czterokanałowego systemu zarządzania zasilaniem opartego na kontolerze LTC2975



Rysunek 6. Schemat aplikacji µModule LTM4676A z dwoma domenami zasilania o prądzie wyjściowym 13 A

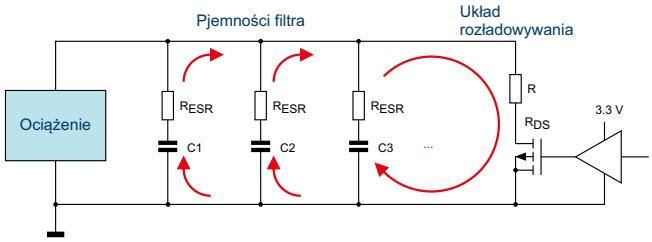
zostaną odpowiednio rozładowane w czasie sekwencji wyłączania zasilania. Aby tego uniknąć, producenci układów programowalnych określają odpowiednie sekwencję wyłączania, która chroni urządzenie. Dla Altera Arria 10 sekwencja wygląda jak na **rysunku 7**. W opisanej sekwencji, trochę pomiędzy wierszami, znajduje się informacja, że cała energia zgromadzona w kondensatorach filtrujących poszczególne linie zasilania musi zostać bezpiecznie rozproszona.

Najprostszy sposób na rozproszenie mocy pojemności filtrujących to stały rezystor pomiędzy linią zasilania a masą. Rezystor ten zawsze rozprasza moc, gdy zasilanie jest włączone. Jego rezystancja musi być wystarczająco duża, by straty podczas normalnej pracy systemu były minimalne, ale także na tyle mała, by stała czasowa τ rozładowania była akceptowalnie krótka. Czas potrzebny do wystarczającego rozładowania zasilania przyjmuje się jako wielokrotność (zwykle 5×) stałej czasowej RC. Czas ten powinien być zoptymalizowany, tak aby moc statyczna rozproszona w rezystorze była akceptowalna (na przykład

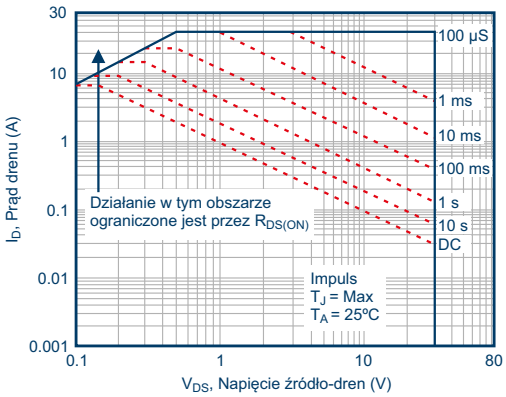


Rysunek 7. Sekwencja odłączania napięć zasilania dla Altera Arria 10

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 8. Rozładowywanie pojemności zasilacza za pomocą tranzystora FET



Rysunek 9. Bezpieczny obszar pracy tranzystora MOSFET z kanałem typu N

<0,25 W). Dla pojemności na poziomie 1 mF i napięcia zasilania 1,0 V, opornik o rezystancji równej 4 Ω będzie miał stałą czasową rozładowywania układu τ=4 ms i rozładuje zasilanie do napięcia poniżej 50 mV w czasie zaledwie około 13 ms. Takie podejście jest wystarczające, o ile zastosowany rezystor ma moc równą co najmniej 0,25 W, a system działa ze stałą stratą 0,25 W i czasem rozładowania 13 ms.

Bardziej złożoną, ale również bezpieczniejszą opcją jest dołączanie rezystora na kondensatorze tylko wtedy, gdy nadszedł czas na rozładowanie zasilania. Takie podejście pomaga szybciej usunąć ładunek z kondensatorów, gdy nadejdzie odpowiedni czas. Pozwala to na bezpieczne rozładowanie pojemności na oporniku i tranzystorze polowym (FET), a jednocześnie eliminuje ciągłe straty mocy, jak w przypadku rezystora podłączonego do układu na stałe. Przykład takiego obwodu zaprezentowano na **rysunku 8**. Podejście wykorzystujące tranzystor do sterowania układem rozładowywania pojemności wymaga rozważenia kilku czynników w układzie. Konieczne jest przeanalizowanie sposobu kontroli klucza, czasu rozładowania i oszacowanie rozpraszanej mocy.

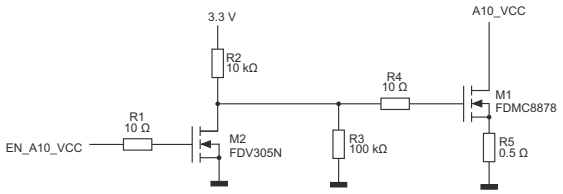
Do sterowania tego rodzaju tranzystorem konieczny jest sygnał o odpowiednio wysokim napięciu, nakazujący zamknięcie (zwarcie) klucza w odpowiednim momencie. Przełącznik FET to tranzystor MOS z kanałem typu N, więc sygnał sterujący musi wzrosnąć powyżej V_{TH} tego elementu – wystarczająco, aby doprowadzić go do poziomu nasycenia. W przypadku typowych tranzystorów polowych napięcie progu bramki może wynosić od 3 V do 5 V.

Typowy kondensator elektrolityczny filtrujący zasilanie będzie miał setki miliomów równoważnej rezystancji szeregowej (ESR), co rozproszy część energii podczas rozładowywania tego elementu, ale zazwyczaj w układzie znajduje się wiele takich kondensatorów połączonych równolegle. Oznacza to, że całkowita pojemność baterii kondensatorów może sumować się do kilkudziesięciu milifaradów, a równoważny opór szeregowy wyniesie dziesiątki miliomów lub nawet mniej. Bezpiecznie jest założyć, że ESR kondensatorów rozproszy jedynie niewielką część zmagazynowanej w nich energii. Aby rozładować pojemności w rozsądnym czasie, stała czasowa RC układu rozładowania musi być mniejsza niż 1/5 pożądanego czasu rozładowania baterii kondensatorów filtrujących (tak aby napięcie spadło odpowiednio szybko poniżej poziomu kilku miliwoltów). Jest to proste do obliczenia (**równanie 1**) z użyciem sumy pojemności wszystkich kondensatorów oraz sumy rezystancji tranzystora kanału (R_{DS}) i szeregowej rezystancji R, a także równoległej sumy rezystancji R_{ESR}. Parametr N jest liczbą połączonych równolegle ze sobą kondensatorów w układzie filtrującym napięcie.

$$\tau = \left(\frac{R_{ESR}}{N} + R + R_{FET}\right) \cdot \left(C_1 + C_2 + \ldots + C_N\right) \quad (1)$$

W przypadku typowego dużego systemu zasilania z baterią kondensatorów o łącznej pojemności 50 mF i sumą R_{DS}+R=500 mΩ napięcie spadnie poniżej 50 mV w około 125 ms. Prąd szczytowy rozładowania w tym czasie wynosi 1 V/500 mΩ=2 A, co przy napięciu 1 V daje moc maksymalną 2 W. Tyle najwięcej ciepła wydzieli się na oporniku R i tranzystorze polowym. Należy pamiętać, że większość zmagazynowanej energii jest wydzielana w czasie pierwszych dwóch stałych czasowych układu, zatem dobierając tranzystor, można skorzystać z jego charakterystyk impulsowych, a nie DC. Na tej podstawie można zdecydować, czy rezystor szeregowy R jest w systemie konieczny. Wynika to z wykresu bezpiecznych obszarów pracy wybranego tranzystora FET, takiego jak na **rysunku 9**. Jak wynika z tej zależności wybrany FET bezpiecznie wytrzyma impuls o mocy 2 W i czasie powyżej 10 sekund, więc nie ma niebezpieczeństwa jego uszkodzenia. Ten tranzystor FET charakteryzuje się jednak rezystancją R_{DS} mniejszą niż 20 mΩ, dlatego szeregowy opornik R jest wymagany i musi mieć rezystancję równą co najmniej 480 mΩ. Rezystor musi być dobrany tak, aby poradził sobie z wydzielanym ciepłem, ponieważ to on rozproszy większość mocy. Pamiętać trzeba, że czas trwania impulsu będzie znacznie krótszy niż termiczna stała czasowa opornika, którą znaleźć można w karcie katalogowej tego elementu.

Niezawodny obwód rozładowania domen zasilania powinien bezpiecznie rozpraszać energię w różnych warunkach. Obwód z **rysunku 10** to sprawdzona metoda na rozładowanie energii zgromadzonej w pojemnościach systemu. Zastosowano tranzystor MOSFET FDMC8878 firmy ON i duży rezystor (w obudowie 1210 do montażu powierzchniowego) o rezystancji 0,5 Ω.



Rysunek 10. Układ rozładowujący z tranzystorem MOSFET

Podsumowanie

W powyższej, drugiej części cyklu dotyczącego zasilania układów programowalnych opisaliśmy, wraz ze wszystkimi niuansami, dynamiczne zachowanie napięcia podczas włączania i wyłączania. Teraz każdy czytelnik powinien nie tylko rozumieć potrzebę sekwencjonowania napięć zasilania układu FPGA, ale także wiedzieć, jak to zrobić i na co zwrócić uwagę, projektując tego typu system. Przykłady realnych implementacji układów do sekwencjonowania domen zasilania doskonale uzupełniają teoretyczny opis mechanizmów sekwencjonowania.

W pierwszych dwóch częściach odpowiedzieliśmy na pytanie „jak?” dotyczące systemów zasilania nowoczesnych układów FPGA. W ostatniej, trzeciej części, uzupełnimy powyższe informacje o odpowiedź na pytanie „czemu?”, sięgając do fizycznych podstaw budowy współczesnych układów programowalnych.

Nikodem Czechowski, EP

Źródła:

1. ***http://bit.ly/35D2nPm***
2. „Intel Arria 10 Core Fabric and General Purpose I/Os Handbook”. Intel, August 2018.
3. „Virtex UltraScale FPGAs Data Sheet: DC and AC Switching Characteristics”. Xilinx, January 2018.

eprasa.pl 41c5c37c32

STM32F0, STM32L0, STM32G0 – który wybrać?

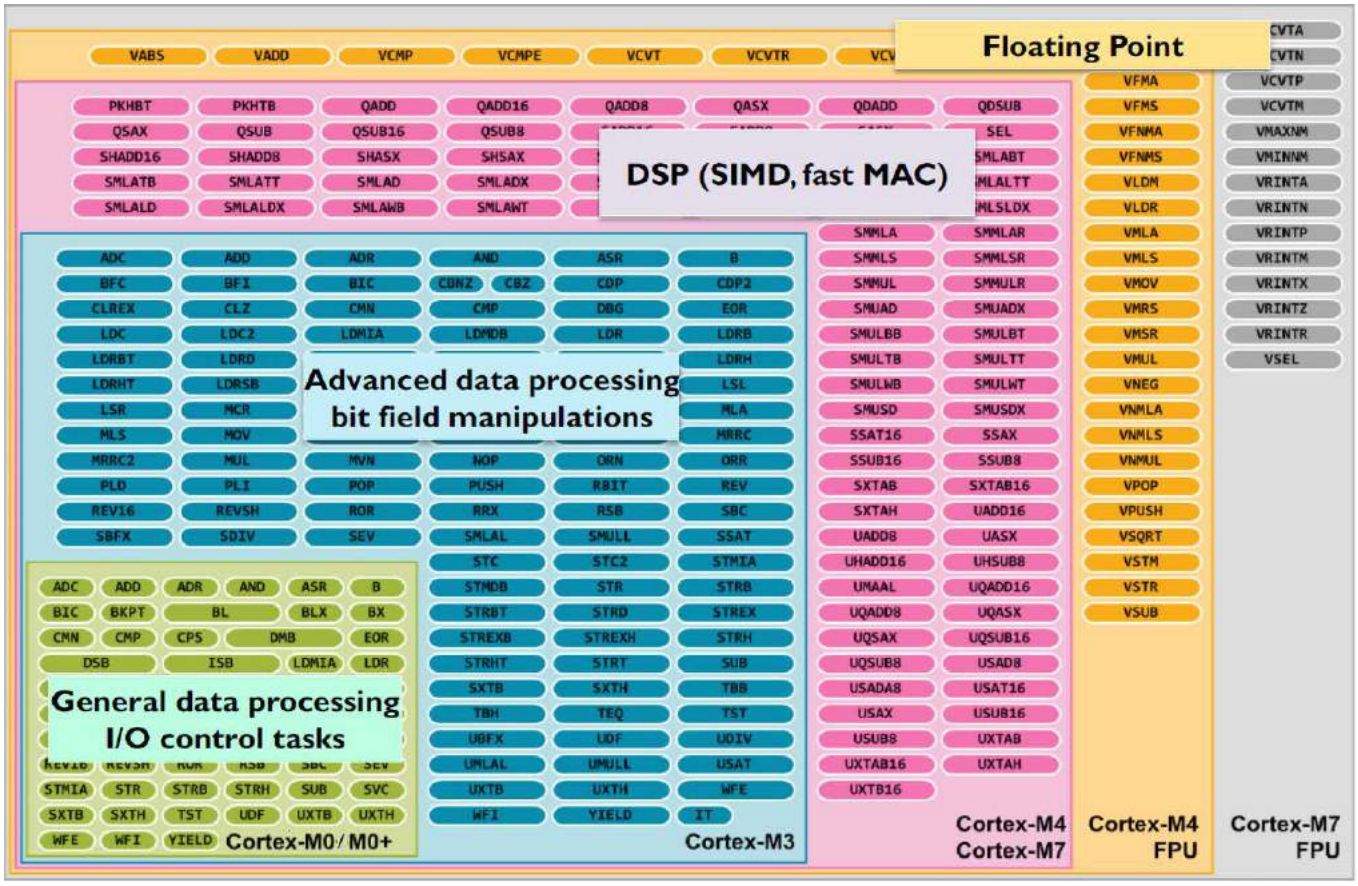
W pewnym okresie rozwoju mikrokontrolerów spróbowano zastąpić mikrokontrolery 8-bitowe przez jednostki 32-bitowe. W rezultacie projektanci dostaliby o wiele bardziej wydajne jednostki oferujące możliwości nie do osiągnięcia dla 8-bitowców, ale przy podobnych kosztach. Żeby to się udało należało pokonać pewne bariery.

Pierwszą za nich była cena mikrokontrolera. Klasyczne rdzenie 32-bitowe są optymalizowane do jak największej wydajności i funkcjonalności, co powoduje, że ich struktura jest skomplikowana i do jej realizacji są potrzebne płytki krzemowe o relatywnie dużej powierzchni. Dlatego są droższe w produkcji w porównaniu z prostymi rdzeniami 8-bitowymi. Wyjściem z tej sytuacji byłoby zaprojektowanie rdzenia, który wciąż miałby sporo większą wydajność od jednostek 8-bitowych, ale jednocześnie byłby uproszczeniem klasycznych rdzeni 32-bitowych.

W odpowiedzi na te oczekiwania firma ARM zaprojektowała uproszczony rdzeń nazwany Cortex-M0, który miał zapewnić odpowiednią wydajność i niski koszt produkcji. Warunkiem koniecznym była kompatybilność programowa z wydajnymi rdzeniami już istniejącymi na rynku. Otwierało to możliwość korzystania z istniejących już środowisk projektowych, kompilatorów, czy programatorów/debuggerów przeznaczonych dla klasycznych mikrokontrolerów 32-bitowych. Żeby obniżyć koszty projektu Cortex-M0 wzięto udany rdzeń Cortex-M3 i usunięto z niego część funkcjonalności.

Kolejną modyfikacją wynikającą z uproszczenia struktury rdzenia było zredukowanie listy instrukcji do 56. Żeby zapewnić oczekiwaną kompatybilność programową wszystkie instrukcje Cortex-M0 są podzbiorem instrukcji większych rdzeni i są obsługiwane przez każdy z rdzeni Cortex-M (**rysunek 1**). W kolejnym kroku usunięto moduł ochrony pamięci MPU i za jednym zamachem uproszczono układ przerwań (mniejsza ilość przerwań obsługiwana przez kontroler NVIC i układ debugowania). Te zmiany zaowocowały drastycznym bo trzykrotnym zmniejszeniem powierzchni krzemu potrzebnej na zaimplementowanie rdzenia z 0,12 mm^2 Cortex-M3 do 0,04 mm^2 Cortex-M0. Dwukrotnie spadło też dynamiczne zapotrzebowanie mocy z 32 μW/MHz do 16 μW/MHz.

Na pierwszy rzut oka wydaje się, że odniesiono sukces. Implementacja rdzenia jest tańsza, a pobór mocy wyraźnie mniejszy. Wiele firm, w tym ST zaczęło stosować nowe rozwiązanie w swoich mikrokontrolerach. Tak powstała rodzina STM32F0, która miała konkurować z mikrokontrolerami 8-bitowymi ceną, poborem mocy i wydajnością. Jednak rzeczywistość trochę zredukowała optymizm projektantów rdzeni i producentów mikrokontrolerów. Cortex-M0 za stosowany w STM32F0, ale tez w rodzinach innych producentów nie do końca spełnił wszystkie pokładane w nim nadzieje. Odchudzenie rdzenia spowodowało przede wszystkim znaczące zmniejszenie



Rysunek 1. Zestaw instrukcji rdzeni Cortex-M

eprasa.pl 41c5c37c32

wydajności z 1,25 DMIPS/MHz (Cortex-M3) do 0,84 DMIPS/MHz (Cortex-M0). Poza tym znaczne uproszczenie listy rozkazów powodowało, że część operacji zamiast wykonywać się w jednej instrukcji wymagała dwu instrukcji. ARM wydawał się też nie zauważyć specyfiki układów sterowania, w których używano szybkich 8-bitowych mikrokontrolerów. Często stosowano tam szybkie operacje na liniach portów. W Cortex-M0 zastosowano dwutaktowy dostęp do linii portów, co wyraźnie spowalnia dostęp.

Reklamowana 32-bitowa wydajność w cenie 8 bitowych jednostek nie została do końca w praktyce zrealizowana. Rodzina mikrokontrolerów STM32F0 odniosła jednak pewien sukces, bo mikrokontroler oprócz rdzenia to także pamięć i układy peryferyjne. Do tego dochodzą środowiska programowe, kompilatory, wsparcie producenta w postaci modułów ewaluacyjnych czy gotowych bibliotek. Jednak rdzeń wymagał poprawy i ARM wykonał kolejną modyfikację dodając nowe możliwości, w tym te które wcześniej zostały usunięte:

- Dodano blok MPU ze sprzętowym podziałem pamięci na 8 chronionych obszarów,
- Umożliwiono dynamiczną relokację tablicy wektorów przerwań i wyjątków,
- Rozbudowano układ debugowania o dodatkowe bloki sprzętowe *Micro Trace Buffer*, *Breakpoint* i *Data Watchpoint*,
- Wprowadzono tryb uprzywilejowany z określoną ilością uprawnień,
- Wprowadzono szybki dostęp do linii I/O (jednotaktowy),
- Zmniejszono przetwarzanie potokowe z trzypoziomowego na dwupoziomowe.

Te działania zwiększyły wydajności do 0,93 DMIPS/MHz przy jednoczesnym dalszym ograniczeniu poboru mocy do 11 μW/MHz. Nowy rdzeń nazwano Cortex-M0+ i obecnie jest implementowany w nowych mikrokontrolerach, w których wymagane są niskie koszty produkcji. Firma ST stosuje je w rodzinach STM32L0 i STM32G0.

Co wybrać?

Użytkownicy mikrokontrolerów STM32 mają do dyspozycji trzy rodziny prostych 32-bitowych mikrokontrolerów STM32:

- STM32F0 – historycznie najstarsza z rdzeniem Cortex-M0,
- STM32L0 – optymalizowana pod względem niskiego poboru mocy z rdzeniem Cortex-M0+,
- STM32G0 – najnowsza uniwersalna rodzina z rdzeniem Cortex-M0+ i niskim poborem mocy.

Każda z tych rodzin dzieli się jeszcze na linie, które różnią się miedzy sobą wyposażeniem w układy peryferyjne i pamięci programu i danych. Tak duża ilość możliwości może powodować trudności z optymalnym wyborem elementu do własnej aplikacji. Mając na uwadze to co zostało napisane wyżej rodzina STM32F0, najstarsza i wyposażona w mniej udany rdzeń powinna odpadać we wstępnej selekcji. Jednak STM32F0 są nadal produkowane i sprzedawane. Oznacza to że powinniśmy się wstrzymać z daleko idącymi wnioskami, bo być może właśnie STM32F0 będzie najbardziej właściwym wyborem dla projektowanej aplikacji. Zacznijmy więc od zaprezentowania co oferują mikrokontrolery STM32F0.

STM32F0

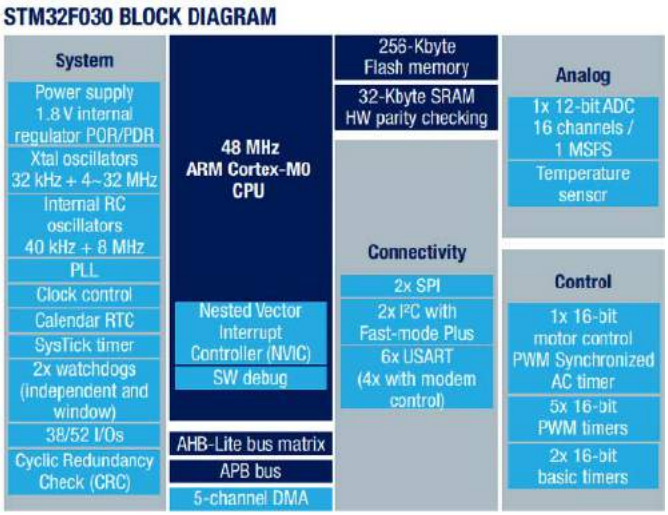
Jak już wiemy STM32F0 mają wbudowany rdzeń Cortex-M0. Który może być taktowany częstotliwością do 48 MHz. Rodzina jest podzielona na 4 linie:

- STM32F0x0 *Value Line* – przewidzianej do bezpośredniej konfrontacji z dotychczas stosowanymi mikrokontrolerami 8-bitowymi i mniej wydajnymi 16-bitowymi,

ARM® Cortex®-M0 – 48 MHz
- Reset POR/PDR
- 2x watchdogs
- Hardware CRC
- Internal RC
- Crystal oscillators
- PLL
- RTC calendar
- 16- and 32-bit timers
- 1x12-bit ADC
- Temperature sensor
- Multiple-channel DMA
- Single-wire debug
- Unique ID

Product lines	Flash (Kbytes)	RAM (Kbytes)	Power supply	20-byte backup data	12-bit DAC	Comp.	Touch sense	Up to 2x SPI/ PS, 2x I²C	USART	CEC	CAN	USB
STM32F0x0 Value line	16 to 256	4 to 32	2.4 to 3.6 V					•	6			•
STM32F0x1 Access line	16 to 256	4 to 32	2.0 to 3.6 V	•	•	•	•	•	8	•	•	
STM32F0x2 USB line	16 to 128	4 to 16	2.0 to 3.6 V	•	•	•	•	•	4	•	•	• (crystal-less)
STM32F0x8 Low-voltage line	32 to 256	4 to 32	1.8 V ± 8%	•	•	•	•	•	8	•		• (crystal-less)

Rysunek 2. Zestawienie możliwości mikrokontrolerów rodziny STM32F0



Rysunek 3. Schemat blokowy STM32F030 (Value Line)

- STM32F0x1 *Access Line* – z wbudowanym szeregiem układów peryferyjnych, oraz dużą pamięcią programu i danych pozwalającymi na realizację bardziej rozbudowanych aplikacji nie wymagających dużych wydajności rdzenia,
- STM32F0x2 *USB Line* – skierowanej na układy transmisji danych w tym transmisji przez moduł komunikacyjny USB,
- STM32F0x8 *Low-voltage Line* – przewidzianej do zasilania niskim napięciem +1,8 V ±8%

Zestawienie możliwości STM32F0 zostało pokazane na **rysunku 2**.

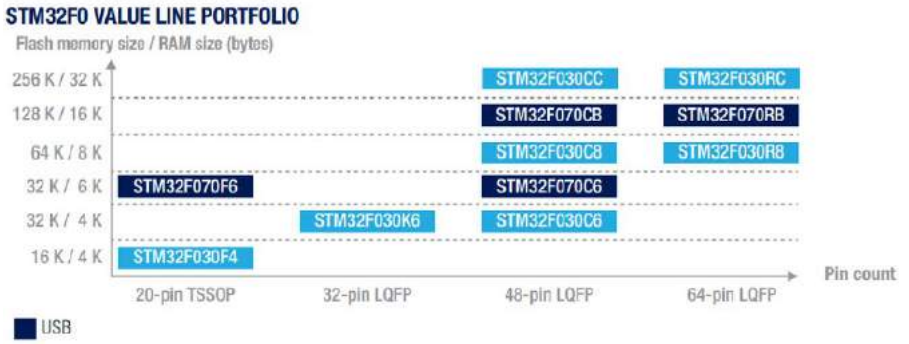
Mimo niezbyt wydajnego rdzenia (jak na 32-bitową jednostkę) STM32F0 broni się dobrym wyposażeniem w układy peryferyjne, oraz dużą pamięcią programu i danych. Na **rysunku 3** pokazano schemat blokowy mikrokontrolera STM32F030 z najniższej linii *Value*. Rdzeń Cortex-M0 taktowany częstotliwością 48 MHz jest uzupełniony pamięcią programu wielkości 16 kB i pamięcią danych 4 kB, oraz wieloma układami peryferyjnymi:

- 5-kanałowym układem DMA,
- Modułami komunikacyjnymi: 2×SPI, 2×I²C, 6×USART,
- 12-bitowym modułem przetwornika analogowo cyfrowego ADC z 16 kanałami pomiarowymi, oraz sensorem temperatury,
- Układami liczników: 16-bitowym licznikiem PWM dla układów sterowania silnikiem, 5×16-bitowy uniwersalny licznik PWM, oraz 2×16-bitowe liczniki uniwersalne ogólnego przeznaczenia.

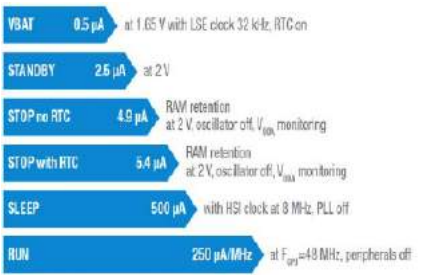
To wszystko jest uzupełnione rozbudowanymi układami taktowania, układami watchodg'a, oraz modułem RTC. Ta specyfikacja przypomina bardzo dobrze wyposażone mikrokontrolery 8-bitowe, a STM32F030 jest jednym z najniżej pozycjonowanym mikrokontrolerem w całej rodzinie STM32F0. Na **rysunku 4** pokazano portfolio mikrokontrolerów STM32F0 *Value Line*.

Rodzina STM32F0 nie jest optymalizowana pod kątem poboru energii tak jak opisywana dalej rodzina STM32L0, ale jak każde

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 4. Portfolio STM32F0 Value Line



Rysunek 5. Typowe pobory prądu dla różnych trybów oszczędzania energii STM32F0

*	Part No	Reference	Marketing Status	Unit Price for 10k (EUR)	Board	Package	Flash	RAM	IO	Freq
☆	STM32F030C6	STM32F030C6Tx	Active	0.542		LQFP48	32 kBytes	4 kBytes	39	48 MHz
☆	STM32F030C8	STM32F030C8Tx	Active	0.657		LQFP48	64 kBytes	8 kBytes	39	48 MHz
☆	STM32F030CC	STM32F030CCTx	Active	1.0		LQFP48	256 kBytes	32 kBytes	37	48 MHz
☆	STM32F030F4	STM32F030F4Px	Active	0.385		TSSOP20	16 kBytes	4 kBytes	15	48 MHz
☆	STM32F030K6	STM32F030K6Tx	Active	0.471		LQFP32	32 kBytes	4 kBytes	26	48 MHz
☆	STM32F030R8	STM32F030R8Tx	Active	0.685	NUCLEO-F...	LQFP64	64 kBytes	8 kBytes	55	48 MHz
☆	STM32F030RC	STM32F030RCTx	Active	1.1		LQFP64	256 kBytes	32 kBytes	51	48 MHz
☆	STM32F070C6	STM32F070C6Tx	Active	0.736		LQFP48	32 kBytes	6 kBytes	37	48 MHz
☆	STM32F070CB	STM32F070CBTx	Active	0.958		LQFP48	128 kBytes	16 kBytes	37	48 MHz
☆	STM32F070F6	STM32F070F6Px	Active	0.534		TSSOP20	32 kBytes	6 kBytes	16	48 MHz
☆	STM32F070RB	STM32F070RBTx	Active	1.052	NUCLEO-F070RB	LQFP64	128 kBytes	16 kBytes	51	48 MHz

Rysunek 6. Zestawienie STM32F0 Value Line z uwzględnieniem cen

współczesne mikrokontrolery ma wbudowane tryby oszczędzania energii, które pozwalają w dużym stopniu ograniczać pobór prądu. Na **rysunku 5** pokazano typowe wartości poboru prądu dla różnych trybów pracy. Daje to możliwość porównania energooszczędności z innymi mikrokontrolerami. Mikrokontrolery STM32F0 *Value Line* w całej ofercie 32-bitowych mikrokontrolerów STM32 są jednymi z najprostszych i powinny rywalizować w mniej wymagających zastosowaniach i wszędzie tam gdzie liczy się cena. Na **rysunku 6** pokazano zestawienie tych mikrokontrolerów z uwzględnieniem jednostkowej ceny przy zamówieniu 10000 sztuk. To zestawienie jest generowane przez selektor mikrokontrolerów STM32CubeMX i powinno dawać ogólne pojęcie o zakresie cen. Najtańszy element STM32F030F4Px w obudowie TSSOP20 kosztuje 0,385 $. Przy dużych partiach produkcyjnych STM32F0 *Value Line,* jeżeli tylko spełnia techniczne wymagania projektu może być cenowo bardzo atrakcyjną opcją.

W wyższych liniach na przykład w STM32F0x2 *USB Line* jest jeszcze lepiej jeżeli chodzi o wyposażenie w układy peryferyjne i pamięć. Schemat blokowy STM32F072 i portfolio tej linii zostały pokazane na **rysunkach 7** i **8**. Jedną z ważniejszych cech STM32F0x2 jest dodanie modułu komunikacyjnego USB 2.0 FS, który nie wymaga taktowania generatorem stabilizowanym kwarcem. Układy komunikacyjne zostały ponadto uzupełnione o interfejs CAN, SPI z możliwością konfigurowania jako I²S, oraz HDMI. Oczywiście to musi się odbić na cenie mikrokontrolerów – **rysunek 9**.

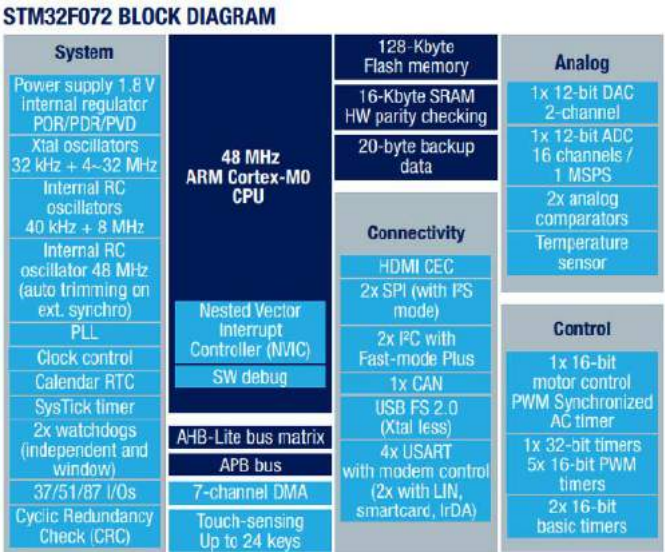
STM32L0

Rozwój urządzeń mobilnych spowodował, że pojawiło się zapotrzebowanie na mikrokontrolery, które mogą efektywnie zarządzać poborem mocy w trakcie kiedy zapotrzebowanie na moc jest ograniczone, a z drugiej strony zużywają relatywnie mało energii w czasie intensywnej pracy. Efektywne zarządzanie poborem energii jest ściśle związane z wbudowanymi trybami czuwania, ale też z dynamicznym inteligentnym sterowaniem napięciem zasilania. Sprawdza się tu ogólna zasada – im niższe napięcie zasilania tym mniejszy pobór energii, ale też mniejsze maksymalne częstotliwości taktowania i tym samym mniejsza wydajność (**rysunek 10**).

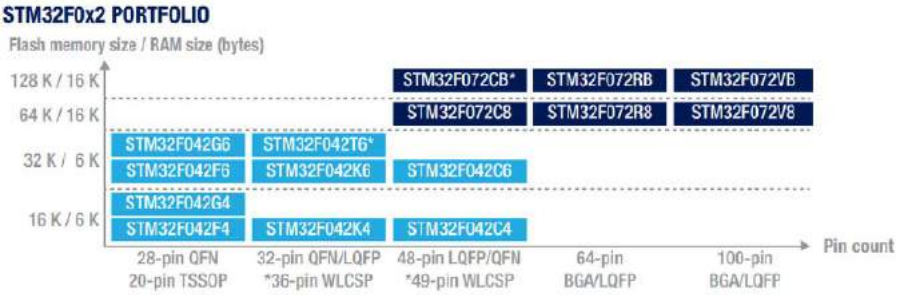
Zapotrzebowanie na energię w trakcie normalnej pracy zależy od energochłonności zastosowanego rdzenia, układów pamięci i układów peryferyjnych. Pośrednio zależy też w pewnym stopniu od wydajności rdzenia. Jeżeli mamy jakieś zadanie, które należy wykonać w trakcie normalnej pracy i potem wejść w tryb obniżonego poboru, to szybszy rdzeń wykona to szybciej i pobór prądu w tym czasie będzie krótszy, a pobrana energia mniejsza.

Rodzina mikrokontrolerów STM32L0 jest konstrukcyjnie optymalizowana do pracy w układach zasilanych bateryjnie i wszędzie tam, gdzie jest wymagane niskie zużycie energii. Historycznie powstała później niż STM32F0 i zastosowano tu już zmodyfikowany rdzeń Cortex-M0+, ale taktowany mniejszą maksymalną częstotliwością 32 MHz vs 48 MHz dla rodziny STM32F0.

STM32L0 mają możliwość wyboru kilku trybów obniżonego poboru energii. W większości przypadków rdzeń (CPU) jest albo zatrzymany albo wyłączony. Wyjątkiem jest *Low Power Run*, gdzie rdzeń jest taktowany częstotliwością 32 kHz. Zestawienie trybów oszczędzania energii zostało pokazane w **tabeli 1.** Wprowadzono 2 nowe



Rysunek 7. Schemat blokowy mikrokontrolera STM32F072



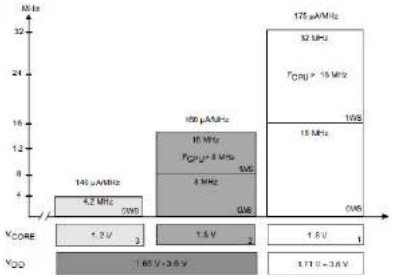
Rysunek 8. Portfolio linii STM32F0x2 USB Line

eprasa.pl 41c5c37c32

*	Part No	Reference	Marketin	Unit Price for 10kU (US$)	Board	Package	Flash	RAM	IO	Freq.
☆	STM32F042C4	STM32F042C4Tx	Active	1.057		LQFP48	16 kBytes	6 kBytes	38	48 MHz
☆		STM32F042C4Ux	Active	1.057		UFQFPN48	16 kBytes	6 kBytes	38	48 MHz
☆	STM32F042C6	STM32F042C6Tx	Active	1.1		LQFP48	32 kBytes	6 kBytes	38	48 MHz
☆		STM32F042C6Ux	Active	1.1		UFQFPN48	32 kBytes	6 kBytes	38	48 MHz
☆	STM32F042F4	STM32F042F4Px	Active	0.862		TSSOP20	16 kBytes	6 kBytes	16	48 MHz
☆	STM32F042F6	STM32F042F6Px	Active	0.906		TSSOP20	32 kBytes	6 kBytes	16	48 MHz
☆	STM32F042G4	STM32F042G4Ux	Active	0.884		UFQFPN28	16 kBytes	6 kBytes	23	48 MHz
☆	STM32F042G6	STM32F042G6Ux	Active	0.927		UFQFPN28	32 kBytes	6 kBytes	23	48 MHz
☆	STM32F042K4	STM32F042K4Tx	Active	1.013		LQFP32	16 kBytes	6 kBytes	26	48 MHz
☆		STM32F042K4Ux	Active	1.013		UFQFPN32	16 kBytes	6 kBytes	28	48 MHz
☆	STM32F042K6	STM32F042K6Tx	Active	1.057	NUCLEO-F042K6	LQFP32	32 kBytes	6 kBytes	26	48 MHz
☆		STM32F042K6Ux	Active	1.057		UFQFPN32	32 kBytes	6 kBytes	28	48 MHz
☆	STM32F042T6	STM32F042T6Yx	Active	1.057		WLCSP36	32 kBytes	6 kBytes	30	48 MHz
☆	STM32F072C8	STM32F072C8Tx	Active	1.343		LQFP48	64 kBytes	16 kBytes	37	48 MHz
☆		STM32F072C8Ux	Active	1.343		UFQFPN48	64 kBytes	16 kBytes	37	48 MHz
☆	STM32F072CB	STM32F072CBTx	Active	1.515		LQFP48	128 kBytes	16 kBytes	37	48 MHz
☆		STM32F072CBUx	Active	1.515		UFQFPN48	128 kBytes	16 kBytes	37	48 MHz
☆		STM32F072CBYx	Active	1.515		WLCSP49	128 kBytes	16 kBytes	37	48 MHz
☆	STM32F072R8	STM32F072R8Tx	Active	1.507		LQFP64	64 kBytes	16 kBytes	51	48 MHz
☆	STM32F072RB	STM32F072RBHx	Active	1.55		UFBGA64	128 kBytes	16 kBytes	51	48 MHz
☆		STM32F072RBTx	Active	1.55	NUCLEO-F... 32F072BDI...	LQFP64	128 kBytes	16 kBytes	51	48 MHz
☆	STM32F072V8	STM32F072V8Hx	Active	1.538		UFBGA100	64 kBytes	16 kBytes	87	48 MHz
☆		STM32F072V8Tx	Active	1.538		LQFP100	64 kBytes	16 kBytes	87	48 MHz
☆	STM32F072VB	STM32F072VBHx	Active	1.71		UFBGA100	128 kBytes	16 kBytes	87	48 MHz
☆		STM32F072VBTx	Active	1.71	STM32072B-EVAL	LQFP100	128 kBytes	16 kBytes	87	48 MHz

Rysunek 9. Zestawienie STM32F0x2 z uwzględnieniem cen

tryby oszczędzania: *Low Power Run* i *Low Power Sleep*. Są niezwykle użyteczne w przypadku, kiedy aplikacja nie dopuszcza wyłączenia jakiejś części układów peryferyjnych i/lub wymagana jest minimalna aktywność rdzenia mikrokontrolera. Przy tak niskim taktowaniu



Rysunek 10. Maksymalne częstotliwości taktowania w funkcji napięcia zasilania rdzenia

regulator napięcia zasilającego przechodzi w tryb LP (*Low Power*) i dzięki temu zużycie energii jest mocno ograniczane. Ponadto jest możliwe wyłączenie pamięci Flash i wykonywanie kodu z pamięci RAM. Włączenie wewnętrznego oscylatora RC MSI redukuje pobór prądu układu taktowania do 1,5 µA. Maksymalny pobór prądu w trybie LP (*Low Power*) jest określany tylko przez częstotliwość taktowania i ilość aktywnych układów peryferyjnych.

W czasie, gdy aktywne są tryby oszczędzania energii mogą być potrzebne działające układy peryferyjne. W rodzinie STM32L0 zastosowano siedem specjalnie zoptymalizowanych pod względem poboru mocy układów peryferyjnych, które mogą pracować ciągle nawet kiedy rdzeń jest w trybie *Stop* i system taktowania zostanie zatrzymany, a główny oscylator oraz pamięć wyłączone. Są to:

- Para komparatorów o ultra niskim poborze prądu ok. 3 µA pozwalająca na monitorowanie napięcia analogowego. Komparatory mogą wybudzać rdzeń kiedy napięcie zewnętrzne osiągnie zadany

Tabela 1. Tryby oszczędzania energii STM32L0

Tryb obniżonego poboru energii	Pobór prądu	CPU	Flash/ EEPROM	RAM	DMA i układy peryferyjne	zegar	LCD	RTC
Sleep	41 µA/MHz (zakres1)	nie	włączony	włączony	aktywne	każdy	dostępne	dostępne
	36 µA/MHz (zakres2)							
	35 µA/MHz (zakres 3)							
Low Power Run	8,55 µA/MHz (Falsh wyłączony, 32 kHz)	tak	włączony lub włączony	włączony	aktywne	MSI	dostępne	dostępne
Low Power Sleep	4,65 µA (peryferia wyłączone)	nie	wyłączony	włączony	aktywne	MSI	dostępne	dostępne
STOP witch RTC	0,82 µA (1,8 V)	nie	wyłączony	włączony	zamrożone	LSE, LSI	wyłączony	włączony
	1,0 µA (3 V)							
STOP	415 nA	nie	wyłączony	włączony	zamrożone	---	wyłączony	wyłączony
STANDBY with RTC	655 nA (1,8 V)	wyłączony	wyłączony	włączony	wyłączony	LSE	wyłączony	włączony
	845 nA (1,8 V)							
STANDBY	290 nA	wyłączony	wyłączony	włączony	wyłączony	---	wyłączony	wyłączony

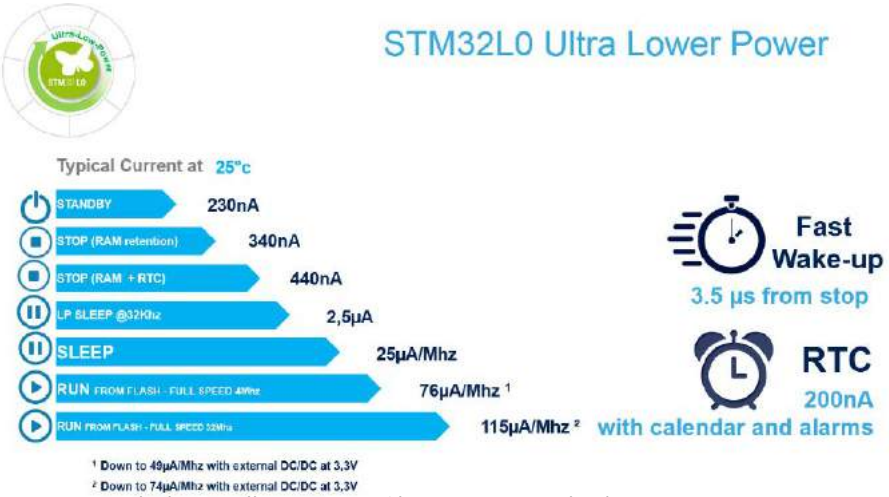
eprasa.pl 41c5c37c32

próg. Połączenie dwu komparatorów daje możliwość konfiguracji komparatora okienkowego. Jeden z komparatorów ma wejście typu *rail to rail* i jego wyjście może być przekierowane do wyzwalania timera ogólnego przeznaczenia LPTIM;

- Moduł zegara czasu rzeczywistego RTC realizujący funkcje zegara i kalendarza. Może periodycznie wybudzać mikrokontroler z trybu oszczędzania energii na przykład po włączeniu zaprogramowanego alarmu. RTC pracuje w trybie standby, kiedy większość układów peryferyjnych jest wyłączona. Ma wbudowane 80 bajtów pamięci, którą można przeznaczyć do zapisywania danych w trakcie przejścia w tryb standby;
- Sterownik wyświetlacza LCD z 8 wspólnymi liniami i 32 segmentami. Sterownik może współpracować z opcjonalnym wewnętrznym konwerterem step-up używanym do regulacji kontrastu wyświetlacza LCD w szerokim zakresie napięć zasilających mikrokontroler (Vdd) i pobiera prąd ok. 5 µA;
- Timer ULPTIM (*Ultra Low Power Timer*). Jest to 16-bitowy licznik/timer zaprojektowany do pracy z niskim poborem energii. Możliwość wyboru wielu źródeł zegara pozwala na działanie niezależenie od wybranego trybu oszczędzania energii. ULPTIM może również pracować jako licznik zliczający impulsy zewnętrzne, kiedy nie jest potrzeby żaden wewnętrzny sygnał zegarowy. ULPTIM pracujący z ekstremalnie niskim poziomem poborem energii może wybudzać mikrokontroler w momencie przepełnienia;
- Interfejs ULPUART (*Ultra Low Power UART*). Uniwersalny dwukierunkowy interfejs UART zaprojektowany do pracy z niskim poborem energii. Dla prędkości transmisji do 9600 bodów może być taktowany energooszczędnym zegarem LSE o częstotliwości 32,768 kHz. ULPUART czeka na odebranie znaku (bajtu) i wybudza mikrokontroler z trybu *Stop* po jego odebraniu;
- Interfejs I²C wybudza MCU z trybu *Stop*, kiedy odbierze bajt swojego adresu. Do taktowania trzeba wybrać oscylator HSI16. W trybie obniżonego poboru energii HSI16 jest wyłączony i nie pobiera energii. Po odebraniu sekwencji *START* HSI16 jest włączany i wyłącza się automatycznie po odebraniu sekwencji *STOP*.

