CZUJNIKI DO POMIARU PARAMETRÓW ŚRODOWISKOWYCH

www.ep.com.pl

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA +FTP

● Międzynarodowy magazyn elektroników konstruktorów ● Grudzień ● 12/2019 ●

TYLKO DLA PRENUMERATORÓW

Niezbędnik elektronika na DVD

KOMPUTERY I MODUŁY JEDNOPŁYTKOWE

TEMAT NUMERU

inspirujące, użyteczne projekty

Lampki choinkowe sterowane z Raspberry Pi • Wskazówkowy miernik poziomu dwutlenku węgla w powietrzu sterowany z Arduino • System bezkontaktowego pomiaru ilości płynu • uniTherm – termostat z wyświetlaczem OLED • Sztuczne obciążenie w.cz. o impedancji 50 Ohm • Radiowy sterownik serwomechanizmów • Prosty luksomierz z czujnikiem BH1750 • Programowany sterownik LED dużej mocy • Hybrydowy wzmacniacz słuchawkowy na lampie Nutube 6P1 • Śnieżynka LED • Adapter transformatora do druku • Wzmacniacz lampowy CFB (cathode feedback)

podzespoły, sprzęt, aplikacje

Komputery jednopłytkowe • Komputery jednopłytkowe w przemyśle • Czujnik BME280 • JTAG to o wiele więcej niż debugowanie i programowanie • Computer-on-Module w obudowie QFN 27×27 mm

tutoriale

Symulacja i pomiar czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora. Dopasowanie mocy • Obliczanie DFT – alternatywa dla FFT minimalizująca zajętość RAM-u • MOCna strona FPGA, czyli odpowiedzi na pytania „ile?” i „jak?” przy zasilaniu układów programowalnych

kursy

RISC-V – budujemy własny mikrokontroler • Systemy dla Internetu Rzeczy. Scalone czujniki cyfrowe wilgotności i temperatury • Eksperymenty z FPGA

16 zł (w tym 8% VAT) • PRICE: 8 EUR • Nakład 27000 egz.
ISSN 1230-3526 Indeks 357677
12 >
9 771230 352191

rasa.pl f319dfd8e2

Postaw na dokładność pomiarów

Więcej na pl.rs-online.com

Jako wiodący dostawca rozwiązań w zakresie techniki pomiarowej oferujemy Ci najnowsze komponenty przemysłowe i elektroniczne od czołowych producentów na rynku.

W naszym asortymencie znajdziesz również wersje produktów skalibrowanych, gotowych do wysyłki z magazynu.

Profesjonalna pomoc techniczna | Wiodący dostawcy | Dostawa do 24h lub do 48h

eprasa.pl f319dfd8e2

Zdrowych, spokojnych i pogodnych Świąt Bożego Narodzenia oraz radosnego Nowego Roku 2020

życzy Czytelnikom firma

STMicroelectronics

http://www.ST.com

life.augmented

eprasa.pl f319dfd8e2

5G – na zdrowie!

Nie ruszyłbym tego tematu, gdyby nie fakt, że bliżsi i dalsi znajomi zwracają się do mnie jako do elektronika, żebym autorytatywnie potwierdził obawy o szkodliwość systemu 5G dla zdrowia lub im zaprzeczył. Na nic się zdają moje uniki, że to problem medycyny nie elektroniki. Sądzę, że wielu z Was, Drodzy Czytelnicy, ma podobny problem. Trochę poczytałem, to i owo przemyślałem i chcę się z Wami podzielić wiedzą, która być może przyda się Wam również i pozwoli nie zawieść pytających. A będzie ich coraz więcej. Na świecie ruch anty-5G rośnie. Przyjmuje już formy zorganizowane, podobne do ruchu antyszczepionkowego. Do władz kierowane są petycje społeczne z dziesiątkami tysięcy podpisów domagających się wstrzymania prac nad 5G. Sprawa jest coraz bardziej poważna.

Moja odpowiedź na pytanie o szkodliwość zdrowotną telefonii 5G składa się z dwóch części. Pierwsza część dotyczy zjawisk fizycznych, których opisu jestem pewien, druga zaś odnosi się do zjawisk biologicznych, niepoddających się ścisłej analizie, a raczej opartych na spekulacjach. Brak mi kompetencji do oceny ich wiarygodności.

Zacznijmy od części pierwszej. Wpływ promieniowania elektromagnetycznego na organizmy żywe może wynikać z dwóch zjawisk:

- jonizacji,
- wydzielania ciepła.

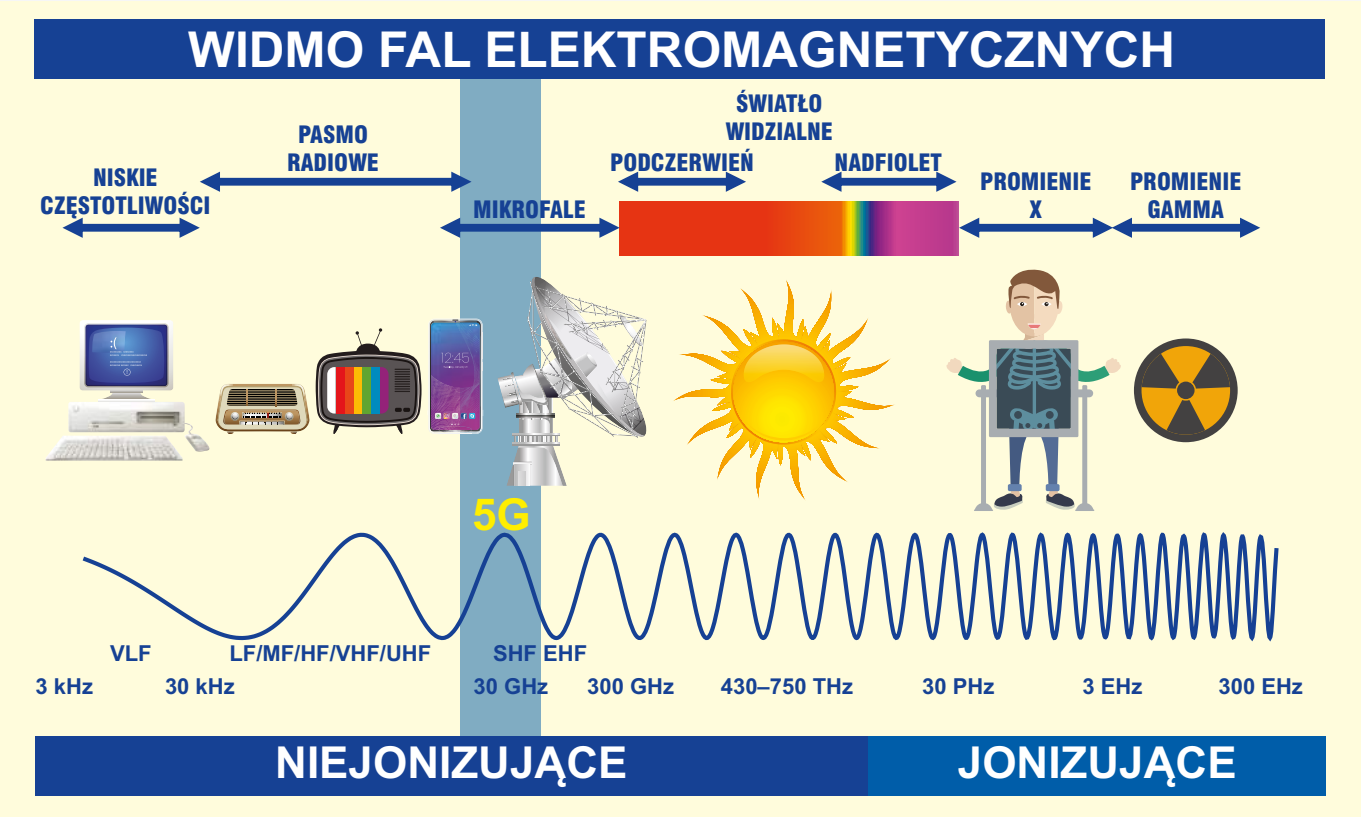
Nasz habitat od ponad 100 lat jest faszerowany falami elektromagnetycznymi, najpierw w związku z rozwojem radia, potem telewizji i telekomunikacji. Jednak dopiero w ostatnich 20 latach powstał i narasta problem szkodliwości fal elektromagnetycznych dla zdrowia. Co się zmieniło? Dwie rzeczy. Po pierwsze, sieć nadajników telefonii komórkowej jest tak gęsta, że przebywamy ciągle blisko masztu któregoś z nich, narażeni na silne pole promieniowania oraz tuż przy uchu trzymamy telefon, w którym też jest nadajnik. Po drugie, używamy coraz większych częstotliwości, aż wreszcie pojawiło się słowo fale milimetrowe, co dla wielu brzmi złowieszczo.

Jonizacja

Zacznijmy od złowieszczych fal milimetrowych, które jakoby mogą jonizować atomy naszego organizmu. Otóż nie mogą. Są za słabe. Człowiek, jak każdy organizm żywy na Ziemi, zbudowany jest ze związków węgla. Dla jonizacji atomu węgla, czyli oderwania elektronu od atomu, potrzebna jest energia ok. 11,3 eV. Oznacza to, że kwant pola elektromagnetycznego, który mógłby zjonizować atom węgla, musiałby przekazać elektronowi energię większą niż 11,3 eV. A ile wynosi kwant energii fal milimetrowych? Określa to wzór $E=h\cdot\nu$, przy czym h – stała Plancka, ν – częstotliwość. Otóż zakres fal milimetrowych to przedział częstotliwości od 30 GHz do 300 GHz. Dla górnej granicy tego przedziału, czyli dla 300 GHz, kwant energii wynosi 1,2 meV, czyli jest to energia ok. 10 000 razy mniejsza niż 11,3 eV wymagana dla jonizacji atomu węgla. Systemy telefonii 5G praktycznie działają w przedziale częstotliwości 28 GHz…80 GHz, czyli dla górnej granicy tego przedziału kwant energii wynosi ok. 0,3 meV, tj. niemal 40 000 razy za mało, aby spowodować jonizację atomu węgla. Na wykresie pasm częstotliwości promieniowania elektromagnetycznego widać, że zakres promieniowania jonizującego zaczyna się dopiero od nadfioletu, czyli od częstotliwości ponad 10^{15} Hz, która jest 10000 razy większa niż 300 GHz – górna częstotliwość pasma milimetrowego. A więc telefonia 5G, gdyby nawet sięgnęła do górnej częstotliwości pasma milimetrowego, co obecnie nie jest technicznie wyobrażalne, to w żadnym stopniu nie zagraża naszemu zdrowiu poprzez efekt jonizacji.

Wydzielanie ciepła

Zmienne pole elektromagnetyczne indukuje w tkankach prąd elektryczny w postaci ruchu nośników ładunku jak i polaryzacji, co prowadzi do zamiany energii fali elektromagnetycznej w energię cieplną, czyli powoduje grzanie tkanki. W rezultacie fala elektromagnetyczna



eprasa.pl f319dfd8e2

traci energię i nie penetruje w głębsze warstwy ciała. Fale milimetrowe są absorbowane w całości przez warstwę tkanki o grubości ok. 2 mm. Zatem efekt nagrzewania tkanki przez fale elektromagnetyczne promieniowane przez telefon w systemie 5G dotyczy tylko skóry oraz rogówki w gałce ocznej. Jednak nawet powierzchniowe nadmierne nagrzewanie tkanki może powodować zmiany metabolizmu komórek, wytwarzanie wolnych rodników, a nawet uszkodzenia DNA. Co to znaczy nadmierne nagrzewanie? Jaki jest dopuszczalny próg? Według amerykańskich badań nagrzewanie staje się odczuwalne przy gęstości mocy padającego promieniowania powyżej 5 mW/cm². Powyżej tego progu dłuższe napromieniowanie staje się nie tylko odczuwalne, ale nawet bolesne. Amerykańskie normy FCC (*Federal Communications Commission*) ustalają dozwolony próg ekspozycji ciała na promieniowanie w pasmie 1,5 GHz…100 GHz na poziomie pięciokrotnie niższym niż próg odczuwania, czyli 1 mW/cm², przy założeniu, że nieprzerwana ekspozycja trwa nie dłużej niż 30 minut. Telefon komórkowy działający w odległości 5 cm od ciała promieniuje energię fali elektromagnetycznej na poziomie 3-krotnie niższym niż norma FCC, czyli do jednego cm² skóry dociera fala elektromagnetyczna o mocy ok. 0,3 mW. 3-krotny zapas w stosunku do normy to nie jest dużo. Telefonu raczej nie trzymamy w odległości 5 cm od ucha. Nie znalazłem danych dla kilkumilimetrowych odległości telefonu od ucha. Promieniowanie mikrofalowe nie formuje się w wiązkę skupioną lecz jest to wiązka rozbieżna w pewnym kącie bryłowym, a więc jest pewne, że telefon w odległości np. 2 mm od ucha dostarczy znacznie większą gęstość mocy promieniowania niż w odległości 5 cm, jak zakłada norma FCC. Zatem uważajmy na efekt cieplny. W tej sprawie nie ma tak dobrych wiadomości jak dla jonizacji. Lepiej nie przyciskać telefonu do ucha.

Efekty biologiczne

Nikt nie wie co by to mogło być, ale jest to wdzięczne pole dla przeróżnych spekulacji i teorii spiskowych formułowanych wprost i *à rebours*. Przykład „wprost" – w Holandii podobno padło 300 ptaków z powodu testów systemu 5G, choć testy te miały miejsce kilka miesięcy wcześniej niż nastąpiła tajemnicza śmierć ptaków. Jest tam wielkie poruszenie i nacisk społeczny na rząd by wstrzymać wdrażanie 5G. Przykład „*à rebours*" – zdaniem gazety New York Times opowieści o szkodliwości zdrowotnej 5G to wroga propaganda Rosji, żeby zakłócić wdrażanie tej nowoczesnej technologii. Opublikowano tysiące artykułów (niby) naukowych wykazujących wpływ telefonii komórkowej (2G do 4G, ale przecież 5G będzie jeszcze gorsze, bo fale są krótsze) na zachorowania na raka, depresję, czy bezpłodność.

Jednak równie liczna jest liczba publikacji dowodzących tez przeciwnych. W liście do rządu USA 240 naukowców domaga się wstrzymania prac nad 5G do czasu pełnego wyjaśnienia wątpliwości zdrowotnych. W Belgii rząd już podjął taką decyzję. Można by wymienić wiele więcej akcji podejmowanych na całym świecie z powodu obaw o szkodliwość zdrowotną 5G. Fizyk zapyta – jeśli nie jonizacja i nie ciepło, to jaki może być inny mechanizm oddziaływania pola elektromagnetycznego na tkanki człowieka? Biolog odpowie na przykład – stres oksydacyjny, cokolwiek miałoby to znaczyć. Albo z jeszcze większą fantazją – przez naczynia i przewody układu limfatycznego, służące jako falowody, energia fal milimetrowych jest transportowana od skóry do węzłów chłonnych, gdzie wpływa na DNA bakterii, a tzw. mikrobiota (ok. 2 kg bakterii w organizmie człowieka) potrafi wpływać na nasz organizm, nawet na pracę mózgu. Problem, czy promieniowanie milimetrowe wpływa na zdrowie, mogłaby rozstrzygnąć medycyna swoimi metodami badawczymi. A są to metody statystyczne. Należałoby obserwować przez 20 lat stan zdrowia dwóch dość licznych grup losowo wybranych osób; jedna grupa korzystałaby z 5G, a druga nie tylko nie używałaby telefonów komórkowych, ale żyłaby w środowisku wolnym od promieniowania. Ale jak to przeprowadzić? Dobry pomysł miałby Mark Twain, który mówił, że chciałby mieszkać w Cincinnati, gdy nastąpi koniec świata, bo do tego miasta wszystko nadchodzi 20 lat później. A może Polska mogłaby wziąć na siebie rolę Cincinnati. Dotychczas świetnie nam wychodzi opóźnianie nowinek technicznych. Pamiętam, jak w stanie wojennym rozpoczęliśmy budowę elektrowni jądrowej w Żarnowcu. Bogu dzięki, zleciało prawie 40 lat. Niemcy zdążyli w tym czasie zbudować wiele elektrowni atomowych i je zamknąć, więc być może nasze nieśpieszne działanie jest roztropne.

Pokrycia dachowe azbestem stosowano w Europie od 200 lat. W roku 1910 francuskie badania niezbicie udowodniły szkodliwość zdrowotną azbestu. Po niemal 100 latach, dokładnie w 1997 roku produkcja i stosowanie azbestu zostały zakazane w Rzeczypospolitej Polskiej. Niedawno podróżowałem samochodem po Świętokrzyskiem, lubując się dachami azbestowymi na co drugim domu.

Świeżym przykładem naszej zrywności w działaniu jest program miliona samochodów elektrycznych. Z wdrażaniem 5G moglibyśmy też roztropnie poczekać. Tylko możemy wtedy zapomnieć o autonomicznych samochodach, wirtualnej rzeczywistości, Internecie Rzeczy i wielu innych nowinkach cywilizacyjnych.

Na świecie będzie różnie z wdrażaniem 5G. Może w Belgii zaczekają jakiś czas. Może w niektórych stanach USA będzie zakaz na 5G. Jednak awangarda światowa pędzi w tę stronę i tego nie da się zatrzymać, choć być może po 20 latach medycyna udowodni ostatecznie szkodliwość zdrowotną 5G. Być może nie będzie to miało znaczenia, bo świat po 20 latach nie będzie pamiętał, że kiedyś stosowano tak prymitywne urządzenia jak smartfon. Kto obecnie pamięta pagery – szczyt nowoczesności przed ćwierć wiekiem?

Wiesław Marciniak

eprasa.pl f319dfd8e2

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

Nr 12 (323) • Grudzień 2019

Nie przeocz

Nowe podzespoły ... 8
Koktajl niusów ... 15
Dodaj do obserwowanych ... 18
Niezbędnik elektronika ... 21

Projekty soft

Lampki choinkowe sterowane z Raspberry Pi ... 22
Wskazówkowy miernik poziomu dwutlenku węgla w powietrzu sterowany z Arduino ... 28
System bezkontaktowego pomiaru ilości płynu ... 32

Projekty

uniTherm – termostat z wyświetlaczem OLED ... 34
Sztuczne obciążenie w.cz. o impedancji 50 Ohm (2) ... 37
Radiowy sterownik serwomechanizmów ... 46

Moduły w aplikacjach

Prosty luksomierz z czujnikiem BH1750 ... 51

Miniprojekty

Programowany sterownik LED dużej mocy ... 54
Hybrydowy wzmacniacz słuchawkowy na lampie Nutube 6P1 ... 56
Śnieżynka LED ... 58
Adapter transformatora do druku ... 59

Projekty czytelników

Wzmacniacz lampowy CFB (cathode feedback) ... 61

Temat numeru: Komputery i moduły jednopłytkowe

Komputery jednopłytkowe ... 64
Komputery jednopłytkowe w przemyśle ... 75

Prezentacje

Computer-on-Module w obudowie QFN 27×27 mm ... 104
JTAG to o wiele więcej niż debugowanie i programowanie ... 106

Notatnik konstruktora

Symulacja i pomiar czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (5). Dopasowanie mocy ... 89
Obliczanie DFT – alternatywa dla FFT minimalizująca zajętość RAM-u ... 95

Wskazówkowy miernik poziomu dwutlenku węgla w powietrzu sterowany z Arduino
Obecna atmosfera na Hawajach, gdzie mieszka autor tej konstrukcji, zawiera około 400 ppm dwutlenku węgla. Liczba ta jest niezwykle ważna dla nas wszystkich. Z dwutlenkiem węgla związane są nierozerwalnie zmiany klimatyczne na Ziemi. Obecnie, w czasach gdy otoczeni jesteśmy przez denialistów efektu cieplarnianego, pomiary tych wartości są kluczowe do szerszego zrozumienia i zaakceptowania faktu zmian klimatu na Ziemi.

Podzespoły

Czujnik BME280 ... 79

Wybór konstruktora:

Czujniki do pomiaru parametrów środowiskowych ... 110
ALF-SENSOR ... 118
Czaki Thermo-Product ... 119
Danfoss Poland ... 120
OEM Automatic ... 121

Poradnik implementacji

MOCna strona FPGA, czyli odpowiedzi na pytania „ile?” i „jak?” przy zasilaniu układów programowalnych ... 101

Kursy

RISC-V – budujemy własny mikrokontroler (4) ... 123
Systemy dla Internetu Rzeczy (32). Scalone czujniki cyfrowe wilgotności i temperatury ... 125
Eksperymenty z FPGA (1) ... 132

Od wydawcy ... 4
Prenumerata ... 122
Kramik i rynek ... 137
Hity następnego numeru ... 138

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

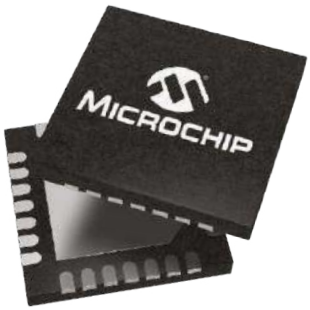
Szczegóły na stronie 14

eprasa.pl f319dfd8e2

Zmierz świat który cię otacza

Rozwiązania do kondycjonowania dowolnych sygnałów

Wypełnianie luki między światem, w którym żyjemy, a cyfrową rzeczywistością to złożone zadanie. Układy liniowe, sygnałów mieszanych i interfejsowe firmy Microchip umożliwiają projektantom łatwą i dokładną akwizycję, pomiary, monitorowanie i konwersję szerokiej gamy sygnałów w celu ulepszenia realizowanych projektów urządzeń. Oprócz szerokiej gamy produktów ogólnego zastosowania, mamy również wybór podzespołów o dużej wydajności, które pomogą Ci spełnić surowe wymagania projektowe.



Sprawdź dostępne dla Ciebie możliwości kondycjonowania sygnałów!

Sprawdź dostępne możliwości na www.microchip.com/Signal

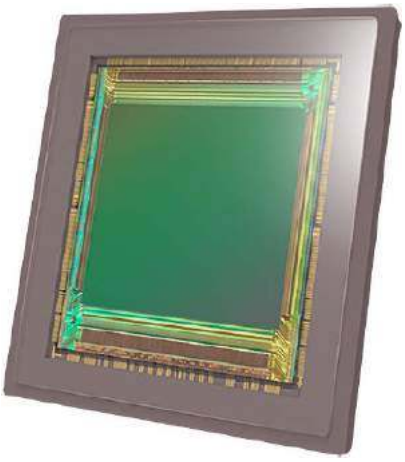
MICROCHIP

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. DS20006064A. MEL2244A-POL-10-19
eprasa.pl f319dfd8e2

nowe podzespoły

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

Czujnik obrazu o rozdzielczości 67 megapikseli do systemów widzenia maszynowego



Do oferty firmy Teledyne e2v wchodzi nowy czujnik wysokiej rozdzielczości do systemów widzenia maszynowego, oznaczony symbolem Emerald 67M. Może on też znaleźć zastosowanie w mikroskopii i high-endowych systemach monitorowania wideo. Został wykonany w technologii 65 nm i jest zamykany w ceramicznej obudowie µPGA. Zawiera matrycę 8192×8192 pikseli o średnicy 2,5 µm z unikalną technologią *light pipe*, zapewniającą znakomitą odpowiedź kątową i bardzo małe szumy. Emerald 67M to czujnik o formacie optycznym APS-C (przekątna 29 mm), rzadko spotykanym w przypadku czujników o tak dużej rozdzielczości. Występuje w dwóch wersjach różniących się szybkością rejestracji obrazu: 30 fps i 60 fps przy pełnej rozdzielczości. Obsługuje tryb Region Of Interest (do 64 obszarów) oraz tryby HDR, pozwalające zwiększyć szerokość zakresu dynamicznego nawet do 120 dB. Pobór mocy układu nie przekracza 3 W.

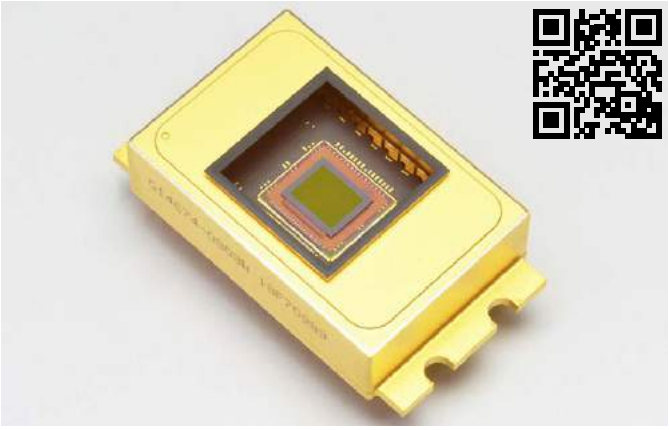
http://bit.ly/2CNUv1n

Czujnik obrazu InGaAs do kamer hiperspektralnych na pasmo SWIR do 2,55 µm

Firma Hamamatsu Photonics opracowała nowy typ czujnika obrazu InGaAs do kamer hiperspektralnych, mogącego pracować w zakresie długości fali do 2,55 µm. Jest to zakres nieosiągalny przez

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



dostępne wcześniej tego typu czujniki, pracujące na długości fali jedynie do 1,7 µm. Osiągnięcie go było możliwe dzięki precyzyjnej kontroli i optymalizacji stosunku składników InAs i GaAs w procesie produkcyjnym matryc światłoczułych. Zainstalowanie tego modelu w kamerach hiperspektralnych do recyklingu tworzyw sztucznych pozwoli zwiększyć wydajność recyklingu, pozwalając na łatwe odseparowanie niepalnych żywic epoksydowych od innych tworzyw sztucznych, co do tej pory było niezwykle trudne.

Nowy czujnik G14674-0808W zawiera matrycę światłoczułą InGaAs przekształcającą światło na sygnały elektryczne i układ scalony do przetwarzania tych sygnałów. Dotychczas, kamery hiperspektralne przeznaczone do sortowania tworzyw sztucznych, pracowały w zakresie długości fali do 1,7 µm, co praktycznie uniemożliwiało ich stosowanie do rozróżniania między niepalnymi żywicami epoksydowymi i innymi tworzywami. Model G14674-0808W pracuje w zakresie długości fali do 2,5 µm, łatwo absorbowanej przez żywice niepalne. Pozwala dzięki temu łatwo wyróżnić obiekty z tworzyw sztucznych zawierających niepalne żywice epoksydowe, co ułatwia ich szybkie odseparowywanie w procesie recyklingu. Jego dodatkową zaletą jest bardzo mały prąd ciemny generowany w obszarze fotoczułym i duża szybkość rejestracji obrazu.

W przeciwieństwie do zwykłych kamer, kamery hiperspektralne rejestrują obrazy poprzez precyzyjne rozdzielenie widma światła odbitego od obiektu i uzyskanie intensywności dla poszczególnych długości fali. Szczegółowa analiza widma pozwala na zobrazowanie różnic między materiałami z tworzyw sztucznych i składnikami żywności, których nie można znaleźć za pomocą zwykłych kamer. Kamery hiperspektralne oprócz recyklingu tworzyw sztucznych znajdują też zastosowanie do wykrywania zanieczyszczeń przy kontroli żywności, do badania struktur betonowych oraz w produkcji lekarstw.

http://bit.ly/2rTm0nV

Moduł Bluetooth 5 o mocy wyjściowej do +18 dBm na przemysłowy zakres temperatur

Firma Laird Connectivity wprowadza do oferty nowy moduł Bluetooth 5 o symbolu BL654 PA (*Power Amplified*), stanowiący zmodernizowaną wersję wcześniejszego modelu BL654. Jest on polecany do aplikacji wymagających dużego zasięgu transmisji oraz pracujących

eprasa.pl f319dfd8e2

w środowiskach o dużym poziomie zaburzeń elektromagnetycznych. Bazuje na układzie radiowym Nordic nRF52840. Może być programowany za pomocą komend AT lub opracowanego przez Laird Connectivity środowiska smartBASIC. SmartBASIC to prosty język programowania kierowany zdarzeniami, ułatwiający tworzenie aplikacji zwłaszcza projektantom nie mającym większego doświadczenia z aplikacjami Bluetooth. Znajdują się tu gotowe funkcje pozwalające zastąpić setki linii kodu w języku C.

Moduł BL654 PA oferuje wszystkie funkcje sprzętowe dostępne w nRF52840, np. dostęp do USB i zapewnia dużą moc wyjściową do +18 dBm dzięki wbudowanemu wzmacniaczowi Skyworks. Jest przeznaczony do pracy w środowiskach przemysłowych o zakresie temperatur otoczenia od –40 do +85°C. Jego zakres napięć zasilania wynosi od 3,0 do 5,5 V, a pobór prądu w trybie transmisji to 88 mA (dla 3 V).

Ważniejsze dane techniczne BL654 PA:

- dostępne szybkości transmisji: 1 Mbps, 2 Mbps, 125 kbps,
- moc wyjściowa: konfigurowana od –26 dBm do +18 dBm,
- czułość odbiornika:
- 98,5 dBm (typ. @ BLE 1 Mbps),
- 95 dBm (typ. @ BLE 2 Mbps),
- 107 dBm (typ. @ BLE 125 kbps),
- budżet łącza: 116,5 dB (BLE 1 Mbps), 118 dB (BLE 125 kbps),
- wielofunkcyjne linie I/O: 46 (UART, ADC, I²C, SPI, GPIO, QSPI i inne),
- wymiary: 22×10×2,2 mm.

http://bit.ly/2rSUBCC

Cewki do systemów bezprzewodowego ładowania zgodne ze specyfikacją Qi

Oferta cewek firmy Vishay przeznaczonych do systemów bezprzewodowego ładowania, powiększyła się o 14 nowych modeli odbiorczych

REKLAMA

CONTRANS TI

Naszym Klientom oraz Czytelnikom magazynów Elektronika Praktyczna i Elektronik najserdeczniejsze życzenia z okazji Świąt Bożego Narodzenia, a także wszelkiej pomyślności w Nowym Roku 2020

Zarząd i Pracownicy Firmy

oficjalny partner handlowy firm:
VACUUMSCHMELZE, FERROXCUBE, WEISSER, ADELS CONTACT, ERNI, ILME, ACP, HITACHI, FROLYT, TEXAS INSTRUMENTS, THINKING, UCHIYA, WAASNER, EURO-CONN

www.contrans.pl

CONTRANS TI Sp. z o.o. ul. Polanowicka 66, 51-180 Wrocław
contrans@contrans.pl +48 71 325 26 21...24 FAX +48 71 325 44 39

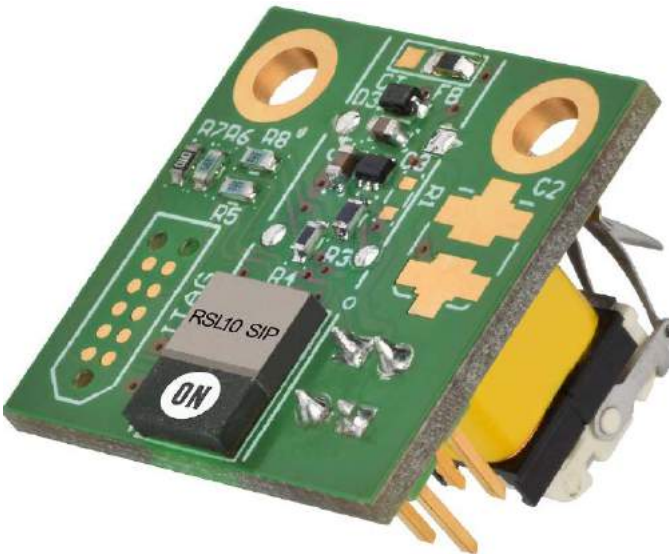
.. a na przedświąteczne zakupy online zapraszamy do
presto CONTRANS TI

eprasa.pl f319dfd8e2

i nadawczych, zgodnych ze specyfikacją Qi. Są one produkowane w standardowych wymiarach przemysłowych. Występują w 8 wersjach nadawczych z pojedynczym uzwojeniem, 3 wersjach nadawczych z trzema uzwojeniami i 3 wersjach odbiorczych z pojedynczym uzwojeniem. Cewki nadawcze występują w wariantach A11, A6, MP-A9, MP-A6, MP-A4 i MP-A2. Są produkowane na zakres mocy od 5 do 15 W. Cewki odbiorcze są produkowane w wersjach o mocy 3,5 W i 5 W.

Cewki z nowej oferty charakteryzują się tolerancją 10% i są przystosowane do pracy w zakresie temperatur od –40 do +125°C. Wszystkie konfiguracje mogą być dostosowywane do wymogów klienta.

http://bit.ly/2kulw4r



Projekt referencyjny przełącznika z zasilaniem energy harvest i komunikacją przez Bluetooth LE

Firma ZF we współpracy z ON Semiconductor przygotowała projekt referencyjny przełącznika zasilanego energią ze źródła energy harvest i komunikującego się bezprzewodowo przez połączenie Bluetooth Low Energy. Wykorzystano w nim energooszczędny moduł radiowy RSL10 SIP pochodzący z oferty ON Semiconductor i generator energy harvest produkcji ZF, przekształcający energię mechaniczną na elektryczną. Całość umieszczono na płytce drukowanej rozmiaru 23,4×23,4 mm. Zakres zastosowań Energy Harvesting Bluetooth Low Energy Switch obejmuje systemy automatyki budynków, instalacje oświetleniowe i alarmowe oraz systemy zliczania np. osób i pojazdów.

Zestaw pracuje w trybie Advertising z jednokierunkową komunikacją uplink i oferuje różne opcje parowania ze skanerami Bluetooth i aplikacjami na smartfon (IOS lub Android). Zasięg transmisji wynosi do 10 m wewnątrz pomieszczeń.

http://bit.ly/2qZhCDu

Tranzystory superzłączowe 600 i 700 V do układów zasilania hard- i soft-switching

Do oferty firmy Alpha and Omega Semiconductor wchodzą nowe superzłączowe tranzystory n-MOSFET rodziny αMOS5 o napięciach przebicia 600 i 700 V, produkowane na płytkach 300-milimetrowych. Są to tranzystory wysokonapięciowe najnowszej generacji, zapewniające dużą sprawność i gęstość mocy w systemach zasilania o topologii hard- i soft-switching (PFC, topologie Flyback, LLC, ZVS FB i inne struktury rezonansowe). Wersje 600- i 700-woltowe są produkowane w różnych wariantach obudów i charakteryzują się różnymi rezystancjami kanału. Najbardziej zaawansowany model spośród tranzystorów 600 V, charakteryzujący się rezystancją RDS(on) równą 40 mΩ, jest zamykany w obudowie TO-247.

Obecnie do masowej produkcji wchodzą trzy typy tranzystorów: AOTF190A60CL (600 V, 190 mΩ), AOTF380A60CL (600 V, 380 mΩ) i AOD600A70R (700 V, 600 mΩ). Przy zamówieniach 1000 sztuk ich ceny hurtowe wynoszą odpowiednio 1,48 USD, 1,095 USD i 0,72 USD.

http://bit.ly/2qW2CWR

REKLAMA

HAMMOND MANUFACTURING®

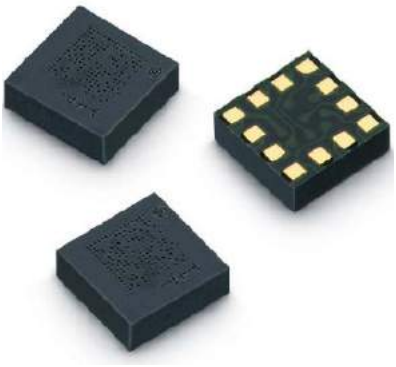
Obudowy odlewane: uszczelniane i wodoszczelne

Ponad 5000 różnych stylów obudowy:
hammfg.com/electronics/small-case

+44 1256 812812
sales@hammondmfg.eu

eprasa.pl f319dfd8e2

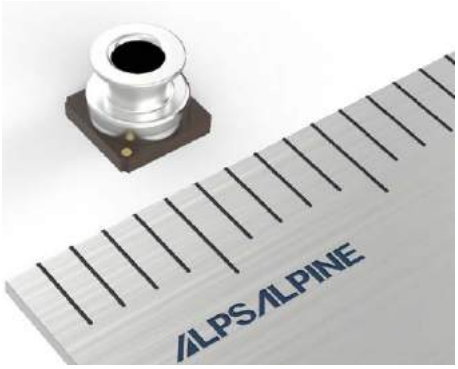
3-osiowy czujnik przyspieszenia w obudowie LGA o wymiarach 2,0×2,0×0,7 mm



Firma Würth Elektronik rozwija swój program produkcji czujników, wprowadzając do oferty 3-osiowy, miniaturowy czujnik przyspieszenia o symbolu WSEN-ITDS, zamykany w obudowie LGA o wymiarach jedynie 2,0×2,0×0,7 mm. Jest to układ oparty na technologii MEMS, wyposażony w wewnętrzny czujnik temperatury do prowadzenia bezpośredniej kalibracji termicznej. Udostępnia cztery zakresy pomiarowe: ±2, ±4, ±8 i ±16 g. Ustawienia przechowywane w wewnętrznych rejestrach mogą być wykorzystane do obsługi specyficznych funkcjonalności aplikacji, np. do wykrywania spadku swobodnego, stuknięcia, aktywności czy kierunku ruchu. Układ może być używany na kilka sposobów. Na przykład, w trybie wysokiej rozdzielczości przy częstotliwości pracy wyjścia do 1600 Hz może być wykorzystany do monitorowania wibracji w układach predykcyjnego utrzymania ruchu. W trybie low-power może rejestrować pojedynczy impuls, np. po dotknięciu urządzenia. W tym przypadku mały pobór prądu pozwala na zasilanie również ze źródeł energy harvest. WSEN-ITDS nadaje się do pracy w zakresie temperatur otoczenia od –40 do +85°C.

http://bit.ly/2KsKsmq

Wodoszczelny cyfrowy czujnik ciśnienia o zakresie pomiarowym 300...2100 hPa



Urządzenia przenośne, w tym zwłaszcza smartwatche, stają się coraz bardziej wyrafinowane i wielofunkcyjne. Dostępne są do nich aplikacje nawigacyjne, diagnostyczne i rekreacyjne, np. do rejestracji osiągów sportowych. Urządzenia te są stosowane w coraz szerszym zakresie, wykraczającym poza codzienne dojazdy do pracy lub szkoły, obejmujące m.in. wspinaczkę górską czy nurkowanie. Do tego typu zastosowań firma Alps zaprojektowała wodoszczelny cyfrowy czujnik ciśnienia cieczy i gazów, oznaczony symbolem HSPPAD143A. Jest to specjalizowany ASIC o małym poborze mocy, oferujący szerszy zakres pomiarowy od większości tego typu czujników dostępnych obecnie na rynku (300...2100 hPa vs 300...1100 hPa). Umożliwia on rejestrowanie zarówno niskiego ciśnienia, występującego na wysokości 9000 m n.p.m., jak też ciśnienia wody do głębokości 10 m, pozwalając na korzystanie z obu tych funkcji w ramach jednego urządzenia. HSPPAD143A zapewnia 17-bitową rozdzielczość pomiaru (2 Pa/LSB). Jego zaletą jest ponadto wbudowana pamięć FIFO oraz bardzo mały pobór prądu, wynoszący od 1,8 A w trybie oszczędnościowym.

REKLAMA

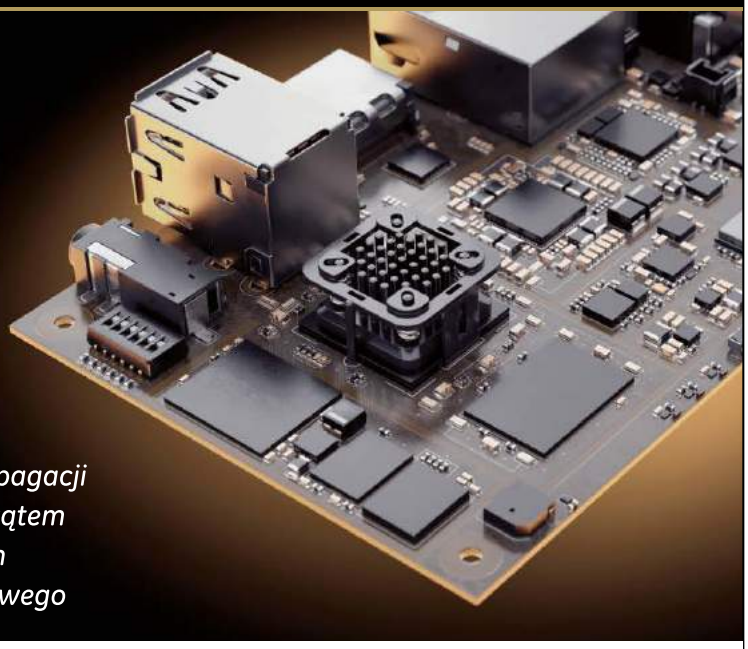
COMPUTER CONTROLS

Autoryzowany dystrybutor Altium w Polsce

ALTIUM DESIGNER20

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 f319dfd8e2

Pozostałe cechy:
- dokładność pomiaru ciśnienia: ±2 hPa,
- szum: 0,026 hPa,
- zakres napięć zasilania: 1,7...3,6 V,
- pobór prądu: 1,8 µA (1 Hz, tryb low power),
- zakres temperatur pracy: od –40 do +85°C,
- interfejs: I²C,
- wymiary: 3,1×3,1×2,6 mm.

http://bit.ly/2Qq8Wk8

Ultraprecyzyjny rezystor pomiarowy CSSH w wersji o rezystancji 0,3 m

Seria popularnych ultraprecyzyjnych rezystorów CSSH firmy Stackpole została rozszerzona o nowy model o rezystancji 0,3 mΩ produkowany w obudowie chipowej 2512. Jest on dostępny w wersjach o tolerancji już od 1% i współczynniku TCR równym 150 ppm. Jest to rezystor o mocy znamionowej 3 W, charakteryzujący się bardzo dobrą stabilnością elektryczną i zakresem dopuszczalnych temperatur pracy do +275°C, umożliwiający przewodzenie prądu ciągłego o natężeniu do 77 A. Podobnie, jak wcześniejsze rezystory CSSH, może znaleźć zastosowanie do precyzyjnego pomiaru i kontroli mocy w aplikacjach przemysłowych i konsumenckich (elektronarzędzia, aparatura medyczna, przenośne przyrządy pomiarowe itp.). Rezystory CSSH uzyskały kwalifikację AEC-Q200. Ich ceny hurtowe wynoszą od 0,275 do 0,375 USD w zależności od tolerancji.

http://bit.ly/2Xue2xm

Układy bezpiecznego rozładowania kondensatorów X o pojemności od 100 nF do 6 µF

IEC60335 to standard bezpieczeństwa rozładowania obowiązujący dla urządzeń domowych. Aby chronić użytkownika przed porażeniem, napięcie na kondensatorze wejściowym X musi zostać rozładowane do mniej niż 34 V w ciągu mniej niż jednej sekundy po wyjęciu wtyczki z gniazdka sieciowego. Nowo opracowane układy scalone CAPZero-3 firmy Power Integrations blokują przepływ

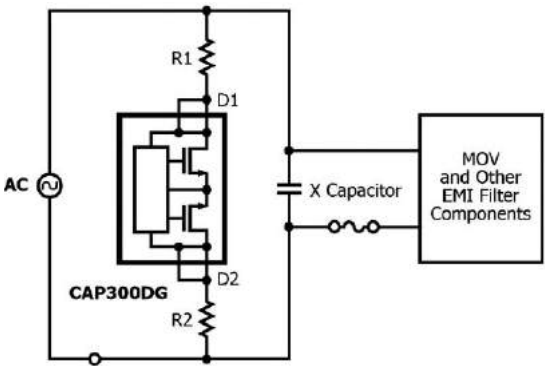
REKLAMA

ZAJRZYJ NA TE STRONY

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

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

renex www.renex.com.pl | renex EEC www.ipctraining.pl | renex LINE www.renexline.pl



prądu przez rezystory rozładowujące kondensator X po podłączeniu napięcia sieciowego i automatycznie rozładowują kondensator X przez te rezystory po odłączeniu napięcia. Upraszczają konstrukcję filtrów EMI, jednocześnie umożliwiając stosowanie większych kondensatorów X, co z kolei umożliwia stosowanie mniejszych elementów indukcyjnych. Są przystosowane do współpracy z kondensatorami o pojemności od 100 nF do 6 µF. Mogą być montowane przed lub za bezpiecznikiem sieciowym. Dzięki zastosowaniu wewnętrznych tranzystorów MOSFET o napięciu przebicia 1000 V są odporne na duże impulsy różnicowe. Zapewniają drogę upływu powyżej 4 mm. Ceny tych układów wynoszą 0,31 USD przy zamówieniach 1000 sztuk.

http://bit.ly/32VMD8k

Ferrytowe cewki SMD z ekranem magnetycznym do układów o dużej gęstości upakowania podzespołów

Do oferty firmy TT Electronics wchodzą dwie nowe serie ferrytowych cewek SMD z ekranem magnetycznym, przeznaczonych do zastosowań w urządzeniach o dużej gęstości upakowania podzespołów. Mogą one pracować w szerszym zakresie temperatur pracy od wcześniejszych wersji, wynoszącym od –40 do +125°C (przy maks. temperaturze otoczenia +85°C). Charakteryzują się również mniejszymi gabarytami w porównaniu z wcześniejszymi wersjami o zbliżonych parametrach elektrycznych.

Cewki serii HM66M zostały zaprojektowane do zastosowań w przemyśle i telekomunikacji. Są to ekranowane cewki niskoprofilowe o małych stratach w zakresie dużych częstotliwości pracy, mogące znaleźć zastosowanie w zasilaczach i falownikach z szybkimi półprzewodnikami dużej mocy, jak tranzystory GaN. Producent zaleca je do zastosowań w układach pracujących z częstotliwością z zakresu od 700 kHz do 4 MHz. Cewki HM66M występują w trzech rozmiarach obudów: 60 (6,7×6,7×3,0 mm), 70 (6,7×6,7×4,0 mm) i 84 (10×10×4,1 mm). Są produkowane w kilkudziesięciu wersjach na zakres indukcyjności 1,0...680 H, na zakres rezystancji DC od 13 do 5,15 mΩ i na zakres prądów przewodzenia do 10 A rms.

Cewki serii HM78M są produkowane na identyczny zakres indukcyjności, jak w przypadku serii HM66M. Zalecany przez producenta

eprasa.pl f319dfd8e2

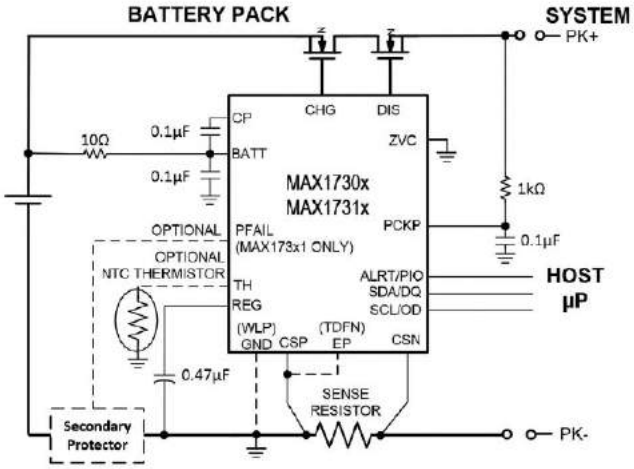
zakres częstotliwości pracy wynosi od 100 kHz do 3 MHz. Ich zakres rezystancji wynosi od 15 do 5,73 mΩ, a zakres prądów przewodzenia wynosi do 5 A. Cewki te występują w dwóch rozmiarach obudów: 10 (7,3×7,3×4,0 mm) i 20 (7,3×7,3×4,5 mm).

http://bit.ly/2Kug632

Pierwsze wersje próbne pamięci SSD EnduroSLC do zastosowań przemysłowych

Firma Greenliant wprowadza na rynek pierwsze wersje próbne nowych pamięci SSD SATA 6 Gbps serii NANDrive EX, zaprojektowanych do zastosowań przemysłowych, sieciowych i transportowych, wymagających długiego czasu retencji danych i wytrzymałości na wiele cykli programowania-kasowania (P/E). Układy te oferują zaawansowane funkcje korekcji błędów i szeroki zakres temperatur pracy od –40 do +85°C. Są produkowane w technologii EnduroSLC (1-bit-per-cell) i zamykane w obudowach BGA 24×14 mm o rozstawie punktów lutowniczych co 1 mm, przeznaczonych do montażu na płytach głównych. Występują w wersjach o niezawodności 50, 100 i 250 tys. cykli P/E. Ich zakres pojemności wynosi do 2 do 128 GB. Dla zapewnienia kompatybilności oddolnej, wszystkie wersje są produkowane w obudowach o identycznym rozkładzie wyprowadzeń. Rozpoczęcie masowej produkcji pamięci NANDrive EX przewidziano na ostatni kwartał 2019.

http://bit.ly/37gFVNC



Zaawansowane, konfigurowalne układy nadzorujące pracę ogniw litowo-jonowych i litowo-polimerowych

MAX17301 i MAX17311 to zaawansowane, konfigurowalne układy nadzorujące pracę ogniw litowo-jonowych i litowo-polimerowych, realizujące funkcje zabezpieczające, pomiarowe i autoryzacji. Na tle

REKLAMA

AUTOMATICON® MIĘDZYNARODOWE TARGI AUTOMATYKI I POMIARÓW WARSZAWA INTERNATIONAL FAIR FOR INDUSTRIAL AUTOMATION AUTOMATYKA POMIARY ELEKTRONIKA

Międzynarodowe Targi Automatyki i Pomiarów

BIURO TARGÓW

Al. Jerozolimskie 202,
02-486 Warszawa
tel. 22 874 01 50, 874 02 30,
fax 22 874 01 49
e-mail: targi@automaticon.pl

ORGANIZATORZY

SIEĆ BADAWCZA ŁUKASIEWICZ
PIAP
MVM Sp. z o.o.

NAJWIĘKSZE TARGI W BRANŻY
17-19 marca 2020 Warszawa

www.automaticon.pl

eprasa.pl f319dfd8e2

odpowiedników wyróżniają się one bardzo małym prądem upływu, wynoszącym 24 μA w stanie aktywnym i 7 μA w stanie oszczędnościowym przy wyłączonych zewnętrznych tranzystorach MOSFET. Monitorują prąd, napięcie i temperaturę ogniwa, realizując zabezpieczenie zwarciowe, nadnapięciowe, podnapięciowe, termiczne oraz przed przeładowaniem. Ustalają bezpieczne warunki ładowania, zapewniające długi czas bezawaryjnej pracy ogniwa. Ponadto, zapobiegają klonowaniu pakietów akumulatorowych, wykorzystując do tego autoryzację SHA-256 ze 160-bitowym kluczem. Każdy egzemplarz zawiera unikalny 64-bitowy identyfikator.

Do pomiaru pojemności ogniwa, MAX17301 i MAX17311 wykorzystują algorytm ModelGauge m5, łączący dużą dokładność krótkoterminową i liniowość licznika kulombów z dużą stabilnością długoterminową. Układy automatycznie kompensują efekty starzenia, temperaturę i szybkość rozładowywania, zapewniając precyzyjne wyznaczanie stanu naładowania (SOC) w procentach lub mAh w szerokim zakresie parametrów pracy. Funkcja *dynamic power* umożliwia natychmiastowe dostarczenie do obciążenia maksymalnego impulsu energetycznego bez naruszenia minimalnej dopuszczalnej wartości napięcia wejściowego. Dostęp do wewnętrznych rejestrów układu odbywa się za pośrednictwem interfejsu 1-Wire (MAX17311) lub I²C (MAX17301).

MAX17301 i MAX17311 są zamykane w obudowach TDFN-14 (3×3 mm) i WLP (2,5×1,7 mm). Podobnie, jak wcześniejsze układy tego typu z oferty Maxim, są zgodne z wymogami norm bezpieczeństwa IEC 62368-1/UL 62368-1. Ich ceny hurtowe zaczynają się od 1,14 USD przy zamówieniach 1000 sztuk. Dostępny jest zestaw ewaluacyjny w cenie 60 USD.

http://bit.ly/2PgfSj6

Energooszczędny, miniaturowy konwerter DC-DC Buck-Boost o sprawności 97%

Do oferty firmy Rohm dołącza miniaturowy konwerter DC-DC Buck-Boost BD83070GWL o dużej sprawności, zamykany w obudowie UCSP50L1C o powierzchni zaledwie 1,6×1,2 mm. Zawiera on wbudowany tranzystor MOSFET o małej rezystancji RDS(on), zrealizowany w procesie BiCDMOS 0,13 μm. Jest przystosowany do pracy w urządzeniach przenośnych zasilanych z pojedynczego ogniwa litowo-jonowego. Akceptuje napięcia wejściowe z zakresu od 2,0 do 5,5 V, a jego napięcie wyjściowe jest ustalone fabrycznie i może wynosić 2,5 V lub 3,3 V.

Pomimo małych gabarytów, BD83070GWL zapewnia wydajność prądową 1 A w podzakresie napięć wejściowych 2,7…5,5 V. Przy braku obciążenia pobiera jedynie 2,8 μA prądu, co pozwala wydłużyć nawet o ponad 1,5× czas pracy w porównaniu z urządzeniami zawierającymi typowe konwertery DC-DC o prądzie spoczynkowym rzędu 100 μA. Sprawność energetyczna BD83070GWL sięga nawet 97% przy prądzie wyjściowym 200 mA i pozostaje na poziomie powyżej 90% w szerokim zakresie prądów obciążenia od 100 μA do 1 A.

http://bit.ly/2r2c2zY

Niskoprofilowy 6-amperowy konwerter DC-DC do systemów z szyną pośrednią 6 V

EC2650QI to nowy konwerter DC-DC produkcji Intel Enpirion, przeznaczony do zastosowań w systemach z szyną pośrednią 6 V. Został on zaprojektowany do współpracy z 6-woltowymi konwerterami Intel Enpirion w dwustopniowych systemach zasilania układów FPGA i ASIC, pozwalających ograniczyć koszty i powierzchnię płytki drukowanej bez pogarszania sumarycznej sprawności. Zapewnia wydajność prądową 6 A i sprawność do 94%. Jego zakres napięć wejściowych wynosi od 8 do 13,2 V. EC2650QI pozwala zrealizować kompletny obwód konwertera na powierzchni 150 mm². Sam jest zamykany w niskoprofilowej obudowie QFN-36 o powierzchni 5,5×5,5 mm i grubości zaledwie 0,9 mm. Zawiera wewnętrzny tranzystor MOSFET. Może być łączony z innymi konwerterami EC2650QI w konfiguracji Master/Slave w systemach o maksymalnej mocy wyjściowej 144 W. Zawiera wyjście sygnalizacyjne Power OK oraz zabezpieczenia: nadprądowe, zwarciowe, termiczne, nadnapięciowe i podnapięciowe.

https://intel.ly/2Xuj9xy

REKLAMA

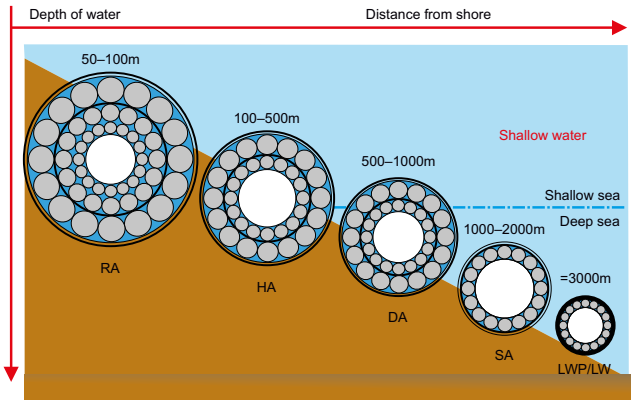
ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA MATERIAŁY DODATKOWE MEDIA

Aby skorzystać z materiałów dodatkowych dołączonych do numeru, należy:

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

eprasa.pl f319dfd8e2

koktajl niusów



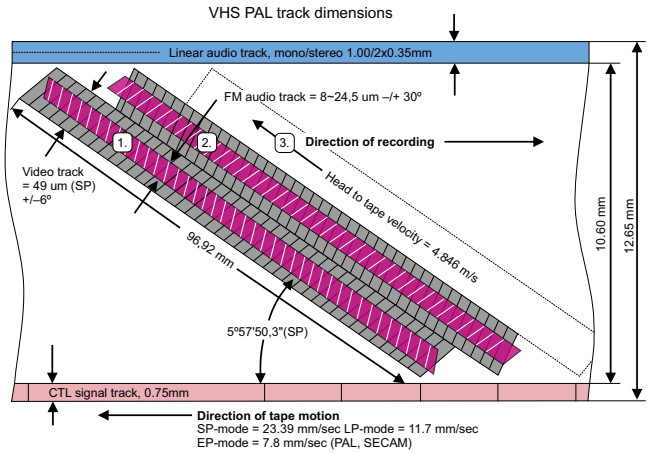
Grubość podwodnych kabli światłowodowych

Wydawałoby się, że im większa głębokość wody tym większa średnica kabla światłowodowego. Jednak w praktyce jest odwrotnie. Dlaczego? Otóż ekonomia, a dokładniej nacisk na jak największą minimalizację kosztów wytworzenia takiego kabla. Krótko mówiąc przyjmuje się, że na dużych głębokościach nie występują czynniki, obiekty, organizmy itp., które mogłyby spowodować uszkodzenie, bądź inaczej: prawdopodobieństwo uszkodzenia w wyniku ich oddziaływania jest znikome (obecna jest tylko woda). Skoro tak, to grubsza osłona kabla nie jest potrzebna i można zaoszczędzić pieniądze. Z kolei dla mniejszych głębokości ryzyko to jest większe, przez co osłona ta jest wymagana. Oczywiście można tu zarzucić ignorancję z powodu łodzi podwodnych, które mogą przerwać kabel w ramach sabotażu lub odwetu. Jednak paradoksalnie nie ma to znaczenia, ponieważ obecnie jest na tyle dużo kabli światłowodowych pod wodą, że przerwanie jednego nie powoduje znaczących zakłóceń w komunikacji, ponieważ „ruch" jest wówczas przekierowywany na inne - tak naprawdę należałoby uszkodzić przynajmniej kilkanaście, aby uzyskać zauważalny efekt. Ale i to jest mało prawdopodobne, jako że współcześnie mało któremu państwu zależy na świadomej, globalnej destabilizacji systemów telekomunikacji – chyba, że będzie to już kolejna wojna światowa...

Date	Author	Method	Result (km/s)	Error
1676	Olaus Roemer	Jupiter's satellites	214,000	
1726	James Bradley	Stellar Aberration	301,000	
1849	Armand Fizeau	Toothed Wheel	315,000	
1862	Leon Foucault	Rotating Mirror	298,000	+-500
1879	Albert Michelson	Rotating Mirror	299,910	+-50
1907	Rosa, Dorsay	Electromagnetic constants	299,788	+-30
1926	Albert Michelson	Rotating Mirror	299,796	+-4
1947	Essen, Gorden-Smith	Cavity Resonator	299,792	+-3
1958	K. D. Froome	Radio Interferometer	299,792.5	+-0.1
1973	Evanson et al	Lasers	299,792.4574	+-0.001
1983		Adopted Value	299,792.458	

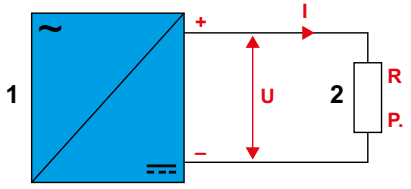
Prędkość światła „w czasie"

Tego ile wynosi prędkość światła w próżni z pewnością nikomu wyjaśniać nie trzeba – na potrzeby codzienne jest to $3 \cdot 10^6$ km/s, a precyzyjne 299 792 458 km/s. Jednak o wiele ciekawsza jest droga otrzymania tych wartości – zgodnie z rysunkiem wartość prędkości początkowo rosła, po czym zaczęła maleć, aż do osiągnięcia drugiej ze wspomnianych. Jak można zauważyć, najwcześniejszą próbę jej wyznaczenia podjęto w 1676 roku, podczas gdy dzisiejsza obowiązuje od 1983 roku. Co więcej, wyznaczano ją na różne sposoby: począwszy od śledzenia ruchu satelit Jowisza, a skończywszy na laserach. Ponadto wraz z kolejną metodą błąd ustalenia wartości ulegał zmniejszeniu, co było możliwe szczególnie dzięki coraz doskonalszej aparaturze pomiarowej. Zresztą doskonałość ta jest odpowiedzialna za przytoczony spadek. Niemniej wartość prędkości z pewnością zostanie jeszcze dokładniej określona – w końcu jak pokazano nie jest dana na zawsze, choć się tak wydaje.