Na **rysunku 11** jest pokazane przykładowe zużycie energii w poszczególnych trybach zasilania. Jeżeli porównamy to z rodziną STM32F0 (rysunek 5), to widać, że wykonano tu solidną pracę. Na przykład w trybie *STANDBY* mamy 230 nA dla STM32L0 i 2,5 µA dla STM32F0, w trybie *STOP* z działającym RTC pobór prądu wynosi 440 nA dla STM32L0 i 5,4 µA dla STM32F0. Rodzina STM32L0 jest również podzielona na linie: *Value*, *Access*, *USB* i *USV&LCD* – **rysunek 12**

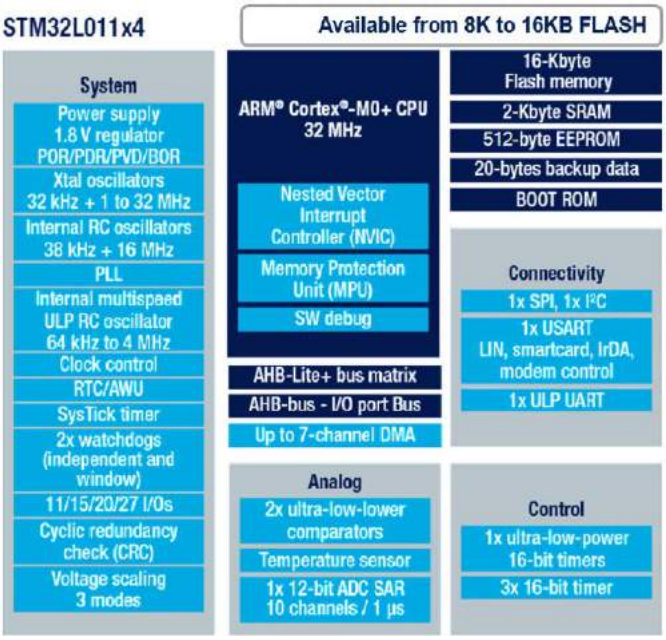
Schemat blokowy mikrokontrolerów rodziny STM32L0 z linii Access został pokazany na **rysunku 13**. STM32L011x4 ma wbudowane opisywane wyżej układy peryferyjne o ekstremalnie niskim poziomie poboru mocy: 2 komparatory, ULPUART, licznik/timer ULPTIM, oraz RTC. Układów peryferyjnych jest oczywiście więcej, m.in. 12-bitowy przetwornik SAR z 10 kanałami pomiarowymi czasem konwersji na poziomie 1 µs, rozbudowany USART z obsługą interfejsu kart SD, LIN i IrDA , interfejs SPI i I²C, oraz trzy 16-bitowe timery.



Rysunek 11. Zużycie energii STM32L0 w różnych trybach zasilania

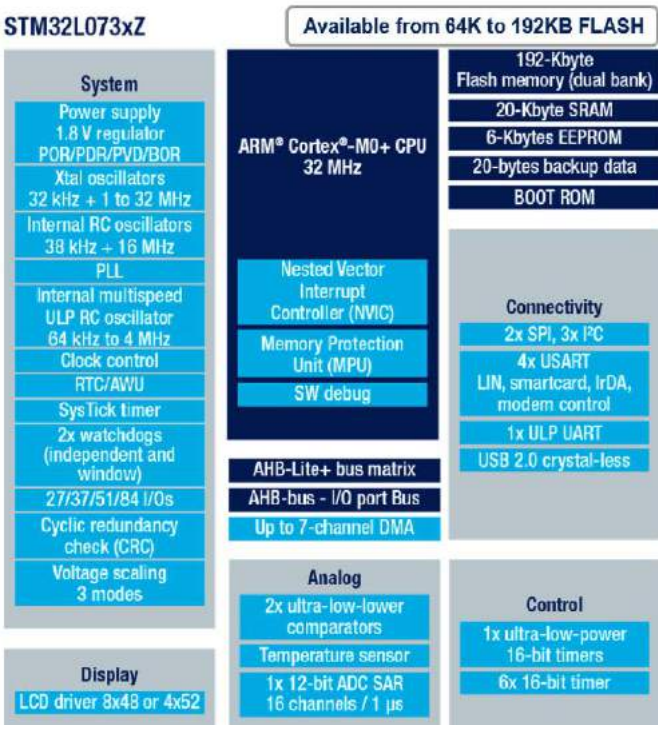
Rysunek 12. Portfolio rodziny STM32L0

Do dyspozycji jest też 7-kanałowy moduł DMA. Zależnie od konkretnego typu na pamięć programu przeznaczono od 8 kB do 16 kB pamięci Flash, 2 kB pamięci RAM i 521 bajtów pamięci EEPROM.



Rysunek 13. Schemat blokowy mikrokontrolerów z linii Value

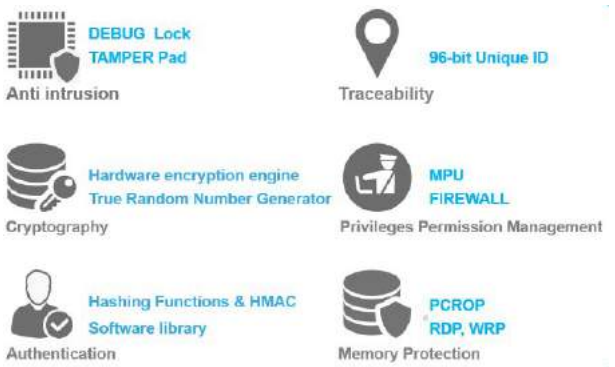
eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 14. Schemat blokowy mikrokontrolerów z linii LCD&USB

Dużo lepiej wyposażone są mikrokontrolery z linii *LCD&USB*. Schemat blokowy został pokazany na **rysunku 14**. Oprócz większej pamięci programu (od 64 kB do 128 kB), pamięci danych SRAM (20 kB) i EEPORM (6 kB) umieszczono tu interfejs USB 2.0 nie wymagający taktowania z generatora kwarcowego oraz sterownik wyświetlacza LCD. Pozostałe interfejsy są podobne ale jest ich zdecydowanie więcej.

W wielu wrażliwych aplikacjach przemysłowych oprócz takich cech jak rdzeń, pamięć i wyposażenie w układy peryferyjne kluczowe znaczenie mają inne parametry: zakres napięć zasilania, dopuszczalna temperatura otoczenia, czy układy zapewniające prawidłową pracę w otoczeniu z silnymi zakłóceniami EMI. STM32L0 mogą pracować w temperaturze otoczenia od –40 do +125°C. Szczególnie zakres pracy w temperaturach dodatnich robi wrażenie. Napięcie zasilania może mieć wartość od +1,65 do +3,6 V i w całym tym zakresie nie ma ograniczeń w prędkości działania CPU. Układ zasilania jest podzielony na 5 niezależnych domen: analogową VDDA, rdzenia VCORE, modułu wyświetlacza LCD LCD i wewnętrznego boostera VUSB & VDD. Wydzielenie domeny analogowej VDDA może pozytywnie wpływać na jakość pomiaru napięć analogowych o małych poziomach.



Rysunek 15. Rozwiązania wspierające bezpieczeństwo w aplikacjach IoT

*	Part No.	Reference	Workflow	Unit Price for 1000 (US$)	Eband	Package	Flash	RAM	IO	Freq.	
☆	STM32L010C6	STM32L010C6Tx	Active	0.644		LQFP48	32 kBytes	8 kBytes	38	32 MHz	0.
☆	STM32L010F4	STM32L010F4Px	Active	0.44		TSSOP20	16 kBytes	2 kBytes	16	32 MHz	0.
☆	STM32L010K4	STM32L010K4Tx	Active	0.495		LQFP32	16 kBytes	2 kBytes	26	32 MHz	0.
☆	STM32L010K8	STM32L010K8Tx	Active	0.754		LQFP32	64 kBytes	8 kBytes	26	32 MHz	0.
☆	STM32L010R8	STM32L010R8Tx	Active	0.817		LQFP64	64 kBytes	8 kBytes	51	32 MHz	0.
☆	STM32L010RB	STM32L010RBTx	Active	1.052	RN EVAL-L010RB	LQFP64	128 kBytes	20 kBytes	51	32 MHz	0.

Rysunek 16. Ceny mikrokontrolerów STM32L0 Value Line

Praca w otoczeniu silnych zakłóceń EMI może powodować wytrącenie mikrokontrolera z normalnego działania i w konsekwencji nie przewidywalne zachowanie się mikrokontrolera. W takich przypadkach bardzo przydatne są układy *watchdog* i *BOR*. Zastosowano tu 2 niezależnie liczniki *watchdog*, które można użyć jako bardzo skuteczny *watchdog* okienkowy. Układ BOR ma za zadanie wykryć obniżenie napięcia zasilania poniżej zaprogramowanej wartości. Takie zdarzenie skutkuje wejściem w stan zerowania.

Taktowanie mikrokontrolera za pomocą oscylatorów kwarcowych wiąże się z ryzykiem braku startu w czasie włączania napięcia zasilania lub zerwaniem oscylacji w trakcie normalnej pracy (uszkodzenie kwarcu, zmiany temperatury pracy, itp). Wbudowany układ nadzoru wykrywa brak oscylacji i automatycznie przełącza na taktowanie przez niezawodny wewnętrzny oscylator RC.

Pamięć danych jest zabezpieczana sprzętowym modułem CRC. Chroni on pamięć programu przed naruszeniem jej integralności.

Energooszczędne mikrokontrolery mogą być idealnymi elementami dla aplikacji IoT zasilanych bateryjnie. Urządzenia końcowe IoT oprócz niskiego poboru energii powinny zapewniać bezpieczeństwo transmisji i odporność na ataki hakerów. W części mikrokontrolerów rodziny STM32L0 zaimplementowano rozwiązania ułatwiające zbudowanie systemu bezpieczeństwa dla urządzeń IoT (**rysunek 15**):

- Możliwość blokowania debugowania kodu (Debug Lock),
- Zabudowanie czujników antysabotażowych zintegrowanych z modułem RTC (*Tamper Pad*),
- Wbudowanie sprzętowego modułu kryptograficznego z generatorem liczb losowych,
- Wbudowanie mechanizmów ułatwiających implementację autoryzacji,
- Wbudowanie mechanizmów ochrony pamięci.

Ceny najmniej rozbudowanych mikrokontrolerów z linii *Value* zostały pokazane na **rysunku 16**. Najtańszy STM32L01F4 kosztuje 0,44 euro przy partii 10000 sztuk. Dla porównania na **rysunku 17** pokazano ceny wybranych mikrokontrolerów z linii *USB&LCD*. Zdecydowanie większe możliwości mają odzwierciedlenie w wyraźnie wyższej cenie.

STM32G0

Najnowsza rodzina mikrokontrolerów STM32G0 ma również wbudowany nowszy rdzeń Cortex-M0+ taktowany maksymalną częstotliwością 56 MHz. W założeniu ma być następcą rodziny STM32F0 i została podzielona na trzy linie:

- *Value Line*
- *Access Line*
- *Access Line & Encryption* (AES)

Wyposażenie w zasoby (pamięć, peryferia, itp.) w zależności od linii zostało pokazane na **rysunku 18**. Już na pierwszy rzut oka widać, ze nowa rodzina mikrokontrolerów jest solidnie wyposażona w układy peryferyjne i pamięć, a linia *Access Line & Encryption* jest mocno zorientowana na stosowanie w aplikacjach IoT. Na **rysunku 19** jest pokazane portfolio rodziny STM32G0.

Schemat blokowy najprostszego mikrokontrolera z linii *Value* STM32G030 został pokazany na **rysunku 20**. Rdzeń Cortex-M0+ jest taktowany maksymalną częstotliwością 56 MHz. Elastyczny układ taktowania zawiera dwa oscylatory kwarcowe: 32 kHz i 1…56 MHz, dwa wewnętrzne oscylatory RC: 32 kHz i 16 MHz i układ PLL. Wyposażenie w układy peryferyjne jak na mikrokontroler, który jest umieszczony w obudowie 8-wyprowadzeniowej jest całkiem niezłe. Znajdziemy moduł zegara RTC, 12-bitowy przetwornik SAR próbkujący z prędkością 2 MSps, interfejsy SPI, USART z opcjami LIB, IrDA i obsługa kart SD, interfejs I²C, licznik przeznaczony do sterowania silnikami DC z komplementarnymi wyjściami PWM, oraz klasyczny licznik PWM i 5-kanałowy układ DMA. Jednak

eprasa.pl 41c5c37c32

nie znajdziemy tu wielu układów peryferyjnych z wyższych linii. Temperatura pracy została ograniczona do +85°C a zakres napięć zasilających od 2,0 do 3,6 V. Podobnie jak w poprzednio opisywanych rodzinach zastosowano rozbudowany konfigurowalny i elastyczny system taktowania. Podstawowym źródłem zegara może być oscylator stabilizowany kwarcem o częstotliwościach od 1 do 56 MHz lub wewnętrzny oscylator RC o częstotliwości 16 MHz (w wyższych liniach kalibrowany laserowo na etapie produkcji). Dostępne są tez dwa oscylatory kwarcowy i RC o niskich częstotliwościach ok. 32 kHz. Wbudowany układ kontroli taktowania nadzoruje pracę oscylatora kwarcowego i po zaniku oscylacji w wyniku awarii automatycznie przełącza na taktowanie z wewnętrznego oscylatora RC 16 MHz. Dokładną częstotliwość taktowania można zaprogramować w bloku PLL połączonym z preskalerem. Nadzór nad prawidłowym wykonywaniem programu sprawują 2 niezależne liczniki watchdog, które można łączyć w watchdog okienkowy.

Na drugim biegunie są najbardziej rozbudowane mikrokontrolery linii *Acces AES*.

Schemat blokowy mikrokontrolera STM32G0A1 z tej linii został pokazany na **rysunku 21**. Ta jednostka może być umieszczana obudowie o nawet 100 wyprowadzeniach i może mieć do 512 kB pamięci programu Flash i do 80 kB pamięci SRAM. Zakres napięć zasilających rozszerzono od 1,8 do 3,6 V, a górną temperaturę pracy aż do +125°C.

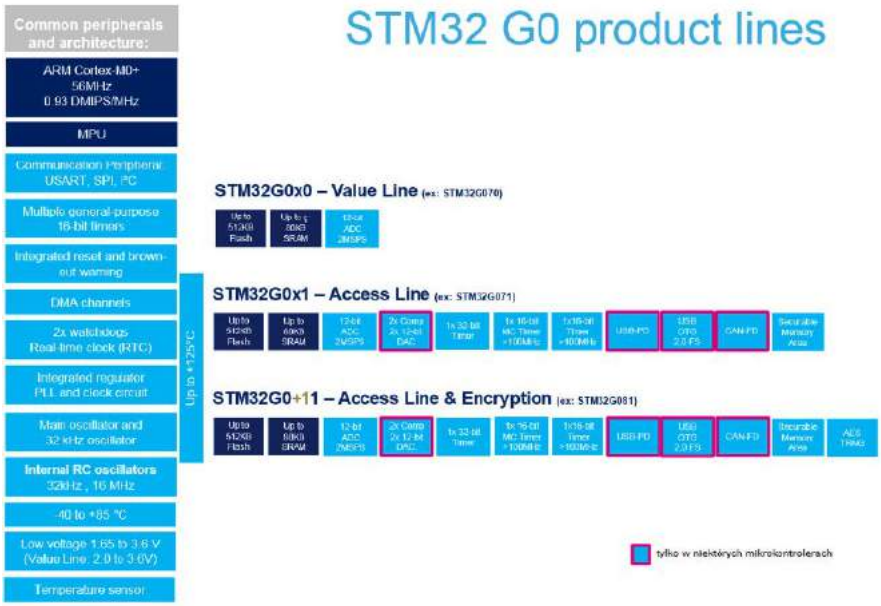
Wyposażenie w układy peryferyjne jest imponujące. Blok peryferii odpowiadający za szyfrowanie zawiera 256-bitowy moduł szyfrujący AES i generator liczb losowych True RNG. Interfejs USB 2.0 Full Speed OTG został uzupełniony o USB PDI (*Power Delivery Interface*). Interfejsy analogowe to 12-bitowy przetwornik analogowo cyfrowy SAR próbkujący z szybkością 2 MSps z 16 kanałami pomiarowymi, 2-kanałowy 12-bitowy przetwornik cyfrowo analogowy DAC, 2 komparatory i sensor do pomiaru temperatury. Standardowe interfejsy komunikacyjne SPI (opcjonalnie I²S), USART (opcja LIN, IrDA, obsługa kart SD i sterowanie modemem) i I²C są uzupełnione znanym z rodziny STM32L0 interfejsem LPUART o małym poborze prądu. Podobnie jest w przypadku liczników – oprócz 16-bitowego licznika przeznaczonego do sterowania silnikami (komplementarne PWM) i 16-bitowych liczników uniwersalnych z opcją PWM dodano dwa liczniki o niskim poziomie poboru prądu *Low Power Timer. Blok liczników uzupełnia moduł zegara czasu rzeczywistego RTC z możliwością zasilania z baterii.*

Specyfikacja STM32G0A1 jest wyraźnie nastawiona na możliwość stosowania w aplikacjach IoT. Z jednej strony mamy blok szyfrujący z możliwością autoryzacji, a z drugiej strony widać dbałość o niski poziom poboru energii. Umieszczenie modułów peryferyjnych o bardzo niskim poborze prądu sugeruje, że linia *Access* jest optymalizowana pod względem możliwości niskiego poboru mocy podobnie jak to jest w przypadku STM32L0. Na **rysunku 22** pokazano możliwe tryby oszczędzania energii z orientacyjnymi poborami prądu. W nowo wprowadzonym trybie SHUTDOWN mikrokontroler pobiera rekordowo niski prąd 40 nA i 400 nA z włączonym modułem RTC. Tryb STANDBY jest porównywalny w obu seriach 200 nA dla STM32G0 vs 230 nA dla STM32L0. W tym względzie rodzina STM32G0 przejęła najlepsze cechy z energooszczędnej rodziny STM32L0.

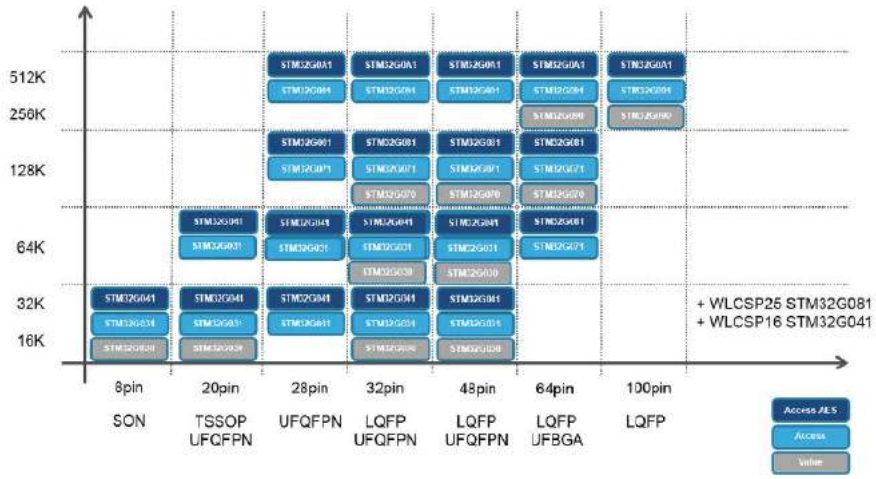
Popatrzmy teraz jak wygląda kryterium cenowe. Ceny dla linii *Value* zostały pokazane na **rysunku 23**. Niestety nie ma w bazie STM32G030 ale są dostępne ceny STM32G070 również *Value Line*.

STM32L073CB	STM32L073CBTx	Active	1.869			LQFP48	128 kBytes	20 kBytes	37	32 MHz
STM32L073CZ	STM32L073CZTx	Active	2.019			LQFP48	192 kBytes	20 kBytes	37	32 MHz
	STM32L073CZUx	Active	2.019			UFQFPN48	192 kBytes	20 kBytes	40	32 MHz
STM32L073RB	STM32L073RBHx	Active	1.915			TFBGA64	128 kBytes	20 kBytes	50	32 MHz
	STM32L073RBTx	Active	1.915			LQFP64	128 kBytes	20 kBytes	51	32 MHz
STM32L073RZ	STM32L073RZHx	Active	2.059			TFBGA64	192 kBytes	20 kBytes	50	32 MHz
	STM32L073RZIx	Active	2.059			UFBGA64	192 kBytes	20 kBytes	50	32 MHz
	STM32L073RZTx	Active	2.059		NUCLEO-L073RZ	LQFP64	192 kBytes	20 kBytes	51	32 MHz
STM32L073V8	STM32L073V8Tx	Active	1.985			LQFP100	64 kBytes	20 kBytes	84	32 MHz
STM32L073VB	STM32L073VBTx	Active	2.216			LQFP100	128 kBytes	20 kBytes	84	32 MHz
STM32L073VZ	STM32L073VZIx	Active	2.332			UFBGA100	192 kBytes	20 kBytes	84	32 MHz
	STM32L073VZTx	Active	2.332		STM32L073Z-EVAL	LQFP100	192 kBytes	20 kBytes	84	32 MHz
STM32L083CB	STM32L083CBTx	Active	1.938			LQFP48	128 kBytes	20 kBytes	37	32 MHz
STM32L083CZ	STM32L083CZTx	Active	2.124			LQFP48	192 kBytes	20 kBytes	37	32 MHz
STM32L083RB	STM32L083RBHx	Active	1.985			TFBGA64	128 kBytes	20 kBytes	50	32 MHz
STM32L083RZ	STM32L083RZHx	Active	2.17			TFBGA64	192 kBytes	20 kBytes	50	32 MHz
	STM32L083RZTx	Active	2.17			LQFP64	192 kBytes	20 kBytes	51	32 MHz
STM32L083V8	STM32L083V8Tx	Active	2.054			LQFP100	64 kBytes	20 kBytes	84	32 MHz
STM32L083VB	STM32L083VBTx	Active	2.286			LQFP100	128 kBytes	20 kBytes	84	32 MHz
STM32L083VZ	STM32L083VZIx	Active	2.401			UFBGA100	192 kBytes	20 kBytes	84	32 MHz
	STM32L083VZTx	Active	2.401			LQFP100	192 kBytes	20 kBytes	84	32 MHz

Rysunek 17. Ceny wybranych mikrokontrolerów STM32L0 linii USB&LCD

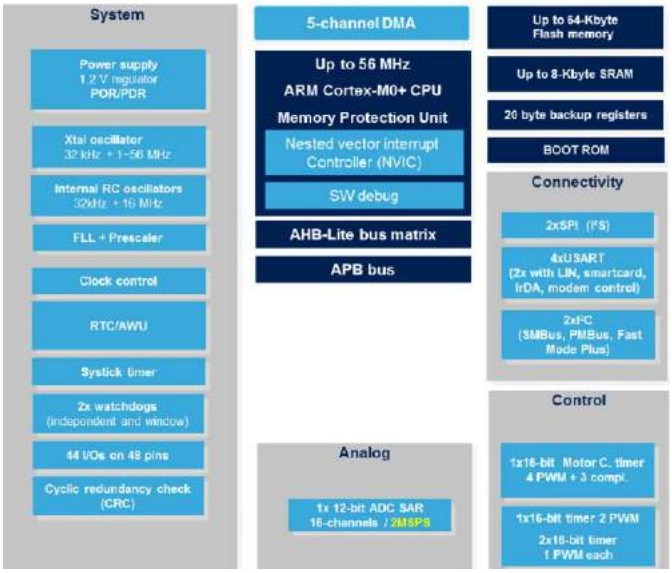


Rysunek 18. Linie produktów STM32G0



Rysunek 19. Portfolio rodziny STM32G0

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 20. Schemat blokowy mikrokontrolera STM32G030

Rysunek 21. Schemat blokowy mikrokontrolera STM32G0A1

Jeżeli porównamy te ceny z cenami STM32F0 *Value Line* z podobną pamięcią Flash (128 kB) to ceny STM32G0 są trochę niższe. Jednak w przypadku F0 możemy znaleźć elementy gorzej wyposażone w pamięć i sporo tańsze. Być może kiedy rodzina STM32G0 powiększy się o prostsze elementy, to będzie również konkurencyjna. Na **rysunku 24** pokazano ceny STM32G081 z pamięcią 128 kB z linii *Access AES*. Te ceny są zdecydowanie wyższe, ale trzeba pamiętać, ze możliwości mikrokontrolerów są spore.

Rysunek 22. Orientacyjne pobory prądu dla różnych trybów oszczędzania energii

Podsumowanie

Trudno odpowiedzieć jednoznacznie na postawione na początku pytanie: „co wybrać". Zaprezentowałem kilka cech każdej z rodzin, które mogą rzutować na decyzję, zależnie od potrzeb aplikacji. Najważniejsze z nich to zastosowany rdzeń, wyposażenie w pamięć, układy peryferyjne, szacunkowy pobór prądu w różnych trybach oszczędzania energii i orientacyjna cena. STM32F0 historycznie są najstarsze i mają relatywnie gorszy rdzeń Cortex-M0. Za to dostępna jest bardzo szeroka gama tych mikrokontrolerów we wszystkich liniach z wieloma możliwościami doboru konfiguracji wyposażenia do aplikacji. Precyzyjnie dobrany element będzie miał optymalnie dobraną cenę, bo nie płacimy za możliwości, których nie wykorzystamy, na przykład za zbyt dużą pamięć lub nie potrzebne peryferia.

*	Part No	Reference	Marketin...	Unit Price for 1kU (US$)	Board	Package	Flash	RAM	IO	Freq.
☆	STM32G070CB	STM32G070CBTx	Active	0.754		LQFP48	128 kBytes	36 kBytes	44	64 MHz
☆	STM32G070KB	STM32G070KBTx	Active	0.707		LQFP32	128 kBytes	36 kBytes	30	64 MHz
☆	STM32G070RB	STM32G070RBTx	Active	0.785	NUCLEO-G070RB	LQFP64	128 kBytes	36 kBytes	60	64 MHz

Rysunek 23. Orientacyjne ceny mikrokontrolerów STM32G0 Value line

STM32G081CB	STM32G081CBTx	Active	1.366		LQFP48	128 kBytes	36 kBytes	44	64 MHz
	STM32G081CBUx	Active	1.366		UFQFPN48	128 kBytes	36 kBytes	44	64 MHz
STM32G081EB	STM32G081EBYx	Active	1.34		WLCSP25	128 kBytes	36 kBytes	23	64 MHz
STM32G081GB	STM32G081GBUx	Active	1.326		UFQFPN28	128 kBytes	36 kBytes	26	64 MHz
	STM32G081GBUxN		0.0		UFQFPN28	128 kBytes	36 kBytes	26	64 MHz
STM32G081KB	STM32G081KBTx	Active	1.34		LQFP32	128 kBytes	36 kBytes	30	64 MHz
	STM32G081KBTxN		0.0		LQFP32	128 kBytes	36 kBytes	30	64 MHz
	STM32G081KBUx	Active	1.34		UFQFPN32	128 kBytes	36 kBytes	30	64 MHz
	STM32G081KBUxN		0.0		UFQFPN32	128 kBytes	36 kBytes	30	64 MHz
STM32G081RB	STM32G081RBIx		0.0		UFBGA64	128 kBytes	36 kBytes	60	64 MHz
	STM32G081RBTx	Active	1.606	STM32G081B-EVAL	LQFP64	128 kBytes	36 kBytes	60	64 MHz

Rysunek 24. Orientacyjne zeny mikrokontrolerów z linii Access AES

STM32L0 zoptymalizowane do pracy z niskim poborem energii są naturalnym wyborem dla urządzeń zasilanych bateryjnie. Umieszczenie w bardziej rozbudowanych liniach modułów kryptograficznych pozwala myśleć o stosowaniu w aplikacjach IoT. STM32L0 mają nowszy rdzeń Cortex-M0+, ale częstotliwość taktowania jest ograniczona do 32 MHz. Ograniczenie wydajności w części zastosowań może się okazać znaczące.

Najnowsza seria STM32G0 wydaje się obecnie najbardziej atrakcyjna technicznie. Nowszy rdzeń, dobre wyposażenie w układy peryferyjne i pamięć, oraz niski pobór mocy porównywalny z STM32L0 to silne strony tej rodziny. Ze wszystkich trzech rodzin rdzeń jest taktowany najwyższą częstotliwością 56 MHz i będzie najbardziej wydajny. Ukierunkowanie na możliwości łatwego stosowania w IoT to dodatkowa zaleta. Problemem może być obecnie mała ilość dostępnych typów i tym samym ograniczona możliwość dobrania mikrokontrolera do aplikacji. To oczywiście z czasem powinno się zmieniać przy założeniu, że ST będzie dalej rozwijać tę bardzo ciekawą rodzinę.

Przy wyborze może być bardzo pomocny selektor mikrokontrolerów wbudowany w konfigurator projektu STM32CubeMX lub STM32CubeIDE. Można tak wybierać kierując się wieloma kryteriami: rodziną mikrokontrolera, linią w ramach rodziny, ceną, ilością linii I/O, rozmiarem pamięci, czy wbudowanymi układami peryferyjnymi.

Tomasz Jabłoński

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

eprasa.pl 41c5c37c32

Wskazówki do wyboru i aplikacji stabilizatorów liniowych

Poniższy artykuł zawiera informacje, które pomogą lepiej zrozumieć, w jaki sposób działa liniowy stabilizator napięcia. Zweryfikujemy także pewne mity związane ze specyfikacjami stabilizatorów w różnych aplikacjach. Omówione zostaną najczęściej używane tryby stabilizacji, standardowe elementy liniowe, stabilizatory LDO i pośrednie typy quasi-LDO. Zaprezentujemy najistotniejsze dobre praktyki stosowania elementów tego rodzaju.

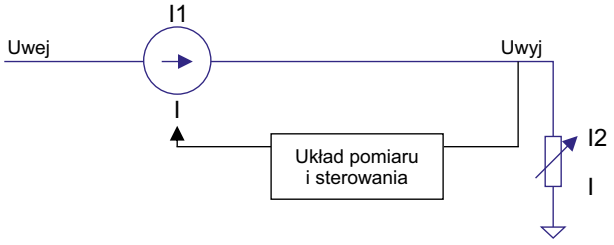
Stabilizatory liniowe są podstawowymi elementami składowymi niemal każdego zasilacza w urządzeniach elektronicznych. Scalone stabilizatory liniowe są łatwe w użyciu, praktycznie niezawodne oraz niedrogie. Jest to zwykle jeden z najtańszych elementów elektronicznych w zasilaczu.

Podstawy działania stabilizatora liniowego

Każdy obwód elektroniczny jest zaprojektowany do pracy przy określonym stałym napięciu zasilania. Stabilizator napięcia dostarcza na wyjściu napięcie o wymaganych parametrach. Zawiera zespół obwodów, które stale utrzymują napięcie wyjściowe przy zadanej wartości, niezależnie od zmian prądu obciążenia lub napięcia wejściowego (przy założeniu, że prąd obciążenia i napięcie wejściowe mieszczą się w określonym zakresie roboczym dla danego elementu).

Stabilizator liniowy działa jak źródło prądowe sterowane napięciem w celu wymuszenia prądu, jaki płynie przez element – obciążenie, a stałe napięcie pojawiające się na zacisku wyjściowym stabilizatora jest wynikiem – zgodnie z prawem Ohma (**rysunek 1**). Obwód sterujący stabilizatorem musi monitorować napięcie wyjściowe i regulować źródło prądowe zgodnie z wymaganiami obciążenia – aby utrzymać napięcie wyjściowe na żądanej wartości. Granice funkcjonalne stabilizatora określa maksymalny prąd obciążenia regulatora, przy którym układ może nadal utrzymywać stabilne napięcie.

Napięcie wyjściowe jest kontrolowane za pomocą pętli sprzężenia zwrotnego, która wymaga pewnego rodzaju kompensacji zapewniającej stabilność pętli. Większość regulatorów liniowych ma wbudowane układy kompensacji i jest całkowicie stabilna bez zewnętrznych elementów. Niektóre stabilizatory, takie jak LDO, wymagają jednak pewnej zewnętrznej pojemności, podłączonej do wyjścia w celu zapewnienia stabilności układu.



Rysunek 1. Uproszczony, ideowy schemat stabilizatora liniowego

Inną cechą każdego stabilizatora liniowego jest to, że wymaga on pewnej, ale skończonej ilości czasu, by skorygować napięcie wyjściowe po zmianie zapotrzebowania na prąd obciążenia. To opóźnienie definiuje charakterystykę zwaną **charakterystyką przejściową**, która jest miarą szybkości działania stabilizatora, tj, szybkości, z jaką powraca on do stanu ustalonego po zmianie obciążenia.

Pętla sterowania

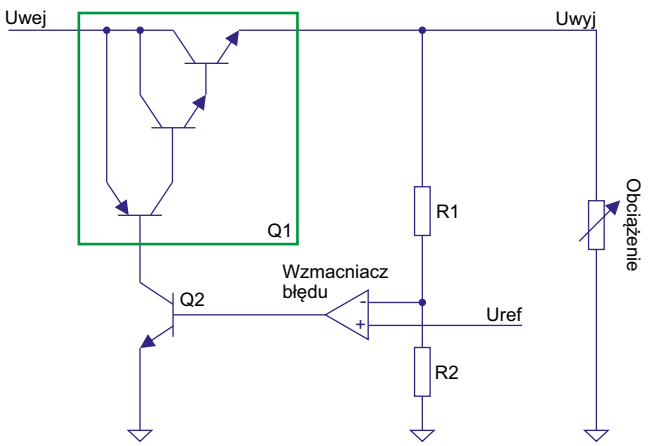
Działanie pętli sterującej w typowym stabilizatorze liniowym zostanie szczegółowo opisane przy użyciu uproszczonego schematu ideowego, pokazanego na **rysunku 2**. Podobny układ jest częścią każdego stabilizatora liniowego. Urządzenie przejściowe (Q1) w tym stabilizatorze składa się z tranzystora NPN w układzie Darlingtona sterowanego przez tranzystor PNP. Prąd wypływający z emitera tranzystora przejściowego (który również jest prądem obciążenia) jest kontrolowany przez tranzystor Q2 i wzmacniacz błędu napięcia.

Na wejście odwracające wzmacniacza błędu przyłożone jest napięcie z dzielnika napięcia wyjściowego zestawionego z R1 i R2. Nieodwracające wejście jest połączone z napięciem odniesienia (Uref). Pętla sprzężenia zwrotnego układu stara się utrzymać na wyjściu stabilizatora napięcie równe napięciu referencyjnemu, pomnożonemu przez współczynnik wynikający z dzielnika napięcia R1/R2. Nagły wzrost lub spadek zapotrzebowania na prąd obciążenia (skokowa zmiana rezystancji obciążenia) spowoduje zmianę napięcia wyjściowego do momentu, w którym pętla będzie mogła skorygować ustawienia i ustabilizować się do nowego poziomu (nazywa się to reakcją przejściową). Zmiana napięcia wyjściowego jest wykrywana przez dzielnik R1/R2 i pojawia się jako sygnał błędu na wyjściu wzmacniacza błędu, co powoduje, że w konsekwencji koryguje on prąd poprzez Q1.

Typy stabilizatorów liniowych

Istnieją trzy podstawowe typy topologii wewnętrznej stabilizatorów liniowych, które zostaną opisane:

- standardowy stabilizator z darlingtonem NPN,



Rysunek 2. Schemat ideowy typowego stabilizatora liniowego

eprasa.pl 41c5c37c32

- stabilizatory low-dropout (LDO),
- stabilizatory quasi-LDO.

Najważniejszą różnicą między tymi trzema typami jest spadek napięcia, który jest zdefiniowany jako minimalny wymagany spadek napięcia na stabilizatorze utrzymujący napięcie wyjściowe na zadanym poziomie. Przekłada się to na sprawność energetyczną – układ z najmniejszym spadkiem napięcia (w tym wypadku LDO) wymaga najmniejszego zapasu napięcia, co powoduje najmniejszą ilość wydzielanego ciepła – marnowanej energii.

Drugą istotną różnicą między typami regulatorów jest prąd płynący przez układ do masy, jaki jest wymagany przez stabilizator dla uzyskania znamionowego prądu obciążenia. Standardowy stabilizator ma najniższy prąd masy, podczas gdy LDO generalnie ma ten prąd najwyższy (różnice między typami opisano szczegółowo w poniższych sekcjach). Zwiększony prąd pinu masy jest niepożądany, ponieważ jest to również prąd zmarnowany, gdyż pochłaniany jest przez stabilizator, a nie przez obciążenie. Wpływa to na sprawność sekcji zasilania.

Standardowy stabilizator

Pierwsze scalone stabilizatory napięcia zawierały tranzystory NPN w konfiguracji Darlingtona dla układu tranzystora przejściowego. Taka konfiguracja nazywana jest standardową, a topologię pokazano na rysunku 2. Rozważmy, jaki jest minimalny spadek napięcia w tym układzie, który jest konieczny do zapewnienia poprawnej stabilizacji napięcia wyjściowego. Minimalne napięcie V_D można opisać równaniem (1):

$$V_{D(MIN)} = 2 \times V_{BE} + V_{CE} \quad (1)$$

Przy założeniu szerokiego zakresu temperatur pracy od –55°C do 150°C, minimalny spadek napięcia gwarantujący poprawność stabilizacji zawiera się zwykle w przedziale 2,5...3 V. W realnych warunkach napięcie to może być mniejsze, szczególnie dla mniejszego zakresu temperatur pracy. Praktycznie rzecz biorąc, najmniejszy spadek napięcia, z jakim spotkać się można w przypadku standardowych stabilizatorów, wynosi 1,5...2,2 V.

Prąd pinu masy standardowego stabilizatora jest bardzo niski (LM309 może dostarczyć do 1 A prądu do obciążenia, pobierając mniej niż 10 mA prądu pinu masy). Powodem tego jest fakt, że prąd sterujący jest równy prądowi obciążenia podzielonemu przez wzmocnienie urządzenia przejściowego. W standardowym stabilizatorze element przejściowy złożony jest z pojedynczego tranzystora PNP i dwóch tranzystorów NPN w układzie Darlingtona, co daje niezwykle wysokie wzmocnienie prądowe ($\beta > 300$). Rezultatem zastosowania układu o tak wysokim wzmocnieniu jest bardzo mały prąd potrzebny do sterowania bazą tranzystora, co skutkuje mniejszym prądem spływającym do masy. Spośród trzech wymienionych wcześniej topologii stabilizator o standardowej topologii charakteryzuje się najniższym prądem pinu masy.

Stabilizator LDO

Stabilizator *low-dropout* (LDO), czyli o niskim spadku napięcia, różni się od standardowego stabilizatora tym, że układ przejściowy zawiera tylko jeden tranzystor PNP (**rysunek 3**). Przekłada się to na zmniejszenie minimalnego spadku napięcia, potrzebnego do stabilizacji układu, ale także zwiększa prąd sterowania tranzystorem przejściowym, co owocuje zwiększeniem prądu pinu masy stabilizatora. Minimalny spadek napięcia V_D dla stabilizatora LDO równy jest napięciu kolektor-emiter zastosowanego tranzystora, jak pokazano w równaniu (2):

$$V_{D(MIN)} = V_{CE} \quad (2)$$

Dla typowego układu LDO napięcie to wynosi zwykle około 0,7...0,8 V przy pełnym prądzie wyjściowym. Minimalny spadek napięcia jest bezpośrednio związany z prądem obciążenia, co oznacza, że przy bardzo niskich wartościach prądu obciążenia napięcie zaniku może wynosić zaledwie 50 mV. Stabilizator LDO ma najniższą (najlepszą) specyfikację spadku napięcia spośród trzech opisanych tutaj typów stabilizatorów.

Dzięki bardzo niskiemu spadkowi napięcia, element ten charakteryzuje się również najwyższą sprawnością, spośród wszystkich stabilizatorów liniowych. Maksymalizuje wykorzystanie dostępnego napięcia wejściowego i może działać z większą wydajnością. Gwałtowny wzrost systemów konsumenckich, zasilanych z baterii, przyczynił się do rozwoju stabilizatorów LDO.

Prąd pinu masy, analogicznie jak w przypadku standardowego stabilizatora, równy jest w przybliżeniu prądowi obciążenia podzielonemu przez wzmocnienie pojedynczego tranzystora PNP. W związku z tym prąd pinu masy w LDO jest najwyższym z trzech omówionych typów. Na przykład stabilizator LP2953 ma prąd znamionowy równy 250 mA. Prąd, jaki w takim przypadku płynie do masy, wynosi maksymalnie 28 mA, co oznacza, że wzmocnienie tranzystora przejściowego w układzie wynosi około 9 lub więcej. Dla LM2940 (który ma wydajność prądową do 1 A) prąd masy to około 45 mA, co daje wzmocnienie prądowe w wysokości 22 dla prądu znamionowego tranzystora przejściowego. Jak widać, wartości te są około 10 lub więcej razy mniejsze niż dla stabilizatora o standardowej topologii.

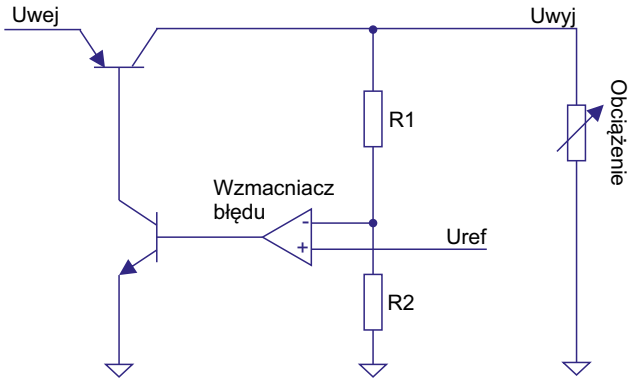
Stabilizator quasi-LDO

Odmianą standardowego stabilizatora jest tak zwany quasi-LDO. Zawiera parę tranzystorów – NPN oraz PNP – jako układ przejściowy (**rysunek 4**).

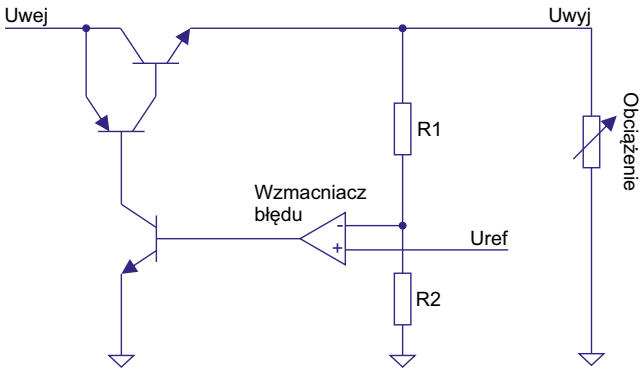
Minimalny spadek napięcia dla stabilizatora quasi-LDO do utrzymania stabilizacji opisany jest równaniem (3):

$$V_{D(MIN)} = V_{BE} + V_{CE} \quad (3)$$

Dla prądu znamionowego minimalny spadek napięcia na stabilizatorze quasi-LDO wynosi nie więcej niż 1,5 V. Parametr ten jest zależny od temperatury i prądu obciążenia, ale realnie nie schodzi poniżej 0,9 V, nawet dla najmniejszych obciążeń. Pobór prądu przez sam stabilizator (prąd pinu masy), to w tym przypadku wartości osiągane przez elementy quasi-LDO są podobne do prądów pobieranych przez stabilizatory o standardowej topologii i nie przekraczają zazwyczaj 10 mA dla maksymalnego prądu znamionowego, co sprawia, że elementy te są dobrym kompromisem pomiędzy niskim spadkiem napięcia i małym prądem pinu masy układu.



Rysunek 3. Schemat ideowy stabilizatora LDO



Rysunek 4. Schemat ideowy stabilizatora quasi-LDO

eprasa.pl 41c5c37c32

Wybór optymalnego stabilizatora do układu

Aby zaprojektować optymalny stopień zasilania dla dowolnego układu, trzeba dobrać właściwy stabilizator. Jego wybór podyktowany jest szeregiem parametrów takich jak:

- Maksymalny prąd obciążenia,
- Rodzaj źródła napięcia wejściowego (akumulator czy zasilanie prądem przemiennym z sieci),
- Wymagana dokładność napięcia wyjściowego (tolerancja),
- Prąd spoczynkowy (na biegu jałowym – przy zerowym poborze prądu przez obciążenie),
- Konieczność posiadania dodatkowych funkcji specjalnych (wyłącznik, flaga błędu itp.).

Obciążenie maksymalne. Należy dokładnie określić maksymalny prąd wymagany w danej aplikacji przy wyborze scalonego regulatora. Specyfikacja maksymalnego prądu obciążenia dla scalonego stabilizatora może być zdefiniowana jako pojedyncza wartość lub wartość zależna od innych parametrów, różnicy napięć, temperatury otoczenia etc. Wybrany stabilizator musi zapewnić wystarczający prąd dla zadanego obciążenia w najgorszych, możliwych w projekcie warunkach. Zagwarantuje to niezawodność systemu w dowolnych warunkach pracy, w jakich może znaleźć się urządzenie.

Źródło zasilania. Dostępne źródło zasilania (np. akumulator lub prąd przemienny) będzie silnie wpływać na rodzaj wybranego stabilizatora w zależności od tego, czy nasze urządzenie zasilane jest z baterii czy z zasilacza sieciowego. W przypadku baterii rekomendowane jest wyboru stabilizatora LDO z uwagi na fakt, że lepiej i efektywniej wykorzystują one dostępną energię i mogą działać dłużej w czasie rozładowywania ogniwa. Na przykład akumulator kwasowo-ołowiowy o napięciu nominalnym 6 V ma napięcie na zaciskach równe około 6,3 V przy pełnym naładowaniu i około 5,5 V w końcowym czasie rozładowania. Jeśli projektant chce uzyskać stabilizowane zasilanie 5 V z tego akumulatora, wymagany jest stabilizator LDO, ponieważ dostępne jest tylko około 0,5 do 1,3 V zapasu napięcia.

Z kolei jeśli źródło prądu stałego w systemie pochodzi z prostowanego napięcia przemiennego, spadek napięcia stabilizatora nie jest tak krytyczny, ponieważ dodatkowe napięcie wejściowe na stabilizatorze jest łatwe do uzyskania przez zwiększenie napięcia wtórnego transformatora. W takich wypadkach dostatecznie dobrze sprawdzi się stabilizator o standardowej topologii, jednak w niektórych przypadkach inne cechy i lepsza precyzja napięcia wyjściowego nowych regulatorów LDO nadal czyni je najlepszym wyborem.

Precyzja stabilizacji napięcia. Typowe stabilizatory liniowe zazwyczaj charakteryzują się dokładnością stabilizacji napięcia wyjściowego, która gwarantuje precyzję w granicach 5% wartości nominalnej. Ten poziom dokładności jest odpowiedni do większości zastosowań.

Istnieje jednakże wiele nowych układów, które mają niższą tolerancję (lepsza niż 2% jest już powszechna), osiągnięte dzięki zastosowaniu procesu laserowego trymowania elementów. Polega to na laserowym przycinaniu elementów w stabilizatorze (zazwyczaj oporników) na etapie produkcji, aby uzyskać wyższą precyzję pętli sterującej. Ponadto wiele współczesnych stabilizatorów ma dokładniejsze specyfikacje wyjściowe, które obejmują zachowanie w funkcji temperatury pracy i dla różnego obciążenia.

Prąd spoczynkowy. Jest to prąd, który dany element pobiera ze źródła zasilania na biegu jałowym (albo w momencie, gdy stabilizator jest wyłączony, albo gdy nie dostarcza on znacznych ilości prądu do obciążenia) może mieć krytyczne znaczenie w aplikacjach zasilanych bateryjnie.

W niektórych aplikacjach stabilizator może spędzić większość czasu w trybie gotowości lub stand-by, na przykład gdy dostarczać ma prąd do obciążenia tylko w przypadku awarii głównego stabilizatora. W takich rozwiązaniach prąd spoczynkowy określa żywotność baterii.

Wiele nowych stabilizatorów LDO jest zoptymalizowanych pod kątem niskiego poboru prądu spoczynkowego (np. 75...150 μA) i zapewnia znaczną poprawę w porównaniu do typowych stabilizatorów, które pobierają aż kilka miliamperów, nawet gdy są wyłączone.

Dodatkowe funkcje. Wiele stabilizatorów LDO oferuje dodatkowe funkcje, które pozwalają projektantowi na zwiększenie elastyczności układu. Są to m.in. piny wyłączające układ, umożliwiające sterowanie stabilizatorem za pomocą bramki logicznej lub mikrokontrolera. Układy te oferują również ochronę przed przepięciami, także tymi, które pojawiają się po wtórnej stronie stabilizatora. Funkcje takie mają szczególnie stabilizatory stosowane w aplikacjach motoryzacyjnych i do sterowania silnikami elektrycznymi.

Stabilizatory oferują również zabezpieczenie przed odwrotnie podłączonym napięciem wejściowym, co zapobiega uszkodzeniu elementu, gdy napięcie wejściowe jest niepoprawnie podłączone; jest to niezbędne w aplikacjach, w których użytkownik może przypadkowo odwróć biegunowość baterii.

Niezwykle istotnym dodatkowym elementem jest również tzw. flaga błędu, czyli dodatkowe wyjście cyfrowe ze stabilizatora, które służy do ostrzegania obwodów monitorowania lub sterowania, że wyjście np. spadło 5% poniżej swojej wartości nominalnej. Ma to ostrzec kontroler, że napięcie zasilania jest wystarczająco niskie, aby spowodować np. niepoprawne działanie procesora lub powiązanych obwodów logicznych.

Zabezpieczenia układów

Liniowe stabilizatory napięcia zawierają liczne, wbudowane obwody zabezpieczające, które sprawiają, że są praktycznie odporne na uszkodzenia wynikające z wielu zagrożeń. Główne zabezpieczenia w stabilizatorach to:

- Zabezpieczenie termiczne,
- Zabezpieczenie nadprądowe.

Te dwa obwody występują w niemalże każdym stabilizatorze liniowym. Połączone są ze sobą w pewnej określonej kolejności, zapewniającej hierarchię sterowania wyjściem. Prezentuje się ona następująco (od najważniejszego, do najmniej ważnego sygnału sterowania wyjściem):

1. Zabezpieczenie termiczne,
2. Ograniczenie prądu wyjściowego,
3. Pętla kontroli napięcia wyjściowego.

Hierarchia oznacza, że stabilizator liniowy zwykle będzie próbował działać w trybie stałego napięcia, w którym wzmacniacz błędu napięcia reguluje napięcie wyjściowe do nominalnej wartości. Zakłada się jednak, że zarówno prąd obciążenia, jak i temperatura złącza są poniżej ich dopuszczalnych wartości progowych.

Jeśli prąd obciążenia wzrośnie do wartości granicznej, obwód ograniczający prąd przejmie kontrolę nad układem i wymusi prąd obciążenia na poziomie granicznej wartości. Wzmacniacz błędu napięcia może wznowić kontrolę tylko wtedy, gdy prąd jest wystarczająco niski, aby spowodować zwolnienie kontroli przez obwody ograniczające prąd.

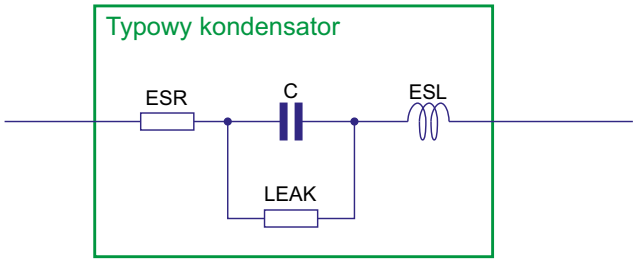
Analogicznie będzie w przypadku wzrostu temperatury (niezależnie od przyczyny). Przekroczenie progu spowoduje odcięcie sterowania od tranzystora mocy, redukując w ten sposób prąd obciążenia i ilość traconej mocy.

Warto pamiętać, że stabilizator utrzymuje stałe napięcie wyjściowe tylko wtedy, gdy jest w trybie stałego napięcia i żadne zabezpieczenie nie jest uruchomione. Przy ograniczeniu prądu napięcie wyjściowe będzie mniejsze, zgodnie z wymaganiami, aby utrzymać prąd obciążenia na wartości granicznej. W przypadku ograniczenia termicznego napięcie wyjściowe spada, a prąd obciążenia może zmniejszyć się do dowolnej wartości (w tym zero). Nie obowiązują tutaj specyfikacje wydajności, gdy element pracuje w trybie wyłączania termicznego – poza swoją specyfikacją.

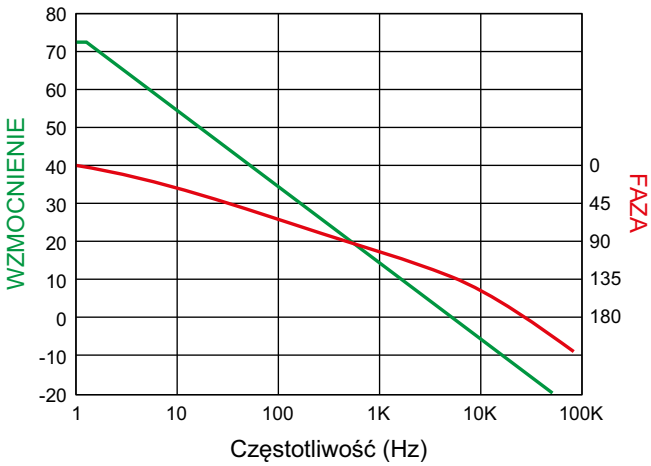
Wskazówki dotyczące stosowania stabilizatorów liniowych

Wydaje się, że aplikacja liniowych stabilizatorów napięcia w układach zasilania jest prosta – nic bardziej mylnego. Samo podłączenie

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 5. Model rzeczywistego kondensatora



Rysunek 6. Wykres wzmocnienia pętli stabilizatora

elementu w układzie czy jego konfiguracja w przypadku wersji regulowanej mogą być proste, ale istnieje wiele niuansów, które mają ogromny wpływ na jakość działania naszego urządzenia.

Kondensator wyjściowy. Pojemność zastosowana w regulatorze liniowym wpływa na stabilność działania układu. Może powodować, że wyjście będzie oscylować, jeśli element ten nie zostanie poprawnie dobrany. Podczas doboru kondensatora rozważyć należy jego parametry pasożytnicze, głównie szeregową rezystancję zastępczą (ESR) oraz efektywną indukcyjność szeregowa (ESL). Na **rysunku 5** pokazano schemat rzeczywistego kondensatora z zaznaczeniem ESR i ESL. Parametr ESL ogranicza efektywność kondensatorów filtrujących przy wysokich częstotliwościach i jest głównym powodem, dlaczego kondensatory elektrolityczne muszą być dodatkowo odsprzęgane przez kondensatory o mniejszej pojemności z dielektrykami, które dobrze radzą sobie w zakresie RF. Jest to szczególnie istotne w przetwornicach impulsowych, ale także w przypadku układów liniowych ma ogromne znaczenie.

Odpowiedź pętli sprzężenia. Na **rysunku 6** pokazano typową odpowiedź pętli sterującej stabilizatorem liniowym. Na wykresie pokazano krzywą wzmocnienia (zielona linia) i fazy (linia czerwona). Należy pamiętać, że dla stabilnej pętli wzmocnienie musi wcześniej przekroczyć wartość poniżej 0 dB niż kąt fazowy sięgnie 180°. Osiągnięcie kąta fazowego równego 180° oznacza, że sygnał jest efektywnie dodatnim sprzężeniem zwrotnym, co przekłada się na wystąpienie oscylacji.

Dla uzyskania stabilnego układu wymaga się marginesu fazy na poziomie co najmniej 45°, co oznacza, że 0 dB na charakterystyce częstotliwościowej powinno być osiągnięte, zanim kąt fazowy osiągnie 135°.

W liniowym stabilizatorze LDO kondensator wyjściowy jest potrzebny do wymuszenia spadku krzywej wzmocnienia wystarczająco szybko, aby spełnić wymagania dotyczące stabilności (standardowy stabilizator jest zazwyczaj wewnętrznie skompensowany i zwykle nie potrzebuje kondensatora wyjściowego dla stabilności). ESR kondensatora wyjściowego przesuwa punkt zero w krzywej wzmocnienia pokazanej na rysunku 6. Przesunięcie punktu przejścia przez 0 dB redukuje margines fazy wpływający na stabilność układu. Jeśli ESR jest wystarczająco duży to zero może się przesunąć na tyle, by spowodować niestabilność regulatora.

W większości kart katalogowych stabilizatorów liniowych LDO znajdziemy zakres ESR kondensatora wyjściowego (lub maksymalną dopuszczalną wartość), który gwarantuje stabilne działanie układu w danej aplikacji.

Zależność temperaturowa ESR. Po ustaleniu konieczności kontroli ESR kondensatora wyjściowego dla stabilizatora LDO, trzeba zwrócić uwagę na jedną bardzo ważna rzecz: ESR nie jest stały z temperaturą. **Rysunek 7** pokazuje zależność ESR w funkcji temperatury dla typowego aluminiowego kondensatora elektrolitycznego. Najważniejszym punktem do zauważenia jest szybkość wzrostu ESR w niskich temperaturach. W przypadkach, w których stabilizator LDO musi pracować w temperaturze poniżej –10°C, czasami nie można dobrać odpowiedniego kondensatora, który może utrzymać ESR w dopuszczalnym zakresie w tej temperaturze. Ważne jest również, aby kondensator był przeznaczony do pracy w pełnym zakresie temperatur: niektóre kondensatory elektrolityczne nie nadają się do użytku w temperaturze poniżej –20°C, ponieważ ich elektrolit zamarza.

Jeżeli stabilizator ma określony tylko maksymalny limit ESR, którego nie może przekroczyć, to kondensator elektrolityczny można połączyć równolegle z kondensatorem tantalowym, który ma znacznie niższy ESR. Gdy dwa kondensatory są połączone równoległe, efektywny ESR jest obliczany jak zwykłe, połączone rezystancje, co oznacza, że dodatkowy kondensator o niskim ESR pomoże zredukować wpływ wzrostu ESR w niskiej temperaturze (**rysunek 7**). Pojemność dodatkowego kondensatora tantalowego powinna wynosić około 20% pojemności kondensatora aluminiowego. Jeśli stabilizator ma zarówno maksymalny, jak i minimalny próg (ESR musi pozostać w określonym zakresie), może być konieczne dodanie rezystora w szeregu z kondensatorem o niskim ESR.

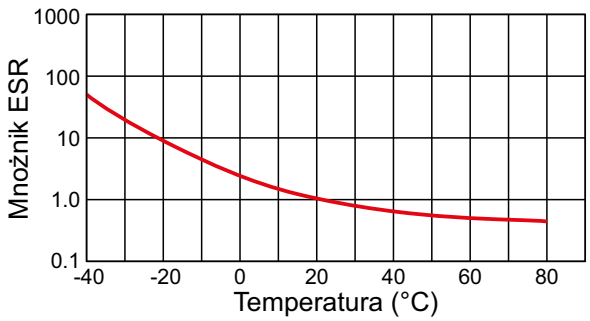
Dokładność stabilizacji napięcia na obciążeniu

Stabilizacja napięcia na obciążeniu, jaką może zapewnić katalogowo stabilizator liniowy, jest często znacznie lepsza niż w rzeczywistej aplikacji ze względu m.in. na spadki napięcia występujące na ścieżkach prądowych. Aby zrozumieć, jak i dlaczego tak się dzieje, przyjrzyjmy się przykładom poprawnie i niepoprawnie zrealizowanych obwodów.

Stabilizatory nieregulowane

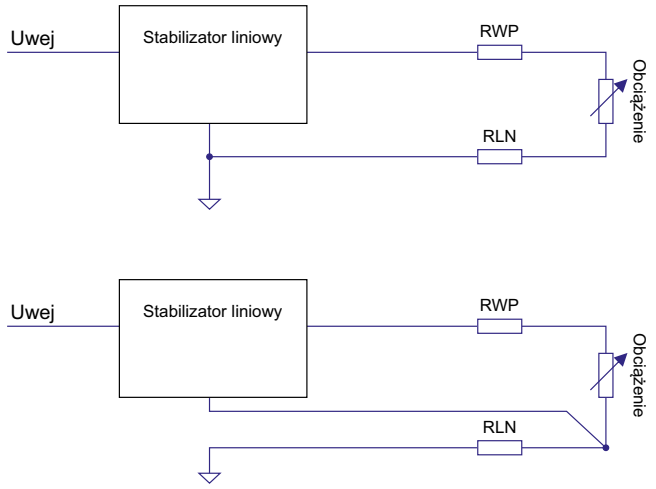
Typowy układ pokazany na **rysunku 8** zawiera popularny trójpinowy stabilizator liniowy o stałym napięciu wyjściowym. Z punktu widzenia użytkownika najważniejsze jest napięcie na obciążeniu, ale dla stabilizatora ważne jest napięcie, jakie znajduje się pomiędzy jego pinem wyjściowym a pinem masy. Spadki napięcia na ścieżkach doprowadzających prąd do obciążenia nie są uwzględnione i zmniejszają napięcie, jakie efektywnie przyłożone jest do obciążenia.

W typowej aplikacji napięcie na obciążeniu (V_{LOAD}) jest mniejsze od napięcia wyjściowego z stabilizatora (V_{OUT}) o spadek napięcia na ścieżkach o rezystancji R_{WP} i R_{LN}. Efektywne napięcie na obciążeniu zapisano równaniem (4):



Rysunek 7. Wykres zależności temperaturowej ESR dla kondensatora

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 8. Podłączenie stabilizatora do obciążenia – niepoprawne (u góry) oraz poprawne (na dole)

$$V_{LOAD} = V_{OUT} - (R_{WP} + R_{LN})\, I_{LOAD} \quad (4)$$

gdzie I_{LOAD} to prąd obciążenia.

Jeśli poprowadzimy ścieżki w prawidłowy sposób, tak jak pokazano na dolnym schemacie z rysunku 8, to napięcie na obciążeniu wyniesie:

$$V_{LOAD} = R_{OUT} - R_{WP} \times I_{LOAD} \quad (5)$$

Przy typowych parametrach PCB ścieżka o szerokości 16 milsów i długości 100 mm ma rezystancję około 122 mΩ. Na dwóch takich ścieżkach (linia zasilania oraz masy) spadek napięcia wynieść może łącznie 366 mV. Dla nominalnego napięcia zasilania 3,3 V jest to 11% błędu napięcia. Oczywiście, jest to mocno przesadzony przypadek, jednak nawet ścieżka o połowę krótsza i pięć razy grubsza wprowadzić może błąd na poziomie 1%, co przy współczesnych stabilizatorach oferujących dokładność stabilizacji napięcia na poziomie 2% i lepiej jest istotną wartością.

Tego rodzaju błąd można zredukować na dwa sposoby:

1. Połączyć pin masy bezpośrednio z pinem masy obciążenia, pomijając ścieżkę wysokoprądową, tak aby stabilizator miał swoją własną ścieżkę masy do precyzyjnego pomiaru napięcia odniesienia. Pinem masy stabilizatora płynie niewielki prąd – kilka, kilkanaście miliamperów lub mniej, więc spadek napięcie nie jest istotny.
2. Zminimalizować spadek napięcia na ścieżkach zasilających, maksymalizując grubość ścieżek oraz redukując maksymalnie ich długość, na przykład umieszczając stabilizator tak blisko obciążenia, jak to tylko możliwe.

Regulowane stabilizatory

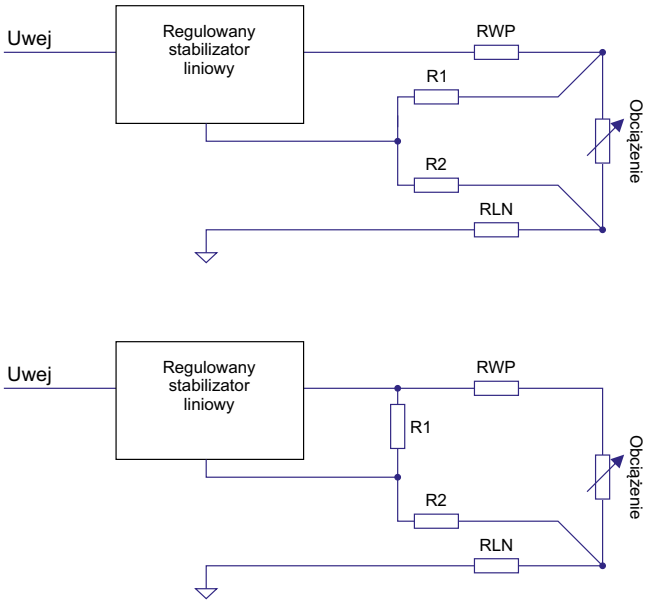
W przypadku stabilizatorów o regulowanym napięciu wyjściowym sprawę komplikuje dodatkowy obwód – dzielnik napięcia – który umożliwia programowanie napięcia wyjściowego. W przypadku stabilizatorów tego rodzaju mamy do czynienia z dwoma ich typami – z trzema wyprowadzeniami, podobnie jak w przypadku stabilizatorów nieregulowanych i z układami z pinem masy i pinem wejścia z dzielnika napięcia. Każda z tych topologii ma nieco inne implikacje podczas stosowania w układzie.

Stabilizatory trójpinowe

W przypadku regulowanego stabilizatora napięcia o trzech pinach, napięcie odniesienia przykłada się między pinem wyjściowym a pinem przeznaczonym do sterowania (**rysunek 9**). W rekomendowanym obwodzie napięcie, jakie pojawia się na obciążeniu, równe jest nominalnemu napięciu wyjściowemu pomniejszonemu o spadek na dodatniej gałęzi zasilania, który wynika z jej rezystancji, co pokazano na równaniu (6).

$$V_{LOAD} = V_{REF}\,(R1 + R2) / R1 - R_{WP} * I_L \quad (6)$$

Tak jak w przypadku nieregulowanego stabilizatora, największą precyzję uzyskuje się, dołączając masę dzielnika bezpośrednio



Rysunek 9. Podłączenie regulowanego stabilizatora do obciążenia – niepoprawne (u góry) oraz poprawne (na dole)

do masy, eliminując spadek napięcia na ścieżce masy spowodowanej dużym prądem, płynącym do obciążenia, Intuicyjnie wydaje się słuszne, że aby uzyskać dodatkową poprawę precyzji, należy dołączyć dodatnią gałąź dzielnika napięcia bezpośrednio do dodatniego zacisku obciążenia. To założenie jest jednak błędne.

Napięcie na pinie odniesienia służy do wymuszenia stałego prądu płynącego przez R1 i R2, a dokładność napięcia wyjściowego jest bezpośrednio związana z dokładnością tego prądu. Jeśli opornik R1 jest podłączony do dodatniego zacisku obciążenia, spadek napięcia na rezystancji ścieżki dostarczającej napięcie jest odejmowany od napięcia VREF, zmniejszając prąd płynący przez dzielnik. Rezultatem tego jest zwiększony błąd napięcia, które na obciążeniu wynosi w takim wypadku:

$$V_{LOAD} = V_{REF}\,(R1 + R2) / R1 - R_{WP} * I_L * (R1 + R2) / R1 \quad (7)$$

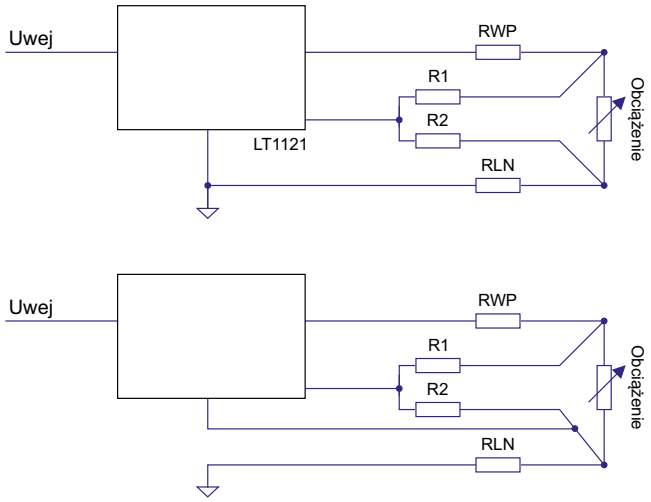
W sytuacji, gdy dzielnik napięcia odniesienia jest podłączony bezpośrednio do obciążenia, zmniejsza się prąd dzielnika, co efektywnie zmniejsza napięcie na obciążeniu – błąd wynikający ze spadku napięcia na ścieżce doprowadzającej prąd do obciążenia jest dodatkowo mnożony przez wzmocnienie wynikające z dzielnika napięcia.

Stabilizatory wielopinowe

Regulowane stabilizatory, które nie są ograniczone tylko do trzech pinów, mają tę zaletę, że pin masy pozwala wyeliminować błąd napięcia wyjściowego spowodowany spadkiem napięcia na obu gałęziach prądowych – dodatniej i ujemnej (masy). Na **rysunku 10** pokazano niepoprawny schemat (u góry) i rekomendowany (na dole) sposób podłączania dzielnika napięcia do obciążenia w przypadku, gdy zastosowany stabilizator liniowy ma wejście dla napięcia sterującego/zewnętrznego dzielnika napięcia.

Należy pamiętać, że w tego typu układach napięcie odniesienia jest mierzone względem masy, w przeciwieństwie do stabilizatorów z trzema pinami, które nie mają osobnego pinu masy. Błędy napięcia w takim układzie można wyeliminować poprzez podłączenie dzielnika napięcia bezpośrednio do obciążenia, omijając ścieżki prądowe. W ten sposób realizujemy zdalny pomiar napięcia na obciążeniu. Co ważne, pin masy stabilizatora musi także być dołączony do masy obciążenia. Podłączając osobnymi ścieżkami pin masy stabilizatora do masy obciążenia, pamiętajmy, że ścieżką tą płynąć może zauważalny prąd (cały prąd, jaki pobiera sam stabilizator, dla LDO może to być nawet do 45 mA) i konieczne jest zagwarantowanie pomijalnego spadku napięcia na tej ścieżce. W ten sposób stabilizowane napięcie na obciążeniu równe będzie:

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 10. Podłączenie regulowanego, wielopinowego stabilizatora do obciążenia – niepoprawne (u góry) oraz poprawne (na dole)

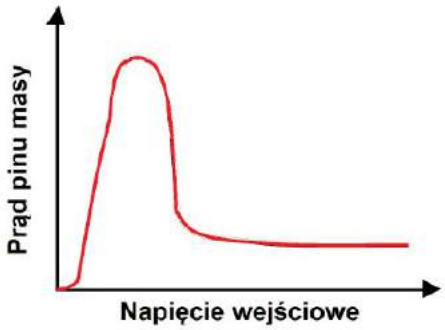
$$V_{LOAD} = V_{REF} (R1 + R2) / R2 \quad (8)$$

Jeśli pin masy stabilizatora i dolny punkt pomiarowy R2 są od siebie oddzielone, napięcie pomiędzy tymi dwoma punktami mnoży się przez stosunek (1 + R1 / R2) i pojawia się jako błąd napięcia V_{LOAD}. Ponieważ napięcie błędu zależy od prądu obciążenia, napięcie V_{LOAD} zmieniać się będzie również wraz z prądem obciążenia, co powoduje słabą stabilizację napięcia na obciążeniu, jak pokazano na równaniu 9:

$$V_{LOAD} = V_{REF} (R1 + R2) / R2 - I_{LOAD} * (R1 + R2) / R2 \quad (9)$$

„Marchewka" w charakterystyce LDO

Wiele (ale nie wszystkie) stabilizatorów LDO ma charakterystykę w prądzie pinu masy, zwaną potocznie marchewką. Marchewka to punkt w charakterystyce prądu pinu masy, w którym wartość prądu rośnie wraz ze spadkiem napięcia wejściowego (**rysunek 11**). Wzmacniacz błędu w stabilizatorze zawsze próbuje wymusić na wyjściu odpowiednie napięcie poprzez kontrolę prądu płynącego przez układ przejściowy (w tym przypadku pojedynczy tranzystor PNP, gdyż mamy do czynienia z układem LDO). Gdy napięcie wejściowe zmniejsza się (a napięcie na tranzystorze przejściowym maleje), wzmocnienie prądu tranzystora PNP zaczyna spadać. Aby utrzymać prawidłowe napięcie wyjściowe, wzmacniacz błędu musi mocniej wysterować bramkę tranzystora, aby dostarczyć ten sam prąd do obciążenia. Prąd bazy PNP opuszcza stabilizator jako prąd pinu masy.



Rysunek 11. Charakterystyka prądu pinu masy w funkcji napięcia wejściowego stabilizatora LDO

W miarę dalszego spadku napięcia wejściowego regulator zbliża się do zaniku napięcia, gdy osiągnięty zostanie krytyczny poziom napięcia wejściowego – nominalne napięcie wyjściowe plus minimalny spadek napięcia na elemencie przejściowym. W takiej sytuacji wzmacniacz błędu steruje bazą PNP z maksymalnym prądem (jest to szczyt marchewki na charakterystyce widocznej na rysunku 11). Wartość prądu w tym punkcie może być 3 lub 4 razy większa niż maksymalny prąd pinu masy, który jest wymagany podczas normalnej pracy nawet z największym obciążeniem. Zachowanie to uznaje się za niepożądaną cechę stabilizatora LDO, ponieważ dodatkowy prąd pinu masy musi być dostarczany do układu przez źródło, ale nie zasila obciążenia, tylko jest tracony na elemencie w postaci ciepła. W nowszych stabilizatorach LDO wbudowane są obwody, dedykowane zapobieganiu występowania tego skoku prądu.

Zachowanie to uznaje się za niepożądaną cechę stabilizatora LDO, ponieważ dodatkowy prąd pinu masy musi być dostarczany do układu przez źródło, ale nie zasila obciążenia, tylko jest tracony na elemencie w postaci ciepła. W nowszych stabilizatorach LDO wbudowane są obwody, do zapobiegania występowania tego skoku prądu pinu masy.

Podsumowanie

Stabilizatory liniowe są nieodzownymi elementami w sekcjach zasilania nowoczesnych urządzeń. Ich aplikacje nie zawsze są tak trywialne, jak może się wydawać, ale jeśli pozna się ich zasadę działania i podstawy stosowania w obwodach zasilania, które opisano powyżej, można zbudować energooszczędne i precyzyjne zasilacze prądu stałego.

Nikodem Czechowski, EP

REKLAMA

eprasa.pl 41c5c37c32

Wskazówki do wyboru i aplikacji stabilizatorów impulsowych

W poniższym artykule omówimy zasadę działania i implementację różnych topologii stabilizatorów impulsowych. Układy i moduły tego rodzaju zyskują coraz większą popularność, szczególnie w aplikacjach wymagających oszczędności energii, takich jak systemy zasilane z baterii, czy w przypadku systemów dużej mocy, gdzie ich wysoka sprawność pozwala na redukcję strat i poziomu wydzielanego ciepła.

Impulsowy stabilizator napięcia to układ lub moduł (rzadziej pojedynczy element), który stabilizuje napięcie wyjściowe za pomocą przetwornicy impulsowej DC/DC. Przetwornica taka zwana jest czasami przekształtnikiem lub konwerterem napięcia. To ogólny termin określający rodzinę systemów elektronicznych, pozwalających na zmianę jednego napięcia stałego na inne, zazwyczaj zbudowanych z użyciem elementów indukcyjnych i układów impulsowych. Stabilizatory impulsowe zawierają zazwyczaj pętle sprzężenia zwrotnego – podobnie jak stabilizatory liniowe – do stabilizacji napięcia wyjściowego, z tą różnicą że sygnał błędu w stabilizatorze impulsowym reguluje pracę przetwornicy. Dzięki temu układ zachowuje cały czas wysoką sprawność działania.

Architektury stabilizatorów impulsowych i ich aplikacje

Na rynku dostępnych jest wiele przetwornic i stabilizatorów impulsowych. W poniższym artykule omówimy cztery najpopularniejsze topologie tego rodzaju układów:

- **Buck**: topologia stosowana do redukcji napięcia – Uwej > Uwyj;
- **Boost**: tego rodzaju przetwornica zapewnia napięcie wyjściowe wyższe niż napięcie wejściowe – Uwej < Uwyj;
- **Buck-Boost**: to popularny układ inwertera, tj. systemu, który dostarcza napięcie wyjściowe o przeciwnej polaryzacji względem wejścia. Co do wartości bezwzględnej napięcia wyjściowego może ono być tak większe, jak i mniejsze od wejściowej;
- **Flyback**: w stabilizatorze o takiej topologii napięcie wyjściowe może być mniejsze lub większe niż napięcie wejściowe; możliwe jest także stabilizowanie wielu napięć wyjściowych z zastosowaniem jednego kontrolera przetwornicy Flyback.

Informacje dotyczące aplikacji zostaną zaprezentowane wraz z przykładami obwodów, które ilustrują niektóre zastosowania regulatorów o topologii Buck, Boost i Flyback. Omówimy także cechy szczególne, na które trzeba zwrócić uwagę, implementując stabilizator danego rodzaju w naszym systemie.

Podstawy działania stabilizatorów impulsowych

Przed rozpoczęciem objaśniania teoretycznych podstaw działania przetwornic musimy zapoznać się z dwoma zasadniczymi elementami, jakie występują w opisywanych przetwornicach. Są to cewka oraz transformator, elementy używane do konwersji napięcia. Przyjrzyjmy się im bliżej. W dalszej części omówiona zostanie także modulacja wypełnienia impulsów (PWM), często stosowana w przetwornicach impulsowych do regulacji działania.

Indukcyjność – cewka

Jeśli do cewki indukcyjnej przyłożone zostanie jakieś napięcie, przez element ten przepłynie prąd (zmieniający się w czasie). Prąd będzie się zmieniał, nawet jeśli przyłożone zostanie stałe napięcie. Analogicznie, jeśli przez cewkę płynąć będzie prąd zmienny, to napięcie na cewce będzie się zmieniało. Równanie 1 opisuje związek napięcia na indukcyjności z prądem, jaki przez nią płynie.

$$U=L\cdot dI/dt \quad (1)$$

gdzie U to napięcie na cewce, L to indukcyjność cewki, I to prąd, a t to czas.

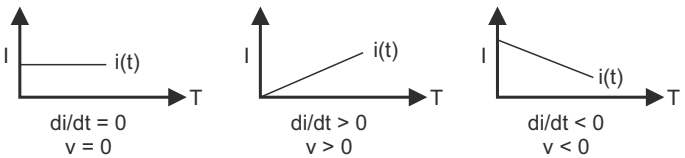
Z równania 1 można wyciągnąć dwa kluczowe wnioski:

1. Napięcie indukowane na cewce wynika tylko ze zmienności prądu. Przepływ prądu stałego nie powoduje spadku napięcia (z pominięciem spadku napięcia na rezystancji stałoprądowej cewki, wynikającej z rezystancji przewodnika, z którego wykonano uzwojenie);
2. Prąd przepływający przez cewkę indukcyjną nie może natychmiast zmienić wartości (w zerowym czasie), ponieważ wymagałoby to nieskończonego napięcia wymuszenia. Jednakże im szybciej zmienia się prąd, tym większe będzie uzyskane napięcie.

Zasady działania indukcyjności ilustruje **rysunek 1**, na którym przedstawiono również kilka przykładowych sytuacji dla różnych zależności prądu od czasu. Dla cewki najważniejszym parametrem jest pochodna prądu I w czasie t – dI/dt, która jest po prostu miarą tego, jak napięcie zmienia się z czasem. Kiedy prąd wykreślimy w funkcji czasu, wartość dI/dt w dowolnym fragmencie przebiegu jest definiowana jako nachylenie wykresu w danym punkcie czasu. Wykres po lewej stronie rysunku 1 pokazuje, że prąd stały ma wartość dI/dt równą zero, co nie powoduje spadku napięcia na cewce. Środkowy wykres pokazuje prąd, który rośnie z czasem – dI/dt ma wartość dodatnią, co skutkuje dodatnim spadkiem napięcia na cewce. Prąd, który maleje z czasem (pokazany na wykresie po prawej stronie rysunku 1), daje ujemny spadek napięcia, ponieważ wartość dI/dt jest ujemna.

Transformator

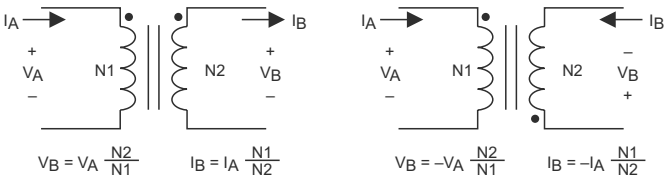
Urządzenie, w którym co najmniej dwie cewki połączone są ze sobą wspólnym rdzeniem magnetycznym, to transformator. Podstawy



Rysunek 1. Zależność prądu i napięcia na cewce

eprasa.pl 41c5c37c32

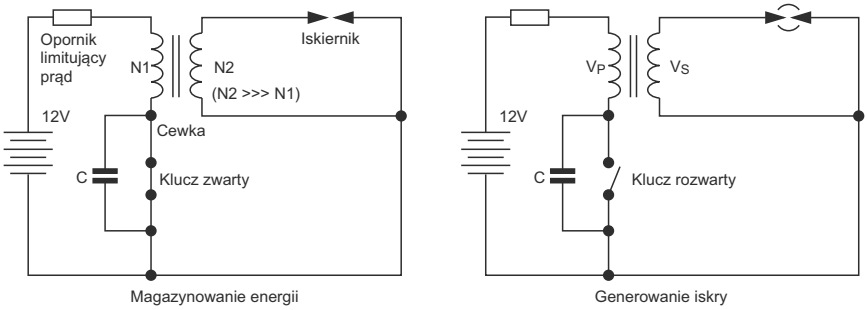
działania tego rodzaju elementu pokazano na **rysunku 2**. Działanie transformatora można łatwo opisać – napięcie zmienne w czasie na jednym uzwojeniu powoduje indukowanie napięcia (zmiennego) na pozostałych uzwojeniach. Stosunek napięć na obu uzwojeniach jest określony stosunkiem liczby zwojów w obu uzwojeniach. Transformator nie dodaje mocy, która jest taka sama po obu stronach (na obu uzwojeniach). Uzwojenie z większą liczbą zwojów ma wyższe napięcie, ale mniejszy prąd, podczas gdy uzwojenie z mniejszą liczbą zwojów ma niższe napięcie, ale wyższy prąd.



Rysunek 2. Schemat ideowy i podstawy działania transformatora

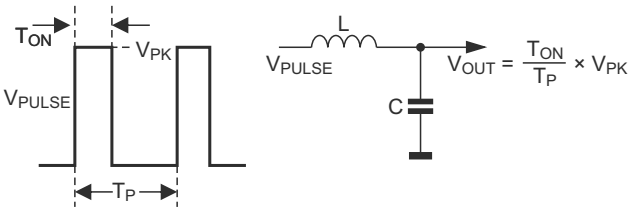
Kropka na uzwojeniu transformatora identyfikuje jego polaryzację względem drugiego uzwojenia i odwrócenie go względem kropki powoduje odwrócenie polaryzacji napięcia na drugim uzwojeniu.

Doskonały przykład działania transformatora można znaleźć pod maską samochodu, w którym transformator zastosowano do generowania wysokiego napięcia dla świec zapłonowych, co pokazano na **rysunku 3**. „Cewka" używana do generowania napięcia iskry jest w rzeczywistości transformatorem o bardzo dużej mocy i wysokim stosunkiem liczby uzwojeń wtórnych do pierwotnych. Gdy zaznaczony na schemacie na rysunku 3 przełącznik zamyka się, prąd zaczyna płynąć w uzwojeniu pierwotnym. Przepływ prądu ograniczony jest rezystorem R, włączonym w szereg z uzwojeniem pierwotnym transformatora. Gdy prąd ma wartość stałą, oznacza to brak napięcia na uzwojeniach. Kiedy przełącznik otwiera się, prąd w uzwojeniu pierwotnym bardzo szybko zanika, powodując pojawienie się dużego napięcia na tym uzwojeniu. Uzwojenie pierwotne jest magnetycznie sprzężone z uzwojeniem wtórnym – z uwagi na ogromny stosunek liczby zwojów uzwojenia wtórnego do pierwotnego, na wtórnym uzwojeniu indukuje się napięcie rzędu 30...40 kV.

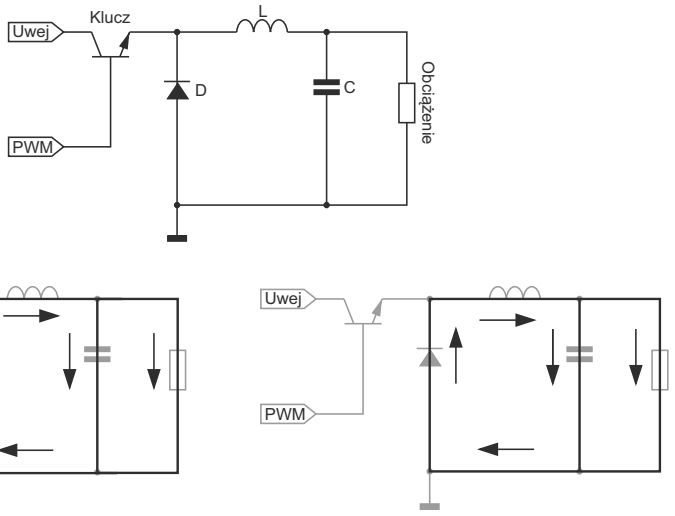


Rysunek 3. Zasada działania cewki zapłonowej w samochodzie

Jak wyjaśniono wcześniej, nie jest możliwe natychmiastowe przerwanie przepływu prądu w cewce (ponieważ wymagane byłoby nieskończone napięcie wymuszające). Z tego powodu w obwodach przełączających obciążenia indukcyjne występuje iskrzenie na stykach przełączników – kiedy przełącznik zaczyna się otwierać, generowane jest wysokie napięcie i powstaje łuk elektryczny w szczelinie powietrznej, powodujący przepływ prądu. To sprawia, że efektywnie prąd nie zatrzymuje się natychmiast. Umieszczenie kondensatora równolegle ze stykami przełącznika pomaga zmniejszyć efekt wyładowań łukowych. Na rysunku 3 widać ten kondensator, wpięty równolegle z przełącznikiem, co ma zapobiec jego uszkodzeniu i wydłużyć żywotność tego elementu.



Rysunek 4. Podstawy działania PWM



Rysunek 5. Stabilizator typu Buck

Modulacja PWM

Wszystkie przetwornice impulsowe omówione w artykule bazują na regulacji napięcia z zastosowaniem modulacji szerokości impulsu (PWM). Sprzężenie zwrotne steruje napięciem wyjściowym, zmieniając czas włączenia elementu przełączającego (tzw. klucza) w przetwornicy. Aby zrozumieć, jak działa PWM, przeanalizujemy wynik zastosowania serii impulsów prostokątnych na filtrze LC.

W układzie z **rysunku 4** szereg impulsów fali prostokątnej jest filtrowany i zapewnia stałe napięcie wyjściowe, które jest równe w przybliżeniu szczytowej amplitudzie impulsu pomnożonej przez wypełnienie przebiegu (wypełnienie jest definiowane jako czas włączenia podzielony przez całkowity okres impulsu). Zależność ta wyjaśnia, w jaki sposób można bezpośrednio kontrolować napięcie wyjściowe zmianą czasu włączenia klucza.

Topologie stabilizatorów impulsowych

W poniższej części zaprezentowane są najczęściej używane obwody przetwornic DC/DC stosowane w stabilizatorach impulsowych.

Buck

Jedna z najczęściej stosowanych topologii przetwornic impulsowych. Służy do obniżenia napięcia przy zachowaniu tej samej polaryzacji. Jest niezbędna w systemach o stosunkowo dużym napięciu zasilającym (np. 24 V czy 48 V) oraz w rozproszonych stabilizatorach, które muszą lokalnie generować napięcia takie jak 15 V, 12 V czy 5 V z bardzo wysoką sprawnością.

Konwerter Buck zawiera przełącznik w postaci tranzystora (najczęściej tranzystor typu MOSFET), który naprzemiennie załącza

eprasa.pl 41c5c37c32

i wyłącza napięcie wejściowe do cewki indukcyjnej (**rysunek 5**). Dolne wykresy na rysunku 5 obrazują bieżące ścieżki przepływu prądu w układzie (pokazane jako pogrubione linie), gdy klucz jest włączony i wyłączony. Po załączeniu klucza napięcie wejściowe jest podłączone do cewki indukcyjnej. Różnica napięć między wejściem i wyjściem wymusza przepływ prądu przez cewkę indukcyjną L. W czasie załączenia klucza prąd płynie przez indukcyjność, płynąc do obciążenia i kondensatora wyjściowego C, ładując go. Gdy klucz jest wyłączony, napięcie wejściowe przyłożone do cewki indukcyjnej zostaje odcięte. Ponieważ prąd cewki nie może zmienić się natychmiast, napięcie na tym elemencie musi dostosować się do prądu.

Spadający prąd cewki wymusza na jej wejściowym wyprowadzeniu napięcie ujemne, ostatecznie osiągając punkt, w którym załącza się dioda D. Prąd cewki indukcyjnej następnie przepływa przez obciążenie i z powrotem przez diodę. Gdy klucz jest wyłączony, ładunek zgromadzony w kondensatorze również płynie do obciążenia, dokładając się do sumy prądu dostarczanego do obciążenia (całkowity prąd obciążenia w czasie wyłączenia jest sumą prądu cewki i kondensatora). Przebieg prądu przepływającego przez cewkę jest pokazany na **rysunku 6**.