Taśma VHS – opis „parametrowy"

Choć czasy kiedy kaseta VHS święciła swoje triumfy już minęły, to jest ona jeszcze używana. Co więcej nie jest tajemnicą, że zapis na jej taśmie odbywa się „pod kątem" tzn. obraz jest rejestrowany w postaci kolejnych „skośnych" ścieżek modulowanych częstotliwościowo, podczas gdy dźwięk jest rejestrowany w postaci ścieżki przy jednym z jej brzegów. Jednak jak wygląda ten zapis od strony „liczbowej"? Otóż tak jak pokazuje rysunek. W szczególności warto zwrócić uwagę, że odbywa się w stronę przeciwną do odczytu oraz że kąt nachylenia ścieżek zawierających obraz jest mały. Ponadto szerokość tych ścieżek jest większa od pozostałych, natomiast odstęp między pierwszymi, a ostatnimi jest niewielki. Wszystko to, aby zmieścić jak najwięcej informacji (m.in. takim zamiarem kierowano się przy opracowywaniu standardu VHS). Oczywiście nie brakuje ścieżki kontrolnej, by „nie zgubić tempa" odczytu taśmy.



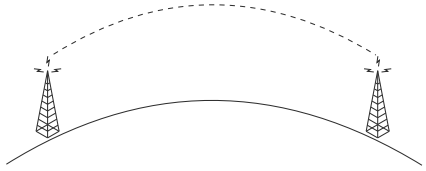
Wydajność prądowa – „sprostowanie"

Z wydajnością prądową sprawa jest prosta – nieprecyzyjnie, ale jednak, jest to maksymalna wartość natężenia prądu oferowana przez

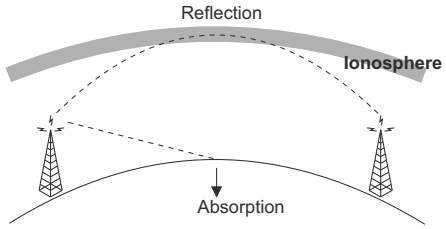
eprasa.pl f319dfd8e2

źródło zasilania. Dlaczego nieprecyzyjnie? Ponieważ jest to zapożyczenie z chemii, które w dodatku mocno spłycono. Słowem jest to w rzeczywistości iloraz faktycznej masy produktu wytworzonego w czasie elektrolizy, do tej samej masy, ale wynikającej z prawa Faradaya. Co prawda w przypadku wspomnianego źródła też zachodzi podobna analogia, tzn. jest wytwarzany prąd, którego część idzie na straty, a tym samym jest on mniejszy niż by oczekiwano – jednak sens ten został zatracony i uproszczony do definicji z początku, która, chcąc nie chcąc, stała się powszechna. Czytając tę ciekawostkę pamiętajmy o pierwotnym znaczeniu (inaczej słowo „wydajność" dalej będzie tylko niezrozumiałym określeniem).

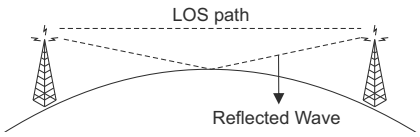
At **VLF, LF and MF** bands, radio vawes follow the ground. AM radio broadcasting uses MF band.



At **HF** bands, the ground waves tend to be absorbed by the earth. The waves that reach ionosphere (100-500 km above earth surface), are refracted and sent back to earth.



VHF Transmission



Fal radiowych tendencja do odbijania się o ziemię

Im wyższa częstotliwość sygnału radiowego, tym większa jego tendencja do odbijania się o ziemię. W szczególności jest to widoczne dla fal krótkich (zakres HF) i metrowych (zakres VHF) oraz wzwyż. Krótko mówiąc ostatnie nie podążają za krzywizną ziemi, podczas gdy te o mniejszych częstotliwościach już tak. Tym samym te ostatnie odznaczają się większym zasięgiem i są stosowane do transmisji informacji na duże odległości. Jednak nie oznacza to, że i one nie odbijają się od ziemi – ich odbicia są po prostu bardzo stłumione, a przez to w praktyce niezauważalne.

REKLAMA

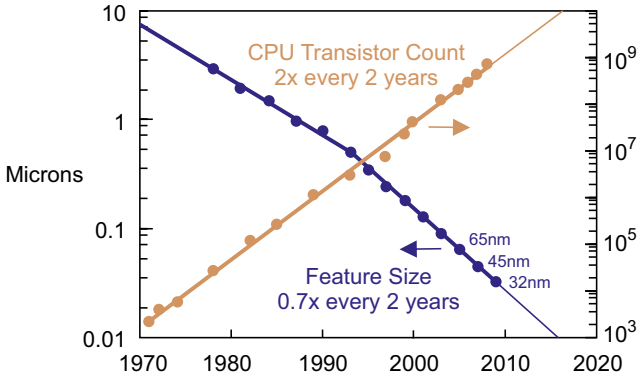
OBWODY DRUKOWANE

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

Faldruk s.c.

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

SITODRUK NA OBUDOWACH



Prawo Moore'a, a proces technologiczny

Jak wiadomo zgodnie z prawem Moore'a liczba tranzystorów procesora podwaja się co dwa lata. Jednak co te lata zmniejsza się również jego proces technologiczny, zgodnie z zależnością: 0,7 razy obowiązująca wartość tego procesu (jak pokazuje wykres). Jak zatem widać, o wiele łatwiej jest „upakować" jak najwięcej tranzystorów w krzemie niż je „pomniejszyć". Ponadto ostatnia zależność nie otrzymała dotąd nazwy.

„Żarówka" z ciekłego azotu

Masz w domu ciekły azot, a nie wiesz co z nim zrobić? Jeśli tak, to poczyń jak youtuber AdBuster, który w ramach autorskiej serii „Zwariowane laboratorium AdBunia" przeprowadził eksperyment polegający na zanurzeniu druciku wolframowego w czynniku z początku (***http://bit.ly/2NVUz5q***). Ku jego zaskoczeniu eksperyment ten się powiódł, choć wydaje się, że nie powinien, jako że ciekły azot to ciecz zalewająca drucik – a jak może działać coś co jest zalane? Jednak to nieprawda – w praktyce bowiem następuje zjawisko Leidenfrosta polegające na tym, że wokół ciepłego elementu zanurzonego w chłodnej cieczy (niezależnie od sposobu jej dostarczania) wytwarza się cienka warstwa gazu izolująca ten element od cieczy. Najlepiej to widać, gdy wrzuci się do wody rozgrzaną do czerwoności kulkę metalową (***http://bit.ly/37eAizB***) bądź wkładając ciepłą dłoń do zimnej wody (***http://bit.ly/2Qym4nv***).

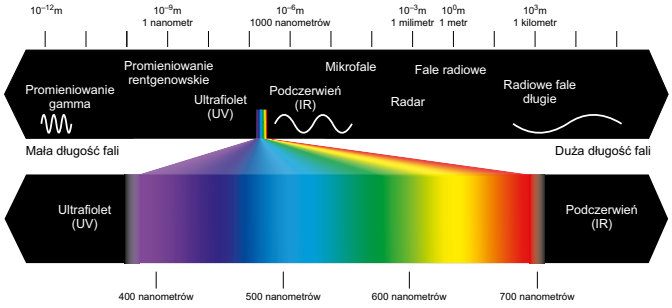
Słowem czysta fizyka, która pozytywnie zaskakuje!

„Stare" kodowanie Canal+ nadal żywe!

Canal+ – jeden z pierwszych kanałów telewizyjnych, który w połowie lat 90-tych XX wieku pokazał Polakom, że obok bezpłatnej analogowej telewizji istnieje również płatna, do której dostęp należy uprzednio opłacić – w przeciwnym razie zarówno obraz i dźwięk są „zakodowane" i trudno oglądać taki kanał. Jednak nie chodzi tu o ten fakt, a o sposób „kodowania", który wydawałoby się, że nie jest już obecnie stosowany. Dla przypomnienia jest to system Nagravision Syster zamieniający w sposób pseudolosowy kolejność linii

eprasa.pl f319dfd8e2

obrazu, oraz opcjonalnie zamieniający dźwięk oryginalny na jego modulację DSB-SC z użyciem nośnej 12 kHz. Jak się okazuje jest on na powrót stosowany we francuskiej wersji Canal+ od połowy stycznia 2017 roku, z tą jednak różnicą, że inaczej niż wcześniej niemal połowa obrazu jest teraz zasłonięta przez czarny pasek z informacją o tym kiedy będzie tzw. „okienko otwarte" w ramach, którego kanał nie jest kodowany. Reszta natomiast nie uległa zmianie, wliczając obraz, który dalej jest czarno-biały. Warto dodać, że „kodowanie" to obowiązuje jedynie dla przekazu satelitarnego, i to w dodatku cyfrowego!

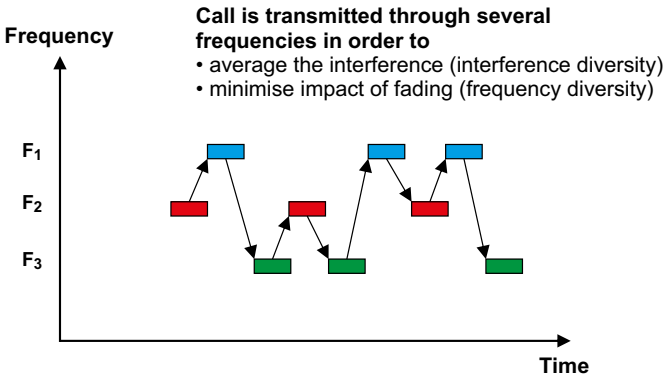


Promieniowania „pod"

Często słyszymy, że istnieje promieniowanie podczerwone, którego nazwa ma związek z eksperymentem Williama Herschela, który odkrył je przypadkiem umieszczając termometr rtęciowy w widmie optycznym uzyskanym przez przepuszczenie światła białego przez pryzmat, oraz zauważając, że największe wskazania uzyskuje dla nieoświetlonego pola tuż „pod" kolorem czerwonym. Jednak czy is-tnieją inne promieniowania „pod"? Oczywiście, że tak – co np.: z promieniowaniem „podzielonym" (nie w sensie dzielenia) czyli promieniowaniem żółtym, albo z promieniowaniem „podżółtym", czyli promieniowaniem pomarańczowym? Choć nie przyjęło się mówić w ten sposób, ale jednak można i tak na to spojrzeć, zwłaszcza, że we wspomnianym widmie kolory te również są „pod sobą". Co więcej dotyczy to dowolnego promieniowania, niezależnie od tego czy jest z pasma widzialnego czy nie.

Utrudniony „podsłuch" radiowy

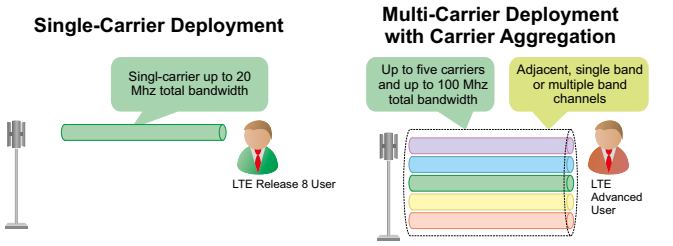
Chcesz utrudnić podsłuch w komunikacji bezprzewodowej bez używania szyfrowania? Jeśli tak, to skorzystaj z doświadczenia wojska oraz ich radiostacji czwartej generacji (zwanych PR4G), które stosują co najmniej kilka częstotliwości do transmisji mowy. Słowem radiostacje te „skaczą" po tych częstotliwościach i starają się przesyłać jak najmniej próbek sygnału przez jak najkrótszy czas, na jak największej liczbie tych częstotliwości (w takiej sytuacji tylko cierpliwa osoba ma ochotę rozgryzać tego rodzaju emisję). Jakby nie patrzeć jest



to modyfikacja dostępu FDMA, w którym jednemu użytkownikowi przypisuje się jedną częstotliwość.

Klawisz ESC – etymologia

Do czego był pierwotnie przeznaczony klawisz ESC? Nie, nie do „ucieczki" z programów, w sensie wyjścia z nich. Jak się okazuje miał on na celu generację znaku specjalnego „escape" kodowania ASCII, narzucającego zmianę interpretacji znaków zaraz po nim występujących. Krótko mówiąc znaki te były traktowane jako dedykowana sekwencja służąca np. do zmiany położenia kursora na ekranie monitora. Tym samym jest to „ucieczka", lecz od domyślnej interpretacji znaków (jedna z wielu angielskich metafor), której sens dopiero potem zmienił się wraz z rozwojem komputerów i ich funkcjonalności.



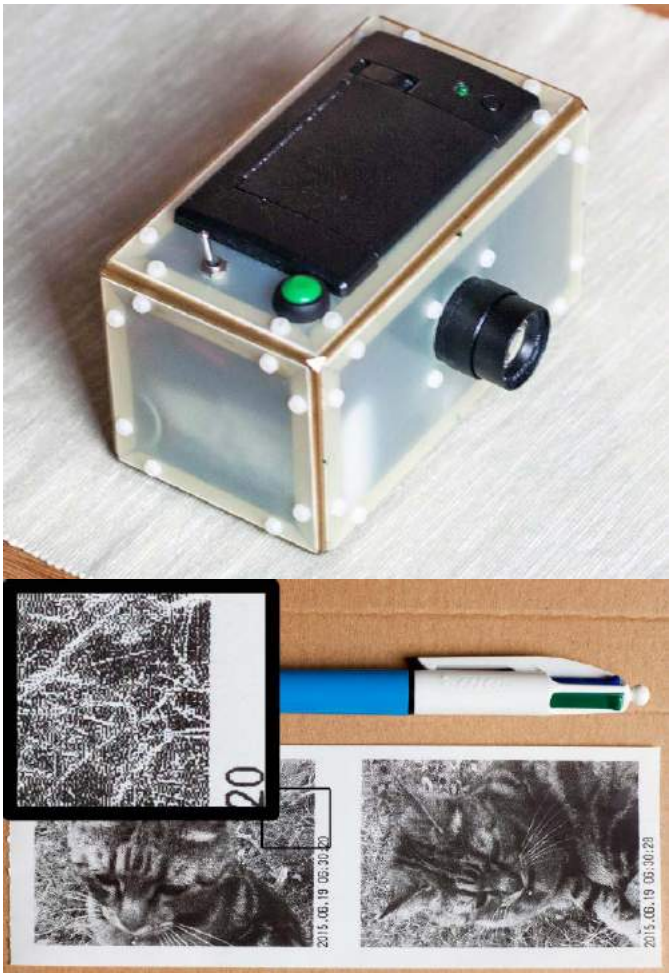
Szybszy internet LTE = agregacja łączy

Od pewnego czasu można zauważyć oferty dotyczące zwiększenia wartości „szybkości" internetu realizowanego w oparciu o standard LTE związany z telefonią czwartej generacji. W szczególności przoduje w tym firma Orange, która proponuje w tym celu tzw. agregację łączy. Co to oznacza? Otóż użycie nie jednej, a kilku częstotliwości do wymiany danych, podobnie jak w internecie przewodowym realizowanym w oparciu o technikę DSL. Dlaczego tak? Ponieważ prawo Shannona, które mówi wprost, że im większe pasmo sygnału stosowanego do przesyłania informacji tym większa przepustowość kanału bez względu na jego rodzaj. Słowem jedna częstotliwość to pasmo o szerokości x Hz, natomiast N takich częstotliwości to pasmo o szerokości x·N MHz. Niemniej, wbrew reklamom, taki internet nie musi być szybszy od światłowodu – w końcu wiele osób korzysta z „agregowanych" łączy w tym samym czasie, a nie tylko jedna.

eprasa.pl f319dfd8e2

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.



PolaPi – kamera instant oparta na Raspberry Pi

Zupełnie innym aspektem fotografii jest możliwość tylko pokazania zdjęcia, które właśnie zrobiłeś znajomym na ekranie aparatu, a czym innym możliwość natychmiastowego jego wydrukowania, aby zaprezentować zdjęcie na papierze. Celem aparatu PolaPi nie jest wykonywanie dobrej jakości wydruków. Jak sam autor wskazuje, chodzi o pewną ciekawostkę, jak i samą możliwość prezentacji zdjęć na papierze.

W systemie zastosowano drukarkę termalną, do szybkiego drukowania fotografii na typowym papierze termalnym, który najczęściej spotykamy np. w kasach fiskalnych. Nie daje to trwałych wydruków, jednak w zupełności wystarcza do tego celu. Aparat powstał, jak pisze sam autor, z niedrogich i łatwych do znalezienia części. Korzysta z Raspberry Pi 2 i komercyjnie dostępnej drukarki termalnej. Oprogramowanie kamery napisane jest w całości w Javie.

Autor, opracował także drugi, podobny projekt, który korzysta z Raspberry Pi Zero.

http://bit.ly/35jXtqD
http://bit.ly/2CTxudo

Modem NPR – New Packet Radio

NPR (*New Packet Radio*) to niestandardowy protokół radiowy, przeznaczony do transportu dwukierunkowego ruchu internetowego poprzez łącza radiowe 430 MHz (częstotliwości radiowe bezlicencyjne – 420...450 MHz, dostępne w większości krajów na świecie). Protokół ten jest zoptymalizowany pod kątem topologii „punkt – wiele punktów" za pomocą zarządzanego protokołu TDMA Szybkość transmisji wynosi nawet do 500 kb/s.

Modem radiowy przedstawiony w tym projekcie jest tani (kosztuje około 80 dolarów) i zastosowano w nim popularny moduł ISM 433 MHz do obsługi kanału radiowego. Dzięki użyciu certyfikowanego modułu nie ma problemu z legalnym uruchamianiem transceivera.

eprasa.pl f319dfd8e2

System dedykowany jest głównie dla radioamatorów, którzy chcieliby spróbować swoich sił z transmisją danych na falach radiowych. Modem przedstawiony w projekcie łatwo samodzielnie zbudować, a cały system można rozbudować za pomocą typowych elementów, spotykanych w warsztatach radioamatorów. Można zwiększyć np. moc nadawczą systemu, nawet do 20 W i więcej, co pozwala istotnie zwiększyć zasięg komunikacji z pomocą NPR.

Projekt w całości, od specyfikacji protokołu komunikacyjnego, poprzez hardware i software modemu opracowanego dla NPR, jest otwarty i dostępny na stronach projektu.

http://bit.ly/37nAf4O

Nowoczesne wizytówki z komunikacją NFC

Nic nie jest lepszą reklamą elektronika, niż elektroniczna, inteligentna wizytówka, z systemem komunikacji bezprzewodowej do przesyłania informacji na temat właściciela do zainteresowanych osób. Przedstawiona w tym projekcie wizytówka jest oparta na mikrokontrolerze z rdzeniem ARM Cortex-M0 ze zintegrowanym modułem NFC. Zasilana jest z energii zebranej z komunikacji NFC (podobnie jak w przypadku systemów RFID). Dla entuzjastów komunikacji kablowej, na płytce znajdziemy także interfejs JTAG oraz I²C. Dzięki temu, moduł może nie tylko służyć jako wizytówka, ale także prosta płytka deweloperska itp.

Moduł bazuje na mikrokontrolerze LPC8N04 firmy NXP. Oprócz tego układu ze zintegrowanym transceiverem na płytce znaleźć można dziewięć supercienkich pomarańczowych diod elektroluminescencyjnych – mają one zaledwie 0,4 mm grubości. Służą one do pokazu świetlnego i przesyłania informacji zwrotnych o działaniu systemu.

Sam mikrokontroler zużywa tylko 900 µA przy taktowaniu zegarem 8 MHz i 200 µA przy taktowaniu równym 1 MHz. Czytniki NFC dostarczają energię do układu przez cały czas trwania komunikacji, dzięki czemu system sprawdzi się, także w wielu innych ciekawych zastosowaniach. Póki co autor konstrukcji zaproponował prostą aplikację w której do interfejsu I²C podłączyć można sensor. Sterowanie sensorem zrealizowane jest z użyciem timera, który mierzy czas, na jaki karta jest przytknięta do czytnika. Zmiany trybu pracy sygnalizowane są za pomocą diod LED.

http://bit.ly/2OpTzWn

Elektroniczna plakietka na konferencję Hackaday Superconference 2019

Hackaday Superconference to największe zgromadzenie 'hakerów' sprzętu, konstruktorów, inżynierów i entuzjastów na świecie. Setki inżynierów i entuzjastów inżynierii uczestniczyło w tej konferencji i zorganizowanych warsztatach. Spotkanie odbyło się w piątek 15 listopada w Pasadenie w Stanach Zjednoczonych. Konferencja rozpoczęła się od szybkiego programowania plakietek konferencyjnych, które zaprojektowane zostały jako proste moduły deweloperskie.

Plakietka Hackaday Superconference 2019 oparta jest na układzie FPGA ECP5 posiadającym 45 tysięcy bloków LUT. Moduł ma formę przenośnej konsolki do gry, z ośmioma przyciskami do dyspozycji użytkownika

i kolorowym ekranem LCD. Aplikacje można pisać w C i kopiować do modułu za pomocą pamięci masowej USB. Z tyłu plakietki znajduje się również 40-pinowy adapter kartridża, a prototypowe kartridże wyposażone są w pamięć Flash do przechowywania własnych aplikacji.

Projektantem płytki (plakietki?) deweloperskiej jest Jeroen Domburg (znany jako Sprite_TM). Rozpoczął pracę nad koncepcją w styczniu 2019 roku, a produkcja ponad 500 plakietek zakończyła się około trzy tygodnie przed superkonferencją.

http://bit.ly/2KCmGV9

Atlas – uniwersalny, drukowalny robot o sześciu stopniach swobody

Projekt ten, jak sama nazwa wskazuje, to kompletny robot przemysłowy, wykonany w pełni w technice druku 3D. Przedstawiony poniżej robot posiada sześć stopni swobody, co daje mu spore możliwości ruchu. Autor wydrukował nawet własne przekładnie cykloidalne – w robocie znajduje się ich pięć sztuk, na prawdę każdej osi ramienia. Robot posiada osiem enkoderów, dwa silniki BLDC i cztery silniki krokowe. Całym systemem sterują moduły Teensy.

Jak pisze autor, strona mechaniczna projektu jest już zakończona – wszystkie elementy są zoptymalizowane i dobrze udokumentowane. Obecnie trwają prace nad elektroniką, w tym także wysokopoziomową obsługą systemu z poziomu ROS (Robot Operating System) z pakietu Moveit!, aby zintegrować środowisko sterowania z popularnym i szeroko przyjętym w robotyce systemem ROS.

Nominalny udźwig maksymalny ramienia wynosi 4,5 kilograma, aczkolwiek, jak podaje autor, realnie praktyczny udźwig całego ramienia

eprasa.pl f319dfd8e2

z dobrą dokładnością ruchu bliższy jest wartości 2,5 kg. Największym ograniczeniem systemu jest wytrzymałość w „nadgarstku" robota – na samych osiach Ax1, Ax2 oraz Ax3 udało się podnieść niemalże 10 kg na wysokość pół metra. Przekłada się to na obciążenie około 60 Nm w osi Ax2.

Ramie posiada sześć osi obrotu, oznaczonych Ax1..Ax6. Każda z nich zaimplementowana jest w nieco inny sposób. Do sterowania nimi zastosowano pięć modułów Teensy 3.2, które są połączone ze sobą w jednej sieci CAN. Do tego samego interfejsu podłączone są moduły Odrive sterujące niektórymi silnikami. Dzięki temu przez całą długość robota biec musi jedynie kilka kabli – masa, dwie linie zasilania (48 V oraz 12 V) i interfejs CAN.

Oś Ax1 posiada jednoetapową przekładnie pasową 1:10, silnik krokowy NEMA 23, i enkoder o rozdzielczości 1600 PPR (punktów na obrót), na dedykowanej przekładni (53:7), która zwiększa rozdzielczość do 11733 PPR. Ax1 to obrót podstawy ramienia. Oś Ax2 to pierwsze od dołu połączenie ruchome. To miejsce napędzane jest przez silnik BLDC z sterownikiem Odrive. Silnik posiada dwustopniową przekładnię – pasową 1:5 oraz cykloidalną o przełożeniu 1:34, co daje łączne przełożenie 1:120. Ax3 również posiada silnik Odrive BLDC z dwustopniową przekładnią pasową i cykloidalną, co daje całkowite przełożenie 1:84. Osie dwa i trzy posiadają po dwa enkodery. Jeden z nich znajduje się bezpośrednio na wale silnika i zapewnia 8192 PPR, a drugi dołączony jest na przegubie, który dołączony jest do głównej osi dedykowanym paskiem zębatym, który nie przenosi żadnego dodatkowego obciążenia i zapewnia dokładność 4096 PPR; zwiększa to precyzję w porównaniu z paskiem, który byłby współdzielony między enkoderem a silnikiem. Łącznie daje to 20480 PPR dla osi Ax2 i 16384 Ax3 z uwagi na zastosowane przełożenie. Enkodery dla Ax2 i Ax3 są połączone z jednym modułem Teensy, na którym zrealizowano dwie niezależne pętle sterowania dla obu osi. Wyjścia tych pętli sterują modułami Odrive za pośrednictwem interfejsu CAN.

Osie Ax4, 5, 6 – wykorzystują silniki krokowe NEMA 17 z dwustopniowymi przekładniami o regulowanym przełożeniu (pasowe od 1:1 do 1:5 i cykloidalne 1:11). Użyta przekładnia dostępna jest jako otwarty projekt OpenCyRe. Każda z tych trzech osi posiada własny enkoder na przekładni 1:5,25 o rozdzielczości 512 PPR, co daje efektywną dokładność równą 2688 PPR. Osie Ax5 i 6 pracują na wspólnym module Teensy, a Ax4 posiada osobny sterownik. Wynika to z faktu, że Az5 i 6 nie przemieszczają się względem siebie. Do modułów Teensy podłączone są enkodery, a na wyjściu układu znajdziemy sygnały sterujące krokami silników.

W sterowniku zastosowano piąty moduł Teensy; znajdziemy tam dwa joysticki o trzech osiach swobody, co pozwala kontrolować nimi wszystkie stopnie swobody. Ten moduł Teensy może być również podłączany do komputera, umożliwiając wysyłanie poleceń pozycji przez port szeregowy.

Jak pisze autor projektu – robot jest tak wszechstronny, jak to tylko możliwe. Na jego końcu możliwe jest zainstalowanie szeregu różnych narządzi, dzięki temu, że w miejscu tym dostępne są nie tylko linie zasilania dla narzędzia, ale znajduje się także interfejs CAN do sterowania narzędziem. Wszystkie osie mają 15 obr./min lub więcej, robot jest w stanie poruszać ciężarem do 2,5 kg bez problemu i do 4,5 kg, jeśli ruch zostanie spowolniony. Zakres ruchu wynosi do 500 mm. Powtarzalność pozycyjna jest lepsza niż pół milimetra przy stałym obciążeniu. Autor podaje, że nie testował jeszcze powtarzalności przy dynamicznie zmieniającym się obciążeniu.

http://bit.ly/331XSMP

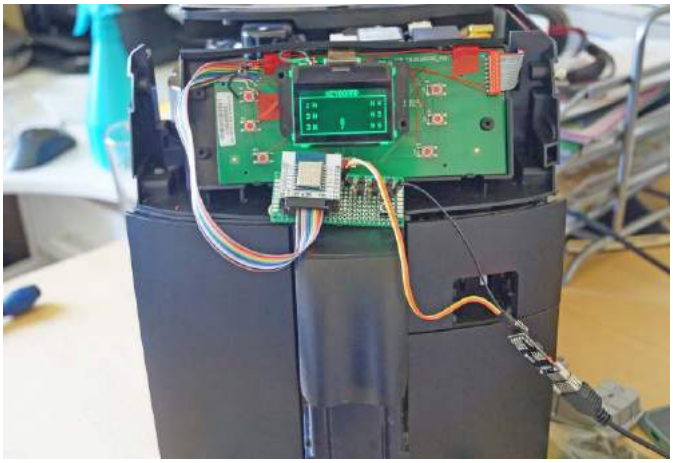
Interfejs Wi-Fi dla ekspresu do kawy

„Dodałem Wi-Fi do mojego ekspresu do kawy i podłączyłem go do Domoticza (serwera automatyki domowej), aby móc przygotować sobie kawę, gdy siedzę przy biurku lub ustawić minutnik, aby przygotować świeżą kawę po przebudzeniu" czytamy na stronie tego projektu. Od początku rozpowszechniania się systemów Internetu Rzeczy (IoT) podłączanie Internetu do lodówki, czy właśnie ekspresu do kawy było obowiązkowym etapem penetracji naszego otoczenia przez systemy IoT.

Autor projektu, użył modułu z ESP8266 do połączenia ekspresu do sieci Wi-Fi. Mikrokontroler podłączony jest do każdego z przycisków maszyny poprzez tranzystor, a także podłączył sygnał podświetlenia ekranu ekspresu do mikrokontrolera, aby uzyskać aktualny stan maszyny (kolor podświetlenia zmienia się z zielonego na czerwony na żółty w zależności od tego, co się dzieje). Obwód jest całkowicie schowany w maszynie i jest całkowicie niewidoczny z zewnatrz, jest podłączony do zasilania maszyny, więc nie potrzebuje żadnych zewnętrznych przycisków ani zasilacza. Oczywiście sam ekspres działa dokładnie tak jak poprzednio, każdy przycisk jest nadal w pełni funkcjonalny.

Układ oprogramowany został w języku LUA z wykorzystaniem firmware NodeMCU na ESP8266. Układ ten pełni rolę klienta TCP, który uzyskuje polecenia od Domoticza oraz serwera TCP, który wysyła informacje statusowe do głównego systemu automatyki domowej w regularnych odstępach czasu. Z poziomu Domoticza i pulpitu nawigacyjnego Dashticz można włączyć i wyłączyć ekspres, a także zrobić sobie dużą lub małą kawę, nie wstając od biurka... oczywiście, trzeba od niego wstać, aby ją przynieść.

http://bit.ly/2KBhiS8



eprasa.pl f319dfd8e2

TYLKO DLA PRENUMERATORÓW

niezbędnik elektronika

1. LTspiceXVII

LTspice XVII jest to prosty w obsłudze program, przeznaczony do projektowania i testowania analogowych i mieszanych układów elektronicznych. W aplikacji znajdziemy ogromną bibliotekę elementów i schematy tworzenia poszczególnych układów. Posiada specjalny tryb symulacji układu, dzięki niemu sprawdzimy m.in. napięcia, natężenia prądu, a także możliwe jest zaprezentowanie parametrów na wykresach.

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. Zapewnia podstawowe zasoby programowe, które pomagają twórcom aplikacji w realizacji ich pomysłów przy użyciu sprzętu z 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. Pakiet instalacyjny zawiera sterowniki dla głównych jednostek w postaci kodu języka C oraz wstępnie skompilowane pliki binarne i wiele przykładowych projektów.

4. Microchip-MPLAB-Mindi

Program przeznaczony do komputerowej symulacji i analizy analogowych układów elektronicznych. To uniwersalne narzędzie zawiera dwa główne elementy: Symulator SIMPLIS, specjalnie zaprojektowany do wykonywania symulacji układów zasilania impulsowego, oraz SIMetrix – uniwersalny symulator układów analogowych zawierający ulepszoną wersję SPICE, edytor schematów i przeglądarkę przebiegów. Wszytko to umieszczono w zintegrowanym środowisku.

5. Microchip-MPLAB-X-IDE

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

6. STM32CubeIDE-1.1.0

STM32CubeIDE to zaawansowana platforma programistyczna C/C ++ z konfiguracją urządzeń peryferyjnych, generowaniem kodu, kompilacją kodu i funkcjami debugowania dla mikrokontrolerów i mikroprocesorów STM32. Opiera się na frameworku ECLIPSE/CDT i łańcuchu narzędzi GCC.

7. STM32CubeMX-5.4.0

Najnowsza wersja narzędzia ułatwiającego konfigurację mikrokontrolerów STM32 za pomocą interfejsu graficznego. Pozwala skonfigurować GPIO i ustawienia zegara dla całego systemu oraz interaktywnie przypisać urządzenia peryferyjne. Tworzy kod w języku C wykorzystujący biblioteki HAL, który może być dołączony do projektu.

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
Pakietu 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.

4. ST Atollic TrueSTUDIO 9.1.0
Zintegrowane środowisko programistyczne dla mikrokontrolerów z rdzeniem ARM.

5. Cypress WICED Studio 6.2.1
Platforma do tworzenia oprogramowania dla urządzeń IoT.

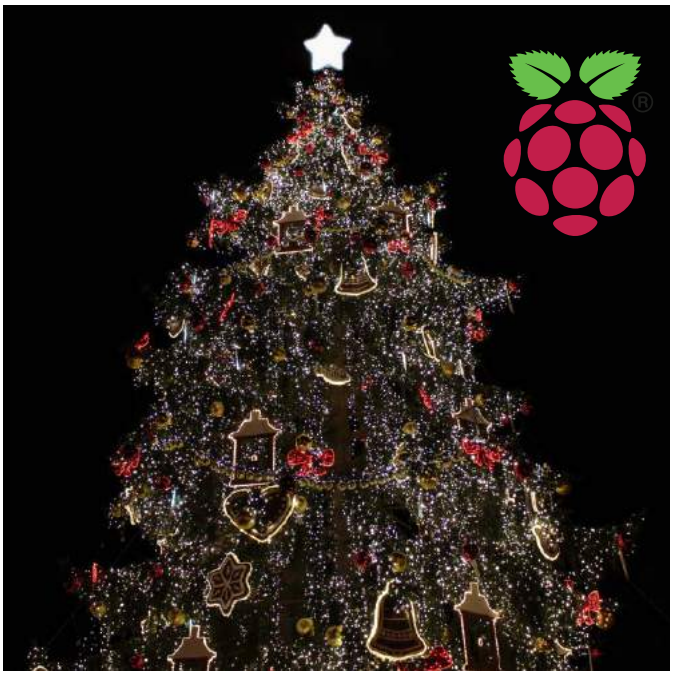
6. TI TINA 9
Symulator układów elektronicznych wspierany i rozwijany przez firmę Texas Instruments.

7. TI Code Composer Studio 8
Pakietu programów przeznaczonych do tworzenia aplikacji dla procesorów firmy Texas Instruments.

eprasa.pl f319dfd8e2

Lampki choinkowe sterowane z Raspberry Pi

Święta to ten okres, w którym każdy elektronik tęsknie spogląda w kierunku wszystkich układów mrugających diodami. Postęp w elektronice zawitał i do tej grupy układów elektronicznych. Tak jak kiedyś do sterowania lampkami na świątecznym drzewku używano prostych multiwibratorów czy układów opartych na klasycznym NE555, tak teraz do sterowania nimi stosuje się moduły takie jak komputer jednopłytkowy Raspberry Pi.



Przedstawiony w poniższym artykule projekt obejmuje użycie minikomputera Raspberry Pi do sterowania ośmioma gniazdkami prądu zmiennego, które są podłączone do łańcuchów lampek choinkowych. Każdy z łańcuchów lampek jest prostym, jednokolorowym sznurem żaróweczek. Aby nadać pokazowi świateł na drzewku bardziej dynamiczny charakter, w systemie można zamontować dodatkowo gwiazdę RGB z 25 diodami LED RGB, które również będą sterowane.

Dodatkową funkcją wynikającą z zastosowania komputera jednopłytkowego Raspberry Pi zamiast prostszych kontrolerów jest to, że popularna Malina umożliwia synchronizację świateł z muzyką. Natomiast dzięki podłączeniu Raspberry Pi do bezprzewodowej sieci Wi-Fi istnieje możliwość łatwego zdalnego sterowania lampkami.

Potrzebne elementy

Poniżej znajduje się lista elementów, jakie do konstrukcji układu zastosował autor projektu. Należy jednakże pamiętać, że wiele z nich można zastąpić innymi, kompatybilnymi urządzeniami, więc konstruując własny sterownik do światełek choinkowych, nie trzeba się trzymać w 100% poniższej listy. Do budowy sterownika potrzebne będą:

- Komputer jednopłytkowy Raspberry Pi. Każdy model i każda wersja tych minikomputerów poradzi sobie w opisanej tutaj aplikacji, więc zastosujemy ten, który mamy pod ręką albo który będzie najtańszy,
- Karta microSD do zapisania systemu operacyjnego i oprogramowania sterownika. Rekomendowana jest markowa karta o pojemności co najmniej 8 GB,
- Karta sieciowa (Wi-Fi) na USB, jeżeli wybrany przez nas minikomputer nie ma zintegrowanej karty bezprzewodowej,
- Moduł przekaźników elektronicznych. Autor użył ośmiokanałowego modułu SainSmart, dostępny na Amazonie. Przekaźniki elektroniczne w układzie mają maksymalny prąd 2 A, co jest wartością wystarczającą do zasilania chyba dowolnych lampek choinkowych. Należy unikać w tym systemie sterowania przekaźnikami elektromechanicznymi, ponieważ przekaźniki takie są głośne podczas pracy (klikają w czasie przełączania),
- Zasilacz 5 V, 3 A do zasilania diod gwiazd i Raspberry Pi,
- Zasilacz 5 V, 1A do zasilania przekaźników elektronicznych,
- Okablowanie do połączenia ze sobą wszystkich modułów,
- Osiem przedłużaczy dla światełek choinkowych,
- Złączki i inne elementy łączeniowe – wedle uznania i wygody podczas montażu,
- Obudowa (może być zrobiona samodzielnie albo kupiona obudowa uniwersalna),
- Głośniki do odtwarzania muzyki z Raspberry Pi.

Do zestawienia LED-owej gwiazdy RGB są potrzebne:

- 25 sztuk 12 mm diody RGB z sterownikiem (WS2801),
- Arkusz plastiku do zamontowania w nim diod,
- Arkusz matowego leksanu/pleksiglasu itp. do zakrycia LED-ów i rozmycia ich światła,
- Materiały do zrobienia obudowy gwiazdy (np. listewki drewniane),
- Czarna i biała farba w sprayu.

Oczywiście, potrzebne będą również lampki choinkowe. Autor wybrał następujący komplet:

- Białe lampki (100 punktów) – 4 sztuki,
- Białe lampki (50 punktów) – 1 sztuka,
- Czerwone lampki (100 punktów) – 2 sztuki,
- Zielone lampki (100 punktów) – 2 sztuki,
- Niebieskie lampki (100 punktów) – 2 sztuki.

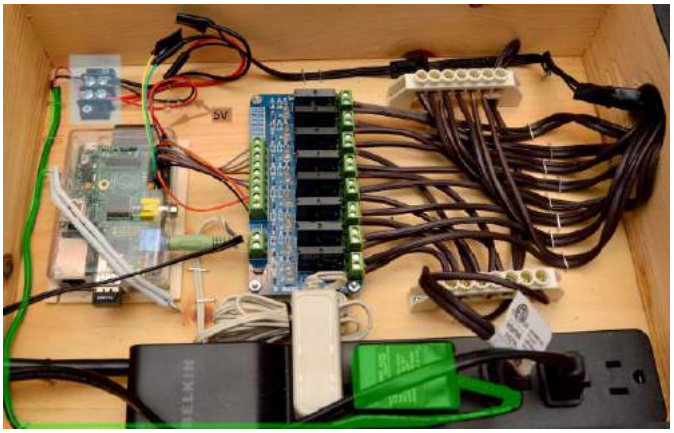
Do własnej choinki można zestawić dowolny zestaw lampek choinkowych w dowolnych kolorach.

Połączenia wewnętrzne w sterowniku

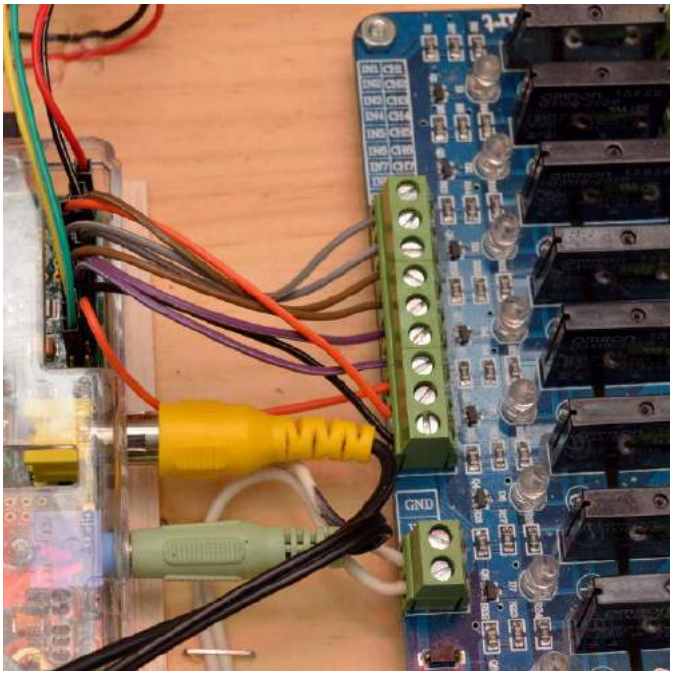
Zanim rozpoczniemy łączenie poszczególnych elementów z Raspberry Pi, należy skonfigurować komputer jednopłytkowy. Najlepiej zrobić to, zanim zamkniemy komputer w obudowie, gdyż niezbędne będzie dołączenie klawiatury i monitora lub telewizora. Celem jest takie skonfigurowanie systemu, by pracował bez kontroli z klawiatury, a jedynie przez sieć. Dodatkowo, na tym etapie powinniśmy doinstalować wszystkie wymagane biblioteki, takie jak te, które potrzebne są do obsługi diod LED WS2801.

Najprościej jest zainstalować system operacyjny Occidentalis na karcie microSD naszego komputera – ta dystrybucja Linuksa, stworzona przez Adafruit, ma wszystkie najpotrzebniejsze nam elementy. Po zainstalowaniu systemu musimy tylko skonfigurować kilka drobnych rzeczy:

eprasa.pl f319dfd8e2



Fotografia 1. Zmontowany układ w obudowie



Fotografia 2. Podłączenie modułu z przekaźnikami

- Powinniśmy wyłączyć interfejs GUI – Raspberry Pi ma bootować się bezpośrednio do linii komend,
- Edytując plik */etc/network/interfaces*, wpisujemy dane do logowania do naszej sieci bezprzewodowej oraz przydzielamy komputerowi statyczny numer IP, aby zawsze można było odnaleźć go w naszej sieci,
- Instalujemy usługi Telnet oraz FTP,
- Instalujemy bibliotekę Pygame – będzie używana przez skrypty w Pythonie do odtwarzania plików MP3 i WAV.

W tym momencie odłączamy od komputera jednopłytkowego ekran, klawiaturę i mysz, i możemy połączyć się poprzez sieć (przez SSH). Teraz podłączamy Raspberry Pi do potrzebnych modułów i umieszczamy całość w obudowie. Na **fotografii 1** pokazano zmontowany układ w obudowie. Obudowę można wykonać w dowolny sposób - autor konstrukcji użył drewna do zrobienia prostej obudowy, ale system będzie działał tak samo dobrze np. w obudowie uniwersalnej. Pamiętajmy, aby była ona na tyle duża, by pomieściła wszystkie potrzebne moduły i ich zasilacze.

W obudowie wykonujemy dwa otwory o średnicy około 4 cm, przez które wyprowadzimy przewody do przedłużaczy sterowanych przez Raspberry Pi i doprowadzimy zasilanie sieciowe do znajdującego się w środku przedłużacza. Jedno z gniazd posłuży nam do zasilania Raspberry Pi (zasilacz zaznaczony na fotografii 1 na zielono). Zasilanie 5 V podłączamy do komputera jednopłytkowego zgodnie z listą połączeń z **tabeli 1**. Po podłączeniu zasilania możemy uruchomić

Tabela 1. Lista połączeń zasilacza z Raspberry Pi

Sygnał	Pin Raspberry Pi
Zasilanie 5 V	2
Masa (GND) zasilacza	6

Tabela 2. Lista połączeń modułu przekaźników z Raspberry Pi

Sygnał	Pin Raspberry Pi
GPIO0	11
GPIO1	12
GPIO2	13
GPIO3	15
GPIO4	16
GPIO5	18
GPIO6	22
GPIO7	7
Masa (GND)	6, 9, 14, 20 lub 25

Listing 1. Skrypt testujący działanie przekaźników

```
#!/usr/bin/env python

import RPi.GPIO as GPIO, time

# Ustawienie trybu obsługi GPIO
GPIO.setmode(GPIO.BOARD)
# 10 sekund oczekiwaniua
time.sleep(10.0)
# GPIO0
# Konfiguracja pinu 11 (GPIO0) jako wyjścia
GPIO.setup(11, GPIO.OUT)
# Wystawienie na GPIO0 stanu wysokiego
# załączenie przekaźnika
GPIO.output(11, True)
# 2 sekundy oczekiwania
time.sleep(2.0)
# Wystawienie na GPIO0 stanu niskiego
# wyłączenie przekaźnika
GPIO.output(11, False)

#GPIO1
GPIO.setup(12,  GPIO.OUT)
GPIO.output(12, True)
time.sleep(2.0)
GPIO.output(12, False)

#GPIO2
GPIO.setup(13,  GPIO.OUT)
GPIO.output(13, True)
time.sleep(2.0)
GPIO.output(13, False)

#GPIO3
GPIO.setup(15,  GPIO.OUT)
GPIO.output(15, True)
time.sleep(2.0)
GPIO.output(15, False)

#GPIO4
GPIO.setup(16,  GPIO.OUT)
GPIO.output(16, True)
time.sleep(2.0)
GPIO.output(16, False)

#GPIO5
GPIO.setup(18,  GPIO.OUT)
GPIO.output(18, True)
time.sleep(2.0)
GPIO.output(18, False)

#GPIO6
GPIO.setup(22,  GPIO.OUT)
GPIO.output(22, True)
time.sleep(2.0)
GPIO.output(22, False)

#GPIO7
GPIO.setup(7,  GPIO.OUT)
GPIO.output(7, True)
time.sleep(2.0)
GPIO.output(7, False)
```

Raspberry Pi i zalogować się do niego przez sieć. Po sprawdzeniu poprawności montażu zasilacza odłączamy zasilanie od sterownika i instalujemy w nim moduł z przekaźnikami elektronicznymi, jak pokazano na **fotografii 2**. Do pinów zasilania modułu podłączamy zasilacz 5 V (inny niż dla Raspberry Pi). Dzięki tranzystorom w obwodzie sterowania przekaźnikami, sygnały z Raspberry Pi o napięciu 3,3 V mogą sterować modułem wykonawczym. Komputer jednopłytkowy

eprasa.pl f319dfd8e2

łączymy poprzez wyjścia GPIO0...GPIO7 z modułem przekaźników, zgodnie z danymi z **tabeli 2**. Jeśli zastosowaliśmy inny moduł niż Raspberry Pi Model B, upewnijmy się, że poszczególne linie GPIO są wyprowadzone w tych samych miejscach. Jeśli moduł, tak jak ten pokazany na fotografiach, ma na wejściu terminale śrubowe, dobrze jest połączenia te wykonać po zamontowaniu obu elementów w obudowie, aby można było przyciąć kable łączące do odpowiedniej długości. Na koniec upewnijmy się, że złącza są dobrze podłączone do Raspberry Pi i odpowiednio dokręcone w module z przekaźnikami elektronicznymi. Na module z przekaźnikami znajdują się także diody LED, sygnalizujące załączenie każdego z przekaźników, tj. wystawienie stanu wysokiego na odpowiednim pinie GPIO Raspberry Pi. Pozwoli nam to przetestować, czy wszystko zmontowaliśmy poprawnie.

Program testowy dla przekaźników

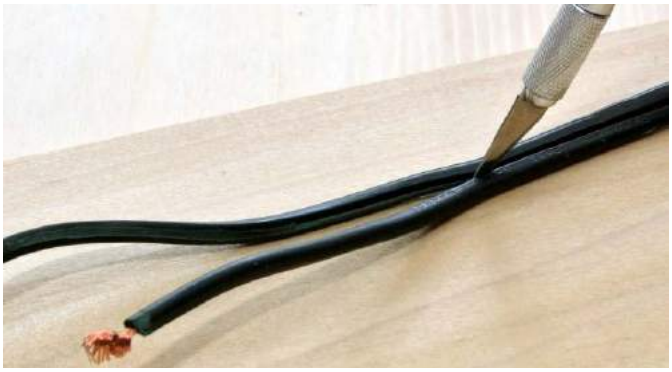
Aby przetestować poprawność montażu elementów wewnątrz sterownika, możemy uruchomić na Raspberry Pi prosty skrypt napisany w Pythonie (**listing 1**), który przetestuje podłączone do układu przekaźniki elektroniczne. Musimy wpisać (będąc w folderze, w którym znajduje się skrypt test.py) w linii poleceń terminalu następujące polecenie:

```
python test.py
```

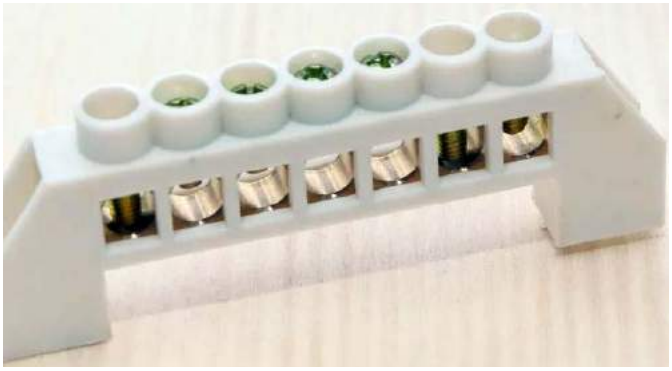
Skrypt włączy, po kolei, od GPIO0 do GPIO7, każdy z podłączonych przekaźników na dwie sekundy, po czym go rozłączy. Jeżeli któryś z przekaźników nie zadziałał, warto sprawdzić połączenia pomiędzy modułem SSR a komputerem jednopłytkowym Raspberry Pi.

Podłączanie lampek

Teraz możemy podłączyć do modułu z przekaźnikami przedłużacze, które posłużą nam do zasilania lampek choinkowych (czy dowolnych innych elementów oświetleniowych, jakimi możemy sterować). Od przedłużaczy należy odciąć wtyczkę sieciową, odizolować około 5 mm przewodu i rozciąć kawałek więcej (jeżeli mamy, tak jak na **fotografii 3**, przewód z dwoma żyłami w oddzielnej izolacji), aby ułatwić sobie podłączanie. Dodatkowo potrzebujemy jeszcze przewodu zakończonego odizolowanymi końcówkami z jednej strony i wtyczką sieciową z drugiej, aby podłączyć wszystkie linie do napięcia 230 V AC.



Fotografia 3. Przygotowanie przewodów od przedłużaczy



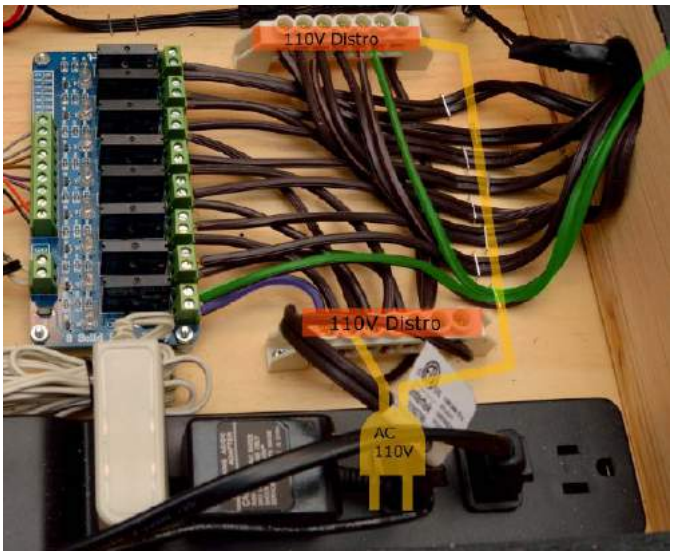
Fotografia 4. Listwa łącząca wiele przewodów

Do wszystkich przekaźników musimy dołączyć przewód fazowy, można w tym celu użyć listwy jak z **fotografii 4**. Następnie drugie (wolne) zaciski przekaźników łączymy z przedłużaczami. Pozostałe wolne przewody przedłużaczy łączymy listwą z drugą linią zasilania (linia zerowa). Przykład gotowej instalacji pokazano na **fotografii 5**. Oznaczenia „110V" dotyczą innych parametrów sieci energetycznej, ale dla sieci 230 V połączenia będą takie same.

Po zamontowaniu przedłużaczy sieciowych możemy podłączyć do nich lampki. Jak pokazano na **fotografii 6**, mogą to być zwykłe lampki podłączane do gniazdka, a nie lampki choinkowe. Aby przetestować, czy wszystko zostało podłączone poprawnie, można uruchomić ponownie skrypt z listingu 1. Przed podłączeniem lampek choinkowych należy upewnić się, że ich całkowity pobór prądu nie przekroczy dopuszczalnego prądu przekaźników (w tym wypadku 2 A). Warto zmierzyć to multimetrem ustawionym na pomiar prądu zmiennego. Zastosowane w projekcie lampki pobierają 0,34 A na jeden łańcuch, a autor planuje podłączyć po dwa łańcuchy na przekaźnik, co daje 0,68 A – istotnie poniżej limitu dwóch amperów.

Budowa gwiazdy RGB LED

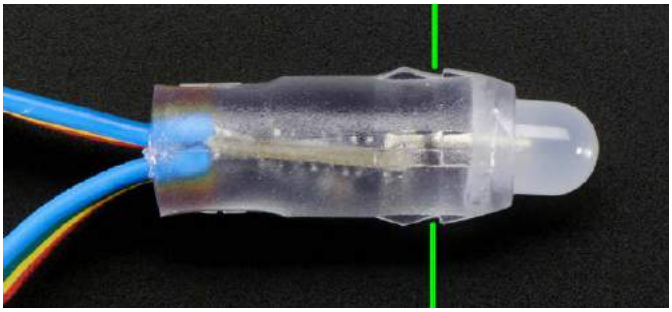
Kolejnym elementem ozdobnym, jaki wykonamy, jest gwiazda RGB. Dzięki zastosowaniu trójkolorowych diod LED możliwa jest zmiana barwy ich świecenia na niemalże dowolny kolor. Moduły WS2801, zastosowane w tym projekcie, integrują w sobie sterownik PWM dla diody RGB z interfejsem cyfrowym. Po połączeniu sterowników z dyskretnymi diodami LED RGB stanową one całość, jak pokazano na **fotografii 7**. Dzięki temu ich połączenie jest niezwykle proste – diody łączy się szeregowo. Po umieszczeniu wszystkich diod w przygotowanej obudowie (patrz **fotografia 8)** łączymy je ze sobą szeregowo. Autor projektu wykonał gwiazdę z drewna, w której umieścił 25 diod LED RGB w podstawce z ABS-u. Przykrył ją następnie fragmentem



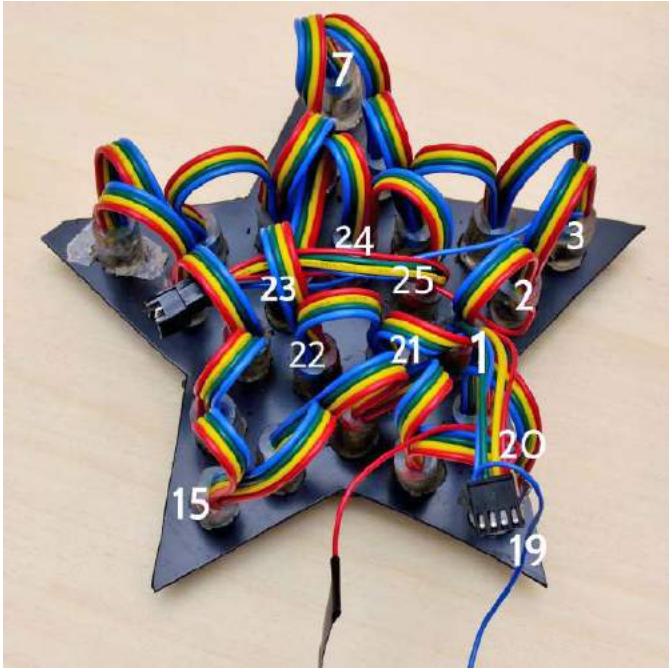
Fotografia 5. Instalacja łącząca moduł przekaźnikowy

Fotografia 6. Dołączone lampki testowe

eprasa.pl f319dfd8e2



Fotografia 7. Dioda LED RGB ze sterownikiem WS2801



Fotografia 8. Diody RGB w obudowie gwiazdy

mlecznej pleksi, aby rozmyć światło – dzięki temu gwiazda świeci bardziej jednorodnie i nie są widoczne poszczególne punkty świetlne.

Ostatnim krokiem jest wykonanie odpowiedniej długości przedłużacza dla gwiazdy RGB. Musi mieć cztery kable – dwa do zasilania i dwa dla danych i zegara. Diody zasilane są napięciem 5 V, więc podłączamy dwa kable do, odpowiednio, masy i zasilacza 5 V (tego samego, do którego podłączony jest komputer jednopłytkowy Raspberry Pi). Pozostałe dwa kable podłączamy do minikomputera zgodnie z **tabelą 3**. Po sprawdzeniu wszystkich połączeń diod do zasilania i Raspberry Pi możemy uruchomić program, który pozwoli przetestować jej działanie.

Program testowy dla diod RGB

Po podłączeniu gwiazd RGB LED możemy przetestować ich działanie. W tym celu uruchomimy skrypt ledtest.py, umieszczony na **listingu 2**. Należy przejść do folderu, w którym znajduje się skrypt i w linii komend wpisać:

```
python ledtest.py
```

Po uruchomieniu skrypt powinien spowodować najpierw zapalenie wszystkich diod na niebiesko i powolną zmianę koloru do czerwonego (**fotografia 9** oraz **10**).

Instalacja na drzewku

Po sprawdzeniu wszystkich elementów oświetlenia możemy dokończyć montaż sterownika. Dołączamy do Raspberry Pi głośniki, które będą odtwarzać muzykę, a całą obudowę zamykamy.

Po przygotowaniu sterownika możemy ubrać choinkę. Autor rozmieścił białe lampki strefami, jak na **fotografii 11**. Pozostałe łańcuchy (czerwony zielony i niebieski) podłączone zostały po dwa do pozostałych trzech kanałów sterownika. Gwiazda spoczęła na czubku

Fotografia 9. Działanie skryptu testowego – gwiazda świeci na niebiesko

Fotografia 10. Działanie skryptu testowego – gwiazda w kolorze czerwonym

drzewka. Takie rozmieszczenie oferuje największą elastyczność w projektowaniu sekwencji, które będą uruchamiane wraz z muzyką. To, do którego przedłużacza podłączony będzie konkretny łańcuch lampek choinkowych, nie jest krytyczne, gdyż można to skonfigurować w programie sterującym systemem.