Prąd płynący przez cewkę zwiększa się, gdy przełącznik jest włączony i spada, gdy klucz jest otwarty. Prąd obciążenia ze stabilizowanego wyjścia układu to średnia wartość prądu cewki indukcyjnej. Różnicę między szczytami w przebiegu prądu cewki indukcyjnej określa się jako prąd tętnienia cewki indukcyjnej. Konieczne jest dobranie cewki tak, aby mogła przenosić ten prąd – najlepiej, aby prąd tętnienia stanowił nie więcej niż 20…30% nominalnego prądu znamionowego cewki.

Działanie ciągłe i nieciągłe

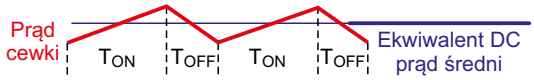
W większości zastosowań regulatora Buck prąd cewki indukcyjnej nigdy nie spada do zera. Ogólna sprawność układu jest zwykle najlepsza w trybie ciągłym dla danego napięcia wejściowego i prądu znamionowego. W zastosowaniach, w których maksymalny prąd obciążenia jest dość niski, może być korzystne zastosowanie przetwornicy, która pracuje w trybie nieciągłym.

W przypadku pracy z bardzo niewielkim prądem wyjściowym przetwornica pracująca z nieciągłym prądem cewki może być istotnie mniejsza, dzięki możliwości zredukowania wymiaru wyjściowej cewki indukcyjnej (z uwagi na niższe wymagania prądu cewki). Zasadniczo praca w trybie nieciągłym przy niższych wartościach prądu obciążenia jest nieszkodliwa. Nawet przetwornice zaprojektowane do pracy w trybie ciągłym przy pełnym obciążeniu pracują z nieciągłym prądem przy niższym prądzie obciążenia (zwykle bez żadnych poważnych konsekwencji).

Boost

Stabilizator typu Boost generuje napięcie wyjściowe wyższe (ale o tej samej polaryzacji) niż napięcie na wejściu. Układ o takiej topologii, wraz z oznaczeniem ścieżki przepływu prądu podczas włączenia i wyłączenia klucza w układzie, pokazano na **rysunku 7**.

Ilekroć klucz jest zwarty, napięcie wejściowe jest wymuszane na cewce indukcyjnej, co powoduje wzrost płynącego przez nią prądu. Gdy tranzystor jest wyłączony, malejący prąd wymusza na cewce od strony



Rysunek 6. Prąd cewki przetwornicy Buck

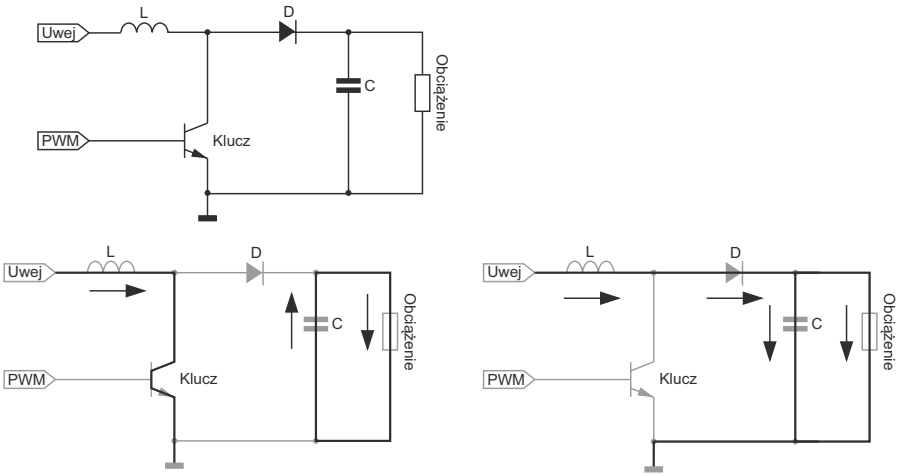
tranzystora dodatnią polaryzację. Ponieważ klucz jest otwarty, prąd musi wtedy popłynąć przez diodę w kierunku kondensatora i obciążenia. Sprawia to, że kondensator wyjściowy może być ładowany do wyższego napięcia niż napięcie zasilania. Gdy klucz zostaje załączony, prąd do obciążenia dostarczany jest z kondensatora wyjściowego.

Prąd wyjściowy i moc pobierana przez obciążenie

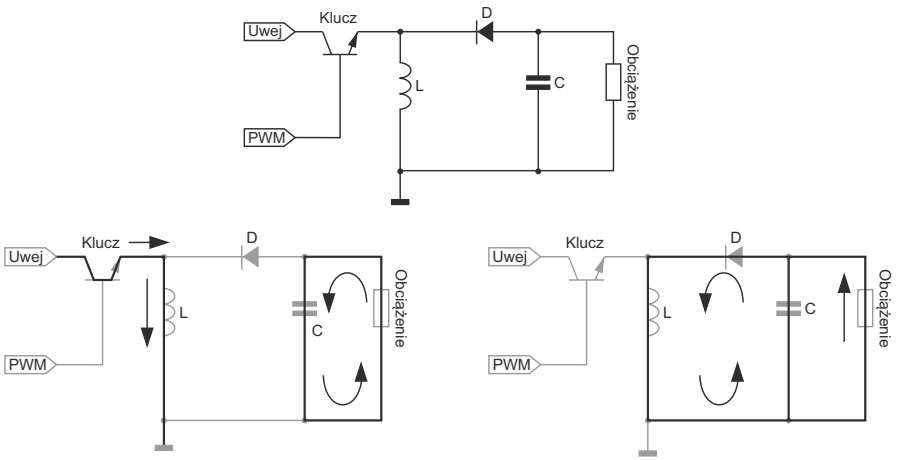
Ważnym aspektem konstrukcyjnym w stabilizatorze typu Boost jest fakt, że prąd obciążenia i prąd klucza nie są sobie równe, a maksymalny prąd obciążenia jest zawsze mniejszy niż prąd znamionowy tranzystora przełączającego. Należy zauważyć, że całkowita maksymalna moc dostępna dla przetwornicy jest równa pomnożonemu napięciu wejściowemu i maksymalnemu średniemu prądowi wejściowemu (który jest zazwyczaj mniejszy niż prąd znamionowy tranzystora przełączającego). Ponieważ napięcie wyjściowe przetwornicy Boost jest wyższe niż napięcie wejściowe, prąd wyjściowy musi być mniejszy niż prąd wejściowy.

Buck-Boost

Stabilizatory o topologii Buck-Boost zwanej odwracającą przyjmuje stałe napięcie wejściowe i wytwarza stałe napięcie wyjściowe o przeciwnej polaryzacji. Ujemne napięcie wyjściowe może być większe lub mniejsze niż napięcie wejściowe (wartość bezwzględna). Na **rysunku 8** pokazano uproszczony schemat stabilizatora tego rodzaju.

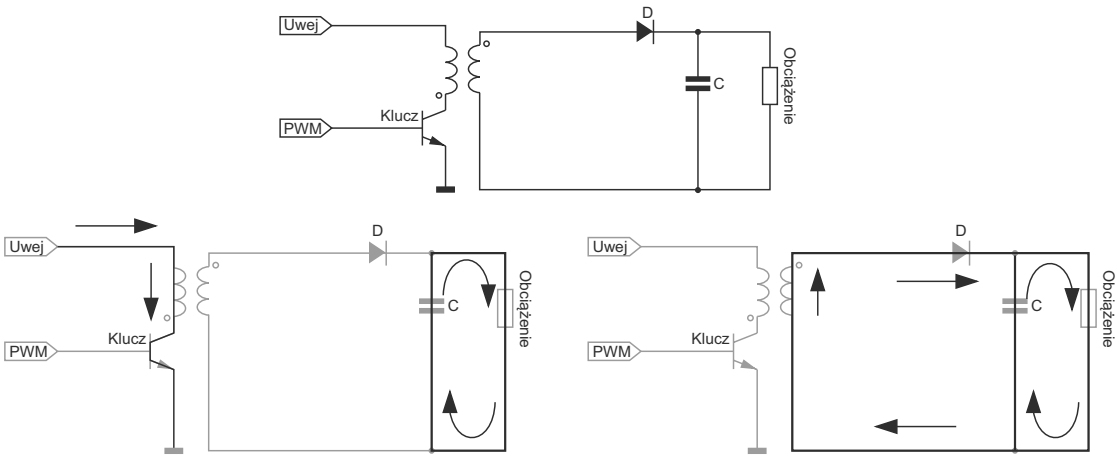


Rysunek 7. Stabilizator typu Buck



Rysunek 8. Stabilizator impulsowy Buck-Boost

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 9. Stabilizator impulsowych o topologii Flyback

Gdy klucz jest załączony, napięcie wejściowe jest podawane na cewkę indukcyjną, powodując zwiększenie przepływu prądu przez ten element. W tym czasie kondensator wyjściowy dostarcza prądu do obciążenia. Wymaga to, aby ładunek utracony z kondensatora wyjściowego w czasie był uzupełniony w czasie wolnym. Gdy tranzystor zostanie wyłączony, malejący przepływ prądu przez cewkę powoduje, że napięcie na końcu cewki podłączonym do diody zmienia się na ujemne. To działanie włącza diodę, pozwalając, by prąd płynął zarówno na kondensator wyjściowy, ładując go, jak i do obciążenia. Prąd obciążenia dostarczany jest przez cewkę przetwornicy, gdy klucz jest rozłączony, a przez kondensator wyjściowy, gdy klucz jest zwarty.

Flyback

Topologia Flyback jest najbardziej wszechstronną ze wszystkich topologii przetwornic; pozwala projektantowi wygenerować jedno lub więcej napięć wyjściowych, z których niektóre mogą mieć przeciwną do napięcia wejściowego biegunowość. Przetwornice i stabilizatory Flyback zyskały ogromną popularność w systemach zasilanych z baterii, gdzie pojedyncze napięcie z baterii należy wykorzystać do wygenerowania wszystkich napięć w danym systemie (na przykład 5 V, 12 V i –12 V) przy bardzo wysokiej sprawności konwersji. Typowy schemat przetwornicy o topologii Flyback zaprezentowano na **rysunku 9**.

Najważniejszą cechą stabilizatora Flyback jest konieczność podłączania transformatora w odpowiedniej fazie, jak pokazano kropkami na uzwojeniu pierwotnym i wtórnym. Gdy klucz przetwornicy jest załączony, napięcie wejściowe płynie przez pierwotne uzwojenie transformatora, co powoduje rosnący przepływ prądu. Należy zauważyć, że polaryzacja napięcia na uzwojeniu pierwotnym jest ujemna względem oznaczenia polaryzacji uzwojenia (kropka przy uzwojeniu). Przepływ prądu przez uzwojenie pierwotne powoduje pojawienie się napięcia o tej samej polaryzacji na uzwojeniu wtórnym transformatora. Amplituda tego napięcia jest ustalona przez stosunek liczby uzwojeń wtórnych i pierwotnych na transformatorze.

Napięcie ujemne na uzwojeniu wtórnym jest prostowane przez umieszczoną szeregowo z nim diodę, zapobiegającą przepływowi prądu w uzwojeniu wtórnym. W tym czasie prąd do obciążenia musi być dostarczany przez kondensator wyjściowy. Kiedy klucz wyłącza się, malejący przepływ prądu w uzwojeniu pierwotnym wymusza zwiększenie napięcia na końcu tego uzwojenia oznaczonym kropką. W tym samym czasie napięcie na uzwojeniu wtórnym równe jest napięciu na uzwojeniu pierwotnym, ze zmienioną polaryzacją (zwróć uwagę na położenie kropki przy uzwojeniu wtórnym). Dodatnie napięcie, indukowane na uzwojeniu wtórnym, umożliwia przepływ prądu do obciążenia jak, i do kondensatora wyjściowego. Ładunek kondensatora wyjściowego w czasie wyłączania klucza jest uzupełniany.

Przetwornice o topologii Flyback działają w trybie ciągłym (gdy prąd uzwojenia wtórnego jest zawsze > 0) lub w trybie nieciągłym (w którym prąd uzwojenia wtórnego spada do zera w każdym cyklu pracy przetwornicy).

Stabilizacja wielu wyjść

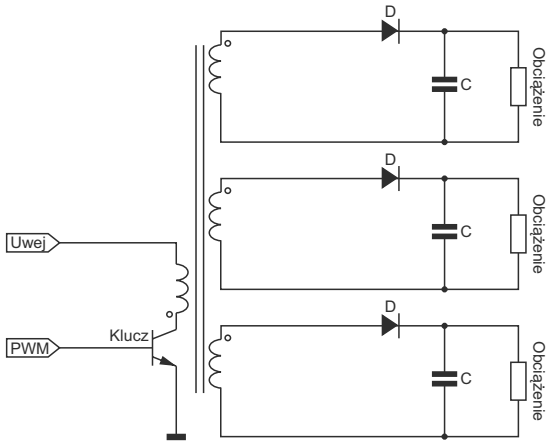
Dużą zaletą przetwornic o architekturze Flyback jest możliwość stabilizacji wielu napięć wyjściowych (**rysunek 10**). W takich systemach jedno z wyjść (zwykle to o najwyższym prądzie) jest wybrane, aby dostarczyć informacje do sprzężenia zwrotnego systemu PWM, tj. do pętli sterowania, co oznacza, że to napięcie wyjściowe jest bezpośrednio stabilizowane. Inne uzwojenia wtórne są stabilizowane pośrednio m.in. przez stosunek liczby zwojów w uzwojeniach (jeśli pobór prądu z poszczególnych uzwojeń nie jest diametralnie różny, nie ma to wielkiego wpływu na precyzję ich stabilizacji).

Przetwornica Flyback z wieloma wyjściami charakteryzuje się precyzją stabilizacji na nieregulowanych pętlą sprzężenia zwrotnego wyjściach na poziomie 5...10%, ale jest to wartość wystarczająca do wielu zastosowań. Jeśli wymagana jest ściślejsza stabilizacja napięć, szczególnie dla niższych prądów, doskonałym rozwiązaniem jest dodanie za częścią impulsową bloku liniowego stabilizatora LDO. W takiej sytuacji napięcie wyjściowe z przetwornicy skonfigurować można jako wyższe o około 1 V od wymaganego napięcia, by zapewnić odpowiedni spadek napięcia dla układu LDO. Taka hybrydowa konstrukcja zapewnia z jednej strony wysoką precyzję stabilizacji napięcia zasilania, a z drugiej strony dużą sprawność i niewielkie generowanie ciepła w układzie.

Wskazówki dotyczące aplikacji stabilizatorów impulsowych

Wpływ pasożytniczych parametrów kondensatorów na działanie przetwornicy

Wszystkie kondensatory, oprócz pojemności, mają także parametry pasożytnicze, które sprawiają, że efektywnie uzyskiwane elementy układu zawierającego te elementy mogą różnić się od teoretycznych



Rysunek 10. Stabilizator Flyback z wieloma wyjściami

eprasa.pl 41c5c37c32

przewidywań. Na **rysunku 11** pokazano schemat rzeczywistego kondensatora, który zawiera w sobie idealną pojemność C oraz wszystkie pozostałe elementy pasożytnicze.

Rzeczywisty kondensator zawiera szereg pasożytniczych elementów wpływających na jego zdolność do pracy w przetwornicy impulsowej. Najważniejszymi z nich są ESR (zastępcza rezystancja szeregowa) i ESL (zastępcza indukcyjność szeregowa).

Skutkiem występowania ESR w kondensatorze jest wewnętrzne ogrzewanie się elementu spowodowane rozproszeniem mocy prądu tętnienia, który wpływa do kondensatora. Powoduje to, że kondensator może ulec awarii, jeśli prąd tętnienia przekroczy maksymalną wartość znamionową. Nadmierne tętnienie napięcia wyjściowego będzie również wynikiem wysokiego ESR. Możliwa jest również niestabilność działania pętli sprzężenia zwrotnego stabilizatora. ESR jest wysoce zależny od temperatury – bardzo szybko rośnie w temperaturze poniżej około 10°C.

Parametr ESL ogranicza sprawność do tłumienia zakłóceń wysokiej częstotliwości. Sprawia, że kondensatory elektrolityczne muszą być dodatkowo odsprzęgane podłączonym równolegle kondensatorem foliowym lub ceramicznym, który zapewnia dobrą jakość działania dla wysokiej częstotliwości.

Dodatkowo elementy ESR, ESL i C w rzeczywistym kondensatorze tworzą obwód rezonansowy, którego częstotliwość rezonansu powinna być umiejscowiona tak wysoko jak to tylko możliwe. Stabilizatory impulsowe generują tętnienie napięcia na ich wyjściu o bardzo wysokiej częstotliwości (powyżej 10 MHz), które mogą powodować oscylacje napięcia wyjściowego, jeśli częstotliwość rezonansowa kondensatora jest wystarczająco blisko częstotliwości tętnienia napięć na wyjściu.

Kondensator wejściowy

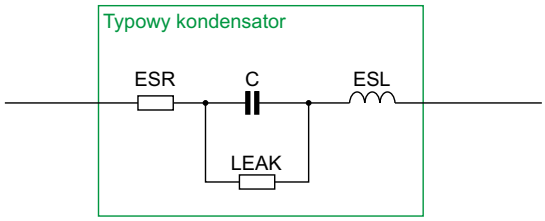
Wszystkie przetwornice impulsowe opisane w tym artykule działają jako przetwornice DC/DC, które kluczują napięcie wejściowe przy bardzo wysokiej częstotliwości. Klucz przetwornicy musi pobierać impulsy prądowe ze źródła wejściowego. Impedancja wyjściowa tego źródła jest niezwykle ważna, ponieważ nawet niewielka indukcyjność może powodować znaczące oscylacje i niezamierzony wzrost napięcia na wejściu konwertera. Najlepszą praktyką rozwiązania tego problemu jest zapewnienie odpowiedniego filtrowania wejścia poprzez dodanie kondensatora równoległego do wejścia tak blisko, jak to tylko możliwe. Typowo stosuje się w tym miejscu kondensator elektrolityczny wspólnie z podłączonym równolegle kondensatorem cienkowarstwowym i/lub kondensatorem ceramicznym. Pozwala to zredukować impedancję wyjściową dla szerokiego zakresu częstotliwości.

Kondensator wyjściowy

Podstawowym zadaniem kondensatora wyjściowego w stabilizatorze impulsowym jest filtrowanie napięcia wyjściowego. W ramach działania przetwornicy prąd musi wpływać i wypływać z kondensatora filtra wyjściowego do obciążenia. ESR kondensatora wyjściowego wpływa bezpośrednio na sprawność działania stabilizatora. Parametr ESR jest określony przez producenta na kondensatorach dobrej jakości, ale koniecznie uwzględnić trzeba częstotliwość, przy której zmierzono ten parametr. Typowe kondensatory elektrolityczne ogólnego przeznaczenia zwykle określają ESR przy 120 Hz, ale kondensatory przeznaczone do zastosowań z układami impulsowymi wysokich częstotliwości będą miały gwarancję uzyskania ESR na zadeklarowanym poziomie dla wysokich częstotliwości (typowo od 20 kHz do 100 kHz).

Niektóre parametry zależne od ESR to:

- Napięcie tętnienia – w większości przypadków napięcie tętnienia na wyjściu stabilizatora impulsowego jest niezerowe i zależy od ESR kondensatora wyjściowego. Jeśli ESR wzrośnie (np. w niskiej temperaturze pracy), napięcie tętnienia na wyjściu odpowiednio wzrośnie;
- Sprawność – gdy prąd przepływa do kondensatora i wypływa z niego (przez opór ESR), moc jest rozpraszana wewnętrznie. Ta zmarnowana moc zmniejsza ogólną sprawność stabilizatora, a także może spowodować jego awarię, jeśli prąd tętnienia przekroczy maksymalna dopuszczalną dla danego kondensatora;
- Stabilność pętli – ESR kondensatora wyjściowego może wpływać na stabilność działania pętli sprzężenia zwrotnego stabilizatora. Wiele elementów ma pewne układy kompensacji, ale działają one przy założeniu, że ESR kondensatora wyjściowego pozostanie w pewnym określonym zakresie. Utrzymywanie ESR w „stabilnym" zakresie nie zawsze jest proste w projektach, które muszą działać w szerokim zakresie temperatur. ESR typowego aluminiowego kondensatora elektrolitycznego może wzrosnąć nawet 40-krotnie, gdy temperatura spadnie z 25°C do –40°C. W takich przypadkach kondensatory elektrolityczne powinny być uzupełnione równolegle podłączonymi innymi kondensatorami z bardziej płaską krzywą ESR w funkcji temperatury, dzięki czemu efektywny ESR obu elementów pozostanie w dopuszczalnym zakresie.



Rysunek 11. Idealny kondensator z dodanymi rzeczywistymi, pasożytniczymi elementami

Kondensatory filtrujące wysokiej częstotliwości

Kondensatory stosowane do filtrowania zasilania w systemach z zasilaczami impulsowymi powinny być dodatkowo uzupełniane kondensatorami filtrującymi dla wysokich częstotliwości. Są one szczególnie wymagane dla układów scalonych, które znajdują się blisko przetwornicy. Elementy wykonujące szybkie przełączanie (tranzystory i prostowniki) generują znaczące ilości zakłóceń elektromagnetycznych, które z łatwością promieniują na ścieżki na PCB, jak i przewody zasilania. Aby zapewnić poprawne działanie układów, wszystkie piny zasilania układu scalonego muszą być filtrowane kondensatorami podłączonymi do zasilania i masy. Pozwalają one na odprowadzanie energii zakłóceń do masy.

Prowadzenie masy

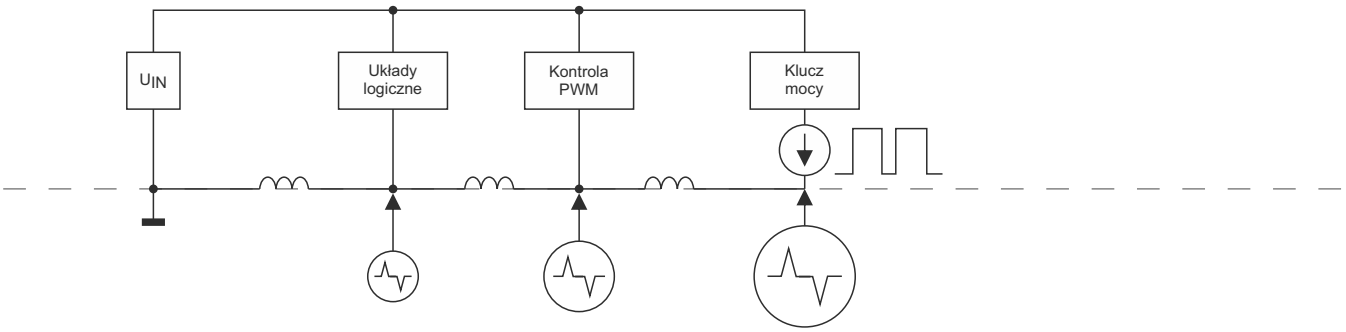
Poziom masy w obwodzie powinien mieć jeden potencjał w całym układzie, ale w rzeczywistości nigdy tak nie jest. Gdy prądy masy przepływają przez ścieżki o niezerowej rezystancji, różnica napięcia będzie występowała w różnych punktach wzdłuż ścieżki masy.

W obwodach prądu stałego lub dla niskich częstotliwości prowadzenie ścieżek masy jest stosunkowo proste: jedynym parametrem o kluczowym znaczeniu jest stałoprądowa rezystancja ścieżek masy, ponieważ to ona określa spadek napięcia dla danego prądu. W obwodach wysokiej częstotliwości znacznie ważniejsza jest impedancja ścieżek, na którą składa się rezystancja stałoprądowa oraz impedancja i pojemność ścieżek masy.

W przetwornicach impulsowych prądy szczytowe płyną w impulsach o wysokiej częstotliwości (często powyżej 50 kHz), co może powodować poważne problemy, jeśli indukcyjność ścieżek jest wysoka. Znaczna część oscylacji obserwowanych w napięciu zasilającym jest wynikiem właśnie zbyt wysokiej indukcyjności ścieżek lub połączeń kablowych.

Prąd przy wysokich częstotliwościach ma tendencję do płynięcia w pobliżu powierzchni przewodnika (nazywa się to efektem naskórkowym), co oznacza, że ścieżki muszą być bardzo szerokie na PCB, aby uniknąć problemów związanych ze zbyt wysoką ich impedancją. Zwykle najlepiej (jeśli to możliwe) użyć jednej strony płytki drukowanej jako płaszczyzny – wylewki – dla masy. **Rysunek 12** pokazuje

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 12. Niepoprawnie prowadzona masa w układzie

schematycznie niepoprawnie zaprojektowany system ze źle poprowadzoną masą.

Pokazany na rysunku 12 układ przewodzi prąd powrotny o dużej mocy przez te same ścieżki, którymi płynie prąd powrotny z innych obwodów – sterowania przetwornicą (PWM) i zasilanych obwodów logicznych. Przełączanie impulsu powoduje, że skok prądu płynącego przez ścieżkę generuje skok napięcia (dodatni i ujemny) w wyniku wzrostu i opadania zbocza prądu. Ten skok napięcia wynika bezpośrednio z zasady działania indukcyjności opisanej różniczką (patrz równanie 1).

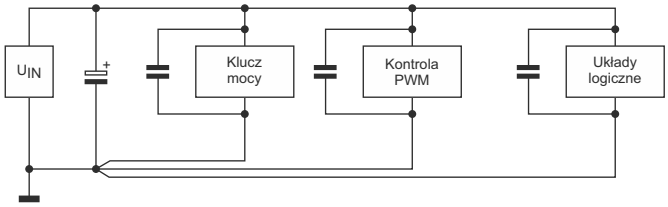
Należy zauważyć, że wielkość impulsu napięcia będzie różna wzdłuż całej ścieżki, będąc największą w pobliżu klucza w module zasilania. Jeśli jako punkt odniesienia weźmie się jakiś wirtualny, stabilny punkt masy i zmierzy się potencjały na różnych obwodach systemu, można zauważyć, że po pierwsze, skok napięcia masy powoduje skok wszystkich napięć względem zewnętrznego poziomu masy. Co gorsza, po drugie, to napięcia w układzie na skutek impulsu zmieniają się też względem siebie z uwagi na to, że skok napięcia jest różny w różnych punktach źle zaprojektowanej masy.

Nieprawidłowe działanie układu często występuje, gdy wrażliwe części obwodu zasilane są niestabilnym napięciem z powodu prądów przełączania płynących w potencjale masy. Może to wywoływać szum w poziomach odniesienia czy zmiany napięcia wyjściowego urządzenia, co przekłada się na nadmierne tętnienia wyjściowe całego układu.

Bardzo często stabilizatory mają problemy z szumem, pracują niestabilnie i łatwo wpadają w oscylacje wraz ze wzrostem prądu obciążenia (co zwiększa prądy masy). Znacznie lepszy układ niż opisywany powyżej pokazano na **rysunku 13**. Dużą poprawę wprowadza zmiana topologii masy na gwiazdę. Dodatkowo wysokiej jakości kondensator elektrolityczny (jak kondensator tantalowy) jest używany w pobliżu wejścia napięcia, zapewniając dobry punkt stabilnej masy. Wszystkie elementy obwodu są podłączone do tego punktu za pomocą osobnych ścieżek masy. Zapobiega to wpływania impulsów w potencjale masy na układy logiczne i inne czułe systemy elektroniczne.

Kolejną ważną poprawą jest to, że klucz sekcji zasilania znajduje się jak najbliżej kondensatora wejściowego. To minimalizuje śladową indukcyjność wzdłuż ścieżki masy, redukując impedancję. Należy również zauważyć, że poszczególne bloki obwodów także mają swoje lokalne kondensatory filtrujące podłączone bezpośrednio do tych bloków. Celem tego kondensatora jest odprowadzanie zakłóceń RF, więc element ten musi być kondensatorem ceramicznym lub cienkowarstwowym, by zapewnić niski ESR dla wysokiej częstotliwości.

Dobrą wartością pojemności do filtrowania zasilania układów logicznych są ceramiczne kondensatory o pojemności 10 nF, dystrybuowane zgodnie z wymaganiami układu. Jeśli obwód, który ma zostać odfiltrowany, generuje duże impulsy prądowe, wymagana jest większa pojemność filtrująca. Dobrym wyborem są tutaj aluminiowe kondensatory elektrolityczne z dodatkowo podłączonym kondensatorem foliowym i ceramicznym o mniejszej pojemności. Dokładna wielkość pojemności zależy od prądu szczytowego – im większy prąd płynie daną ścieżką, tym wyższa musi być pojemność, by dać pożądany wynik.



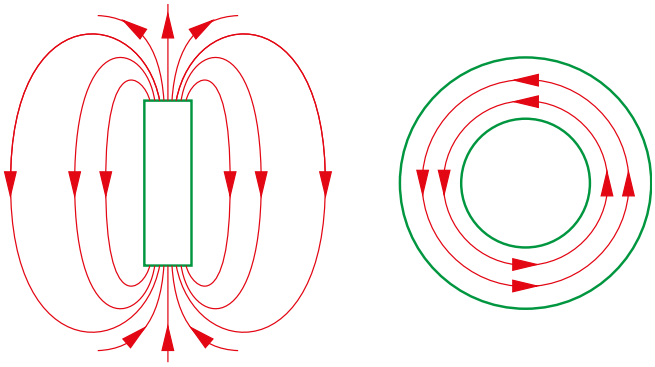
Rysunek 13. Poprawnie prowadzona masa w układzie

Rdzenie cewek i transformatorów a promieniowane zakłócenia EMI

Rodzaj rdzenia zastosowanego w cewce indukcyjnej lub transformatorze wpływa bezpośrednio na jego koszt oraz rozmiar i charakterystykę emitowanych zakłóceń. Zakłócenia elektromagnetyczne, emitowane przez transformator, są niezwykle ważne, ponieważ ich obecność może sprawiać, że wymagane będzie ekranowanie, aby zapobiec niepoprawnemu działaniu wrażliwych obwodów, znajdujących się w pobliżu stabilizatora impulsowego.

Każdy rodzaj zastosowanego rdzenia ma swoje zalety i wady. To, jaki rdzeń należy zastosować do danej aplikacji, zależy głównie od wymagań dotyczących zakłóceń, wielkości itp. Ważnym aspektem przy ocenie poziomu generowanego szumu elektromagnetycznego, jaki generuje dana indukcyjność czy transformator, jest ścieżka strumienia magnetycznego w jego obwodzie magnetycznym. Na **rysunku 14** porównano podstawowe typy rdzeni cewek – walcowe i toroidalne. Pole w rdzeniu w kształcie walca opuszcza jeden koniec rdzenia, przemieszcza się w powietrzu i wraca do drugiego końca. Rdzeń tego kształtu emituje najwyższy strumień magnetyczny. W większości przypadków takie rdzenie oznaczają również najtańszy komponent dla danego rozmiaru cewki (jest on bardzo tani w produkcji).

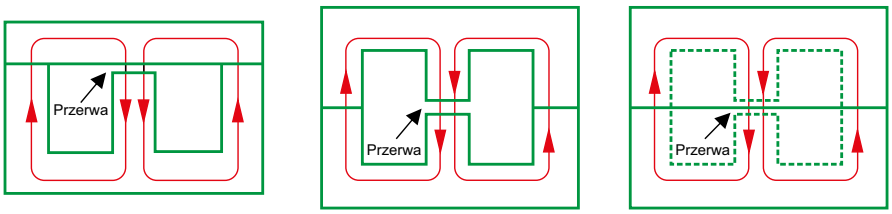
Ścieżka strumienia magnetycznego w rdzeniu toroidalnym jest całkowicie zawarta w rdzeniu. Z tego powodu ma on najniższy poziom emisji strumienia. Elementy rdzenia toroidalnego są zwykle większe i droższe w porównaniu do innych rodzajów rdzenia. Uzwojenie toroida jest dość trudne w nawijaniu (i wymaga specjalnego wyposażenia), zwiększając koszt końcowy wyprodukowanego transformatora.



Rysunek 14. Pole magnetyczne wokół różnych rdzeni – walcowego (po lewej) i toroidalnego (po prawej), na zielono oznaczono rdzeń, a na czerwono linie pola magnetycznego

eprasa.pl 41c5c37c32

Istnieje jeszcze inna klasa rdzeni, powszechnie stosowanych w elementach magnetycznych, które mają właściwości ograniczania emisji strumienia poza element indukcyjny. Są nieznacznie lepsze niż rdzeń typu walcowego, ale nie tak dobre jak toroidy. Rdzenie te są dwuczęściowymi zespołami i są montowane przez sklejenie elementów rdzenia razem wokół karkasu przytrzymującego uzwojenie. Dwuczęściowe rdzenie są często wyposażane w szczelinę powietrzną, aby zapobiec nasyceniu materiału rdzenia. Szczelinę powietrzną instaluje się przez sfrezowanie niewielkiej części rdzenia (różnica może wynosić zaledwie kilkanaście mikronów). **Rysunek 15** pokazuje popularne rdzenie E–I, E–E i kubełkowe, często stosowane w stabilizatorach impulsowych jako transformatory. Na rysunku pokazane są miejsca, w których umieszczona jest szczelina powietrzna w rdzeniu. Dla jasności pominięto uzwojenie/karkas.



Rysunek 15. Linie pola w różnych rdzeniach – E–I (po lewej), E–E (pośrodku) i kubełkowego (po prawej). Na zielono oznaczono przekrój rdzenia, a na czerwono linie pola magnetycznego

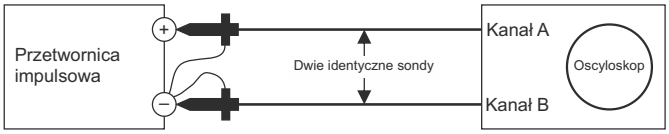
Szczelina powietrzna może emitować część strumienia magnetycznego poza transformator, ponieważ strumień przepływający przez rdzeń musi przejść przez szczelinę powietrzną, aby dotrzeć do kolejnej części rdzenia. Rdzenie E–E i E–I są dość tanie i łatwe w produkcji i są bardzo powszechne w aplikacjach o mocy do około 1 kW. Istnieje szeroki wybór rozmiarów i kształtów, wykonanych z różnych materiałów ferrytowych zoptymalizowanych pod kątem sprawności przełączania. Promieniowany strumień z tego rodzaju rdzeni jest nadal rozsądny niski i zwykle można nim zarządzać przez dobry układ elementów na płytce drukowanej.

Zaletą rdzeni kubełkowych jest mniejszy strumień magnetyczny promieniowany poza rdzeń – mniejszy niż w przypadku rdzeni E–E czy E–I, dzięki czemu rdzeń kubełkowy ustępuje, pod względem generowanych zakłóceń, tylko elementom na rdzeniach toroidalnych. Rdzenie kubełkowe są też zazwyczaj droższe niż rdzenie E–E lub E–I o porównywalnej mocy znamionowej. Niezależnie od tego, transformatory rdzeniowe są znacznie łatwiejsze i tańsze w produkcji niż transformatory toroidalne, ponieważ uzwojenia są umieszczone na standardowym karkasie, a następnie montowane na rdzeniu, zamykanym wokół niego.

W każdej aplikacji trzeba rozważyć wady i zalety poszczególnych rodzajów rdzeni indukcyjności/transformatorów i dokonać wyboru – kompromisu, pomiędzy ceną, rozmiarem i poziomem generowanych zakłóceń EMI dla danych wymagań mocy znamionowej elementu.

Mierzenie tętnienia napięcia na wyjściu

Tętnienie napięcia zawsze pojawiają się na wyjściu stabilizatora impulsowego z uwagi na jego zasadę działania. Uzyskanie dokładnego pomiaru napięcia tętnienia nie zawsze jest proste. Jeśli przebieg napięcia wyjściowego jest mierzony za pomocą oscyloskopu, dokładny wynik można uzyskać tylko przy użyciu sondy (**rysunek 16**).



Rysunek 16. Różnicowy pomiar tętnień napięcia

Pokazany pomiar różnicowy wykorzystuje drugi kanał oscyloskopu do usunięcia sygnału współbieżnego dla obu kanałów (poprzez odwrócenie kanału B i dodanie go do kanału A). Powodem, dla którego należy zastosować tę metodę, jest to, że szybko zmieniające się komponenty w stabilizatorze impulsowym generują skoki napięcia, które mają znaczną energię i częstotliwość. Sygnały te można bardzo łatwo odebrać za pomocą „anten" – np. fragmentu przewodu o długości 75...100 mm będącego masą sondy pomiarowej. Tylko różnicowy pomiar pozwala na wyeliminowanie tych zakłóceń z pomiaru.

Zakładając, że sondy są dobrze dopasowane, sonda z kanałem B zbierze takie same zakłócenia na ten sam promieniowany sygnał jak sonda A, co pozwala na wyeliminowania zakłóceń poprzez wyliczenie różnicy pomiędzy kanałami.

Często konieczne jest zmierzenie napięcia tętnienia wyjściowego RMS. Zwykle robi się to za pomocą woltomierza cyfrowego. Jeśli uzyskany odczyt ma być wartościowy i poprawny, podczas pomiaru należy wziąć pod uwagę następujące kwestie:

1. Miernik musi być odczytem rzeczywistej wartości skutecznej, ponieważ przebiegi, które mają być mierzone, są bardzo dalekie od sinusoidy;
2. Pasmo licznika (–3 dB) powinno wynosić co najmniej trzykrotność pasma mierzonego sygnału (częstotliwość tętnienia napięcia wyjściowego zwykle jest większa niż 100 kHz);
3. Od pomiaru należy odjąć poziom szumu. Aby zmierzyć poziom szumu tła, należy podłączyć oba przewody miernika do ujemnego wyjścia stabilizatora – to wartość szumu do zapamiętania.

Mierzenie sprawności stabilizatorów z przetwornicami DC/DC

Sprawność (h) stabilizatora impulsowego jest zdefiniowana jako:

$$h=P_{LOAD}/P_{TOTAL} \quad (2)$$

Przy określaniu sprawności układu pierwszą rzeczą, którą należy zmierzyć, jest sumaryczny pobór mocy (P_{TOTAL}). Zakładając stałe napięcie wejściowe, P_{TOTAL} definiuje się jako całkowitą moc pobieraną ze źródła, która jest równa:

$$P_{TOTAL}=V_{IN}\cdot I_{IN(średni)} \quad (3)$$

gdzie VIN to napięcie wejściowe a $I_{IN(średni)}$ to średni prąd wejścia.

Należy zauważyć, że wartość prądu wejściowego zastosowana w obliczeniach musi być średnią z przebiegu prądu wejściowego, który nie jest ani prądem stałym, ani przebiegiem sinusoidalnym. Ponieważ łączna rozpraszana moc musi być stała od wejścia do wyjścia, P_{TOTAL} jest także równa mocy obciążenia oraz mocy strat na stabilizatorze, jak zapisano w równaniu 4:

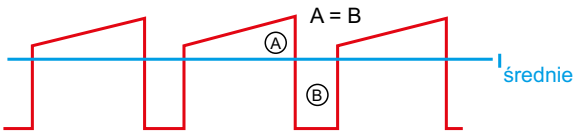
$$P_{TOTAL}=P_{OBCIĄŻENIA}+P_{STRAT} \quad (4)$$

Mierzenie (lub obliczanie) mocy obciążenia jest bardzo proste, ponieważ moc wyjściowa – napięcie i prąd są stałe. Moc obciążenia określa równanie 5:

$$P_{OBCIĄŻENIA}=V_{OUT}\cdot I_{OBCIĄŻENIA} \quad (5)$$

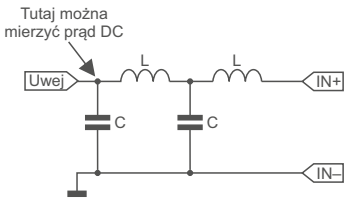
Pomiar mocy wejściowej pobieranej ze źródła nie jest niestety tak prosty. Chociaż napięcie wejściowe na stabilizatorze jest stałe, to prąd pobierany przez układ impulsowy nie jest. Jeśli do pomiaru prądu wejściowego używany jest typowy amperomierz, to zebrane dane będą w zasadzie bez sensu.

Średni prąd wejściowy stabilizatora można zmierzyć dosyć dokładnie dzięki zastosowaniu sondy szerokopasmowej podłączonej do oscyloskopu. Średnią wartość prądu wejściowego można dokładnie wyznaczyć, uśredniając w czasie przebieg pomiaru prądu (zebrany

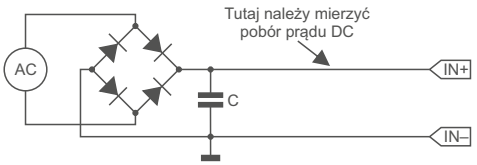


Rysunek 17. Wartość średnia prądu dla typowego przebiegu prądu wejściowego dla stabilizatora impulsowego DC/DC

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 18. Zastosowanie filtra LC do pomiaru prądu wejściowego przetwornicy DC/DC



Rysunek 19. Pomiar mocy wejściowej przy zasilaniu sieciowym

np. za pomocą niewielkiego opornika wstawionego w szereg z wejściem), np. taki jak pokazano na **rysunku 17**. W ten sposób można zmierzyć średni prąd, który jest równy wartości prądu stałego, który wytworzyłby tę samą moc wejściową.

Jeśli potrzebne są dokładniejsze pomiary, można wymusić przepływ stałego prądu w linii zasilania przetwornicy za pomocą filtra L–C pomiędzy źródłem prądu a wejściem układu stabilizatora impulsowego, jak pokazano na **rysunku 18**. Jeśli elementy filtra L–C mają wystarczająco duże wartości, prąd wejściowy dla stabilizatora impulsowego będzie prądem stałym bez komponentu zmiennego. Oznacza to, że można będzie go dokładnie zmierzyć za pomocą prostego amperomierza. Konieczne jest umieszczenie dużego kondensatora o niskiej wartości ESR jako kondensatora wejściowego (C_{IN}) przetwornicy impulsowej. Filtr L–C, podłączony pomiędzy przetwornicę a źródło prądu, ma bardzo wysoką impedancję dla prądu zmiennego, dlatego też kondensator C_{IN} jest niezbędny do zapewnienia dostatecznego prądu dla działania układu. Strzałką na rysunku 18 oznaczono miejsce, w którym płynący prąd będzie stały i gdzie należy go mierzyć.

Mierzenie sprawności stabilizatorów z zasilaniem sieciowym

Przetwornice tego typu są zasilane bezpośrednio z linii prądu przemiennego z sieci za pomocą mostka prostowniczego oraz filtra pojemnościowego do generowania niestabilizowanego napięcia stałego podawanego na stabilizator impulsowy.

Pomiar całkowitej mocy pobieranej ze źródła prądu przemiennego jest dość trudny ze względu na konieczność pomiaru współczynnika mocy. Jeśli zarówno napięcie, jak i prąd są sinusoidalne, współczynnik mocy zdefiniowany jest jako kosinus kąta fazowego między napięciem a prądem. Wejściowy filtr pojemnościowy przetwornika sieciowego powoduje, że prąd wejściowy nie jest sinusoidalny. Prąd płynie w krótkich impulsach o wysokiej amplitudzie, co wymaga innego zdefiniowania współczynnika mocy w takich przypadkach. W przypadku przetworników z filtrami pojemnościowymi na wejściu współczynnik mocy (PF) definiuje się jako:

$$PF=P_{REALNA}/P_{POZORNA} \quad (6)$$

Rzeczywistą mocą pobieraną ze źródła (P_{REALNA}) jest moc równa sumie mocy obciążenia i wewnętrznych strat stabilizatora. Moc pozorna ($P_{POZORNA}$) jest równa prądowi wejściowemu RMS razy napięcie wejściowe RMS. Po podstawieniu tych wartości zapisać można następującą zależność:

$$I_{IN(RMS)}=P_{REALNA}/(V_{IN(RMS)}\cdot PF) \quad (7)$$

Prąd wejściowy RMS, który musi dostarczyć źródło prądu przemiennego, wzrasta, gdy współczynnik mocy zmniejsza się do wartości poniżej jedności. Współczynniki mocy dla jednofazowego przetwornika zasilanego prądem przemiennym wynoszą zwykle około 0,6. Jeśli zastosowano prąd trójfazowy, współczynnik mocy wynosić może nawet do 0,9.

Aby zmierzyć sprawność przetwornika zasilanego z sieci, skorzystać należy z analizatora sieci, który mierzy napięcie wejściowe, moc wejściową i współczynnik mocy. Są one dość drogie, więc mogą nie być dostępne dla każdego projektanta. Inną metodą, która da porównywalne wyniki, jest pomiar mocy pobieranej przez układ za mostkiem prostowniczym i kondensatorami wejściowymi przetwornicy – tam, gdzie napięcie i prąd są stałe. Tę metodę pokazano na **rysunku 19**.

Prąd przepływający z CIN do przetwornika powinien być bardzo zbliżony do prądu stałego, a średnią wartość prądu stałego jest już dosyć łatwo zmierzyć. Całkowita moc pobierana ze źródła prądu przemiennego jest sumą mocy dostarczanej zmierzonej na CIN (czyli w przybliżeniu ilorazowi $V_{IN}\cdot I_{IN(DC)}$) i mocy traconej na mostku prostowniczym na wejściu. Moc tracona na mostku jest łatwa do oszacowania i w rzeczywistości jest zwykle znikoma w systemach zasilanych z sieci.

Podsumowanie

Stabilizatory na bazie przetwornic impulsowych charakteryzują się wieloma zaletami – wysoką sprawnością, możliwością stabilizacji napięć wyższych lub niższych niż napięcie wejściowe, a nawet napięć o odwrotnej polaryzacji niż na wejściu. Dodatkowo niektóre topologie stabilizatorów impulsowych pozwalają na stabilizację wielu wyjść z pojedynczego napięcia zasilającego. Dzięki dodaniu do tego rodzaju układów liniowych stabilizatorów LDO można uzyskać system zasilania o wysokiej precyzji i sprawności do niemalże dowolnego urządzenia.

Nikodem Czechowski, EP

REKLAMA

Wstąp do Klubu AVT Elektronika

będziesz miał prawo do korzystania z szeregu przywilejów:

- do 50% zniżki w Sklepie AVT
- darmowe prenumeraty Wydawnictwa AVT
- do 50% zniżki w Ulubionym Kiosku
- Zapraszamy do zapoznania się z zasadami Klubu!

http://bit.ly/2GaDwrtQ

eprasa.pl 41c5c37c32

Dystrybutorem polecanych zasilaczy jest firma Amicus. Oferta zawiera wiele modeli o zróżnicowanych parametrach, w tym zasilacze impulsowe o stabilizowanym napięciu wyjściowym 5 V. Dzięki dużej wydajności, małym gabarytom i wysokiej sprawności sięgającej 90% doskonale nadają się do zasilania komputerków SBC (Single Board Computer) takich jak Raspberry Pi.

Bezpieczeństwo

Wyposażone są w szereg zabezpieczeń m.in. przepięciowe, termiczne i przeciążeniowe oraz posiadają wszystkie wymagane europejskim prawem certyfikaty i atesty.

Niezawodność

Są to produkty znanych i cenionych marek m.in. SUNNY oraz ESPE. Długą żywotność potwierdza aż 3-letnia gwarancja.

Konkurencyjność

- Wieloletnie doświadczenie w branży,
- profesjonalna obsługa klienta,
- szybka dostawa,
- konkurencyjne warunki cenowe

Bogata oferta

Zasilacze stabilizowane o napięciu wyjściowym 5 V oferowane są dla urządzeń o poborze prądu aż do 12 A.

Dostosowane do potrzeb

Dopasowane do pracy z różnymi typami urządzeń oraz wyposażone w wiele rodzajów wtyczek.

Kontakt:
Amicus Sp. z o.o.
02-871 Warszawa
ul. Karczunkowska 40

tel. 22 847 73 55
biuro@amicus.pl
www.amicus.pl
www.zasilaczeonline.pl

eprasa.pl 41c5c37c32

Dylemat konstruktora

W takich branżach, jak systemy informatyczne, automatyka przemysłowa, systemy ochrony zdrowia i mienia, nagłe przerwy w dostawie zasilania mogą mieć poważne następstwa. Zabezpieczeniem przed takimi sytuacjami są bezprzerwowe systemy zasilania z zastosowaniem zasilaczy awaryjnych tzw. UPS. Montowane są w instalacji elektrycznej między pierwotnym źródłem zasilania, jakim najczęściej jest sieć elektryczna, a odbiornikami energii elektrycznej wymagającymi zasilania bezprzerwowego.

Polecane rozwiązanie

Polecanym producentem i dostawcą zasilaczy UPS jest firma ETA. W ofercie znajdują się m.in. zasilacze awaryjne do pracy z osprzętem instalacji CO, czyli z silnikami elektrycznymi wszelkiego rodzaju pomp. Podstawowe cechy i parametry modelu midi UPS 1800SX CO:

- przystosowany do obciążeń indukcyjnych o mocy do 250 W,
- duża pojemność akumulatorów – 12 V, 40 Ah × 2 szt.,
- długi czas podtrzymania zasilania – przy obciążeniu 120 W wynosi prawie 6 godzin,
- możliwość podłączenia dodatkowych bloków akumulatorowych i wydłużenie czasu podtrzymania,
- topologia line-interactive – VI (Voltage Independent).

Ze względu na dużą elastyczność interesującymi konstrukcjami są zasilacze UPS serii Rack-Tower. Wybrane cechy i parametry modelu PowerArt Rack-Tower 1/1 3 kVA:

- możliwość dodawania zewnętrznych bloków akumulatorowych,
- wymiana akumulatorów „na gorąco”
- możliwość wcześniejszego odłączania obciążeń mniej krytycznych,
- czas podtrzymania z 1 blokiem akumulatorowym przy obciążeniu 100% (3 kVA) – 17 min,
- technologia on-line – VFI (Voltage Frequency Independent), z podwójnym przetwarzaniem.

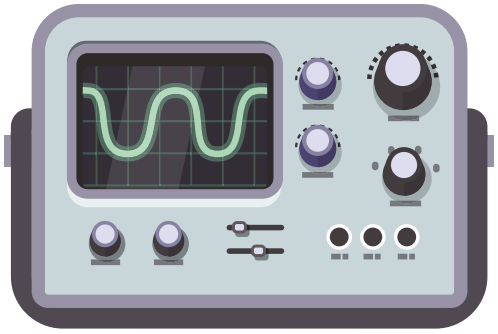
Więcej informacji

ETA to najstarszy polski producent zasilaczy awaryjnych UPS. Zakres działalności obejmuje projektowanie, produkcję, sprzedaż i serwis urządzeń zasilania awaryjnego. Jako producent krajowy Spółdzielnia zapewnia dużą elastyczność w zakresie współpracy i realizacji zamówień w celu maksymalnego dostosowania do wymagań klienta. W ofercie firmy znajdują się m.in. zasilacze awaryjne UPS, akumulatory, listwy przeciwzakłóceniowe, agregaty prądotwórcze.

Kontakt:
Spółdzielnia Pracy Elektroniki i Informatyki „ETA”
60-541 Poznań, ul. Szczepanowskiego 6
tel. +48 61 841 00 73, sprzedaz@eta.com.pl, www.eta.com.pl

eprasa.pl 41c5c37c32

Oferta oscyloskopów 2020



Choć trudno wyobrazić sobie stanowiska inżyniera elektronika bez oscyloskopu, urządzeń tych nie kupuje się zbyt często. Jedną z podstawowych metod zapewnienia zbytu wyrobów jest ciągłe ich udoskonalanie i wprowadzanie na rynek nowych rodzin i modeli. Fakt ten jest na ogół skrzętnie utrzymywany w tajemnicy, by w odpowiednim momencie fetować inaugurację sprzedaży nowego wyrobu.

Przeglądając oferty na oscyloskopy stacjonarne, przenośne, przystawki USB, oscyloskopowe karty pomiarowe itp., można doszukać się ogółem ponad 30 producentów, dystrybutorów i marek własnych funkcjonujących w Polsce. Oscyloskopy to urządzenia, których czas eksploatacji przekracza nawet kilkanaście lat. W większości przypadków przyrządy te są wycofywane ze stanowisk pomiarowych nie ze względu na całkowite wyeksploatowanie, a więc nieopłacalność wykonywania ewentualnych napraw, lecz z powodu znacznego zmniejszenia własności funkcjonalnych w porównaniu z nowymi generacjami urządzeń. Wysokie ceny oscyloskopów wyższych klas nie skłaniają jednak do częstej ich wymiany.

Duża liczba dostawców elektronicznego sprzętu pomiarowego, w tym oscyloskopów, zestawiona z przedstawionymi wcześniej spostrzeżeniami skłania do refleksji i zastanowienia się, czy rynek na te urządzenia już się nie nasycił? Bez głębszej analizy trudno to stwierdzić. Sądząc po zmniejszającej się liczbie reklam i recenzji oscyloskopów zamieszczanych w mediach, można zauważyć, że sytuacja na przestrzeni kilku ostatnich lat zmieniła się i to dość znacznie. Obserwację tę trudno jednak uznać jako miarodajną ocenę sytuacji, gdyż działania producentów i dystrybutorów mogą wynikać np. z ograniczeń wydatków przeznaczonych na marketing lub ograniczania działań marketingowych tylko do tych, które wykazują najwyższą skuteczność. W czasach, w których duża część zakupów jest dokonywana za pośrednictwem Internetu, właśnie to medium staje się najważniejszą, niemal wyłączną formą reklamowania i sprzedaży produktów. Potencjalny klient i tak wcześniej czy później trafi na odpowiednią stronę internetową, gdzie znajdzie nie tylko specyfikację techniczną, ale też dokładny opis funkcjonalny produktu, recenzje specjalistów oraz oceny użytkowników. Odrębną kwestią pozostaje uczciwość i wiarygodność takich informacji.

Klasyfikacja

Do przygotowania przeglądu ofert konieczne było przyjęcie kryteriów grupowania poszczególnych rodzajów oscyloskopów uwzględniających producenta lub markę własną, rodzaj oscyloskopu, rodzinę, typ i model, a także grupę cenową. Z oczywistych powodów uwzględnienie w tym zestawieniu pełnego asortymentu nie jest możliwe. Opis ograniczono do kilku największych lub najbardziej liczących się na rynku producentów i dystrybutorów, a zestawienie zawarto w **tabeli 1**.

Trendy

Oscyloskopy stanowią grupę przyrządów pomiarowych, która obok analizatorów widma wykazuje się chyba największą dynamiką rozwoju. Obserwujemy wyraźne dodatnie sprzężenie zwrotne między producentami i użytkownikami. Coraz doskonalsze przyrządy umożliwiają realizację projektów urządzeń o coraz lepszych parametrach technicznych, ale dalsze ich unowocześnianie narzuca konieczność stosowania jeszcze bardziej wydajnych oscyloskopów. Mogłoby się wydawać, że próg wymagań został już osiągnięty, ale pojawiające się w ofertach oscyloskopy bijące kolejne rekordy dowodzą, że tak nie jest. Nasuwa się natomiast pytanie, czy istnieją jakieś granice techniczne i technologiczne, których przekroczenie, choćby ze względu na ograniczenia fizyczne, nie jest możliwe?

W nieustającym ulepszaniu oscyloskopów można doszukać się również wątków niemal sportowych. Producenci toczą niekończącą się walkę o prymat pierwszeństwa. Aby nie dać się prześcignąć konkurencji, prace biur konstrukcyjnych są koncentrowane głównie na najwyższych modelach. Duża część rozwiązań innowacyjnych jest implementowana właśnie w nich, dopiero po pewnym czasie, zwykle wtedy, gdy pojawiają się kolejne nowości, rozwiązania z wyższych modeli trafiają do modeli niższych. Korzystają na tym użytkownicy, gdyż rywalizacja ta skutkuje przenoszeniem cech użytkowych modeli klas wyższych na niższe przy nieproporcjonalnie niskim wzroście cen.

Przykładem takiego trendu jest stałe polepszanie parametrów wyświetlaczy oscyloskopów cyfrowych. Dobrze pamiętamy jeszcze oscyloskopy z małymi, 5-calowymi wyświetlaczami o rozdzielczości 234×320. Wprawdzie pozostają one w ofertach, można je więc nadal kupić, ale zainteresowanie takimi przyrządami szybko spada. Trudno się dziwić, gdyż rozdzielczości matryc spotykane w dzisiejszych wyświetlaczach są na tyle duże, że praktycznie dyskwalifikują stare rozwiązania. Drugim czynnikiem jest coraz bardziej powszechne stosowanie ekranów dotykowych przyczyniające się do radykalnego zwiększenia komfortu obsługi oscyloskopu. Kto raz miał okazję pracować z podobnym urządzeniem, temu bardzo trudno jest powrócić do przyrządów poprzedniej generacji.

W roku 2016 Tektronix wprowadził do oferty pierwszy oscyloskop mierzący w dwóch dziedzinach – czasu i częstotliwości. Przyrząd ten stanowił więc połączenie oscyloskopu cyfrowego i analizatora

eprasa.pl 41c5c37c32

Tabela 1. Zestawienie podstawowych parametrów wybranych modeli oscyloskopów

Producent/marka własna oznaczenie rodziny	Pasmo analogowe [MHz]	Max. szybkość próbkowania [GSa/s]	Długość rekordu	Liczba kanałów (analogowe + cyfrowe)	Rozdzielczość ADC	Wyświetlacz (T – ekran dotykowy)		Szybkość przechwytywania ramek – wmfs/s	Liczba modeli	Wyposażenie dodatkowe
						przekątna [cale]	rozdzielczość			
Atten										
ADS1022C (CA)	50...100	0,5...1	4 k	2	8	5.7"			4	
Axiomet										
AX–DS1000 CFM	50...100	0,5...1	40 k, 1 M	2	8	7"			2	
GW Instek										
GDS3000	150...500	2...5	25 k	2, 4	8	8"	800×600		8	
GDS2000A	70...300	2	2 M	2, 4 (+8/16)	8	8"	800×600		6	(gen. funkc.)
MDO2000A	100...300	2	20 M	2	8	8"	800×480		6	2×AWG
MSO2000E	70...200	1	10 M	2, 4 + 16	8	8"	800×480		6	2×AWG (EA)
MDO2000E	70...200	1	10 M	2, 4	8	8"	800×480		6	2×AWG (EG)
GDS2000E	70...200	1	10 M	2, 4	8	8"	800×480		6	
GDS1000B	50...100	1	10 M	2, 4	8	7"	800×480		5	
GDS1000A–U	70...1500	1	2 M	2	8	5,7"	234×320		3	
GDS1000Q–U	50...100	0,25	4 k	2	8	5,7"	234×320		3	
Hantek										
DPO6004B(C)/MPO6004D	80...200	0,25/0,5/1	16/32/64 M	4/4+16	8	7"	800×480 T		9	2×AWG
DPO6002/MPO6002D B(C)	80...200	0,5/1	32/64 M	2/2+16	8	7"	800×480 T		9	2×AWG
DSO4004C	80...250	1	32/64 k	2, 4	8	7"	800×480		4	AWG
DSO4004B	50...100	1	32/64 k	4	8	7"	800×480		4	
DSO4000C	70...200	1	40 k	2	8	7"	800×480		3	AWG/fun.
MSO5000D	60...200	1	1 M	2+16	8	7"	800×480		3	
DPO5000P	70...200	1	40 k	2	8	7"	800×480		3	
DSO5000B	60...200	1	1 M	2	8	7"	800×480		3	
Keysight Technologies										
InfiniiVision 1000 X – DSOX1000	50...200	1...2	0,1...1 M	2, 4	8	7"	800×480 T		4	6 in 1
InfiniiVision 2000 X – DSOX2000/ MSOX2000	70...200	2	1 M	2, 4/2+8, 4+8	8	8,5"	800×480 T		6/6	5 in 1
InfiniiVision 3000 X – DSOX3000/ MSOX3000	100...1000	5	4 M	2, 4/2+16, 4+16	8 (12)	8,5"	800×480 T		10/10	6 in 1
InfiniiVision 4000 X – DSOX4000/ MSOX4000	200...1500	5	4 M	2, 4/2+16, 4+16	8 (12)	12,1"	800×600 T		10/10	5 in 1
InfiniiVision 6000 X – DSOX6000/ MSOX6000	1000...6000	20	4 M	2, 4/2+16, 4+16	8 (12)	12,1"	800×600 T		2/2	7 in 1
InfiniiVision S–Series – DSOS000A/ MSOS0000A	500...8000	20	800 M	4/4+16	16	15"	1024×768 T		7/7	

eprasa.pl 41c5c37c32

Tabela 1. Zestawienie podstawowych parametrów wybranych modeli oscyloskopów – cd.

Producent/marka własna oznaczenie rodziny	Pasmo analogowe [MHz]	Max. szybkość próbkowania [GSa/s]	Długość rekordu	Liczba kanałów (analogowe + cyfrowe)	Rozdzielczość ADC	Wyświetlacz (T – ekran dotykowy)		Szybkość przechwytywania ramek – wmfs/s	Liczba modeli	Wyposażenie dodatkowe
InfiniiVision V–Series – DSOVxxxA /DSAVxxxA/MSOVxxxA000A/ MSOS0000A	8000...33000	80	2 G	4/4/4+16	8 (12)	12,1"	1024×768 T		6/6/6	
InfiniiVision Z–Series – DSOZxxxA/ DSAZxxxA	20000...63000	80...160	2 G	2, 4	8 (12)	15,4"	1024×768 T		8/8	
InfiniiVision UXR–Series – UXRxxxxA	20000...110000	256	2 G	2, 4	10 (14)	15,4"	1024×768 T		27	
Metrix										
DOX2000	25...100	1	32 k...2 M	2, 4 izolowane	8	7"	480×234		3	
DOX3000	100...300	2	28 M	2	8	8"	800×480		2	
Multicomp Pro										
MP720009/720010/720011	20...100	0,1...1	10 k	2	8	7"	800×480		3	
MP720012	100	1	1 M (10 M)	2	8	8"	800×600		1	
MP720013	100	1	2 M	2+16	8	8"	640×480		1	
MP720024	100	1 (8-bit)/0,5 (12-bit)	20 M	2	8 (12)	8"	800×600		1	
MP720025	100	1	40 M	4	8	8"	800×600 T		1	
MP720105/720106/720107	200...300	1...2,5	40 M	2	8/14/8	8"	800×600		3	2×AWG
Owon										
SDS1000	20...100	0,1...1	10 k	2	8	7"	800×480		4	
SDS–E	30...125	0,5...1	10 k, 1 M (10 M)	2	8	8"	800×600		6	
XDS3000E/XDS3000AE	60...200	0,25...1 (zależy od liczby używanych kanałów i rozdzielczości)	10 M/ch	4	8/8, 12, 14	8"	800×600		4/4	(2×AWG)/AWG
XDS2000	100	1 (8-bit), 0,5 (12-bit)	20 M	2	8, 12	8"	800×600		1	
SmartDS	60...300	0,5...3,2	10 M	2	8	8"	800×600		8	
TDS	70...200	2	7,6 M	4	8	8"	800×600 T		4	
MSO	60...200	1, 2	2 M	2+16	8	8"	640×480		4	
Rigol										
DS1000Z	50...100	1	24 M	2, 4 (+16 w wersji PLUS)	8	7"	800×480	30000	5	
DS1202Z–E	200	1	24M	2	8	7"	800×480	30000	1	

eprasa.pl 41c5c37c32

widma. Już wtedy konstruktorzy tej firmy zapewne zadawali sobie pytanie, czy opracowana przez nich koncepcja spotka się z uznaniem i będzie kopiowana przez konkurencję? Pytanie zadawane w nadziei na to, że odpowiedź będzie negatywna, co pozwoliłoby pozostawać w roli monopolisty. Być może prace nad takim oscyloskopem są gdzieś prowadzone, jednak po 3 latach od premiery Tektronix może czuć się bezpiecznie. Podobnych rozwiązań na razie nie widać. Nie wiadomo jednak, czy koncepcja została przez innych odrzucona, czy na opracowanie podobnego przyrządu nie pozwalają jakieś względny techniczne. Trudno o problemy tej natury posądzać na przykład firmę Rohde & Schwarz. Wydaje się, że firma postawiła raczej na szybki i wydajny oscyloskop z dobrze opracowaną analizą FFT niż na moduł w.cz. „doklejany" do oscyloskopu. Rohde & Schwarz od początku swojego istnienia specjalizuje się w produkcji przyrządów do pomiarów systemów radiowych i telekomunikacyjnych, uznał więc, że oscyloskop klasy MDO (*Mixed Dommai*n) nie będzie ani dobrym oscyloskopem, ani dobrym analizatorem widma. Trudno nie zgodzić się z takim podejściem, nie oznacza to jednak odrzucania już u podstaw koncepcji Tektroniksa.

Pewnym zaskoczeniem było więc pojawienie się rodziny MDO w ofercie oscyloskopów firmy GW Instek. Choć jest to producent dobrze znany i mający ustabilizowaną pozycję rynkową, nie można go jednak zaliczyć do liderów. Trudno więc przypuszczać, aby w biurach projektowych tej firmy opracowano własną konstrukcję prawdziwego oscyloskopu *mixed domain*. Rodziny MDO2000A i MDO2000E to w rzeczywistości klasyczne oscyloskopy cyfrowe z mocno rozbudowaną, opracowaną na wzór analizatorów widma funkcją FFT. Nie mają one osobnego kanału w.cz., jaki występuje w oscyloskopach MDO Tektroniksa, natomiast zaimplementowano w nich funkcje pomiarowe typowe dla heterodynowych analizatorów widma. Dzięki nim można na przykład określać parametry sygnałów modulowanych, wykreślać charakterystyki częstotliwościowe (*Bod plot*) itp. Dostępne są różne tryby śledzenia, takie jak: Normal, Max-hold, Min-hold i Average.

GW Instek, podobnie jak większość innych, zarówno małych, jak i największych producentów, uległ modzie, bo tak to chyba trzeba nazwać, implementowania wielu rodzajów przyrządów pomiarowych w jednym oscyloskopie. W ten sposób powstają urządzenia 3-in-1, 5-in-1 a nawet 7-in-1. Częściami składowymi (wirtualnymi lub rzeczywistymi) są: oscyloskop, woltomierz lub multimetr cyfrowy, generator arbitralny, analizator protokołów szeregowych, miernik częstotliwości/licznik impulsów, analizator stanów logicznych, analizator charakterystyk częstotliwościowych (FRA – *Frequency Responce Analyzer*), analizator widma. Zintegrowanie wielu przyrządów w jednym ma kilka praktycznych zalet. Pozwala utrzymać porządek na stanowisku pomiarowym i ograniczyć powierzchnię zajmowaną przez aparaturę. Usprawnia też obsługę przyrządów, gdyż są one sterowane przez ujednolicony interfejs ekranowy. W takich rozwiązaniach zwykle nie ma żadnych innych mechanicznych elementów regulacyjnych, m.in. z powodu ograniczonej powierzchni na pulpicie. Jednak podobnie jak w przypadku analizatora widma zintegrowanego z oscyloskopem w rozwiązaniach Tektroniksa, nie należy spodziewać się wygórowanych parametrów generatorów umieszczanych kompaktowo z oscyloskopem. Na przykład w oscyloskopach rodziny InfiniiVision 1000 X Keysighta wbudowany generator funkcyjny wytwarza podstawowe przebiegi (sinus, prostokąt, piła, impuls, DC i szum) o częstotliwościach do 20 MHz. Mogą być one poddawane modulacji AM, FM i FSK. Tym samym oscyloskop taki jest doskonałym narzędziem edukacyjnym, co zresztą jest założeniem Keysighta, natomiast do biur konstrukcyjnych należałoby szukać raczej innych modeli (rodzin) albo rozglądać się jednak za niezależnymi przyrządami stacjonarnymi.

Generatory funkcyjne, które były używane w laboratoriach pomiarowych i pracowniach konstrukcyjnych do końca XX wieku, dziś zostały niemal całkowicie wyparte przez generatory arbitralne. Wynikająca z tego podstawowa korzyść polega na możliwości generowania własnych przebiegów użytkownika oraz łatwego dołączania sygnałów mierzonych oscyloskopem do biblioteki przebiegów generatora. Stwarza to zupełnie nowe, nieznane wcześniej możliwości symulacji źródeł sygnału.

Wykazujące się niekwestionowanymi zaletami generatory arbitralne są obecnie integrowane z oscyloskopami przez niemal

Typy oscyloskopów:

DSO – *Digital Storage Oscilloscope* – klasyczny oscyloskop cyfrowy,

MSO – *Mixed Signal Oscilloscope* – oscyloskop do pomiarów sygnałów analogowych i cyfrowych,

DPO – *Digital Phosphor Oscilloscope* – oscyloskop cyfrowy emulujący luminofor analogowych lamp oscyloskopowych przeznaczony do pomiarów szybkich sygnałów cyfrowych,

MDO – *Mixed Domain Oscilloscope* – oscyloskop mierzący w dziedzinie czasu i częstotliwości, integruje więc funkcje oscyloskopu i analizatora widma,

DSA – *Digital Serial Analyzer* – oscyloskop przeznaczony do pomiarów szybkich interfejsów szeregowych, charakteryzujący się bardzo dużą szybkością próbkowania (50 GSa/s) i pamięcią o dużej pojemności. Symbolami DSA oznaczane są również analizatory widma,

DSA – *Digital Sampling Oscilloscope* – skrótowiec DSA odnosi się również do tzw. oscyloskopów próbkujących. Nie jest to nieporozumienie. Faktycznie, można uznać, że wszystkie oscyloskopy cyfrowe są próbkujące, ale w przeciwieństwie do klasycznych oscyloskopów DSO, w oscyloskopach DSA przetwornik jest umieszczany przed blokiem filtrująco-wzmacniającym. Pozwala to radykalnie zwiększyć pasmo pomiarowe, gdyż tor pomiarowy nie zawiera wzmacniaczy szerokopasmowych.

eprasa.pl 41c5c37c32

Tabela 1. Zestawienie podstawowych parametrów wybranych modeli oscyloskopów – cd.

Producent/marka własna oznaczenie rodziny	Pasmo analogowe [MHz]	Max. szybkość próbkowania [GSa/s]	Długość rekordu	Liczba kanałów (analogowe + cyfrowe)	Rozdzielczość ADC	Wyświetlacz (T – ekran dotykowy)		Szybkość przechwytywania ramek – wmfs/s	Liczba modeli	Wyposażenie dodatkowe
DS2000A/MSO2000A/MSO2000A–S	100...300	2	28 M/ch	2/2 (+16)/2 (+16)	8	8"	800×480	52000	3/3/3	
DS4000/MSO4000	100...500	2 (4 interleaved)	14 k...140 M	2, 4/2+16, 4+16	8	9"	800×480	52000	8/8	
DS6104	1000	5	140 M	4	12	10,1"	800×480	200000	1	
MSO5000	70...350	8	100 M (200 M)	2 (+16), 4 (+16)	8	9"	1024×600	450000	6	7 in 1
DS7000/MSO7000	100...500	10	100 M (500 M)	4/4+16	8	10,1"	1024×600 T	600000	5/5	7 in 1
MSO8000	600...2000	10	500 M	4+16	8	10,1"	1024×600 T	>600000	3	7 in 1
Rohde&Schwarz										
RTC1000	50...300	2	2 M	2 (+8)	8	6.5"	800×600	10000	5	
RTB2000	70...300	2,5	20 M	2 (+16), 4 (+16)	10	10,1"	1280×800 T	50000	8	AWG
RTM3000	100...1000	5	80 M	2, 4 (+16)	10	10,1"	1280×800 T	2000000	10	AWG
RTA4000	200...2000	5	1 G	2 (+8/16), 4 (+16)	10	10,1"	1280×800 T	2000000	4	AWG
RTE1000	200...2000	5	200 M	2, 4 (+16)	16	10,4"	1280×800 T	1000000	12	2×AWG
RTO2000	600...6000	20	2 G	2, 4 (+16)	<=16	12,1"	1280×800 T	1000000	10	AWG
RTP	4000...16000	40	2 G	4 (+16)	<=16	12,1"	1280×800 T	750000	5	
Siglent										
SDS1000DL+	50...500	0,5	32 k	2	8	7"	480×234		4	
SDS1000NL	100	1	40 k	2	8	7"	480×234		1	
SDS1000CML	100...150	1	2 M	2	8	7"	480×234		2	
SDS1000CM+L	70...150	1	2 M	2	8	7"	800×480		3	
SDS1000CFL	70...300	2	24 k	4	8	7"	480×234		4	
SDS1000X	100...200	1	7/14 k	2	8	8"	800×480	60000	3	(AWG)
SDS1000X–E	100...200	1	7/14 k	2, 4	8	8"	800×480	100000 (400000)	3	
SDS2000X–E	200...350	2	28 M	2 (+16)	8	7"	800×480	100000 (400000)	2	
SDS2000X	70...300	2	140 M	2 (+16)	8	8"	800×480	140000 (500000)	8	(AWG)
SDS5000X	0,35...1000	5	125/250 M	2 (+16), 4 (+16)	8	10,1"	1024×680 T	110000 (480000)	8	(AWG)
Tektronix										
TBS1000	30...200	1...2	2,5 k	2, 4	8	7"	800×480		11	
TBS2000	70...100	1	20 M	2, 4	8	9"	800×480		4	
TDS2000C	100...200	2	2,5 k	2, 4	8	5,7"	320×240		4	

eprasa.pl 41c5c37c32

wszystkich producentów. Można je znaleźć nawet w najniższych rodzinach. Na przykład oscyloskopy DS1000Z Rigola mają wbudowany generator tego typu wytwarzający przebiegi o częstotliwości do 25 MHz. Wbudowany edytor umożliwia tworzenie własnych przebiegów bezpośrednio na oscyloskopie, ale producenci dostarczają najczęściej odpowiednie oprogramowanie znacznie usprawniające tę czynność.

Wojna marketingowa w tle ofertowego zawrotu głowy

Jeszcze nieco ponad ćwierć wieku temu oscyloskop był przyrządem, o którym wielu elektroników mogło tylko pomarzyć. Zaporowe ceny były nieosiągalne dla amatorów, a ograniczone stosunki gospodarcze z krajami zachodnimi nie sprzyjały sprowadzaniu sprzętu zachodniego do Polski. Polscy wytwórcy (praktycznie 2 firmy) nie miały technologii umożliwiającej produkcję własnych oscyloskopów cyfrowych. Zaporę stanowiły znane z czasów PRL ograniczenia COCOM-owskie odcinające nas od najnowocześniejszych podzespołów elektronicznych. Sytuacja dość szybko zaczęła się poprawiać po zmianach ustrojowych. Nasz rynek zapełniał się głównie aparaturą sprowadzaną z Zachodu, co postawiło polskie firmy w bardzo trudnym położeniu. Rodzima produkcja załamała się i praktycznie do dziś nie została odbudowana.

Otwarcie na Zachód spowodowało natomiast pojawienie się na naszym rynku nowoczesnej aparatury pomiarowej. Powstawała sieć dystrybucyjna oparta na biurach przedstawicielskich i firmach mających uprawnienia wyłącznych dystrybutorów. Na korzystne zmiany wpływał też szybki postęp techniczny. W efekcie potencjalny klient ma dzisiaj zgoła odmienny problem od klienta sprzed 30 lat. **Obecnie wybranie optymalnego zakupu wymaga skrupulatnej analizy wielu ofert. Zadanie to nie jest łatwe ze względu na brak jednolitej metody porównywania wyrobów.** Ponadto producenci bardzo często naciągają niektóre parametry, poprawiając tym samym marketingowy wizerunek urządzeń. Dobrym przykładem są wyświetlacze. W ulotkach nawet 5-calowy wyświetlacz z matrycą 234×320 punktów charakteryzuje się niezwykle bogatą paletą 256 kolorów i doskonałym kontrastem, co ma stworzyć pozory, że mamy do czynienia z wyrobami najwyższej klasy.

Za pozornie czystą rywalizacją producentów kryje się dość ostra, choć niejawna wojna marketingowa. Uwidacznia się ona dopiero po uważnej lekturze instrukcji serwisowych i innych dokumentów technicznych urządzeń, które wprawdzie nie są tajne, ale też producenci nie umieszczają ich na powszechnie dostępnych stronach internetowych. Nierzadko z dokumentów tych dowiadujemy się, że niektóre „doskonałe" parametry oscyloskopów są uzyskiwane tylko w ściśle określonych laboratoryjnych warunkach pomiarowych, których spełnianie jest praktycznie niemożliwe podczas rutynowych pomiarów wykonywanych przez użytkowników. O demonstracyjnych płytkach pomiarowych opracowywanych specjalnie pod kątem uwypuklania zalet własnych przyrządów i demaskowania wad wyrobów konkurencyjnych pisaliśmy już wielokrotnie na łamach EP.

Trudność porównywania parametrów technicznych związana jest też z niejednoznaczną ich interpretacją. Dobrymi przykładami są: szybkość próbkowania i długość rekordu. Chociaż obserwujemy szybki postęp technologiczny, nadal w większości oscyloskopów układy akwizycji pracują z tzw. przeplotem. Jeden przetwornik obsługuje w takim trybie dwa kanały pomiarowe, co oznacza, że w przypadku używania dwóch kanałów efektywna szybkość próbkowania w jednym kanale spada o połowę w porównaniu z szybkością przetwornika. W materiałach marketingowych fakt ten nie zawsze jest czytelnie zaznaczany. Na przykład, jeśli przy wartości liczbowej nie zamieszczono żadnej adnotacji, trudno jest stwierdzić, czy parametr jest zależny od trybu pracy układu akwizycji, czy nie. Dla uniknięcia tej niejednoznaczności niektórzy producenci podają czytelną informację o tym, że szybkość próbkowania, np. 1 GSa/s, dotyczy każdego kanału. Podobnie jest z długością rekordu, który często jest dzielony na poszczególne kanały. Pamiętajmy ponadto, że w materiałach reklamowych i informacyjnych podawana jest maksymalna szybkość próbkowania występująca tylko dla najszybszych podstaw czasu.

Jednym z głównych parametrów używanych jako argument w rywalizacji o prymat pierwszeństwa jest szybkość rejestrowania ramek. Rzeczywiście, duża wartość tego parametru ułatwia wykrywanie przypadkowych zakłóceń pojawiających się w sygnale mierzonym. Problem jest jednak istotny przede wszystkim w urządzeniach o złożonej budowie, zawierających układy cyfrowe czułe na zakłócenia impulsowe. Dla przeciętnego użytkownika ma znaczenie raczej drugoplanowe.

Przypadkowe impulsy, wynikające na przykład z istnienia hazardów w źle zaprojektowanym układzie cyfrowym, są doskonale widoczne na oscylogramach oscyloskopów o wystarczająco dużej szybkości przechwytywania ramek (**rysunek 1**). Innym narzędziem ułatwiającym lub wręcz umożliwiającym wykrywanie podobnych zakłóceń są złożone typy wyzwalania.

Sprzętowe kryteria wyboru

Mimo że w artykule pojawiły się takie hasła, jak trend i moda, to jednak oscyloskopu nie kupuje się na jeden sezon. Zakup powinien więc być głęboko przemyślany, a im większy budżet przewidziano na ten cel, tym wnikliwiej należy analizować oferty.

Pierwsze parametry brane pod uwagę to zwykle: pasmo analogowe, szybkość próbkowania i długość rekordu. Rzeczywiście, na podstawie tych danych można ocenić wydajność i najważniejsze parametry techniczne oscyloskopu, ale ostateczna decyzja nie powinna być podejmowana wyłącznie na tej podstawie. Następnie patrzymy

Rysunek 1. Przypadkowe zakłócenie wyświetlane na ekranie oscyloskopu o dużej szybkości przechwytywania obrazów

eprasa.pl 41c5c37c32

Tabela 1. Zestawienie podstawowych parametrów wybranych modeli oscyloskopów – cd.

Producent/marka własna oznaczenie rodziny	Pasmo analogowe [MHz]	Max. szybkość próbkowania [GSa/s]	Długość rekordu	Liczba kanałów (analogowe + cyfrowe)	Rozdzielczość ADC	Wyświetlacz (T – ekran dotykowy)		Szybkość przechwytywania ramek – wmfs/s	Liczba modeli	Wyposażenie dodatkowe
TPS2000B	100...200	1...2	2,5 k	2, 4	8	5,7"	320×240		3	
DPO200B/MSO2000B	70...200	1	1 M	2, 4/2+16, 4+16	8	7"	480×234	5000	6/6	
MDO3000	100...1000	2,5...5	10 M	2 (+16), 4 (+16)	8	9"	800×480	280000	10	analizator widma (+AWG) – 6 in 1
TDS3000C	100...500	1,25...5	10 k	2, 4	8	6,5"	640×480	3600	6	
MDO4000C	200...1000	2,5...5	20 M	4 (+16)		10,4"	1024×768	50000	4	analizator widma (+AWG) – 6 in 1
MDO5000B/MSO5000B	350...2000	5...10	25 M...125 M	4/4 (+16)	8(11)	10,4"	1024×768	290000 (310000)	4	analizator widma (+AWG) – 6 in 1
5 Series MSO	350...2000	6,25	62,5 M...125 M	4+32, 6+48, 8+64	12 (16)	15,6"	1920×1080	>500000	3	(AWG)
6 Series MSO	1000...8000	25	62,5 M...250 M	4 (+32)	12 (16)	15,6"	1920×1080	>500000	1	(AWG)
DPO7000C	500...3500	5...40	25 M...500 M	4	8 (11)	12,1"	1024×768	>250000	4	
DPO70000/MSO70000	4000...33000	25...100	31,25 M...1 G	4/4+16	8 (11)	12,1"	1024×768	>300000	9/9	
DPO70000SX (single unit/double unit)	13000...70000	100/50... 200/100	62,5 M...1 G	2/4	8 (11)				6/3	
Teledyne LeCroy										
T3DSO1000/1000A	100...350	2	14 M (28 M)	2 (+16), 4 (+16)	8	7"	800×480	100000 (400000)	5	
T3DSO2000	100...300	2	70 M (140 M)	2 (+16), 4 (+16)	8	8"	800×480	100000 (400000)	6	
WaveSurfer 3000z	100...1000	4	20 M	4 (+16)	8	10,1"	1024×600 T	>130000	5	
WaveSurfer 4000HD	200...1000	5	25 M	4	12	12,1"	1280×800 T	175000	4	AWG
WaveSurfer 510	1000...16000	10	32 M	4	8	12,1"	1280×800 T	170000	1	
HDO4000A	200...1000	10	12,5 M...25 M	4	12	12,1"	1280×800 T	1000000	8	
WaveSurfer 9000	500...4000	40	16 M...128 M	4+16	8	15,4"	1280×800 T	1000000	15	
HDO6000A	350...1000	10	250 M	4 (+16)	12 (15)	12,1"	1280×800 T	1000000	6	
HDO8000A	350...1000	10	250 M	8 (+16)	12 (15)	12,1"	1280×800 T (UHD mode 3840×2160)	1000000	3	
WaveRunner 8000HD	350...2000	10	50 M...5 G	8+16	12	15,6"	1920×1080 T	660000	4	

eprasa.pl 41c5c37c32

na liczbę analogowych kanałów pomiarowych. Jeśli planowane jest używanie oscyloskopu do pomiarów urządzeń cyfrowych, warto rozważyć modele z wejściami cyfrowymi. Należy jednak zaznaczyć, że nawet w rodzinach MSO (*Mixed Signal Oscilloscope*), a więc takich, które są preferowane do pomiarów sygnałów mieszanych (analogowych i cyfrowych), sondy logiczne występują jako opcjonalne wyposażenie dodatkowe zwiększające dość istotnie cenę urządzenia. Na szczęście większość obecnie produkowanych oscyloskopów, niezależnie od producenta, jest przystosowana do programowej rekonfiguracji, uwzględniającej podwyższanie modelu. Taka strategia umożliwia wprawdzie wykonywanie nieuprawnionych operacji przez nieuczciwych użytkowników, ale w ogólnym rozrachunku chyba nie przeszkadza to producentom, gdyż nie rezygnują oni z takiej formy sprzedaży. W przypadku rozszerzania zdolności pomiarowych oscyloskopu o sygnały cyfrowe oficjalny zakup odpowiednich sond i tak jest nieunikniony.

Oscyloskopy klasy MSO umożliwiają analizę logiczną przebiegów cyfrowych, ale również pomiar parametrów analogowych tych sygnałów. Jednym z ważniejszych jest czas narastania pozostający w dość silnym związku z pasmem analogowym. **Parametr „czas narastania" określa czas najszybciej narastającego lub opadającego zbocza przebiegu cyfrowego, który może być zmierzony oscyloskopem**. Prowadzi to do wniosku, że zmierzony czas narastania nawet idealnego skoku jednostkowego nie będzie nigdy krótszy od tego parametru. Jednocześnie mierząc impuls o czasie narastania równym parametrowi „czas narastania", popełniamy aż 41-procentowy błąd. Maleje on wraz z łagodzeniem zbocza impulsu. Jeśli w danych technicznych oscyloskopu nie podano czasu narastania, można go oszacować jako 0,35/BW (BW – pasmo analogowe). Wartość ta zależy jednak od kilku czynników, m.in. od rodzaju stosowanej interpolacji i włączonych filtrów, a także wewnętrznych rozwiązań układowych toru pomiarowego.

Funkcjonalność, która nadal przyczynia się do rywalizacji producentów, to wykrywanie impulsów przypadkowych. W pierwszych oscyloskopach cyfrowych problemem, z którym dość długo nie radzili sobie konstruktorzy, był tzw. czas martwy. Po zapełnieniu rekordu akwizycji procesor musiał poddać obróbce zapisane w nim dane. Uwzględniał przy tym wszystkie wymagania użytkownika określone w ustawieniach różnych opcji i funkcji pomiarowych. Dopiero po zakończeniu tych operacji dane mogły być wyświetlane na ekranie. Można więc zastosować analogię pomiędzy czasem martwym oscyloskopu cyfrowego i czasem powrotu plamki w oscyloskopie analogowym. Niestety, podczas obróbki danych rekord akwizycji z oczywistych powodów musi pozostawać niezmienny, ale wówczas mogą wystąpić zakłócenia. Oscyloskop ich nie zauważy.

Początkowo konstruktorzy oscyloskopów dążyli z różnym skutkiem do maksymalnego skracania czasu martwego. Tektronix długo utrzymywał strategię minimalizacji rekordu akwizycji, co wydaje się logicznym założeniem. Im mniej danych, tym krótszy jest czas obróbki. Niestety, zmniejszają się przy tym możliwości analizy przebiegów. Idealnym rozwiązaniem problemu okazała się segmentacja pamięci. Jedną z pierwszych firm, która wprowadziła to rozwiązanie, był Rohde & Schwarz. Obecnie technika ta jest stosowana w oscyloskopach każdego liczącego się producenta.

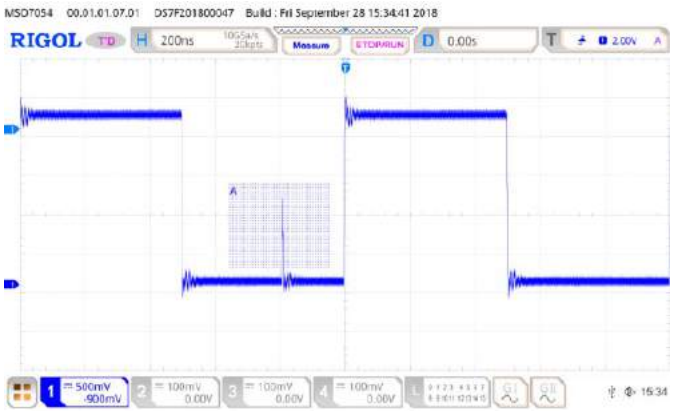
Wykrywanie krótkich, przypadkowych zakłóceń wymaga bardzo dużych szybkości próbkowania, ale to z kolei przyczynia się do szybkiego zapełniania rekordu akwizycji. Co gorsza, większa część rekordu może zawierać zupełnie nieprzydatne dane. Przy szybkich podstawach czasu i długim rekordzie skraca się okno czasowe akwizycji, natomiast akwizycja w długim czasie wymaga wydłużenia podstawy czasu, a to z kolei może uniemożliwić wykrycie krótkich impulsów. Rekord podzielony na segmenty jest zapełniany tylko częściowo (segmentami) z zachowaniem dużej szybkości próbkowania. Zapis jest inicjowany wystąpieniem warunku wyzwalającego. Typy wyzwalania odgrywają więc bardzo ważną rolę podczas korzystania z segmentacji rekordu. Podział rekordu na segmenty umożliwia zapełnianie go z wymaganą do przechwycenia krótkich impulsów podstawą czasu i szybkością próbkowania. W pomiarach z segmentacją pamięci niemal całkowicie eliminowane są ewentualne opóźnienia związane z akwizycją, co radykalnie zwiększa szanse wykrywania przypadkowych zakłóceń.

Wadą pomiarów z segmentacją pamięci jest utrata ciągłości skali czasu, co jest spowodowane wyzwalaniem od losowo pojawiających się impulsów. Każdy segment jest w związku z tym oznaczany stemplem zawierającym dane o chwili wyzwolenia, i na tej podstawie można określić zależności czasowe pomiędzy poszczególnymi impulsami przechwyconymi przez układ akwizycji oscyloskopu.

Funkcjonalne kryteria wyboru, prawdopodobne drogi rozwoju

Szybkość próbkowania i pasmo analogowe nie powinny być jedynymi kryteriami wyboru oscyloskopu. Czasami równie ważne są cechy funkcjonalne, takie jak: tryby i typy wyzwalania, obliczenia matematyczne, funkcje wyszukiwania zdarzeń w rekordzie akwizycji oraz rozciągania oscylogramu (funkcja *zoom*) i nawigowania po rekordzie danych.