Oprogramowanie do animacji i synchronizacji z muzyką

Najistotniejszy fragment programu sterującego lampkami umieszczony jest na **listingu 3**. Do uruchomienia skryptu *xmas.py* potrzebujemy, oprócz samego skryptu napisanego w Pythonie, także pliku

Tabela 3. Lista połączeń łańcucha diod w gwieździe RGB LED i Raspberry Pi

Sygnał	Pin Raspberry Pi
Dane (MOSI)	19
Zegar (SCLK)	23

eprasa.pl f319dfd8e2

Listing 2. Skrypt testujący działanie diod LED RGB

```
#!/usr/bin/python

import RPi.GPIO as GPIO, time

# Konfigurowalne wartości - interfejs SPI
dev = „/dev/spidev0.0”

# Uruchamia interfejs SPI, ładuje obraz
# w formacie RGB i ustala jego wymiar
spidev    = file(dev, „wb”)

# Oblicza tablicę korekcji wartości gamma
# to konkretne obliczenia dla diod z WS2801
gamma = bytearray(256)
for i in range(256):
    gamma[i] = int(pow(float(i) / 255.0, 2.5) * 255.0 + 0.5)

test_set = bytearray(25 * 3);
for y in range(255):
    for x in range(25):
        test_set[x*3     ] = gamma[y]
        test_set[x*3 + 1] = gamma[00]
        test_set[x*3 + 2] = gamma[255-y]
    spidev.write(test_set)
    spidev.flush()
    time.sleep(0.06)
print(„Done!”)
```

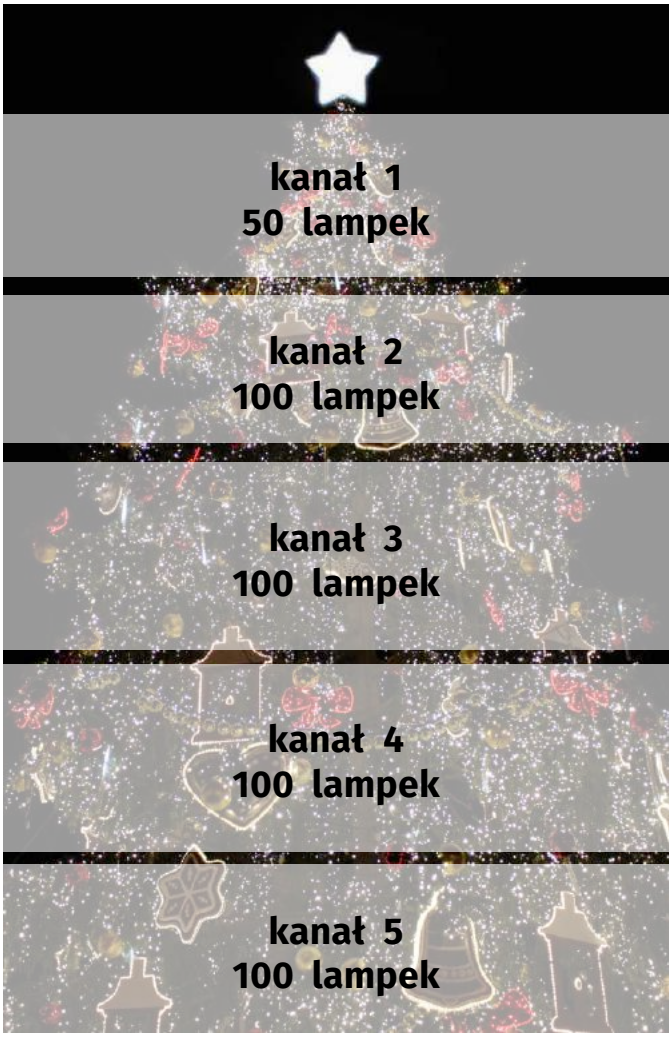
tekstowego z sekwencją oraz pliku audio (MP3 lub WAV) z muzyką, która ma towarzyszyć sekwencji. Program uruchamiamy, wpisując w linii komend:

```
python xmas.py <plik z sekwencją> <plik z muzyką>
```

gdzie w odpowiednim miejscu podajemy ścieżki do plików z sekwencją i muzyką. Plik z sekwencją ma następujący format:

```
czas w milisekundach, komenda, wartość
```

Czas w milisekundach to czas od początku utworu. Komenda to albo numer przekaźnika, którego stan chcemy zmienić (wtedy wartość przyjmuje 0 – wyłączony lub 1 – włączony), albo komenda sterująca gwiazdą RGB:



Fotografia 11. Rozmieszczenie lampek na choince

- **STAR_SOLID** do zapalenia jej na jakiś kolor w całości do komendy podajemy trzy wartości (R, G, B) określające kolor diody,
- **STAR_SOLID_INSIDE** do zapalenia wewnętrznej części, również potrzebuje parametrów określających kolor (R, G, B),
- **STAR_POINT1...STAR_POINT5** do zapalenie jednego z ramion – te komendy także wymagają koloru (R, G, B),
- **STAR_TIPS** to komenda do zapalenia samych końcówek ramion gwiazdy na inny kolor niż reszta. Komenda przyjmuje sześć parametrów – pierwsze trzy to kolor, na jaki świecić mają końcówki ramion (Rt, Gt, Bt) a drugie trzy (R, G, B) to kolor pozostałej części ozdoby,
- **START_VERT** – pokrywa gwiazdę liniami *w naprzemiennych kolorach*; funkcja przyjmuje siedem parametrów – okres (*per*) *linii i ich kolory – (R1, G1, B2) oraz (R2, G2, B2),*
- **BLINK** do rozpoczęcia mrugania gwiazdy i BLINK_END do jego zakończenia. Funkcja BLINK przyjmuje siedem parametrów; pierwszy parametr to maksymalna liczba mrugnięć, a kolejne to dwa bloki kolorów (R1, G1, B1) oraz (R2, G2, B2), pomiędzy którymi przełączać się będzie mrugająca gwiazda.

Możemy w ten sposób stworzyć własną, dowolną sekwencję, dopasowaną do muzyki, jaką uświetnić chcemy działanie naszego świątecznego drzewka.

Źródło: ***http://bit.ly/2XoKNfi***

Nikodem Czechowski, EP

Listing 3. Fragment programu sterującego pracą urządzenia

```
# Konfiguracja płytki
GPIO.setmode(GPIO.BOARD)
for i in range(1,9):
    GPIO.setup(pin_map[i], GPIO.OUT)
time.sleep(2.0);
dev = „/dev/spidev0.0”
spidev = file(dev,”wb”)

# Obliczenie korekcji gamma
gamma = bytearray(256)
for i in range(256):
    gamma[i] = int(pow(float(i) / 255.0, 2.5) * 255.0 + 0.5)

starinit(1)

# W pliku setup.txt zapisane jest mapowanie wyjść GPIO.
with open(„setup.txt”,'r') as f:
    data = f.readlines()
    for i in range(8):
        logical_map[i+1] = int(data[i])

# Otwieranie pliku sekwencji i jego parsowanie
with open(sys.argv[1],'r') as f:
    seq_data = f.readlines()
    for i in range(len(seq_data)):
        seq_data[i] = seq_data[i].rstrip()

# Obecny stan światełek
lights = [False for i in range(8)]

# Załadowanie i odtwarzanie muzyki
pygame.mixer.init()
pygame.mixer.music.load(sys.argv[2])
pygame.mixer.music.play()

# Start sekwencji
start_time = int(round(time.time()*1000))
step = 1 #ignore the header line
while True :
    next_step = seq_data[step].split(„,”);
    next_step[1] = next_step[1].rstrip()
    cur_time = int(round(time.time()*1000)) - start_time

    # Czas trwania komendy
    if int(next_step[0]) <= cur_time:

    print next_step
    # Jeżeli komenda dotyczy któregoś z przekaźników od 1 do 8
    if next_step[1] >= „1” and next_step[1] <= „8”:

        # zmień stan pinu na odpowiedni
        if next_step[2] == „1”:
        GPIO.output(pin_map[logical_map[int(next_step[1])]],True)
    else:
        GPIO.output(pin_map[logical_map[int(next_step[1])]],False)

    # Parsowanie komend dla gwiazdy
    if next_step[1].rstrip() == „BLINK”:
        blink_active = 0
        blink_max = int(next_step[2])
        blink_R1 = int(next_step[3])
        blink_G1 = int(next_step[4])
        blink_B1 = int(next_step[5])
        blink_R2 = int(next_step[6])
        blink_G2 = int(next_step[7])
        blink_B2 = int(next_step[8])
    for i in range(25):
        blinks[i*3] = 0
```


eprasa.pl f319dfd8e2

Listing 3. cd.

```
        blinks[i*3+1] = 0
        blinks[i*3+2] = 0
        blink_next_time       = int(round(time.time()*1000)) - start_time
    if next_step[1].rstrip() == „BLINK_END”:
        blink_active = -1
    if next_step[1].rstrip() == „STAR_VERT”:
        star_vert(next_step[2],next_step[3],next_step[4], next_step[5], next_step[6], next_step[7], next_step[8])
    if next_step[1].rstrip() == „STAR_TIPS”:
        star_tips(next_step[2],next_step[3],next_step[4], next_step[5], next_step[6], next_step[7])
    if next_step[1].rstrip() == „STAR_SOLID”:
        star_solid(next_step[2],next_step[3],next_step[4])
    if next_step[1].rstrip() == „STAR_INSIDE_SOLID”:
        star_inside_solid(next_step[2],next_step[3],next_step[4])
    if next_step[1].rstrip() == „STAR_POINT1”:
        star_point1(next_step[2],next_step[3],next_step[4])
    if next_step[1].rstrip() == „STAR_POINT2”:
        star_point2(next_step[2],next_step[3],next_step[4])
    if next_step[1].rstrip() == „STAR_POINT3”:
        star_point3(next_step[2],next_step[3],next_step[4])
    if next_step[1].rstrip() == „STAR_POINT4”:
        star_point4(next_step[2],next_step[3],next_step[4])
    if next_step[1].rstrip() == „STAR_POINT5”:
        star_point5(next_step[2],next_step[3],next_step[4])

    # jeżeli napotkana jest komenda końca (END) sekwencji
    if next_step[1].rstrip() == „END”:
        for i in range(1,9):
            GPIO.output(pin_map[logical_map[i]],False)
        break
    step += 1

    # Obsługa mrugania
    if blink_active > -1 and cur_time > blink_next_time:
        blink_next_time = cur_time + 100
        for i in range (25):
            if blinks[i*3]>0 or blinks[i*3+1]>0 or blinks[i*3+2]>0:
            blinks[i*3]        += blink_R1
            blinks[i*3+1] += blink_G1
            blinks[i*3+2] += blink_B1
            if blinks[i*3]==255 or blinks[i*3+1]==255 or blinks[i*3+2]==255:
                blinks[i*3]    = 0
                blinks[i*3+1] = 0
                blinks[i*3+2] = 0
                blink_active -= 1
        if blink_active < blink_max and random.randrange(1,5) == 1:
            pick = random.randrange(0,24)
            if blinks[pick*3] == 0 and blinks[pick*3+1]==0 and blinks[pick*3+2]==0:
                blink_active += 1
                blinks[pick*3] = blink_R1
                blinks[pick*3+1] = blink_G1
                blinks[pick*3+2] = blink_B1
    for i in range (25):
        if blinks[i*3]==0 and blinks[i*3+1]==0 and blinks[i*3+2]==0:
            set[i*3]    = blink_R2
            set[i*3+1] = blink_G2
            set[i*3+2] = blink_B2
        else:
            set[i*3]    = blinks[i*3]
            set[i*3+1] = blinks[i*3+1]
            set[i*3+2] = blinks[i*3+2]

    spidev.write(set)
    spidev.flush()
    # koniec obsługi mrugania
```

REKLAMA

eprasa.pl/1319dfd8e2

Wskazówkowy miernik poziomu dwutlenku węgla w powietrzu sterowany z Arduino

Obecna atmosfera na Hawajach, gdzie mieszka autor tej konstrukcji, zawiera około 400 ppm dwutlenku węgla. Liczba ta jest niezwykle ważna dla nas wszystkich. Z dwutlenkiem węgla związane są nierozerwalnie zmiany klimatyczne na Ziemi. Obecnie, w czasach gdy otoczeni jesteśmy przez denialistów efektu cieplarnianego, pomiary tych wartości są kluczowe do szerszego zrozumienia i zaakceptowania faktu zmian klimatu na Ziemi.

Niezależnie od tego, jaka jest nasza motywacja do pomiaru poziomu dwutlenku węgla w otaczającym nas powietrzu, prezentowana poniżej konstrukcja jest idealnym rozwiązaniem. Pomiar poziomu CO_2 wokół nas pozwoli zrozumieć jak przemysł wpływa na klimat, ale możemy również monitorować jakość powietrza w naszych mieszkaniach, by wiedzieć kiedy np. musimy przewietrzyć pokój. Koncentracja CO_2 wpływa negatywnie na naszą zdolność skupienia się czy pracy, więc utrzymywanie stężenia dwutlenku węgla na niskim poziomie nie jest bez znaczenia dla naszego komfortu.

Autorka projektu zajmowała się wcześniej m.in. analizą gazów wydechowych u nurków, w szczególności poziomu dwutlenku węgla. Dlatego też stworzenie tego rodzaju systemu nie było dla niej wielkim problemem. System, aby prezentować dane w czytelny sposób, oprócz klasycznego wyświetlacza eInk, używa serwomechanizmu poruszającego ogromną wskazówką, zamieniając całe urządzenie w duży wskaźnik wychyłowy.

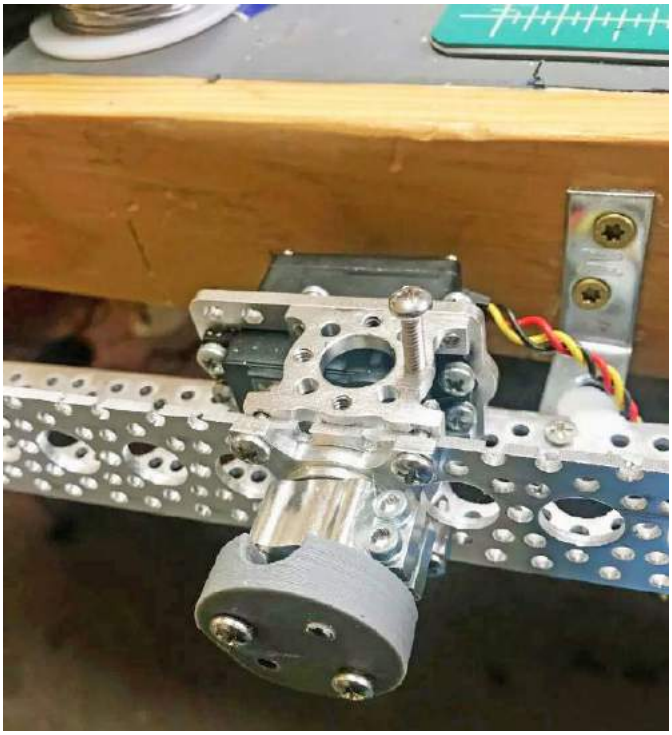
Dzięki ciekawej formie prezentacji danych i estetycznej, drukowanej w 3D obudowie, urządzenie doskonale wpasuje się w dowolnym pomieszczeniu, ale także sprawdzi się na przykład w szkolnej klasie, gdzie będzie prezentować dane na temat poziomu dwutlenku węgla w powietrzu.

Potrzebne elementy

Do skonstruowania tego ciekawego miernika potrzebne są nie najtańsze elementy, jednakże wszystko po, by zapewnić wysoką dokładność pomiaru oraz przystępny i precyzyjny sposób prezentacji danych. Aby zbudować taki miernik we własnym domu potrzebne będą:

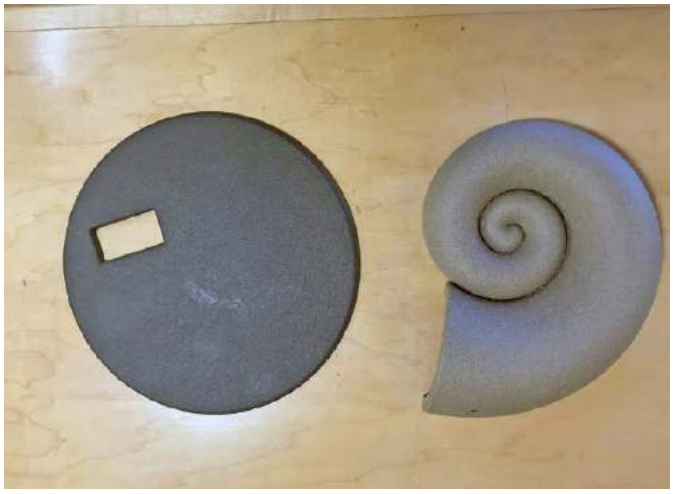
- Moduł Adafruit Feather 32u4 Adalogger. Dzięki zainstalowaniu karty SD można bardzo łatwo nie tylko mierzyć na bieżąco, ale także logować poziom CO_2. Jeżeli nie zależy nam na funkcji zachowywania historycznych wartości, możemy kupić zwykłą wersję Feather 32u4,
- Wyświetlacz Adafruit 2.13" eInk/ePaper – to trójkolorowy (czerwony, czarny, biały) wyświetlacz typu „elektroniczny papier". Można w jego miejscu zastosować dowolny wyświetlacz TFT, jednakże żadna inna technologia nie zaoferuje takiej czytelności ekranu w mocnym słońcu, jak eInk,

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 1. Konstrukcja uchwytu dla serwa sterującego wskazówką w mierniku

- Sensor do pomiaru poziomu dwutlenku węgla w atmosferze typu MH-Z16 firmy Winsen. Układ używa podczerwieni do pomiaru poziomu tego gazu. Osiąga dokładność do 50 ppm plus 5% mierzonej wartości, a dodatkowo charakteryzuje się wysoką liniowością i niewrażliwością na wpływ temperatury i wilgotności powietrza. W zależności od konkretnego modelu może mierzyć CO_2 w zakresie od 0 do 2000 ppm, 5000 ppm, 10000 ppm 30000 ppm oraz 50000 ppm. W tym systemie zastosowano moduł o zakresie pomiarowym od 0 do 10000 ppm (0...1%),
- Serwomechanizm, na przykład HITEC HS 325HB lub podobny. Element ten musi być zasilany napięciem 5 V, tak jak reszta systemu,
- Wytrzymały włącznik systemu – autorka zastosowała podświetlany na niebiesko przełącznik,
- Elementy mechaniczne do montażu serwa – można wykonać je samodzielnie z metalowych kształtowników, lub zakupić gotowe elementy, takie jak np. oferowane przez Servo City. Autorka konstrukcji skorzystała z tej drugiej opcji, jak widać na **rysunku 1**.

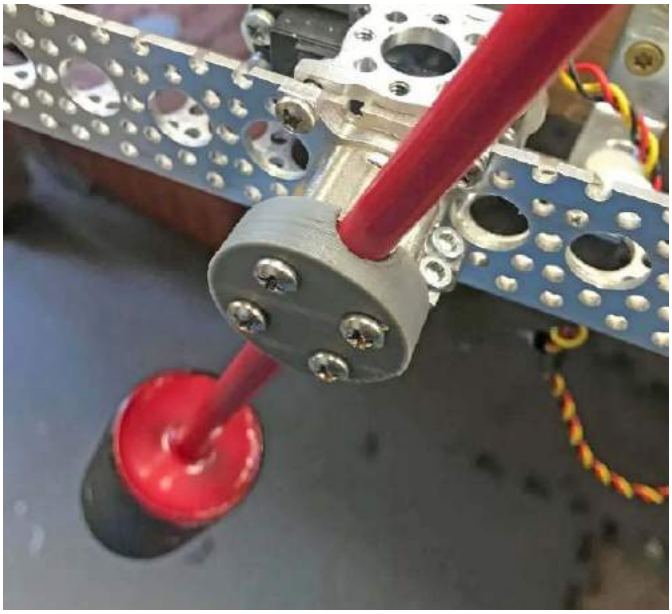


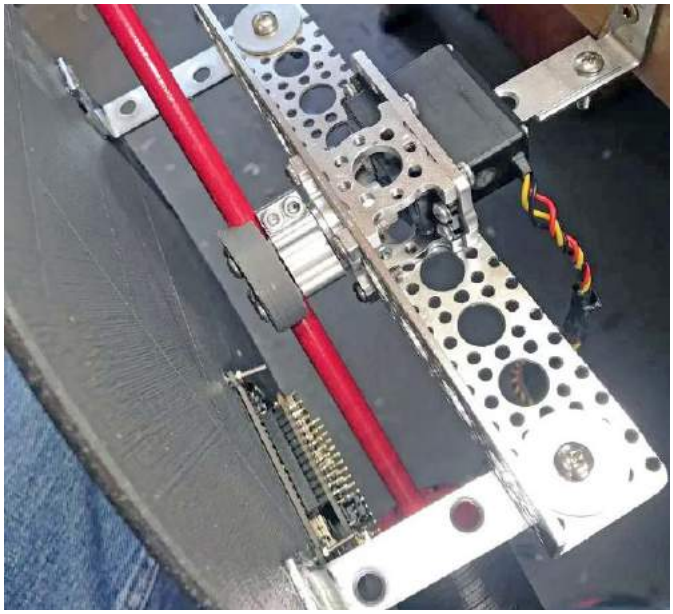
Rysunek 2. Drukowane elementy obudowy wskaźnika CO_2

Oprócz powyższych elementów autorka wykonała w tehnice 3D wiele elementów obudowy i drobnych elementów montażowych. Na rysunku 2 pokazano dwa największe elementy – podstawę miernika oraz ozdobną obudowę w kształcie muszli. Wszystkie elementy można łatwo wydrukować z PLA na dowolnej drukarce 3D. Autorka użyła Creality CR10. Zajęło to kilka godzin, ale nie napotkano żadnych problemów. Muszla została następnie pomalowana teksturowaną farbą, aby zamaskować linie wydruku. Pozostałe elementy z wydruku to uchwyt mocowania wskaźnika i jego przeciwwaga, która montowana jest na końcu wskazówki. Pliki .stl do wydruku znaleźć można na stronie źródłowej projektu na portalu ***instructables.com*** (link na końcu artykułu).

Budowa części mechanicznej

Konstrukcja części mechanicznej jest dosyć prosta. System serwomechanizmu umożliwia szybki montaż mechanizmu serwo do konstrukcji metalowych wsporników. Elementy mocujące przedni róg z płytą tylną, która zawiera całą elektronikę, wykonane są z dwóch wygiętych metalowych płytek, które zostały przyklejone do tylnej części płyty za pomocą L-kształtnego łącznika, wykonanego z wygiętej blaszki. Sposób montażu elementów z Servo City pokazano na **rysunku 3**. Jeśli w inny sposób chcesz zamontować serwo z wskazówką to być może ten element będzie wyglądał inaczej.





Rysunek 3. Mechanizm trzymający serwomechanizm i łączący go z przednią obudową sensora

eprasa.pl f319dfd8e2

Wskazówka użyta w projekcie może być praktycznie dowolnej długości – ta widoczna na zdjęciach ma około 120 cm. Została wykonana ze słupka drogowego do oznaczania podjazdów, wykonanego z włókna szklanego. Dzięki temu wskazówka jest lekka i sztywna, ale i tak, trzeba ją odpowiednio wyważyć. Na **rysunku 4** pokazano przeciwwagę i sposób jej montażu na krótkim końcu wskazówki. W drukowanym elemencie, który jest przyklejony do wskazówki, umieszczamy metalowe obciążniki tak, aby środek ciężkości wskazówki znajdował się w miejscu, w którym będzie ona zamontowana do serwomechanizmu. Autorka użyła metalowych podkładek, umieszczonych w drukowanej obudowie, które następnie zostały zalane żywicą epoksydową. Do sprawdzenia środka ciężkości wystarczy samo serwo - dzięki sprzężeniu zwrotnemu można sprawdzić czy po osiągnięciu zadanej pozycji mechanizm jest w stanie ją utrzymać. Pozwala to też sprawdzić zachowanie dynamiczne, pozwoli na dobranie maksymalnej prędkości obrotowej serwa.

Montaż elektroniki

Schemat połączeń elektrycznych pokazane są na **rysunku 5**. W tym układzie serwo jest podłączone z pinem 11. Sensor podłączony jest do interfejsu I²C – linii SDA oraz SCL. Cały system zasilany jest napięciem 5 V z zasilacza ściennego (wydajność prądowa co najmniej 2 A) lub z baterii litowo-polimerowej. Zasilanie podłączone jest do systemu poprzez włącznik, który zamontowany jest w obudowie. Z 5 V zasilane są wszystkie układy na pokładzie sensora – płytka Feather z wyświetlaczem, serwomechanizm i sensor dwutlenku węgla. Do zasilacza podłączono również szereg niebieskich diod LED (nie zaznaczone na rysunku), które podświetlają wylot z „muszli".

Laserowy czujnik CO_2 jest zamontowany w pobliżu wyjścia muszli, aby miał on łatwy dostęp do powietrza na zewnątrz, a także by można było łatwo dmuchać w niego lub dostarczać inne mieszanki powietrza do jego wylotu (czy to w celu testowania systemu czy też innym). Moduł cyfrowy jest zamontowany wewnątrz muszli, a połączenia zasilania są wykonywane bezpośrednio do przełącznika. Przewód masy, przewody zasilające i linie SDA, SCL są wyprowadzane z tyłu płytki do sensora. Wyświetlacz eInk jest zamontowany z tyłu płyty obudowy w przygotowanym otworze. Po przetestowaniu wszystkich połączeń i działaniu urządzenia, wszystko jest ze sobą łączone na stałe z pomocą wytrzymałego kleju.

Program do sterowania

Program kontrolujący działanie sensora napisany został w C w środowisku Arduino IDE. Cały kod znajduje się w jednym szkicu Arduino, zawartym na **listingu 1**. Program wykorzystuje szereg zewnętrznych bibliotek, które pobrać należy z sieci:

- *NDIR_I2C.h* do obsługi podczerwonego sensora dwutlenku węgla (zawarte na stronie Sandbox Electronics),
- *Adafruit_EPD.h* do uruchamiania wyświetlacza eInk (znaleźć można ją na stronie Adafruit),
- *Servo.h* – standardowa biblioteka do obsługi serw.

W pierwszej kolejności program definiuje piny niezbędne do komunikacji z wyświetlaczem. Następnie definiowany jest pin do sterowania serwomechanizmem. Potem system inicjuje serwomechanizm i sensor.

Funkcja w pętli odczytuje wartość z czujnika i wysyła ją do serwomechanizmu za pomocą funkcji *map()* i *constrain()*, które pozwalają na przeskalowanie wartości z jednego zakresu do drugiego (funkcja *pos = map(mySensor.ppm, 400, 3000, 55 ,125); przeskalowuje* wartość zmiennej *mySensor.ppm z zakresu 400...3000 na zakres 55...125) a następnie ogranicza wychył serwomechanizmu – wartość zmiennej pos przyjmuje zakres od 55 do 125° (pos = constrain(pos, 55, 125). Ograniczenie ruchu serwomechanizmu jest koniecznie*, aby wskazówka

Listing 1. Kod programu w Arduino

```
#include <Wire.h>
#include <NDIR_I2C.h>
#include „Adafruit_EPD.h"
#include <Servo.h>

//Section for setup of EPD
// przy ustawieniu -1 współdzielone z resetem mikrokontrolera
#define EPD_RESET   -1
// przy ustawieniu -1 nie wykorzystuje pinu do wyjścia i czeka predefiniowany czas
#define EPD_BUSY    -1

#if defined (__AVR_ATmega32U4__) || defined(ARDUINO_SAMD_FEATHER_M0)
|| defined(ADUINO_FEATHER_M4) || defined (__AVR_ATmega328P__)
|| defined(ARDUINO_NRF52840_FEATHER)
    #define SD_CS       5
    #define SRAM_CS     6
    #define EPD_CS      9
    #define EPD_DC      10
#endif

int pos = 65;
const int servoPin = 11; // Pin do którego podłączone jest serwo
int oldPos = 75;

Servo myservo;
Adafruit_IL0373 epd(212, 104 ,EPD_DC, EPD_RESET, EPD_CS, SRAM_CS, EPD_BUSY);
NDIR_I2C mySensor(0x4D); //Adaptor's I2C address (7-bit, default: 0x4D)

void setup() {
    Serial.begin(9600);
    myservo.attach(11);

    epd.begin();
    epd.setTextWrap(true);
    epd.setTextSize(6);
    if (mySensor.begin()) {
        Serial.println(„Czekaj 10 sekund na inizjalizację sensora..."");
        delay(10000);
    } else {
        Serial.println(„BŁĄD: Nie udało połączyć się z sensorem."");
        while(1);
    }
}

void loop() {
    if (mySensor.measure()) {
        Serial.print(„CO2 Concentration is „);
        Serial.print(mySensor.ppm);
        Serial.println(„ppm"");
        pos = map(mySensor.ppm, 400, 3000, 55, 125);
        pos = constrain(pos, 55, 125);
        Serial.println(pos);

        if(pos>oldPos){
            for(int i=oldPos; i<=pos; i++){
            myservo.write(i); // obróć serwo o jeden stopień
            delay(50);        // opóźnienie dla wygładzenia ruchu
        }

        if(pos<oldPos){
            for(int i=oldPos; i>=pos; i--){
                myservo.write(i); // obróć serwo o jeden stopień
                delay(50);        // opóźnienie dla wygładzenia ruchu
            }
        }

        oldPos = pos;

        epd.clearBuffer();
        epd.setCursor(10, 20);
        epd.setTextSize(8);
        epd.setTextColor(EPD_BLACK);
        epd.print(mySensor.ppm);
        epd.setTextSize(2);
        epd.setCursor(80, 80);
        epd.setTextColor(EPD_RED);
        epd.print(„PPM"");
        epd.display();
        delay(3*1000);

    } else {
        Serial.println(„Błąd komunikacji z sensorem."");
    }
    delay(1000);
}
```


eprasa.pl f319dfd8e2

Rysunek 4. Sposób montażu przeciwwagi na końcu wskazówki

nie uderzała w boki urządzenia. Jeśli wykonamy mechanikę w inny sposób, to można zastosować tutaj inny zakres.

Ruch wskazówki realizowany jest w pętli *for*. Ma to na celu ograniczenie prędkości ruchu serwomechanizmu, aby pęd długiej wskazówki i przeciwwagi ramienia nie zniszczył urządzenia. To jakie muszą być opóźnienia zależne jest od wagi i długości wskazówki oraz jej przeciwwagi i należy dobrać je eksperymentalnie.

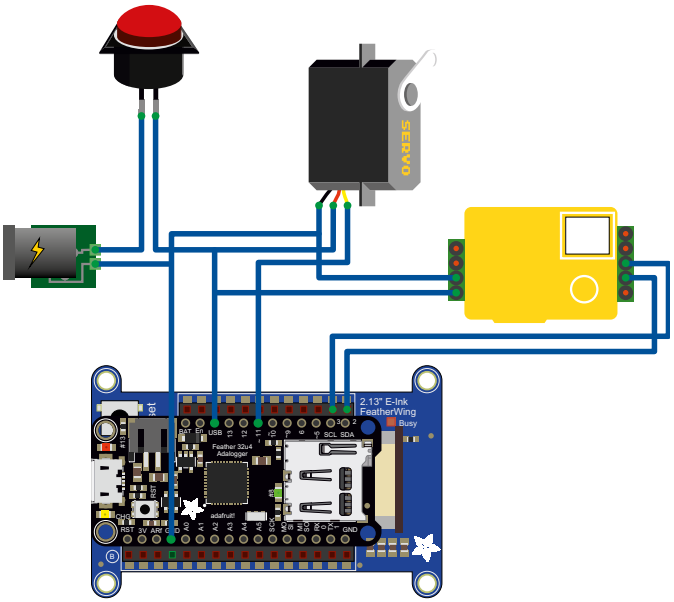
Podsumowanie

Powyższe urządzenie łączy w sobie zaawansowany sensor poziomu dwutlenku węgla z estetycznym i ciekawym sposobem prezentacji mierzonej wartości. Takie urządzenie może pełnić nie tylko rolę mirnika poziomu CO_2 w naszych domach, ale może być estetycznym wyposażeniem dowolnego pomieszczenia.

Jeśli sensor CO_2 zastąpimy innym sensorem, moduł może, po niewielkiej przeróbce oprogramowania, posłużyć do pomiaru innych wartości fizycznych – tylko dostępność sensorów jest ograniczeniem.

Strona Źródłowa projektu: ***http://bit.ly/2KwPfmU***

Nikodem Czechowski, EP



Rysunek 5. Schemat połączeń elektrycznych w urządzeniu

REKLAMA

Nowa seria

Przekaźniki nadzorcze RPN

nadzór temperatury

nadzór napięcia

nadzór prądu

relpol S.A.

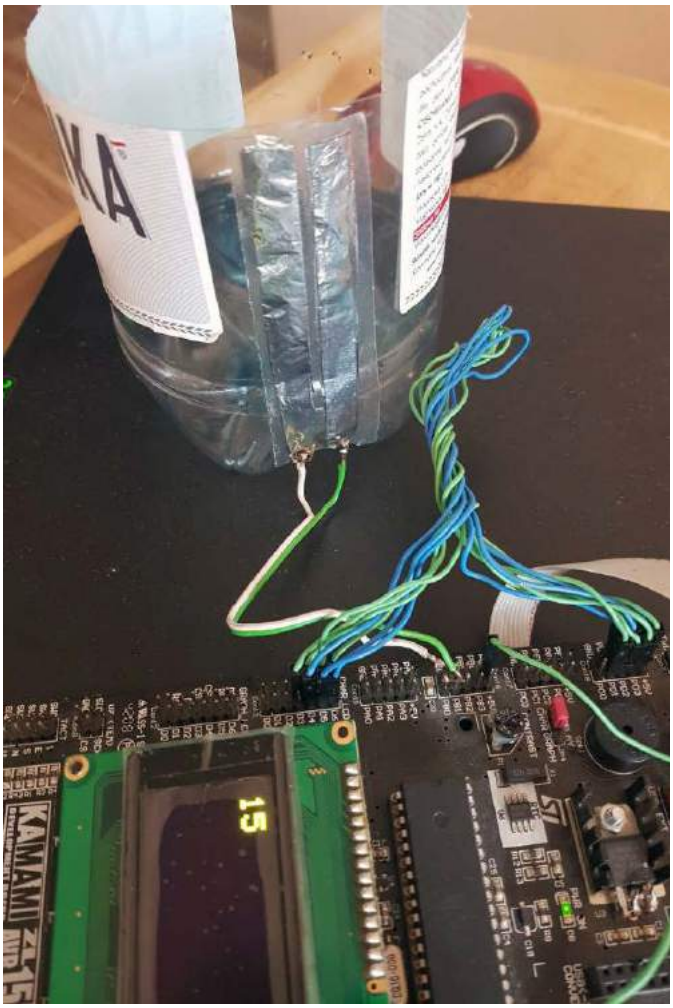
11 różnych wykonań RPN – sprawdź

Biuro Obsługi Klienta
tel. 68 47 90 822, 850, sprzedaz@relpol.com.pl
www.relpol.com.pl

eprasa.pl f319df08e2

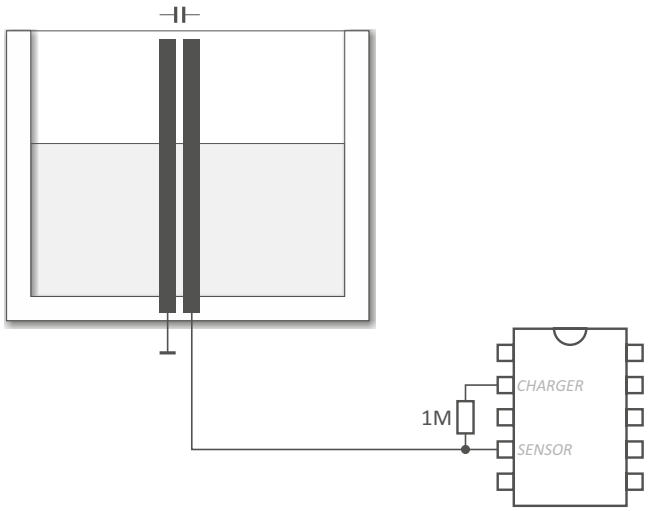
System bezkontaktowego pomiaru ilości płynu

Pomysł na niniejsze opracowanie narodził się w wyniku poszukiwań optymalnego rozwiązania dla projektu praktycznego. Problemem do rozwiązania był bezkontaktowy system detekcji obecności płynu w naczyniu, w tym przypadku w komorze kroplowej kroplówki.

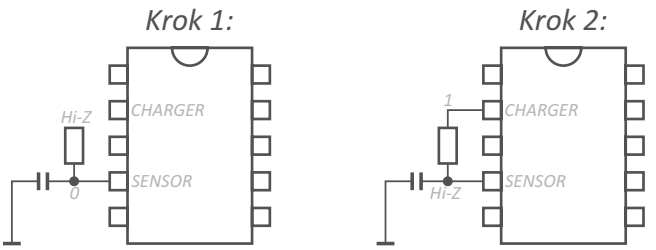


Podejmując niniejsze wyzwanie w pierwszej kolejności musiałem się zmierzyć z wyborem optymalnej metody, dzięki której owa detekcja byłaby w ogóle możliwa. Rozważałem różne rozwiązania, które lepiej lub gorzej wpisywały się w zdefiniowane wymagania. Istotnym ograniczeniem było w tym przypadku założenie, iż docelowy sensor nie może mieć kontaktu z badaną cieczą co wykluczało już na wstępie najprostsze rozwiązania w rodzaju elektrod zanurzonych w płynie czy też zwykłego pływaka umieszczonego w naczyniu. Dalsze poszukiwania skierowały mnie w stronę zastosowania czujników ultradźwiękowych i pomiaru odległości od lustra wody, jednak w przypadku tak małego zbiornika, jakim jest komora kroplowa, tego typu rozwiązanie nie wchodziło w ogóle w grę.

Pozostało poszukiwać dalej. W tym samym czasie zajmowałem się również implementacją autorskiej obsługi przycisków dotykowych z wykorzystaniem zwykłych portów I/O mikrokontrolera i właśnie wtedy do głowy przyszedł mi prosty mechanizm wykorzystujący opracowane już algorytmy, dzięki któremu możliwy stał się pomiar obecności płynu w naczyniu. Co więcej, mechanizm, o którym mowa, nie tylko pozwalał na detekcję obecności płynu w nadzorowanym naczyniu, lecz zapewniał również możliwość pomiaru ilości tego płynu, czyli stopnia wypełnienia naczynia. Ta metoda detekcji płynu w naczyniu polega na pomiarze pojemności kondensatora złożonego z dwóch elektrod przyklejonych do zewnętrznej ściany zbiornika, która to pojemność zmienia się w zależności od stanu jego napełnienia. Wynika to z faktu, iż zmienia się wtedy przewodnictwo elektryczne dielektryka dzielącego elektrody tak utworzonego kondensatora. Jak wiadomo, pojemność takiego teoretycznego kondensatora złożonego z dwóch elektrod rozdzielonych dielektrykiem zależy od powierzchni elektrod, odległości między nimi, oraz właściwości dielektryka dzielącego wspomniane elektrody.



Rysunek 1. Zasada działania pojemnościowego systemu detekcji płynu w naczyniu



Rysunek 2. Algorytm pomiaru pojemności kondensatora stanowiącego o wypełnieniu naczynia

eprasa.pl f319dfd8e2

Budowa

Umieszczając taki modelowy kondensator na zewnętrznej powierzchni naczynia powodujemy, iż pojemność elektryczna tak utworzonego elementu zależy od właściwości dielektryka umieszczonego pomiędzy elektrodami kondensatora, a ta z kolei wynika pośrednio ze stopnia napełnienia naczynia (pomijając warunki środowiskowe, których wpływ możemy ograniczyć stosując kalibrację czujnika). Zasadę działania takiego systemu detekcji płynu w naczyniu pokazano na **rysunku 1**. Do zewnętrznej powierzchni zbiornika przyklejone zostały dwie elektrody (w niewielkiej odległości rzędu 1 mm) stanowiące badaną pojemność, która to podłączona jest do zwykłych portów I/O mikrokontrolera.

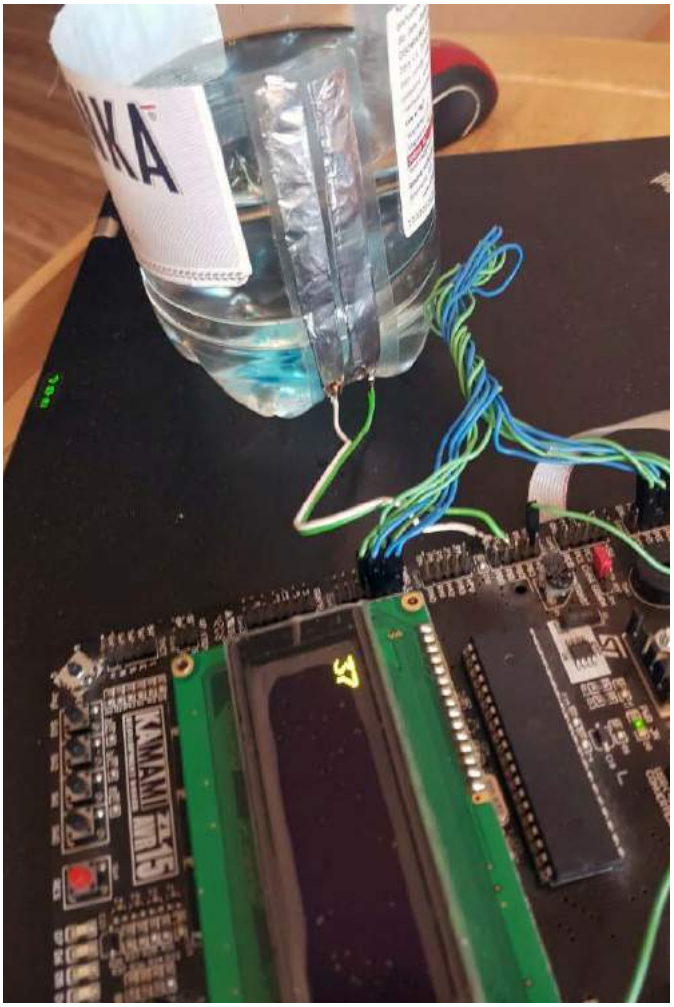
Listing 1. Kod odpowiedzialny za odczyt pojemności kondensatora modelowego

```
#define KEYS_PORT    PORTB
#define KEYS_DDR     DDRB
#define KEYS_PIN     PINB
#define CHARGER_PIN  PB0
#define SENSOR_PIN   PB1

uint16_t readCapKey(uint8_t pinNr){
    uint16_t Loops = 0;

    //Port sensora, jako wyjściowy ze stanem 0 - rozładowanie kondensatora
    KEYS_DDR |= (1<<pinNr);
    _delay_us(1);
    //Port sensora, jako wejściowy Hi-Z
    KEYS_DDR &= ~(1<<pinNr);
    //Port chargera, jako wyjściowy ze stanem 1 - ładowanie kondensatora
    KEYS_DDR |= (1<<CHARGER_PIN);
    KEYS_PORT |= (1<<CHARGER_PIN);
    //Czekamy na naładowanie kondensatora
    do{
        Loops++;
    }while (!(KEYS_PIN & (1<<pinNr)));

    //Zatrzymanie ładowania - port chargera, jako Hi-Z
    KEYS_PORT &= ~(1<<CHARGER_PIN);
    KEYS_DDR &= ~(1<<CHARGER_PIN);
    return Loops;
}
```

Program

Mikrokontroler w ramach pomiaru wspomnianej pojemności wykonuje dwa kroki: najpierw rozładowuje mierzoną pojemność ściągając port „SENSOR" do logicznego zera, zaś później ładuje wyżej wymienioną pojemność ustalając stan wysoki na wyprowadzeniu „CHARGER". Czas ładowania mierzonej pojemności próbkowany jest dzięki wyprowadzeniu „SENSOR" i zmienia się w zależności od poziomu płynu, przez co możemy określić pośrednio stan wypełnienia naczynia. Algorytm pomiaru pojemności tak utworzonego kondensatora pokazano na **rysunku 2**.

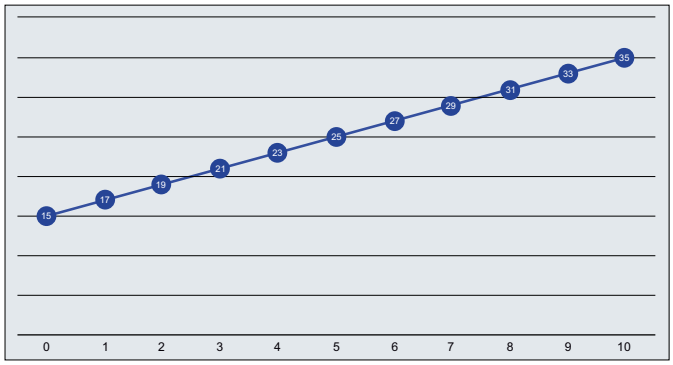
Rozwiązanie praktyczne jest banalne a co ciekawe, w zupełności wystarczające. W tym momencie przyznać muszę, iż sam byłem zaskoczony prostotą tegoż rozwiązania i wynikami, jakie otrzymuję. Kod odpowiedzialny za odczyt pojemności kondensatora modelowego pokazano na **listingu 1**. Na fotografii tytułowej i **fotografii 3** pokazano wygląd prostego systemu testowego dla detekcji poziomu płynu w naczyniu w przypadku minimalnego i maksymalnego poziomu tego płynu.



Fotografia 3. Działanie systemu testowego w przypadku znacznego poziomu płynu

Optymalizacja

Na **rysunku 4** pokazano wykres zależności wartości pojemności mierzonej w funkcji ilości płynu wlanego do naczynia (przed optymalizacją polegającą na niewielkim zwiększeniu powierzchni elektrod).

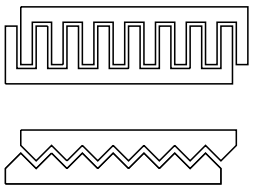


Rysunek 4. Wykres zależności wartości pojemności mierzonej w funkcji ilości płynu wlanego do naczynia

Dla naszego systemu testowego wykres jest w zasadzie liniowy. Uważny Czytelnik zastanowi się zapewne nad faktem, w jaki sposób możemy zwiększyć czułość badanego urządzenia. Odpowiedź jest nader prosta. Musimy tak zmodyfikować aplikację kondensatora pomiarowego by niewielka zmiana ilości mierzonego płynu dawała największą, możliwą zmianę pojemności elektrycznej. Najprościej osiągnąć to można poprzez zmianę wielkości elektrod jak i zmianę powierzchni styku elektrod a zatem ich kształtu, co pokazano na **rysunku 5**.

Z przeprowadzonych doświadczeń wynika, że kształt elektrod ma zdecydowany wpływ na pojemność mierzoną a co za tym idzie, na czułość tak utworzonego układu. Tyle w kwestiach praktycznych i programowych. Mam nadzieję, że przekonałem Was, drodzy Czytelnicy, że pomiar dokonywany w ten sposób, nie dość, że jest bardzo prosty to zapewnia oczekiwaną funkcjonalność. Zapraszam do testów…

Robert Wołgajew, EP



Rysunek 5. Wygląd elektrod zapewniający maksymalizację powierzchni styku

eprasa.pl f319dfd8e2

uniTherm – termostat z wyświetlaczem OLED

Projekt niniejszego urządzenia, powstał w wyniku konkretnej potrzeby. Zostałem poproszony o zaprojektowanie prostego sterownika służącego do zarządzania pracą niewielkich wentylatorów DC w serwerowni w celu utrzymania zadanej temperatury powietrza. Zadanie dość banalne, więc decydując się na jego implementację układową chciałem nieco urozmaicić proces twórczy wyposażając urządzenie docelowe w dodatkowe funkcje.

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

W ofercie AVT* AVT-5732

Podstawowe parametry:
- zakres regulowanej temperatury: 10…50°C,
- zakres regulacji histerezy: 0,5…9,5°C,
- dokładność pomiaru: 0,5°C
- maksymalny obciążenie styków przekaźnika: 20 A (16 VDC),
- maksymalne napięcie styków przekaźnika: 60 VDC,
- napięcie zasilania: 9…12 V,
- pobór prądu 15 mA/65 mA (przekaźnik wyłączony/załączony).

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

Projekt 246	Sterownik wentylatora wyciągu łazienkowego (kuchennego) (EP 10/2019)
AVT-5698	Sterownik wentylatorów 12 V dużej mocy (EP 8/2019)
AVT-5653	Sterownik mikrowentylatora (EP 11/2018)
-	Uniwersalny driver silnika małej mocy (EP 3/2018)
AVT-1981	Sterownik wentylatora z płynną zmianą obrotów (EP 1/2018)
AVT-5612	Dwukierunkowy regulator obrotów silnika prądu stałego (EP 12/2017)
AVT-5565	Sterownik silnika do napędu (EP 10/2016)
AVT-478	Regulator obrotów wentylatorów 12 V (EP 8/2016)
AVT-1855	Sterownik wentylatora z czujnikiem wilgotności powietrza (EP 5/2015)
AVT-3082	Zasilacz – sterownik miniwiertarki DC (EdW 1/2014)
AVT-1724	Uniwersalny sterownik silników DC (EP 2/2013)
AVT-1596	Regulator obrotów wentylatora (EP 10/2010)
AVT-1519	Sterownik silnika do modeli RC (EP 4/2009)
AVT-1469	Generator PWM – regulator mocy silnika DC (EP 8/2008)
AVT-1444	Dwukierunkowy regulator obrotów silników prądu stałego (EP 12/2006)

*** 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.

Sterownik może pracować w trybie ogrzewania (sterowanie grzałką itp.) lub schładzania (sterowanie wentylatorem itp.) oraz daje możliwość zdefiniowania histerezy regulacji. Dodatkowym uatrakcyjnieniem, jest niewielki acz bardzo efektowny graficzny wyświetlacz OLED, dzięki któremu możliwe było zaprojektowanie spójnego i czytelnego interfejsu użytkownika. Co więcej, dysponując już tego rodzaju ciekawym elementem wprowadziłem do procedur obsługi termostatu efekt animacji przypominający swoim działaniem pracę starych liczników mechanicznych, gdzie zmianie znaku towarzyszyło przesunięcie się jednego znaku w górę i „wskoczenie" na jego miejsce znaku kolejnego (w przypadku liczników były to oczywiście cyfry). Oczywiście możecie powiedzieć, że stosowanie wyświetlacza OLED mija się z sensem w przypadku tak prostego urządzenia, jednak trzeba wziąć pod uwagę, że tego typu niewielkie peryferium możemy już kupić za kilkanaście złotych co czyni zeń bardzo atrakcyjny element użytkowy.

Budowa

Schematu ideowy urządzenia, pokazano na **rysunku 1**. Zaprojektowano bardzo prosty system mikroprocesorowy, którego „sercem" jest niewielki mikrokontroler produkcji firmy Microchip (dawniej Atmel) o oznaczeniu ATtiny84, odpowiedzialny za realizację całej, założonej funkcjonalności urządzenia. Taktowany jest wewnętrznym, wysokostabilnym generatorem RC o częstotliwości 8 MHz.

Głównym zadaniem mikrokontrolera jest realizacja magistrali 1-Wire, poprzez którą komunikuje się ze scalonym termometrem cyfrowym typu DS18S20 produkcji firmy Maxim (dawniej Dallas). Jest także odpowiedzialny za sterowanie pracą wspomnianego wcześniej wyświetlacza graficznego OLED, dzięki realizacji programowej obsługi interfejsu SPI, w jaki wyposażono rzeczony moduł. Ostatnim zadaniem jest obsługa prostej klawiatury stanowiącej element interfejsu użytkownika, przy czym obsługa ta realizowana przy użyciu układu czasowo-licznikowego Timer0 wbudowanego w strukturę mikrokontrolera co zapewnia po pierwsze, implementację prostego mechanizmu eliminującego drgania styków klawiatury, zaś po drugie, obsługę krótkiego i długiego naciśnięcia wspomnianych przycisków. Ostatnia właściwość ma zastosowanie w systemie Menu urządzenia.

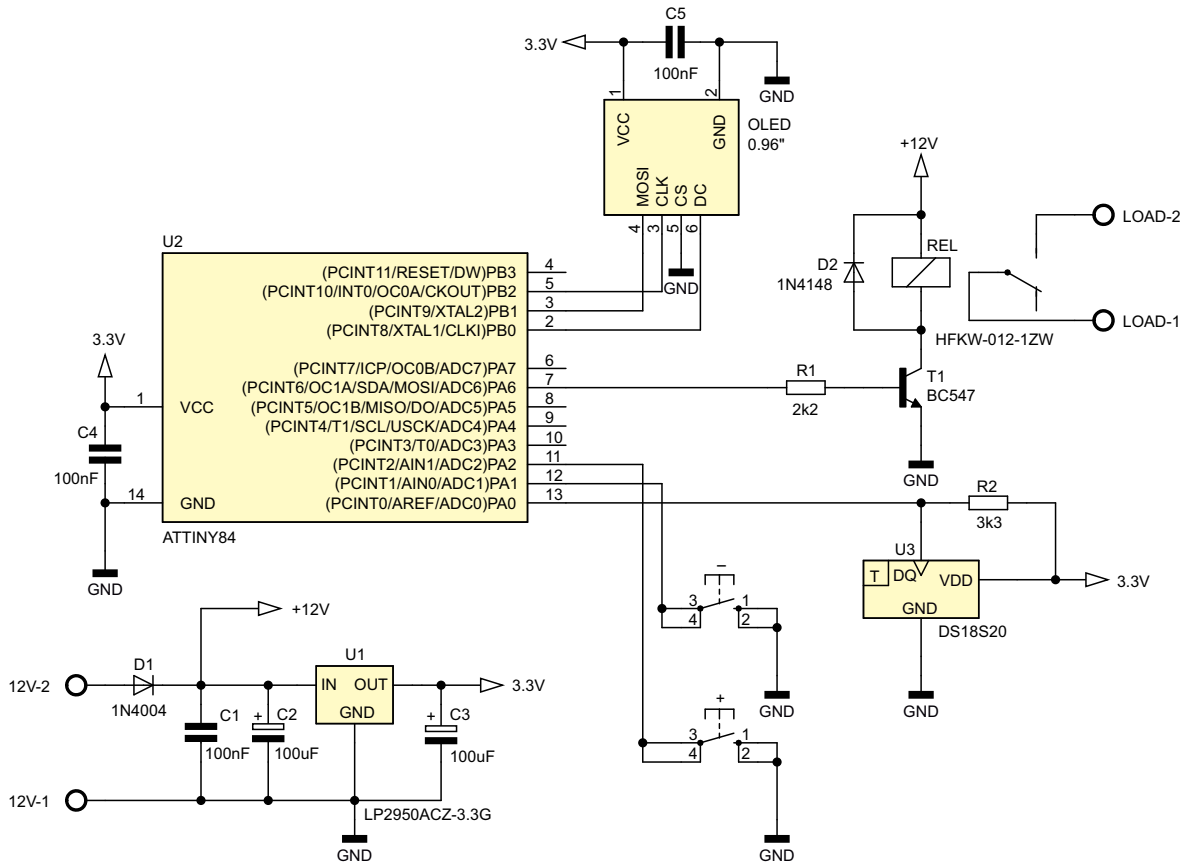
Wybór tego konkretnego typu mikrokontrolera nie był krytyczny. Wybrany został układ o minimalnej, wymaganej liczbie portów wejścia/wyjścia oraz niezbędnej wielkości pamięci Flash, która to wynikała głównie z konieczności implementacji wzorców czcionek użytych w graficznym interfejsie użytkownika.

Obsługa

Sterownik obsługiwany jest przy użyciu dwóch przycisków umownie nazwanych PLUS i MINUS. Ich krótkie naciskanie powoduje zmianę wartości temperatury ustawionej z krokiem 0,5°C w dopuszczalnym

Ustawienia Fuse-bitów:
CKSEL3...0: 0010
SUT1...0: 10
CKDIV8: 1
CKOUT: 1
DWEN: 1
EESAVE: 0

eprasa.pl f319dfd8e2

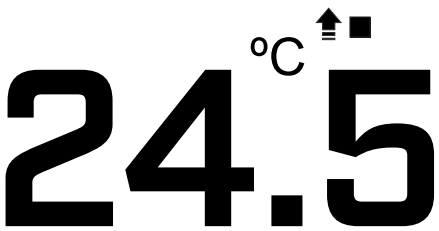


Rysunek 1. Schemat ideowy sterownika

zakresie 10...50°C. Długie naciśnięcie przycisku PLUS wprowadza sterownik w tryb regulacji wartości histerezy regulacji, której bieżąca wartość pokazywana jest wtedy na ekranie urządzenia. W tym trybie krótkie naciskanie przycisków PLUS i MINUS powoduje zmianę wartości histerezy regulacji z krokiem 0,5°C w dopuszczalnym zakresie 0,5...9,5°C, zaś długie powoduje wyjście z trybu regulacji histerezy (z zapamiętaniem jej wartości w nieulotnej pamięci EEPROM mikrokontrolera) oraz przejście do pracy normalnej, czyli regulacji temperatury ustawionej.

Z kolei długie naciśnięcie przycisku MINUS wprowadza sterownik w tryb wyboru funkcji pełnionej przez automatykę regulacji tj. faktu, czy automatyka regulacji pracuje w trybie ogrzewania (sterowanie grzałką itp.) lub schładzania (sterowanie wentylatorem itp.). Regulację wspomnianej funkcji dokonujemy poprzez krótkie naciskanie przycisków PLUS i MINUS co sygnalizowane jest zapaleniem odpowiedniej ikonki w ramach graficznego interfejsu użytkownika (strzałka w górę dla trybu ogrzewania lub strzałka w dół w przypadku trybu schładzania). Ponowne, długie naciśnięcie przycisku MINUS powoduje wyjście z trybu regulacji funkcji pełnionej przez automatykę regulacji (z zapamiętaniem jej wartości w nieulotnej pamięci EEPROM mikrokontrolera) oraz przejście do pracy normalnej, czyli regulacji temperatury ustawionej.

W ramach graficznego interfejsu użytkownika pokazywany jest stan przekaźnika sterującego. Odpowiedni symbol pokazywany jest w prawym górnym rogu, obok symbolu sygnalizującego rodzaj funkcji pełnionej przez automatykę regulacji. Wypełniony kwadrat oznacza załączenie przekaźnika, zaś pusty, jego wyłączenie. Wygląd graficznego interfejsu użytkownika pokazano na **rysunku 2**, zaś na **rysunku 3** pokazano diagram obrazujący system Menu urządzenia. Wszelkim zmianom temperatury dokonywanym przy użyciu interfejsu użytkownika towarzyszy prosta acz efektowna animacja zmieniających się wartości.