Ogólna funkcjonalność oscyloskopu w dużym stopniu jest określona systemem wyzwalania. Jest to zresztą kolejny element rywalizacji producentów. O ile tryby wyzwalania pozostają prawie niezmienne, ograniczone na ogół do wyzwalania *Auto*, *Normal* i *Single*, to w opracowywaniu typów wyzwalania toczy się bezustanny wyścig. Tradycyjnie najnowsze opracowania pojawiają się w najmocniejszych rodzinach, a z czasem są powielane w modelach niższych. Do standardów należą typy wyzwalania takie jak: *Edge*, *Pulse Width*, *Timeout*, *Runt*, *Window*, *Setup&Hold*, *Sequence* itp. W oscyloskopach z funkcjami analizy protokołów dostępne są zwykle również typy wyzwalania związane ze zdarzeniami występującymi w poszczególnych interfejsach, np. bit startu lub stopu w interfejsie UART, wystąpienie określonego adresu układu *slave* w interfejsie I²C albo wykrycie określonej danej w interfejsie SPI.



Rysunek 2. Wyzwalanie obszarem w oscyloskopach MSO7000 Rigola

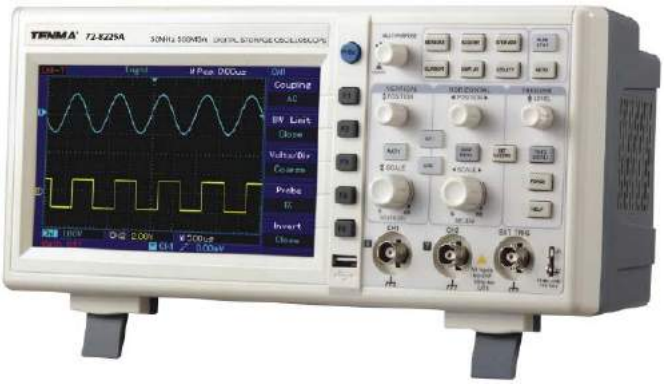
eprasa.pl 41c5c37c32

Tabela 1. Zestawienie podstawowych parametrów wybranych modeli oscyloskopów – cd.

Producent/marka własna oznaczenie rodziny	Pasmo analogowe [MHz]	Max. szybkość próbkowania [GSa/s]	Długość rekordu	Liczba kanałów (analogowe + cyfrowe)	Rozdzielczość ADC	Wyświetlacz (T – ekran dotykowy)		Szybkość przechwytywania ramek – wmfs/s	Liczba modeli	Wyposażenie dodatkowe
WavePro HD	2500...8000	20	5 G	4	12	15,6"	1920×1080 T	660000	8	
WaveMaster/SDA/DDA 8 Zi–B	4000...30000	80	32 M...512 M	4	8	15,3"	1280×768 T	1000000	8/11	
LabMaster 10 Zi–A	20000...100000	240	20 M...1 G	4...80	8	15,3"	1280×768 T	1000000	8	
Tenma										
72–1050	25	0,25	25 k	2	8	7"	400×240	2000	1	
72–2580	30	0,25	10 k	2	8	8"	800×600		1	
72–2650	200	1	25 k	2	8	5,7"	320×240	2000	1	
72–8225A	50	0,5	25 k	2	8	7"	400×240	2000	1	
72–87xx	50...200	1...2	24 k...1024 k	2, 4	8	5,7"	320×240		4	
72–7610	150	1	25 k	2	8	5,7"	320×240	2000	1	
72–7630	300	2	24 k	4	8	5,7"	320×240		1	
72–7635	300	2	16 M	2	8	7"	800×480	50000	1	
72–14xxx – Digital Ultra Phosphor Series	70...100	1	28 k	2, 4	8	8"	800×480	50000	8	
Uni–t										
UTD4000CM	200	2	24 M	2	8	7"	800×480	150000	1	
UTD4000C	200	2	24 M	2+16, 4+16	8	5,7"	320×240	2000	1	
UTD2000CEX–II	70...100	1	25 k	2	8	8"	800×480	20000	2	
UTD2000CEX	50...100	1	25 k	2	8	7"	800×480	2000	3	
UTD2000CEM	70...100	1	32 M	2	8	8"	800×480	20000	2	
UTD2000CM	60...200	1	32 M	2	8	7"	800×480	150000	3	
UTD2000CL	25	0,25	25 k	2	8	7"	400×240	2000	2	
Voltcraft										
DSO–1062D–VGA	60	0,5	512 k	2	8	7"	800×480		1	
DSO–1000E/DSO–1000F	80...250	1	64 k, 512 k	2, 4	8	7"	800×480		4/4	–/AWG
DSO–6000E/DSO–6000F	80...200	1	40 M	2, 4	8	8"	800×600 T	75000	4/4	–/AWG
MSO5000B	100	1	512 k	2+16	8	7"	800×480			
Yokogawa										
DLM3000	200...500	2,5	125 M (500 M)	2, 4, 3+8	8	8,4"	1024×768 T		3	
DLM4000	350...500	2,5	12,5 M (250 M)	8 lub 7+8 (7+16) (7+24)	8	12,1"	1024×768		2	
DL850E/EV	20	0,1	2 G	128	12 (16)	10,4"	1024×768		1/1	

Uwagi:
AWG – generator arbitralny • w nawiasach podano parametry opcjonalne lub uzyskiwane w specjalnych trybach pracy • literka T podana przy rozdzielczości matrycy wyświetlacza – ekran dotykowy

eprasa.pl 41c5c37c32



Wyposażenie oscyloskopów w ekran dotykowy przyczyniło się do wprowadzenia nowego trybu wyzwalania – wyzwalania obszarem. Użytkownik rysuje palcem na ekranie obszar (najczęściej prostokąt), w którym analizowane jest wystąpienie warunku wyzwalającego (**rysunek 2**). Pozostała część przebiegu jest pomijana.

Strategia producentów w zakresie udostępniania analizy poszczególnych protokołów komunikacyjnych jest różna. W cenie oscyloskopu najczęściej występuje tylko obsługa interfejsu równoległego, każdy inny jest dostępny jako opcja płatna. Zapewne większość użytkowników pragnęłaby, aby w standardzie zawarte były protokoły SPI i UART, może jeszcze I^2C (wiadomo, apetyt rośnie w miarę jedzenia). Prawdopodobnie większość potencjalnych nabywców pogodziłaby się nawet z nieco podwyższoną ceną oscyloskopu. Niewykluczone, że dodatkowy koszt nie zostałby nawet dostrzeżony. Klienci mieliby za to poczucie otrzymania czegoś gratis, a kto nie lubi dostawać prezentów. Może więc dziwić, że specjaliści od marketingu nie zauważają takich zależności. Małe kroczki wykonuje w tym kierunku Rigol, dodając analizę wybranych protokołów w promocjach – warto je śledzić przed zakupem. Swoją drogą, o ile bardziej przydatna byłaby możliwość analizy choćby jednego wybranego protokołu niż na przykład wyzwalanie typu *Runt* lub *Window*.

Przez ostatnie lata obserwowaliśmy stały wzrost rozdzielczości i wielkości wyświetlaczy stosowanych w oscyloskopach. Choć wydaje się, że pewne optimum zostało już osiągnięte, nigdy nie wiadomo co jeszcze zaproponują nam producenci. Przez długie lata 21-calowy telewizor ledwie mieścił się w umeblowaniu mieszkań, dzisiaj 50-calowy telewizor jest już standardem. Trudno stwierdzić czy np. 50-calowy ekran oscyloskopu byłby wygodny w pracy inżyniera posługującego się tym przyrządem. Natomiast można przewidywać, że zwykłe wyświetlacze będą powoli wypierane przez ekrany dotykowe.

Z ekranem dotykowym wiąże się kolejny trend, który obserwujemy już dzisiaj. Jest to implementacja w oscyloskopach kompletnych aplikacji wykonujących określone zadania pomiarowe. Aplikacje takie są uruchamiane dotknięciem symbolizujących je ikonek wyświetlanych na ekranie. Dokładnie tak samo, jak uruchamia się aplikacje na smartfonach. Podobny cel jest osiągany za pomocą specjalistycznych programów dostarczanych przez producenta oscyloskopu i uruchamianych na komputerze. Aby była możliwa praca w czasie rzeczywistym, komputer i oscyloskop muszą być ze sobą połączone. Rozwiązanie takie było do tej pory stosowane głównie ze względu na znacznie większą moc obliczeniową komputera niż oscyloskopu. Obecnie sytuacja jest często wręcz odwrotna, to oscyloskop okazuje się bardziej wydajny niż komputer.

Przykładem podążania w tym kierunku jest opisany w EP 2/2016 – program Ultra Power Analyzer przeznaczony do pomiarów mocy oscyloskopami Rigola. Pierwotnie był on przewidziany do używania wyłącznie na komputerze, ale użytkownicy rodzin MSO5000 i MSO7000 mogą obecnie korzystać z analogicznej aplikacji zaimplementowanej bezpośrednio w oprogramowaniu tych przyrządów (**rysunek 3**). Pamiętajmy jednak, że do pomiaru mocy niezbędne są sondy: wysokonapięciowa i prądowa. Nie obejmuje ich standardowe wyposażenie oscyloskopu. Pomiar mocy jest więc dostępny jako opcja.

Funkcje pomiaru mocy są oferowane również przez innych producentów. Wbrew pozorom nie są to zagadnienia banalne, a do precyzyjnych pomiarów wymagane są oscyloskopy wyższych rodzin. Newralgicznym punktem jest pomiar strat mocy przełączania w tranzystorach występujących w przetwornicach impulsowych. Moc jest wówczas mierzona w bardzo wąskich przedziałach czasu, co wymaga stosowania dużych szybkości próbkowania. Aby zachować dużą precyzję pomiaru, wymagana jest nie tylko duża rozdzielczość czasowa, równie ważna może być rozdzielczość przetworników analogowo-cyfrowych. Oscyloskopy rodzin MSO5000 i MSO7000 Rigola mają przetworniki 8-bitowe, co stawia pod znakiem zapytania ich przydatność w takich pomiarach. Będą one natomiast przydatne w typowych pomiarach mocy i jakości energii elektrycznej.

Ważnym zagadnieniem dotyczącym nie tylko pomiarów mocy i niezależnym od marki oraz typu oscyloskopu jest prawidłowe ustawianie czułości torów pomiarowych. Jeśli celem pomiaru jest określenie parametrów sygnału, a nie tylko obserwacja jego kształtu, czułość powinna być dobierana tak, aby przebieg wypełniał możliwie całą wysokość ekranu. Jest to szczególnie ważne w pomiarach oscyloskopami 4-kanałowymi, gdy użytkownicy rozmieszczają na ekranie wszystkie przebiegi jeden pod drugim, zmniejszając tym samym aż 4-krotnie rzeczywistą rozdzielczość pomiaru.

Wróćmy jeszcze do pomiarów oscyloskopowych. Starsi użytkownicy tych przyrządów musieli się kiedyś nieźle natrudzić, aby zmierzyć na przykład przesunięcie fazowe między dwoma przebiegami. Młodzi użytkownicy mogą nawet nie wiedzieć, co to są i do czego są przydatne krzywe Lissajous. We współczesnych oscyloskopach wszystkie parametry są mierzone automatycznie metodami cyfrowymi. Liczba pomiarów w zależności od rodziny oscyloskopu sięga od ok. 20 do ponad 50. Uzupełnieniem pomiarów automatycznych są obliczenia matematyczne pozwalające określać wzajemne relacje między używanymi kanałami pomiarowymi, symulować czujniki wielkości fizycznych oraz charakterystyki różnych urządzeń, filtrować przebiegi itp. Funkcje matematyczne są różnie implementowane przez poszczególnych producentów. Jeśli planowane jest ich użycie, warto zwrócić uwagę na to, czy funkcje mogą być zagnieżdżane, ewentualnie jak głębokie to zagnieżdżanie może być. W najprostszych oscyloskopach obliczenia matematyczne obejmują tylko podstawowe operacje matematyczne, a więc dodawanie, odejmowanie, mnożenie i dzielenie, w wyższych modelach dostępnych jest również wiele zaawansowanych funkcji, takich jak

Rysunek 3. Aplikacja Ultra Power Analyzer uruchamiana bezpośrednio na oscyloskopie rodziny MSO7000 Rigola

eprasa.pl 41c5c37c32

całkowanie, różniczkowanie, pierwiastkowanie itp. Każdy producent wypracował własny sposób implementacji funkcji matematycznych, co przekłada się na wygodę edytowania wyrażeń stosowanych w obliczeniach (**rysunek 4**).

Miniaturowy, ręczny, USB czy biurkowy

W artykule ograniczono się do omówienia oscyloskopów stacjonarnych, biurkowych, które są praktycznie jedynym wyborem do zastosowań profesjonalnych. Odrębną kategorią są oscyloskopy ręczne (*handyskopy*) używane w pomiarach terenowych. Ich parametry pokrywają się z niższymi lub średnimi modelami oscyloskopów stacjonarnych. Pasmo analogowe najczęściej nie przekracza 200 MHz, a szybkość próbkowania jest nie większa niż 1 GSa/s. Wyjątkiem jest ScopeMeter 190 Fluke, który mierzy w paśmie do 500 MHz z maksymalną szybkością próbkowania 5 GSa/s, ale wyświetlacz 320×240 punktów, jak na dzisiejsze wymagania i przyzwyczajenia użytkowników, jest niewystarczający. Wyświetlacze nie są mocną stroną handyskopów, ale nawet mniej liczące się firmy nie stosują mniejszych matryc niż 640×480 punktów.

Handyskopy łączą często cechy i funkcje pomiarowe multimetrów cyfrowych i oscyloskopów. Zaletą droższych modeli są galwanicznie izolowane wejścia, co w pomiarach serwisowych na liniach produkcyjnych jest wręcz wymogiem.

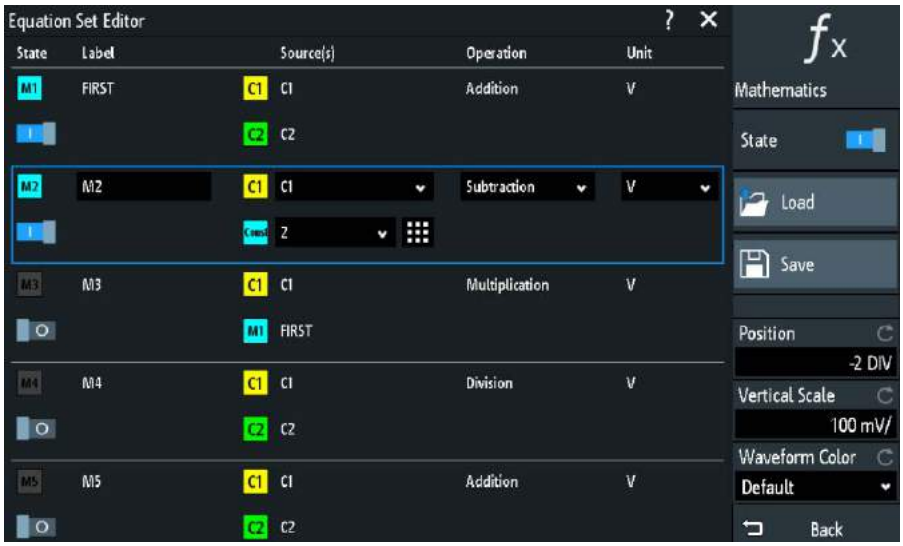
Przez pewien czas sporą popularnością cieszyły się oscyloskopy USB, często określane jako przystawki do komputerów. Obecnie zainteresowanie nimi chyba zmalało, chociaż nadal pozostają w ofertach sprzedaży. Producentami (lub markami własnymi) tego rodzaju oscyloskopów są np. Pico Technology, Velleman, Red Pitaya, Clock Computer Corporation i rodzimy RK-System. Są to oscyloskopy kierowane przede wszystkim do amatorów i mniejszych serwisów. Do wyjątków należy natomiast zaliczyć oscyloskop tej klasy produkowany przez Digilenta – Analog Discovery 2. Przyrząd ten ma dość przeciętne parametry techniczne, szczególnie gdy ujmiemy je w kontekście wymienionych w artykule marek, ale odznacza się niekwestionowanymi zaletami edukacyjnymi. Oscyloskop ten, a właściwe kompletne stanowisko pomiarowe, integruje większość podstawowych przyrządów, a więc: oscyloskop, generator arbitralny, analizator stanów logicznych, woltomierz, logger, analizator widma (FFT), generator przebiegów cyfrowych, analizator protokołów, zestaw cyfrowych wejść i wyjść, miernik impedancji oraz miernik przeznaczony do zdejmowania charakterystyk częstotliwościowych czwórników.

Niemal całkowite wyparcie komputerów stacjonarnych przez laptopy spowodowało równie drastyczny spadek zainteresowania oscyloskopowymi kartami pomiarowymi. Sytuacja ta jest praktycznie nie do odratowania. O tym specyficznym typie oscyloskopu musimy raczej zapomnieć.

Podsumowanie

Jak wynika z przedstawionego zestawienia, oferta oscyloskopów cyfrowych jest przeogromna. Sprzęt można wybierać, kierując się ulubionymi markami, parametrami technicznymi i cechami funkcjonalnymi, a przede wszystkim zasobnością portfela. Cieszyć może szybki postęp w dziedzinie konstruowania nowych typów i modeli oscyloskopów, co przekłada się na obniżanie cen. Bardziej wytrwali mogą wypatrywać okazji wyprzedażowych i akcji promocyjnych. Na przykład w ramach Black Friday 2019 można było kupić oscyloskop Tektroniksa MDO34 serii 3 aż z 60-procentowym upustem.

Jarosław Doliński, EP



Rysunek 4. Edytor wyrażeń matematycznych w oscyloskopie Rohde & Schwarz

eprasa.pl 41c5c37c32

Więcej niż oscyloskop? Oscyloskop do PC!

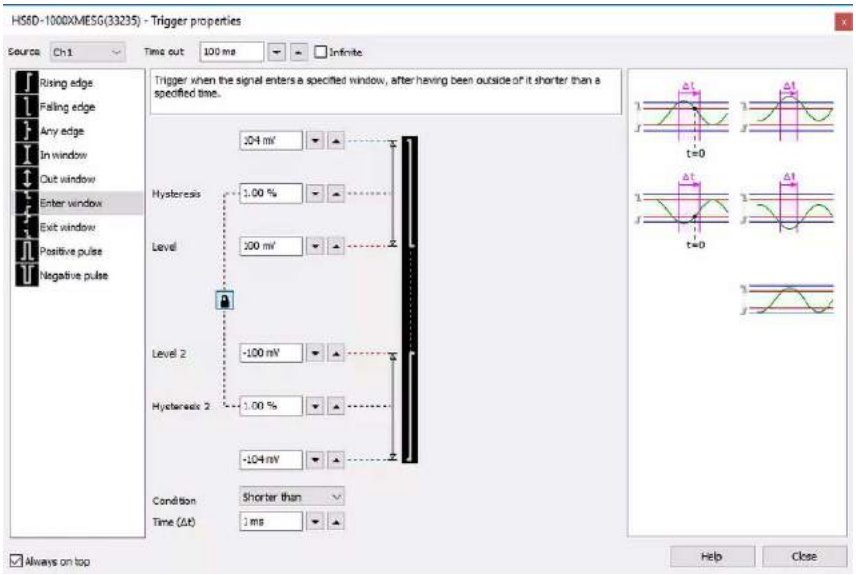
Oscyloskopy, przeznaczone do współpracy z komputerem PC swoimi możliwościami nie ustępują urządzeniom autonomicznym. Dzięki wysokiemu zaawansowaniu technologicznemu i znakomitym parametrom mogą konkurować z urządzeniami stacjonarnymi, a pod względem funkcjonalności i łatwości obsługi przewyższają wiele modeli.

Więcej informacji:
Egmont Instruments – Przemysław Derwojed
00-004 Warszawa, ul. Marszałkowska 136/31
tel. 22 850 62 05, 692 501 750
faks 22 654 02 48
egmont@egmont.com.pl, ***www.egmont.com.pl***

Przewagą urządzeń typu „oscyloskop USB" jest przede wszystkim rozbudowane, wielofunkcyjne oprogramowanie. Funkcje oscyloskopu, analizatora widma czy multimetru są już standardem we wszystkich typach oscyloskopów. W przypadku przyrządów do PC dodatkowo do dyspozycji dostajemy takie funkcje jak:

- rozbudowany logger z praktycznie nieograniczonymi zasobami pamięci (zależnymi tylko od zasobów PC),
- analizator protokołów komunikacyjnych z obsługą wszystkich popularnych magistrali jak I²C, SPI, CAN itp.,
- system do analizy częstotliwościowej dzięki wbudowanemu generatorowi funkcyjnemu, który jest zsynchronizowany z oscyloskopem.

Nie bez znaczenia jest także przyjazny sposób obsługi takich przyrządów. Na **rysunku 1** pokazano przykładowe okno ustawień wyzwalania – *Trigger properties*. Przejrzyste pole wyboru z opisem i rysunkami powoduje, że wystarczy jedno spojrzenie, aby zrozumieć znaczenie każdego parametru i ustawić optymalne wartości. Na dużym ekranie PC (zwykle 15...17 cali dla laptopa oraz 19 i więcej dla komputera stacjonarnego i zwykle o rozdzielczości HD) możemy umieścić sąsiadująco wiele oscylogramów obrazujących

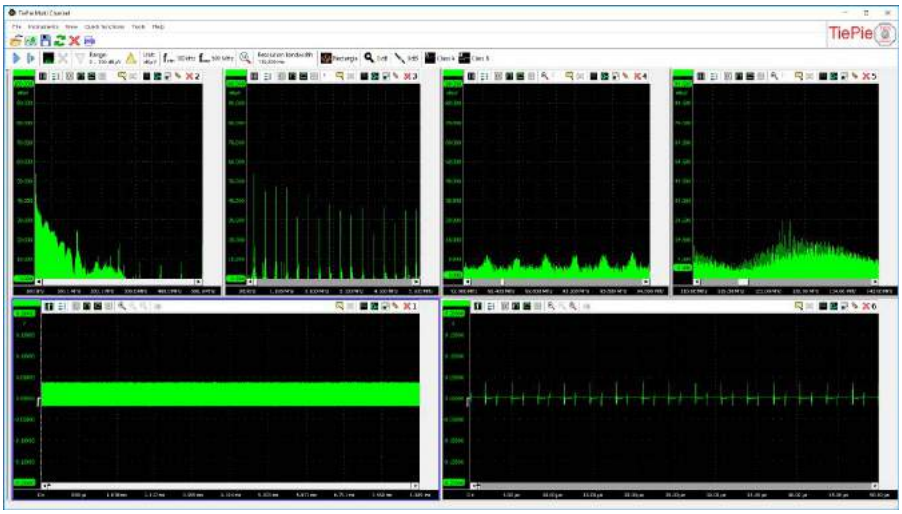


Rysunek 1. Przykładowe okno ustawień wyzwalania (*Trigger properties*)

eprasa.pl 41c5c37c32

różne kanały i funkcjonalności bez utraty jakości i komfortu obserwacji – **rysunek 2**.

To tylko niektóre zalety „przystawek oscyloskopowych". Dzięki małym gabarytom nie wymagają dużego stanowiska pomiarowego a w komplecie z laptopem stają się oscyloskopami przenośnymi. Połączenie poprzez USB to tylko jedna z opcji, standardem jest komunikacja poprzez LAN, a najnowsze rozwiązania wyposażone są w interfejs Wi-Fi. Przyjrzyjmy się bliżej dwóm wybranym, nowym modelom.



Rysunek 2. Prezentacja wielu oscylogramów jednocześnie

Oscyloskopy WiFiScope WS6

Firma TiePie oferuje serię oscyloskopów WiFiScope WS6 (na **fotografii tytułowej**), które charakteryzują się następującymi podstawowymi parametrami:

- liczba kanałów pomiarowych: 4,
- pasmo analogowe: 250 MHz,
- próbkowanie: do 1 GSa/s,
- rozdzielczość przetworników ADC: 8, 12, 14, 16 bitów,
- pamięć akwizycji: do 256 MSa.

Dodatkowe i nowe funkcje urządzeń tej serii to interfejs Wi-Fi oraz zasilanie z wbudowanego akumulatorka. Dzięki takiemu połączeniu wykonywanie pomiarów jest w pełni bezprzewodowe i swobodne. Używany przyrząd jest całkowicie odizolowany i nie ma ryzyka uszkodzenia komputera, a ponadto może być umieszczony w pobliżu obiektu badań, nawet jeśli nie ma tam warunków dla stanowiska pomiarowego, np. w poruszającym się obiekcie. Wadą rozwiązania jest ograniczona prędkość przesyłania strumieniowego, która kończy się na 40 MSa/s oraz pamięć akwizycji ograniczona do 64 MSa.

Podobnie wygląda sytuacja przy połączeniu poprzez LAN. Za pośrednictwem sieci możemy sterować pomiarami i obserwować wyniki z dowolnego miejsca, bez potrzeby zbliżania się do badanego obiektu a jedynym ograniczeniem są zawężone parametry. Pełne możliwości przyrządy osiągają przy połączeniu poprzez USB 3.0. Prędkość przesyłania strumieniowego może dochodzić do 200 MSa/s i zależy tylko od zasobów komputera.

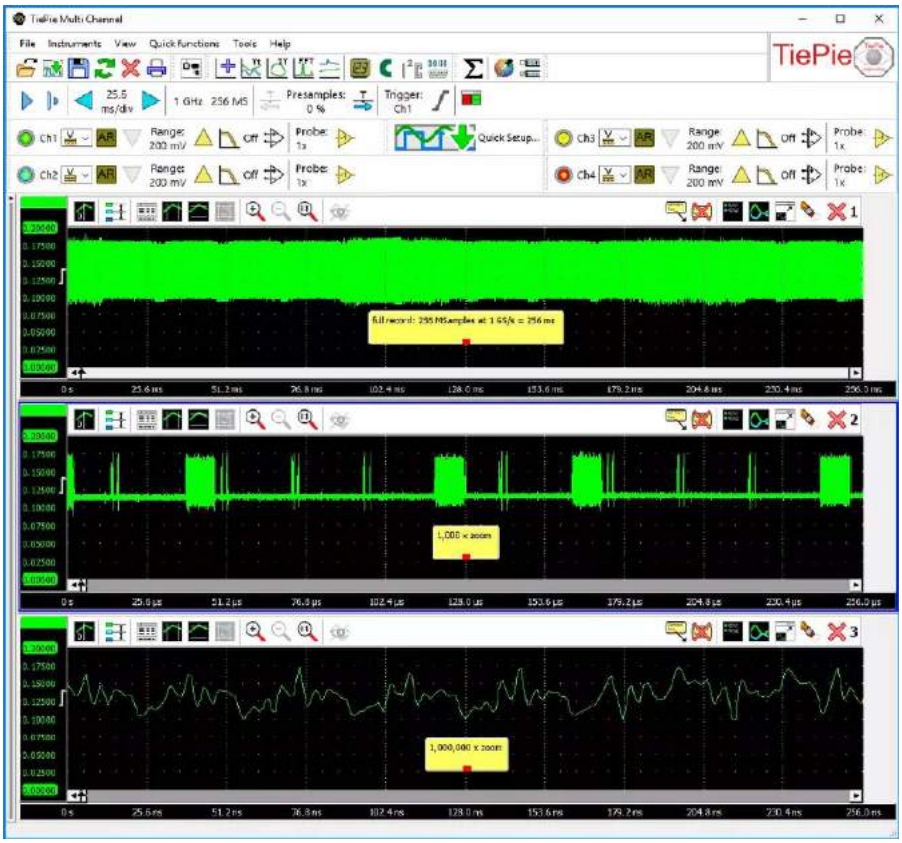
Oscyloskopy WiFiScope WS6 dostępne są w wersji XM, czyli z pamięcią akwizycji rozszerzoną do 256 MSa w stosunku do 1 MSa wersji standardowej. Tak duży rozmiar pamięci stawia urządzenia firmy TiePie w czołówce aktualnej oferty rynkowej. Jednak po dokładnej analizie okazuje się, że rozmiar pamięci nie został dobrany przesadnie. Przetworniki pomiarowe oscyloskopów mogą pracować z rozdzielczością nawet 16 bitów i tym parametrem przyrządy również przodują na tle konkurencji. Wyższa rozdzielczość przekłada się na większą precyzję pomiarów, ale także na mniejszą szybkość akwizycji i większą zajętość pamięci. Podczas pomiaru w rozdzielczości 14 bitów na wszystkich czterech kanałach dostępna pamięć wynosi 32 MSa na kanał, a szybkość próbkowania spada do 100 MSa/s. Dlatego przy pomiarach niewymagających dużej precyzji lepiej jest ustawić mniejszą rozdzielczość, aby dysponować większą pamięcią. Na przykład – kompletna komunikacja szeregowa, taka jak sygnały magistrali CAN, może być zmierzona w jednym rekordzie, który następnie jest przeglądany i analizowany.

Duży rozmiar pamięci próbek wymaga przemyślanego interfejsu umożliwiającego wygodne przeglądanie zebranych danych. Oprogramowanie umożliwia prezentację sygnałów z praktycznie nieograniczonymi możliwościami powiększania, nawet do miliona razy. Pełny sygnał lub jego fragmenty można wyświetlić na dowolnym ekranie, bez utraty informacji (**rysunek 3**).

Oscyloskop CS448

Firma Cleverscope oferuje przyrząd o oznaczeniu CS448 (**fotografia 4**), którego podstawowe parametry to:

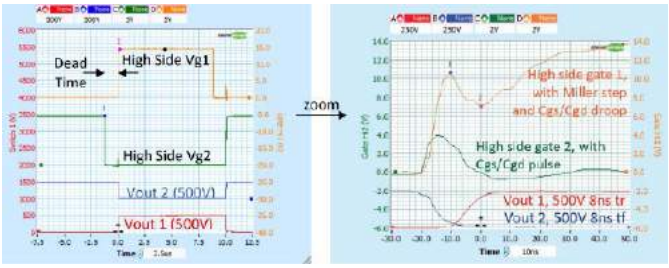
- liczba kanałów pomiarowych: elektrycznie odizolowane 4 kanały
- pasmo analogowe: 200 MHz,
- próbkowanie: do 500 MSa/s,



Rysunek 3. Prezentacja sygnałów z praktycznie nieograniczonymi możliwościami powiększania

eprasa.pl 41c5c37c32

Fotografia 4. Oscyloskop CS448 firmy Cleverscope



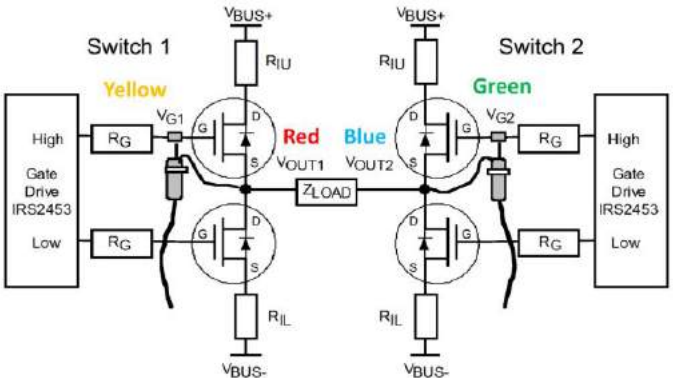
Rysunek 6. Wysoka częstotliwość próbkowania pozwala na dowolne powiększanie zarejestrowanych przebiegów bez utraty jakości danych

- rozdzielczość przetworników ADC: 14 bitów,
- pamięć akwizycji: do 250 MSa.

Główną zaletą urządzenia są w pełni galwanicznie separowane kanały pomiarowe. To rzadko spotykana cecha wśród oscyloskopów, często realizowana za pomocą opcjonalnego osprzętu, np. dodatkowych sond różnicowych. Umożliwia pomiary w takich układach jak mostki H czy mostki trójfazowe, jak pokazano na **rysunku 5**. W połączeniu z dużą rozdzielczością przetworników ADC i wysokim współczynnikiem tłumienia sygnału współbieżnego (CMRR>115 dB@10 MHz) pozwala na wykonywanie bardzo precyzyjnych pomiarów.

Podobnie jak w poprzednim przyrządzie, w oscyloskopie Cleverscope również zastosowano pamięć akwizycji o znacznej pojemności 250 MSa. Pomiary wykonywane z pełną szybkością próbkowania na wszystkich czterech kanałach tworzą rekord o długości 125 ms. To wystarczy, by zarejestrować nawet złożone przebiegi, które po powiększeniu wręcz zaskakują precyzją – **rysunek 6**.

Oscyloskop został wyposażony także w izolowany generator funkcyjny. Takie połączenie tworzy system FRA (Frequency Response Analysis), czyli system do wyznaczania charakterystyk częstotliwościowych z rozbudowanym wsparciem ze strony oprogramowania. Na **rysunku 7** pokazano przykładowe pomiary filtra 10,7 MHz.



Rysunek 5. Przykład pomiarów na mostku H

Rysunek 7. Przykład działania systemu FRA (Frequency Response Analysis)

REKLAMA

Egmont Instruments
tel. 228506205, 692501750
tiepie@egmont.com.pl, www.egmont.com.pl/tiepie

Egmont

Handyscope HS6 DIFF
przystawka oscyloskopowa DSO + tester EMI

- 4 wejścia BNC izolowane
- wejścia DIFF lub SE
- próbkowanie do 1 GS/s
- streaming do 200 MS/s
- pasmo do 250 MHz
- rozdzielczość 8, 12, 14, 16 bitów
- zakresy napięć +/–200 mV...+/–80 V
- pamięć do 256 MS
- interfejs USB 3.0
- funkcje: oscyloskop cyfrowy DSO, tester EMI, analizator widma, woltomierz, data logger/rejestrator, analizator protokołów
- praca synchroniczna wielu modułów

eprasa.pl 41c5c37c32

Dylemat konstruktora

Tylko w nielicznych przypadkach układy i urządzenia elektroniczne klasyfikują się do czysto cyfrowych lub wyłącznie analogowych. Najczęściej mamy do czynienia z połączeniem rozwiązań analogowych i cyfrowych. Do pomiarów takich obwodów nie wystarczy sam oscyloskop, nieoceniony staje się rejestrator przebiegów cyfrowych. Oscyloskopy typu MSO łączą obie funkcjonalności.

Polecane rozwiązanie

Firma Tektronix opracowuje przyrządy kontrolno-pomiarowe znane i cenione przez inżynierów na całym świecie. Oscyloskopy serii MDO34 oprócz doskonałych parametrów mają dodatkowe funkcjonalności, które czynią z nich kompleksowe wyposażenie stanowiska badawczo-pomiarowego. Podstawowe parametry wybranego modelu MDO34 3-BW-200 to:

- oscyloskop 4-kanałowy, pasmo 200 MHz,
- próbkowanie 2,5 GSps pamięć 10 M,
- analizator widma na pasmo do 1 GHz,
- 16-kanałowy rejestrator stanów cyfrowych z analizatorem magistrali,
- generator arbitralny,
- duży 11 calowy ekran dotykowy (pojemnościowy) o rozdzielczości HD,
- interfejs usprawniający przeszukiwanie 10 M rekordu.

http://bit.ly/2EVACGr

Podobną funkcjonalnością charakteryzuje się seria oscyloskopów RTB2000 firmy Rohde & Schwarz. Model RTB2K-74 będzie odpowiednim wyposażeniem stanowiska konstruktora. Sprawdzi się także w laboratorium uczelni, czy jako przyrząd w pracowni hobbysty. Główne parametry i cechy tego modelu to:

- oscyloskop 4-kanałowy, pasmo 70 MHz, 10-bitowa rozdzielczość,
- próbkowanie 1,25 GSps pamięć 10 M z możliwością rozszerzenia do 160 M,
- jednoczesna analiza częstotliwościowa,
- 16-kanałowy rejestrator stanów cyfrowych z analizatorem magistrali,
- generator arbitralny,
- duży 10 calowy ekran dotykowy (pojemnościowy) o rozdzielczości 1280×800,
- bardzo duża pamięć przebiegów w połączeniu z elastycznym systemem prezentacji.

http://bit.ly/2MBwEHw

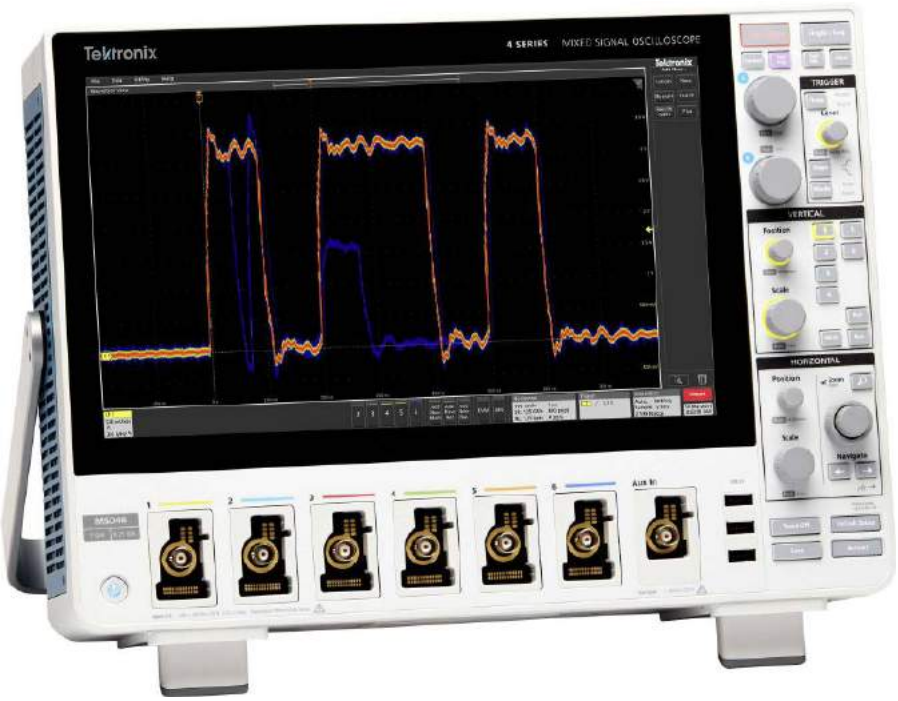
Kontakt:
www.pl.farnell.com, info-pl@farnell.com, tel. 00800 121 29 67

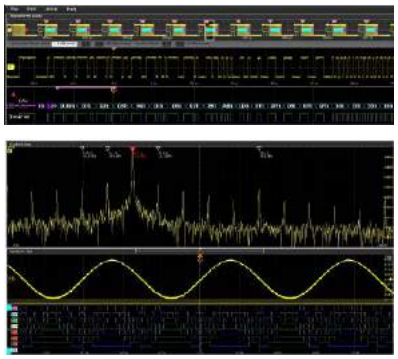
eprasa.pl 41c5c37c32

Dylemat konstruktora

Oscyloskop jest najważniejszym przyrządem dla elektronika. Szukając odpowiedniego modelu warto brać pod uwagę urządzenia o specyfikacji nieco wykraczającej poza aktualne potrzeby. Urządzenia tego typu są eksploatowane co najmniej kilka lat, a rynek elektroniki rozwija się niezwykle dynamicznie i oferuje coraz szybsze magistrale i coraz wyższe częstotliwości.

Polecane rozwiązanie





Producentem oscyloskopów o doskonałych parametrach i nowoczesnych rozwiązaniach jest Tektronix. Przyrządy tej marki znajdują zastosowania pracowniach konstrukcyjnych, na stanowiskach serwisowych oraz w laboratoriach. Wśród oferty znajdziemy urządzenia serii MSO44 dostępne w wersjach z różnym pasmem pomiarowym o następujących parametrach:

- oscyloskop 4-kanałowy, pasmo 200, 350, 500, 1000 lub 1500 MHz,
- próbkowanie 6,25 GSps pamięć do 62,5 M,
- rozdzielczość przetworników ADC 12 bitów (16 bitów w trybie High Res),
- niezależna prezentacja w dziedzinie czasu i częstotliwości dla każdego kanału,
- 32-kanałowy rejestrator stanów cyfrowych z analizatorem magistrali takich jak CAN, FlexRay, USB, czy Ethernet,
- generator arbitralny 50 MHz,
- duży 13 calowy ekran dotykowy (pojemnościowy) o rozdzielczości HD,
- rozbudowany i elastyczny interfejs dający wiele rodzajów prezentacji.

http://bit.ly/351gDRt
http://bit.ly/363Qzq5

Kontakt:
www.pl.farnell.com, info-pl@farnell.com, tel. 00800 121 29 67

eprasa.pl 41c5c37c32

Dylemat konstruktora

Oscyloskop jest przyrządem, który ma pomóc w diagnozowaniu i znalezieniu przyczyn usterek układów elektronicznych. Problemy często mają charakter losowych zakłóceń i anomalii w danym sygnale. Wysoka częstotliwość próbkowania i duża rozdzielczość przetwornika mogą nie wystarczyć do zarejestrowania takich zdarzeń. W takich sytuacjach nabiera znaczenia parametr zwany szybkością przechwytywania ramek.

Polecane rozwiązanie

W ofercie firmy Keysight Technologies znajdują się oscyloskopy serii InfiniiVision, a wśród nich model MSOX4034A. Spośród doskonałych parametrów tego przyrządu właśnie szybkość przechwytywania ramek zwraca szczególną uwagę – Max waveform update rate >1000000 wfms/s. Tak wysoka wartość wiąże się z bardzo krótkim tzw. czasem martwym, w którym rejestracja przebiegu jest zatrzymana. Pozostałe parametry oscyloskopu to:

- oscyloskop 4-kanałowy, pasmo 350 MHz,
- próbkowanie 5 GSps pamięć 4 M,
- rozdzielczość przetworników ADC 8 bitów,
- segmentacja akwizycji pamięci,
- 16-kanałowy rejestrator stanów cyfrowych z analizatorem magistrali takich jak CAN, FlexRay, USB czy I²S,
- podwójny generator arbitralny 20 MHz,
- duży 12 calowy ekran dotykowy (pojemnościowy) o rozdzielczości HD,
- rozbudowany i elastyczny interfejs dający wiele rodzajów prezentacji.

Warto także zwrócić uwagę na zastosowaną technologię segmentacji akwizycji pamięci, która pozwala na selektywne przechwytywanie i przechowywanie ważnej aktywności sygnału bez rejestrowania nieistotnego czasu bezczynności sygnału, ze znacznikiem czasu każdego segmentu względem pierwszego zdarzenia wyzwalającego. Dzięki temu nie jest potrzebna pamięć akwizycji o dużej pojemności.

http://bit.ly/2Q3Uyou

Kontakt:
www.pl.farnell.com, info-pl@farnell.com, tel. 00800 121 29 67

eprasa.pl 41c5c37c32

Dylemat konstruktora

Oscyloskop nie zawsze musi być przyrządem o najwyższych parametrach i wielu dodatkowych funkcjonalnościach. W serwisie sprzętu elektronicznego lub w pracowni hobbysty nawet podstawowy model przyspieszy prace i pomoże w zrozumieniu wielu technicznych zagadnień.

Polecane rozwiązanie

Spośród oscyloskopów o niewygórowanych parametrach warto wziąć pod uwagę przyrządy marki Multicomp Pro. W ofercie znajduje się wiele modeli o różnorodnych konfiguracjach.

Model MP720012 charakteryzuje się dużym, 8-calowym, czytelnym wyświetlaczem (800×600), ponadto:

- oscyloskop 2 kanałowy, pasmo 100 MHz,
- próbkowanie 1 GSps, pamięć 1 M,
- rozdzielczość przetworników ADC 8 bitów.

http://bit.ly/2EY16Y3

Model MP720013 został wyposażony w 16 kanałowy rejestrator przebiegów cyfrowych, a ponadto ma:

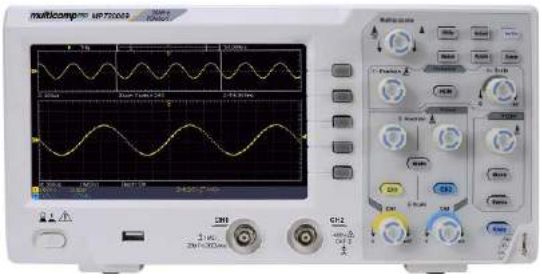
- oscyloskop 2 kanałowy, pasmo 100 MHz,
- próbkowanie 1 GSps, pamięć 2 M,
- rozdzielczość przetworników ADC 8 bitów,
- duży 8-calowy wyświetlacz (640×480).

http://bit.ly/2Q1Xcni

Model MP720025 został wyposażony w 4 kanały analogowe, a ponadto ma:

- pasmo 100 MHz,
- próbkowanie 1 GSps, pamięć 40 M,
- rozdzielczość przetworników ADC 8 bitów,
- duży 8-calowy wyświetlacz (640×480),
- dekodowanie magistrali I²C, SPI, RS232 oraz CAN.

http://bit.ly/2se9YGl



Model MP720009 z rodziny Eco Series charakteryzuje się przystępną ceną, a jego podstawowe parametry to:

- oscyloskop 2-kanałowy, pasmo 20 MHz,
- próbkowanie 100 MSps, pamięć 10 k,
- rozdzielczość przetworników ADC 8 bitów,
- wyświetlacz 7-calowy (800×480),

http://bit.ly/2Qorcst

Kontakt:
www.pl.farnell.com, info-pl@farnell.com, tel. 00800 121 29 67

Oscyloskopy

eprasa.pl 41c5c37c32

Dylemat konstruktora

Oscyloskop w pracowni serwisowej jest niezbędnym przyrządem. Jednak czasami pomiarów nie można dokonać na stanowisku, ponieważ diagnostyki i szybkiej naprawy wymaga maszyna unieruchomiona gdzieś w terenie. Proszę o ofertę na solidny oscyloskop przenośny – skopometr.