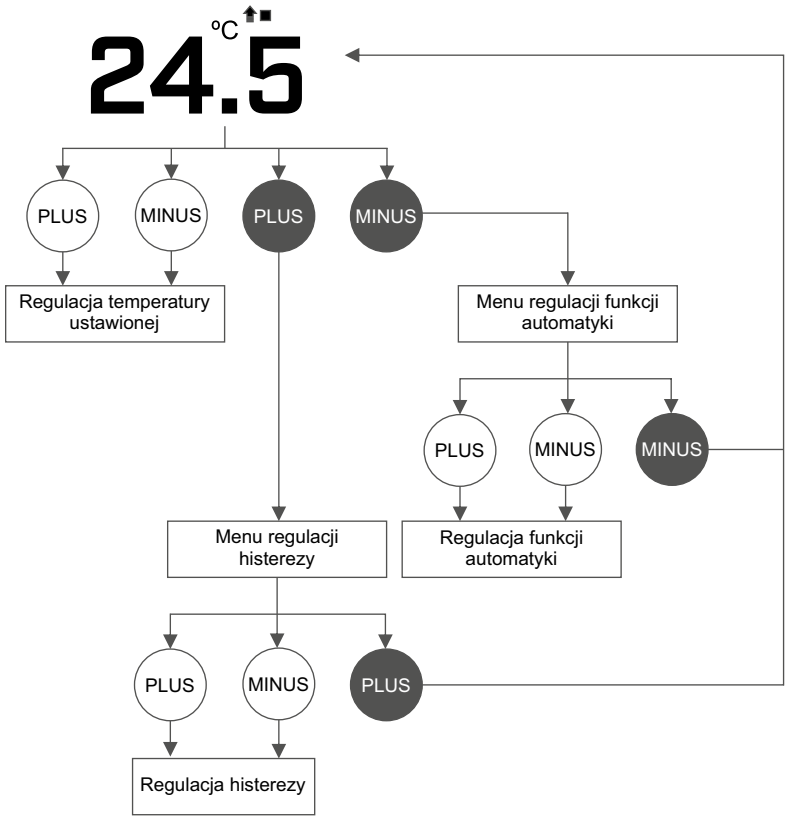
Rysunek 2. Wygląd graficznego interfejsu użytkownika

Program sterujący

W urządzeniu zastosowano prosty algorytm regulacji, który uwzględnia zdefiniowane wcześniej (i zapisane w nieulotnej pamięci EEPROM mikrokontrolera) parametry histerezy regulacji, na które składa się wartość odchyłki w dół i w górę (symetrycznie) od wartości zadanej (w zakresie ±9,5°C). I tak, dla przykładu: przy ustawieniach histerezy regulacji rzędu ±1°C oraz temperatury zadanej na wartość 21°C w przypadku pracy urządzenia w funkcji ogrzewania automatyka regulacji załączy przekaźnik, gdy temperatura mierzona spadnie do 20°C a wyłączy, gdy owa temperatura osiągnie wartość 22°C, zaś w funkcji chłodzenia automatyka regulacji załączy przekaźnik, gdy temperatura mierzona wzrośnie do 22°C a wyłączy, gdy owa temperatura spadnie do wartości 20°C. Jak się okazuje, ten prosty mechanizm zapewnia bezproblemową pracę urządzenia w warunkach niewielkich i chwilowych wahań temperatury otoczenia.

REKLAMA

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 3. Diagram obrazujący system Menu

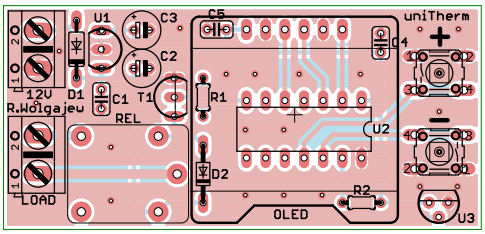
Wykaz elementów:

Rezystory:
R1: 2,2 kΩ (miniaturowy 1/8 W)
R2: 3,3 kΩ (miniaturowy 1/8 W)

Kondensatory:
C1, C4, C5: ceramiczny 100 nF (raster 2,54 mm)
C2, C3: elektrolityczny 100 μF/16 V (5 mm, raster 2 mm)

Półprzewodniki:
U1: LP2950ACZ-3.3G (obudowa TO-92)
U2: ATtiny84 (obudowa DIL14)
U3: DS18S20 (obudowa TO-92)
T1: BC547 (obudowa TO-92)
D1: 1N4004 (obudowa DO-41)
D2: 1N4148 (obudowa DO-35)
OLED: wyświetlacz OLED 0,96" 128×64 SPI niebieski (lub w innym kolorze, wybranym przez użytkownika)

Inne:
PLUS, MINUS: microswitch TACT o wysokości 9 mm
12 V, LOAD: złącze śrubowe typu AK500/2
REL: przekaźnik HFKW-012-1ZW



Rysunek 4. Schemat montażowy sterownika

Fotografia 5. Widok zmontowanego urządzenia od strony TOP bez zamontowanego wyświetlacza OLED

Montaż i uruchomienie

Schemat montażowy sterownika uniTherm pokazano na **rysunku 4**. Zaprojektowano niewielki, bardzo prosty, dwustronny obwód drukowany z wyłącznym montażem elementów przewlekanych. Montaż sterownika uniTherm rozpoczynamy od wlutowania mikrokontrolera. Następnie montujemy pozostałe elementy półprzewodnikowe, dalej elementy bierne a na końcu przekaźnik, przyciski i złącza połączeniowe. Na samym końcu przylutowujemy wyświetlacz OLED korzystając z wbudowanego złącza tylu goldpin, które zapewnia zarówno niezbędny montaż elektryczny jak i mechaniczny. Można również skorzystać z gniazda typu goldpin przez co połączenie urządzenia z wyświetlaczem będzie łatwo rozłączalne.

Wybierając konkretny moduł wyświetlacza dostępny w handlu należy zakupić wersję wyposażoną w następujące sygnały sterujące: CLK (sygnał zegarowy magistrali SPI), MOSI (wejście danych magistrali SPI), CS (wejście wyboru sterownika SSD1306) oraz DC (wejście, decydujące o charakterze wysyłanych danych: 1 – dane pamięci obrazu, 0 – rozkaz sterujący). Nie mniej ważne jest rozmieszczenie sygnałów zasilających, jako że moduły dostępne w handlu mają często zamienione miejscami sygnały zasilania (VCC) i masy (GND).

Poprawnie zmontowane urządzenie nie wymaga żadnych regulacji i powinno działać tuż po włączeniu zasilania. Widok zmontowanego urządzenia uniTherm od strony TOP bez zamontowanego wyświetlacza OLED pokazano na **fotografii 5**.

Robert Wołgajew, EP
robert.wolgajew@ep.com.pl

REKLAMA

Wstąp do Klubu AVT Elektronika

będziesz miał prawo do korzystania z szeregu przywilejów:

- do 50% zniżki w Sklepie AVT
- darmowe prenumeraty Wydawnictwa AVT
- do 50% zniżki w Ulubionym Kiosku
- Zapraszamy do zapoznania się z zasadami Klubu!

http://bit.ly/2GaDwtQ

eprasa.pl f319dfd8e2

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

Sztuczne obciążenie w.cz. o impedancji 50 Ω (2)

W drugiej części tej publikacji opisano projekt sztucznego obciążenia zmiennoprądowego w.cz. o dopuszczalnej ciągłej mocy strat rzędu 10…20 W (nieco więcej, niż QRP), przeznaczonego do pracy w pasmie KF. Urządzenie pozwala na komfortowe testowanie urządzeń nadawczych o chwilowej mocy szczytowej sięgającej nawet 40 W, ponieważ oprócz precyzyjnego wyjścia pomiarowego zostało wyposażone także w 12 detektorów progowych ze wskaźnikami na diodach LED. Pozwalają one szybko i łatwo ocenić oddawaną moc na poziomach od 1 do 40 W.

Opisane w tej części artykułu urządzenie, to także tzw. sztuczne obciążenie (ang. *dummy load*) zmiennoprądowe, przeznaczone do pracy z częstotliwościami radiowymi (w.cz.) z przedziału od około 100 kHz do 30 MHz. Może ono pełnić funkcję wzorcowego obciążenia wyjścia wzmacniacza mocy w.cz. (o dopasowanej rezystancji R*load*=50 Ω) dla ciągłych mocy wyjściowych sięgających 20 W i chwilowych (szczytowych) do 40 W. Znajdzie zastosowanie w trakcie wszelkich prób technicznych oraz napraw, regulacji czy strojenia wzmacniaczy, kiedy rzeczywiste obciążenie antenowe nie jest dostępne lub nie zapewnia stałej i rzeczywistej, dopasowanej impedancji, równej dokładnie 50 Ω w całym wymaganym pasmie częstotliwości.

Zasada działania i właściwości urządzenia

Schemat opisywanego przyrządu pomiarowego pokazano na **rysunku 1**. Sygnał mocy w.cz. należy doprowadzić do wejścia P1 w postaci koncentrycznego, męskiego gniazda typu BNC. Należy przyjąć, że ten typ złącza jest wystarczający dla przenoszonych mocy ciągłych nie przekraczających 20 Ω.

Sygnał wejściowy mocy jest wprowadzany na zestaw połączonych równolegle 40 sztuk rezystorów R1...R40 o opornościach równych 2 kΩ i tolerancjach 1% oraz nominalnych mocach strat termicznych równych 0,25 W. Zastosowanie rezystorów o tolerancji 1% zapewnia dobre własności impedancyjne i dopasowanie przyrządu do źródła energii (rozrzuty rezystancji oporników z tej samej serii produkcyjnej często bywają podobne i wówczas nie kompensują się w ramach wypadkowej impedancji ich połączenia równoległego). Urządzenie jest w stanie bezproblemowo odprowadzać 40×0,25 W=10 W mocy ciągłej, jednak praktyczne testy wykazały, że przy odpowiednio starannej konstrukcji przyrząd bez problemu wytrzymuje kilkuminutowe obciążenie mocą nawet do 20 W – bez nagrzewania się do niebezpiecznych temperatur.

Zastosowanie oporników o mocy zwiększonej do 0,5 W podwoiło by maksymalną moc odbieraną, ale mogłoby pogorszyć

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

W ofercie AVT* AVT-3210

Podstawowe parametry:
- impedancja równa dokładnie 50 Ω,
- przeznaczone do pracy z częstotliwościami z przedziału 100 kHz…30 MHz,
- ciągła moc wyjściowa do 20 W i chwilowa do 40 W,
- 12 detektorów progowych ze wskaźnikami na diodach LED.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-3210	Sztuczne obciążenie w.cz. o impedancji 50 Ω (EP11/2019)
AVT-5586	Programowalne sztuczne obciążenie DC (EP 11/2018)
AVT-5510	Sztuczne obciążenie (EP 8/2015)
AVT-1797	Sztuczne obciążenie wysokonapięciowe (EP 4/2014)
AVT-5318	Miernik mocy skutecznej wzmacniacza audio (EP 11/2011)
AVT-318	Obciążenie aktywne (EP 12/1996-1/1997)

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

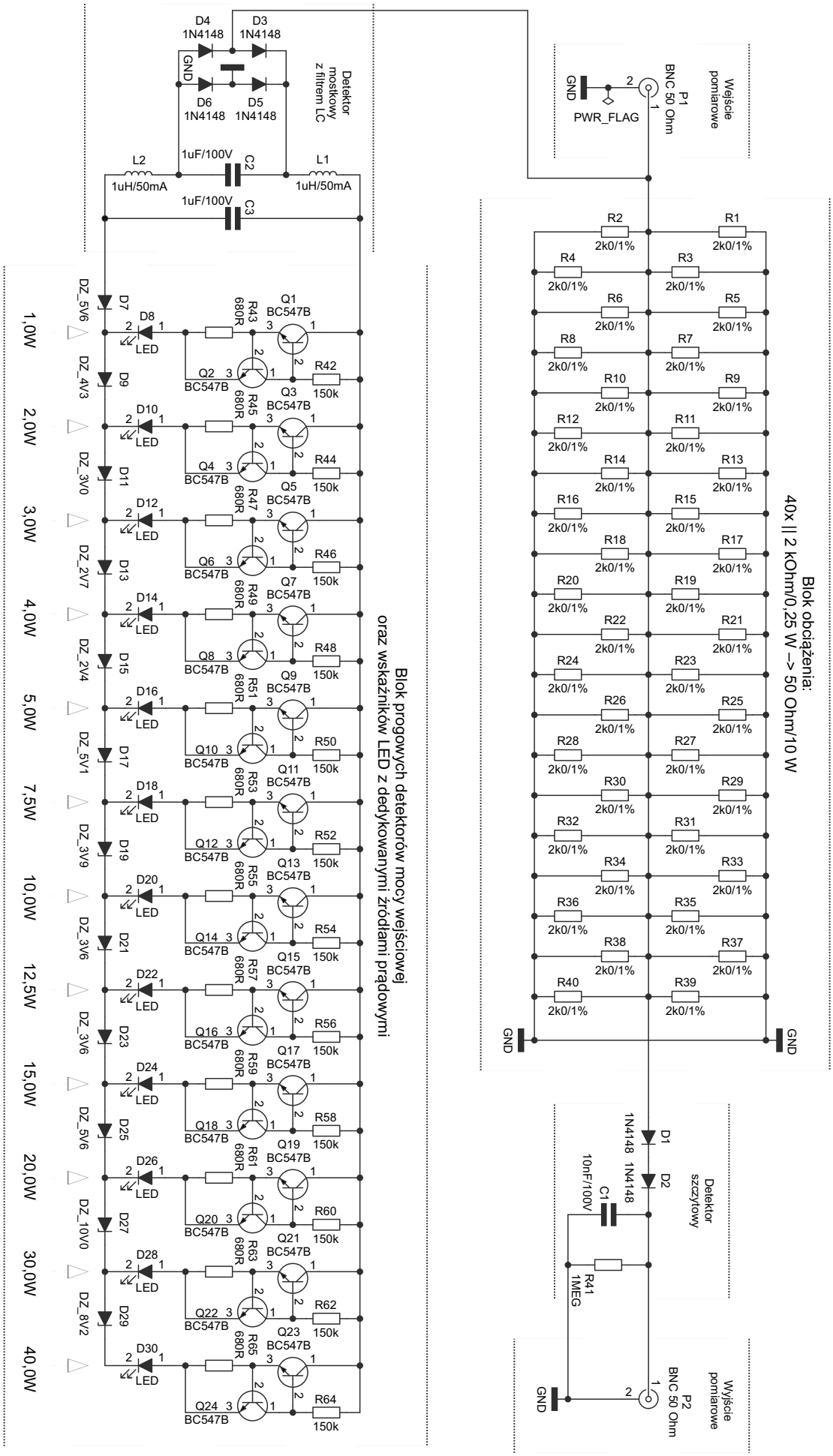
Kity w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [**A+**] – płytka drukowana [**A**] + zaprogramowany układ [**UK**] i dokumentacja
- wersja [**UK**] – zaprogramowany układ

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

eprasa.pl f319dfd8e2

właściwości impedancyjne przyrządu – głównie z uwagi na większe pasożytnicze indukcyjności takich oporników. Warto dodać, że **konstrukcja oparta o zestaw połączonych równolegle małych rezystorów o niewielkich dopuszczalnych mocach strat, zamiast mniejszej ilości rezystorów (czy nawet pojedynczego opornika) o większych mocach jest celowym zabiegiem konstruktorskim, mającym na celu zmniejszenie wypadkowej pasożytniczej indukcyjności szeregowej** obciążenia (efekt równoległego połączenia oporników) oraz poprawy warunków oddawania ciepła przez zestaw oddalonych od siebie rezystorów).

Równolegle do zestawu oporników dołączony jest prosty, jednopołówkowy, szeregowy detektor szczytowy z diodami D1 i D2 (1N4148). Należy tu wyjaśnić, że użycie w detektorze dwóch diod, połączonych szeregowo, ma na celu zwiększenie wstecznego napięcia przebicia takiego zestawu, które dla pojedynczej diody 1N4148 wynosi 50 V (wartość gwarantowana przez producenta). Użycie pojedynczej diody mogłoby spowodować jej przebicie przy większych mocach mierzonych. Oczywiście, nieco większy spadek napięcia przewodzenia na takim zestawie diod został uwzględniony w zamieszczonych dalej materiałach, pozwalających odczytywać mierzoną moc wejściową *Pin* z napięcia na detektorze (port P2). Kondensator C1 (10 nF) z rezystorem R41 (1 MΩ) dla wyprostowanego



Rysunek 1. Schemat elektryczny sztucznego obciążenia w.cz.

eprasa.pl f319dfd8e2

napięcia wejściowego *Uin*(P1) stanowią równoległy filtr RC o stałej czasowej równej 10ms, odpowiedniej dla mierzonych sygnałów o częstotliwościach poniżej 100 kHz i więcej. Zmierzone napięcie podawane jest na port wyjściowy P2, zrealizowany także w formie gniazda BNC, co umożliwia wyprowadzenie sygnału mierzonego z zastosowaniem koncentrycznego kabla ekranowanego (ochrona przed zakłóceniami).

Druga część urządzenia służy do szybkiej, wizualnej prezentacji mierzonej mocy za pomocą wskaźników z diodami LED. Chociaż sam pomiar może być tu obarczony pewnymi niedokładnościami, wynikającymi przede wszystkim z rozrzutu napięć przewodzenia zastosowanych diod: Zenera oraz LED, to wbrew pozorom taka forma prezentacji pomiaru może być niezwykle użyteczna podczas wszelkich eksperymentów i regulacji, kiedy tzw. „szybki rzut okiem" pozwala odczytać wartość.

Do wejścia sygnału mierzonego (port P1) podłączony jest bezpośrednio blok mostkowego detektora z filtrem LC. Składa się z klasycznego, dwupołówkowego prostownika w układzie Graetza z diodami D3...D6 (1N4148) oraz filtru LC z dławikami L1 (1 μH) i L2 (10 μH) a także z kondensatorami C2 i C3 (1 μF). Zastosowany filtr LC ma topologię symetrycznego filtru typu „Pi", a wartości i typy elementów dobrane zostały tak, aby skutecznie filtrować wyprostowany sygnał w całym paśmie częstotliwości, dla którego przeznaczony jest omawiany przyrząd. W szczególności, należy tu zwrócić uwagę na fakt, że **użyto dwóch dławików o różnych nominalnych indukcyjnościach, ponieważ ich rzeczywiste parametry zmieniają się silnie wraz z częstotliwością** – głównie z powodu występowania: pasożytniczych pojemności, efektu naskórkowości a także różnych fizycznych parametrów zastosowanych rdzeni. Należy także podkreślić, że zastosowane połączenie prostownika w układzie Graetz'a z filtrem LC sprawia, że za tym drugim w dalszej części urządzenia nie występują już żadne połączenia do masy urządzenia, a **całość przyrządu nie wymaga zastosowania żadnego zasilania zewnętrznego**.

Za opisanym blokiem zasilającym występuje blok progowych detektorów mocy wejściowej oraz wskaźników LED z dedykowanymi źródłami prądowymi. Blok ten przystosowano do progowego wykrywania osiąganych kolejno wartości mocy: 1, 2, 3, 4, 5, 7,5, 10, 12,5, 15, 20, 30 i 40 W. Zasada działania tego bloku jest podobna dla wszystkich dwunastu progów mocy i dlatego zostanie dalej szczegółowo omówiona tylko dla pierwszych dwóch progów, równych 1 i 2 W.

Wskazująca (przez zaświecenie się) osiągnięcie progu 1 W dioda D8 (czerwona LED) jest zasilana przez źródło prądowe z tranzystorami Q1 i Q2 (BC547B) oraz rezystorami R42 (150 kΩ) i R43 (680 Ω). Przeznaczeniem tego źródła prądowego jest wyrównanie prądu świecenia diody D8 do poziomu około 1 mA w szerokim zakresie mierzonych mocy wejściowych, a więc i napięć na wyjściu omówionego wcześniej prostownika mostkowego. Jest to klasyczny już układ źródła prądowego, dobrze znany z wielu popularnych układów scalonych wzmacniaczy operacyjnych i wzmacniaczy mocy.

Główny prąd tego źródła przepływa przez obwód kolektor-emiter tranzystora Q1 oraz przez rezystor R43. Baza tranzystora Q1 jest polaryzowana przez rezystor R42 o wartości dobranej tak, by przy minimalnej katalogowej wartości stałoprądowego wzmocnienia prądowego *h21E*=200 (popularnie zwanego „betą stałoprądową") tego tranzystora był on w stanie swobodnie przewodzić prąd 1 mA. Zatem prąd bazy *Ib*(Q1) powinien wynosić przynajmniej 1 mA/200=5 μA. Przyjęto, że źródło prądowe powinno poprawnie pracować już przy minimalnym napięciu na nim, równym *Usrcmin*=2,0 V. Jeżeli założymy, że przy normalnej pracy źródła napięcia baza-emiter tranzystorów Q1 i Q2 wyniosą *Ube*(Q1)=*Ube*(Q2)=0,65 V (wartości przybliżone, ale bardzo bliskie rzeczywistym), to z warunku na sumę napięć w jednym z podobwodów rozpatrywanego źródła wynika: *Ucemin*(Q1)=*Usrcmin* – *Ube*(Q1) – *Ube*(Q2). Stąd obliczamy wprost wartość *Ucemin*(Q1)=0,7 V. Ponieważ wymagany prąd bazy *Ib*(Q1)=5 μA musi być zapewniony już przy wyliczonej wartości *Ucemin*(Q1)=0,7 V to z prawa Ohma uzyskujemy proste wyliczenie wartości rezystora R42=0,7 V/5 μA=140 kΩ. W praktyce przyjęto bliską wartość z popularnego typoszeregu E6 o tolerancji 20% (lepsza tolerancja, w tym wypadku z uwagi na bardzo bezpieczne wcześniejsze założenia, nie jest potrzebna) równą R42=150 kΩ. Za ograniczenie prądu źródła do przyjętej wartości *Isrc*=1 mA odpowiadają tranzystor Q2 wraz z rezystorem R43. Działanie tego tandemu jest bardzo proste: główny prąd źródła *Isrc* płynie przez rezystor R43. Kiedy napięcie na rezystorze R43 osiąga wartość zbliżoną do 0,65 V, wówczas tranzystor Q2 otwiera się a wtedy „wyciąga" prąd polaryzujący bazę tranzystora Q1, co z kolei powoduje przytykanie tego ostatniego. Z tego mechanizmu wynika wprost wzór na wartość rezystora R43: R43=0,65 V/*Isrc*, co daje wartość 650 Ω (w praktyce przyjęto zbliżoną wartość 680 Ω).

Obwód indykatora dla pierwszego progu zamyka dioda Zenera D7 (BZX55B5V6 – na 5,6 V). Jeśli zatem wyprostowane i odfiltrowane napięcie na wyjściu bloku detektora przekroczy odpowiedni próg napięciowy, to nastąpi zaświecenie diody D8. Próg ten należy liczyć jako sumę: referencyjnego napięcia Zenera na diodzie D7, napięcia przewodzenia diody D8 oraz napięcia poprawnego zadziałania źródła prądowego z elementami: Q1, Q2, R42 i R43. W przypadku kolejnego stopnia indykatora praca źródła prądowego (elementy: Q3, Q4, R44, R45) oraz diody LED D10 wygląda analogicznie. Natomiast napięcie referencyjne jest sumą napięć Zenera na obu szeregowo połączonych diodach: D7 (BZX55B5V6 – na 5,6 V) oraz D9 (BZX55B4V3 – na 4,3 V). Dla kolejnych stopni sytuacja wygląda analogicznie: napięcia referencyjne są sumami napięć Zenera dla wszystkich stopni aż do bieżącego. Szczegóły projektowania oraz sposób doboru wartości napięć Zenera dla kolejnych diod D7, D9, D11...D29 omówiono w dalszej części artykułu.

Metodyka projektowania układu i rezultaty analiz symulacyjnych

Projektowanie bloku obciążenia z detektorem szczytowym nie wymaga wyjaśnień (istotne aspekty zostały omówione powyżej). druga część urządzenia niewątpliwie

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1...R40: 2 kΩ/0,25 W/1%
R41: 1 MΩ/0,25 W/5%
R42, R44…R64: 150 kΩ/0,25 W/5%
R43, R45…R65: 680 Ω/0,25 W/5%

Kondensatory:
C1: 10 nF/100 V
C2, C3: 1 μF/100 V

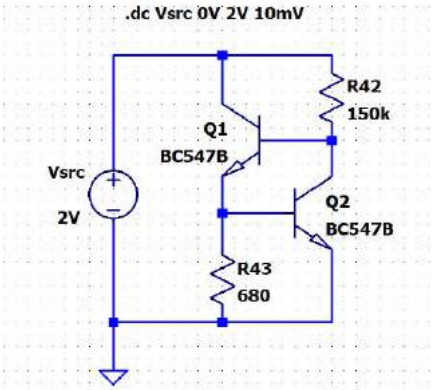
Dławiki:
L1: 1 μH/50 mA
L2: 10 μH/50 mA

Półprzewodniki:
D1...D6: 1N4148/DO-35
D8, D10…D30: diody LED czerwone 3 mm
D7, D25: dioda Zenera BZX55C5V6
D9: dioda Zenera BZX55C4V3
D11: dioda Zenera BZX55C3V0
D13: dioda Zenera BZX55C2V7
D15: dioda Zenera BZX55C2V4
D17: dioda Zenera BZX55C5V1
D19: dioda Zenera BZX55C3V9
D21, D23: dioda Zenera BZX55C3V6
D27: dioda Zenera BZX55C10V0
D29: dioda Zenera BZX55C8V2
Q1...Q24: BC547B/TO-92

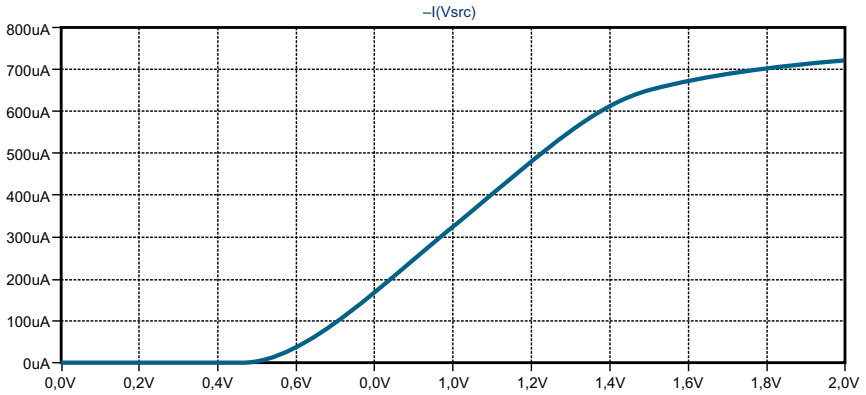
Pozostałe:
P1, P2: gniazda BNC 50 Ω (kątowe, lutowane do druku)
Obudowa: wg opisu w tekście.

REKLAMA

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 2. Schemat układu do symulacji źródła prądowego



Rysunek 3. Rezultaty symulacji źródła prądowego

powinna zostać uzupełniona o takie wyjaśnienia. Szczególnie istotne jest to, w jaki sposób zostały dobrane napięcia Zenera diod: D7, D9...D29. Zdefiniowano następujące aspekty do weryfikacji:

1. jakie musi być rzeczywiste napięcie *Vsrc* na źródle prądowym, by było ono w stanie przewodzić 50% maksymalnej wartości *Isrc* czyli 500 μA?
2. jakie jest napięcie przewodzenia *Ufwd* typowej, czerwonej diody LED o średnicy 3 mm przy 50% maksymalnej wartości *Isrc*?
3. jakie są dostępne wartości napięć Zenera *Uz* dla wybranego typu diod Zenera i jakie są pozostałe istotne parametry tych diod?

Pierwszy z powyższych aspektów został zweryfikowany na drodze symulacji komputerowej za pomocą popularnego symulatora układów elektronicznych LTSpice. **Rysunek 2** pokazuje schemat układu, użytego do przeprowadzenia dedykowanej analizy stałoprądowej, w ramach której badana jest zmiana prądu źródła *I(Vsrc)* w funkcji napięcia na nim *Vsrc* w zakresie 0...2 V z krokiem 10 mV (dyrektywa: **.dc Vsrc 0 V 2 V 10 mV**). Jak wynika z **rysunku 3**, wartość prądu źródła *Isrc*=500 μA jest osiągana przy napięciu na źródle równym około ***Vsrc*=1,23 V**. Oczywiście, należy tu liczyć się z faktem, że wartości te są jak najbardziej reprezentatywne, ale dotyczą parametrów elementów modelowych (wg danych producenta). Rzeczywiste elementy zwykle nieco odbiegają wartościami parametrów od przyjętych wartości modelowych, co jednak nie czyni rezultatów symulacji nieprzydatnymi.

Drugi z podanych aspektów dotyczy dwóch kwestii: dość znacznej różnorodności parametrów dostępnych na rynku podzespołów oraz sposobu modelowania podstawowych charakterystyk diod LED (***http://bit.ly/2OIfiQv***), które zależą zarówno od fizycznych wymiarów złącza jak i od materiału, z którego ono zostało wykonane. W przypadku tego projektu kluczowe są statyczne (stałoprądowe) charakterystyki prądowo-napięciowe *Ifwd*=F(*Ufwd*). Na **rysunku 4** zestawiono graficzne charakterystyki prądowo-napięciowe czterech przykładowych czerwonych diod LED o średnicy 3 mm, pobrane z kart katalogowych ich producenta, czyli popularnej firmy Kingbright. Są to kolejno:

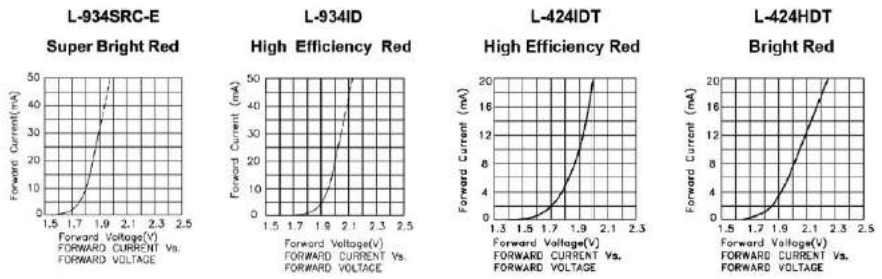
a. L-934SRC-E („SUPER BRIGHT RED", w zaokrąglonej oprawce),
b. L-934ID („HIGH EFFICIENCY RED", w zaokrąglonej oprawce),
c. L-424IDT („HIGH EFFICIENCY RED", w cylindrycznej oprawce),
d. L-424HDT („BRIGHT RED", w cylindrycznej oprawce).

Na drugich stronach kart katalogowych podanych typów diod producent „wylewa na nas" przysłowiowy „kubeł zimnej wody", bowiem wynika z nich m.in. to, że dla testowego prądu przewodzenia zapalonej diody *Ifwd* = 20 mA napięcie *Ufwd* między anodą a katodą przytoczonych diod LED może wahać się nawet między 1,85 a 2,5 V (w zależności od konkretnego typu diody). Należy wziąć pod uwagę, że są to wartości skrajne, które nie powinny występować w typowych przypadkach, a katalogowa wartość prądu testowego jest znacznie wyższa od interesujących nas prądów w zakresie od 0,5...1 mA.

Charakterystyki czterech przykładowych diod nie są identyczne i trudno z nich jednoznacznie odczytać wartość napięcia przewodzenia *Ufwd* dla tak małych prądów, jak 0,5 czy 1 mA. Występują pewne różnice zarówno w wartościach umownego progu napięcia *Ufwd*, od którego rozpoczyna się przewodzenie prądu jasnego diody LED, jak i w nachyleniach tych charakterystyk w obszarach przewodzenia. W programie LTSpice są dostępne dwa rodzaje generalnych modeli szeroko pojętych diod półprzewodnikowych. Jeden z nich jest modelem dokładnym i uwzględnia kilkadziesiąt parametrów, które odnoszą się wprost do właściwości i zjawisk fizycznych, zachodzących w złączu półprzewodnikowym. Użycie aż tak złożonego modelu diody LED nie jest uzasadnione. Drugi z dostępnych modeli, to uproszczony model stałoprądowy, który można określić mianem behawioralnego czyli takiego, który nie odnosi się wprost do zjawisk fizycznych w modelowanym obiekcie, lecz podchodzi do jego własności opisowo, a charakterystyka prądowo-napięciowa diody jest aproksymowana funkcjami, które w możliwie najprostszy sposób, możliwie najdokładniej odzwierciedlają jej rzeczywisty (dokładny) przebieg. Model stałoprądowy nie uwzględnia żadnych zjawisk dynamicznych, czyli opisujących reakcję elementu na zmiany wysterowania o różnym zakresie i szybkości, ma też stosunkowo niewiele parametrów.

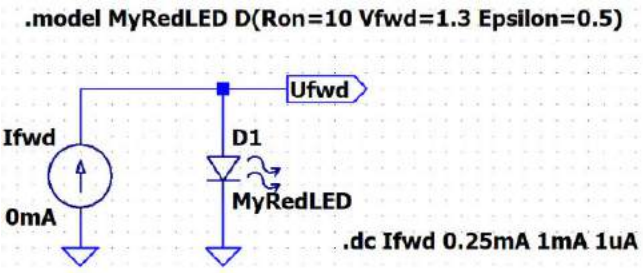
W tym zadaniu projektowym, w procesie modelowania diody LED, nie są istotne ani parametry dotyczące przewodzenia tego elementu „wstecz" (*Rrev*, *Revilimit*, *Revepsilon*) ani też parametry, które mogą służyć do modelowania przewodzenia „w przód" zarówno przy bardzo małych jak i przy bardzo dużych prądach (*Roff*, *Ilimit*). Zatem, przy modelowaniu charakterystyki prądowo-napięciowej czerwonej diody LED, na potrzeby tego projektu, wystarczy ustalić wartości parametrów: *Ron*, *Vfwd* oraz *Epsilon*.

- *Ron* – rezystancja dynamiczna w stanie przewodzenia w przód (od anody do katody),



Rysunek 4. Charakterystyki prądowo-napięciowe rozważanych diod LED

eprasa.pl f319dfd8e2



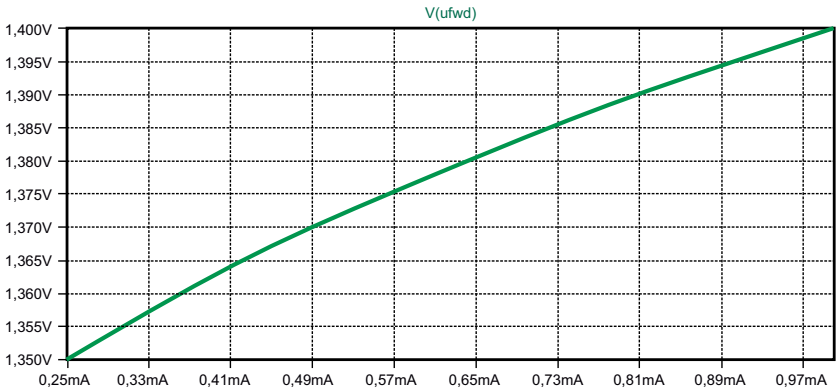
Rysunek 5. Schemat układu do symulacji diody LED

- *Vfwd* – napięciowy próg rozpoczęcia przewodzenia,
- *Revepsilon* – parametr analogiczny do *Epsilon* dla przewodzenia „wstecz" (*Epsilon* – szerokość przedziału napięcia, w którym charakterystyka *Ifwd*=F(*Ufwd*) jest aproksymowana funkcją kwadratową przy przewodzeniu „w przód").

Na podstawie analizy charakterystyk, przedstawionych na **rysunku 4**, przyjęto wartości, odzwierciedlone dyrektywą programu LTSpice następująco: **.model MyRedLED D(*Ron*=10 *Vfwd*=1.3 *Epsilon*=0.5)**.

Na **rysunku 5** pokazano schemat prostego układu testowego, który (drogą symulacji w programie LTSpice) posłużył do wyznaczenia napięcia *Ufwd* na diodzie LED w zakresie prądów *Ifwd*=0...1 mA. Symulację przeprowadzono z użyciem tzw. źródła prądowego, wymuszającego przepływ prądu *Ifwd* w diodzie LED, natomiast napięcie na tym elemencie było próbkowane na wyjściu dedykowanego portu *Ufwd*. Do przeprowadzenia symulacji, realizowanej z krokiem 1 μA, wpisano dyrektywę programu LTSpice: **.dc Ifwd 0mA 1mA 1uA**. W rezultacie tej symulacji (**rysunek 6**) ustalono, że napięcie *Ufwd* na zamodelowanej (modelowej – zgodnie z analizowanymi kartami katalogowymi) czerwonej diodzie LED wyniesie 1,37 V przy *Ifwd*=0,5 mA oraz 1,40 V przy *Ifwd*=1 mA. Na potrzeby dalszych analiz przyjęto roboczą wartość *Ufwd*=1,4 V.

Trzeci z wymienionych powyżej aspektów dotyczy potencjalnych źródeł napięć referencyjnych, czyli diod Zenera. W szczególności, istotne jest to, jakie są dostępne wartości napięć Zenera *Uz* dla wybranego typu diod Zenera i jakie są pozostałe istotne parametry tych diod? Do projektu wybrano popularne diody z serii BZX55 produkcji uznanej firmy *Vishay Semiconductors*. Są to diody wykonane w technologii obudowy THT, o zakresach napięć Zenera od 2,4...75 V, przeznaczone do pracy z prądami rzędu kilku mA i o maksymalnej mocy strat rzędu 500 mW. W karcie katalogowej producent zachwala ich bardzo strome wsteczne charakterystyki prądowo-napięciowe już przy niskich prądach wstecznych, wysoką stabilność oraz niskie szumy własne. Na **rysunku 7** pokazano fragment tabeli z parametrami elektrycznymi dla tej serii w zakresie zainteresowań opisywanego projektu. Wynika z niej, że podane wartości napięć Zenera *Uz* zostały określone dla konkretnej wartości prądu wstecznego (5 mA) i mogą być obarczone pewnymi odchyleniami. Natomiast wartości rezystancji dynamicznej są wartościami granicznymi (maksymalnymi), określonymi dla częstotliwości *f*=1 kHz i niekoniecznie można na nich polegać przy projektowaniu układu, w którym występują powolne zmiany prądu Zenera. Z pomocą przychodzi tutaj pokazana na **rysunku 8** wsteczna charakterystyka prądowo-napięciowa *Iz*=F(*Uz*) dla zakresu napięć Zenera *Uz* do 20 V (wyższe wartości *Uz* nie są istotne w tym projekcie). Z pomocą tabeli z **rysunku 7** oraz charakterystyki z **rysunku 8**, dla interesujących w tym projekcie wartości napięć Zenera *Uz* stworzono proste symulacyjne modele behawioralne dla programu LTSpice według postaci: .model **MyZener5V6 D(*Vrev*=*Uz* *Rrev*=5 *Revepsilon*=0.5 V)**, w której modelowano wyłącznie charakterystyki wsteczne, w miejsce parametru ***„Uz"*** podstawiana jest stosowna wartość napięcia Zenera *Uz*.

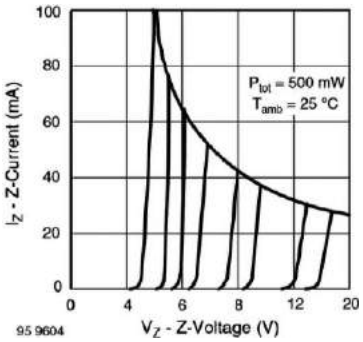


Rysunek 6. Rezultaty symulacji diody LED

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)

PART NUMBER	ZENER VOLTAGE RANGE			TEST CURRENT		REVERSE LEAKAGE CURRENT			DYNAMIC RESISTANCE		TEMPERATURE COEFFICIENT	
	V_Z at I_{ZT1}			I_{ZT1}	I_{ZT2}	I_R at V_R			Z_Z at I_{ZT1}	Z_{ZK} at I_{ZT2}	TK_{VZ}	
						T_{amb} = 25 °C	T_{amb} = 150 °C		f = 1 kHz			
	V			mA		μA		V	Ω		%/K	
	MIN.	NOM.	MAX.						MAX.	MAX.	MIN.	MAX.
BZX55B2V4	2.35	2.4	2.45	5	1	< 50	< 100	1	< 85	< 600	- 0.09	- 0.06
BZX55B2V7	2.64	2.7	2.76	5	1	< 10	< 50	1	< 85	< 600	- 0.09	- 0.06
BZX55B3V0	2.94	3.0	3.06	5	1	< 4	< 40	1	< 90	< 600	- 0.08	- 0.05
BZX55B3V3	3.24	3.3	3.36	5	1	< 2	< 40	1	< 90	< 600	- 0.08	- 0.05
BZX55B3V6	3.52	3.6	3.68	5	1	< 2	< 40	1	< 90	< 600	- 0.08	- 0.05
BZX55B3V9	3.82	3.9	3.98	5	1	< 2	< 40	1	< 90	< 600	- 0.08	- 0.05
BZX55B4V3	4.22	4.3	4.38	5	1	< 1	< 20	1	< 90	< 600	- 0.06	- 0.03
BZX55B4V7	4.6	4.7	4.8	5	1	< 0.5	< 10	1	< 80	< 600	- 0.05	0.02
BZX55B5V1	5	5.1	5.2	5	1	< 0.1	< 2	1	< 60	< 550	- 0.02	0.02
BZX55B5V6	5.48	5.6	5.72	5	1	< 0.1	< 2	1	< 40	< 450	- 0.05	0.05
BZX55B6V2	6.08	6.2	6.32	5	1	< 0.1	< 2	2	< 10	< 200	0.03	0.06
BZX55B6V8	6.66	6.8	6.94	5	1	< 0.1	< 2	3	< 8	< 150	0.03	0.07
BZX55B7V5	7.35	7.5	7.65	5	1	< 0.1	< 2	5	< 7	< 50	0.03	0.07
BZX55B8V2	8.04	8.2	8.36	5	1	< 0.1	< 2	6.2	< 7	< 50	0.03	0.08
BZX55B9V1	8.92	9.1	9.28	5	1	< 0.1	< 2	6.8	< 10	< 50	0.03	0.09
BZX55B10	9.8	10	10.2	5	1	< 0.1	< 2	7.5	< 15	< 70	0.03	0.1

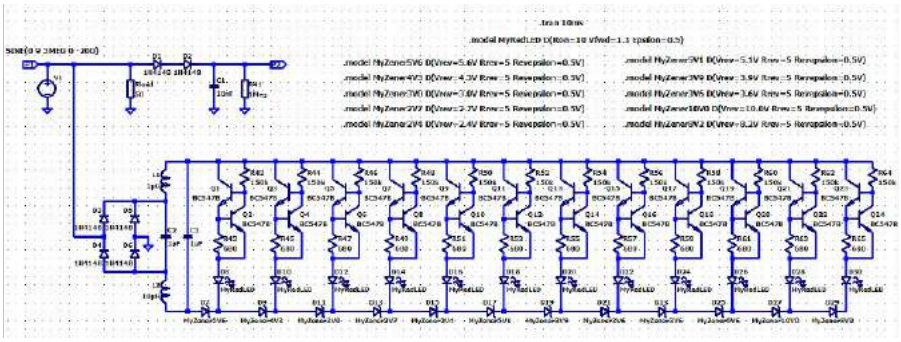
Rysunek 7. Wybrane parametry elektryczne diod Zenera z serii BZX55



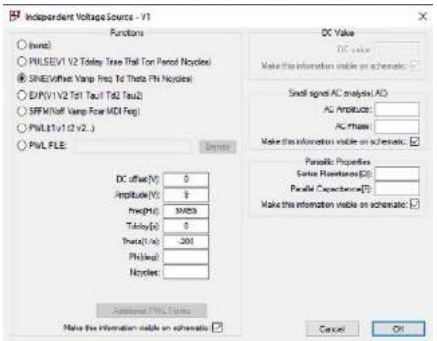
Rysunek 8. Charakterystyki Iz=F(Uz) dla diod Zenera z serii BZX55

REKLAMA

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 9. Schemat układu przeznaczonego do symulacji całego przyrządu



Rysunek 11. Okno definicji sinusoidalnego sygnału testowego

#	Pload [W]	Umax [V]	Udc [V]	Uref [V]	dUref [V]	Uzener [V]	Uref' [V]	Uref_err [V]	Uref_err [%]
1	1	10,0	8,6	5,7	---	5,6	5,6	-0,10	-1,70%
2	2	14,1	12,7	9,8	4,1	4,3	9,9	0,06	0,66%
3	3	17,3	15,9	13,0	3,2	3,0	12,9	-0,11	-0,85%
4	4	20,0	18,6	15,7	2,7	2,7	15,6	-0,09	-0,55%
5	5	22,4	20,9	18,0	2,4	2,4	18,0	-0,04	-0,24%
6	7,5	27,4	26,0	23,1	5,0	5,1	23,1	0,03	0,15%
7	10	31,6	30,2	27,3	4,2	3,9	27,0	-0,30	-1,10%
8	12,5	35,4	33,9	31,0	3,7	3,6	30,6	-0,43	-1,38%
9	15	38,7	37,3	34,4	3,4	3,6	34,2	-0,20	-0,58%
10	20	44,7	43,3	40,4	6,0	5,6	39,8	-0,59	-1,46%
11	30	54,8	53,3	50,4	10,0	10,0	49,8	-0,64	-1,26%
12	40	63,2	61,8	58,9	8,5	8,2	58,0	-0,91	-1,54%

Rysunek 10. Tabela dedykowana do projektowania indykatora LED

Na **rysunku 9** pokazano schemat układu, który zastosowano w opisanej dalej symulacji komputerowej. Została opracowana w celu weryfikacji zaprezentowanych dalej założeń projektowych. Na **rysunku 9**, oprócz właściwego schematu, w prawym, górnym rogu obrazu widać tekstowe parametry symulacji. Na samej górze znajduje się dyrektywa symulacji (**.tran 10ms**), oznaczająca 10 milisekund analizy stanów nieustalonych (w dziedzinie czasu). Bezpośrednio poniżej znajduje się omówiony wcześniej model czerwonej diody LED, a pod nim modele dziesięciu odmian wykorzystywanych w projekcie diod Zenera.

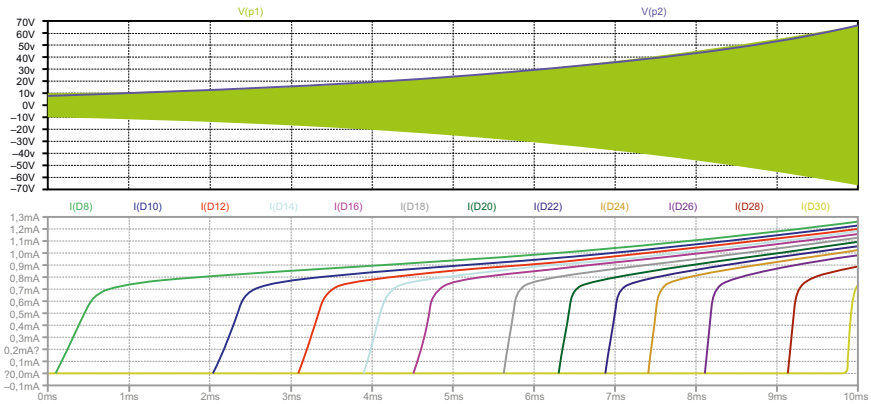
Zanim przejdziemy tutaj do omówienia rezultatów symulacji komputerowej, należy wyjaśnić w jaki sposób dobrano wartości napięć Zenera *Uz* poszczególnych diod. W tym celu posłużono się pokazaną na **rysunku 10** dedykowaną tabelą (oryginał w formacie programu MS Excel został załączony w materiałach dodatkowych do tego projektu), w której wyliczone zostały pożądane wartości napięć Zenera *Uz*. W pierwszej kolumnie podano kolejne numery poszczególnych indykatorów z diodami LED (#), a w kolejnej przyjęte progi wartości mocy *Pload*, dla których powinno nastąpić załączenie danego indykatora. Dalej, za pomocą prostego wzoru

$$Umax=10*\mathrm{sqrt}(Pload)$$

właściwego dla obciążenia 50 Ω, wyznaczono szczytowe wartości (amplitudy) napięć sinusoidalnych na obciążeniu. W kolejnej kolumnie wyliczone zostały przybliżone wartości wyprostowanych i odfiltrowanych napięć *Udc* (na pojemności C3). W tym celu wpisano formułę: *Udc*=*Umax*– (2*0,7 V)–(#*0,001 A)*3,3 Ω.

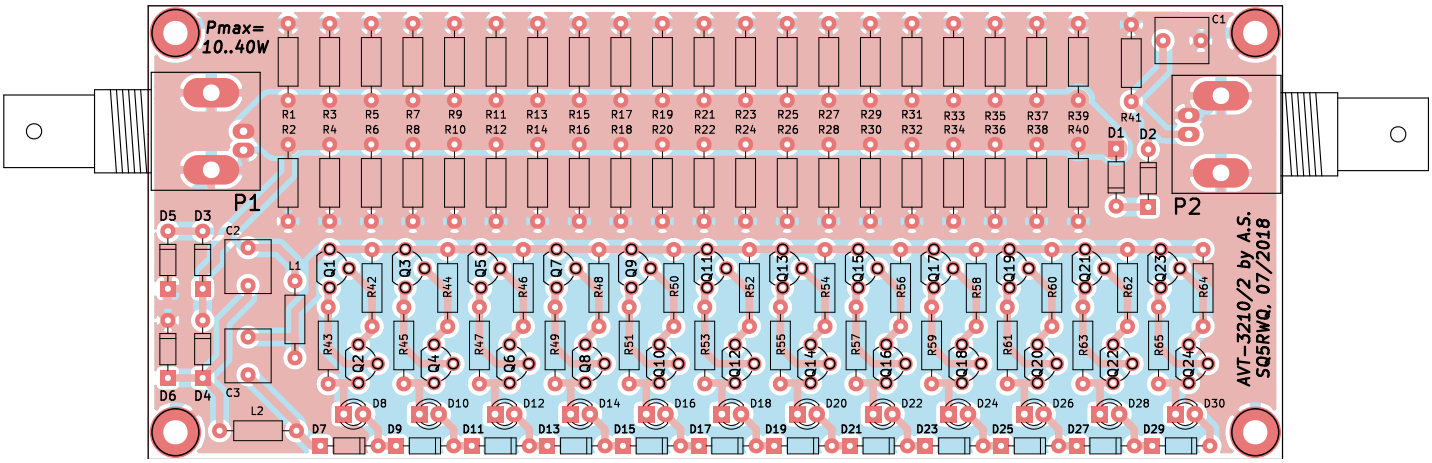
Napięcia 0,7 V, to przybliżone spadki na dwóch szeregowo połączonych diodach w mostku Graetz'a, natomiast ostatni człon różnicowy jest spadkiem napięcia na dwóch szeregowo połączonych dławikach osiowych dla ilości „#" załączonych indykatorów LED, z których każdy przewodzi prąd 1 mA. Oporności szeregowe dławików wzięto z karty katalogowej elementów FALGA 0307 SERIES produkcji firmy *Tianchang Fuan Electronic Co., Ltd.* (***http://www.fuantronics.com***). W kolejnej kolumnie przeliczono wartości napięć referencyjnych *Uref*, które są wartościami odpowiednich napięć *Udc*, pomniejszonymi o wymagane napięcia na źródłach prądowych oraz połączonych z nimi w szeregu diodami LED. Napięcia te powinny występować w „dolnych" węzłach na schemacie indykatora (między kolejnymi diodami Zenera i na katodach diod LED) i powinny stanowić sumę napięć na kolejno połączonych diodach Zenera. W następnej kolumnie *dUref* wyznaczono właśnie te różnice napięć *Uref* między kolejnymi węzłami, natomiast w dalszej kolumnie *Uzener* dobrano katalogowe wartości napięć Zenera (patrz: tabela na **rysunku 7**). Dalej w kolumnie *Uref'* wyznaczono rzeczywiste, spodziewane wartości napięć referencyjnych *Uref*, a w ostatnich dwóch kolumnach ujęto wyliczone z wartości: *Uref* oraz *Uref'* wartości błędów projektowych: bezwzględnego [V] oraz względnego [%]. Jak wynika z tabeli, w żadnym z przypadków szacowany błąd doboru elementów nie przekracza 2% (co do wartości bezwzględnej), jednak należy się liczyć z dodatkowym wpływem rozrzutu wartości zastosowanych elementów, który jednak powinien być coraz mniej znaczący wraz ze wzrostem wartości mocy mierzonej.

Ostatnim etapem projektowania (a właściwie jego weryfikacji) jest przeprowadzenie i analiza wyników symulacji komputerowych. Schemat i parametry do symulacji ujęto na **rysunku 9** (omówionym wcześniej), natomiast rezultaty symulacji (w formie graficznej) pokazano na podwójnym **rysunku 12**. W celu poprawnej analizy własności zmiennoprądowych całego układu na jego wejście (port P1) podano sygnał sinusoidalny o częstotliwości testowej f=3,0 MHz i amplitudzie zmieniającej się wykładniczo od poziomu mocy (na obciążeniu 50 Ω) zbliżonej do 1 W (najniższy próg indykacji LED) aż nieco ponad 40 W (najwyższy próg indykacji LED). **Rysunek 11** pokazuje okno konfiguracji tego sygnału – oprócz częstotliwości oraz amplitudy początkowej istotny jest tam parametr *„Theta"*, który definiuje tempo zmiany amplitudy sygnału testowego. W górnym oknie **rysunku 12** widać



Rysunek 12. Rezultaty symulacji sztucznego obciążenia

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 13. Widok płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

przebieg sygnału testowego na wejściu portu P1 (na zielono; z uwagi na znaczną częstotliwość przebieg jest „zlany ze sobą") oraz efekt jego detekcji i filtracji na porcie P2 (na niebiesko; tylko nieco poniżej szczytów sinusoidy). Zabieg z użyciem testowego sygnału sinusoidalnego o zmiennej w czasie amplitudzie miał na celu uzyskanie wymuszenia o różnych amplitudach, ale nie stałoprądowego, dzięki czemu warunki testu są bardziej realistyczne. I tak, z tabeli na **rysunku 10** dla danego progu mocy (np. *Pload*=5 W) możemy odczytać wartość amplitudy sygnału sinusoidalnego na obciążeniu 50 Ω (w tym przypadku będzie to *Umax*=22,4 V) a następnie odszukać odpowiedni punkt na amplitudzie przebiegu na porcie P1 (dla omawianego przykładu będzie to punkt na osi czasu około *t'*=4,76 ms). Następnie odszukujemy odpowiedni przebieg (na **rysunku 12**) w tej samej chwili czasu, ale na dolnym wykresie. Tu będzie to piąty od lewej wykres i nietrudno odczytać, że dla podanej chwili czasowej prąd diody LED *I*(D16) jest bardzo bliski wartości 0,5 mA, co bardzo dobrze spełnia oczekiwania w tym projekcie.

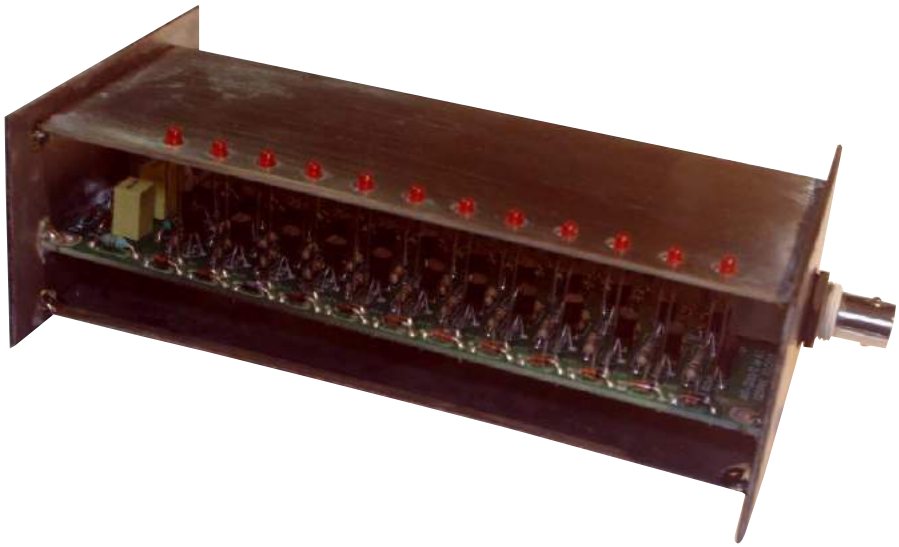
Podobne analizy porównawcze warto jest wykonać dla pozostałych 11 przypadków (autor projektu wykonał je oczywiście we własnym zakresie – z pozytywnymi rezultatami), jednak zdecydowanie zachęcam do przeprowadzenia samodzielnych symulacji i pogłębienia doświadczeń projektowych. Oczywiście, diody Zenera można było dobrać wyłącznie metodą symulacyjną, jednak autor projektu uznał, że bardziej poprawne inżyniersko będzie uprzednie dokonanie odpowiednich przeliczeń w tabeli i przedstawienie ich Czytelnikom – być może celem modyfikacji własności prezentowanego urządzenia, np. poprzez zmianę wartości progów indykacji mocy.

Montaż przyrządu

Na **rysunku 13** pokazano layout płytki drukowanej sztucznego obciążenia AVT3210/2 razem z rozmieszczeniem elementów. Płytka posiada pokrycie strefą masy po obu stronach co wpływa na poprawę emisji wytwarzanego w układzie ciepła oraz polepszenie rozpływu prądów między poszczególnymi rezystorami, odbierającymi mierzoną moc. Montaż przyrządu należy rozpocząć od przygotowania rezystorów R1...R40 poprzez zagięcie ich wyprowadzeń w kształcie litery „U" (odpowiednie do rozstawu otworów montażowych na PCB) oraz zamontowanie ich w odpowiedniej odległości od PCB – w sposób analogiczny, jak to szczegółowo opisano w pierwszej części publikacji w odniesieniu do projektu AVT3210/1. Następnie należy zalutować te i wszystkie pozostałe elementy. Rezystory R1...R40 warto zalutować po obu stronach PCB. Należy też wcześniej przemyśleć długość wyprowadzeń diod LED pod kątem ewentualnego umieszczenia przyrządu w konkretnej obudowie.

Poprawnie zmontowany układ nie wymaga żadnego uruchomienia. Warto zastosować obudowę metalową, zapewniającą dobre ekranowanie a także odprowadzanie ciepła. Obudowę można też wykonać przy użyciu laminat dwustronnie miedziowanego i metalizowanego. Na **fotografii 14** widać przyrząd z końcowej fazie montażu. Poszczególne elementy zamocowano do PCB przyrządu oraz między sobą za pomocą połączeń lutowanych – solidnie, ale tylko w narożnikach poszczególnych płytek. Aby ułatwić taki montaż oraz poprawić jego staranność, środkowe krawędzie płytek delikatnie klejono wstępnie za pomocą kleju cyjanoakrylowego *„Kropelka"* w żelu. Tak zamocowane wstępnie (na sztywno) płytki można było potem komfortowo i solidnie lutować w narożnikach.

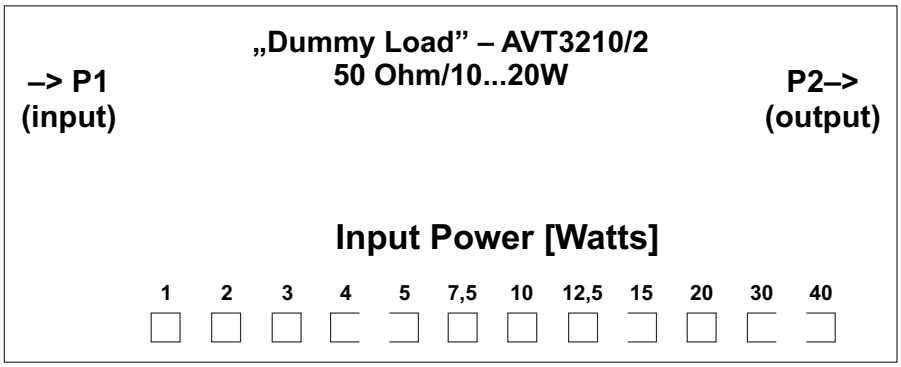
Ostatnim etapem prac było pokrycie zewnętrznej powierzchni obudowy lakierem



Fotografia 14. Częściowo obudowany przyrząd

REKLAMA

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 15. Widok naklejanej tabliczki opisowej

o dobrych własnościach izolacyjnych. Zabieg ten wykonano nie tylko w celach estetycznych, ale też i dla zwiększenia bezpieczeństwa eksploatacji. W trakcie lakierowania zasłonięte zostały końcówki diod LED oraz wyprowadzenia gniazd BNC. Na sam koniec na górnej płycie obudowy naklejono tabliczkę opisową, pokazaną na **rysunku 15** i dostępną w materiałach dodatkowych. Wydrukowaną w tabliczkę oklejono od góry przezroczystą folią samoprzylepną (dla zwiększenia estetyki i trwałości) a od spodu dwustronną taśmą samoprzylepną. Po wykonaniu otworów na wyprowadzenia diod LED usunięto papier ochronny z dwustronnej taśmy samoprzylepnej, a następnie starannie naklejono wydruk opisowy na obudowę.