Polecane rozwiązanie

Polecanym dystrybutorem oscyloskopów, który posiada w ofercie także urządzenia przenośne, jest firma MERAZET. Pierwszą propozycją jest urządzenie marki FLUKE, model 124B, jego podstawowe parametry i funkcje:

- Oscyloskop cyfrowy 40 MHz lub 20 MHz z podwójnym wejściem,
- Dwa multimetry cyfrowe z True-RMS,
- Podwójny rejestrator z automatycznym skalowaniem,
- Gwarancja 3 lata.

Drugą propozycją jest przyrząd marki METRIX, model OX9102 Scopix IV, jego podstawowe parametry i funkcje:

- Oscyloskop cyfrowy 100 MHz, 2 izolowane kanały,
- Multimetr, analizator i rejestrator, z możliwością podglądu,
- Podświetlany dotykowy ekran WVGA TFT o przekątnej 7”,
- Szybkie ładowanie w ciągu 2 godzin, czas pracy na akumulatorze do 8 godzin.

Trzecim poleconym skopometrem jest model GDS310 marki GW INSTEK, jego podstawowe parametry i funkcje:

- Oscyloskop 100 MHz, 2 kanały z pamięcią 5 M na kanał,
- Multimetr cyfrowy, logger do 30 tys. rekordów
- Wyświetlacz LCD kolorowy, dotykowy, o przekątnej 7”,
- Wbudowany kalkulator inżyniera i inne przydatne aplikacje.

Więcej informacji

Firma Merazet posiada jedną z najbardziej kompleksowych ofert na rynku aparatury kontrolno-pomiarowej. Wspiera krajowe i zagraniczne firmy, dostarcza urządzenia m.in. instytucjom państwowym, uczelniom i ośrodkom naukowo-badawczym. Dysponuje własnym serwisem i laboratorium pomiarowym, które świadczą m.in. usługi napraw gwarancyjnych, pogwarancyjnych, przeglądów i kalibracji.

Kontakt:

MERAZET Spółka Akcyjna
60-203 Poznań
ul. J. Krauthofera 36

tel. +48 61 8644 600
poczta@merazet.pl
www.merazet.pl

eprasa.pl 41c5c37c32

FTP WSZYSTKIE POPRZEDNIE ODCINKI KURSU SĄ DOSTĘPNE NA STRONIE WWW.MEDIA.AVT.PL

Systemy dla Internetu Rzeczy (33)

Zestaw czujnikowy LPSTK – CC1352R LaunchPad SensorTag

Nowy zestaw czujnikowy CC1352R LaunchPad SensorTag firmy Texas Instruments umożliwia projektowanie bezpiecznych, niskoenergetycznych, wielopasmowych sieci czujników w kilka minut. Kompletna, zasilana bateryjnie bezprzewodowa platforma do prototypowania systemów Internetu Rzeczy może przyspieszyć realizację wielu różnych pomysłów, czemu sprzyjają wbudowane czujniki: wilgotności względnej i temperatury, oświetlenia otoczenia, trzyosiowy czujnik ruchu oraz czujnik magnetyczny.

Nowy zestaw CC1352R LaunchPad SensorTag (o oznaczeniu LPSTK-CC1352R) jest już kolejnym zestawem z nazwą SensorTag [4]. Należy do platformy *SimpleLink MCU Platform* [1]. Pierwszy był zestaw *CC2541 SensorTag Development Kit*. Następny to (bestseler) *CC2650 SensorTag*, nazywany też SensorTag 2 [S1]. Następnie pojawiły się trzy warianty zestawu *SimpleLink CC1350 SensorTag* [S10].

W nowym zestawie, o pełnej nazwie *SimpleLink multi band CC1352R wireless MCU Launchpad SensorTag kit*, został zastosowany najnowszy procesor komunikacyjny CC1352R należący do platformy SimpleLink [2]. Jednak na stronie opisującej zestaw LPSTK wymieniany jest także układ CC1352P [3]. Jest on kompatybilny pinowo z układem CC1352R, co rzeczywiście umożliwia jego zastosowanie na tej samej płytce drukowanej. Zestaw zawiera cztery scalone czujniki niskiej mocy: wilgotności względnej i temperatury, oświetlenia otoczenia, trzyosiowy czujnik ruchu oraz czujnik magnetyczny (z zastosowaniem efektu Halla). Jako zasilanie zostały zastosowane dwie baterie rozmiaru AAA, z możliwością zastosowania również baterii CR2032. Na płytce drukowanej zestawu zostały zastosowane dwa złącza 20-pinowe zgodne ze standardem BoosterPack. Umożliwia to dołączanie standardowych modułów rozszerzeń platformy SimpleLink.

Zestaw jest dostarczany z domyślenie zainstalowanym oprogramowaniem o nazwie *Multi Sensor* [9]. Umożliwia ono komunikację z wykorzystaniem protokołu BLE, ze smartfonem z aplikacją *SimpleLink Starter* dostępną na system iOS i Android. Szczególną zaletą zestawu CC1352R LaunchPad SensorTag jest możliwość jednoczesnej transmisji dwuzakresowej z różnymi protokołami komunikacyjnymi.

Dokumentacja

Pomysły dotyczące sposobu dokumentowania wyrobów firmy Texas Instruments ciągle się zmieniają. Jest tendencja do zamieszczania nowych opisów w portalu TIREX [21] oraz zamieszczania prezentacji wideo [12-15]. W poszukiwaniu informacji dotyczących zestawu *CC1352R LaunchPad SensorTag* najbardziej przydatna jest strona

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 41c5c37c32

produktu [4]. Zgromadzone są na niej informacje i odnośniki do dokumentów, opisu wspomagania sprzętowego i programowego, wersji i dostępności układów oraz przykładowych projektów z jego zastosowaniem i wiele innych.

Rozmieszczenie sygnałów i napięć na złączach standardu BoosterPack z sygnałami wyprowadzeń I/O procesora zestawu *CC1352R LaunchPad SensorTag* jest pokazane w dokumencie *LPSTK-CC1352R Quick start guide* [5]. Pliki konstrukcyjne płytki i schemat zestawu LPSTK są zamieszczone w pliku *LPSTK-CC1352R Design Files* [7] dostępnym ze strony produktu [4].

Ogólne omówienie zasobów platformy SimpleLink jest zamieszczone w dokumencie *Deep dive into the tools and development kits of the SimpleLink MCU platform* [6].

Zasoby programowe i opisy są zamieszczone w pakiecie programowym *SimpleLink CC13x2 and CC26x2 software development kit (SDK)* [8]. Rozszerzeniem pakietu SDK jest pakiet SimpleLink Academy zawierający ćwiczenia praktyczne [9, 10].

Opis zestawu CC1352R LPSTK, omówienie budowy, pierwsze eksperymenty z komunikacją BLE ze smartfonem, opis aktualizacji poprzez radio oraz debugowania jest zamieszczony na stronie SimpleLink Academy w warsztacie *LPSTK-CC1352R LaunchPad SensorTag Out of Box Experience* (z drugą nazwą *Meet the SimpleLink LPSTK--CC1352R LaunchPad SensorTag Development Kit*) [9].

Specjalnie dla zestawu CC1352R LPSTK zostały przygotowane trzy przykładowe projekty [9]. Pierwszy projekt o nazwie *BLE Multi Sensor* umożliwia komunikację BLE ze smartfonem i jest fabrycznie programowany do procesora zestawu. Drugi projekt umożliwia pracę zestawu jednocześnie w dwóch pasmach radiowych z dwoma różnymi protokołami. Dokładne omówienie jest zamieszczone w dokumencie *LPSTK TI 15.4 – Stack* [10]. Trzeci projekt dotyczy zastosowania komunikacji z protokołem ZigBee [9]. Porównanie konfiguracji sieci bezprzewodowych tworzonych z zastosowaniem zestawu CC1352R LPSTK jest omówione w *Innovate, accelerate and connect across frequency bands and protocols with the SimpleLink MCU platform* [11].

Na portalu TI w sekcji szkoleń są zamieszczone bardzo przydatne prezentacje wideo. W prezentacji *LaunchPad SensorTag kit out-of-box experience* została pokazana praca z zestawem CC1352R LPSTK prosto z pudełka [12].

W następnej prezentacji *Multi-protocol ZigBee and Bluetooth wireless switch demo with LPSTK-CC1352R* została pokazana jednoczesna praca z sieciami bezprzewodowymi z protokołem BLE oraz ZigBee [13]. Przykłady różnych sposobów użycia zestawu CC1352R LPSTK zostały pokazane w prezentacji *TI wireless sensor kit* [14]. W ostatniej prezentacji *Flexible power options for LPSTK-CC1352R: Soldering coin cell battery holder* jest pokazane, jak zalutować koszyczek baterii CR2032 na płytkę drukowaną zestawu [15]. W najnowszej prezentacji *Long-range, multi-band sensor networks with LPSTK-CC1352R* pokazana jednoczesna praca z dwoma sieciami bezprzewodowymi z protokołami: BLE w pasmie 2,4 GHz oraz IEEE 802.15.4 w pasmie Sub-1 GHz (duży zasięg) [23].

Procesor CC1352R

Wielordzeniowy procesor CC1352R1F3 typu SOC (*System on Chip*) rodziny SimpleLink CC13xx firmy Texas Instruments jest przeznaczony do komunikacji bezprzewodowej w pasmach ISM 2,4 GHz oraz w pasmie poniżej 1 GHz (Sub-1 GHz) [2]. Należy on do platformy *MCU Platform* [1]. Platforma ta integruje układy scalone, moduły uruchomieniowe, środowisko programowe *Code Composer Studio* (CCS), pakiety programowe *Software Development Kit* (SDK) [8] z warsztatami praktycznymi (*SimpleLink Academy*). Całość jest optymalizowana pod kątem tworzenia projektów dla Internetu Rzeczy. Zapewniona jest pełna przenośność kodu w ramach platformy. W pamięci ROM układu scalonego został zamieszczony kod: TI-RTOS, Drivers, Bootloader, Bluetooth low energy Controller, Thread oraz IEEE 802.15.4 MAC.

Układ scalony CC1352R ma rdzeń aplikacyjny ARM Cortex-M4F (48 MHz) z dużą ilością pamięci Flash – do 352 kB oraz pamięć RAM do 256 kB [2]. Osobny rdzeń komunikacyjny ARM Cortex-M0 (48 MHz) jest przeznaczony do obsługi modułu radiowego.

Trzeci rdzeń *Sensor Controller* (24 MHz, 4 kB RAM) jest przeznaczony do autonomicznej obsługi układów peryferyjnych. Ma sprzętowy układ mnożenia z akumulacją i dynamiczne sterowanie poborem mocy.

W układzie CC1352R zastosowano akceleratory obsługujące szyfrowanie AES-128/256, SHA2-512, krzywe eliptyczne (ECC), RSA-2048, a także generator liczb losowych (TRNG). W obudowie 7×7 mm VQFN48 układ CC1352R udostępnia 31 wyprowadzeń GPIO. Cechuje się bardzo niskim poborem mocy. Dzięki wbudowanemu przetwornikowi DC/DC może być zasilany napięciem o szerokim zakresie 1,8...3,8 V. Układ radiowy pobiera stosunkowo mało prądu: RX 5,7 mA, TX 14 mA (+10 dBm, 868 MHz).

W stanie aktywnym rdzeń aplikacyjny ARM Cortex-M4F pobiera 2,82 mA (59 μA/MHz). Jeszcze niższy pobór mocy wykazuje rdzeń *Sensor Controller*. Na przykład przy próbkowaniu ADC co 1 sekundę pobiera tylko 1 μA, w stanie Standby: 0,8 μA (RTC pracuje), w stanie Shutdown: 105 nA (budzenie po przyjściu sygnału przerwania).

Układ scalony CC1352R obsługuje 10 protokołów komunikacyjnych:

- w pasmie 2,4 GHz: Bluetooth 5 low Energy, IEEE 802.15.4g (Thread, ZigBee, Wireless M-Bus, autorskie),
- w pasmie Sub-1 GHz: IEEE 802.15.4 (6LoWPAN, KNX RF, Wi--SUN, autorskie).

Obsługa standardu Bluetooth 5 obejmuje transmisję high-speed 2 Mbps, 500 kbps oraz 125 kbps long range.

Obsługa standardu „2,4-GHz IEEE 802.15.4-2011 physical layer" obejmuje: 2 Mchips per second Offset-QPSK z DSSS 1:8. Dostarczany jest też darmowy stos dla komunikacji Thread oraz ZigBee.

Układ daje możliwość jednoczesnej (concurrent) pracy w dwóch sieciach bezprzewodowych z użyciem różnych protokołów transmisji w sposób transparentny dla użytkownika. Obecnie układ scalony CC1352R jest dostępny z serii produkcyjnej o oznaczeniu CC1352R1F3 (PG1.1, Rev.E) [2].

W poszukiwaniu informacji dotyczących układu CC1352R najbardziej jest przydatna strona produktu [2]. Zgromadzone są na niej informacje i odnośniki do dokumentów opisu, wspomagania sprzętowego i programowego, wersji i dostępności układów oraz przykładowych projektów z jego zastosowaniem oraz wiele innych.

Procesor CC1352P

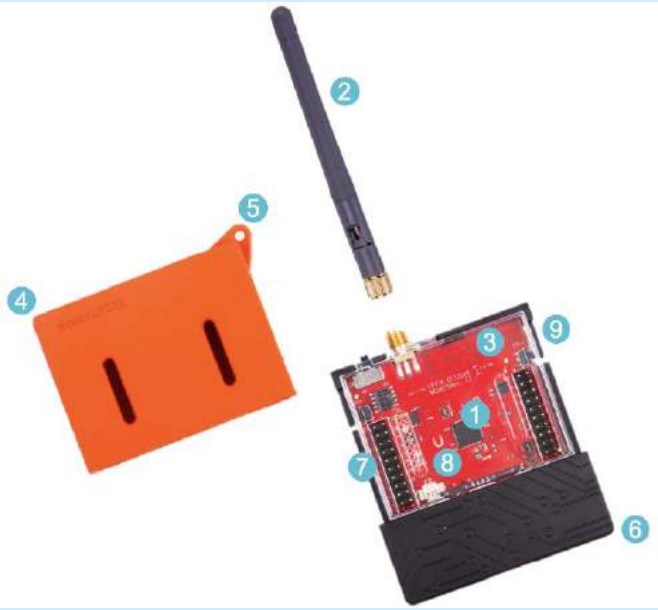
Procesor CC1352P jest w pełni kompatybilną wersją układu CC1352R z dodatkowym zintegrowanym wzmacniaczem mocy +20 dBm [3], który znacznie zwiększa zasięg przy niskim poborze prądu, do 60 mA. Może być przydatny w systemach automatyki budynków oraz sieciach czujników. Obecnie układ scalony CC1352P jest dostępny z serii produkcyjnej o oznaczeniu CC1352P1F3 (PG1.1, Rev.E) [3].

Budowa zestawu CC1352R LaunchPad SensorTag

Płytka drukowana zestawu CC1352R LPSTK jest umieszczona w górnej części czarnej plastikowej obudowy (**rysunek 1**). Dolna część tej obudowy zawiera dwie baterie rozmiaru AAA (6). Na część górną nakładana jest czerwona osłona silikonowa z otworami (4). Osłona ma specjalny otwór do zamocowania „smyczki" (5). Na środku płytki drukowanej jest zamontowany układ scalony procesora komunikacyjnego CC1352R1 (1). Wokół niego są zamontowane układy scalone czujników (8) oraz dioda RGB LED. Po obu stronach płytki drukowanej są zamontowane złącza w standardzie BoosterPack, dające dostęp do nóżek wejścia/wyjścia tego procesora (7). Na krawędzi płytki jest zamontowany wyłącznik zasilania oraz dwa przyciski użytkownika (9). W prawym górnym rogu płytki drukowanej jest

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 1. Zestaw czujnikowy CC1352R LaunchPad SensorTag [4]

wykonana w technice powierzchniowej antena zakresu 2,4 GHz (3). Na górnej krawędzi płytki zamontowane jest gniazdko SMA do zewnętrznej anteny (prętowej) dla zakresu Sub-1 GHz (2). Całość ma rozmiary: 5,0×6,7×1,4 cm.

Zestaw zawiera: płytkę układu w czarnej obudowie z czerwoną osłoną, 10-żyłowy kabel SWD (ARM) do złączy debugowych JTAG, przegubową antenę prętową ze złączem SMA dla pasma Sub-1 GHz, dwa kabelki z wtyczkami na gold piny oraz *LPSTK-CC1352R Quick start guide* [5].

Zestaw nie zawiera baterii rozmiaru AAA oraz zestawu startowego *SimpleLink CC1352R wireless MCU LaunchPad development kit* (LAUNCHXL-CC1352R1) rekomendowanego do debugowania.

Czujniki

Zestaw CC1352R LaunchPad SensorTag zawiera kilka czujników MEMS niskiej mocy:

- Czujnik oświetlenia otoczenia (podczerwieni) OPT3001 (Texas Instruments) [17],
- Czujnik wilgotności względnej i temperatury HDC2080 (Texas Instruments) [18],
- Czujnik magnetyczny DRV5032 z zastosowaniem efektu Halla (Texas Instruments) [19],
- Trzyosiowy czujnik ruchu (akcelerometr) ADXL362 (Analog Devices) [20].

Dodatkowe elementy zestawu:

- Dioda LED RGB,
- Pamięć SPI FLASH-NOR 1 MB MX25R8035FZUIL0 (Macronics),
- Dwa przyciski użytkownika: lewy (SW1) i prawy (SW2),
- Złącza rozszerzeń w standardzie BoosterPack z sygnałami wyprowadzeń I/O procesora,
- Standardowe złącze debuggera JTAG (typu ARM 10-pin),
- Zasilanie: 1,8...3,8 V, typowo 3 V ze złącza baterii,
- Opcjonalnie można zalutować na płytkę drukowaną pojemnik na baterię CR2032.

Budowa płytki drukowanej zestawu CC1352R LaunchPad SensorTag

Cała elektronika zestawu *CC1352R LPSTK* jest umieszczona na jednej czterowarstwowej płytce drukowanej (MCU071 Rev. A) [7]. Jest ona zorganizowana w bardzo podobny sposób jak płytka zestawu *CC13x2R1 LaunchPad* [S15]. Bardzo ciekawym pomysłem jest oznaczanie miejsca zalutowania układów scalonych czujników symbolami logo (ikonek) wyróżniającymi czujnik. Istotne elementy mają wydrukowane osobne oznaczenia.

Układ scalony procesora komunikacyjnego CC1352R1 (U1) został zastosowany w standardowej konfiguracji pracy. Do układu są dołączone, umieszczone na płytce, rezonatory kwarcowe: głównego zegara systemowego 48 MHz (Y2) oraz zegara RTC 32,768 kHz (Y1). Jest także umieszczona zewnętrzna pamięć Flash 8 Mbit MX25R8035 (U2) bardzo małej mocy dołączona do procesora, obsługiwana poprzez 4-sygnałowe łącze SPI: sygnał SCLK na wyprowadzenie DIO10, sygnał MOSI na wyprowadzenie DIO9, sygnał MISO na wyprowadzenie DIO8, sygnał nCS na wyprowadzenie DIO20.

Układy scalone czujników wilgotności względnej i temperatury (HDC2080, U3) oraz oświetlenia otoczenia (OPT3001, U6) są dołączone do układu CC1352R1 (U1) poprzez szynę standardu I²C: sygnał WMCU_SCL na wyprowadzenie DIO4, sygnał WMCU_SDA na wyprowadzenie DIO5. Linie szyny I2C mają dołączone rezystory podciągające 3,3 kΩ do napięcia VDD. Wyprowadzenie przerwania czujnika wilgotności względnej i temperatury (HDC2080, U3) jest dołączone do wyprowadzenia DIO25. Wyprowadzenie przerwania czujnika oświetlenia otoczenia (OPT3001, U6) jest dołączone do wyprowadzenia DIO27.

Wyprowadzenie wyjścia czujnika magnetycznego DRV5032 (U4) jest dołączone do wyprowadzenia DIO23 procesora CC1352R1 (U1). Trzyosiowy czujnik ruchu ADXL362 (U5) jest dołączony do układu CC1352R1 (U1) poprzez łącze standardu SPI: sygnał SCLK na wyprowadzenie DIO10, sygnał MOSI na wyprowadzenie DIO9, sygnał MISO na wyprowadzenie DIO8, sygnał ACC_nCS na wyprowadzenie DIO11. Wyprowadzenie przerwania jest dołączone do wyprowadzenia DIO30.

Pięć sygnałów portu JTAG procesora CC1352R1 (U1) jest doprowadzonych do łącza JTAG (P2) typu ARM 10-pin. Sygnały te są również dostępne na łączu J3 standardu BoosterPack. Dodatkowo trzy sygnały są doprowadzone do pola lutowniczego dla łącza P3.

Przyciski

Przycisk SW1 (lewy, oznaczenie BTN-1) jest dołączony jednym końcem do masy oraz drugim do rezystora szeregowego 100 Ω i do wyprowadzenia sygnału DIO_15 (wyprowadzenie 21) układu CC1352R1. Jeśli wyprowadzenie jest skonfigurowane jako wejście, to przyciśnięcie SW1 powoduje wymuszenie na nim niskiego poziomu logicznego. Przycisk SW2 (prawy, oznaczenie BTN-2) jest również dołączony jednym końcem do masy oraz drugim do rezystora szeregowego 100 Ω oraz do wyprowadzenia sygnału DIO_14 (wyprowadzenie 131) układu CC1352R1. Rezystancje szeregowe są na tyle duże, że w przypadku skonfigurowania wyprowadzeń układu CC1352R1 jako wyjście, to przyciśnięcie przycisku nie spowoduje uszkodzeń. Podłączenie przycisków jest takie same jak na płytce zestawu *CC13x2R1 LaunchPad* [S15].

Diody LED RGB

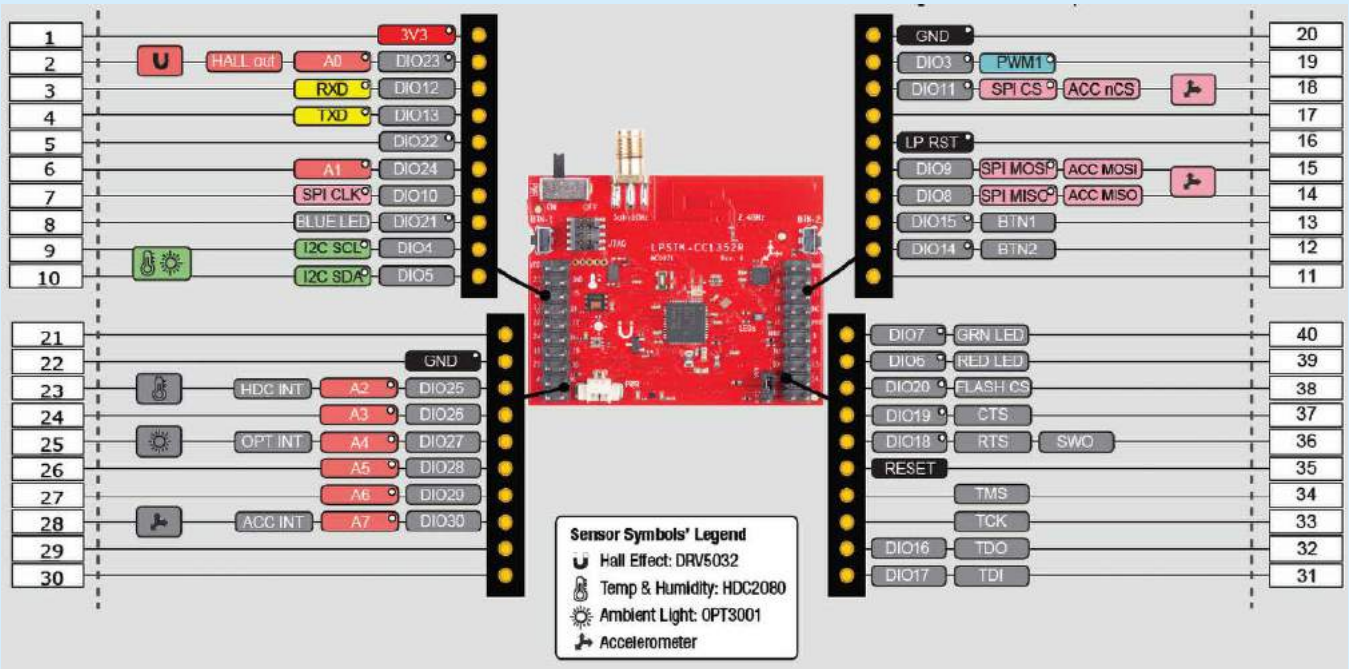
Sygnał DIO6 (wyprowadzenie 11) jest dołączony do wejścia tranzystora Q3 podłączonego do diody czerwonej RGB (CR1, oznaczenie LEDs) i przez rezystor 180 Ω do masy. Sygnał DIO7 (wyprowadzenie 12) jest dołączony do wejścia tranzystora Q2 podłączonego do diody zielonej RGB (CR1) i przez rezystor 180 Ω do masy. Podłączenie diody czerwonej i zielonej jest zgodne z płytką zestawu *CC13x2R1 LaunchPad* [S15]. Sygnał DIO21 (wyprowadzenie 31) jest dołączony do wejścia tranzystora Q1 podłączonego do diody niebieskiej RGB (CR1) i przez rezystor 220 Ω do masy.

Złącza rozszerzeń w standardzie BoosterPack

Na złączach J2 oraz J3 jest udostępnionych 26 wyprowadzeń wejścia-wyjścia (GPIO) układu scalonego CC1352R1 oznaczanych jako „DIOxx", gdzie xx – numery od 01 do 31 (**rysunek 2**). Numery te są wydrukowane na płytce obok poszczególnych nóżek złączy.

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 2. Dołączenie wyprowadzeń układu scalonego CC1352R do złączy standardu BoosterPack zestawu LPSTK [5]

Wyprowadzone jest też połączenie do sygnału Reset procesora. Sygnały łącza JTAG są również doprowadzone poprzez cztery rezystory. Jednak dwa rezystory nie są fabrycznie zainstalowane. Sposób rozmieszczenia wyprowadzeń dobrze pokazuje rysunek 2. Rozmieszczenie sygnałów i napięć jest (prawie) zgodne z płytką zestawu *CC13x2R1 LaunchPad* [S15]. Jedyna różnica polega na braku napięcia 5V na wyprowadzeniu J2.2.

Anteny

Dopasowanie systemu antenowego ma decydujący wpływ na jakość pracy układu komunikacji radiowej, szczególnie przy bardzo małych mocach. Układ scalony CC1352R ma osobne różnicowe wyprowadzenia dla obsługi transmisji w paśmie 2,4 GHz oraz w paśmie Sub-1 GHz.

Firma Johanson Technology opracowała specjalnie dla niego zintegrowany podwójny układ IPC (*Integrated Passive Component*), oznaczenie 0900PC15A0036 (TR1) o rozmiarach tylko 2×1,25×1 mm [16]. Jego zastosowanie redukuje liczbę koniecznych komponentów z 23 do 3 przy znacznej redukcji wymaganej powierzchni oraz kosztu. Zapewnia on dopasowanie impedancyjne, ballun oraz filtrację harmonicznych jednocześnie w dwóch torach: 2,4...2,5 GHz oraz 862...928 MHz. Tor Sub-1 GHz jest dołączony do gniazdka antenowego J1 typu SMA (oznaczenie Sub-1 GHz). Tor 2,4 GHz jest dołączony do anteny A1 (oznaczenie 2,4 GHz) zrealizowanej bezpośrednio na płytce drukowanej. Zaletą anteny PCB jest niska cena oraz dobra jakość (po dokładnym zweryfikowaniu działania kolejnych wersji płytki drukowanej).

Na płytce drukowanej jest też zamontowane gniazdko radiowe P1 (typu uSMA). Po przelutowaniu kondensatora C11 w pole C9 (zaraz obok) będzie ono dołączone do wyjścia układu TR1. Takie zorganizowanie wyprowadzenia sygnału radiowego na dwie anteny sugeruje możliwość (w przyszłości?) jednoczesnej pracy w obu zakresach.

Czujnik oświetlenia otoczenia OPT3001

Scalony czujnik oświetlenia otoczenia OPT3001 firmy Texas Instruments wykonuje pomiar poziomu oświetlenia [17]. Charakterystyka spektralna czujnika jest zbliżona do charakterystyki ludzkiego oka. Układ wykazuje bardzo dobre tłumienie podczerwieni. Wbudowana automatyka pomiaru umożliwia uzyskanie zakres pomiarowego od 0,01 lx do 83 klx. Odpowiada to 23-bitowemu zakresowi dynamiki pomiarowej. Układ OPT3001 obsługuje łącze komunikacyjne w standardzie I²C fast 400 kHz.

Czujnik wilgotności względnej i temperatury HDC2080

Układ scalony HDC2080 firmy Texas Instruments jest wykonany w technologii pojemnościowej [18]. Udostępnia 14-bitowe pomiary wilgotności względnej w zakresie 0...100% z dokładnością ±2% RH (w zakresie 20...80% RH). Czas odpowiedzi wynosi (τ 0...63%) 8 s, dryft długoterminowy (20...80% rH) 0,25% RH/rok, a histereza ±1% RH. Dodatkowo wykonywany jest 14-bitowy pomiar temperatury. Umożliwia to wewnętrzne skompensowanie termiczne pomiarów. Układ jest skalibrowany fabrycznie. Pracuje z szerokim zakresem zasilania 1,62...3,6 V. Pobiera 650 µA średnio przy odczycie 1 Hz oraz 50 nA w stanie uśpienia. Układ obsługuje łącze komunikacyjne standardu I²C oraz SPI. Dostarczany jest w małej obudowie 2×2×0,9 mm. Układ zawiera wewnętrzny grzejnik włączany programowo.

Czujnik magnetyczny DRV5032 z zastosowaniem efektu Halla

Układ scalony DRV5032 firmy Texas Instruments to ultraenergooszczędny czujnik Halla z cyfrowym przełącznikiem [19]. Układ ustawia wyjście w stan niski, gdy wykrywana gęstość strumienia magnetycznego przekroczy próg. Wyjście pozostaje w stanie niskim, dopóki gęstość strumienia nie spadnie poniżej progu, a następnie ustawiany jest stan wysoki albo stan wysokiej impedancji, w zależności od wersji urządzenia. Dzięki wbudowanemu oscylatorowi urządzenie próbkuje pole magnetyczne i aktualizuje stan wyjścia z częstotliwością 20 lub 5 Hz. Układ oferowany jest w różnych wersjach: poziomu progu gęstości strumienia magnetycznego (3,9/4,8/9,5/63 mT), częstotliwości próbkowania (5/20 Hz), sterowania wyjścia (push-pull/oper-drain). Działa w zakresie zasilania od 1,65...5,5 V w małej obudowie (SOT-23/X2SON). Pobiera bardzo mało prądu: wersja 5 Hz: 0,54 µA (1,8 V), wersja 20 Hz: 1,6 µA (3 V).

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 41c5c37c32

Trzyosiowy czujnik ruchu (akcelerometr) ADXL362

Układ scalony ADXL362 firmy Analog Devices to 3-osiowy akcelerometr MEMS z wyjściem cyfrowym oraz z wbudowanym czujnikiem temperatury [20]. Układ pracuje z szerokim zakresem zasilania 1,6...3,6 V. Pobiera on nadzwyczaj mało prądu 1,8 μA dla pomiarów 100 Hz, tylko 270 nA w trybie uśpienia (pomiar ok. 6 Hz) z wykrywaniem zdarzeń oraz tylko 10 nA w stanie głębokiego uśpienia. Zawiera programowalny generator sygnału przerwania aktywowanego po wykryciu ruchu w trzech osiach (z ustawianiem progu) lub swobodnego upadku. Układ umożliwia skalowanie zakresu pomiarowego od ±2 g do /±8 g oraz częstotliwości pomiarów od 12,5 Hz do 400 Hz. Układ obsługuje łącze komunikacyjne standardu SPI z osobnym napięciem od 1,8...3,3 V.

Zasilanie

Płytka zestawu CC1352R LPSTK jest zasilana napięciem 3 V (typ.) z dwóch baterii rozmiaru AAA wkładanych w dolnej części obudowy zestawu. Ich napięcie jest dołączane do złącza P4 (oznaczenie PWR) na płytce drukowanej. Jest możliwość zasilania płytki również z baterii CR2032. W tym celu można na dolnej stronie płytki drukowanej zalutować pojemnik na baterię CR2032. Sposób wykonania tej operacji jest pokazany na prezentacji wideo [15].

Napięcie z obu źródeł doprowadzone jest do złącza P5 (oznaczenia: AAA, *Coin*) w postaci trzech wyprowadzeń typu goldpin. Pozwala to na wybór źródła zasilania standardową zworką. Wybrane napięcie jest podawane na wyłącznik SW3 (oznaczenie PWR) umieszczony na górnej krawędzi płytki drukowanej. Ma on dwie pozycje oznaczone: ON i OFF. Dalej napięcie wejściowe jest podawane na wejście układu scalonego przełącznika elektronicznego, TPS22910A (U7). Układ jest skonfigurowany na stałe włączenie i przy małej rezystancji włączenia 61 mΩ pracuje jako aktywne zabezpieczenie przed podaniem wejściowego napięcia o odwrotnej polaryzacji. Zabezpiecza też przed spadkiem napięcia wejściowego poniżej 1,2 V. Napięcie wyjściowe VDD z układu przełącznika jest dołączone do układów scalonych wszystkich czujników, pamięci Flash oraz diod LED. Jest też wyprowadzone na złącze standardu BoosterPack (J2.1) oraz JTAG (P2.1). Napięcie VDD, poprzez dławik FL1, jest też podawane na wyprowadzenia VDDS (1,8...3,8 V) głównego zasilania układu scalonego procesora komunikacyjnego CC1352R1 (U1). Zasilanie domeny cyfrowej (VDDR) oraz modułu radiowego (VDDR_RF) jest realizowane w standardowej konfiguracji z wewnętrzną przetwornicą DC/DC i zewnętrznym dławikiem L1 [2].

Użytkowanie zestawu CC1352R LaunchPad SensorTag

Oprogramowanie dla zestawy CC1352R LPSTK jest dostarczane w ramach pakietu programowego *SimpleLink CC13x2 and CC26x2 software development kit (SDK)* (Ver. 3.40.00.02) [8] wraz z instalowaną najnowszą wersją pakietu SimpleLink Academy (Ver. 3.30.03.00) [9]. Zestaw jest dostarczany z fabrycznie zainstalowanym programem o nazwie *Multi Sensor* [9]. Program obsługuje transmisję bezprzewodową Bluetooth LE ver.5.0. Jego opis znajduje się w pliku README.html w folderze projektu *Multi Sensor* w ścieżce:
C:\ti\simplelink_cc13x2_26x2_sdk_3_40_00_02\examples\rtos\CC1352R1_LAUNCHXL\ble5stack\multi_sensor

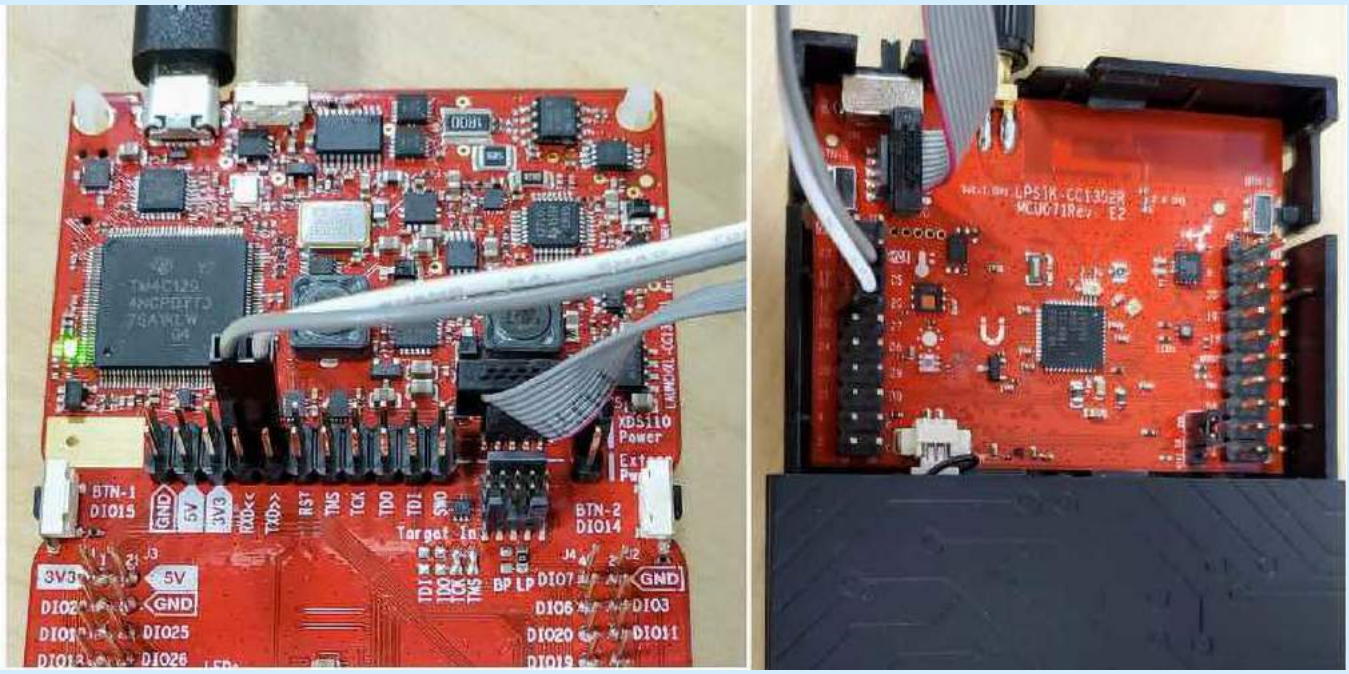
Program *Multi Sensor* umożliwia komunikację z zastosowaniem protokołu BLE pomiędzy zestawem CC1352R LPSTK oraz smartfonem z aplikacją *SimpleLink Starter* (dostępną na system iOS i Android).

Szczególną zaletą zestawu CC1352R LPSTK jest możliwość jednoczesnej transmisji dwuzakresowej z różnymi protokołami komunikacyjnymi. Nową wersję oprogramowania z nowym protokołem transmisji można załadować bezprzewodowo podczas pracy programu *Multi Sensor* z aplikacją *SimpleLink Starter* [9]. Dostępny jest projekt programowy dla pracy zestawu CC1352R LPSTK z protokołem BLE oraz ZigBee. Drugi projekt programowy umożliwia pracę dwuzakresową zestawu CC1352R LPSTK: z protokołem BLE (2,4 GHZ) oraz z protokołem IEEE 802.15.4 (Sub-1 GHz).

Zestaw *LPSTK-CC1352R* jest zgodny programowo z zestawem *CC13x2R1 LaunchPad*. Umożliwia to zastosowanie do niego wielu dotychczas dostępnych projektów.

Debugowanie zestawu CC1352R LaunchPad SensorTag

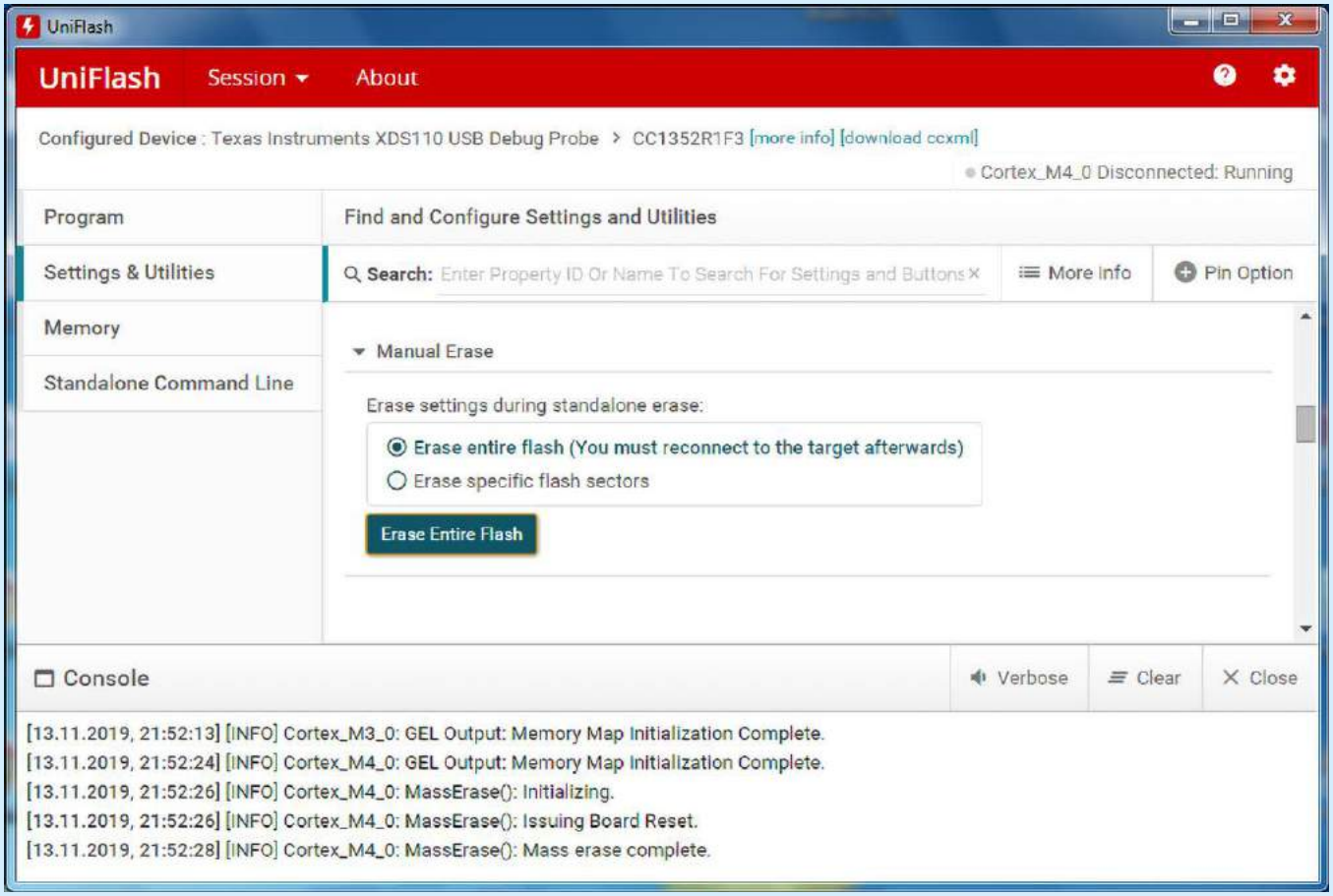
W celu debugowania pracy zestawu CC1352R LPSTK trzeba do łącza JTAG (P2) dołączyć debugger sprzętowy [9]. Może to być debugger standardu XDS110. Najprościej można użyć debuggera XDS110 znajdującego się na płytce zestawu *CC13x2R1 LaunchPad*. W zestawie CC1352R LPSTK załączony jest kabel ARM 10-pin JTAG oraz dwa kabelki z wtyczkami



Rysunek 3. Dołączenie debuggera XDS110 zestawu *CC13x2R1 LaunchPad* do zestawu LPSTK [9]

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 41c5c37c32



Rysunek 4. Czyszczenie całej pamięci Flash układu CC1352R1

Wybrane pozostałe artykuły kursu „Systemy dla Internetu Rzeczy"

[S1] Zestaw CC2650 SensorTag, EP 12/2016
[S10] Zestaw CC1350 SensorTag, EP 10/2017
[S15] Zestaw CC1352R1 LaunchPad, EP5/2018

Literatura

[1] SimpleLink MCU platform, ***http://bit.ly/2PVbapY***
[2] CC1352R SimpleLink multi-band wireless MCU, Texas Instruments, ***http://bit.ly/35tHuqc***
[3] CC1352P SimpleLink multiband wireless MCU with integrated power amplifier, Texas Instruments, ***http://bit.ly/2PNqPYe***
[4] SimpleLink multi band CC1352R wireless MCU Launchpad SensorTag kit LPSTK-CC1352R, Texas Instruments, ***http://bit.ly/38GI1ar***
[5] LPSTK-CC1352R Quick start guide, 26 Nov 2019, Texas Instruments, ***http://bit.ly/35sTOr0***
[6] Deep dive into the tools and development kits of the SimpleLink MCU platform (SWAY002B), Adrian Fernandez, Henry Wiechman, 25 Sep 2019, Texas Instruments, ***http://bit.ly/2YR1oJn***
[7] LPSTK-CC1352R Design Files ZIP 15 Oct 2019, Texas Instruments, ***http://bit.ly/38Eicrr***
[8] SimpleLink CC13x2 and CC26x2 software development kit (SDK) (Ver. 3.40.00.04), Texas Instruments, ***http://bit.ly/38I8TXC***
[9] SimpleLink Academy, LPSTK-CC1352R LaunchPad SensorTag Out of Box Experience, Texas Instruments, ***http://bit.ly/2st7tQ4***
[10] SimpleLink Academy, LPSTK TI 15.4 – Stack, Texas Instruments, ***http://bit.ly/34jjR2o***
[11] Innovate, accelerate and connect across frequency bands and protocols with the SimpleLink MCU platform, Adrian Fer, Nov 6, 2019, Texas Instruments, ***http://bit.ly/2PP5KfX***
[12] 3.23 Connect: LaunchPad SensorTag kit out-of-box experience, Video 5:02, November 3, 2019, Texas Instruments, ***http://bit.ly/34rjCCp***
[13] 3.24 Connect: Multi-protocol ZigBee and Bluetooth wireless switch demo with LPSTK-CC1352R, Video 4:57, November 6, 2019, Texas Instruments, ***http://bit.ly/2RVFGCw***
[14] Develop. Connect. Expand. TI wireless sensor kit, Video 0:53, November 3, 2019, Texas Instruments, ***http://bit.ly/38Hwjwj***
[15] Flexible power options for LPSTK-CC1352R: Soldering coin cell battery holder, Video 3:32, November 3, 2019, Texas Instruments, ***http://bit.ly/35lY7nP***
[16] Integrated Filter Balun for CC1352 (Matched Filter Balun for CC1352 and CC1352P), SWRA629A, 28 Jun 2019, Texas Instruments, ***http://bit.ly/36DwrLq***
[17] OPT3001 ACTIVE Digital ambient light sensor (ALS) with high-precision human-eye response, Texas Instruments, ***http://bit.ly/2YQJxSV***
[18] HDC2080 ACTIVE ±2% ultra-low-power, digital humidity sensor with temperature sensor, ***http://bit.ly/38IwKXb***
[19] DRV5032 ACTIVE Ultra-Low Power 1.65V to 5.5V Hall Effect Switch, ***http://bit.ly/35qMtrT***
[20] ADXL362 Micropower, 3-Axis, ±2 g/±4 g/±8 g Digital Output MEMS Accelerometer, ***http://bit.ly/34aJuT8***
[21] TI Resource Explorer, TIREX, Texas Instruments, ***http://bit.ly/2EkccWP***
[22] UniFlash, v5.2.0, 8-Nov-2019, Texas Instruments, ***http://bit.ly/2tfQzom***
[23] 3.25 Connect: Long-range, multi-band sensor networks with LPSTK-CC1352R, Video training, Nov 21, 2019, Texas Instruments, ***http://bit.ly/38KW9iL***

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie **www.media.avt.pl**

eprasa.pl 41c5c37c32

na gold piny. Zastosowanie ich do połączenia płytek obu zestawów umożliwia programowanie, debuggowania oraz komunikację UART.