Fotografia tytułowa ukazuje końcową realizację modelowego przyrządu. Należy w tym miejscu podkreślić i wyjaśnić, że tutaj, inaczej, niż w przypadku przyrządu w wersji AVT3210/1, wykonując obudowę nie zastosowano tak ścisłego („ciasnego") montażu (na zdjęciu widać przerwy, pozostawione między bocznymi ściankami obudowy). Postąpiono tak nie tylko po to, aby poprawić wentylację przyrządu (a tym samym zwiększyć maksymalną oddawaną moc), ale przede wszystkim z powodu stwierdzonego pomiarowo wpływu oddziaływania pola elektromagnetycznego (między ustrojem pomiarowym a obudową) na kluczowe charakterystyki przyrządu. Aspekt ten został poruszony i szczegółowo wyjaśniony w dalszej części artyułu.

Eksploatacja przyrządu

Eksploatacja sprowadza się do podłączenia do wejścia P1 (gniazda BNC) źródła energii w.cz. o impedancji wyjściowej jak najbardziej zbliżonej do wartości 50 Ω (niedopasowanie może wywołać niebezpieczne przepięcia, wynikające z powstawania fali stojącej w torze transmisji mocy w.cz.) i ciągłej mocy dysponowanej nie przekraczającej 10...20 W. W egzemplarzu modelowym sprawdzono bezpieczne rozpraszanie mocy o wartości 20 W nawet przez kilka minut, jednak obciążanie przyrządu mocami znacznie przekraczającymi 10 W przez dłuższy okres czasu nie jest zalecane. Wartość mocy oddawanej do obciążenia możemy odczytać z tabeli i z wykresu, umieszczonych na **rysunku 16**. Odwzorowują one zależność na wartość szczytową *Up* [V] napięcia sinusoidalnego przy mocy chwilowej *Pin* [W], podanej na port P1 obciążenia *Rload*=50 Ω, pomniejszoną o uśredniony spadek napięcia na diodach detekcyjnych D1 i D2, obciążonych rezystorem R41 i pojemnością C1:

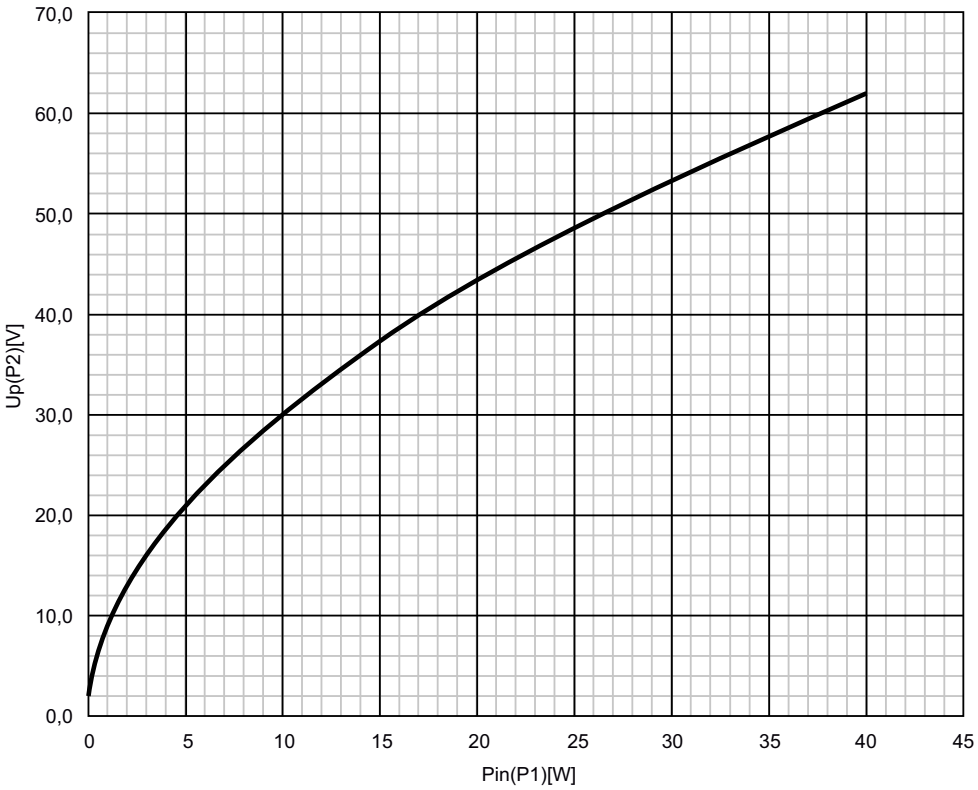
*Up(P2) = sqrt[2 * Rload * Pin(P1)] – 1,3 [V]*

Spadek napięcia na diodach detekcyjnych D1 i D2 został odczytany z omówionych wcześniej symulacji, wykonanych za pomocą programu LTSpice i należy go traktować jako średnią wartość, słuszną w całym zakresie analizowanych mocy wejściowych (dokładność rzędu ±0,1 V nie odgrywa tu istotnej roli jako nieporównywalnie mniejszą od typowo mierzonego napięcia wyjściowego *Up*(P2)).

Pomiary wykonane analizatorem wektorowym

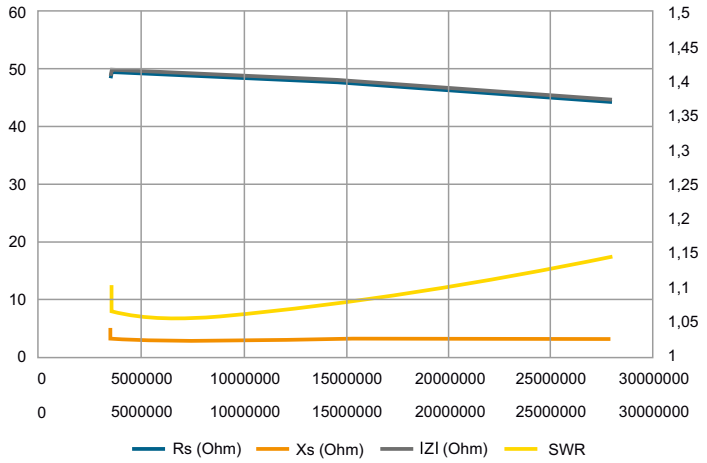
W celu fizycznej (nie symulacyjnej) weryfikacji poprawności realizowanych w ramach tej publikacji projektów dokonano pomiarów wykonanych prototypów za pomocą półprofesjonalnego analizatora wektorowego MAX6, zaprojektowanego przez Kolegę Jarka

Pin(P1)[W]	Up(P2)[V]
0,1	1,9
0,2	3,2
0,3	4,2
0,4	5,0
0,5	5,8
0,6	6,4
0,7	7,1
0,8	7,6
0,9	8,2
1	8,7
2	12,8
3	16,0
4	18,7
5	21,1
6	23,2
7	25,2
8	27,0
9	28,7
10	**30,3**
12	33,3
14	36,1
16	38,7
18	41,1
20	**43,4**
25	48,7
30	53,5
35	57,9
40	**61,9**



Rysunek 16. Wykres i tabela do dokładnego odczytu mocy odbieranej

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 17. Wykresy charakterystyk pomierzonych dla przyrządu AVT3210/2

SP3SWJ (***http://www.sp3swj.com***). Urządzenie pozwala mierzyć główne parametry liniowych torów w.cz. (głównie anten i torów antenowych) w zakresie częstotliwości sięgającym amatorskiego pasma UKF. Do parametrów tych należą m.in. wszystkie parametry impedancyjne ($Z=R+j*X$), współczynnik fali stojącej (*SWR* – ang. *Standing Wave Ratio*) oraz zespolona strata zwrotna. W zasięgu zainteresowania autora omawianych tu projektów leżały przede wszystkim szerokopasmowe pomiary podstawowych parametrów, do których należą:

- $|Z|$ – moduł impedancji zespolonej, jej składowe:
- R – rzeczywista oraz
- X – urojona a także
- SWR – (współczynnik fali stojącej), bezpośrednio uzależniony od wcześniej wymienionych parametrów.

Pomiary wykonano w zakresie podstawowych, skrajnych częstotliwości amatorskiego pasma KF (od 3,5 do około 28 MHz) a ich szczegółowe rezultaty zamieszczono w plikach (w formacie programu MS Excel) w materiałach dodatkowych (*AVT3210-1.xlsx* oraz *AVT3210-2.xlsx*), przy czym w zakładkach *„vnaJ"* znajdują się „surowe" wyniki pomiarów analizatorem wektorowym, a w zakładkach *„2_plot"* wybrane dane wraz z wygenerowanymi wykresami.

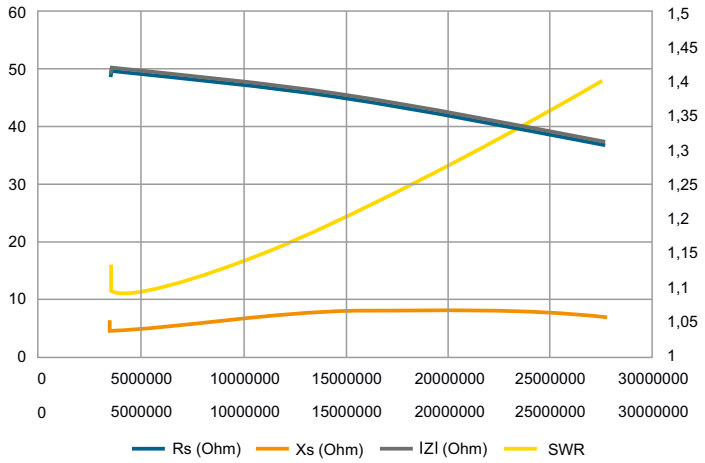
Na **rysunku 17** pokazano zmierzone parametry impedancyjne ($|Z|$, *Rs*, *Xs* [Ω]) oraz współczynnik fali stojącej (*SWR* [1]) dla sztucznego obciążenia AVT3210/2, opisanego w tej części publikacji. Górna krzywa odzwierciedla praktycznie pokrywające się wykresy parametrów $|Z|$ oraz *Rs*. Wynika to z faktu, że składowa reaktancyjna *Xs* (najniżej położony wykres) przyjmuje bardzo niskie wartości praktycznie w całym mierzonym pasmie - zdecydowanie poniżej 5 Ω (należy tutaj pamiętać, że zachodzi zależność: **|Z|=sqrt(Rs^2 + Xs^2)**). Wartości parametrów $|Z|$ oraz *Rs* są w całym pasmie pomiaru bardzo bliskie 50 Ω, sięgając wartości około 45 Ω dopiero pod koniec mierzonego pasma częstotliwości. Dzięki temu współczynnik fali stojącej *SWR* (środkowy, żółty wykres) w całym pasmie pomiaru jest korzystnie bardzo niski – zmienia się w zakresie od około 1,05 do około 1,15. Ogólnie, uzyskane wyniki należy uznać za wysoce satysfakcjonujące jak na całkowicie amatorski przyrząd pomiarowy.

Na **rysunku 18** przedstawiono pomierzone parametry impedancyjne ($|Z|$, *Rs*, *Xs* [Ω]) oraz współczynnik fali stojącej (*SWR* [1]) dla sztucznego obciążenia AVT3210/1, opisanego w pierwszej części publikacji. Górna krzywa obrazuje niemal pokrywające się wykresy parametrów $|Z|$ oraz *Rs*. Składowa reaktancyjna *Xs* (najniżej położony wykres) przyjmuje tutaj względnie niskie wartości w całym mierzonym pasmie – poniżej 7,5 Ω. Natomiast wartości parametrów $|Z|$ oraz *Rs* w całym pasmie pomiaru mieszczą się w zakresie pomiędzy 37 a 50 Ω co sprawia, że współczynnik fali stojącej *SWR* (środkowy, żółty wykres) w całym pasmie pomiaru przyjmuje wartości pomiędzy 1,1 a 1,4. Uzyskane w przypadku modelu obciążenia AVT3210/1 rezultaty pomiarów są wyraźnie gorsze, niż dla modelu AVT3210/2 – zwłaszcza w górnym zakresie pasma częstotliwości pomiarowych – powyżej 10...15 MHz. Przyczyn takiej sytuacji nie należy jednak dopatrywać się w diametralnie różnych konstrukcjach obu przyrządów (rozwiązania przyjęte w zakresie właściwych obciążeń mocy są tu bardzo podobne), a w sposobie wykonania ich obudów. W szczególności, mając na uwadze rezultaty pomiarów prostszego przyrządu AVT3210/1 (ze „ściśle zabudowaną" obudową) dla przyrządu AVT3210/2 postanowiono wykonać obudowę zdecydowanie „bardziej przestronną", co ostatecznie zaowocowało zdecydowanie lepszymi charakterystykami częstotliwościowymi tej wersji sztucznego obciążenia.

Podsumowanie

W dwuczęściowej publikacji opisano dwa proste projekty tzw. sztucznych obciążeń w.cz., przeznaczonych do pracy z częstotliwościami z przedziału od około 100 kHz do około 30 MHz – z dopasowaną impedancją źródła mocy w.cz. równą 50 Ω w podanym zakresie częstotliwości. Opisane urządzenia, dedykowane głównie do: regulacji, napraw i strojenia wzmacniaczy w.cz., pełnią rolę rzeczywistego obciążenia antenowego z gwarantowanymi parametrami impedancyjnymi i, przy odpowiednio przemyślanym oraz starannym wykonaniu, są w stanie konkurować ceną i jakością z fabrycznymi urządzeniami. Wersja urządzenia ze wskaźnikiem poziomów mocy z diodami LED daje dodatkowy komfort dogodnej sprawnej obserwacji zmian mocy odbieranej podczas koncentracji na innych czynnościach. Druga część przedstawionej publikacji stała się znakomitym pretekstem do zaprezentowania Czytelnikom-konstruktorom sporej garści przemyśleń, związanych z analitycznymi metodami projektowania, modelowania i komputerowej symulacji prostych urządzeń elektronicznych, a także z podstawowymi zagadnieniami konstruowania nieskomplikowanych urządzeń radiowych. Jak wynika z nich, są to zagadnienia stosunkowo nieskomplikowane, jednak wymagające pewnej wiedzy teoretycznej i praktycznej, która wg wiedzy autora nie jest nigdzie dostępna w „skondensowanej" formie.

Adam Sobczyk SQ5RWQ
sq5rwq@gmail.com

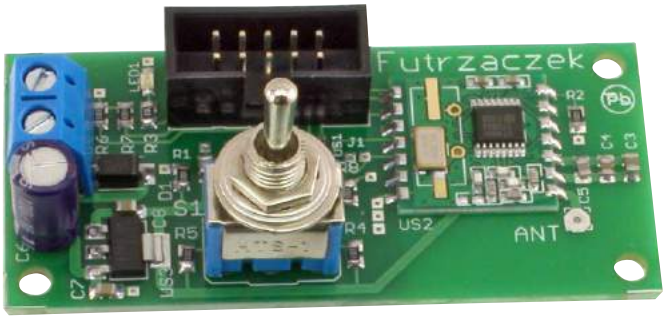


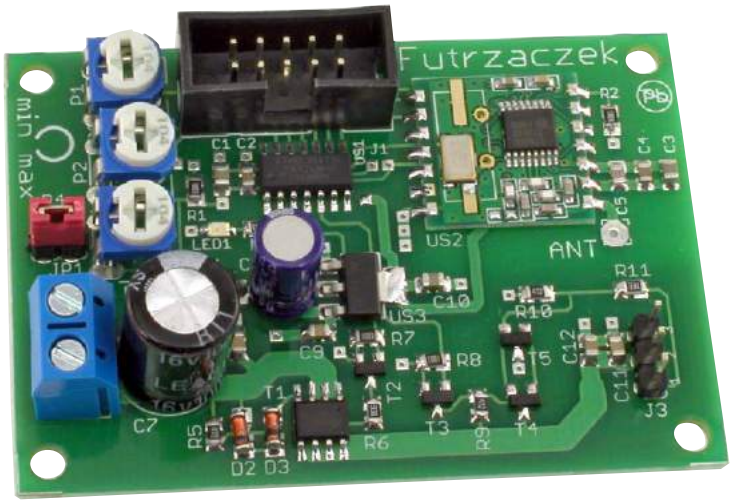
Rysunek 18. Wykresy charakterystyk pomierzonych dla przyrządu AVT3210/1

eprasa.pl f319dfd8e2

Radiowy sterownik serwomechanizmów

Serwomechanizmy mogą ustawić oś w ściśle określonym położeniu. Prezentowany układ, umożliwia wybranie jednego z trzech wcześniej ustalonych wychyleń za pomocą przełącznika. Jednak informacja o ustawieniu jest przesyłana drogą radiową, od nadajnika z przełącznikiem do odbiornika połączonego z serwem. Urządzenie można zastosować np. do zamykania, uchylania i pełnego otwierania wywietrznika.





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

W ofercie AVT* AVT-5731

Podstawowe parametry:
- ustawianie osi serwomechanizmu za pomocą potencjometrów,
- wybór jednego z trzech położeń za pomocą przełącznika,
- częstotliwość toru radiowego: 868 MHz,
- możliwość wyłączenia zasilania serwomechanizmu,
- zasilanie stałym napięciem 5…15 V,
- pobór prądu nadajnika ok. 30 mA; odbiornika: ok. 30 mA (nie licząc prądu pobieranego przez serwomechanizm).

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-5720	Radiowy przedłużacz DS18B20 (EP 10/2019)
AVT-5630	Bezprzewodowy przedłużacz sygnalizatora (EP 7/2018)
AVT-5590	Zdalny włącznik radiowy (EP 6/2017)
AVT-1838	Uniwersalny przedłużacz pilotów RTV (EP 1/2015)
AVT-5455	Zdalny włącznik dwukanałowy (EP 6/2014)
AVT-5407	Włącznik sterowany radiowo (EP 8/2013)
AVT-1632	Tester serwomechanizmów modelarskich (EP 8/2011)
AVT-5290	3-kanałowa aparatura do zdalnego sterowania modeli (EP 5/2011)
AVT-1605	Dwustanowy sterownik serwomechanizmu (EP 2/2011)
AVT-1570	Spowalniacz serwomechanizmu (EP 5/2010)
AVT-1520	Zdalny włącznik radiowy (EP 4/2009)
AVT-2851	Zdalne sterowanie (nie tylko) RC5 (EdW 1/2008)
AVT-390	8-kanałowy przełącznik sterowany pilotem RC5/SIRC (EP 4/2006)
AVT-559	Radiowy przedłużacz pilotów (EP 2-3/2004)
AVT-517	Radiowy system zdalnego sterowania z kanałem zwrotnym (EP 7-8/2003)

*** 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.

Układ składa się z dwóch modułów: nadajnika i odbiornika. Nadajnik posiada trójpozycyjny przełącznik oraz transceiver, który wysyła informację o położeniu przełącznika. Odbiornik posiada taki sam transceiver, który odbiera sygnał, dekoduje go i seruje serwomechanizmem. Ustawienie osi serwomechanizmu ustalają potencjometry montażowe, umieszczone na płytce odbiornika. Za pomocą przełącznika wybierany jest potencjometr, który odpowiada za położenie osi serwomechanizmu w danej chwili.

Budowa i działanie

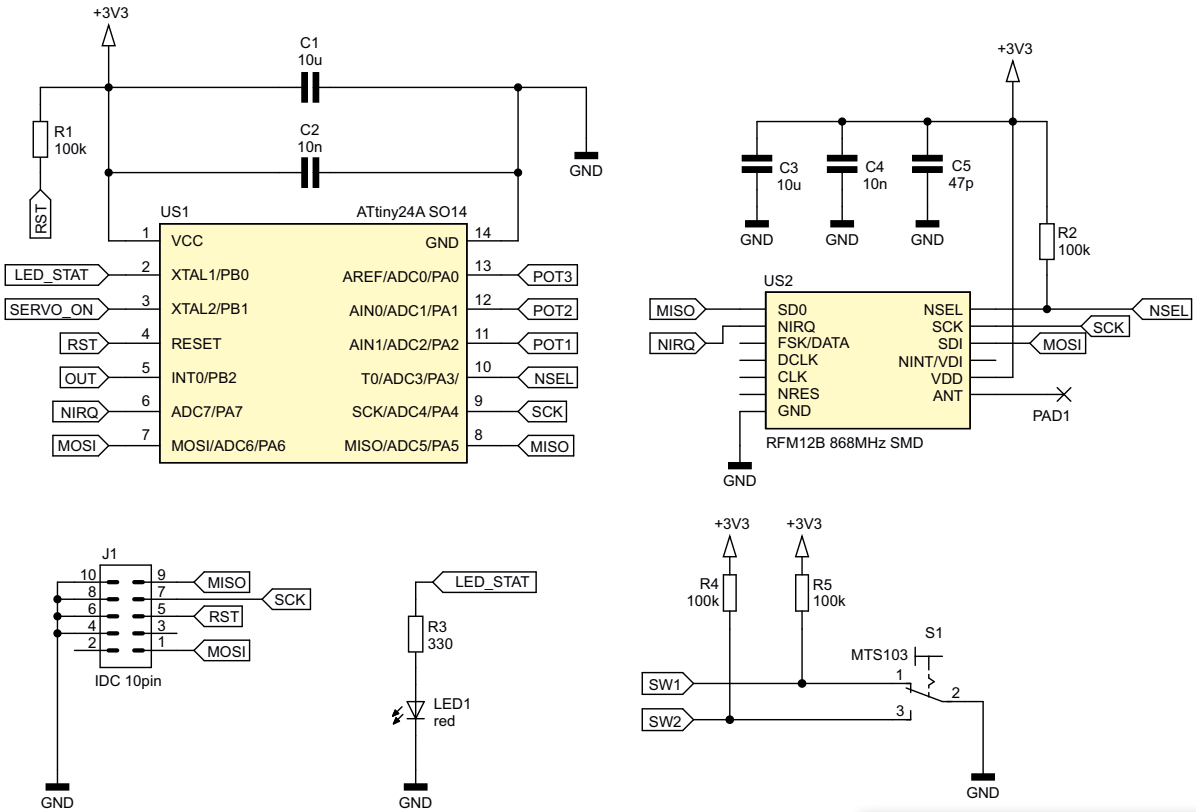
Schemat ideowy układu nadajnika pokazano na **rysunku 1**. Jako transceiver zastosowano gotowy moduł typu RFM12B firmy HopeRF, który pracuje w nielicencjonowanym paśmie 868 MHz. Nie posiada wbudowanej anteny, należy dołączyć zewnętrzną, np. w postaci odcinka przewodu. Dane oraz parametry pracy modułu radiowego przesyłane są interfejsem ISP.

Pracą toru radiowego zarządza niewielki i tani mikrokontroler typu Attiny24A. Źródłem zegara taktującego dla mikrokontrolera jest jego wewnętrzny oscylator RC, o nominalnej częstotliwości pracy 8 MHz (po wyłączeniu preskalera). Układ nie wykonuje żadnych zadań krytycznych czasowo, wobec czego stabilizacja tej częstotliwości przy użyciu rezonatora kwarcowego jest zbyteczna. O stanie układu sygnalizuje mała dioda LED, jej każdorazowy błysk oznacza nadanie odpowiednio zakodowanej informacji o położeniu przełącznika.

Przełącznik dźwigniowy typu MTS103 posiada trzy pozycje stabilne: dwie skrajne, kiedy styk wspólny jest zwarty z jednym ze styków skrajnych oraz trzecią, kiedy dźwignia znajduje się w środkowym położeniu i obie pary styków są rozwarte. Wykrycie przez mikrokontroler zwartej pary styków polega na sprawdzeniu stanów logicznych na liniach SW1 i SW2. Stan wysoki po rozwarciu zapewniają rezystory R4 i R5.

Wszystkie podzespoły zasilane są napięciem stałym o wartości 3,3 V, dostarczanym ze stabilizatora liniowego typu LD1117AS33TR, typu LDO. Minimalne napięcie wejściowe wynosi ok. 4,4 V (*dropout* wynosi około 1,1 V), co w połączeniu ze spadkiem na diodzie Schottky'ego, determinuje minimalne napięcie zasilające na poziomie

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 1. Schemat ideowy układu nadajnika

5 V. Maksymalne napięcie zostało określone przez producenta stabilizatora i wynosi 15 V.

Na płytce umieszczono złącze IDC do programowania mikrokontrolera, w którym styki są ułożone zgodnie ze standardem KANDA ISP. Programowanie odbywa się przy użyciu tych samych wyprowadzeń, co komunikacja z modułem radiowym. Aby nie dochodziło do konfliktów, trzeba zablokować interfejs SPI w module radiowym. Służy do tego rezystor R2, który podciąga wyprowadzenie NSEL do stanu wysokiego. Mikrokontroler, w czasie prawidłowej pracy, nadaje temu wyprowadzeniu stan niski, co aktywuje układ RFM12B.

Trzy wyprowadzenia mikrokontrolera nie są używane. Zostały spolaryzowane potencjałem masy za pomocą rezystorów R6…R8, aby nie gromadziły się na nich ładunki elektrostatyczne.

Odbiornik jest bardziej złożony, a jego schemat pokazuje **rysunek 2**. Użyty w nim moduł radiowy oraz mikrokontroler są takie same jak w nadajniku, zatem ten fragment układu jest niemal identyczny. Również stabilizator napięcia 3,3 V nie uległ zmianie. Ustalenie pozycji serwomechanizmu odbywa się za pomocą potencjometrów montażowych POT1…POT3. Pierwsze dwa zostały dołączone bezpośrednio między linię zasilającą a masę, więc potencjał ich ślizgacza może zmieniać się w pełnym zakresie. Ścieżka oporowa potencjometru POT3 została wpięta szeregowo z rezystorem R4, więc minimalny potencjał na jego ślizgaczu wynosi ok. 0,15 V. Takie rozwiązanie służy do wykrywania czy w pozycji neutralnej przełącznika zasilanie serwomechanizmu będzie wyłączone (zworka JP1 zdjęta) czy załączone, a kąt jego wychylenia zgodny z tym, który został zadany potencjometrem POT3 (zworka JP1 nałożona).

Pomiar napięć odbywa się przy użyciu wbudowanego w mikrokontroler przetwornika analogowo-cyfrowego, którego napięciem referencyjnym jest napięcie zasilające układ. Wynikiem przetwarzania napięcia z potencjometrów POT1 i POT2 jest liczba z zakresu 0…1023. W przypadku potencjometru POT3, przetwornik wskaże 0, jeżeli zworka jest zdjęta lub 46…1023 po jej zwarciu. Te wartości są przeskalowywane na czas trwania impulsu sterującego serwomechanizmem.

Zasilanie serwomechanizmu jest odcinane przy użyciu tranzystora MOSFET P typu AO4407. Został włączony w konfiguracji wspólnego źródła, a obciążenie w postaci serwomechanizmu jest podłączone od strony drenu. Dużą zaletą tego tranzystora jest niska rezystancja otwartego kanału, ponieważ nie przekracza 30 mΩ przy UGS=–5 V. Maksymalny prąd pobierany przez serwomechanizm zależy wyłącznie od wytrzymałości tranzystora (ok. 6,3 A – przyjmując maksymalną moc traconą na poziomie 1,2 W) oraz ścieżek na płytce. Otwarcie tranzystora jest możliwe po obniżeniu potencjału bramki poniżej potencjału źródła, co umożliwia tranzystor T2. Diody Zenera D2 i D3 chronią izolator podbramkowy tranzystora T1 przed przebiciem w wypadku przekroczenia maksymalnego napięcia bramka-źródło, a rezystor R6 ogranicza ich prąd. Rezystor R5 rozładowuje pojemność bramka-źródło

Wykaz elementów:

Nadajnik

Rezystory:
R1, R2, R4…R8: 100 kΩ SMD0805
R3: 330 Ω SMD0805

Kondensatory:
C1, C3, C8: 10 μF/16 V SMD0805
C2, C4: 10 nF SMD0805
C5: 47 pF SMD0805
C6: 100 μF/25 V THT
C7: 100 nF SMD0805

Półprzewodniki:
D1: SS14
LED1: czerwona SMD0805
US1: Attiny24A SO14
US2: RFM12B 868 MHz SMD
US3: LD1117AS33TR SOT223

Inne:
J1: IDC 10pin THT męski 2,54 mm
J2: ARK2 5 mm
S1: MTS103
Odcinek przewodu na antenę (opis w tekście)

Odbiornik

Rezystory:
R1, R2, R7, R8: 100 kΩ SMD0805
R3, R6, R11: 330 Ω SMD0805
R4, R5, R9, R10: 4,7 kΩ SMD0805
P1…P3: 100 kΩ montażowe leżące

Kondensatory:
C1, C3, C10, C12: 10 μF/16 V SMD0805
C2, C4: 10 nF SMD0805
C5: 47 pF SMD0805
C6, C9, C11: 100 nF SMD0805
C7: 1000 μF/16 V THT raster 5 mm
C8: 100 μF/25 V THT

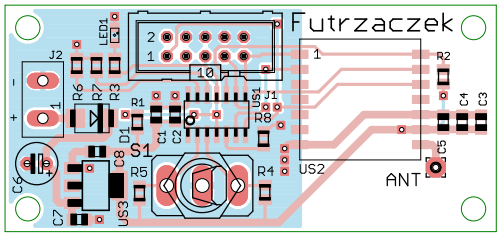
Półprzewodniki:
D1: SS14
D2, D3: Zener 12 V 0,4 W MiniMELF
LED1: czerwona SMD0805
T1: AO4407 SO8
T2, T3: BSS123 SOT23
T4: BC847 lub podobny
T5: BC857 lub podobny
US1: Attiny24A SO14
US2: RFM12B 868 MHz SMD
US3: LD1117AS33TR SOT223

Inne:
J1: IDC 10 pin THT męski 2,54 mm
J2: ARK2 5 mm
J3: goldpin 3pin męski 2,54 mm THT
JP1: goldpin 2pin męski 2,54 mm THT + zworka
Odcinek przewodu na antenę (opis w tekście)

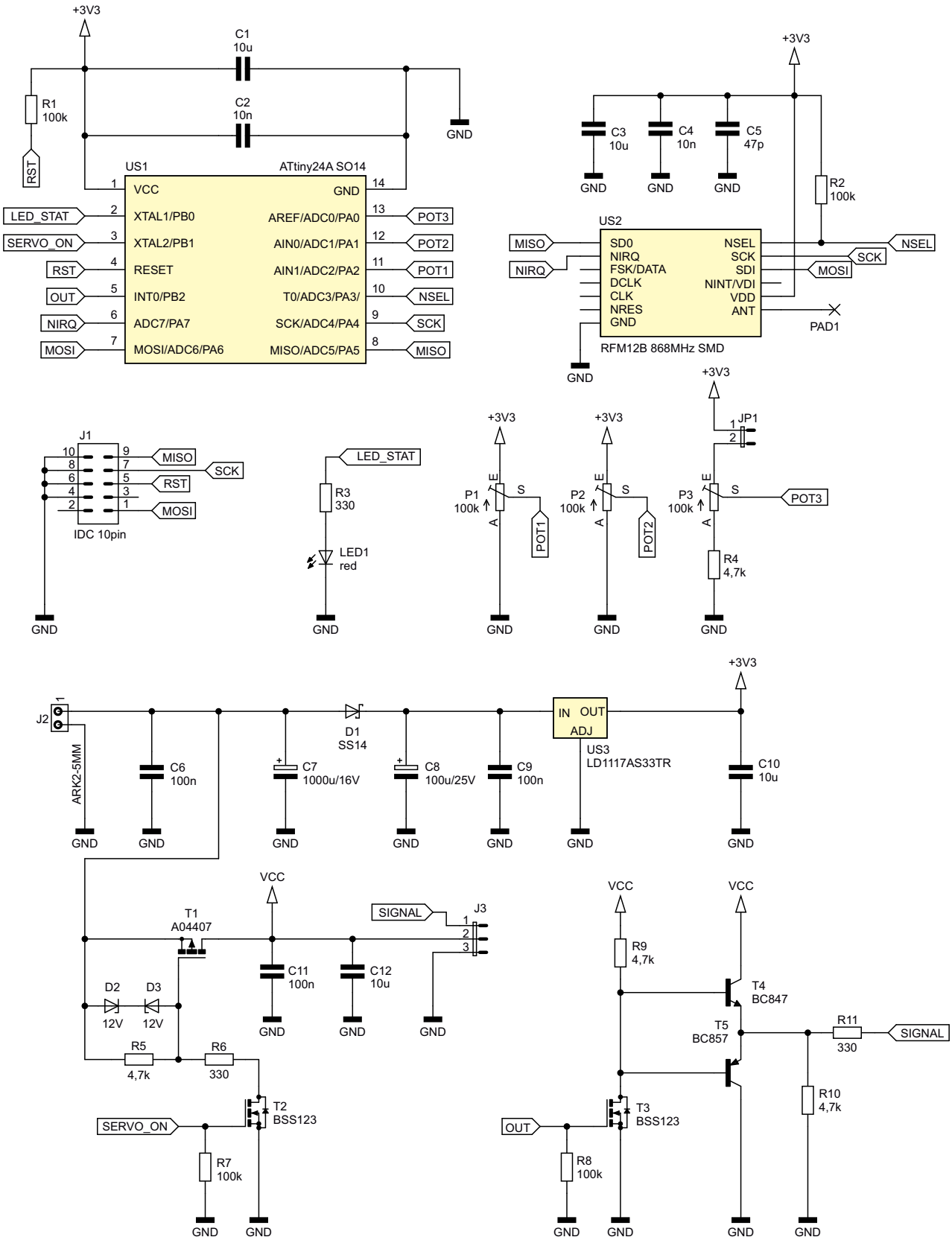
eprasa.pl f319dfd8e2

po zatkaniu tranzystora T2. Kondensatory C11 i C12 obniżają impedancję wewnętrzną takiego źródła zasilania (napięcie będzie „przysiadało" w mniejszym stopniu).

Napięcie zasilające mikrokontroler wynosi 3,3 V, a serwomechanizm jest zasilany wyższym napięciem, toteż zachodzi konieczność dopasowania poziomów napięć dla wygenerowanych przez mikrokontroler impulsów. Służy do tego tranzystor T3 z rezystorem R9. Ponieważ rezystancja wyjściowa takiego układu jest wysoka, do układu został dodany wtórnik komplementarny, składający się z tranzystorów T4 i T5, który zapewnia prawidłowe wysterowanie

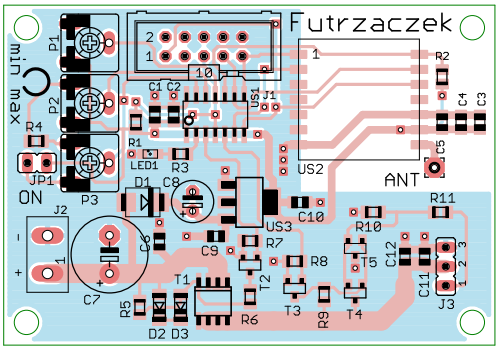


Rysunek 3. Schemat płytki nadajnika

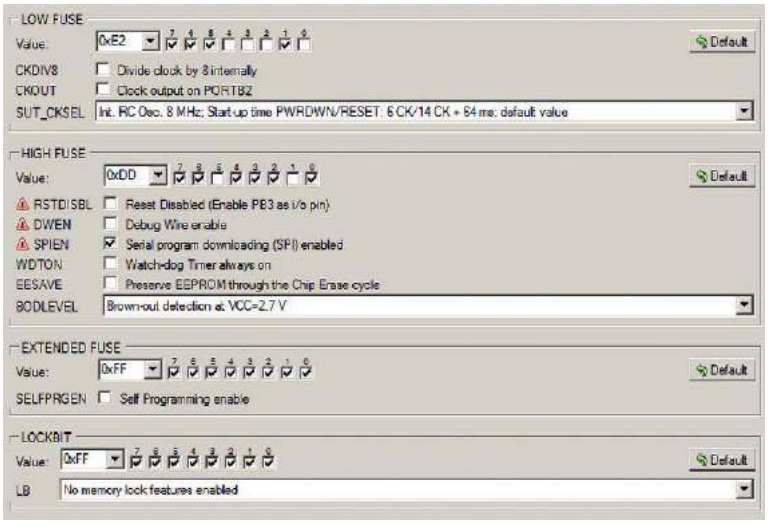


Rysunek 2. Schemat ideowy układu odbiornika

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 4. Schemat płytki odbiornika



Rysunek 5. Ustawienie fuse-bitów mikrokontrolera Attiny24A

linii sygnałowej serwomechanizmu. Za polaryzację emiterów odpowiada rezystor R10, a prąd wyjściowy został ograniczony rezystorem R11.

Montaż i uruchomienie

Układ nadajnika został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 65×30 mm, której schemat montażowy oraz wzór ścieżek pokazuje **rysunek 3**. Płytka odbiornika jest większa, jej wymiary to 65×45 mm i została pokazana na **rysunku 4**. Otwory montażowe na obu płytkach znajdują się w odległości 3 mm od krawędzi płytki.

Przebieg montażu elementów na obu płytkach nie wymaga szczegółowego komentarza. Należy tylko pamiętać, by wlutować obu modułom anteny, chociażby w postaci kawałków cienkiego przewodu o długości 17,5 cm.

Zasilanie obu modułów może pochodzić ze źródła o napięciu stałym z przedziału 5…15 V. Jednak należy pamiętać, że napięcie zasilające odbiornik musi być dostosowane do wymagań serwomechanizmu (typowo, jest to ok. 5…6 V), ponieważ jest dołączony bezpośrednio do tego napięcia.

Po włączeniu zasilania, oba moduły (nadawczy i odbiorczy) muszą zostać zaprogramowane wsadami pamięci Flash. Należy również zmienić wartości fuse-bitów: *Low Fuse*=0xE2, *High Fuse*=0xDD. Dzięki temu, mikrokontroler będzie taktowany z wewnętrznego oscylatora RC z pominięciem preskalera, a dodatkowo, wbudowany układ *Brown-Out Detector* zapewni jego wyzerowanie, jeżeli napięcie zasilania spadnie poniżej 2,7 V. Szczegółowe ustawienia

Listing 1. Kod odpowiedzialny za wytwarzanie impulsów o zadanym czasie

```
//sterowanie wyjściem serwomechanizmu
//załączenie zasilania serwomechanizmu
#define SERVO_ON_1 PORTB|=0b00000010
//wyłączenie zasilania serwomechanizmu
#define SERVO_ON_0 PORTB&=0b11111101
//ustawienie stanu niskiego na wyjściu sygnałowym
#define OUT_1 PORTB|=0b00000100
//ustawienie stanu wysokiego na wyjściu sygnałowym
#define OUT_0 PORTB&=0b11111011

//granicza wartość pobrana z ADC0 (POT3)
//kiedy układ uznaje, że serwo nie ma być wyłączone
#define POT3_MIN 35

//liczba skalująca wartość pobraną z ADC0 do pełnego zakresu
#define POT3_SCALE 1024/(1024-POT3_MIN)
//-----------------------------------------------------------------
// Tim1 do odmierzania czasu impulsów dla serwomechanizmu
//-----------------------------------------------------------------
ISR(TIM1_OVF_vect){
    OUT_1; //zakończenie wytwarzania impulsu
    TIMSK1 = 0; // powrót TIM1 do stanu spoczynku
    TCCR1B = 0;
}
//-----------------------------------------------------------------
// Tim0 do odmierzania czasu przerw między impulsami
//-----------------------------------------------------------------
ISR(TIM0_OVF_vect){
    if(decision == DEC_1) { //czas trwania impulsów z POT1
        ADMUX = (1 << MUX1); //przełączenie multipleksera
        pulse_len = (ADCL | (ADCH << 8)); //pobranie wartości z POT1
        onoff = 1; //zezwolenie na załączenie zasilania serwomechanizmu
    }
    if(decision == DEC_2) { //czas trwania impulsów z POT2
        ADMUX = (1 << MUX0); //przełączenie multipleksera
        pulse_len = (ADCL | (ADCH << 8)); //pobranie wartości z POT2
        onoff = 1; //zezwolenie na załączenie zasilania serwomechanizmu
    }
    if(decision == DEC_3) { //czas trwania impulsów z POT3
        ADMUX = 0; //przełączenie multipleksera (ADC0)
        if((ADCL | (ADCH << 8)) >= POT3_MIN) {//jeżeli zworka JP1 jest zwarta
            pulse_len = POT3_SCALE * (ADCL | (ADCH << 8)); //przeskaluj wartość z ADC
            onoff = 1; //zezwolenie na załączenie zasilania serwomechanizmu
        } belse { //jeżeli zworka JP1 jest rozwarta
            onoff = 0; //wyłącz zasilanie serwomechanizmu
        }
    }

    if(onoff == 0) { //jeżeli serwomechanizm ma być wyłączony
        OUT_1; //nie generuj impulsu
        SERVO_ON_0; //odetnij jego zasilanie
    } else { //jeżeli serwomechanizm ma być załączony
        OUT_0; //rozpocznij impuls (T3 odwraca fazę)
        SERVO_ON_1; //załącz zasilanie serwomechanizmu
        TCNT1 = 65536-988-pulse_len; //odliczanie do przepełnienia
        TIMSK1 |= (1 << TOIE1); //przerwania od przepelnienia
        TCCR1B |= (1 << CS11); //Timer1 odlicza co 1 us, preskaler 8
    }
    TCNT0 = 100; //musi odliczyć 156 takich impulsów, aby minęło 20ms
}

//==================================================
int main(void) {
    //tryb Free Running, preskaler 64
    ADCSRA |= (1 << ADEN) | (1 << ADSC) |
            ( 1 << ADATE) | (1 << ADPS2) | (1 << ADPS1);
    //wyłączenie bufora cyfrowego dla wejść ADC0, ADC1 i ADC2
    DIDR0 |= (1 << ADC2D) | (1 << ADC1D) | (1 << ADC0D);
    //przerwania od przepelnienia
    TIMSK0 |= (1 << TOIE0);
    //Timer0 odlicza co 128 us, preskaler 1024
    TCCR0B |= (1 << CS02) | (1 << CS00);
    //musi odliczyć 156 takich impulsów, aby minęło 20 ms
    TCNT0 = 100;

    sei(); //uruchomienie systemu przerwań
}
```


eprasa.pl f319dfd8e2

zostały pokazane na **rysunku 5**, który zawierza zrzut z okna programu BitBurner. Dla obu mikrokontrolerów wartości tych bitów są takie same.

Pobór prądu przez układ nadajnika jest stosunkowo stały i wynosi ok. 30 mA. W przypadku odbiornika, pobór prądu jest zróżnicowany: 20 mA przy wyłączonym serwomechanizmie, 30 mA po włączeniu serwomechanizmu (po ustaleniu pozycji) i wielokrotnie więcej w czasie poruszania osią – zależy od konkretnego serwomechanizmu oraz obciążenia osi. Zmontowane płytki nadajnika i odbiornika pokazują **fotografie 6 i 7**.

Eksploatacja

Po włączeniu zasilania nadajnika, dioda LED1 umieszczona na jego płytce powinna błyskać z częstotliwością 20 Hz, ponieważ informacje o stanie przełącznika wysyłane są do odbiornika co 50 ms. Wychylenie dźwigni w stronę rezystora R4 to „1", w stronę R5 to „2", a ustawienie jej na środku to „3". Zwarcie obu styków jednocześnie również zostanie zinterpretowane jako „3".

Odbiornik nie potwierdza w żaden sposób odebrania prawidłowych danych, dlatego są one tak często retransmitowane. Zaświecenie diody LED następuje, kiedy przez co najmniej 1,5 s nie został odebrany poprawny pakiet danych z nadajnika. Wtedy też zostaje wyłączone zasilanie serwomechanizmu.

Informacje o wychyleniu serwomechanizmu są pobierane ze wskazanego przełącznikiem potencjometru. Ustawienie potencjometru w połowie zakresu powoduje ustawienie osi w połowie dostępnego zakresu ruchu. Opis na płytce (MIN i MAX) wskazuje położenie ślizgacza potencjometru dla uzyskania minimalnej i maksymalnej długości impulsu sterującego serwem.

Wyłączenie zasilania serwomechanizmu jest możliwe również w pozycji „3" przełącznika, po zdjęciu zworki JP1. Kiedy jest ona nałożona, serwomechanizm odwzorowuje położenie ślizgacza POT3.

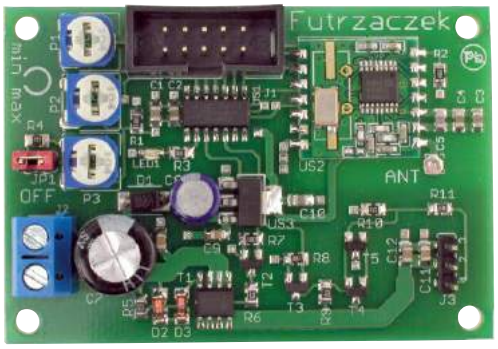
Dla dociekliwych

Do sterowania serwomechanizmami analogowymi konieczne jest wytworzenie ciągu impulsów o odpowiednich parametrach. Powinien to być sygnał prostokątny, którego stan niski jest zbliżony do potencjału masy, a stan wysoki do napięcia zasilającego serwomechanizm. Impulsy powinny być powtarzane cyklicznie co 20 ms (z częstotliwością 50 Hz). Na **listingu 1** pokazany jest fragment kodu odpowiedzialny za wytwarzanie impulsów o takich parametrach. Licznik Timer1 jest taktowany sygnałem o częstotliwości 1 MHz, więc możliwa do uzyskania rozdzielczość czasowa wynosi 1 µs. Licznik Timer0 generuje przerwanie co 20 ms, czym zapoczątkowuje generację impulsu. o ile program w danej chwili na to pozwala. Czas trwania impulsu musi wynosić od 1 do 2 ms, więc cały ten zakres jest pokrywany przez wartość pobraną z 10-bitowego przetwornika A/D. W przypadku potencjometru POT3 zachodzi konieczność przeskalowania, co nieznacznie zmniejsza rozdzielczość regulacji wychylenia serwomechanizmu. Położenie środkowe serwomechanizmu odpowiada impulsom o czasie ok. 1,5 ms.

Wymagany zakres regulacji czasu trwania impulsu to 1 ms (czas trwania 1…2 ms), a zmienna *pulse_len* przyjmuje wartości 0…1023. Jednak nie ograniczano tej wartości, a zastosowano niewielki margines (po 12 µs) dla najkrótszego i najdłuższego impulsu, wobec czego impuls sterujący zmienia się w przedziale od 988 do 2012 µs.

Michał Kurzela, EP

Fotografia 6. Zmontowana płytka nadajnika



Fotografia 7. Zmontowana płytka odbiornika

REKLAMA

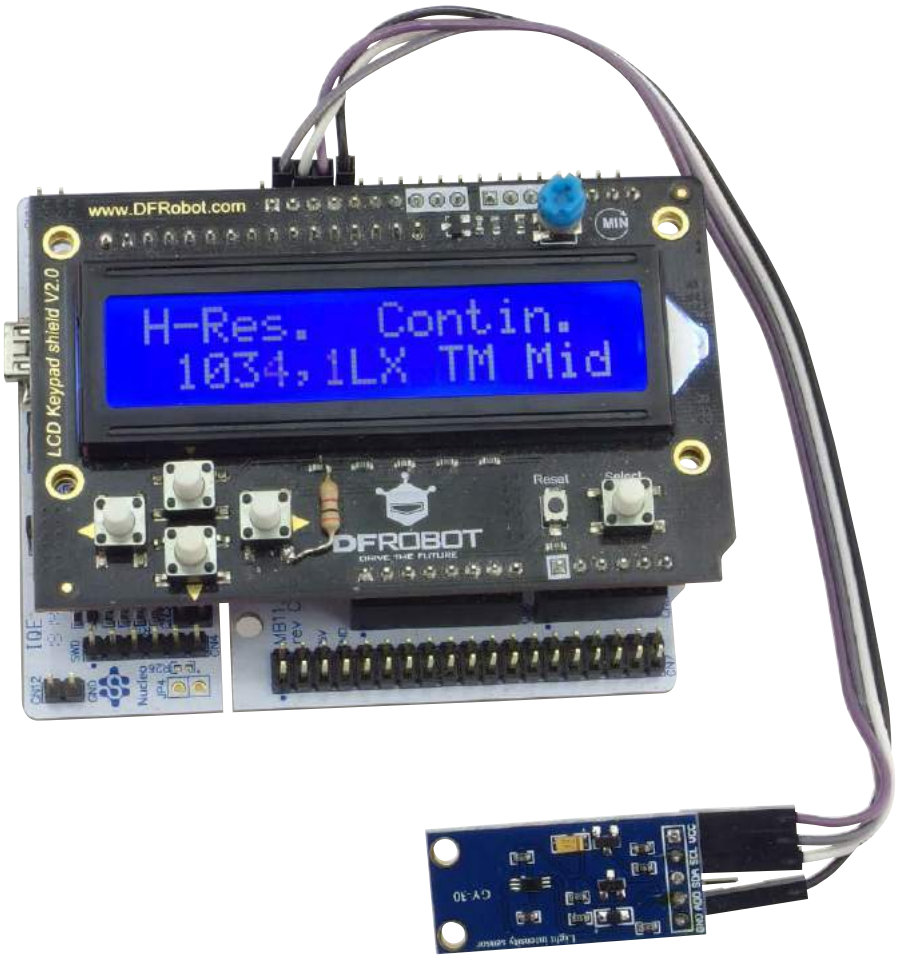
100% ELEKTRONIKI NA AVT.PL/PRENUMERATA

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

eprasa.pl f319dfd8e2

Prosty luksomierz z czujnikiem BH1750

BH1750FVI jest miniaturowym czujnikiem światła o charakterystyce zbliżonej do ludzkiego oka. Cechuje go duża czułość i szeroki zakres pomiarowy. Nadaje się do zastosowania jako detektor oświetlenia lub element pomiarowy prostego w wykonaniu luksomierza.



Zastosowany sensor mierzy intensywność oświetlenia w luksach. Według definicji 1 luks [lx] jest oświetleniem wywołanym przez strumień świetlny o wartości 1 lumena padający na powierzchnię 1 metra kwadratowego. Przekładając to na codzienne życie warto wiedzieć, że:

- 0,2 lx to jasność w nocy przy pełni księżyca,
- 50 lx to przeciętna intensywność oświetlenia w pokoju,
- 1000 lx to oświetlenie w czasie pochmurnego dnia,
- 10000-25000 lx to intensywność oświetlenia w czasie pogodnego dnia,
- do rozpoznania rysów twarzy człowiek potrzebuje oświetlenia rzędu 20 lx,
- do prac biurowych w tym obsługi komputera wymagane jest oświetlenie 500 lx,
- do wykonywania precyzyjnych czynności należy zapewnić 1000 lx.

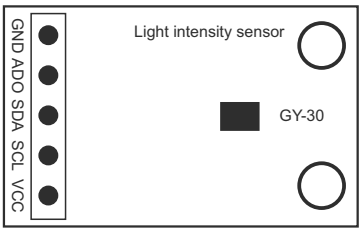
Najważniejsze parametry czujnika BH1750:

- zakres pomiarowy od 1 do 65535 lx z możliwością rozszerzenia od 0,11 do 100000 lx,
- 6 różniących się sposobem wyzwalania pomiaru, zakresem i rozdzielczością, trybów pracy,
- rozdzielczość od 0,11 lx w trybie wysokiej rozdzielczości do 4 lx w trybie rozszerzonego zakresu pomiarowego,
- czas pomiaru do 24 ms w trybie niskiej rozdzielczości, do 180 ms w trybie wysokiej rozdzielczości,
- komunikacja za pośrednictwem magistrali I²C,
- zasilanie 3,3 V, max 190 µA,
- wymiary 3×1,6×0,75 mm.

Fotografia 1. Moduł GY-30 z czujnikiem BH1750FVI

Moduł z czujnikiem BH1750

Ze względu na niewielkie rozmiary czujnika i raster wyprowadzeń, najwygodniej używać modułu z zamontowanym układem np. GY-30 (**fotografia 1**). Wyposażony jest w peryferia rozszerzające zakres napięć zasilania od 3 do 5 V oraz w złącze szpilkowe z wszystkimi potrzebnymi sygnałami. Na **rysunku 2** pokazany został uproszczony widok modułu z zaznaczonymi wyprowadzeniami złącza:



Rysunek 2. Rozkład wyprowadzeń modułu

- GND – masa
- ADO – wejście, wybór dla modułu jednego z dwu adresów I²C,
- SDA – linia danych magistrali I²C,
- SCL – linia zegara magistrali I²C,
- VCC – zasilanie od 3,3 V do 5 V.

Komunikacja magistralą I²C

Czujnik BH1750 a także moduł GY-30, pozwala przyporządkować sobie jeden z dwu adresów w obrębie magistrali. O wyborze decyduje poziom logiczny wyprowadzenia ADO. Dla stanu niskiego tego wyprowadzenia, czujnik reaguje na adres 0x23, dla stanu wysokiego na adres 0x5C (adresy podane w 7 bitowej konwencji bez uwzględnienia najmłodszego bitu R/W). W trybie zapisu do czujnika, po sekwencji *Start* i adresie można wysłać 1 bajtowy kod rozkazu i sekwencję *Stop*. W trybie odczytu po adresie czujnik przesyła 2 bajty danych pomiarowych ze starszymi bitami wysyłanymi jako

eprasa.pl f319dfd8e2

Tabela 1. Lista wszystkich rozkazów sterujących

Rozkaz	Kod binarnie	Opis
Power Down	0000 0000	Tryb uśpienia
Power On	0000 0001	Wybudzenie z trybu uśpienia, oczekiwanie na rozkaz inicjujący pomiary
Reset	0000 0111	Zerowanie ostatnich pomiarów
Continuously H-Resolution Mode	0001 0000	Start pomiarów ciągłych. Typowa rozdzielczość ok. 1 lx, typowy czas pomiaru do 180 ms
Continuously H-Resolution Mode2	0001 0001	Start pomiarów ciągłych. Typowa rozdzielczość ok. 0,5 lx, typowy czas pomiaru do 180 ms
Continuously L-Resolution Mode	0001 0011	Start pomiarów ciągłych. Niska rozdzielczość ok. 4 lx, typowy czas pomiaru do 24 ms
One Time H-Resolution Mode	0010 0000	Wyzwolenie pomiaru jednorazowego. Typowa rozdzielczość ok. 1 lx, typowy czas pomiaru do 180 ms. Po zakończeniu pomiaru przejście w tryb uśpienia.
One Time H-Resolution Mode2	0010 0001	Wyzwolenie pomiaru jednorazowego. Typowa rozdzielczość ok. 0.5 lx, typowy czas pomiaru do 180 ms. Po zakończeniu pomiaru przejście w tryb uśpienia.
One Time L-Resolution Mode	0010 0011	Wyzwolenie pomiaru jednorazowego. Niska rozdzielczość ok. 4 lx, typowy czas pomiaru do 24 ms. Po zakończeniu pomiaru przejście w tryb uśpienia.
Change Measurement Time (High bit)	01000_MT[7,6,5]	Zmiana starszych bitów rejestru czasu pomiaru (MTreg) w zakresie od 31 do 254
Change Measurement Time (Low bit)	011_MT[4,3,2,1,0]	Zmiana młodszych bitów rejestru czasu pomiaru (MTreg) w zakresie od 31 do 254

pierwsze. Na **rysunku 3** pokazano sekwencję sygnałów w czasie zapisu i odczytu.

Rozkazy sterujące

Czujnik BH1750 może pracować w różnych trybach pracy, różniących się rozdzielczością pomiaru, czasem pomiaru i sposobem wyzwalania kolejnego pomiaru:

- H-Resolution Mode – rozdzielczość ok. 1 lx, czas pomiaru do 180 ms,
- H-Resolution Mode2 – rozdzielczość ok. 0,5 lx, czas pomiaru do 180 ms,
- L-Resolution Mode rozdzielczość ok. 4 lx, czas pomiaru do 24 ms.

Wymienione tryby mogą pracować w sposób ciągły (*Continuously*) gdy po zakończeniu jednego pomiaru automatycznie rozpoczyna się kolejny lub w trybie wyzwalanym (*One Time*). W tym trybie po wykonaniu pomiaru czujnik przechodzi w stan uśpienia (*Power Down*) a kolejny pomiar jest możliwy po przesłaniu nowej komendy. W każdej chwili czujnik można uśpić i wybudzić komendami *Power Down* i *Power On*. Komenda *Reset* zeruje rejestr danych do czasu kolejnego pomiaru.

Komendy *Change Measurement Time*, zmieniają czas pomiaru wpływając na zakres pomiarowy i rozdzielczość. Po włączeniu zasilania czujnika w rejestrze czasu pomiaru automatycznie wpisana zostaje standardowa wartość 0x45 czyli w zapisie dziesiętnym 69.

Po wysłaniu komendy inicjującej pomiary w wybranym trybie i odczekaniu czasu potrzebnego na ukończenie pomiaru można w trybie odczytu pobrać z czujnika dwa bajty danych. Z bajtów należy utworzyć liczbę 16 bitową bez znaku. Jeżeli w rejestrze czasu pomiaru nie została zmieniona standardowa wartość (69), dla otrzymania pomiaru w luksach, liczbę 16 bitową należy podzielić przez współczynnik równy 1,2. Jeżeli trybem pomiarowym był H-Resolution Mode2 dodatkowo otrzymany wynik należy podzielić przez 2.

Wzór obliczeń dla danych otrzymanych w trybach H-Resolution Mode i L-Resolution Mode:

wynik w luksach=liczba 16 bitowa/1,2

i dla trybu H-Resolution Mode2:

wynik w luksach=(liczba 16 bitowa/1,2)/2

W **tabeli 1** znajduje się lista wszystkich rozkazów sterujących na które reaguje czujnik BH1750.

Zmiana wartości w rejestrze MTreg

Rejestr MTreg wpływa na zmianę czasu pomiaru a w konsekwencji na rozdzielczość i zakres trybów pomiarowych. Jak to zostało wcześniej napisane, po włączeniu zasilania w tym rejestrze automatycznie zostaje umieszczona wartość 69. Odpowiada ona standardowym czasom pomiarów i odpowiednio dla trybów H-Resolution Mode

Listing 1. Procedury do zapisu i odczytu na magistrali I2C

```
extern I2C_HandleTypeDef hi2c1;

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

    status = HAL_I2C_Master_Receive
        (&hi2c1, (uint16_t)slave_adr, (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 char ile_bajtow_danych,
                 char *p_bufor){
    HAL_StatusTypeDef status;

    status = HAL_I2C_Master_Transmit
        (&hi2c1, (uint16_t)slave_adr, (uint8_t *)p_bufor,
        (uint16_t)ile_bajtow_danych, 1000);
    if (status != HAL_OK) return FALSE;
    else return TRUE;
}
```

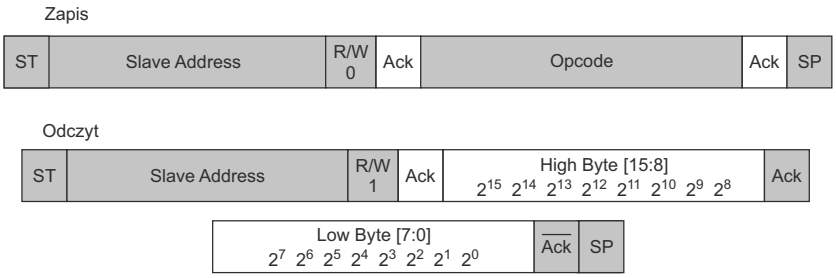
Tabela 2. Połączenia pomiędzy modułem a płytką NUCLEO

Moduł BH1750FV	NUCLEO	Sygnał
SCL	PB8 CN5-10	Magistrala I²C, linia zegara SCL
SDA	PB9 CN5-9	Magistrala I²C, linia danych SDA
VCC	AVDD CN5-8	+3,3 V
GND	GND CN5-7	GND

Listing 2. Deklaracja stałych niezbędnych do realizacji różnych trybów pomiaru

```
typedef enum{
    TrybContin_HRes     = 0,
    TrybContin_HRes2    = 1,
    TrybContin_LRes     = 2,
    TrybOneTime_HRes    = 3,
    TrybOneTime_HRes2   = 4,
    TrybOneTime_LRes    = 5,
    Tryb_Ilosc
}BH1750Tryb;

typedef enum{
    CzasPomiaru_Lo      = 0,
    CzasPomiaru_Mi      = 1,
    CzasPomiaru_Hi      = 2,
    CzasPomiaru_Ilosc
}BH1750CzasPomiaru;

#define BH1750_DEVADR7B         0x23
```


eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 3. Sekwencja sygnałów na I²C, tryb zapisu i odczytu z czujnika

potrzebne połączenia pomiędzy modułem a płytką NUCLEO zostały wypisane w **tabeli 2**. Wyprowadzenie ADO modułu pozostało nie podłączone. Ponieważ zamontowany na płytce modułu opornik zwiera je do masy, moduł będzie reagował na adres 0x23 magistrali I²C.

Takie podłączenie modułu pozwala na obsługę transmisji przy użyciu sprzętowego interfejsu I2C1 mikrokontrolera płytki NUCLEO.

Listing 3. Procedura ustawiania trybu pomiarowego i inicjacja pomiaru

```
//BH1750 ustawienie trybu pomiarowego
uint8_t BH1750_UstawTryb(BH1750Tryb tryb){
uint8_t status;
char kod_trybu;

    switch(tryb){
        case TrybContin_HRes:{
            kod_trybu = 0x10;
            break;
        }
        case TrybContin_HRes2:{
            kod_trybu = 0x11;
            break;
        }
        case TrybContin_LRes:{
            kod_trybu = 0x13;
            break;
        }
        case TrybOneTime_HRes:{
            kod_trybu = 0x20;
            break;
        }
        case TrybOneTime_HRes2:{
            kod_trybu = 0x21;
            break;
        }
        case TrybOneTime_LRes:{
            kod_trybu = 0x23;
            break;
        }
        //tryb nie obsługiwany
        default: return FALSE;
    }

    status = I2C_ZapisBloku((BH1750_DEVADR7B<<1),1,&kod_trybu);
    return status;
}
```

Listing 4. Procedura zmiany czasu pomiaru

```
//BH1750 ustawienie czasu pomiaru
uint8_t BH1750_UstawCzasPomiaru(BH1750CzasPomiaru czas_pomiaru){
    char reg_MT, reg_MT_h, reg_MT_l;
    uint8_t status;

    switch (czas_pomiaru){
        case CzasPomiaru_Lo:{
            reg_MT = 0x1f;//31
            break;
        }
        case CzasPomiaru_Mi:{
            reg_MT = 0x45;//69
            break;
        }
        case CzasPomiaru_Hi:{
            reg_MT = 0xFE;//254
            break;
        }
        //czas nie obsługiwany
        default: return FALSE;
    }
    MT_wartosc =reg_MT;

    //H rejestr MT
    reg_MT_h =0x40 | (reg_MT>>5);
    //L rejestr MT
    reg_MT_l =0x60 | (reg_MT&0x1f);
    //zapis do H rejestru MT
    status = I2C_ZapisBloku((BH1750_DEVADR7B<<1),1,&reg_MT_h);
    if (status == FALSE) return FALSE;
    //zapis do L rejestru MT
    status = I2C_ZapisBloku((BH1750_DEVADR7B<<1),1,&reg_MT_l);
    return status;
}
```

i H-Resolution Mode2 jest to maksymalnie 180 ms a dla trybu L-Resolution Mode maksymalnie 24 ms. Przy pomocy komend *Change Measurement Time*, można wpisać do rejestru MTreg nową wartość z przedziału 31 – 254. Zmiana MTreg musi być uwzględniona w sposobie obliczania wyniku pomiaru. Dla trybów H-Resolution Mode i L-Resolution Mode obliczenia będą wyglądać tak:

wynik w luksach = liczba 16 bitowa/1,2*(69/MTreg)

a dla trybu H-Resolution Mode2 tak:

wynik w luksach = (liczba 16 bitowa/1,2*(69/MTreg))/2

Zmniejszając wartość wpisaną do MTreg skraca się czas pomiaru, zmniejsza rozdzielczość i zwiększa maksymalny zakres pomiaru nawet do 100000 lx. Zwiększając wartość wpisaną do MTreg, wydłuża się czas pomiaru, zwiększa rozdzielczość oraz minimalną mierzoną wartość nawet do 0,11 lx.

Oprogramowanie prostego luksomierza

Do zbudowania prostego luksomierza zastosowano moduł z czujnikiem, płytkę NUCLEO-F091 i moduł w standardzie arduino z wyświetlaczem LCD i 5 przyciskową klawiaturą analogową. Wszystkie Interfejs powinien zostać zainicjowany w standardowy sposób, tę część kodu można wygenerować przy pomocy narzędzia STM32CubeMX. Do wysyłania komend sterujących i odczytu danych pomiarowych posłużą procedury biblioteki HAL zapisu i odczytu magistralą I²C. Procedury zawiera **listing 1**.

Dla pełnego przetestowania możliwości czujnika BH1750, oprogramowanie umożliwia pomiar we wszystkich dostępnych trybach oraz ustawienie 3 różnych wartości w rejestrze czasów pomiaru MTreg. Najpierw należy zadeklarować związane z tym stałe, tak jak w **listingu 2**.

Procedura ustawiania trybu pomiarowego i inicjacja pomiaru pokazana została na **listingu 3**. Kolejny kod (**listing 4**) pokazuje procedurę zmiany czasu pomiaru. Można ustawić wartość dla czasu krótkiego (MTreg=31), długiego (MTreg=254) i standardowego (MTreg=69). Ponieważ ta wartość potrzebna jest do dalszych obliczeń, zostaje zapamiętywana w zmiennej globalnej *MT_wartosc*.

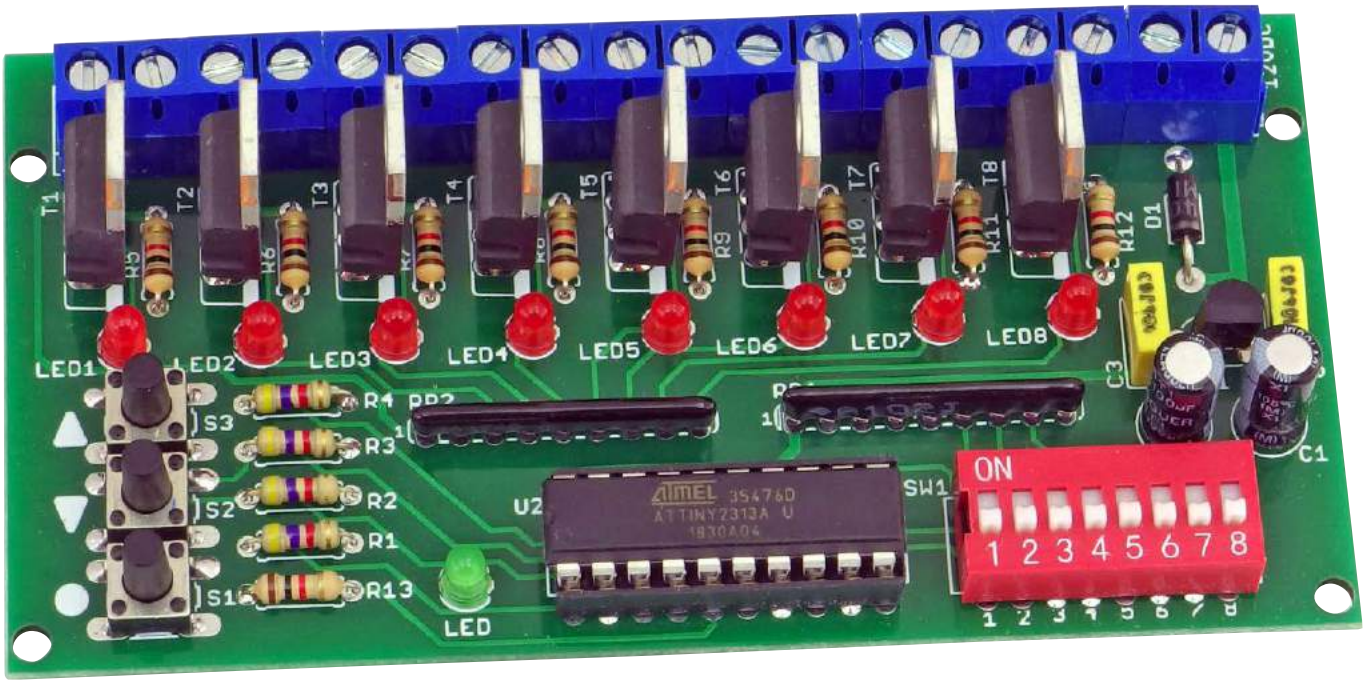
Ostatnia z procedur pokazana na **listingu 5**, zajmuje się odczytem surowych danych pomiarowych. Następnie zależnie od ustawionego trybu i czasu, przelicza odczytane dane na wartość w luksach. Wartość zwracana jest jako liczba zmiennoprzecinkowa typu double.

Ryszard Szymaniak, EP

Listing 5. Procedura do odczytu surowych danych pomiarowych

```
uint8_t BH1750_OdczytPomiaru(double *p_bufor_odczytu){
    uint8_t status;
    char bufor[2];
    #define DEF_MTREG69

    status = I2C_OdczytBloku((BH1750_DEVADR7B<<1), 2, bufor);
    if (status == FALSE) return FALSE;

    double odczyt = (bufor[0]<<8)+bufor[1];
    odczyt = odczyt /1.2;
    //korekta zależna od ustawionej wartości MTReg
    double korekta_MT = (double)DEF_MTREG / (double)MT_wartosc;
    odczyt = odczyt * korekta_MT;
    //korekta zależna od ustawionego trybu TrybContin_HRes2 lub TrybOneTime_HRes2
    BH1750Tryb tryb =ObslugaBH1750_OdczytUstawionegoTrybu();
    if ((tryb == TrybContin_HRes2) || (tryb == TrybOneTime_HRes2)){
        odczyt = odczyt / 2;
    }

    *p_bufor_odczytu = odczyt;
    return TRUE;
}
```


eprasa.pl f319dfd8e2



Programowany sterownik LED dużej mocy

Czasami zachodzi potrzeba sterowania kilkoma urządzeniami według określonej sekwencji. Najprostszym przykładem będzie sterowanie podświetleniem reklamy – odpowiednio przygotowana sekwencja świetlna wyróżni reklamę na tle otoczenia i będzie ona przykuwała uwagę. Innym przykładem może być prosty system nawadniania trawnika lub układ sekwencyjnego załączania zasilania. Urządzenie znajdzie wiele zastosowań dzięki temu, że pozwala ustawić praktycznie dowolną sekwencję.

Każde z ośmiu wyjść umożliwia bezpośrednie wysterowanie żarówek lub taśm LED 12 V. Użytkownik ma możliwość samodzielnego zaprogramowania dowolnych sekwencji świetlnych, składających się z maksymalnie 124 kroków. Możliwe jest jednokrotne odtworzenie zapisanej sekwencji lub jej odtwarzanie w pętli. Prędkość odtwarzania może być regulowana za pomocą dwóch przycisków w 27 krokach w czasie od 0,05 sekundy aż do 30 sekund/krok.

Budowa i działanie

Schemat ideowy sterownika pokazano na **rysunku 1**. Pracą układu steruje mikrokontroler ATTINY2313 taktowany wewnętrznym sygnałem zegarowym. Sterownik powinien być zasilany napięciem stałym o wartości 12 V dołączonym do złącza VCC. Dioda D1 zabezpiecza układ przed niewłaściwą polaryzacją napięcia wejściowego. Stabilizator U1 dostarcza napięcia 5 V a elementy C1...C4 zapewniają odpowiednią filtrację tego napięcia.

W roli elementów wykonawczych zastosowano tranzystory MOSFET o znacznej obciążalności, jednak maksymalny prąd wyjściowy ograniczony jest konstrukcją płytki drukowanej. Obciążenie każdego wyjścia może wynosić do 3 A, ale jeśli efekt świetny powoduje załączanie wielu wyjść jednocześnie, to wtedy obciążenie na każde z wyjść nie powinno przekraczać 1 A. Do wyjść można dołączyć bezpośrednio żarówki lub taśmy LED 12 V. W przypadku przekaźników lub innych odbiorników indukcyjnych (zawory, silniki) należy zabezpieczyć wyjścia diodami dołączonymi anodami do wyjść a katodami do plusa zasilania. Stan wyjść układu jest obrazowany poprzez diody LED na płytce.

Programowanie sekwencji

Do programowania sekwencji służy przełącznik SW1 typu DIPSWITCH. Dioda LED sygnalizuje zapis sekwencji w trybie programowania a w trybie pracy migając sygnalizuje aktywność układu. Do obsługi modułu służą trzy przyciski S1...S3. W trybie normalnej pracy przycisk S1 służy do ponownego odtworzenia całej sekwencji, S2 do zmniejszenia prędkości odtwarzania, natomiast S3 do jej zwiększenia. W trybie programowania S1 służy do zapisywania kroku, natomiast S2 i S3 do zakończenia procedury tworzenia sekwencji i wyboru sposobu jej odtwarzania.

Wejście w tryb programowania sekwencji następuje po naciśnięciu i przytrzymaniu

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

W ofercie AVT* AVT-5733

Podstawowe parametry:
- 8 wyjść o obciążeniu do 3 A (1 A),
- dowolna sekwencja o długości do 124 kroków,
- prędkość odtwarzania sekwencji od 0,05 do 30 sekund/krok,
- zasilanie 12 V DC.

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1…R4: 4,7 kΩ
R5…R13: 1 kΩ
RP1: RPACK8×1 kΩ
RP2: RPACK8×4,7 kΩ

Kondensatory:
C1, C2: 100 µF/16 V
C3, C4: 100 nF

Półprzewodniki:
LED, LED1…LED8: dioda LED 3 mm kolor dowolny
D1: 1N4007
U1: 78L05
U2: ATTINY2313 (zaprogramowany)
T1…T8: BUZ11 lub podobny

Inne:
S1…S3: mikroswitch
SW1: DIP switch 8 sekcji
X1…X9: złącze śrubowe

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-5706	Sterownik płynnego rozjaśniania i wygaszania oświtlenia LED (EP 8/2019)
AVT-1996	Bedlight – sterownik oświetlenia nocnego z czujką ruchu (EP 8/2018)

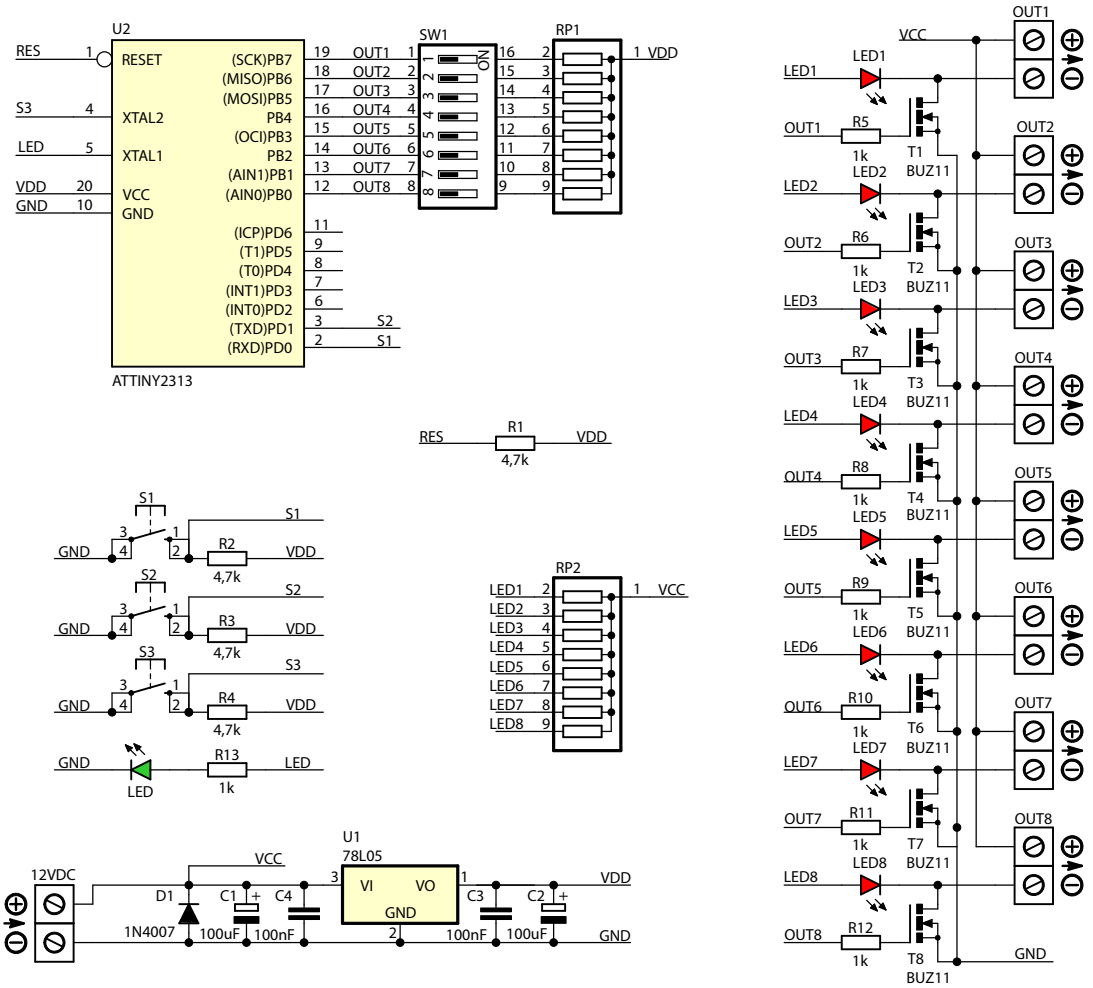
*** Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!**
Podstawową wersją zestawu jest wersja [**B**] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [**B**] zawiera elementy elektroniczne (w tym [**UK**] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie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

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

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

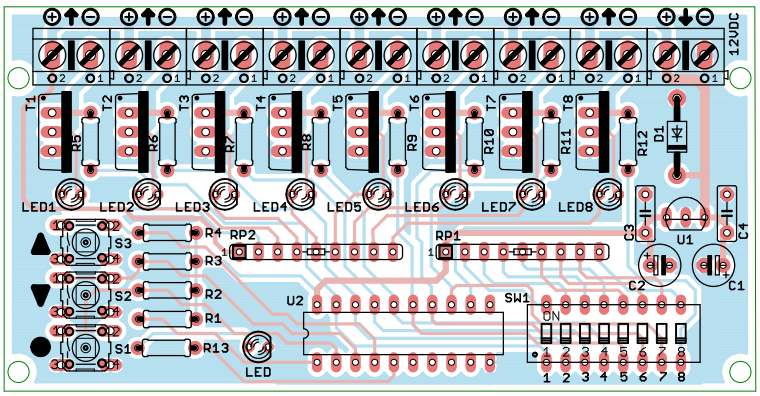
eprasa.pl f319dfd8e2

przycisku S1. Stan ten zostanie zasygnalizowany dłuższym zaświeceniem się diody LED. Samo programowanie jest wykonywane poprzez ustawienie wybranej kombinacji (włączonych i wyłączonych wyjść) przełącznikiem SW1 i zatwierdzeniu jej klawiszem S1. Ustawienie przełącznika SW1 w pozycję „ON" włącza dany kanał (zapala dołączoną do wyjścia diodę), a w pozycji „OFF" wyłącza ten kanał. Po naciśnięciu przycisku S1 krótkie błyśnięcie diody D1 sygnalizuje zapis w pamięci stanu ustawionego przełącznikiem SW1. Następne kroki tworzonej sekwencji należy zapisać w analogiczny sposób. W momencie zapełnienia pamięci mikrokontrolera wszystkimi 124 krokami, układ każdorazowo po naciśnięciu przycisku S1 będzie zapalał na dłuższy czas diodę LED. Po zapisaniu wszystkich wymaganych sekwencji należy zdecydować czy ma być ona odtworzona jednokrotnie czy powtarzana w pętli. Zakończenie procedury nauki sekwencji przyciskiem S2 spowoduje, że będzie ona odtwarzana w nieskończonej pętli, natomiast przycisk S3 da efekt jednokrotnego jej odtworzenia. W czasie normalnej pracy, po naciśnięciu przycisku S1 sekwencja zostanie odtworzona od początku. W dowolnym momencie pracy układu możliwa jest zmiana sposobu odtwarzania bez konieczności zmiany sekwencji. Wystarczy wejść w tryb nauki poprzez przytrzymanie przycisku S1 i następnie przyciskiem S2 (praca w pętli) lub S3 (pojedyncza sekwencja) opuścić tryb programowania.



Rysunek 1. Schemat ideowy sterownika

W obu przypadkach zakończenie procedury programowania będzie sygnalizowane migotaniem diody LED w takt wyświetlania kolejnych kroków odtwarzanego programu. W tym trybie przyciskami S2 (zmniejszanie) i S3 (zwiększanie) można zmieniać prędkość zmian w 27 krokach. W **tabeli 1** pokazano wszystkie możliwe do uzyskania czasy trwania pojedynczej sekwencji. Gdy zajdzie potrzeba uzyskania stanu o dłuższym czasie to wystarczy dany krok sekwencji zapisać kilka razy, np. dla uzyskania czasu 5 min. wystarczy dany krok zapisać 10 razy i ustawić najniższą prędkość odtwarzania sekwencji.



Rysunek 2. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów

Montaż i uruchomienie

Sterownik został zmontowany na płytce, którą pokazuje **rysunek 2**. Montaż należy wykonać według ogólnych zasad, rozpoczynając od wlutowania elementów najniższych – rezystorów, a kończąc na najwyższych – tranzystorach mocy oraz złączach. Po zmontowaniu urządzenia należy do wejścia VCC dołączyć zasilanie 12 V. Sam sterownik pobiera prąd, rzędu kilkunastu miliamperów, ale wydajność prądową zasilacza należy dostosować do prądu pobieranego przez układy wykonawcze.

EB

Tabela 1. Prędkości odtwarzania sekwencji

Nr	Czas trwania kroku [s]	Nr	Czas trwania kroku [s]
1	0,05	15	0,75
2	0,075	16	1
3	0,1	17	1,25
4	0,125	18	1,5
5	0,15	19	1,75
6	0,175	20	2
7	0,2	21	2,25
8	0,225	22	2,5
9	0,25	23	3,75
10	0,3	24	5
11	0,35	25	10
12	0,4	26	20
13	0,45	27	30
14	0,5		

eprasa.pl f319dfd8e2

Hybrydowy wzmacniacz słuchawkowy na lampie Nutube 6P1

Wzmacniacz lampowy kojarzy się z urządzeniem o sporych gabarytach, znacznym ciężarze, dużym poborze mocy i ilością generowanego ciepła. W czasach lampowej świetności istniały lampy miniaturowe przystosowane do urządzeń przenośnych, lecz opracowana przez firmę Korg lampa Nutube 6P1 mocno podnosi poprzeczkę.

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

W ofercie AVT* AVT-5727

Podstawowe parametry:
- konstrukcja hybrydowa,
- dostosowany do słuchawek 32 Ω,
- zasilanie 5 V min. 200 mA,
- możliwość zasilania bateryjnego.

Wykaz elementów:
R1, R8L, R8R: 22 Ω SMD1206
R2: 2,2 kΩ SMD1206
R10L, R10R: 330 Ω SMD1206
R1L, R1R, R2L, R2R: 1 MΩ SMD1206
R3L, R3R: 10 kΩ SMD1206
R4L, R4R, R5L, R5R: 300 Ω SMD1206
R6L, R6R: 33 kΩ SMD1206
R7L, R7R: 330 kΩ SMD1206
R9L, R9R: 47 kΩ SMD1206
RV1: Potencjometr stereo 9 mm z wyłącznikiem 50 kΩ PTD90SS
BIASL, BIASR: potencjometr wieloobrotowy stojący 10 kΩ VR-64W
C1, C2L, C2R: 100 nF SMD1206
C2, C3, C1L, C1R: 1 µF SMD1206
CE1, CE3, CE1L, CE1R, CE2L, CE2R, CE3L, CE3R, CE4L, CE4R: 10 µF/10 V
CE2, CE5L, CE5R: 220 µF/10 V
HPO, IN: gniazdo mini jack 3,5 mm stereo
IN1: złącze JST 3pin 2 mm
LD1: dioda LED zielona 3 mm
PWR: złącze zasilania DC 2,1 mm
PWR1: złącze JST 2pin 2 mm
Q1L, Q1R: 2SK208 SC-59
U1: AD8532AR SO8
U2: ADP3338-3,3 SOT-223
V1: Lampa 6P1 Nutube Korg

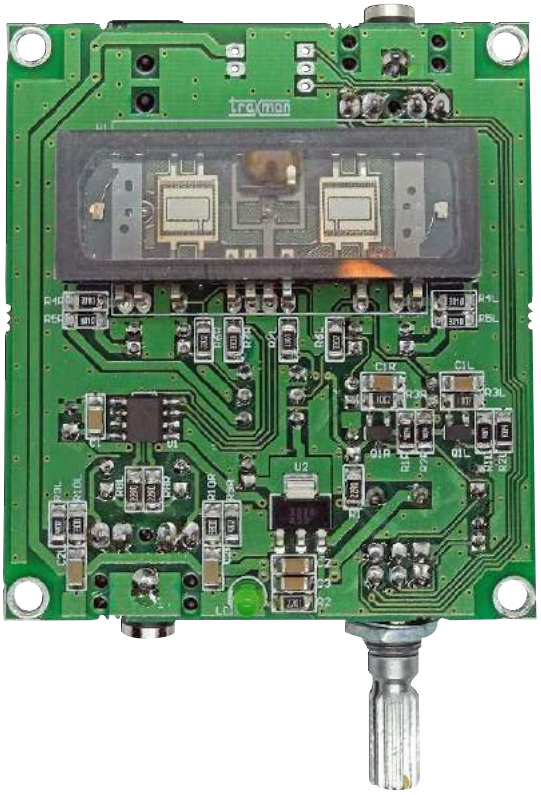
*** Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!**
Podstawową wersją zestawu jest wersja [**B**] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [**B**] zawiera elementy elektroniczne (w tym [**UK**] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie 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.

Lampa została opracowana do torów sygnałowych instrumentów i efektów, ale nic nie stoi na przeszkodzie, aby poeksperymentować z zastosowaniem lampy w torze wzmacniacza słuchawkowego. Wygląd Nutube 6P1 pokazano na **fotografii 1**. Pierwszym skojarzeniem przy oględzinach tego wyjątkowego elementu jest podobieństwo do wyświetlaczy VFD stosowanych w popularnym sprzęcie RTV. Budowa rzeczywiście odpowiada wskaźnikowi VFD. Lampa sygnowana jest logo Korg, ale uważny obserwator odnajdzie oznaczenia Noritake-Itron, znaczącego producenta wyświetlaczy VFD, spotykanych m.in. w kasach fiskalnych i terminalach POS. Jaki jest więc cel wykorzystania tak nietypowego elementu w torze audio. Jak zapewnia Korg, dzięki zastosowaniu Nutube 6P1:

- „możliwe jest osiągnięcie znacznych oszczędności energii elektrycznej" – maksymalne dopuszczalne napięcie żarzenia wynosi 0,8 V przy poborze prądu do 20 mA, co daje 16 mW. Faktycznie trudno konkurować z tak małym poborem mocy;
- „łatwa aplikacja, niskie napięcie anodowe" – lampa pracuje już od 5 V, przy mocy strat na anodzie rzędu 1,7 mW. Typowe aplikacje używają napięcia 5...12 V. Niskie napięcie anodowe umożliwia konstruowanie urządzeń zasilanych bateryjnie;
- „niewielkie rozmiary" – lampa ma wymiary 45×17×6 mm, jest niewielka i dzięki temu łatwa do zastosowania w aplikacjach przenośnych. Sporym utrudnieniem jest bezpośrednio żarzona katoda – lampa solidnie mikrofonuje, co może wymagać zastosowania dodatkowych elastycznych mocowań konstrukcyjnych;
- „prawdziwy dźwięk lampy próżniowej" – najpewniej chodzi o sporą zawartość harmonicznych, jaką lampa generuje, zniekształcenia mogą być bardzo pomocne przy kształtowaniu brzmienia, niekoniecznie zaś są zaletą w torze audio. Po fali wszelkiego rodzaju buforów lampowych, 6P1 niewątpliwie znajdzie swoich zwolenników;
- „prawdziwa struktura triodowa wytwarza ciepły, unikalny dźwięk lampy próżniowej, zapewniając doskonałą liniowość" – czy istnieją triody nieprawdziwe? Konstrukcyjnie jest to trioda, co do liniowości można mieć pewne uwagi. Ciepły dźwięk i liniowość to jakby sprzeczne cechy...;
- „wysoka niezawodność, długa żywotność, lampa wyprodukowana w Japonii, przewidywane 30000 godzin ciągłej średniej długości życia" – to zweryfikuje eksploatacja, ale gdy patrzy się na niewielką moc i trwałość wyświetlaczy VFD, jest to możliwe do osiągnięcia.



Więcej informacji:
Wyłącznym dystrybutorem oryginalnych lamp Korg Nutube 6P1 jest

RS Components Sp. z o.o.
02-785 Warszawa, ul. Puławska 303
tel. 22 22 3 11 11, bok@rspoland.com
https://pl.rs-online.com

Pozostaje jeszcze jedna sprawa, o której podobno dżentelmeni nie rozmawiają, a w przypadku Nutube 6P1 jest o czym rozmawiać – 50 € to niemała kwota za element elektroniczny, tym bardziej dziękuję firmie Kamami za wypożyczenie lampy do testów. Po tej porcji marketingu i uszczypliwego komentarza wracamy do tematu...

Budowa i działanie

Prezentowany układ wzmacniacza słuchawkowego jest hybrydą elementów dyskretnych, lampy 6P1 oraz nowoczesnego wzmacniacza

eprasa.pl f319dfd8e2

Fotografia 1. Lampa Nutube 6P1 (z materiałów Korg)

operacyjnego. Pomimo dość specyficznej konstrukcji, układ jest prosty w montażu i uruchomieniu i nie generuje problemów spotykanych w „klasycznych" układach lampowych. Schemat pokazano na **rysunku 2**. Elementy kanału lewego oznaczone są zakończeniem L, prawego R, wspólnie nie mają dodatkowych oznaczeń. Sygnał wejściowy z gniazda IN typu Mini Jack (lub z dodatkowego IN1 JST 2 mm) doprowadzony jest do stopnia wzmacniającego na tranzystorze polowym Q1L. Jego zadaniem jest zapewnienie niskiej rezystancji sterującej lampą niezależnie od parametrów podłączonego źródła sygnału. Następnie sygnał podawany jest na siatkę lampy V1. Lampa polaryzowana jest poprzez obwód BIASL, R6L ustalający punkt pracy. Żarzenie lampy stabilizowane jest przez LDO 3,3 V, U2 typu ADP3338, a obniżenie i filtracja do 0,7 V zrealizowana jest na rezystorach R4, 5L. Wzmocnione przez lampę napięcie doprowadzone jest bezpośrednio do wzmacniacza U1, który pełni funkcję bufora prądowego zasilającego słuchawki. AD8532 to nowoczesny wzmacniacz operacyjny przystosowany do pracy z niskim napięciem zasilającym 2,7...5,5 V o prądzie wyjściowym do 250 mA, co w zupełności wystarcza do zasilania słuchawek 32 Ω. Wzmocniony sygnał po separacji w CE5L doprowadzony jest do gniazda wyjściowego OUT.

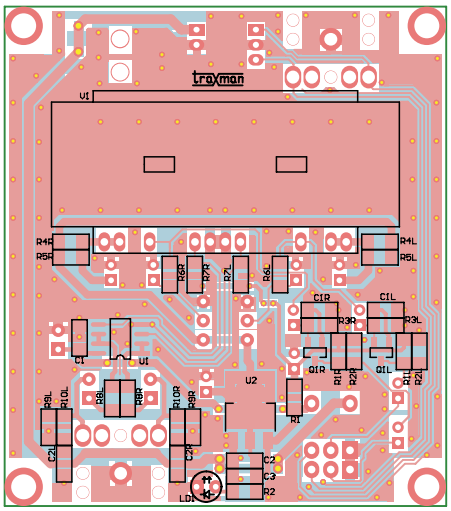
Zasilanie doprowadzane jest poprzez gniazdo PWR przez typowy wtyk zasilający 2,1 mm (lub PWR1 typu JST 2 mm). Napięcie zasilania wynosi 5 V, pobór prądu nie przekracza 200 mA. Układ musi być zasilany napięciem stabilizowanym, najlepiej stabilizatorem liniowym, do zasilania nie nadają się ładowarki i zasilacze impulsowe 5 V ze względu na duży poziom zakłóceń. Jeżeli planujemy zastosowania przenośne, układ można zasilać z czterech akumulatorów NiMH połączonych w szereg.

Montaż i uruchomienie

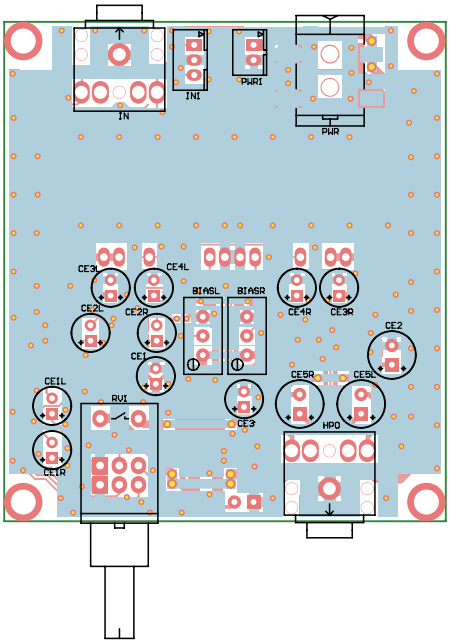
Wszystkie elementy przedwzmacniacza umieszczone są na dwustronnej płytce drukowanej, której schemat oraz rozmieszczenie elementów pokazano na **rysunkach 3** i **4**. Montaż płytki jest typowy i nie wymaga opisu. Podczas lutowania lampy należy zwrócić uwagę na kruche wyprowadzenia. Przed zamontowaniem lampy warto podkleić ją taśmą dwustronną do powierzchni płytki. Uruchomiony wzmacniacz prezentuje fotografia tytułowa.

Wzmacniacz wymaga uruchomienia. Potrzebne będą generator i oscyloskop lub analizator widma. Po doprowadzeniu zasilania 5 V/200 mA należy sprawdzić wartość napięcia żarzenia na kondensatorach CE3L, R, która powinna zawierać się w przedziale 0,6...0,8 V. Następnie do wejścia należy doprowadzić sygnał 1 kHz/300 mV z generatora sygnałowego. Podłączając sondę oscyloskopu lub analizatora widma do wyjścia układu potencjometrami BIASL, R, należy ustawić najniższe zniekształcenia sygnału wyjściowego. Teraz pozostaje tylko podłączyć wzmacniacz słuchawkowy do docelowego zestawu audio i cieszyć się muzyką, nie zapominając o rozsądnym poziomie głośności...

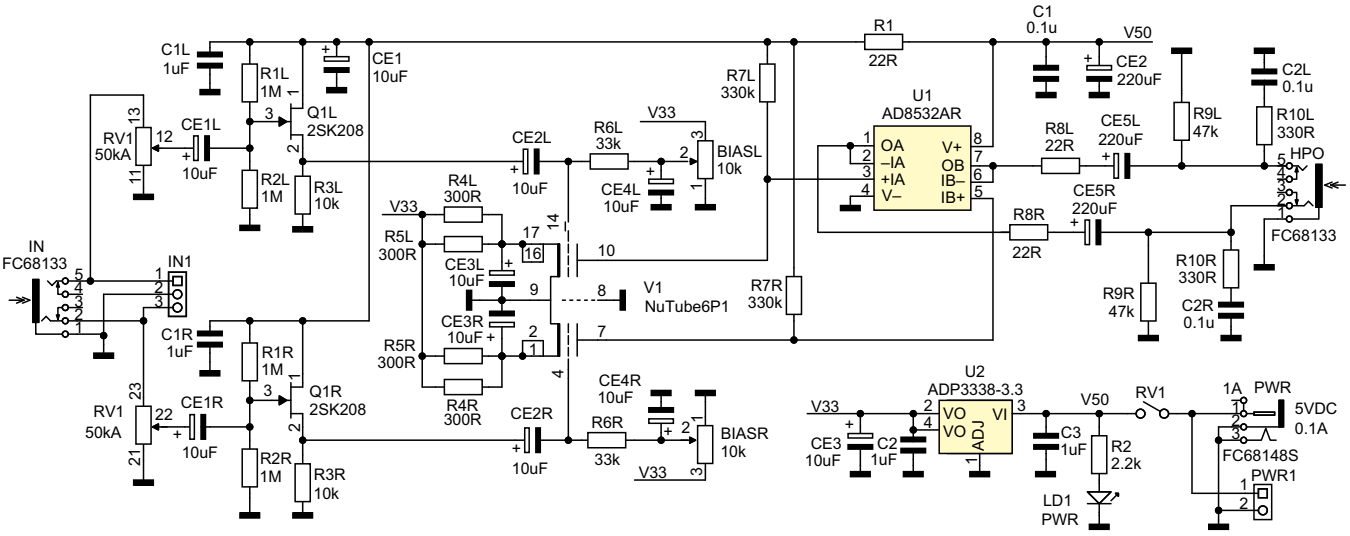
Adam Tatuś, EP



Rysunek 3. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów po stronie TOP



Rysunek 4. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów po stronie BOTTOM



Rysunek 2. Schemat wzmacniacza słuchawkowego

eprasa.pl f319dfd8e2

Śnieżynka LED

Jest wiele symboli Świąt Bożego Narodzenia. Jednym z nich są śnieżynki. Dlatego w oczekiwaniu na dzień przyozdabiania świątecznego drzewka proponujemy czytelnikom EP wykonanie prostego układu Śnieżynki LED.

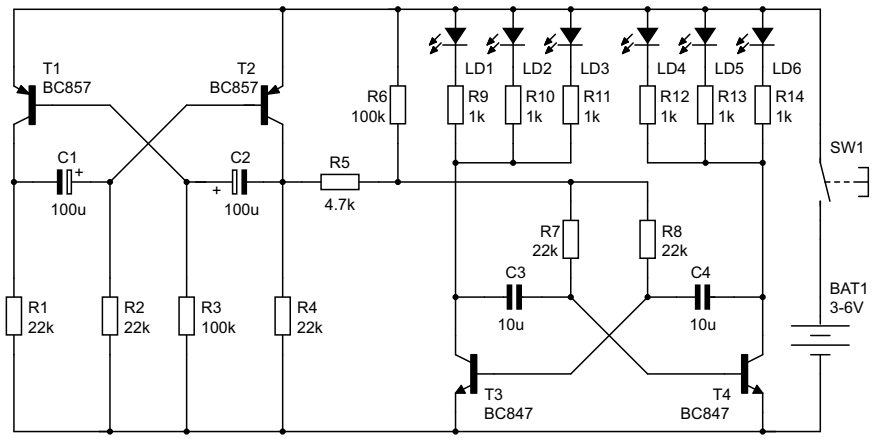
Dwa zestawy diod LED w „modnych" kolorach niebieskim i białym migają w zmiennym rytmie, zapewniając interesujący efekt. Ten niewielki gadżet będzie interesującą dekoracją chociażby biurka w pracy. Zasilanie bateryjne z pewnością ułatwi użycie układu w takiej roli. Śnieżynka pozwoli wprowadzać świąteczny klimat do każdego wnętrza a montaż układu może być doskonałym pretekstem, aby wspólnie z rodziną zrobić coś niecodziennego.

Budowa i działanie

Schemat ideowy pokazano na **rysunku 1**. Podstawą działania opisywanego „mrygacza" jest klasyczny przerzutnik astabilny – multiwibrator zbudowany z tranzystorów T3, T4. Tranzystory otwierają się i zatykają na przemian, zaświecając niebieskie i białe diody LED. Częstotliwość pracy wyznaczona jest głównie przez wartość elementów R7, R8, C3, C4. Rezystory R7, R8 nie zostały dołączone do dodatniego bieguna zasilania, tylko do punktu połączenia R5 i R6 – przekształca to omawiany przerzutnik w generator o częstotliwości sterowanej napięciem. Częstotliwość migania diod LED zależy także od napięcia w punkcie połączenia R5, R6, a napięcie to zmienia się w rytm pracy drugiego multiwibratora zbudowanego z tranzystorów T1, T2. Z uwagi na znaczną pojemność C1, C2, jego częstotliwość pracy jest znacznie mniejsza niż częstotliwość migania diod LED. Zróżnicowanie wartości R2 i R3 sprawia, że przebieg sterujący jest niesymetryczny, a zbliżone wartości rezystorów R1...R4 powodują, że przebieg na kolektorach tranzystorów znacznie odbiega kształtem od prostokątnego. W rezultacie częstotliwość pracy multiwibratora T1, T2 jest mała, przebieg jest niesymetryczny, a napięcie na kolektorze T2 łagodnie opada – w efekcie w specyficzny sposób moduluje to częstotliwość migania diod LED, dając niespotykany efekt świetlny. **Rysunek 2** pokazuje schematycznie pracę Śnieżynki LED.

Montaż i uruchomienie

Wzór obwodu drukowanego został pokazany na **rysunku 3**. Układ należy zmontować na płytce drukowanej, której obrys zmieści się w okręgu o średnicy 50 mm. Większość



Rysunek 1. Schemat układu

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

W ofercie AVT* AVT-5750

Podstawowe parametry:
- biało-niebieski efekt świetlny,
- zasilanie napięciem z przedziału 3…6 V – bateria CR2032 lub 2 sztuki CR2016,
- czas nieprzerwanego działania ok. 30 godzin,
- wymiary – obrys płytki mieści się w okręgu o średnicy 50 mm.

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1, R2, R4, R7, R8: 22 kΩ SMD0805
R3, R6 : 100 kΩ SMD0805
R5: 4,7 kΩ SMD0805
R9…14: 1 kΩ SMD0805

Kondensatory:
C1, C2: 100 µF tantalowy SMD C
C3, C4: 10 µF monolityczny SMD0805

Półprzewodniki:
LED1…3: LED 5 mm niebieskie
LED4…6: LED 3 mm białe
T1, T2: BC857 SMD
T3, T4: BC847 SMD

Inne:
SW1: HSS12x0R przełącznik pojedynczy hebelkowy
BAT1: koszyk baterii CR20xx

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

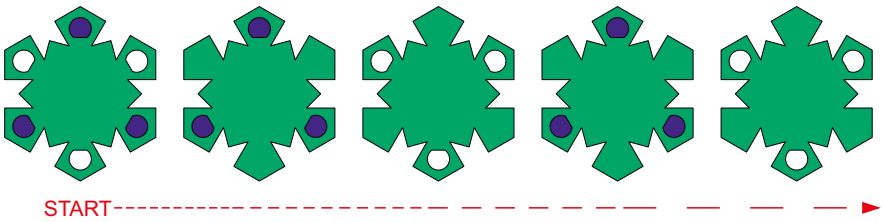
AVT-5670	Pulsujące serce LED (EP 2/2019)
AVT-5655	Choinka LED z USB (EP 12/2018)
AVT-1988	Animowana choinka LED 3D (EP 12/2017)
AVT-1986	Animowana bombka LED 3D (EP 12/2017)
AVT-3150	Bałwanek LED dla każdego (EdW 12/2015)
AVT-1900	Animowany bałwan LED (EP 12/2015)
AVT-1844	Świąteczna choinka LED dla każdego (EP 12/2014)

*** 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

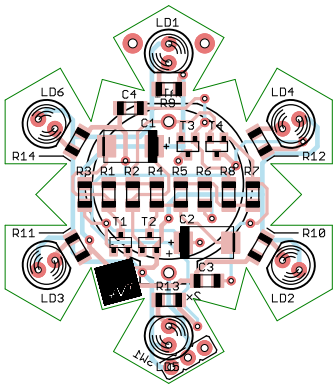
Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik pdf! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! *http://sklep.avt.pl*. W przypadku braku dostępności na *http://sklep.avt.pl*, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy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

eprasa.pl f319dfd8e2

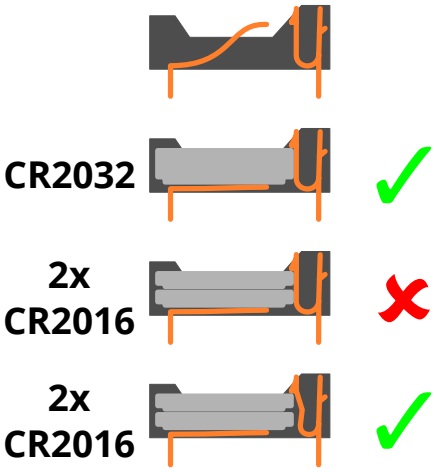


Rysunek 2. Zobrazowanie sekwencji świetlnej

Fotografia 5. Zmontowany układ pokazany od strony baterii



Rysunek 3. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów



Rysunek 4. Sposób modyfikacji koszyka baterii

elementów przewidziana jest do montażu powierzchniowego (SMD), dlatego do tej czynności niezbędna będzie lutownica z ostrym grotem i trochę wprawy. Montaż rozpoczynamy od wlutowania rezystorów R1…R14 oraz kondensatorów C3 i C4. W kolejnym etapie montujemy tranzystory T1…T4 oraz kondensatory C1 i C2 zgodnie z polaryzacją. Koszyk baterii BAT1 wraz z przełącznikiem SW1 wlutować należy po przeciwnej stronie płytki. Na koniec należy wlutować diody LED niebieskie LD1…LD3 oraz białe LD4…LD6.

Po zmontowaniu obwodu drukowanego trzeba bardzo starannie skontrolować, czy elementy nie zostały wlutowane w niewłaściwym kierunku lub w niewłaściwe miejsca, a przede wszystkim czy podczas lutowania nie powstały zwarcia punktów lutowniczych. Urządzenie zmontowane bezbłędnie, z użyciem sprawnych elementów będzie działało od razu po włączeniu napięcia zasilającego.

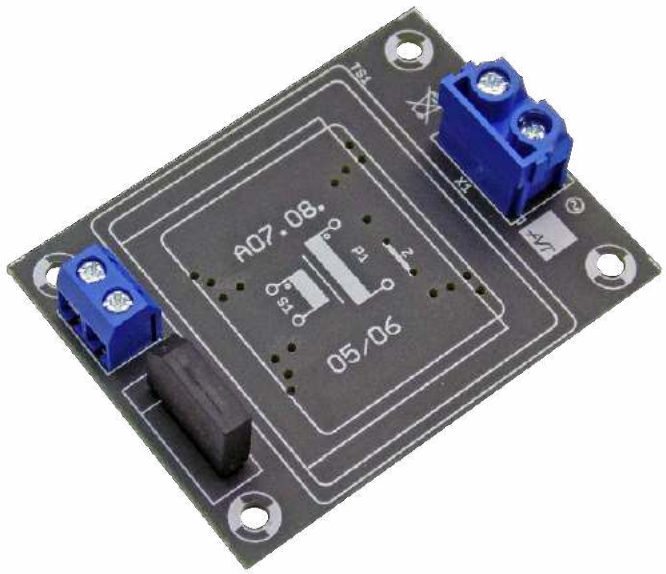
Do zasilania śnieżynki najlepiej skorzystać z baterii CR2032 lub dwóch CR2016, co daje nam poprawny zakres pracy przy napięciu 3…6 V. Przy zastosowaniu dwóch baterii CR2016 należy odizolować elektrycznie „łapkę" utrzymującą je w koszyku za pomocą np. taśmy izolacyjnej naklejonej w miejscu jego styku z dolną baterią. Można też wygiąć „łapkę" w łuk, co wyeliminuje problem niepotrzebnego zwarcia przy wymianie baterii – **rysunek 4**. Zmontowany układ jest pokazany na fotografii tytułowej a widok od strony baterii pokazuje **fotografia 5**.

Po włączeniu zasilania Śnieżynka LED będzie migała szybko, stopniowo przechodząc do coraz wolniejszych zmian, aż ponownie zacznie migać z pełną prędkością. Dla ułatwienia zawieszenia śnieżynki w jej górnej części znajdują się niewielkie otwory do przewleczenia nitki albo drucika. Tak wykonana śnieżynka, jako efektowny i oryginalny gadżet stanie się doskonałą świąteczną dekoracją. Przy zasilaniu dwiema bateriami CR2016 układ podczas testów pracował bez przerwy ok 30 godzin, co w zupełności wystarczy to tego, aby „cieszył oko" przez całe święta.

Mavin
mavin@op.pl

Adapter transformatora do druku

Zasilacz jest jednym z podstawowych i zarazem najważniejszych komponentów każdego urządzenia elektrycznego czy elektronicznego. Zasilacze służą do dopasowania dostępnego źródła energii elektrycznej do wymagań zasilanego urządzenia. Urządzenia elektroniczne najczęściej wymagają zasilania źródłem napięcia stałego o określonych parametrach. Pomimo wielu nowoczesnych zasilaczy i stabilizatorów impulsowych, w wielu konstrukcjach ciągle stosuje się klasyczne transformatory sieciowe małej mocy.



eprasa.pl f319dfd8e2

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

W ofercie AVT* AVT-5729

Podstawowe parametry:
- dostosowany do popularnych transformatorów o macach z przedziału 0,6…8 VA,
- złącza wej./wyj. w postaci zacisków śrubowych ARK,
- wymiary płytki 46×85 mm.

Wykaz elementów:
M1: RS205
X1: ARK2/7,5
X2: ARK2/5
TS1: patrz tekst

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

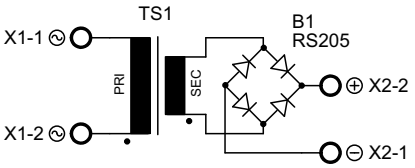
AAVT-1990	Regulowany zasilacz do płytek stykowych (EP 8/2018)
-	Precyzyjny regulowany zasilacz stabilizowany (EP 2/2018)
AVT-5585	Zasilacz laboratoryjny 0…30 V/5 A ze sterowaniem mikroprocesorowym (EP 12/2017-1/2018)
---	Multizasilacz (EP 10/2017)
AVT-1976	Precyzyjny, regulowany zasilacz uniwersalny 1,5-32 V/3 A (EP 8/2017)
AVT-3172	Praktyczny zasilacz warsztatowy (EP 5/2017)
AVT-1946	Zasilacz napięcia symetrycznego z LM27762 (EP 2/2017)
AVT-1895	Uniwersalny moduł zasilający (EP 10/2016)
AVT-1913	Moduł miniaturowego zasilacza (EP 8/2016)
AVT-1857	Zasilacz modułowy (EP 7/2015)
AVT-3072	Zasilacz płytek stykowych (EP 9/2013)
AVT-1667	Stabilizator impulsowy 3 A z układem LM2576 (EP 3/2012)
AVT-1731	Regulowany zasilacz uniwersalny 1,5…32 V/3 A (EP 8/2011)
AVT-1572	Symetryczny zasilacz warsztatowy ±1,25 V…±25 V 1,5/5 A (EP 6/2010)

*** 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

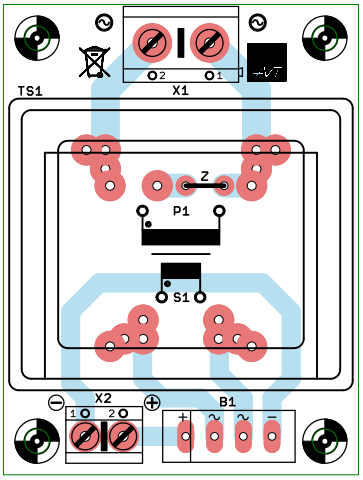
Kity w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [A+] – płytka drukowana [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentacja
- wersja [UK] – zaprogramowany układ

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.

Atutem tradycyjnego zasilacza bazującego na transformatorze sieciowym jest niewątpliwie niska cena. Elementy potrzebne do budowy są popularne i szeroko dostępne. Konstrukcja tego typu jest z pewnością również niezawodna, dobrze znana, dość odporna na przeciążenia, zwarcia i przepięcia w sieci. Z wymienionych powodów zasilacze oparte na transformatorze sieciowym małej mocy są i będą nadal obecne w elektronice w przypadku wielu aplikacji stacjonarnych. W wielu zastosowaniach permanentnie mogą być uważane za najlepsze rozwiązanie.



Rysunek 1. Schemat układu



Rysunek 2. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów

Budowa i działanie

Schemat ideowy układu pokazano na **rysunku 1.** Jest to klasyczny układ i nie wymaga szczegółowych objaśnień. Napięcie z transformatora jest prostowane przez 2-amperowy mostek prostowniczy i trafia na złącze śrubowe X2. W zależności od potrzeb należy zastosować transformator o odpowiedniej mocy i napięciu wtórnym. Napięcie po stronie wtórnej transformatora TS1 należy dobierać tak, aby było, co najmniej równe pożądanemu poziomowi napięcia wyjściowego. Natomiast wydajność prądowa powinna być przynajmniej 1,5 raza większa od zakładanego obciążenia. Takie rozwiązanie zapobiegnie ewentualnemu przegrzaniu i zagwarantuje długą bezawaryjną pracę układu.

Montaż i uruchomienie

Układ należy zmontować na płytce drukowanej, której projekt pokazany jest na **rysunku 2**. Całość została zmontowana na jednostronnej płytce drukowanej o wymiarach 46×85 mm. Montaż układu rozpoczynamy od złącza X2, następnie mostek prostowniczy B1 i złącze X1. Jako ostatni na płytce powinien pojawić się transformator. Jeżeli będzie to transformator z serii TS2/XX należy wlutować w płytkę zworę Z, która znajduje się bezpośrednio pod nim. Pomimo tego, że układ jest bardzo prosty, po zmontowaniu warto starannie skontrolować, czy elementy zostały wlutowane we właściwym kierunku i czy nie powstały zwarcia punktów lutowniczych. Przecież **moduł będzie podłączany do sieci energetycznej, czyli w układzie będą występowały napięcia niebezpieczne dla zdrowia i życia człowieka**. Układ bezbłędnie zmontowany ze sprawnych elementów od razu jest gotowy do użycia.

Zastosowanie

Przedstawiony układ będzie pomocny konstruktorom, którzy nie chcą tracić czasu na samodzielne opracowanie zasilacza i zastosują gotowy moduł zasilający, który będzie wchodził w skład ich urządzenia. Zaletą proponowanego rozwiązania jest możliwość umieszczenia na płytce drukowanej transformatora z popularnych serii o mocy z przedziału 1,5...8 VA. Projekt płytki PCB przewiduje montaż transformatorów z serii TS2/XX np. TS2/14, TS2/15 oraz zalewanych do druku o mocach od 0,6…8 VA (**fotografii 3**). Na płytce znajdują się 4 otwory o średnicy 3 mm rozmieszczone symetrycznie w jej rogach, służące do zamocowania układu.

Mavin
mavin@op.pl

Fotografia 3. Układ z zamontowanymi różnymi typami transformatorów

eprasa.pl f319dfd8e2

Dział „Projekty Czytelników” zawiera opisy projektów nadesłanych do redakcji EP przez Czytelników. Redakcja nie bierze odpowiedzialności za prawidłowe działanie opisywanych układów, gdyż nie testujemy ich laboratoryjnie, chociaż sprawdzamy poprawność konstrukcji.
Prosimy o nadsyłanie własnych projektów z modelami (do zwrotu). Do artykułu należy dołączyć podpisane oświadczenie, że artykuł jest własnym opracowaniem autora i nie był dotychczas nigdzie publikowany. Honorarium za publikację w tym dziale wynosi 300,– zł (brutto) za 1 stronę w EP. Przysyłanych tekstów nie zwracamy. Redakcja zastrzega sobie prawo do dokonywania skrótów.

PROJEKT NR 248

Wzmacniacz lampowy CFB (cathode feedback)

Wzmacniacze lampowe cieszą się niesłabnącą popularnością w kręgach DiY. Nic dziwnego, taka konstrukcja jest niespełnionym marzeniem wielu elektroników (i nie tylko ich). Jednak samodzielne wykonanie takiego wzmacniacza może okazać się bardzo trudne, ponieważ wymaga wiedzy i doświadczenia. Prezentowana konstrukcja będzie ciekawą inspiracją i źródłem praktycznych wskazówek dla osób, które potrafią zmontować coś samodzielnie a do tego lubią dobre brzmienie.

Szukając informacji na temat nowych technik wprowadzanych do wzmacniaczy lampowych natrafiłem na artykuł holenderskiego konstruktora Menno Van Der Veen'na [1]. Opisuje on układ katodowego sprzężenia zwrotnego CFB (*cathode feedback*). Takie rozwiązanie eliminuje głębokie ujemne sprzężenie zwrotne obejmujące pierwszy stopień sterujący które jest niekorzystne przede wszystkim z powodu kiepskiej charakterystyki fazowej. W rezultacie nie ma efektu ustawienia instrumentów na scenie a zastosowanie audiofilskiego potencjometru firmy ALPS na wejściu wzmacniacza, nie degraduje sygnału audio.

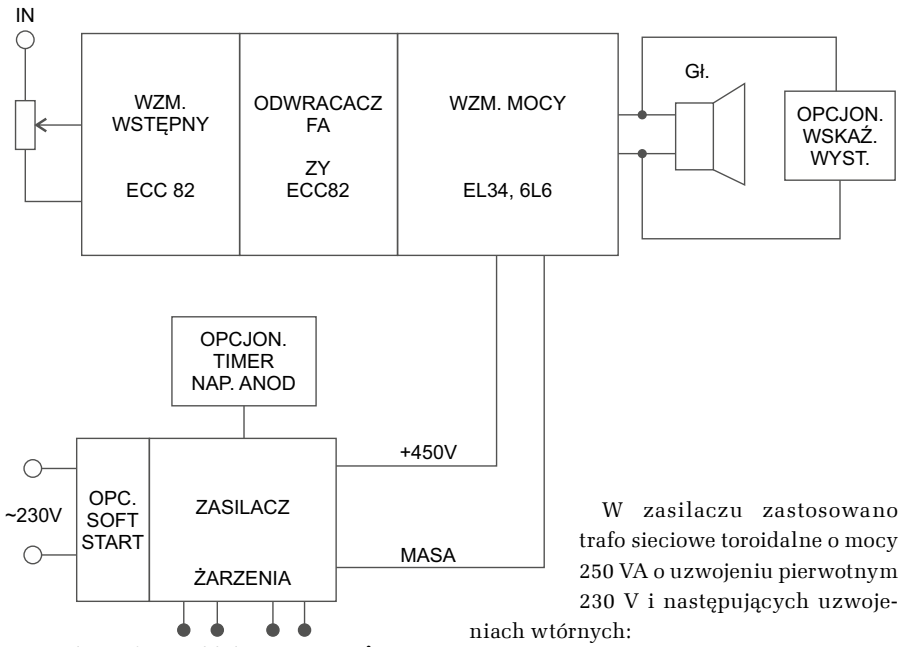
Budowa i działanie

Schemat blokowy wzmacniacza został pokazany na **rysunku 1** a dokładny schemat elektryczny pokazuje **rysunek 2**. Stopień sterujący to typowy wzmacniacz różnicowy z dzielonym obciążeniem znany od lat 50-tych ubiegłego wieku we wzmacniaczach Williamsona. Ciekawym rozwiązaniem jest stopień sterujący opisany przez Johna Broskiego w Tube Cad Journal. Dzielnik napięciowy w obwodzie siatki sterującej drugiego stopnia ustala odpowiedni punkt pracy tego stopnia powodujący znakomitą symetryzację przebiegów sterujących odwracaczem fazy oraz tłumieniem zakłóceń sieci. Zasilacz jest pozbawiony dławika, a mimo to brum sieci nie jest słyszalny z odległości 10 cm od głośnika.