W celu przygotowania zestawów do pracy należy wykonać następujące czynności (**rysunek 3**):

1. Na płytce zestawu *CC13x2R1 LaunchPad* zdejmij wszystkie zworki na złączu izolacyjnym (podwójny grzebień poziomo w środku płytki),
2. Wetknij jedną wtyczkę kabla ARM 10-pin JTAG do złącza *XDS110 OUT* na płytce zestawu *CC13x2R1 LaunchPad,*
3. Wetknij drugą wtyczkę tego kabla do złącza JTAG zestawu CC1352R LPSTK,
4. Dołacz jedną wtyczkę szarego kabelka do pinu RXD zestawu *CC13x2R1 LaunchPad* a drugą wtyczkę do pinu RX (J2.12) zestawu CC1352R LPSTK,
5. Dołacz jedną wtyczkę białego kabelka do pinu TXD zestawu *CC13x2R1 LaunchPad* a drugą wtyczkę do pinu TX (J2.13) zestawu CC1352R LPSTK,
6. Dołącz zestaw *CC13x2R1 LaunchPad* kablem USB do komputera.

Zainstalowany fabrycznie na zestawie CC1352R LPSTK program *Multi Sensor* używa specjalnego programowego bootloadera o nazwie *Boot Image Manager* (BIM) [9]. Jest on umieszczony w pamięci Flash w obszarze niedostępnym podczas zwykłego programowania kodu. Może on utrudniać lub nawet uniemożliwiać uruchomienie innych programów. Aby go usunąć z pamięci Flash, należy użyć programu UniFlash w najnowszej wersji [22]. Po dołączeniu programu do zestawu należy wybrać zakładkę *Settings and Utilities* a następnie w sekcji *Manual Erase* kliknąć na przycisk *Erase Entire Flash* (**rysunek 4**). W oknie *Console* zostaną wyświetlone informacje o rezultatach wykonywanej operacji. Teraz już można zaprogramować do pamięci Flash nowy kod.

Podsumowanie

Nowy zestaw *CC1352R LaunchPad SensorTag* okazał się bardzo udaną konstrukcją. Dobrym pomysłem jest kompatybilność złączy w standardzie BoosterPack (z sygnałami wyprowadzeń I/O procesora) z takimi złączami na zestawie CC13x2R1 LaunchPad. Kolejnym bardzo dobrym pomysłem jest takie dołączenie nowych elementów (czujników), że zestaw LPSTK jest kompatybilny programowo z zestawiem CC13x2R1 LaunchPad. Następnym dobrym pomysłem jest zastosowanie gniazdka antenowego SMA do dołączania anteny pasma Sub-1 GHz oraz dołączenie w zestawie anteny prętowej. Rozwiązuje to problem słabej wydajności toru antenowego zestawu CC13x2R1 LaunchPad. Umożliwia również łatwe rozbudowanie systemu antenowego. Przy obecnym gwałtownym rozwoju techniki antenowej, szczególnie zestawów matrycowych anten, może mieć to bardzo duże znaczenie.

Dobrym pomysłem jest zastosowanie wyłącznika zasilania. Ma to istotne znaczenie przy braku przycisku Reset. W znaczący sposób ułatwia to pracę uruchomieniową i debugową oprogramowania i oszczędza łącze zasilania. Trafnym pomysłem jest zastosowanie autonomicznego zasilania ze standardowych baterii rozmiaru AAA. Umożliwi to wiele nowych zastosowań jako węzły sieci pracujące bezpośrednio w wielu miejscach użytkowania.

Dokładniejszego rozpatrzenia wymaga zagadnienie dołączania zewnętrznego emulatora typu XDS110, dołączania zewnętrznego zasilania oraz dołączania modułów rozszerzeń standardu BoosterPack.

Wydaje się, że główną zaletą nowego zestawu *CC1352R LaunchPad SensorTag* jest możliwość łatwej rozbudowy oraz jednoczesna komunikacja w sieci z protokołem BLE oraz z transmisją dalekiego zasięgu w pasmie Sub-1 GHz z protokołem IEEE 802.15.4. Już te dwie cechy oraz stosunkowo niska cena pozwalają przewidywać, że zestaw zostanie bestselerem.

Zagadnienia programowania dwuzakresowej komunikacji z różnymi protokołami są na tyle skomplikowane, że wymagają osobnego omówienia.

Henryk A. Kowalski
Instytut Informatyki
Politechnika Warszawska

REKLAMA

100% ELEKTRONIKI NA AVT.PL/PRENUMERATA

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

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 41c5c37c32

Eksperymenty z FPGA (2)

W listopadowym numerze EP (EP 11/19) została zaprezentowana płytka do eksperymentów z układem FPGA „zlutowana" w warunkach domowych. Teraz chciałbym zaprosić czytelników do przeprowadzenia kilku ćwiczeń pozwalających lepiej zrozumieć funkcjonowanie układu MAX10. Pierwszą część kursu zakończyliśmy na syntezowaniu projektu.

FTP WSZYSTKIE POPRZEDNIE ODCINKI KURSU SĄ DOSTĘPNE NA STRONIE WWW.MEDIA.AVT.PL

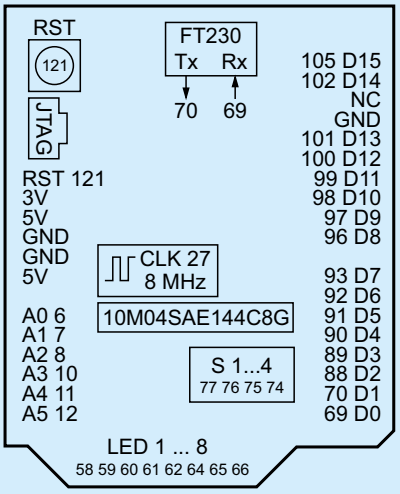
Podłączenie wejść

Po udanej syntezie możemy połączyć wejścia/wyjścia naszego modułu z pinami układu FPGA. W tym celu w znanym nam już panelu *Tasks* w głównym oknie programu Quartus rozwijamy opcję *I/O Assignment Analysis* (ang. analiza połączeń wejść/wyjść) i wybieramy opcję *Pin Planner* (ang. planowanie wyprowadzeń) (**rysunek 21**). Pojawi się nowe okno (**rysunek 22**). W jego środkowej części widzimy rysunek prezentujący obudowę układu scalonego. Dolny panel zawiera natomiast listę wejść i wyjść głównego modułu. Aby je połączyć po prostu chwytamy daną nazwę i przeciągamy ją na odpowiedni pin. Przy wykonywaniu połączeń przydatna będzie ściąga z opisem wyprowadzeń (**rysunek 23**). Kolejne złącza podłączamy zgodnie z **tabelą 1**.

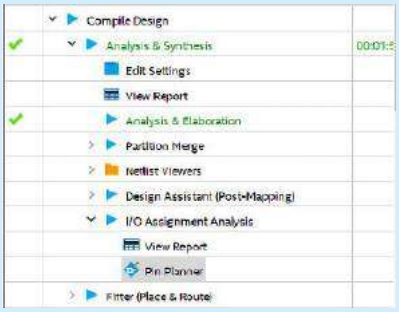
Musimy jeszcze skonfigurować podciąganie wejść przełączników do plusa zasilania. Niestety tej opcji nie ma w domyślnym widoku. Dlatego naciskamy nagłówek tablicy z pinami i wybieramy opcję Customize Columns... (ang. dostosuj kolumny), tak jak pokazuje **rysunek 24**. Pojawi się okno podobne do tego z **rysunku 25**. Na liście Available columns (ang. dostępne kolumny) klikamy opcję Weak Pull-Up Resistor (ang. opornik podciągający do plusa) i przenosimy ją do prawej listy klikając przycisk ze znakiem >. Zatwierdzamy klikając OK. Teraz dla pól in1 i in2 w nowej kolumnie wybieramy opcję on (ang. włączony). Następnie w polu I/O Standart (ang. standard wejścia/wyjścia) ustawiamy dla każdego złącza wartość 3.3-V LVTTL. Gotową konfigurację

Tabela 1. Sposób podłączenia modułu gates do pinów układu FPGA.

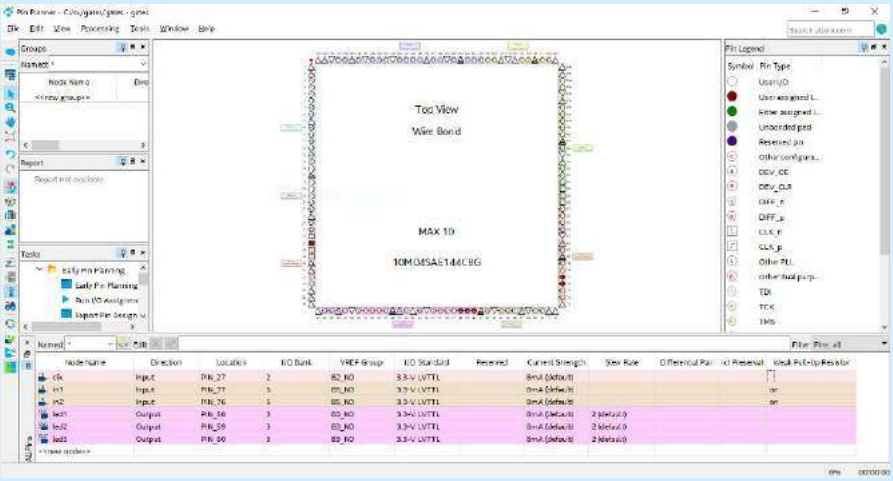
Złącze	Pin
clk	PIN_27
in1	PIN_77
in2	PIN_76
led1	PIN_58
led2	PIN_59
led3	PIN_60



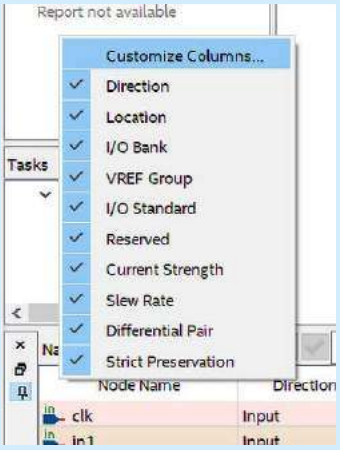
Rysunek 23. Opis pinów płytki *Rysino*



Rysunek 21. Uruchamiamy *Pin Planner* z panelu *Tasks*



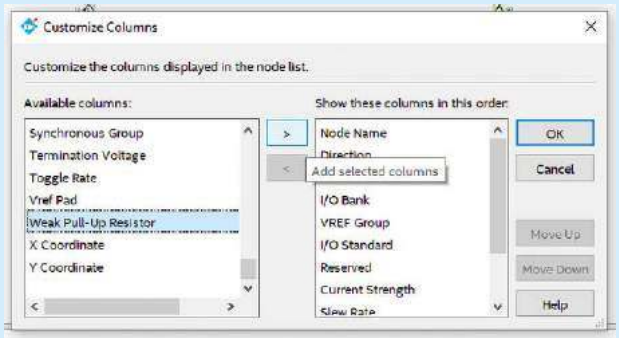
Rysunek 22. Okno programu *Pin Planner*



Rysunek 24. Dodawanie opcji do konfiguracji

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 41c5c37c32



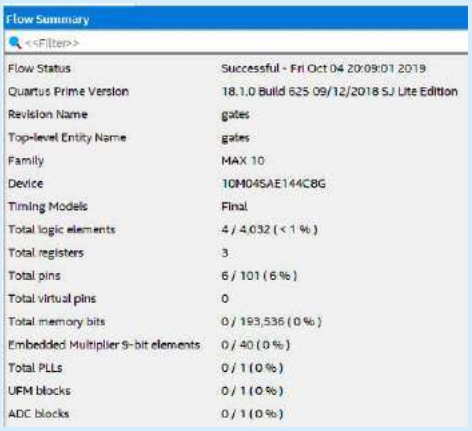
Rysunek 25. Okno konfiguracji listy kolumn

Fitter

Analiza i synteza przygotowały plan w jaki sposób za pomocą dostępnych zasobów zrealizować nasz model. Teraz do pracy może przystąpić *Fitter* (ang. instalator). Zadaniem tego narzędzia jest przyporządkowanie odpowiednich zasobów do konkretnych elementów (*place* – ang. rozmieszczanie) i skonfigurowanie połączeń pomiędzy nimi (*route* – ang. planowanie trasy). Uruchamiamy go dwukrotnie klikając w menu *Tasks* opcję *Fitter*. Jego działanie może chwilę potrwać, u mnie zajęło niecałe 2 minuty. Po jego zakończeniu w oknie Flow Summary pojawiły się już dokładne informację o zużytych zasobach. Jak widzimy na **rysunku 27** nasz projekt korzysta z 4 (a nie jak wskazywała analiza z 3) z 4032 dostępnych elementów logicznych.

Node Name	Direction	Location	I/O Bank	VREF Group	I/O Standard	Reserved	Current Strength	Slew Rate	Differential Pair	Ict Preservat	Weak Pull-Up Resistor
clk	Input	PIN_27	2	B2_N0	3.3-V LVTTL		8mA (default)				
in1	Input	PIN_77	5	B5_N0	3.3-V LVTTL		8mA (default)				on
in2	Input	PIN_76	5	B5_N0	3.3-V LVTTL		8mA (default)				on
led1	Output	PIN_58	3	B3_N0	3.3-V LVTTL		8mA (default)	2 (default)			
led2	Output	PIN_59	3	B3_N0	3.3-V LVTTL		8mA (default)	2 (default)			
led3	Output	PIN_60	3	B3_N0	3.3-V LVTTL		8mA (default)	2 (default)			

Rysunek 26. Gotowa konfiguracja wyprowadzeń



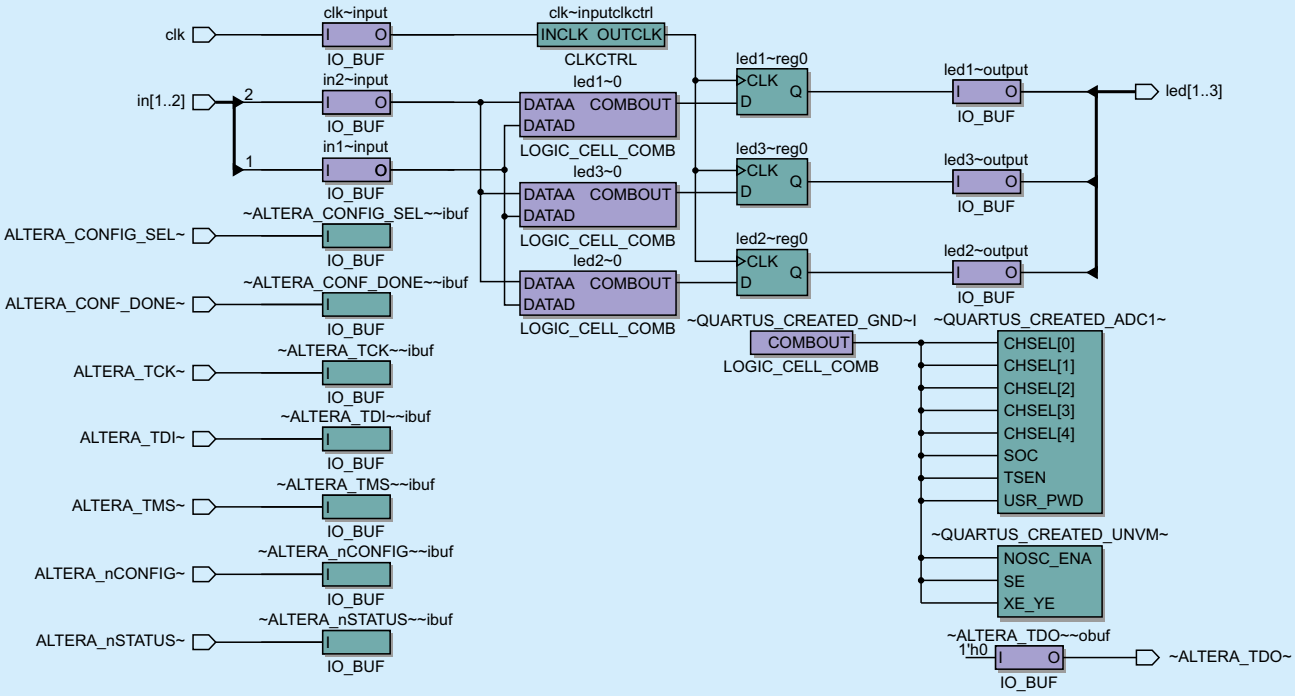
Rysunek 27. Efekt pracy *Fittera*

prezentuje **rysunek 26**. Konfiguracji pinów nie musimy zapisywać – dzieje się to automatycznie na bieżąco. Po prostu zamykamy okno programu Pin Plannera.

Rysunek 28. Zakładka *Fitter* w panelu *Task*

Rozwińmy teraz zakładkę *Fitter* w panelu *Task* (**rysunek 28**). Najpierw uruchomimy *Technology Map Viewer* (Post-Mapping). Zobaczymy wtedy okno podobne do tego z **rysunku 29**. Jest podobne do tego z rysunku 17, ale pojawiło się kilka nowych elementów. Nasz projekt, tak jak poprzednio zajmuje 3 tablice LUT i 3 przerzutniki. Doszła natomiast między innymi konfiguracja interfejsu JTAG, czy przetwornika ADC. To właśnie te elementy zużyły czwarty element logiczny.

Tym razem poszczególnym elementom zostało już przyporządkowane konkretne miejsce w strukturze układu FPGA. Możemy się o tym przekonać otwierając znowu *Resource Property Editor* (w ten sam sposób jak pokazany na rysunku 19). Zobaczymy, że zarówno tablica LUT, jak i przerzutnik pochodzą z tego samego elementu logicznego (**rysunek 30**).

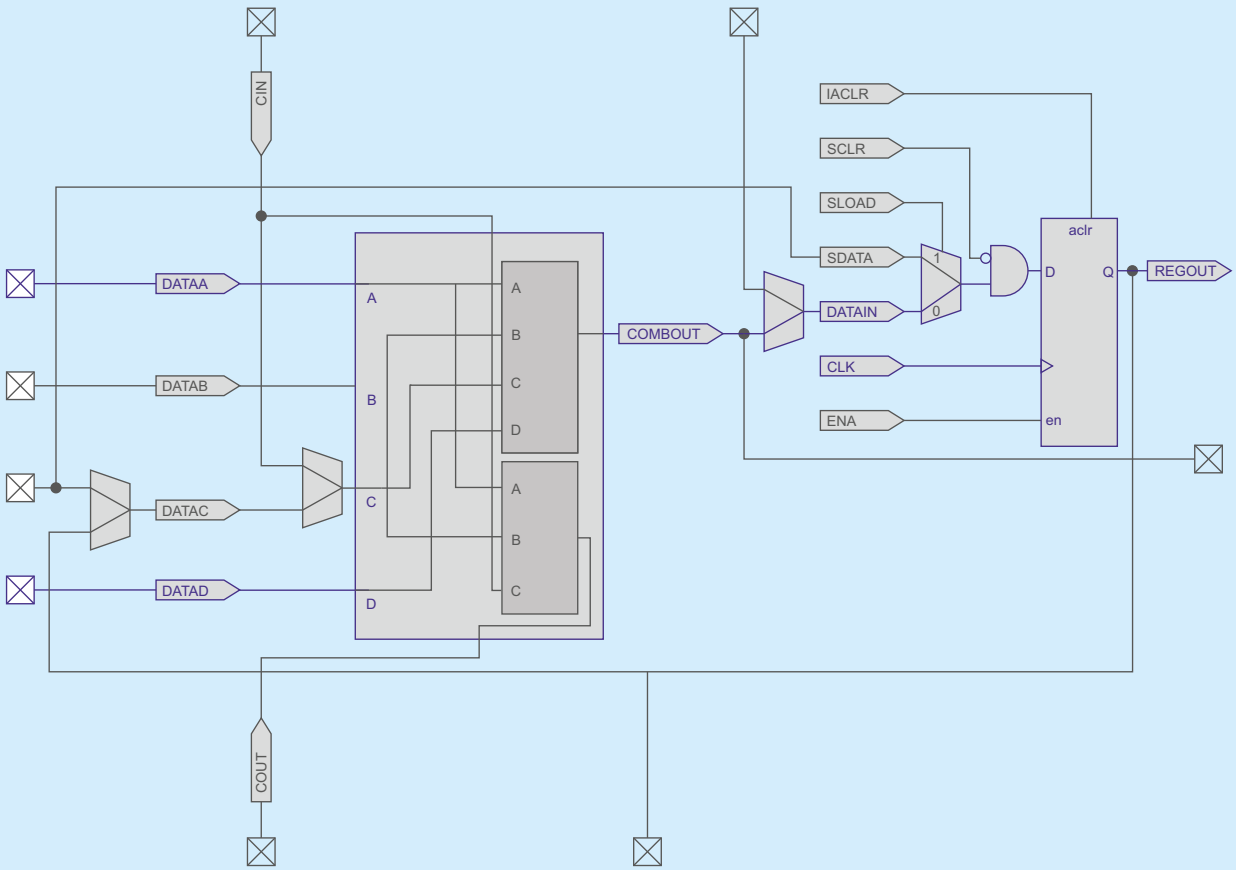


Rysunek 29. Projekt naszego modułu po zmapowaniu na zasoby dostępne w układzie MAX10

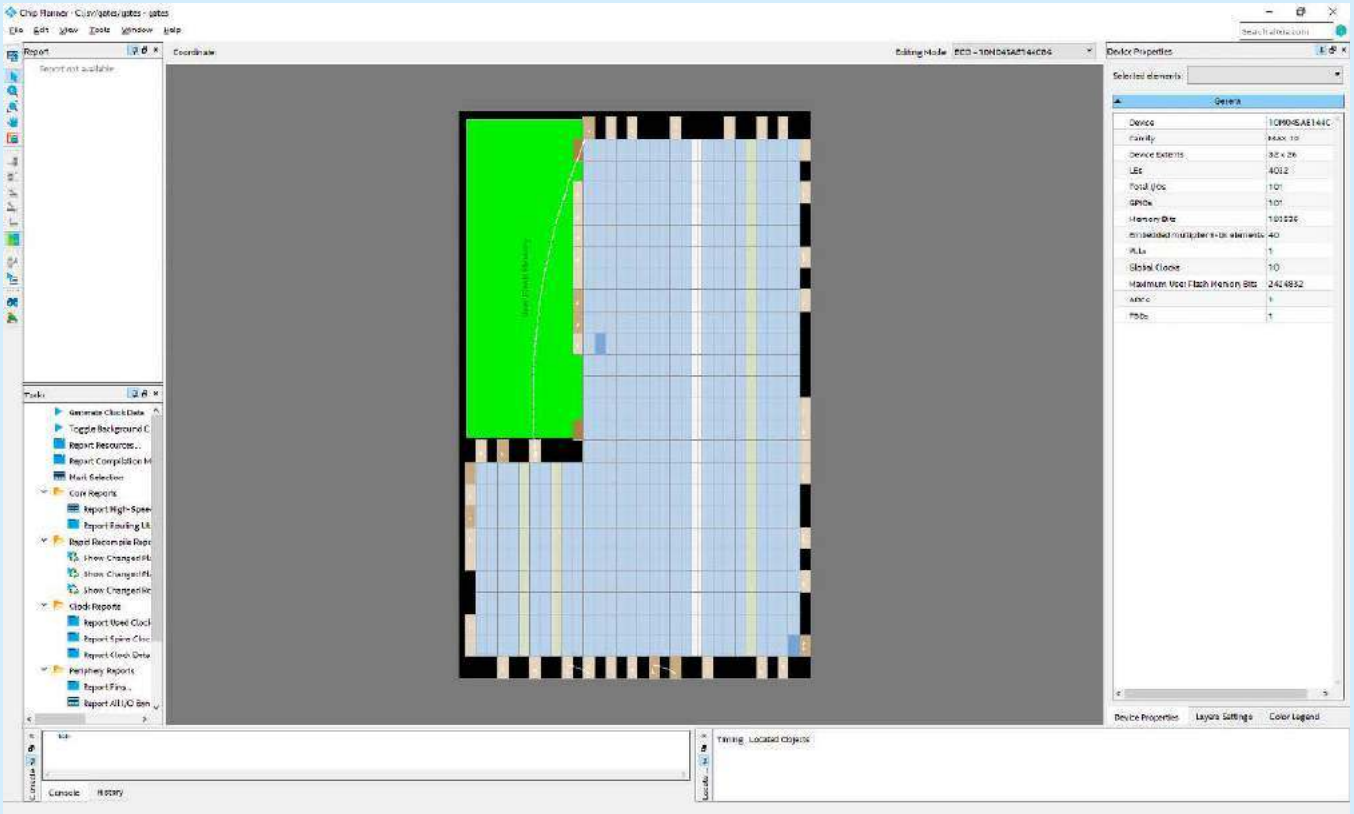
Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 41c5c37c32

Jeszcze więcej możemy dowiedzieć się na temat wewnętrznej struktury układu z programu *Chip Planner* (ang. planowanie układu scalonego). Uruchamiamy go z panelu *Tasks* (rysunek 28). Po uruchomieniu zobaczymy ekran podobny do tego z **rysunku 31**. Na środku widzimy schemat przedstawiający wnętrze układu FPGA. Po kliknięciu na kolejne elementy w panelu po prawej stronie pojawia się ich opis. Także kolory określają różne rodzaje bloków. Niebieski to LAB (ang. *Logic Array Block* – blok tablic logicznych). Składa się z 16 elementów logicznych oraz



Rysunek 30. Element logiczny ze zmapowaną funkcjonalnością

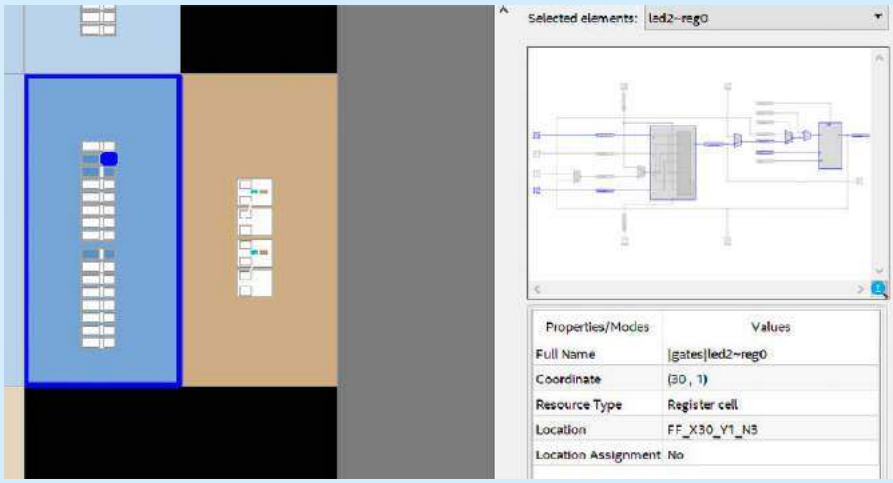


Rysunek 31. Program *Chip Planner*

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie **www.media.avt.pl**

eprasa.pl 41c5c37c32

konfigurowalnych zasobów połączeniowych. Kolorem białym przedstawiono bloki DSP (*digital signal processing* – ang. cyfrowe przetwarzanie sygnałów), które zawierają tak zwaną mnożarkę – sprzętowy układ realizujący mnożenie. Kolor jasnozielony wskazuje natomiast na 9 kb bloki pamięci RAM. Różnego rodzaju zasobom zawartym w układzie FPGA będziemy przyglądać się w kolejnych częściach. Gdy za pomocą kółka myszy przybliżymy któryś z fragmentów zobaczymy jego schematyczny rysunek. Na przykład użyte przez nas elementy logiczne pokazuje **rysunek 32**. Gdy klikniemy któryś z elementów w panelu po prawej stronie zobaczymy jego opis.



Rysunek 32. Użyte przez nas elementy logiczne widoczne w programie *Chip Planner*

Programujemy sprzęt

Przeszliśmy długą drogę od przygotowania modułu w języku SystemVerilog, poprzez symulację

REKLAMA

UlubionyKiosk.pl oferuje papierowe i elektroniczne wydania czasopism z najważniejszych segmentów rynku.

UlubionyKiosk.pl

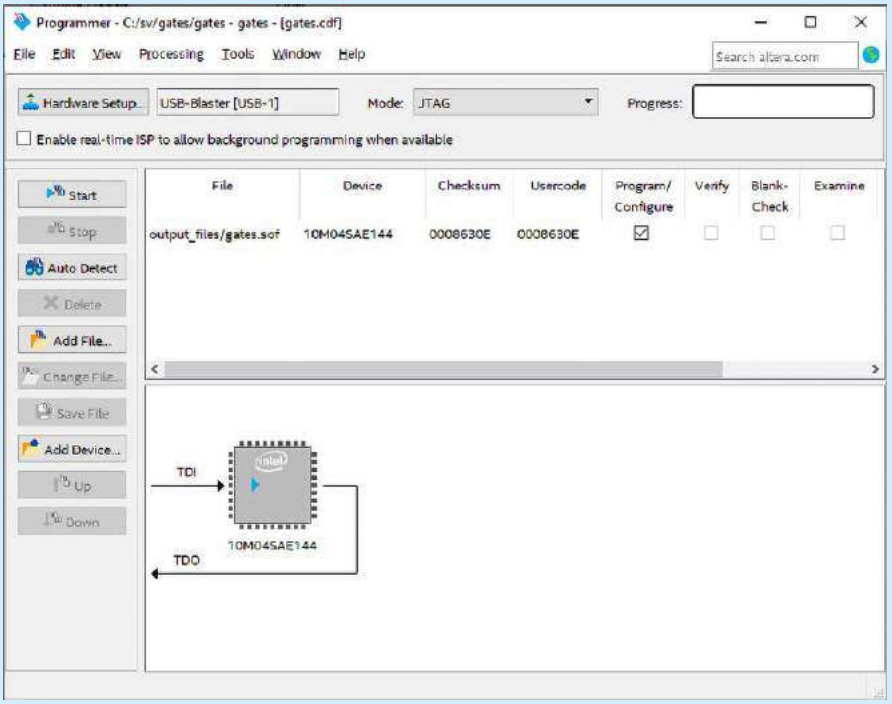
eprasa.pl 41c5c37c32

do jego zmapowania na zasoby (logiczne i połączeniowe) dostępne w naszym układzie FPGA. Teraz pozostało już wygenerowanie pliku konfiguracyjnego (tak zwany *bitstream*) i wgranie go do płytki.

Aby go wygenerować w panelu *Tasks* uruchamiamy opcję *Assembler* (*Generate programming files*) (ang. generowanie plików konfiguracyjnych). Po jego zakończeniu uruchamiamy Program Device (Open Programmer) (ang. programuj urządzenie otwórz programator). Pojawi się okno podobne do tego z **rysunku 33**.

Następnie podłączamy programator USB Blaster oraz zasilanie do płytki. Gdy to zrobimy klikamy znajdujący się w prawym górnym rogu przycisk *Hardware Setup…* (ang. konfiguracja sprzętu). W kolejnym oknie (**rysunek 34**) wybieramy z listy *Currently selected hardware* (ang. obecnie wybrany sprzęt) nasz programator i zamykamy okno przyciskiem *Close*.

Teraz możemy rozpocząć programowanie klikając *Start*. Gdy się zakończy w prawym górnym rogu powinien pojawić się napis 100% (*Successful*). Teraz możemy sprawdzić działanie programu w sprzęcie. Zmieniamy położenie dwóch pierwszych suwaków i oglądamy zmiany stanu trzech pierwszych diod LED. Pozostałe 5 domyślnie są zaświecone.

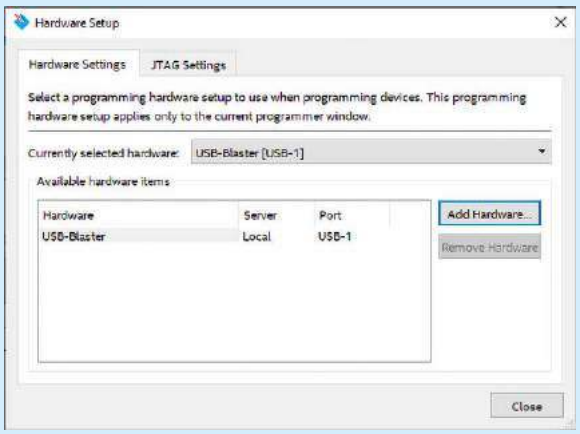


Rysunek 33. Okno programatora

W następnych odcinkach

Umiemy już stworzyć moduł i uruchomić go w układzie FPGA. W kolejnym odcinku uruchomimy kilka podstawowych układów logicznych takich jak rejestr przesuwny, czy licznik.

Rafał Kozik
rafkozik@gmail.com



Rysunek 34. Wybór programatora

Bibliografia:
[1] *http://bit.ly/33Xec2e*
[2] *https://intel.ly/2DESKUJ*
[3] *https://intel.ly/2MC6TYp*
[4] *http://bit.ly/33uYPxs*

Miesięcznik **„Elektronika Praktyczna”** (12 numerów w roku) jest wydawany przez AVT-Korporacja Sp. z o.o. we współpracy z wieloma redakcjami zagranicznymi.

Wydawca:
AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel.: 22 257 84 99, faks: 22 257 84 00

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel.: 22 257 84 60
faks: 22 257 84 00
e-mail: redakcja@ep.com.pl
www.ep.com.pl

Redaktor Naczelny:
Wiesław Marciniak

Redaktor Programowy, Przewodniczący Rady Programowej:
Piotr Zbysiński

Zastępca Redaktora Naczelnego, Redaktor Prowadzący:
Damian Sosnowski

Zastępca Redaktora Naczelnego, Menedżer Magazynu
Marcin Karbowniczek

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Grzegorz Becker, tel.: 22 257 84 58

PARK Pracownia Badań Rynku Konstruktorów:
Maksymilian Hoser, tel.: 22 257 84 65

Redaktor strony internetowej *www.ep.com.pl*
Dariusz Welik

Zespół marketingu i reklamy:
Katarzyna Gugała, tel.: 22 257 84 64
Adam Kęska, tel.: 22 257 84 63
Bożena Krzykawska, tel.: 22 257 84 42
Grzegorz Krzykawski, tel.: 22 257 84 60
Maksymilian Hoser, tel.: 22 257 84 65

Sekretarz Redakcji:
Grzegorz Krzykawski, tel.: 22 257 84 60

DTP i okładka:
MAD Sp. z o.o.

Stali Współpracownicy:
Jacek Bogusz, Lucjan Bryndza, Jarosław Doliński, Andrzej Gawryluk, Krzysztof Górski, Tomasz Jabłoński, Michał Kurzela, Szymon Panecki, Sławomir Skrzyński, Ryszard Szymaniak, Adam Tatuś, Robert Wołgajew

Uwaga!
Kontakt z wymienionymi osobami jest możliwy via e-mail, według schematu: imię.nazwisko@ep.com.pl

Prenumerata w Wydawnictwie AVT
www.avt.pl/prenumerata
lub tel.: 22 257 84 22
e-mail: prenumerata@avt.pl
www.sklep.avt.pl, tel.: 22 257 84 66

Prenumerata w RUCH S.A.
www.prenumerata.ruch.com.pl
lub tel.: 801 800 803, 22 717 59 59
e-mail: prenumerata@ruch.com.pl

Wydawnictwo AVT-Korporacja Sp. z o.o. należy do **Izby Wydawców Prasy**

Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11

Projekty publikowane w „Elektronice Praktycznej” mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki Praktycznej”. Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice Praktycznej” jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu zgody redakcji. Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice Praktycznej”.

eprasa.pl 41c5c37c32

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 2019 włącznie PC/Mac) z próbnym wydrukiem. Małe reklamy mogą być przygotowane w redakcji (gratis) na podstawie odręcznego szkicu. Opracowania te nie będą jednak wówczas uzgadniane z Zamawiającym przed oddaniem do druku.

Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczonych w Elektronice Praktycznej

www.ep.com.pl

NINIEJSZE OGŁOSZENIA SĄ INFORMACJĄ HANDLOWĄ I NIE STANOWIĄ OFERTY W MYŚL ART. 66, § 1 KODEKSU CYWILNEGO. EWENTUALNIE PODANE CENY MOGĄ ULEC ZMIANIE.

eprasa.pl 41c5c37c32

Hity następnego numeru • „Elektronika Praktyczna” 02/2020

Kolejne gigabajty narzędzi niezbędnych do pracy konstruktora, czyli NIEZBĘDNIK ELEKTRONIKA na DVD. **Tylko dla prenumeratorów EP**

Cyfrowy generator sygnału sinusoidalnego

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

Modułowy odbiornik nasłuchowy „Dosia”

Ostatnia część publikacji o odbiorniku nasłuchowym na pasma KF 40 m i 80 m „Dosia” opisuje projekt mikroprocesorowego modułu kontrolno-sterującego, przeznaczonego do pomiaru częstotliwości pracy VFO a także nastawiania i zapamiętywania kluczowych parametrów pracy urządzenia. Może być z powodzeniem zastosowany w innych urządzeniach homodynowych na podane pasma.

Hub i przełącznik USB dla komputerów jednopłytkowych

Układ przełącznika USB do klawiatury/myszki pomocny, gdy pracujemy równocześnie z dwoma komputerami np. PC, Raspberry Pi i nie mamy zamiaru blokować miejsca na biurku kolejnym zestawem klawiatury z myszką lub nie lubimy tracić czasu na przepinanie kabli pomiędzy urządzeniami. Dzięki wbudowanemu hubowi USB, podłączone urządzenia wymagają tylko jednego portu przyłączeniowego.

Generator obciążeń skokowych

Urządzenie przydatne do testowania układów zasilania, od których zależy prawidłowa praca urządzeń elektronicznych. Jednym z istotnych parametrów jest odpowiedź zasilacza na skokową zmianę obciążenia. Aby prawidłowo wykonać test tego typu, impuls prądowy powinien cechować się szybkim zboczem narastającym oraz opadającym (typowo < 1 μs), a także krótkim czasem trwania. Urządzenie zaprezentowane poniżej pozwala w łatwy sposób przeprowadzać takie pomiary.

Guitar Vmeter

Urządzenie, którego zadaniem jest monitorowanie stanu baterii zasilającej (9 V, 6F22) przetwornik aktywny umieszczony w gitarze elektrycznej, gdyż nie wszystkie konstrukcje posiadają takowe akcesorium. Urządzenie generuje serię krótkich dźwięków informujących o stanie baterii zasilającej (jej napięciu) wyłącznie podczas włączania przetwornika po czym przechodzi w stan uśpienia, by oszczędzać energię zgromadzoną w baterii zasilającej.

a ponadto tematy wiodące EP2/2020:

PODZESPOŁY MEMS

CZUJNIKI PRZEMIESZCZENIA, KĄTA I SIŁY

OŚWIETLENIE LED

Wykaz firm ogłaszających się w tym numerze „Elektroniki Praktycznej”

Reklamy stron internetowych na str. 12

AKSOTRONIK 137
AMICUS 104
ARMEL 137
BORNICO 6
COMPUTER CONTROLS 9
DELTA-OPTI 137
EGMONT 117, 119
ELMAX 137
ETA 105
FARNELL 120, 121, 122, 123, 140
FERYSTER 10
FIRMA PIEKARZ 10
GAMMA 10
MERAZET 124
MICROCHIP 7
RENEX 10
ST MICROELECTRONICS 5, 35, 41, 43, 45, 82

eprasa.pl 41c5c37c32

AVTZASILACZ Regulowany zasilacz uniwersalny 1,2-13,5 V/1 A

AVTZASILACZ to rozszerzona aplikacja układu LM338. Zasilany bezpiecznym napięciem z przeznaczeniem do wszelkich prac w warsztacie, szkole, czy domowym laboratorium.
Zasilanie: 15 V, napięcie wyjściowe regulowane: 1,2...13,5 V, maksymalny prąd wyjściowy 1,2 A.
Wyposażony został w dwa podświetlane mierniki: prądu (CURRENT) i napięcia (VOLTAGE).
Dostarczany w komplecie z zasilaczem wtyczkowym, obudową oraz panelem frontowym.

Kod handlowy:
AVTZASILACZ

sklep.avt.pl

AVT-Korporacja Sp. z o.o. 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
Dział Handlowy tel.: 222 578 450 e-mail: handlowy@avt.pl

eprasa.pl 41c5c37c32

FARNELL WINTER GAMES

Farnell
AN AVNET COMPANY

EKSKLUZYWNE OFERTY, WSPANIAŁE NAGRODY!

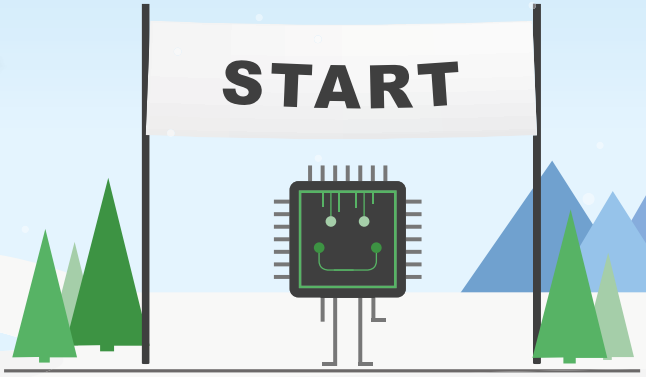
Sprawdź swoje umiejętności – a każdego tygodnia możesz wygrać fantastyczne nagrody! Kulminacją będzie nagroda główna!

NAGRODY TYGODNIA

1 voucher Farnell o wartości 120 PLN
lub
2 vouchery Decathlon o wartości 100 PLN

NAGRODA GŁÓWNA

Kamera Go Pro Max 360°



Nasi sponsorzy

ARDUINO, AVNET Reach Further, beagleboard.org, CodeBug, CYPRESS EMBEDDED IN TOMORROW, HIOKI, KEITHLEY A Tektronix Company, KEYSIGHT TECHNOLOGIES, KNIPEX, MICROCHIP, multicomp PRO, Panasonic, Particle, Raspberry Pi, RENESAS, SILICON LABS, TE connectivity AUTHORIZED DISTRIBUTOR, Tektronix, Weller, XP Power

pl.farnell.com/wintergames19

eprasa.pl 41c5c37c32