Można pokusić się o zminimalizowanie zniekształceń nieliniowych zmieniając wartość rezystora anodowego R8 22 kΩ w drugiej lampie tak jak pokazuje schemat zastępczy dla R8. Trzeba wysterować wzmacniacz sygnałem prostokątnym o częstotliwości 100 Hz prawie do pełnego wysterowania i słuchając w głośniku minimalnego przesterowania sygnału należy regulować wartość R8. Można oczywiście podłączyć miernik zniekształceń harmonicznych i uzyskać jeszcze lepszy efekt.

Sposób podłączenia transformatora głośnikowego typu TTG-CFB 6600 PP pokazuje schemat na rysunku 1. Uzwojenia transformatora muszą być podłączone ściśle według reżimu ustalonego przez producenta do anod, siatek drugich oraz uzwojeń CFB. W innym przypadku będą występowały albo silne zniekształcenia albo dodatnie sprzężenia w układzie. Uzwojenie wtórne nie musi być nigdzie podłączane, chyba że zastosujemy wskaźnik wysterowania.

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 1. Schemat blokowy wzmacniacza

W katody szeregowo z uzwojeniem CFB włączone są rezystory 10 Ω 1% w celu precyzyjnego ustawienia BIAS-u. Zalecany jest prąd anodowy 45 mA. Na tym rezystorze ustala się napięcie 0,45 V precyzyjnym helitrimem w siatkach sterujących lamp mocy. Sprzężenie katodowe powoduje zmniejszenie zniekształceń THD.

W zasilaczu zastosowano trafo sieciowe toroidalne o mocy 250 VA o uzwojeniu pierwotnym 230 V i następujących uzwojeniach wtórnych:

- 340 V, 0,7 A
- 50 V, 0,1 A
- 6,3 V, 4 A dla lamp 6L6
- 6,3 V, 6 A dla lamp EL 34
- 6,3 V, 2 A dla lamp sterujących

Trafo zostało nawinięte przez Firmę SIZEI i spisuje się znakomicie.

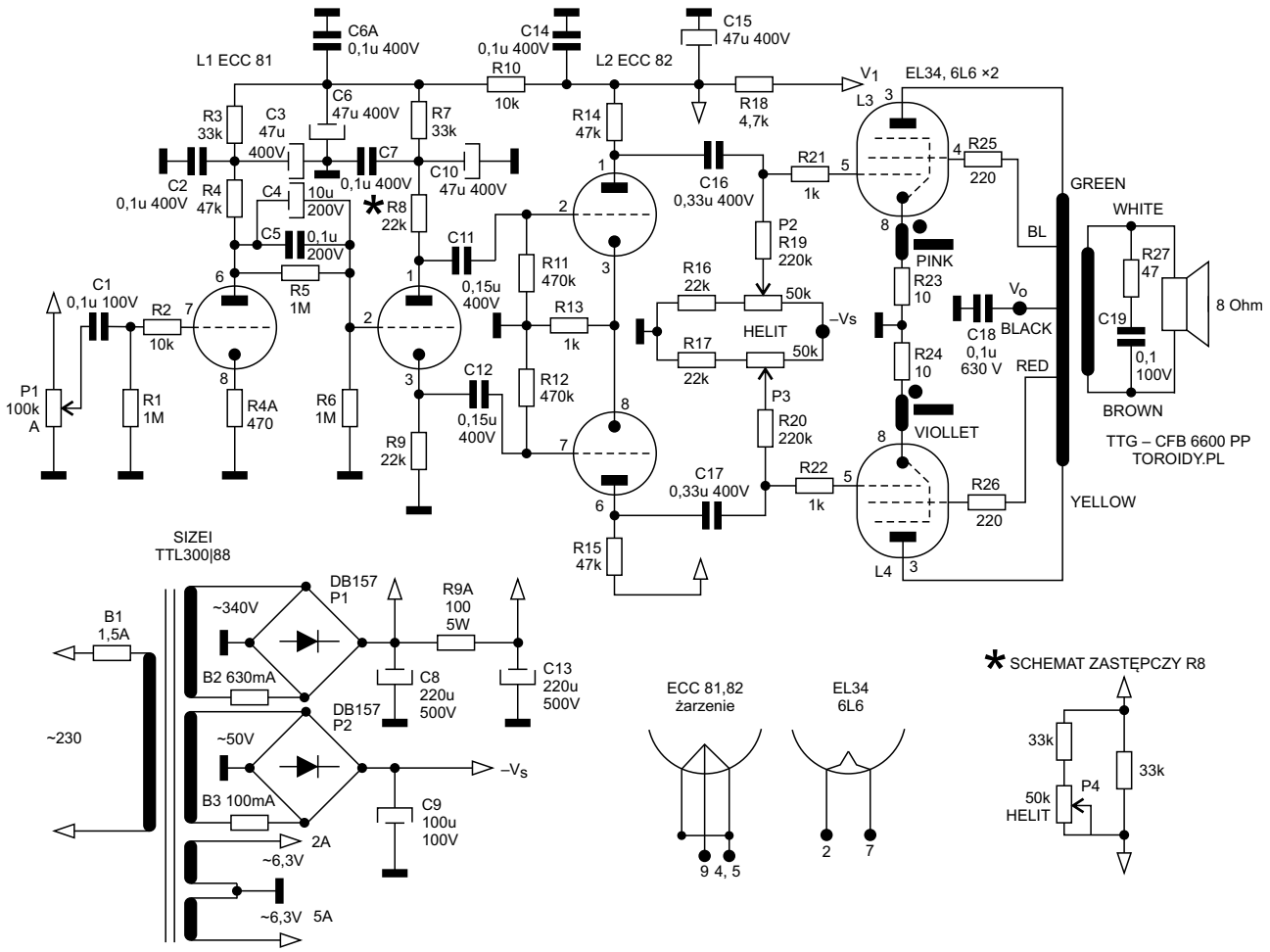
Żarzenia nie wymagają symetryzacji – jeden biegun podłączony jest do masy.

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1, R5, R6: 1 MΩ 0,25 W
R2: 10 kΩ 0,25 W
R3, R7: 33 kΩ 1 W
R4, R14, R15: 47 kΩ 1 W
R4A: 470 Ω 0,25 W
R5A:
R8, R9: 22 kΩ 1 W
R9A: 100 Ω 5 W
R10: 10 kΩ 1 W
R11, R12: 470 kΩ 0,25 W
R13, R21, R22: 1 kΩ 0,25 W
R16, R17: 22 kΩ 0,25 W
R18: 4,7 kΩ 1 W
R19, R20: 220 kΩ 0,25 W
R23, R24: 10 Ω 1 W
R25, R26: 220 Ω 1 W
R27: 47 Ω 1 W

Kondensatory:
C1, C19: 0,1 μF 100 V
C2, C6A, C7, C14: 0,1 μF 400 V
C3, C6, C10, C15: 47 μF 400 V
C4: 10 μF 250 V
C5: 0,1 μF 250 V
C8, C13: 220 μF 500 V
C9: 100 μF 100 V
C11, C12: 0,15 μF 400 V
C16, C17: 0,33 μF 400 V
C18: 0,1 μF 630 V

Pozostałe:
P1: ALPS 2×100 kΩ LOG
P2, P3: HELIT 50 kΩ
L1: ECC 81
L2: ECC 82
L3, L4: EL 34. 6L6
B1: 1,5 A szybki
B2: 630 mA zwłoczny
B3: 100 mA szybki
Trafo sieciowe: TTL 300/88 (SIZEI)
Trafo głośnikowe: TTG-CFB 6600 PP (*toroidy.pl*)



Rysunek 2. Schemat elektryczny wzmacniacza

eprasa.pl f319dfd8e2

Fotografia 3. Konstrukcja górnej ścianki obudowy

Fotografia 4. Widok tylnej ścianki obudowy

Fotografia 5. Widok budowy wewnętrznej

W modelowym wzmacniaczu szeregowe połączenie uzwojeń żarzenia służy do zasilania układu opóźnionego włączenia napięcia anodowego oraz wskaźników wysterowania. Po stronie pierwotnej transformatora zastosowano soft start oraz wyłącznik podnapięciowy dla zabezpieczenia wzmacniacza przed zanikami napięcia w sieci.

Wykonanie

Gotowy wzmacniacz pokazany jest na fotografii tytułowej. Na **fotografii 3** pokazano konstrukcję górnej ściany obudowy z miejscami na lampy oraz wentylowaną osłoną transformatora. Tylna ścianka obudowy jest widoczna na **fotografii 4**. Widok wnętrza wzmacniacza pokazuje **fotografia 5** natomiast **fotografia 6** to widok konstrukcji ze zdemontowanymi płytkami stopni wzmacniających.

inż. Henryk Michałowski
michalowskihenio@gmail.com

Źródła:

[1] *http://bit.ly/2L1VfVb*

Fotografia 6. Widok budowy wewnętrznej ze zdemontowanymi płytkami stopni wzmacniających

eprasa.pl f319dfd8e2

Komputery jednopłytkowe

Elektronika ewoluuje. Nie tylko technologie, ale cała dziedzina przemysłowa. Już kilka lat doświadczenia wystarczy, by zauważyć, że wiele rzeczy w naszej branży robi się teraz inaczej. W jaki sposób obecnie tworzy się nowoczesne aplikacje? Bardzo powszechne stosuje się komputery jednopłytkowe. Na rynku dostępnych jest wiele modeli takich płytek, przy czym – jak pewnie każdy czytelnik EP wie – zdecydowanie dominuje Raspberry Pi. W artykule pokazujemy najbardziej popularne komputerki jednopłytkowe, doradzamy kiedy je stosować oraz przedstawiamy ciekawe rozwiązania alternatywne względem tych najbardziej znanych. To niewątpliwie najbardziej kompleksowy przegląd komputerów jednopłytkowych przygotowany w języku polskim.

Ewolucja elektroniki sprawia, że dziedzina ta coraz bardziej zaczyna przypominać informatykę – przynajmniej w tym najbardziej powszechnym aspekcie, który dotyczy większości inżynierów – elektroników. Coraz częściej nasza praca sprowadza się nie tyle do zaprojektowania obwodów drukowanych, co skorzystania z gotowych rozwiązań sprzętowych. Mowa tu nie tylko o zastosowaniu kilku gotowych modułów i układów scalonych, które mogą działać niemal bez zewnętrznych elementów pasywnych, i które wystarczy ze sobą połączyć szeregiem ścieżek drukowanych. Aktualnie coraz częściej inwestorzy narzucają konstruktorom takie warunki, że konieczne okazuje się zastosowanie gotowej platformy sprzętowej w postaci komputera jednopłytkowego – tzw. SBC (*Single Board Computer*). Dlaczego tak się dzieje i czy to dobre rozwiązanie? Motywacja może być różnoraka i podyktowana nie tylko kwestiami technicznymi i „dobrem" opracowywanego produktu.

Dlaczego korzystamy z komputerów jednopłytkowych?

Pierwszym z powodów, i to chyba najmniej kontrowersyjnym, bo łatwo zrozumiałym zarówno dla inżynierów, jak i biznesmenów jest bogactwo funkcji, jakich oczekujemy od obecnie tworzonych produktów elektronicznych. Muszą być nie tylko multimedialne, ale też połączone z Internetem lub innymi sieciami, powinny obsługiwać zaawansowane mechanizmy sterowania oraz liczne interfejsy i nie mogą być powolne. Wdrożenie tych wszystkich funkcji wymaga niemałej mocy obliczeniowej i dużej pamięci do zaimplementowania obsługi stosów protokołów i różnych interfejsów. Sięgając po komputer jednopłytkowy, mamy to wszystko już gotowe. Mamy do tego system plików, (zazwyczaj) otwarte oprogramowanie i masę narzędzi, którymi możemy swobodnie rozbudowywać produkt, implementując nie tylko nowe funkcje, ale i poprawki bezpieczeństwa. Tak – zamiast samodzielnie martwić się o każdy wykryty błąd, możemy liczyć na to, że zostanie on poprawiony przez społeczność zajmującą się otwartym oprogramowaniem i sterownikami i prawdopodobnie w sensownym czasie pojawią się poprawki, które wystarczy już tylko zintegrować i przetestować.

Czas to pieniądz

Drugim pod względem ważności powodem jest oszczędność czasu. Gotowa platforma sprzętowa ogranicza ilość pracy i pozwala znacząco przybliżyć termin realizacji projektu. Nawet jeśli powstały w ten sposób produkt nie będzie maksymalnie dopasowany do potrzeb danej aplikacji i tak będzie spełniał najważniejsze wymagania i umożliwi szybsze wprowadzenie funkcjonującego urządzenia na rynek. Przy takim podejściu, koszt komponentów potrzebnych do zbudowania produktu niemal na pewno będzie wyższy niż gdyby skomponować je samodzielnie. Jednak należy uwzględnić koszt czasu, jaki byłby potrzebny do przygotowania własnego projektu sprzętowego. Uzasadnieniem tworzenia indywidualnej platformy hardware'owej byłby przewidywany bardzo duży wolumin produkcyjny, ale jak pokazuje praktyka – obecnie takich szacunków należy dokonywać z dużym marginesem. Trzeba bowiem uwzględnić fakt, że przedłużenie prac w związku z samodzielnym opracowywaniem sprzętu, a prace niemal zawsze okazują się trwać dłużej, niż zakładali menedżerowie, to wpływa to na późniejszy czas premiery rynkowej produktu. Spóźnione wkroczenie na rynek częstokroć prowadzi do bycia wyprzedzonym przez konkurencję, zniechęcenia ze strony klientów, którzy oczekiwali na zapowiedziany wcześniej wyrób, czy nawet zaoferowania produktu nieco zacofanego technologicznie – opartego o rozwiązania, które były atrakcyjne np. pół roku wcześniej.

Warto przy okazji zauważyć, że kwestia czasu i szybszego wprowadzenia produktu na rynek nie dotyczy tylko urządzeń opartych o pełnoprawne komputery jednopłytkowe. Znaleźć można bowiem wiele prostszych platform sprzętowych, takich jak choćby Arduino, czy liczne zestawy ewaluacyjne i startowe, które również mogą posłużyć za gotową bazę, nawet jeśli nie korzystają z prawdziwego systemu operacyjnego. Natomiast jako że są to konstrukcje prostsze niż komputery, będą stosowane do prostszych aplikacji, a różnica w czasie potrzebnym na samodzielne opracowanie podobnej platformy będzie mniejsza niż w przypadku platform klasy Raspberry Pi czy mocniejszych.

Kompetencje inżynierów

Kwestią powiązaną z czasem, ale być może nieznaną większości czytelników Elektroniki Praktycznej, jest dostępność odpowiednio kompetentnych inżynierów. Aby przygotować dany produkt elektroniczny w określonym czasie, trzeba na niego poświęcić pewną liczbę dni roboczych pracy inżynierów. Im urządzenie bardziej złożone i przygotowywane samodzielnie, tym więcej pracy jest do wykonania i tym praca ta jest bardziej skomplikowana. Dotrzymanie założonego terminu wymaga więc większej liczby, a często i bardziej doświadczonych pracowników. To, że zatrudnienie kosztuje jest tylko jednym problemem. Ostatnio znacznie większym ograniczeniem jest sama dostępność tak wykwalifikowanych projektantów – szczególnie w dziedzinie elektroniki. Wynika to m.in. z dużo większego kosztu edukacji elektronika niż informatyka. Tylko duże uczelnie są w stanie wyposażyć swoje laboratoria w odpowiedni sprzęt oraz zatrudnić adekwatną kadrę nauczycielską i przyciągnąć odpowiednio zdolnych kandydatów, by móc uczyć elektroniki. Natomiast nauki programowania podejmują się obecnie nie tylko szkoły podstawowe, średnie i wyższe, ale też mnóstwo prywatnych firm, które realizują płatne kursy, nazywane *bootcampami*. Wskutek tego, menedżer kierujący zespołem przygotowującym nowoczesne rozwiązanie elektroniczne chętniej wybierze gotową platformę komputerową, gdyż znacząco ułatwi mu to znalezienie pracowników do jej

eprasa.pl f319dfd8e2

oprogramowania, a więc opracowania finalnego produktu. Decydowanie się na samodzielnie przygotowany sprzęt ma sens tylko wtedy, gdy już dysponuje się odpowiednio kompetentnym zespołem prawdziwych elektroników-konstruktorów.

Dotychczasowe doświadczenia i przyzwyczajenia

W ostatnich czasach nawet dostępność doświadczonych inżynierów nie oznacza, że nie należy sięgać po gotowy komputer jednopłytkowy. Wielu konstruktorów miało już doświadczenia z różnymi popularnymi platformami i chętnie z nich korzystają. Znajomość określonej technologii, łatwość korzystania z niej oraz bogaty wybór bibliotek programowych sprawiają, że (szczególnie młodzi) elektronicy czują się lepiej programując znany im komputer jednopłytkowy, zamiast projektując nowy, własny. Na temat popularnych platform łatwo też znaleźć dodatkowe materiały, które pomogą w rozwiązaniu wszelkich problemów. Dostępność dodatkowych bibliotek również skraca czas pracy, potrzebny na realizację większości funkcji, jakie implementuje się w nowoczesnym sprzęcie.

Społeczność, dostępność, jakość i kompatybilność

Wybór komputera jednopłytkowego może być więc podyktowany przyzwyczajeniami, czy nawet gustem, ale są też inne czynniki, o których warto wspomnieć. Z popularnymi platformami, kompatybilnych będzie więcej różnych produktów i akcesoriów. Zmniejsza to ilość problemów, na które natrafi się w trakcie prac projektowych, jak i pozwala stosować różnorodne, gotowe moduły. Bywa też, że moduły te, albo nawet sama platforma, są wstępnie certyfikowane na zgodność z określonymi standardami, wymaganymi by spełnić normy w różnych rejonach świata. To natomiast zazwyczaj świadczy o wysokiej jakości wykonania wyrobu. Taka sprawdzona konstrukcja zmniejsza ryzyko pojawienia się dodatkowych błędów na etapie testowania. W końcu pod uwagę bierze się też dostępność samej platformy. Jeśli ta jest produkowana masowo, można ją dostać szybko i w dużej liczbie sztuk, podczas gdy zapewnienie dostaw bardziej niszowego, mniej popularnego komponentu, może być problematyczne.

Moda i renoma

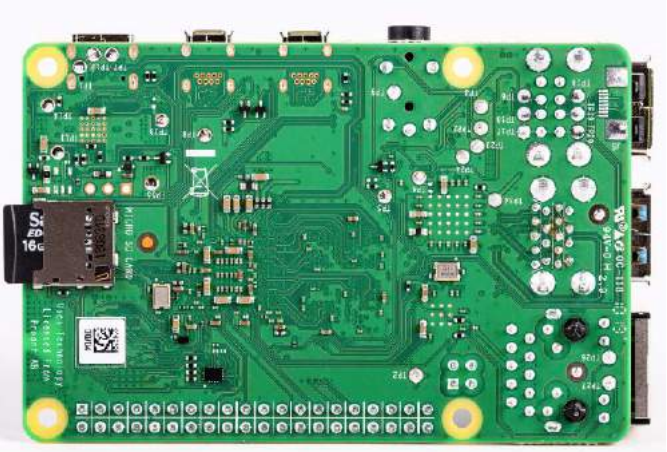
Co ciekawe, coraz częściej można się też spotkać z sytuacjami, w których inwestorowi zależy na użyciu konkretnej platformy jednopłytkowej ze względu na rozgłos, jaki można zdobyć poprzez jej zastosowanie. Sięgnięcie po tak popularny komputer jak Raspberry Pi pozwala podpiąć się pod to niezwykle często wyszukiwane hasło oraz trafić do różnych serwisów informacyjnych, podających wiadomości na temat platform cieszących się powodzeniem. Podparcie produktu znanym rozwiązaniem może też zachęcić klientów do nabycia gotowego wyrobu.

Jakie komputery jednopłytkowe można obecnie znaleźć na rynku i po które z nich warto sięgnąć? Poniżej opisujemy 16 najbardziej znanych i najciekawszych rodzin SBC.

Raspberry Pi

Naturalnie, najbardziej popularną platformą jest Raspberry Pi (**fotografia 1**)– komputer opracowany przez Fundację o tej samej nazwie. Powstał na początku 2019 roku i doczekał się już kilku generacji oraz szeregu odmian. W ramach obecnej generacji, wprowadzonej w połowie 2019 roku, dostępne są trzy odmiany Raspberry Pi Model 4B, różniące się pojemnością wbudowanej pamięci RAM: 1 GB, 2 GB lub 4 GB LPDDR4. Poza tym ich parametry są wspólne, a pod względem wymiarów są kompatybilne z poprzednimi generacjami. Różnią się co prawda złączami, przez co starszego typu obudowy nie będą pasowały do nowych wersji Raspberry Pi, ale wyprodukowane wcześniej moduły, podłączane przez gniazdo rozszerzeń (standardowe 40-pinowe wyprowadzenie, w pełni kompatybilne wstecz ale z dodatkowo multipleksowanymi interfejsami peryferiów UART, I²C i SPI) powinny działać bez zarzutu. Moduły te noszą miano rozszerzeń HAT.

Fotografia 1. Raspberry Pi 4 Model B z 4 GB RAM



Fotografia 2. Raspberry Pi 4 Model B z 4 GB RAM od spodu

Aktualna generacja tego niezwykle popularnego komputera bazuje na układzie BCM2711 firmy Broadcom, zawierającym cztery rdzenie Cortex-A72, taktowane zegarem 1,5 GHz. W SoC zintegrowano też taktowany zegarem 500 MHz rdzeń Broadcom VideoCore VI, który korzysta z pamięci operacyjnej wspólnie z CPU. Komputer Raspberry Pi 4 Model B to pierwszy z modeli, w którym wykorzystano układ SoC wykonany w procesie technologicznym o wymiarze charakterystycznym 28 nm (względem 40 nm w RPI 3), co pozwoliło uzyskać znaczący wzrost wydajności i pozytywnie wpłynąć na energooszczędność. Nowy procesor pozwala też Raspberry Pi 4 Model B pracować z szybkością nawet trzykrotnie większą niż w przypadku jego poprzednika.

Na płytce Raspberry Pi 4 Model B znalazły się dwa porty micro HDMI, które pozwalają na pracę w konfiguracjach z dwoma wyświetlaczami, przy rozdzielczościach do 4K. Dostępne są też liczne interfejsy komunikacyjne. Nowy interfejs USB 3.0 SuperSpeed, pozwala na szybsze przesyłanie danych do pamięci masowych (do 5 Gb/s) – wyprowadzony został w postaci dwóch portów. Na PCB wbudowano też dwa porty USB 2.0.

Ważne są dostępne interfejsy sieciowe. Przewodowy w odróżnieniu od poprzedniej generacji, jest prawdziwie gigabitowy. W starszych modelach gigabitowy Ethernet był ograniczony przez sposób podłączenia go z resztą podzespołów. W RPI 4 Model B faktycznie pozwala na osiągnięcie transferów z szybkością do 1 Gb/s. Natomiast dwuzakresowa sieć bezprzewodowa Wi-Fi w pasmach 2,4 GHz i 5 GHz pozwala na uzyskiwanie rzeczywistych transferów na poziomie ponad 100 Mb/s. Płytka jest wstępnie certyfikowana, dzięki czemu korzystając z niej w finalnej wersji produktu można znacząco skrócić czas potrzebny na testowanie zgodności urządzenia z wymogami regionalnych norm, tym samym zmniejszając koszty i czas wprowadzenia aplikacji na rynek.

eprasa.pl f319dfd8e2

Dostępne jest wejście wideo w postaci 15-pinowego portu CSI (MIPI Camera Interface) – takiego samego, z jakiego korzystały też starsze wersje Raspberry Pi, a więc kompatybilnego wstecz. W ten sposób można wygodnie podłączyć kamery przeznaczone dla komputerów z tej rodziny. Zbierane sygnały wideo można enkodować i dekodować w locie – pomaga w tym sprzętowa akceleracja tych procesów. Dekodowanie H.265 (4k@p60 fps), dekodowanie H.264 (1080p@60 fps) i enkodowanie H.264 (1080p@30 fps) realizowane są z użyciem specjalizowanych bloków procesora. Na szybkość pracy wpływa również wsparcie dla grafiki OpenGL ES 3.0 oraz potokowe przetwarzanie danych z sensora obrazu.

Najnowszy Raspberry Pi 4 Model B ma też czytnik kart microSD (**fotografia 2**) na potrzeby ładowania systemu operacyjnego i przechowywania danych. A za pomocą dodatkowego modułu PoE HAT można z łatwością odbierać zasilanie poprzez interfejs ethernetowy, a więc korzystać z dobrodziejstw standardu Power over Ethernet.

Dzięki kompatybilności nowego Raspberry Pi z poprzednimi wersjami, twórcy mogą z łatwością zwiększyć wydajność starszych projektów, podwyższając ich moc obliczeniową i wybierając większą ilość pamięci, zachowując te same funkcje, przy utrzymaniu wsparcia społeczności, jakie znają z wcześniejszych wersji tego komputera.

Raspberry Pi to pewnego rodzaju punkt odniesienia względem wszystkich innych komputerów jednopłytkowych. Wypada jednak najpierw odnieść wydajność tego komputera do laptopów i PC-tów stacjonarnych. Szacuje się, że w roli komputera stacjonarnego, Raspberry Pi 4 Model B ma wydajność porównywalną do nowego, ekonomicznego PC, opartego o układ z rodziny x86, ale cechującego się wyjątkowymi możliwościami wideo i multimedialnymi. Ponadto jest w stanie szybko pobierać i uruchamiać gry 3D.

W tym kontekście RPI jako alternatywa komputera wypada bardzo korzystnie z uwagi na cenę. Oczywiście – jest to płytka dostarczana bez wyświetlacza, klawiatury, nośnika danych, przewodów, zasilacza ani nawet obudowy, ale i tak jest niedroga. Odmiana wyposażona w 1 GB pamięci RAM, kosztuje jedynie 35 dolarów. Model z 2 GB pamięci RAM, kosztuje 45 dolarów, a z 4 GB pamięci RAM – 55 dolarów. Na rynku pojawia się jeszcze Raspberry Pi Compute Module (**fotografia 3**), który bazuje na Raspberry Pi 3, tyle że ma mniejsze rozmiary i ma mniej złączy.

O ile początkowo Raspberry Pi było stosowane głównie do edukacji oraz przez amatorów, z czasem zaczęli się min interesować profesjonaliści. Nie tylko dlatego, że znali tę platformę, ale też okazywało się, że stanowi ona najszybszy, najtańszy i najwygodniejszy sposób na zrealizowane jakiejś funkcji w biurze. Przez kolejne lata działania w takich dosyć przypadkowych zastosowaniach biznesowych, platforma udowadniała, że można na niej polegać znacznie bardziej niż wydawało się początkowo. Stopniowo kolejne zespoły inżynierskie zaczynały sugerować ją jako podstawę nowych produktów – wpierw konsumenckich i małoseryjnych, a z czasem nawet przemysłowych. W tym drugim świecie Raspberry Pi zadomowiło się wraz z wprowadzeniem na rynek wersji 3, w której zadbano o zwiększoną niezawodność. Komputer Raspberry Pi 4 Model B ma dodatkowo poprawione zarządzanie odprowadzaniem ciepła, a ponadto będzie w produkcji przynajmniej do stycznia 2026 roku. Aktualnie platforma ta cieszy się bardzo dużą popularnością m.in. w sprzęcie medycznym.

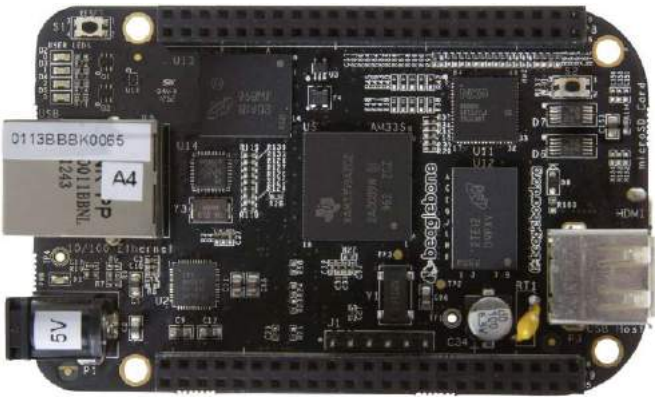
Fotografia 3. Raspberry Pi Compute Module 3

BeagleBone

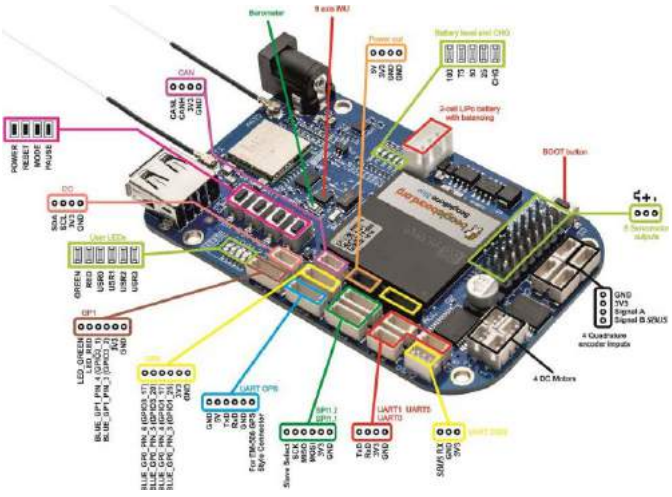
Raspberry Pi to niewątpliwie najbardziej popularny komputer jednopłytkowy. Drugie miejsce w tej kategorii nie jest już tak oczywiste, ale naszym zdaniem przysługuje rodzinie BeagleBone (**fotografia 4**), produkowanej przez organizację BeagleBoard. W odróżnieniu od Raspberry Pi, w przypadku którego nawet różne odmiany dostępne w ofercie w tym samym czasie, nie budzą wątpliwości która z nich jest wersją najmocniejszą, BeagleBoard oferuje płytki bardziej specjalizowane. Jest to konsekwencja przede wszystkim mniejszego rozmiaru komputerów tej serii (typowo 3,5”×2,15”), co sprawia że na płytce mieści się mniej komponentów.

Podstawową – niejako standardową wersją BeagleBone jest BeagleBone Black. Ten kosztujący 49 dolarów komputer pracuje w oparciu o procesor AM3358 z rdzeniem ARM Cortex-A8, taktowanym zegarem 1 GHz. Ma 512 MB pamięci DDR3 RAM oraz – od rewizji C – 4 GB wbudowanej pamięci Flash, a do tego gniazdo kart microSD. Z otoczeniem komunikuje się za pomocą portu miniUSB 2.0 i portu USB 2.0 pracującego w trybie hosta. Pozostałe wyprowadzenia to 7 pinów analogowych, 65 pinów cyfrowych, wyjście microHDMI do przesyłania obrazu i dźwięku, 4 porty UART, 12 wyjść PWM/timerów, dwa interfejsy SPI, dwa I²C, przetworniki analogowo-cyfrowe oraz dwa interfejsy CAN. Jeśli 49 dolarów to zbyt wiele, można sięgnąć po model BeagleBone Green, produkowany przez Seeed Studio, który został pozbawiony interfejsu microHDMI i kosztuje 39 USD.

Bardzo mały rozmiar komputerów BeagleBone sprawił, że są one chętnie używane do wbudowywania w systemy robotyczne, a te by były mobilne, wymagają pozbycia się kabli. Na te potrzeby powstał BeagleBone Blue (**rysunek 5**). Pod względem procesora i pamięci nie różni się niczym od wersji C BeagleBone Black, ale ma tylko 4 wyprowadzenia analogowe i 24 cyfrowe. Zamiast tego ma zintegrowane interfejsy Bluetooth 4.1 BLE i Wi-Fi 802.11b/g/n. Ponadto wbudowano weń przydatne czujniki: barometr, akcelerometr, żyroskop i sensor



Fotografia 4. BeagleBone Black



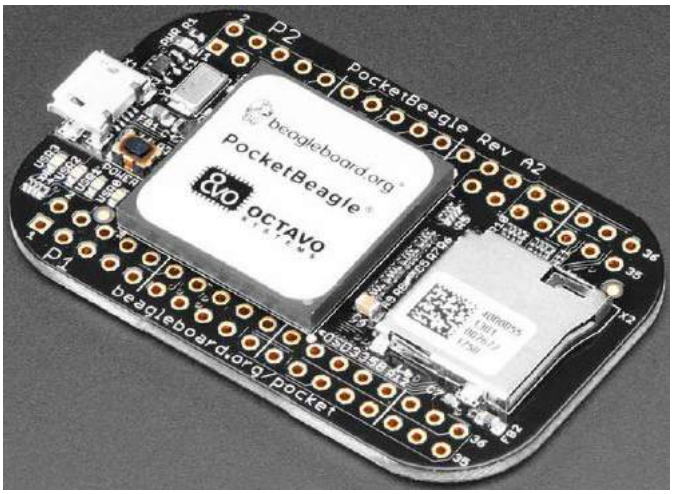
Rysunek 5. BeagleBone Blue

eprasa.pl f319dfd8e2

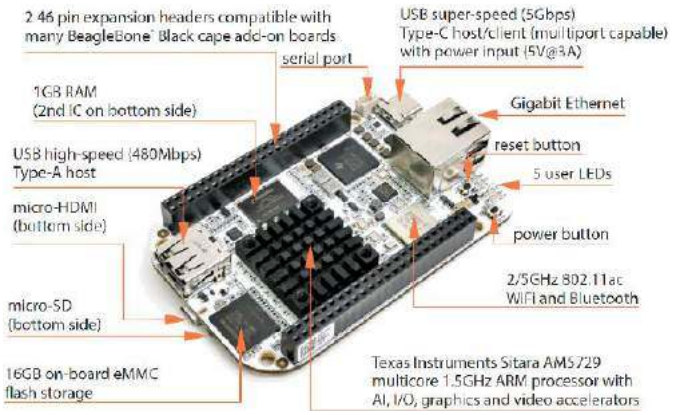
temperatury. By jeszcze bardziej zwiększyć użyteczność tej płytki w robotyce, BeagleBone Blue został wyposażony w interfejsy do sterowania serwonapędami i silnikami stałoprądowymi. Nie ma natomiast wyjścia HDMI – zamiast tego sygnał wideo jest w stanie przesyłać przez SPI. Niestety, wszystkie te dodatkowe elementy znacząco podnoszą cenę płytki, która wynosi 79 USD. Jeśli wbudowane sensory są dla kogoś cennym dodatkiem, ale nie zamierza realizować systemu robotycznego, może sięgnąć po BeagleBone Enhanced, który pod względem liczby wyprowadzeń nie różni się od modelu Black, ale ma czujniki z modelu Blue i kosztuje 69 dolarów. Co ważne, ma dwukrotnie większą pamięć RAM, a więc cały 1 GB DDR3.

Tak jak w przypadku Raspberry Pi dostępny jest Compute Module, który pozwala na wykorzystanie tej popularnej platformy w projekcie o bardzo ograniczonych rozmiarach, tak i w przypadku BeagleBone dostępny jest model PocketBeagle (**fotografia 6**). Płytka PocketBeagle ma wymiary 56×35 mm, a wszystkie wyprowadzenia poza microUSB są dostępne w postaci przewlekanych pól lutowniczych. Sercem tego minikomputera jest taki sam układ, jak w przypadku wcześniej opisanych BeagleBone. Dostępna pamięć RAM ma pojemność 512 MB. Komputer pozwala też na ładowanie systemu z karty microSD. Płytka jest tańsza niż pozostałe – kosztuje ok. 30 USD.

Najnowszym dzieckiem w rodzinie jest BeagleBone AI (**rysunek 7**), który został zaprojektowany, by przekonać elektroników, w jaki sposób sztuczna inteligencja może być wykorzystywana w codziennym życiu. Płytka została specjalnie przygotowana pod kątem projektów opartych o AI i w tym celu wyposażono ją w mechanizm przetwarzania sieci neuronowych, który pozwala szybko wykonywać złożone algorytmy na poziomie sprzętowym. BeagleBone AI bazuje też na obeznaniu użytkowników z poprzednimi wersjami płytek, a to z uwagi na fakt, że nowy model ma takie same wymiary i kształty, jak BeagleBone Black.



Fotografia 6. PocketBeagle



Rysunek 7. BeagleBone AI

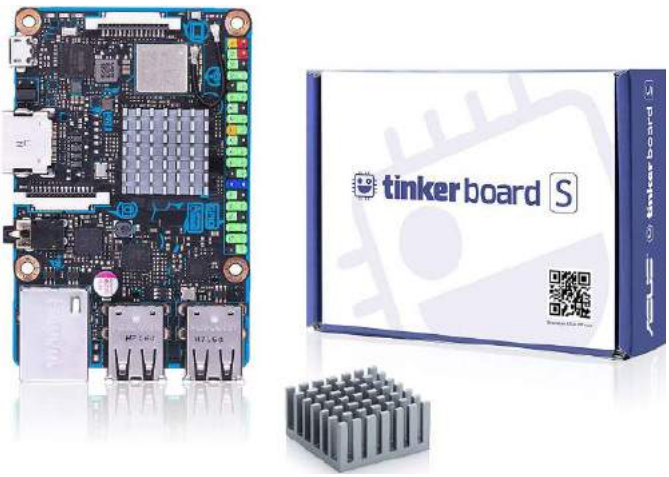
Płytka BeagleBone AI została zbudowana z wykorzystaniem sprawdzonego już systemu operacyjnego Linux, dostępnego z otwartym kodem źródłowym w ramach serwisu ***www.BeagleBoard.org***. Wypełnia lukę pomiędzy małymi komputerkami jednopłytkowymi a komputerami przemysłowymi. Płytka jest od razu dostarczana z radiatorem i anteną oraz nie wymaga dodatkowej karty microSD do rozpoczęcia pracy. BeagleBone AI bazuje na zupełnie innym układzie scalonym jako CPU. Tym razem jest to Texas Instruments Sitara AM5729, a więc scalak z dwoma rdzeniami ARM Cortex-A15. W układzie znalazły się też dwie jednostki zmiennoprzecinkowe DSP serii C66x, 2,5 MB wbudowanej pamięci cache L3, dwa rdzenie ARM Cortex-M4 jako koprocesory, cztery rdzenie graficzne Embedded Vision Engine, dwie dwurdzeniowe jednostki programowalne PRU-ICSS, akcelerator grafiki 2D (BB2D), dwurdzeniowy akcelerator grafiki 3D, PowerVR SGX544 oraz obwody do sprzętowego enkodowania i dekodowania wideo w rozdzielczości do 4K. Na płytce zainstalowano 1 GB pamięci RAM i 16 GB pamięci eMMC Flash. Dotąd stosowany port microUSB zastąpiono złączem USB typu C. Na płytce znajduje się też gigabitowy interfejs ethernetowy, dwuzakresowy interfejs Wi-Fi i Bluetooth oraz gniazdo microHDMI. Niestety, tak bogato wyposażona, miniaturowa płytka, kosztuje odpowiednio więcej – jej cena wynosi około 117 USD.

Asus Tinker Board

O kolejnych miejscach w rankingu popularności trudno już mówić bardziej konkretnie. Na rynku dostępnych jest masa różnych komputerów jednopłytkowych, którymi zainteresowanie zmienia się błyskawicznie, na fali akcji marketingowych i innych wydarzeń. Jedną z takich płytek jest Asus Tinker Board (**fotografia 8**), która doczekała się już zmodernizowanej wersji określanej dopiskiem „S".

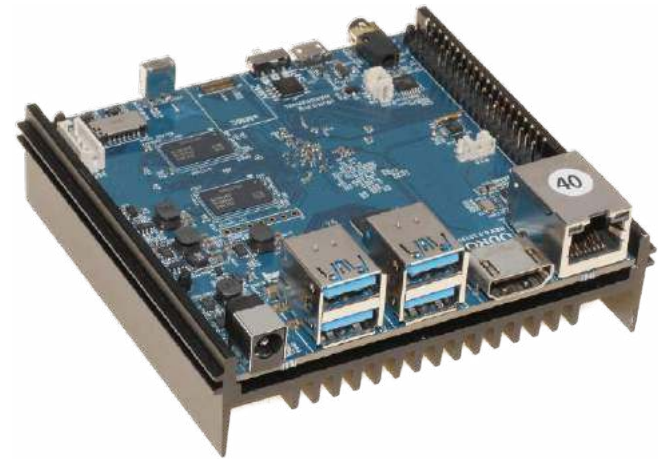
Asus Tinker Board S to dosyć mocny komputer jednopłytkowy, opracowany przez firmę znaną z produkcji płyt głównych, laptopów i kart graficznych. Minikomputer można nazwać konkurencją dla Raspberry Pi. Wersja S ma wbudowany czterordzeniowy procesor RK3288 firmy Rockchip i 2 GB pamięci RAM DDR3. Na PCB znalazło się też 16 GB pamięci Flash eMMC oraz gniazdo kart micro SD. Dostępne interfejsy komunikacyjne to gigabitowy Ethernet, Wi-Fi 802.11 b/g/nm Bluetooth 4.0 i cztery porty USB 2.0. Oprócz tego na 40-pinowym gnieździe wyprowadzono 28 GPIO, 2 magistrale SPI, 2 magistrale I²C, 4 UART, 2 PWM i 1 PCM/I²S. Ponieważ dzielą one te same wyprowadzenia, skorzystanie z jednych interfejsów może ograniczyć dostępność pozostałych. Warto dodać, że Asus Tinker Board S ma też 15-pinowe wejście MIPI CSI i jedno 15-pinowe MIPI DSI, co tym bardziej upodabnia tę płytkę do Raspberry Pi.

Asus Tinker Board S ma wymiary 85,5×54 mm i masę 55 g. Bywa, że można ją nabyć już za niecałe 370 zł brutto, ale u niektórych dystrybutorów jej cena sięga 500 zł.



Fotografia 8. Asus Tinker Board S

eprasa.pl f319dfd8e2



Fotografia 9. ODROID-N2

Fotografia 11. Banana Pi M4

ODROID

Pomysł przygotowania konsumenckiego komputera jednopłytkowego pojawił się wcześniej niż na rynek wprowadzono Raspberry Pi. Jednym z pionierów jest firma Hardkernel, która opracowała komputer serii ODROID. Jej pierwszy model został wprowadzony do sprzedaży w 2009 roku i zawierał jednordzeniowy układ Samsung S5PC100, oparty o ARM Cortex-A8. Co ciekawe, była to płytka przygotowana z myślą o systemie operacyjnym Android – stąd też nazwa produktu. Od 2012 roku nowe modele ODROIDa pojawiają się dosyć często. Najnowszym z produktów jest ODROID-N2 (**fotografia 9**) – płytka wprowadzona w 2019 roku i oparta o wielordzeniowy układ S922X, w którym znalazły się cztery rdzenie Cortex-A73, taktowane zegarem 1,8 GHz oraz dwa rdzenie Cortex-A53, taktowane zegarem 1,9 GHz. To dosyć rzadka konfiguracja, w której mniejsze rdzenie korzystają z szybszego zegara. Za obsługę grafiki w ODROIDzie odpowiada rdzeń Mali-G52, a dostępna pamięć RAM (DDR4) ma pojemność 4 GB lub 2 GB. Komputer ma aż cztery złącza USB 3.0, pracujące w trybie hosta oraz jedno złącze USB 2.0 OTG. Są dwa wyjścia wideo: jedno HDMI 2.1 i jedno kompozytowe. Komunikacja sieciowa odbywa się przez gigabitowy Ethernet przewodowy. Wymiary płytki to 90×90×17 mm. Trzeba jednak uwzględnić dosyć duży radiator, który sam ma wymiary 100×91×25 mm. Warto zaznaczyć, że najnowsza płytka jest zgodna z Androidem 9 Pie i Ubuntu 18.04 LTS, co dobrze o niej świadczy. Cena tego minikomputera zależy od ilości pamięci. Wersja z 2 GB RAM kosztuje 60 USD, a z 4 GB – 70 USD.

Fotografia 10. Zestaw ODROID GO

Ciekawostką jest również całkiem nowy ODROID-GO (**fotografia 10**). Wyceniony na jedynie 32 dolary, ten komputer jednopłytkowy bazuje na układzie ESP32-WROVER z 16 MB pamięci Flash. Procesor może być taktowany zegarem z zakresu od 80 MHz do 240 MHz i ma 4 MB pamięci PSRAM. Został wyposażony w interfejs Wi-Fi 802.11 b/g/n i Bluetooth 4.2 (LE). Jest sprzedawany w zestawie, który wyglądem przypomina miniaturową, przenośną konsolę. Za wspomnianą cenę otrzymuje się więc także 2,4-calowy kolorowy wyświetlacz TFT-LCD o rozdzielczości 320×240 pikseli, akumulator litowo-polimerowy o pojemności 1200 mAh, głośniczek o mocy 0,5 W i obudowę oraz kilka klawiszy. Komputer ma też złącze USB oraz 10-pinowe gniazdo rozszerzeń. Komputer ten został przygotowany z okazji 10-lecia ODROIDa.

Banana Pi

Ta bezpośrednia (co widać po nazwie) konkurencja Raspberry Pi wielokrotnie była nazywana zabójcą RPI. Jest to chińska konstrukcja o kształcie i cechach bardzo zbliżonych do Raspberry Pi, tyle że za każdym razem mocniejsza niż to co w danym okresie oferowała Fundacja Raspberry Pi. Na obecnie sprzedawaną rodzinę produktów składa się dosyć wiele modeli o różnych wymiarach i parametrach, ale najbardziej klasycznym a zarazem najnowocześniejszym jest model M4 (**fotografia 11**). Bazuje on na układzie Realtek RTD1395 z czterema 64-bitowymi rdzeniami ARM Cortex-A53. Za grafikę odpowiada układ Mali 470 MP4, a dostępna pamięć RAM to 1 GB DDR4, przy czym można też nabyć wersję z 2 GB RAMu. Na płytce znajduje się 8 GB pamięci eMMC flash oraz gniazdo kart microSD. Co ciekawe, komputer obsługuje jedynie 100-megabitowy Ethernet przewodowy, zamiast gigabitowego. Prawdopodobnie decyzję tę podjęto na fali malejącej popularności sieci kablowych, bo wbudowane interfejsy radiowe to Wi-Fi 802x11 n/g/n/ac oraz Bluetooth 4.2. Wykorzystane wyjście wideo to pełny port HDMI, przy czym sygnał audio można też dostać z gniazda mini-jack. Na płytce znalazły się również cztery porty USB 2.0 i gniazdo typu C, przy czym ono także zgodne jest jedynie ze standardem USB 2.0. Na szczęście komputer można rozszerzyć za pomocą kart PCI express w formacie M.2.

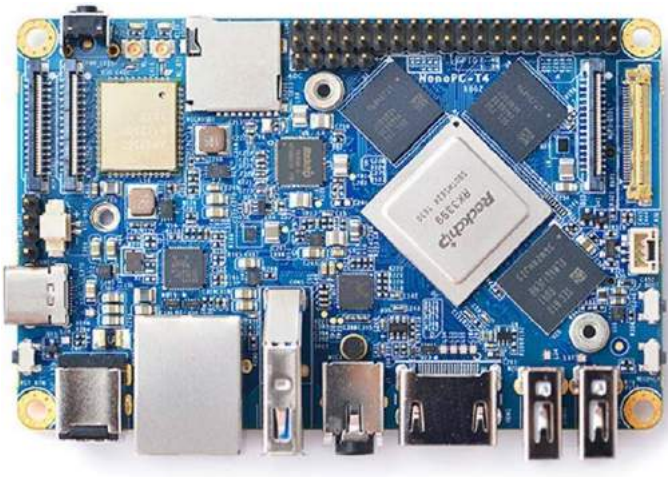
Płytka ma wymiary 92×60 mm i waży 48 gramów. Obsługuje do 28 GPIO oraz interfejsy UART, I²C, SPI i PWM. Przybliżony koszt komputera to 200 złotych.

NanoPC, NanoPi i ZeroPi

Kolejnym chińskim producentem komputerów jednopłytkowych jest Friendly ARM, który korzysta czasem także z nazwy Friendly Electronics. W swojej ofercie ma cały szereg różnego rodzaju płytek, ale chyba najbardziej wartymi uwagi są komputer serii NanoPi (**fotografia 12**), NanoPC (**fotografia 13**) i ZeroPi (**fotografia 14**).

eprasa.pl f319dfd8e2

Fotografia 12. NanoPI M4V2



Fotografia 13. NanoPC-T4

Fotografia 14. ZeroPI

Fotografia 15. ZeroPI w trakcie wsuwania w metalową obudowę

Rodzina NanoPi obejmuje najnowsze produkty, a w tym model M4V2, wyceniony na 70 dolarów. Z wyglądu bardzo przypomina Raspberry Pi, choć od razu widać w nim różnice. Sercem komputera jest układ Rockchip RK3399, w którym znalazły się dwa rdzenie Cortex-A72, taktowane zegarem do 2 GHz oraz cztery mniejsze rdzenie, Cortex-A53, taktowane zegarem do 1,5 GHz. Za grafikę odpowiada Mali-T864. Użytkownik ma do dyspozycji całkiem dużo pamięci, bo aż 4 GB pamięci RAM LPDDR4. Brak natomiast wbudowanej pamięci Flash. Komunikacja z otoczeniem odbywa się przez gigabitowy port ethernetowy i dwuzakresowe Wi-Fi 802.11 a/b/g/n/ac oraz Bluetooth 4.1. Na krótsze dystanse dane można wymieniać przez USB 3.0 (cztery wyprowadzenia typu A) oraz USB 2.0 OTG ze złączem typu C. Dostępne jest wyjście HDMI 2.0a, oraz analogowe wyjście i wejście audio.

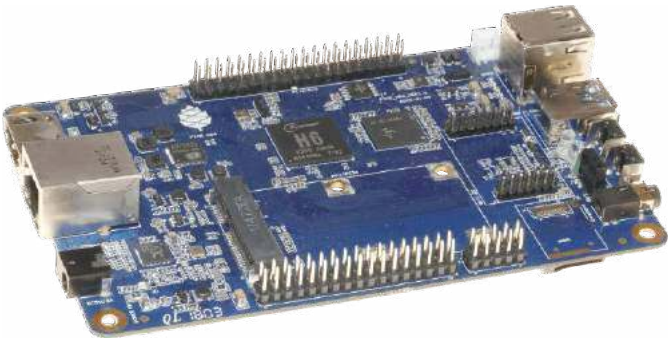
Podstawowe gniazdo rozszerzeń obejmuje 40 pinów, ale obok niego umieszczono drugie, 24-pinowe gniazdo, na którym wyprowadzono dwa niezależne, natywne sygnały interfejsu USB 2.0, pracującego w trybie hosta, linie interfejsu PCI express ×2, jeden PWM ×1 i sygnał przycisku zasilania. Co ciekawe, znalazło się też miejsce na dwa gniazda MIPI-CSI do podłączenia kamer. Płytka ma też wbudowany zegar czasu rzeczywistego, podtrzymywany niezależnie za pomocą zewnętrznej baterii. Wymiary płytki to 85×56 mm.

Ta sama firma oferuje również teoretycznie mocniejszą, choć nieco starszą wersję swojej platformy: NanoPC-T4. Nie różni się on ani jednostką centralną od NanoPi M4V2, ale ma 4 GB pamięci LPDDR3 RAM. Wbudowano też 16 GB pamięci eMMC Flash. Wyprowadzenia sieciowe i wideo są identyczne, ale rozmiary płytki większe: wynoszą 100×64 mm. Obecnie komputer ten jest sprzedawany za ok. 110 dolarów, czyli po cenie promocyjnej.

O ile dwa powyżej opisane komputery, poza ciekawymi rozszerzeniami nie wyróżniają się zbytnio, warto zwrócić uwagę na model ZeroPi, kosztujący jedynie 13 USD. Jest to niezwykle mały komputerek – jego wymiary to jedynie 40×40 mm, nie wliczając tego o ile na boki wystają z niego złącza. Urządzenie bazuje na czterordzeniowym układzie Allwinner H3 (4×Cortex-A7), taktowanym zegarem do 1,2 GHz. Na pokładzie znalazło się też 512 MB pamięci RAM i gigabitowy interfejs ethernetowy, którego złącze znacząco wpływa na kubaturę całego PC. Dane można zapisywać na karcie microSD, a łączność z otoczeniem i zasilanie zapewnia USB 2.0. Producent zapewnia, że sprzęt ten może pracować w temperaturze id –20 do +70°C. To niezwykle ciekawa konstrukcja, pokazująca jak daleko zaszła miniaturyzacja. Sprzęt może działać pod kontrolą systemów UbuntuCore, OpenWrt i Armbian. Warto dodać, że za 3 dolary można dokupić idealnie dopasowaną do komputera, aluminiową obudowę (**fotografia 15**), a za 1 dolara, przezroczystą obudowę akrylową.

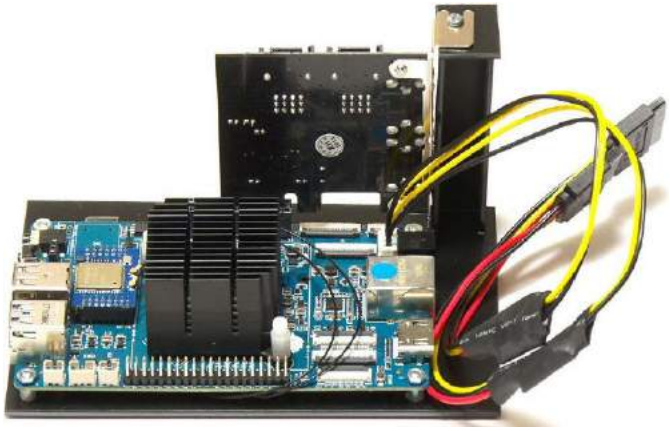
Pine64

Rodzina komputerów Pine64 obejmuje nie tylko komputery jednopłytkowe, ale także inne urządzenia elektroniczne – w tym laptopy, smartfony, tablety, kamery itd. Wszystkie są tworzone przez społeczność i mają otwarte źródła. W ramach SBC Pine64 oferuje sześć modeli. Jedną z nowości w tej rodzinie jest Pine H64 (**fotografia 16**). CPU



Fotografia 16. Pine H64

eprasa.pl f319dfd8e2



Fotografia 17. Pine ROCKpro64 z zamontowaną pionowo kartą rozszerzeń, przewodami SATA i dużym radiatorem

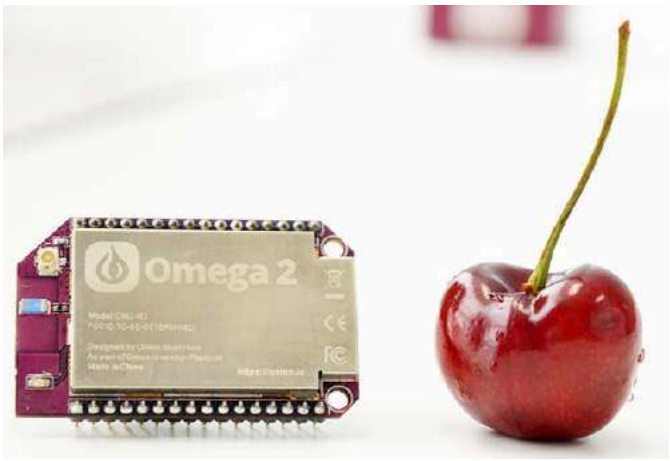
płytki to układ Allwinner H6 z czterema 64-bitowymi rdzeniami ARM Cortex-A53, taktowanymi zegarem 1488 MHz. GPU to układ ARM Mali T720MP2. Płytkę można dostać z 1 GB, 2 GB lub 3 GB pamięci LPDDR3 oraz z wbudowanym 128 Mb pamięci SPI Flash.

Pine H64 obsługuje gigabitowy Ethernet przewodowy, Wi-Fi 802.11 b/g/n/ac, Bluetooth 4.1, ma jedno gniazdo USB 3.0 i dwa porty USB 2.0. Można do niej podłączyć baterię do podtrzymania zegara czasu rzeczywistego. Wymiary płytki to 85×56×19 mm.

Warto też zwrócić uwagę na komputer ROCKPro64 (**fotografia 17**), który wzorem konstrukcji przeznaczonych na rynek przemysłowy – ma zagwarantowane dosyć długie wsparcie, bo aż do 2023 roku. Ten SBC został zbudowany w oparciu o układ Rockchip RK3399, który zawiera dwa 64-bitowe rdzenie Cortex-A72, taktowane zegarem 2,0 GHz i cztery rdzenie Cortex-A53, taktowane zegarem 1,5 GHz. Na pokładzie znalazło się 2 GB lub 4 GB pamięci RAN LPDDR4, zależnie od wybranej wersji. Wbudowano też 128 Mb pamięci SPI Flash. Komputer ma ponadto wyjście HDMI, dwukanałowe MIPI-DSI, port eDP 1.3 i DisplayPort 1.2 oraz dwukanałowe MIPI-CSI. Obsługuje gigabitowy Ethernet oraz sieć Wi-Fi 802.11 a/b/g/n/ac z opcjonalnym Bluetoothem 4. Dostępne porty USB to jedno wyprowadzenie USB 3.0 (praca w trybie hosta), jedno USB typu C OTG i dwa USB 2.0 typu Host.

Onion Omega

Bardzo ciekawe podejście do komputerów jednopłytkowych zastosowała firma Onion w swoim najnowszym minikomputerze serii Omega (**fotografia 18**). Firma ta tworzy tak naprawdę bardzo małe moduły, które pasują do różnych – również przez siebie produkowanych – płytek bazowych. Jest to koncepcja znana w środowisku przemysłowym, a Onion przeniosło ją w miniaturowej postaci do świata konsumenckiego. Obecnie w ofercie znajdują się dwie wersje modułu Onion: Omega2 i Omega2S (**fotografia 19**).



Fotografia 18. Onion Omega2

Fotografia 19. Onion Omega2+ i Onion Omega2S+

Model Omega2 kosztuje 10,75 USD i ma wymiary 1,7×1 cal. Jest przeznaczony do montażu przewlekanego i ma wbudowany procesor MT7688 z rdzeniem MIPS, taktowanym zegarem 580 MHz. Na pokładzie znajduje się też 64 MB pamięci RAM DDR2, 16 MB pamięci Flash, interfejs Wi-Fi 802.11 b/g/n na częstotliwości 2,4 GHz, wyprowadzenia przewodowego fast Ethernetu, interfejsu USB 2.0 i 12 pinów GPIO.

Niedługo w sprzedaży pojawi się natomiast moduł do montażu powierzchniowego: Omega2S. Jego wymiary to 34×20×2,8 mm. Pod względem parametrów powinien przypominać model Omega2, przy czym będzie dostępna też wersja Omega2S+, wyposażona w 128 MB pamięci RAM i 32 MB pamięci Flash. W sprzedaży oferowany jest wciąż model Omega2 Pro, a być może pojawi się ponownie wersja Omega2+.

Warto zaznaczyć, że Onion Omega to pełnoprawne komputery, działające na Linuksie LEDE, który bazuje na OpenWRT.

Nvidia Jetson

Bardzo nietypowymi komputerami jednopłytkowymi są modele należące do rodziny Jetson firmy Nvidia (**fotografia 20**). Zostały one zaprojektowane z myślą o opracowywaniu rozwiązań wymagających bardzo dużej mocy obliczeniowej na potrzeby przetwarzania strumieni danych – najlepiej wideo. Obecnie dostępne są trzy płytki: Nano, TX2 i AGX Xavier, przy czym z racji ich cen skoncentrujemy się na najtańszej, a więc Jetson Nano. Kosztuje ona około 500 zł netto, a więc mieści się w zakresie cenowym produktów omawianych w tym artykule.

Nvidia Jetson Nano ma wymiary 70×45 mm i jest najmniejszą z płytek Jetson. Ten gotowy do wykorzystania w produkcji moduł typu *System on Module potrafi* wiele, jeżeli chodzi o wdrażanie Sztucznej Inteligencji do urządzeń brzegowych w wielu branżach – od inteligentnych miast po robotykę. Jetson Nano zapewnia 472 GFLOPów mocy obliczeniowej na potrzeby szybkiej pracy z algorytmami nowoczesnej SI. Może równolegle uruchomić wiele sieci neuronowych i jednocześnie przetwarzać dane z wielu czujników o wysokiej

Fotografia 20. Nvidia Jetson Nano

eprasa.pl f319dfd8e2

Fotografia 21. Libre Computer AML-S905X-CC Le Potato

Fotografia 23. Libre Computer ROC-RK3328-CC Renegade

rozdzielczości, co czyni z ją dobrym wyborem w podstawowych, sieciowych rejestratorach obrazu (NVR), domowych robotach i inteligentnych bramkach o bogatych funkcjach analitycznych.

W Nvidii Jetson kluczowy jest GPU a nie CPU. Jednostka ta oparta jest o architekturę Nvidia Maxwell ze 128 rdzeniami CUDA. Natomiast CPU to po prostu cztery rdzenie ARM Cortex-A57. Płytka wyposażona jest w dużą ilość RAMu: 4 GB LPDDR4 oraz w 16 GB pamięci Flash eMMC 5.1. Pozwala na podłączenie 12 torów MIPI CSI-2 (przepustowość 18 Gb/s). Zastosowano gigabitowy Ethernet przewodowy, a dostępne wyjścia wideo to HDMI 2.0 lub Display Port 1.2 albo eDP 1.4. Płytkę można rozszerzyć poprzez gniazdo PCI express x1/2/4 oraz za pomocą jednego złącza USB 3.0 i trzech złączy USB 2.0. Dostępne są też interfejsy SDIO, dwa SPI, cztery I^2C, dwa I^2S i różne GPIO. Co ważne, pomimo bardzo dużej mocy obliczeniowej, płytka pobiera z sieci nie więcej niż 10 watów.

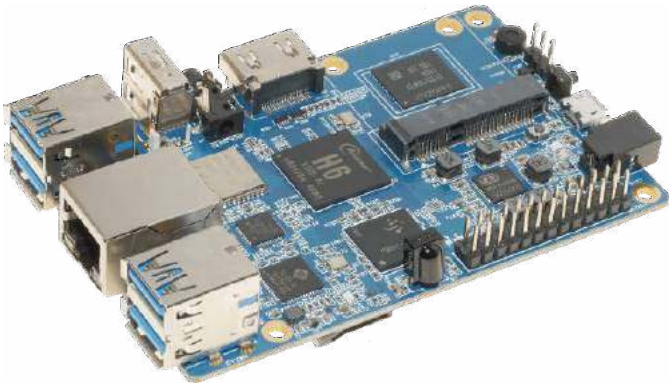
Libre Computer

Innym, już mniej popularnym „zabójcą Raspberry Pi" tytułowany był jeden z komputerów firmy Libre Computer. Chodzi o Le Potato, oznaczony też jako AML-S905X-CC (**fotografia 21**). Jest to płytka z układem Amlogic S905X, w którym znalazły się cztery rdzenie ARM Cortex-A53, taktowane zegarem 1,5 GHz. Za grafikę odpowiada tam ARM Mali 450 MP3. Pamięć RAM ma pojemność 1 GB lub 2 GB, w zależności od wersji. Dostępne jest m.in. wyjście wideo HDMI 2.0, cztery złącza USB 2.0 typu A, interfejs fast Ethernet, gniazdo kart microSD i 40-pinowe gniazdo rozszerzeń. Koszt tego SBC wynosi 30 USD w wersji z 1 GB RAM i 40 USD w wersji z 2 GB RAMu.

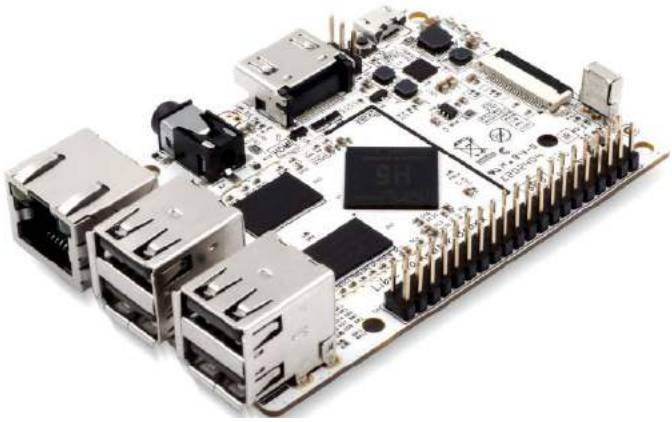
Dwa pozostałe z obecnie oferowanych komputerów Libre to ALL--H3-CC (**fotografia 22**), nazywany też mianem Tritium, oraz ROC-RK-3328-CC (Renegade) (**fotografia 23**). Tritium dostępny jest w wersjach różniących się procesorem – jest to Allwinner H2+, H3 lub H5. Kosztuje od 20 do 35 dolarów, zależnie od wersji. Mocniejszy jest Renegade, w którym zastosowano 64-bitowy, czterordzeniowy Rockchip RK3328, taktowany zegarem 1,4 GHz. Pozostałe parametry tego komputera są zbliżone do Le Potato, przy czym dostępna pamięć RAM sięga 4 GB, jeden z portów USB pracuje w standardzie 3.1, a wbudowany Ethernet jest gigabitowy. Renegade kosztuje 35 USD w wersji z 1 GB RAMu, 50 dolarów z dwukrotnie większą pamięcią i aż 80 USD w modelu 4-gigabajtowym.

Orange Pi

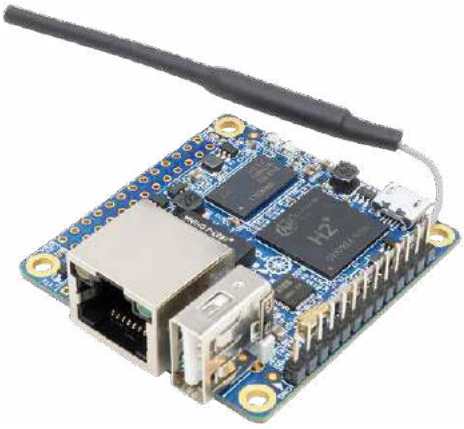
Jeszcze jednym niedoszłym zabójcą Raspberry Pi jest chiński Orange Pi. Powstał już w ponad 20 odmianach. Dwie z najnowszych to Orange Pi 3 (**fotografia 24**) i Orange Pi Zero LTS (**fotografia 25**). Ich producentem jest firma Shenzhen Xunlong Software CO., Limited.



Fotografia 24. Orange Pi 3

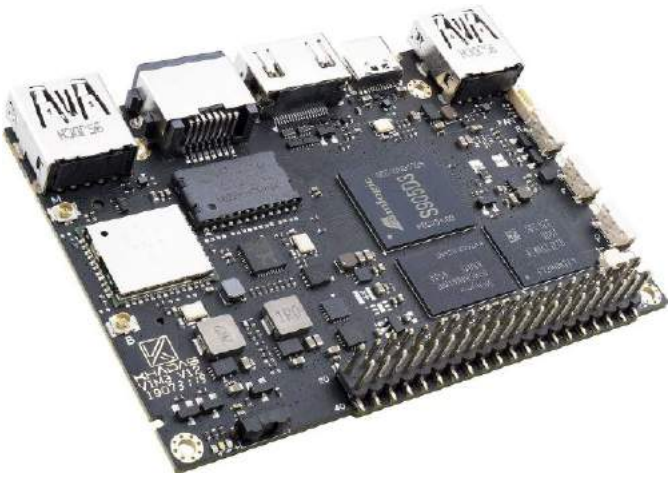


Fotografia 22. Libre Computer ALL-H3-CC Tritium

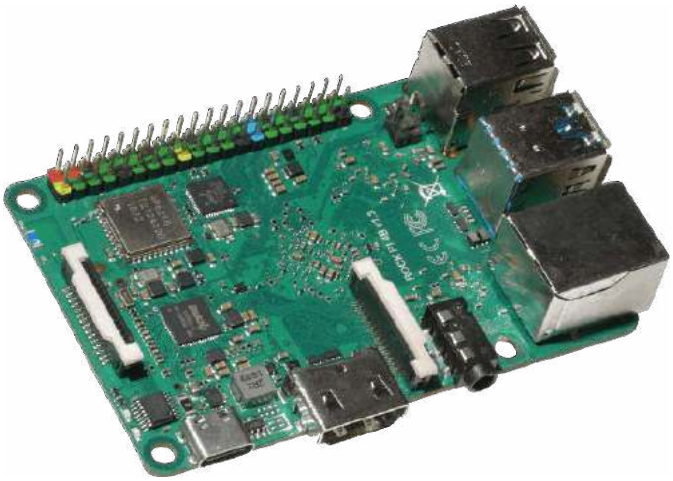


Fotografia 25. Orange Pi Zero LTS

eprasa.pl f319dfd8e2



Fotografia 26. Khadas VIM3L



Fotografia 28. Rock Pi 4 Model B

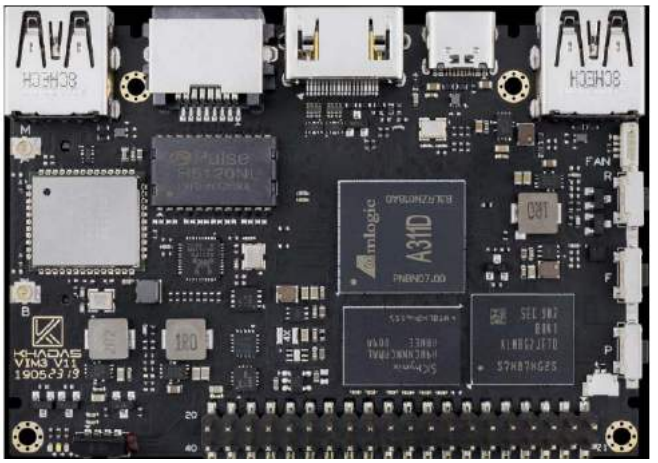
Pierwszy z nich bazuje na czterordzeniowym, 64-bitowym układzie Allwinner H6, taktowanym zegarem 1,8 GHz (rdzenie Cortex-A53). Grafika obsługiwana jest przez rdzeń Mali T720. Dostępne są cztery kombinacje pamięci: 1 GB LPDDR3 lub 2 GB LPDDR3 bez pamięci eMMC, lub tyle samo RAMu w wersji z 8 GB eMMC Flash. Wyróżnikiem tego modelu jest nowoczesny układ radiowy: AP6256, który obsługuje nie tylko Wi-Fi IEEE 802.11 a/b/g/n/ac, ale też Bluetooth 5.0. Zadbano też o szybki, gigabitowy interfejs sieci przewodowej, oparty o chipset Realtek RTL8211. Wyjście HDMI pracuje w standardzie 2.0a. Dostępne jest gniazdo rozszerzeń PCI express 2.0 ×1, 1 gniazdo USB 2.0 pracujące w trybie hosta, 1 USB 2.0 OTG (microUSB) i aż cztery USB 3.0. Wymiary płytki to 90×64 mm.

Znacznie mniej bogato prezentuje się Orange Pi Zero LTS, w którym zastosowano czterordzeniowy układ Allwinner H2 (Cortex-A7). Pracuje on w połączeniu z rdzeniem Mali 400MP2, odpowiadającym za grafikę. Dostępne jest 256 MB lub 512 MB pamięci DDR RAM. Za nośnik danych służy mała karta pamięci microSD – do 32 GB. Wbudowany interfejs sieciowy to fast Ethernet. Dostępne jest jedno gniazdo USB 2.0 w trybie Host i jedno USB 2.0 OTG. Kluczowe są jednak rozmiary płytki: 48×46 mm i masa 26 gramów.

Khadas

Za najbardziej unikalne, a zarazem odkrywcze należy uznać komputery serii Khadas. Jest to również chińska marka, a siedziba producenta znajduje się w Shenzhen. Produkowane przez tę firmę komputery noszą nazwę VIM i dostępne są w kilku wersjach: VIM1 Pro (obecnie v14), VIM2 Pro (też v14), VIM3L, VIM3 Basic/Pro i Edge-V Pro. To co je wyróżnia to bardzo nowoczesne podzespoły. O ile wiele z wcześniej opisanych komputerów ma procesory wykonane w procesie technologicznym o wymiarze charakterystycznym 40 nm lub 28 nm (w tym najnowsze generacje Raspberry Pi), firma Khadas zastosowała w komputerach VIM3L i VIM3 Basic/Pro układy wykonane w technologii 12 nm! Model VIM3L (**fotografia 26**) ma procesor Amlogic S905D3-N0N z czterema rdzeniami Cortex-A55, taktowanymi zegarem 1,9 GHz o wsparcie układu graficznego Mali G31 MP2. Natomiast VIM3 Pro (**fotografia 27**)ma układ Amlogic A311D z czterema rdzeniami Cortex-A73, taktowanymi zegarem 2,2 GHz i dwoma rdzeniami Cortex-A53, taktowanymi zegarem 1,8 GHz. Za grafikę odpowiada w nim Mali G52 MP4. Oba te komputery mają też jednostkę do przetwarzania sieci neuronowych o wydajności 1,2 TOPS w przypadku VIM3L i 5 TOPS w modelu VIM3 Pro. Komputery różnią się też wbudowaną pamięcią. VIM3L ma 2 GB LPDDR4 RAM i 16 GB pamięci eMMC Flash. VIM3 Pro ma 4 GB LPDDR4 RAM i 32 GB eMMC Flash. Większość pozostałych cech jest wspólna: 16 MB pamięci SPI Flash, wsparcie dla Wi-Fi 802.11ac, Bluetooth 5.0, gigabitowy Ethernet przewodowy, PCI express 2.0 ×1, HDMI 2.1a, 1×MIPI-DSI trójosiowy akcelerometr, 1×USB 3.0, 1×USB 2.0 oraz USB 2.0 typu C jako OTG i gniazdo zasilania. Model VIM3L ma też podwójny, a model VIM3 Pro poczwórny interfejs kamery MIPI-CSI. Wszystkie komputery VIM mają wymiary 82×58×11,5 mm. VIM3 Pro kosztuje 140 dolarów, a VIM3L 70 USD. Dostępny jest jeszcze model VIM3 Basic, który ma parametry takie, jak VIM3 Pro, lecz dwa razy mniej RAMu i pamięci eMMC. Ta odmiana kosztuje 100 dolarów.

Na komputerach VIM można uruchomić systemy Android, AndroidTV, Armbian, Arch Linux, Manjaro, Ubuntu XFCE, LibreELEC, CoreELEC, Lakka, Volumio, OpenWRT i Google Fuchsia.



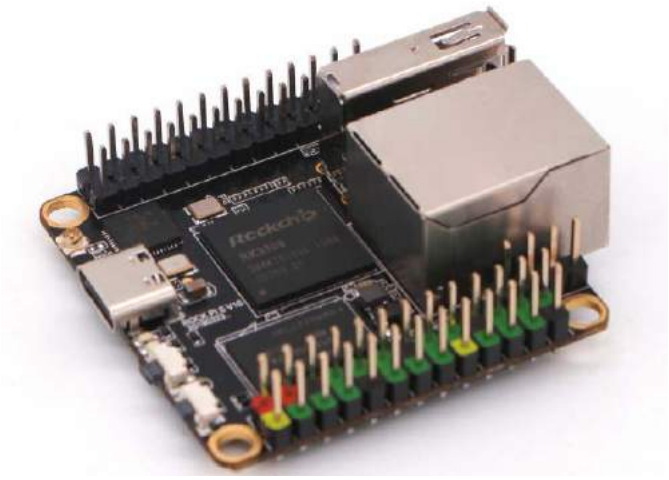
Fotografia 27. Khadas VIM3 Pro

Rock Pi

Wracamy do komputerów przypominających Raspberry Pi. Rock Pi (**fotografia 28**) konsekwentnie „ulepsza" Raspberry Pi i oferuje już swoją własną wersję czwartej generacji komputera. Rock Pi 4 bezpośrednio porównuje się do swojej konkurencji, choć oficjalnie ukrywa nazwy produktów firm, z którymi rywalizuje. Nie trzeba jednak wielkiej znajomości rynku, by wiedzieć o kogo chodzi. Z prezentowanych wykresów wynika, że Rock Pi 4 wypada niemal trzy razy lepiej od Raspberry Pi i ponad półtora raza lepiej od Asus Tinker Board w teście GeekBench dla zastosowań jednordzeniowych. Jeszcze większą przewagę wykazuje w teście GPU (GLMark2-es) – podaje ponad 6-krotnie wyższą wydajność niż Raspberry Pi w grafice pełnoekranowej i o 30% wyższą niż w przypadku Asus Tinker Board. W jaki sposób zostało to osiągnięte?

Dostępne są trzy odmiany Rock Pi 4 – model A, B i C. Wszystkie mają 64-bitowy procesor Rockchip RK3399, w którym znalazły się dwa rdzenie Cortex-A72, taktowane zegarem 1,8 GHz i cztery rdzenie Cortex-A53, taktowane zegarem 1,4 GHz. Za grafikę odpowiada rdzeń Mali T860 MP4. Modele A i B mają do wyboru 1 GB, 2 GB lub 4 GB pamięci RAM LPDDR4, a model C oferowany jest tylko z 4 GB RAMu. Na pokładzie może też się znaleźć 8 GB, 16 GB, 32 GB, 64 GB

eprasa.pl f319dfd8e2

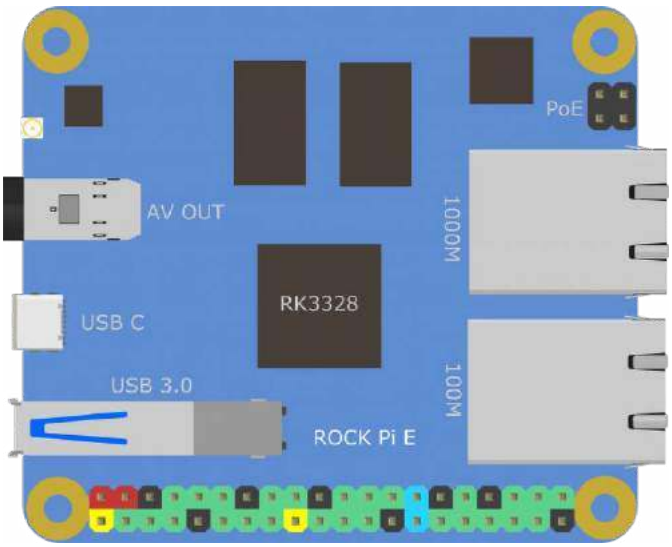


Fotografia 29. Rock Pi S

lub 128 GB pamięci eMMC Flash. Dostępne jest również gniazdo kart microSD oraz złącze M.2 do podłączenia szybkiego nośnika NVME SSD. Na płytkach wbudowane są (w zależności od wersji) gniazda wideo HDMI 2.0, microHDMI 2.0, MIPI DSI i Mini Display Port 1.2. Kamerę można podłączyć za pomocą MIPI-CSI. Modele B i C obsługują Wi-Fi 802.11ac i Bluetooth 5.0, bez potrzeby stosowania zewnętrznej anteny. Co ważne, we wszystkich wersjach dostępne jest USB 3.0 UTG, USB 3.0 host i dwa porty USB 2.0 host. Wszystkie płytki obsługują gigabitowy Ethernet, a modele B i C także Power over Ethernet, pod warunkiem nabycia modułu rozszerzeń. Wszystkie Rock Pi 4 mają wymiary 85×54 mm.

Warto też wspomnieć o Rock Pi S (nazwa pochodzi od słowa *Square*) o wymiarach 1,7×1,7 cala (**fotografia 29**). Bazuje ona na układzie RK3308 z czterema 64-bitowymi rdzeniami ARM Cortex-A35, taktowanymi zegarem 1,3 GHz. Wbudowana pamięć RAM to 256 MB lub 512 MB DDR3, w zależności od wersji. Dane można przechowywać na karcie microSD lub w opcjonalnej pamięci NAND Flash o pojemności od 1 Gb do 8 Gb. Płytka ta ma jedno gniazdo USB 2.0 typu A (host), jedno gniazdo USB 3.0 typu C (OTG) oraz 100-megabitowy Ethernet. Wspiera też Wi-Fi 802.11 b/g/n i Bluetooth 4.0.

W przypadku, jeśli 100-megabitowy Ethernet nie wystarcza, można sięgnąć po nowszy model, który dopiero jest wprowadzany do produkcji. Rock Pi E (nazwa pochodzi od słowa Ethernet) (**rysunek 30**) będzie mieć wymiary 2,5×2,2 cala (56×65 mm) i pracować z układem RK3328, w którym znajdują się cztery 64-bitowe rdzenie ARM Cortex-A53, taktowane zegarem do 1,3 GHz. Na pokładzie umieszczone będzie 256 MB, 512 MB, 1 GB lub 2 GB pamięci RAM DDR3.



Rysunek 30. Rysunek modelu Rock Pi E

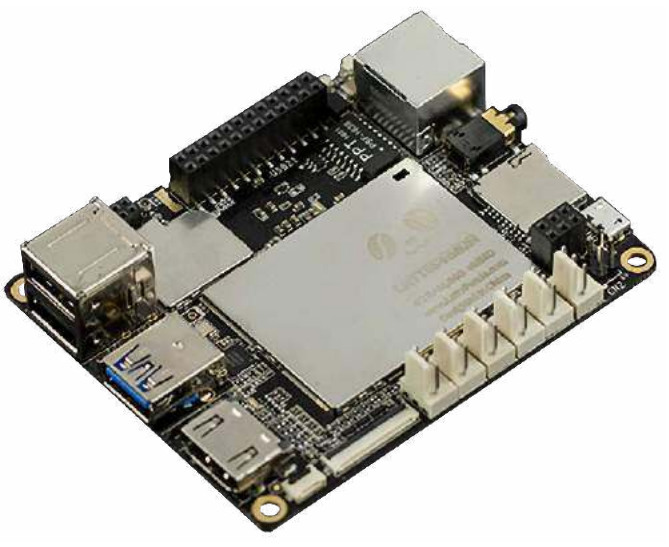
Fotografia 31. LattePanda 864S

Dane będzie można przechowywać na zewnętrznej karcie microSD (do 128 GB) lub we wbudowanej pamięci eMMC o pojemności 16 GB, 32 GB, 64 GB lub 128 GB. Oprócz wspomnianego już gigabitowego Ethernetu, dostępny będzie także drugi, już 100-megabitowy interfejs ethernetowy oraz Wi-Fi 802.11 b/g/n i Bluetooth 4.0. Producent planuje umieścić tylko jedno złącze USB 3.0 typu A (host), a zasilać płytkę gniazdem USB typu C.

Ceny Rock Pi 4 zaczynają się od 39 dolarów, Rock Pi S od 10 dolarów, a Rock Pi E ma kosztować od 14 dolarów wzwyż.

Latte Panda

W odróżnieniu od większości omówionych komputerów, sprzęt LattePanda został opracowany z myślą o systemie operacyjnym Windows. Aktualnie warto zwrócić uwagę na dwie serii LattePanda: 864s (**fotografia 31**) i 4G/64G (**fotografia 32**). Pierwsza z nich oparta jest o dwurdzeniowy układ Intel Core M3-8100Y, ma 8 GB pamięci RAM LPDDR3 i 64 GB pamięci eMMC Flash. Nie będziemy jej jednak omawiać bardziej szczegółowo, bo kosztuje ponad 400 dolarów, a w ofercie LattePanda są modele tańsze. Bardziej zbliżony do wcześniej opisanych jest model 4G/64G, który bazuje na czterordzeniowym Intelu Atom X5 Cherry Trail Z8350, taktowanym zegarem 1,8 GHz. Kosztuje 149 USD, ale w cenie wliczony jest preinstalowany Windows 10 Enterprise LTSB. Dostępna pamięć RAM to 4 GB DDR3L, a Flash ma pojemność 64 GB. Za grafikę



Fotografia 32. LattePanda 4G/64 GB

eprasa.pl f319dfd8e2

Fotografia 33. UDOO Bolt V8

Fotografia 34. LeMaker HiKey 970

odpowiada układ Intel HD Graphics. Wśród interfejsów dostępny jest jeden port USB 3.0 i dwa porty USB 2.0. Komunikacja radiowa może odbywać się przez Wi-Fi lub Bluetooth 4.0. Jest też wsparcie dla Fast Ethernetu. Wymiary płytki to 88×70 mm.

UDOO

Płytki UDOO funkcjonują na rynku konsumenckich komputerów jednopłytkowych już od dawna. Są to projekty włoskiej firmy SECO, która przyjęła zasadę, że swoje nieprzemysłowe produkty będzie fundować społecznościowo, tym samym promując je w ten specyficzny sposób. Przeprowadziła już kilka bardzo udanych kampanii kickstarterowych, a jej najnowszym dziełem jest UDOO Bolt (**fotografia 33**) – platforma, którą producent określa mianem wielkiego skoku względem rozwiązań konkurencyjnych.

UDOO Bolt wyróżnia się już nawet samym rozmiarem, bo ma aż 120×120 mm. Platforma będzie dostępna w dwóch wersjach: Bolt V3 i Bolt V3. Różnice pomiędzy nimi sprowadzają się do procesora. Bolt V3 będzie korzystał z układu AMD Ryzen Embedded V1202B, wyposażonego we dwa rdzenie taktowane zegarem 2,3 GHz i trzy rdzenie AMD Radeon VEGA. Bolt V8 będzie miał czterordzeniowy układ AMD Ryzen Embedded V1605B i aż osiem rdzeni AMD Radeon VEGA.

Poza tym na płytce znajdą się dwa gniazda na pamięć RAM DDR4. Wbudowana pamięć pomieści 32 GB (eMMC 5.0), ale można też podłączyć zewnętrzne nośniki przez M.@ lub SATA 3.0. Gigabitowy Ethernet oraz interfejs Wi-Fi/Bluetooth (poprzez rozszerzenie M.2) zapewnią komunikację z siecią. Dostępne będą też dwa gniazda USB 3.0 typu A, dwa gniazda USB typu C, jeden port USB 3.1 gen 2, dwa złącza HDMI 1.4/2.0a, 2 wyprowadzenia DisplayPort na gnieździe USB typu C oraz wyprowadzenia zgodne z Arduino. Co ważne, sprzęt będzie mógł pracować nie tylko z Linuksem, ale i Windows 10.

Niestety, cena płytki znacznie wykracza poza zakres cenowy pozostałych z omawianych modeli. Model UDOO Bolt V3 ma kosztować około 1400 zł, a Bolt V8 ponad 1700 zł.

LeMaker

Firma LeMaker przypomina swoim podejściem nieco firmę Khadas. To również chińska spółka, która koncentruje się na wykorzystaniu określonej rodziny procesorów do tworzenia bardzo mocnych komputerów jednopłytkowych. Różnica polega na tym, że LeMaker bazuje na układach marki Huawei i przez to wiele osób zapamiętuje SBC tej firmy jako komputery Huawei.

Najnowszym dzieckiem LeMakera jest HiKey 970 (**fotografia 34**), który bazuje na układzie Huawei Kirin 970. Znalazły się w nim cztery rdzenie ARM Cortex A-73, taktowane zegarem 2,36 GHz i cztery rdzenie ARM Cortex-A53, z zegarem 1,8 GHz. Za grafikę odpowiada rdzeń Mali G72 MP12. Całość jest wsparta przez 6 GB pamięci LPDDR4 RAM i 64 GB nośnika UFS. Płytka obsługuje gigabitowy Ethernet oraz dwuzakresowe Wi-Fi, a także Bluetooth 4.1. Dostępne są dwa porty USB 3.0 typu A (host), jeden USB 2.0 typu C (OTG) i 1 USB 2.0 (host). Sygnał wideo jest podawany przez HDMI 1.4 lub czteroliniowy MIPI-DSI. Kamerę można podłączyć przez analogiczny MIPI-CSI. Co wyróżnia tę płytkę, to wbudowana jednostka NPU (*Neural Processing Unit*), która znacząco przyspiesza realizację zadań sztucznej inteligencji. Warto też wspomnieć o obsłudze magistrali CAN. Wymiary płytki to 100×85×10 mm.

Dostępna jest też znacznie mniejsza płytka (85×55 mm), oparta o układ Kirin 960 (**fotografia 35**). LeMaker HiKey 960 zdecydowanie bardziej przypomina Raspberry Pi i jest konstrukcją starszą o około rok.

Podsumowanie

Omówione komputery jednopłytkowe obejmują zdecydowaną większość modeli popularnych, a nawet niektóre niszowe. Pierwszym wyborem inżynierów i tak najczęściej będzie Raspberry Pi, ale warto też zainteresować się alternatywnymi konstrukcjami. Choć w naszym przekonaniu wiele z nich polecilibyśmy raczej do zastosowań amatorskich niż profesjonalnych, chyba że faktycznie potrzebna jest wysoka moc obliczeniowa, oferowana tylko przez takie produkty jak te oferowane przez Nvidię, Khadasa, UDOO czy LeMakera.

Dokonując finalnych decyzji warto też zajrzeć na strony internetowe opisanych tu producentów. Jest ich wielu, a rynek ten jest dynamiczny i sytuacja bardzo szybko się zmienia. Nie tylko pojawiają się nowe produkty, ale też organizowane są duże wyprzedaże, które pozwalają nabyć schodzący model z istotną zniżką. Dobrze jest również zapoznać się z aktywnością producentów na ich stronach i wielkością społeczności inżynierskiej, jaka wspiera poszczególne projekty. Za przykłady można uznać komputery takie jak Clockwork Pi, o którym nie wspomnieliśmy w artykule, bo aktualnie nie jest dostarczany przez producenta oraz całkiem znany jeszcze kilka lat temu Minnowboard, który oficjalnie kończy właśnie działalność.

Marcin Karbowniczek, EP

Fotografia 35. LeMaker HiKey 960

eprasa.pl f319dfd8e2

Komputery jednopłytkowe w przemyśle

Mimo że obecnie z hasłem „komputer jednopłytkowy" elektronikom kojarzy się przede wszystkim Raspberry Pi, konstrukcje tego typu znacznie wcześniej pojawiły się w przemyśle. Przez lata stosowane były do sterowania i gromadzenia danych w bardziej złożonych, nowocześniejszych aplikacjach. Teraz, wraz z czwartą rewolucją przemysłową przeżywają rozkwit, coraz częściej zastępując sterowniki programowalne czy inne, prostsze aplikacje sterowania. W artykule opisujemy, dlaczego warto sięgać po komputer przemysłowy i pokazujemy, na co zwracać uwagę przy wyborze.

Lata rozwoju rynku komputerów przemysłowych sprawiły, że funkcjonuje tam specyficzna nomenklatura, którą wyjaśnimy na początku. W ogólności, wszystkie konstrukcje komputerów, jakie zostały przystosowane na potrzeby pracy w środowisku przemysłowym, określa się mianem **IPC** (*Industrial PC*). Te dzielą się na podgrupy. Komputery jednopłytkowe to **SBC** (*Single Board Computer*), często tak samo nazywane w świecie konsumenckim, choć niektórzy elektronicy wolą je nazywać platformami deweloperskimi. Komputer, czy to jednopłytkowy, czy wymagający do pracy dodatkowych, ale kluczowych komponentów elektronicznych, dostarczany wraz z obudową, to tzw. ***Box PC***. Są to konstrukcje przygotowane tak, by mogły pracować w bardzo trudnym środowisku, często wyposażone w szereg uszczelnień oraz dostarczane z kompletem potrzebnych elementów, takich jak nośnik danych czy zasilacz. Nowoczesne Box PC generalnie nie wymagają chłodzenia aktywnego, przez co są trwalsze, bo nie zawierają elementów mechanicznych, które w trakcie pracy musiałyby być wprawiane w ruch. Z tego samego względu nie stosuje się w nich dysków magnetycznych – pozwala to znacząco zwiększyć odporność komputera na drgania, które w klasycznym przemyśle czy w transporcie są często spotykane. Natomiast wentylatory i dmuchawy zastępuje się odpowiednio ukształtowaną, aluminiową obudową, która dzięki dużym rozmiarom i dobremu dopasowaniu do rozkładu elementów na PCB komputera zapewnia adekwatne rozpraszanie ciepła.

Z racji typowych aplikacji w przemyśle popularnością cieszą się komputery panelowe – ***Panel PC***, w których wyświetlacz z ekranem dotykowym oraz pozostałe podzespoły komputera są zamknięte w jednej, szczelnej obudowie. Pozwala to zmniejszyć problemy zabezpieczenia połączeń pomiędzy monitorem a komputerem oraz zmniejsza sumaryczną cenę takiego zestawu. Stosowane ekrany dotykowe wykonywane są w różnych technologiach, gdyż w poszczególnych aplikacjach stawia się inne wymagania co do sposobu rozpoznawania dotyku.

Fotografia 1. Klasyczny komputer typu Box PC firmy Advantech

Niemałą popularnością cieszą się komputery modułowe, tj. składające się z płyty bazowej i modułu komputerowego. Ich znaczenie w przemyśle jest większe niż na rynku konsumenckim, gdyż wszelkiego rodzaju zmiany sprzętowe czy programowe w środowisku produkcyjnym stanowią ryzyko. Dlatego ważne jest, by je minimalizować, a wykorzystanie sprawdzonej, przebadanej platformy, w której wszystkie interfejsy pozostają identyczne, a zmienia się tylko moduł odpowiadający za obliczenia, jest właśnie sposobem na zmniejszenie potencjalnych problemów. Taki moduł często nosi miano **SOM** (*System On Module*), choć istnieją jeszcze inne rodzaje modułów IPC.

W końcu w przemyśle stosuje się też komputery przeznaczone do montażu w 19-calowych szafach rackowych czy niewielkie komputery przygotowane do montażu na szynie DIN.

Przemysłowe a konsumenckie

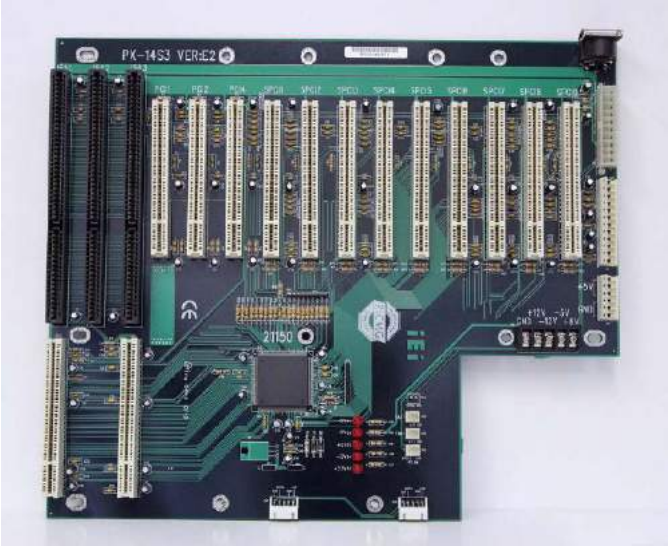
Obecnie oferowanych jest wiele różnych komputerów jednopłytkowych czy całych rodzin, kompatybilnych ze sobą komputerów, często dostarczanych w zestawie z idealnie dopasowanymi do nich obudowami. Można by więc spodziewać się, że powinny one zaspokoić potrzeby przeciętnych aplikacji przemysłowych, bez ponoszenia wielkich kosztów. Niestety, zdecydowana większość konsumenckich SBC nie nadaje się do przemysłu, a wiele aplikacji wiąże się z wymaganiami, w których nawet te jednopłytkowce, które zaprojektowano pod kątem przemysłu, nie będą użyteczne.

Nowoczesne konsumenckie komputery jednopłytkowe, modułowe czy oferowane wraz z obudowami, są projektowane przede wszystkim tak, by były tanie, małe i by jak najlepiej wyglądały pod względem parametrów. Gigaherce w procesorze i pojemna pamięć RAM bardzo skutecznie przemawiają do potencjalnych klientów, którzy projektują coraz ciekawsze aplikacje. Zdecydowana większość tych aplikacji to systemy amatorskie lub co najwyżej – niekrytyczne rozwiązania komercyjne.

Raspberry PI może posłużyć do sterowania ogrzewaniem w domu, budowy trochę zabawkowego telefonu czy zaprojektowania skanera trójwymiarowego. Najnowszy model RPI sprawdzi się też w urządzeniach działających nonstop. Jeśli w trakcie pracy dowolnego z tych urządzeń wystąpi błąd w oprogramowaniu – nic wielkiego się nie stanie. Być może dom się trochę zbytnio nagrzeje i trzeba będzie wymusić ręczną zmianę ustawionej temperatury; być może skaner przerwie pracę w trakcie przetwarzania obrazów i trzeba go będzie uruchomić ponownie. Nikomu nie zagrozi niebezpieczeństwo ani właściwie nikt nie zostanie narażony na większe straty materialne. Jednakże w świecie automatyki i szeroko rozumianego przemysłu takie problemy niosą ze sobą znacznie poważniejsze konsekwencje.

eprasa.pl f319dfd8e2

Fotografia 2. Komputer w formacie Pico-ITX firmy Aaeon



Fotografia 4. Płyta bazowa firmy iEi do komputerów przemysłowych, zgodna ze standardem PICMG

Zawieszony komputer oznacza w najlepszym wypadku konieczność wstrzymania produkcji w fabryce, co zawsze wiąże się z bardzo dużymi kosztami. A w przypadku automatów obsługujących klientów wszelkie błędy mogą spowodować złość użytkowników, skargi i w konsekwencji np. pociągnięcie producenta do odpowiedzialności przez firmę, która sprzęt zamówiła. Dlatego IPC, w przeciwieństwie do amatorskich PC, muszą być przede wszystkim niezawodne.

Można stwierdzić, że jeśli komputer został zaprojektowany z użyciem sprawdzonych komponentów renomowanych marek i nie popełniono przy jego budowie żadnych błędów, to powinien być niezawodny, a więc nadawać się do stosowania w przemyśle. Niestety to także mylne stwierdzenie, co wynika z zupełnie innych warunków pracy, na jakie narażone są komputery przemysłowe. W zależności od konkretnego zastosowania muszą wytrzymywać wysokie lub niskie temperatury albo nawet szoki termiczne, wstrząsy, wibracje, pył i wilgoć. W wielu przypadkach oczekuje się też zwiększonej odporności na wyładowania elektrostatyczne, promieniowanie elektromagnetyczne i skoki napięć. Dlatego komputery przemysłowe, w zależności od tego, które z wymienionych czynników i w jakim stopniu mają znosić, są projektowane w specjalny sposób. Przede wszystkim stosuje się w nich bardziej wytrzymałe wersje komponentów elektronicznych – np. te przystosowane do szerszego zakresu temperatury, które głównie pozwalają na zwiększenie zakresu dopuszczalnej temperatury pracy urządzenia.

Ciekawym wyjątkiem jest rynek urządzeń medycznych, w których Raspberry Pi zdobyło ogromną popularność. Z jednej strony konstrukcje tego typu muszą być niezawodne, bo od nich zależy zdrowie, a często i życie pacjentów. Z drugiej – zazwyczaj pracują w komfortowych warunkach – w pomieszczeniach o ściśle regulowanej temperaturze i względnie stałej wilgoci, bez wstrząsów, pyłu, silnych wyładowań elektromagnetycznych czy wibracji. Okazuje się, że Raspberry Pi w takich aplikacjach sprawdza się całkiem nieźle i jest godne zaufania.

Fotografia 3. Komputery do systemów sterowania w formacie Box PC firmy Siemens

Problem ciepła

W wielu aplikacjach przemysłowych problemem są wysokie temperatury. Jeśli sprzęt ma działać przez dłuższy czas w podwyższonej temperaturze, to nawet jeśli jego komponenty są odporne, emitowana z podzespołów energia cieplna może zwiększyć temperaturę wewnątrz obudowy do wartości znacznie przekraczających dozwolone. A to oznacza, że należy zapewnić odpowiednie chłodzenie sprzętu przemysłowego – w praktyce musi ono być lepsze niż w rozwiązaniach konsumenckich. Warto zauważyć, że w większości konsumenckich SBC w ogóle nie ma żadnego fabrycznego mechanizmu chłodzenia – jego dobór i instalacja zostały pozostawione użytkownikom. W przemyśle sprzęt musi być dobrze chłodzony, gdyż przegrzewanie się komponentów mogłoby doprowadzić do zawieszania się komputera lub nawet uszkodzenia go. Problem w tym, że klasycznie wydajne chłodzenie najczęściej realizowane jest poprzez wymuszony przepływ powietrza, a ten jest mocno problematyczny. Zastosowanie komponentów mechanicznych, takich jak wentylatory, ogranicza odporność maszyny na wibracje i zanieczyszczenia. Drobinki kurzu oraz wstrząsy mogą uszkodzić łożyska i spowodować zatarcie się silników wentylatorów, uniemożliwiając ich pracę – i w zależności od konfiguracji systemu – prowadząc do jego automatycznego wyłączenia lub przegrzewania się. A w warunkach przemysłowych kurz i wibracje są bardzo często spotykane. Problemem jest też wilgoć, która wraz z powietrzem może dostawać się do wnętrza obudowy i powodować zwarcia lub korozję. Dlatego wiele nowoczesnych komputerów przemysłowych jest produkowanych tak, by uniknąć stosowania wentylatorów i dzięki użyciu dużych radiatorów – ograniczyć się do chłodzenia pasywnego, o czym wspominaliśmy wcześniej.

Problem wibracji

Komputer musi być również odporny na wibracje. Trudność leży przede wszystkim w montażu komponentów, który trzeba przeprowadzić tak, by lutowie odpowiednio mocno trzymało podzespoły i by nie było naprężeń, które pod wpływem wstrząsów mogłyby spowodować przerwanie kontaktu. W praktyce większe komponenty w urządzeniach przemysłowych mocowane są dodatkowo z użyciem elastycznych wypełnień, które tłumią drgania. Oczywiście, do wytłumienia używa się też różnego rodzaju podkładek, które utrzymują PCB w przemysłowych obudowach. Poza tym zazwyczaj większą

eprasa.pl f319dfd8e2

Fotografia 5. Komputery przemysłowe firmy Beckhoff do montażu na szynie DIN

Fotografia 6. Komputery panelowe firmy Pro-Face

odpornością cechują się komputery z podzespołami zamontowanymi na stałe (wlutowanymi), a nie mocowane za pomocą złączy i gniazd.

Żywotność

Kolejną cechą, kluczową dla wielu zastosowań w przemyśle jest żywotność sprzętu. O ile konsumenci często narzekają na krótki okres życia urządzeń elektronicznych oraz na tzw. planowane postarzanie, o tyle w praktyce dopiero w przemyśle długa żywotność ma faktycznie istotne znaczenie. Zwykli konsumenci i tak najczęściej oczekują sprzętu szybkiego i nowocześnie wyglądającego, który dobrze się prezentuje, a nawet wzbudza podziw, co przekłada się u takich osób na konieczność zmieniania wykorzystywanych gadżetów mniej więcej co dwa lata. Dlatego krótki cykl życia produktów konsumenckich jest względnie akceptowalny, nie wspominając już o tym, że zdecydowana większość klientów nie byłaby skłonna zapłacić podwyższonej ceny za komputer, którego poprawne działanie miałoby być gwarantowane przez 5...10 lat. W przemyśle jest zupełnie inaczej i dopłata za długą żywotność korzystnie się kalkuluje. Wynika to z faktu, że wszelkie zmiany w instalacji przemysłowej, które nie prowadzą do zwiększenia wydajności jej działania, a jedynie stanowią prace konserwacyjne, wymagające wstrzymania funkcjonowania urządzeń, są bardzo kosztowne. Konsumenci zazwyczaj kupują elektronikę jako gadżety, a nawet jeśli stosują je jako narzędzia do pracy, nie wymagają, by pracowały one non stop, przez 24 godziny na dobę i 365 dni w roku. Wiele tych urządzeń używanych jest sporadycznie. Nawet jeśli sprzęt zawiedzie i trzeba go będzie naprawić lub wymienić na nowy, kilka dni bez danego urządzenia zazwyczaj nie stanowi większego problemu. Zupełnie inaczej jest w przemyśle. Opłacalność działania wielu zakładów przemysłowych opiera się na dużej wydajności utrzymywanej non stop.

Koszty pensji pracowników i utrzymania nieruchomości nie przestają się naliczać, gdy zawiedzie któryś z komponentów instalacji, podczas gdy firma nie jest wtedy w stanie wytwarzać swoich produktów generujących przychody. W jeszcze gorszej sytuacji są zakłady przemysłowe i organizacje, które nie tylko wytwarzają własne produkty na sprzedaż, ale też świadczą usługi na rzecz firm i osób trzecich – wtedy wstrzymanie działania placówki często wiąże się ze skargami ze strony klientów i żądaniami odszkodowania. Dlatego wszelkie naprawy w przemyśle – szczególnie jeśli nie są z góry zaplanowane – są bardzo kosztowne i stąd zwiększony wydatek na długowieczny komputer przemysłowy jest zdecydowanie opłacalny.

Warto przy tym dodać, że wymiana komputera na nowocześniejszy – o ile w przypadku konsumentów jest zazwyczaj przyjmowana pozytywnie – o tyle w przemyśle stanowi problem. Zmiana jednostki sterującej na o kilka lat nowszą nierzadko będzie wymagała bardziej kompleksowej modernizacji instalacji, gdyż nowe urządzenie może nie być w pełni kompatybilne ze wszystkimi zainstalowanymi urządzeniami w fabryce.

Czasem kluczowe są nawet drobne zmiany w sterownikach, które mogą wymagać wielu godzin kosztownej pracy na dostosowanie ich do danej aplikacji przemysłowej. Dlatego producenci komputerów przemysłowych, projektując je, starają się korzystać z komponentów, które mają być dostępne przez wiele lat, by w razie potrzeby można było zapewnić sprawny serwis swoim produktom przez 10...15 lat po ich wprowadzeniu do sprzedaży. Dobrym przykładem są procesory Intel z serii Embedded, które z założenia są sprzedawane przez co najmniej siedem lat od momentu ich wprowadzenia. O ile wystarcza to w większości przypadków, o tyle wybrane układy z linii Embedded Intela są oferowane z gwarancją dostępności przez 15 lat. Jako przykład takiego podzespołu może posłużyć wprowadzony w czwartym kwartale 2013 roku procesor Intel Celeron J1900, wyprodukowany w technologii 22 nm.

Nowa architektura

Choć rynek IPC zmienia się dosyć wolno, w ostatnich latach pojawiło się na nim trochę nowości, które nie polegają tylko na zwiększaniu wydajności i wprowadzaniu nowych interfejsów, ale odnoszą się do całej architektury tych systemów. Wraz z rozwojem urządzeń mobilnych, opartych niemal zawsze na układach z rdzeniem ARM, podzespoły tego typu stały się bardzo atrakcyjne również dla producentów sprzętu przemysłowego. O ile dawniej niemal wszystkie komputery przemysłowe korzystały z procesorów z rodziny x86, głównie Intela, a rzadziej firmy AMD, o tyle w ostatnich latach wśród mniej wydajnych platform rosła popularność układów Intel Atom, a teraz można spotkać coraz więcej komputerów bazujących na procesorach z rdzeniami ARM Cortex. Zmieniły się też stosowane systemy operacyjne. Windows, który zdecydowanie najlepiej współpracuje z układami x86, traci tym samym na rzecz Androida. A wiele systemów sterowania w przemyśle z powodzeniem może być realizowanych przez system o cechach Androida. Aktualnie w nowych aplikacjach przemysłowych jako systemy operacyjne dominują Windows 10 i Windows 10 IoT. Jeszcze dwa–trzy lata temu były to systemy z rodziny Windows 7.

Nowe komputery są też najczęściej mniejsze niż dawniej. Okazuje się, że ograniczeniem na drodze do ich dalszej miniaturyzacji są nie

Fotografia 7. Komputer przemysłowy firmy Adlink, przeznaczony do monitorowania stanu sprawności maszyn przemysłowych

eprasa.pl f319dfd8e2

Fotografia 8. Komputer jednopłytkowy w postaci karty firmy Kontron

tyle potrzeby odnośnie do pamięci i układów obliczeniowych, ale przede wszystkim wymiary złączy. Na wymiary w przypadku komputerów typu Box PC wpływają też uszczelnienia, zapewniające zgodność z wysokimi standardami stopnia ochronności.

Fotografia 9. Komputer typu Box PC firmy Nexcom

Coraz więcej uwagi zwraca się na energooszczędność. Rosnące koszty energii elektrycznej oraz wzrastająca liczba elektroniki stosowanej w zakładach przemysłowych powodują konieczność minimalizacji ilości prądu pobieranego przez te urządzenia.

Popularne marki

Do najbardziej popularnych marek komputerów przemysłowych wydają się należeć: Advantech, Aaeon, Siemens, iEi oraz Beckhoff. Poszczególne z tych firm koncentrują się na różnych rodzajach rozwiązań, przez co, choć stanowią wobec siebie konkurencję, zdecydowanie się na któryś z produktów wiąże się także z wybraniem określonej filozofii, a często i systemu, z którym konkretny komputer jest powiązany. Do innych popularnych marek komputerów przemysłowych należą: Pro-Face, Adlink, Kontron i Nexcom. Firm produkujących IPC jest oczywiście znacznie więcej, choć są mniej rozpoznawalne lub niekojarzone już tak mocno akurat z komputerami przemysłowymi. Warto wymienić wśród nich: National Instruments, Asus, MSI, HP, Dell, DFI, Mitsubishi, Keyence, Asem, Avalue, Evoc, Elmatic, Omron, ESA, Giada, TechNexion, Portwell, Jetway, Embedded Micro Technology, WynMax i iBase.

Formaty

Komputery jednopłytkowe, szczególnie te przemysłowe, produkowane są w różnych zestandaryzowanych rozmiarach. Do najbardziej popularnych należą Qseven, ETX, COM Express, NANO-ITX, MINI-ITX, 3,5", 5,25", microATX, Pico-ITX, SMARC, PICMG 1.0, PICMG 1.3 i PC/104. Względnie nowym standardem jest 96Boards, który odnosi się zarówno do komputerów przemysłowych, jak i konsumenckich. Definiuje on certyfikaty 96Boards: Consumer, Enterprise, IoT i SoM. Trudno obecnie powiedzieć, na ile inicjatywa firm zgromadzonych w ramach organizacji 96Boards przyjmie się w przemyśle.

Dawniej komputery o mniejszym rozmiarze, a podobnych parametrach, były wyraźnie droższe niż modele, które wymagały większej płytki drukowanej. Obecnie różnica ta nie jest już tak duża. Za to bardziej liczą się możliwości graficzne maszyny, interfejsy komunikacyjne, dostępna pamięć oraz rośnie zapotrzebowanie na sprzętowe wsparcie przetwarzania algorytmów sztucznej inteligencji. Można się spodziewać, że w najbliższym czasie to właśnie komputery ze wsparciem dla AI będą flagowymi nowościami wielu producentów IPC.

Marcin Karbowniczek, EP

REKLAMA

Nie przegap!

interesujących materiałów w siostrzanym czasopiśmie

www.elportal.pl

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

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

W grudniowym wydaniu Elektroniki dla Wszystkich między innymi:

Piłka kąpielowa, czyli termometr dla dziecka
Wspaniały pomysł, a do tego wyjątkowo interesująca, niezwykła realizacja! Autonomiczny termometr w hermetycznej obudowie, zasilany akumulatorem ładowanym bezprzewodowo – indukcyjnie!
WS2811 – Uniwersalny sterownik taśm LED dużej mocy
Coraz popularniejsze są diody WS2812. Bardzo interesujący projekt pokazuje, że warto też zainteresować się układami scalonymi WS2811, które pozwalają zrealizować imponujące efekty świetlne.
Wokół Arduino – wyświetlacze graficzne
Różnorodne mniejsze i większe wyświetlacze graficzne są bardzo interesującymi elementami. Cykl artykułów przybliża ich właściwości i ograniczenia.
Kuchnia Konstruktora. Taki zwyczajny zasilacz...
W tym odcinku zaczynamy walkę z samowzbudzeniem i wyjaśniamy podstawową przyczynę tego niepożądanego zjawiska
Z potrzeby chwili...
W cyklu „Z potrzeby chwili..." będziemy przedstawiać opisy układów, urządzeń oraz instalacji elektronicznych, które powstały szybko, dla zaspokojenia konkretnych potrzeb i te potrzeby zaspokoiły. Zachęcamy do współtworzenia cyklu!

Ponadto w numerze:
- Generator impulsów prostokątnych
- Moduły zasilające, część 1
- Komparator okienkowy
- Elektroniczny bezpiecznik
- Automatyka – elektronika w wentylacji i rekuperacji, część 2
- Prosty tester baterii i akumulatorów
- Zdalne sterowanie ogrzewaniem budynku, cz. 2
- **Szkoła Konstruktorów** – urządzenie elektroniczne, związane z potrzebami dzieci w dowolnym wieku.
- **Szkoła Konstruktorów** – Zaproponuj nietypowy sposób sterowania oświetleniem

eprasa.pl f319dfd8e2

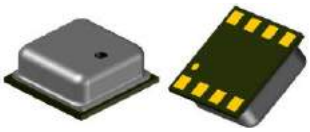
Czujnik BME280

Stacje pogodowe są urządzeniami bardzo często samodzielnie projektowanymi i wykonywanymi przez hobbystów. Nie ma w tym niczego dziwnego, pomiar temperatury, ciśnienia atmosferycznego czy wilgotności jest przydatny w codziennym życiu. Na podstawie tych parametrów można realizować także inne funkcje na przykład sterowanie domową automatyką ogrzewania, klimatyzacji i wentylacji (inteligentne domy) czy sterowanie pracą pieca grzewczego. Pomiar ciśnienia jest jedną z prostszych metod określania wysokości względem układu odniesienia, na przykład płyty lotniska. Mierząc zmiany ciśnienia atmosferycznego, można określić prędkość pionową (wznoszenia lub opadania). Metoda jest powszechnie stosowana w lotnictwie i w dronach. Ciśnienie jest także ważnym parametrem w medycynie, na przykład w spirometrach w czasie wyznaczania objętości płuc.

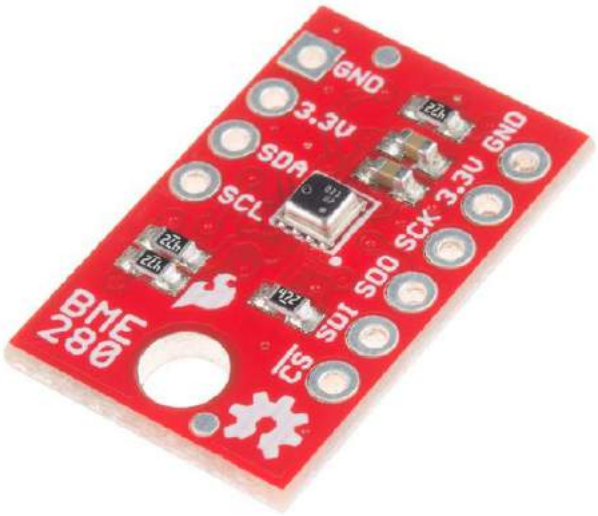
Czujniki pomiarowe przekształcają mierzone wielkości ciśnienia, wilgotności i temperatury na sygnał elektryczny. Może to być zmiana napięcia proporcjonalna do zmian mierzonej wartości lub zmiana rezystancji i w konsekwencji również zmiana napięcia. Sygnał napięciowy z czujnika można mierzyć przetwornikami analogowo-cyfrowymi, a potem cyfrowo obrabiać i prezentować. Jednym z problemów pomiarowych są odchyłki od liniowej charakterystyki przetwarzania w całym zakresie pomiarowym, a co za tym idzie degradacja precyzji pomiaru. Cyfrowa reprezentacja wielkości mierzonej pozwala na relatywnie prostą kompensację pomiaru na podstawie danych kalibracyjnych dostarczanych razem z czujnikiem lub wyznaczanych samodzielnie.

W ostatnim czasie popularne stały się czujniki z cyfrowymi interfejsami komunikacyjnymi (SPI, I²C, 1-wire itp.). Wtedy konwersja analogowo-cyfrowa jest wykonywana przez przetwornik umieszczony w strukturze sensora, a wynik konwersji można odczytać przez interfejs komunikacyjny. Konwersja analogowo cyfrowa jest również obarczona błędami, w tym błędami nieliniowości. Producent sensora zna charakterystyki swojego czujnika oraz przetwornika i może uzyskać lepsze parametry pomiaru niż w układach z uniwersalnymi przetwornikami stosowanymi w mikrokontrolerach.

Na rynku dostępnych jest wiele czujników z wyjściami analogowymi lub cyfrowymi. Zdecydowana większość służy do pomiaru temperatury, ale są także takie, które mierzą jednocześnie kilka parametrów. Jednym z nich jest czujnik BME280 oferowany przez firmę BOSCH Sensortec, mierzący jednocześnie temperaturę, ciśnienie i wilgotność. Umieszczony jest w metalowej obudowie o wymiarach 2,5×2,5 mm z wyprowadzeniami LIG – **rysunek 1**. Taka konstrukcja jest przeznaczona do profesjonalnego montażu i bardzo utrudnia zastosowanie w konstrukcjach amatorsko-hobbystycznych. Jednak czujnik stał się na tyle popularny, że pojawiły minimoduły w postaci



Rysunek 1. Obudowa i wyprowadzenia BME280



Fotografia 2. Minimoduł z układem BME280

małych płytek z przylutowanym układem i sygnałami wyprowadzonymi w przystępny sposób. Przykład minimodułu pokazano na **fotografii 2**.

Parametry czujnika

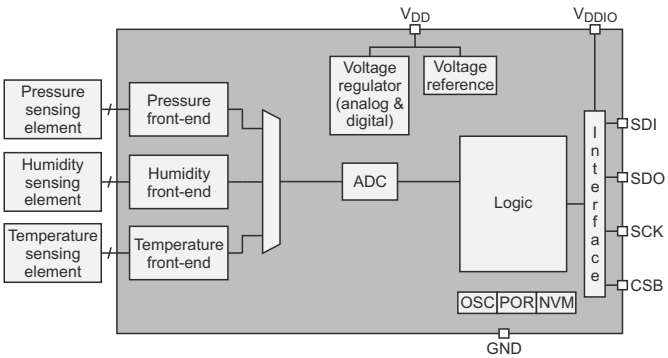
Sensor BME280 przy zasilaniu w zakresie od 1,7...3,6 V charakteryzuje się małym poborem energii. Przy pomiarach co 1 sekundę pobór prądu wynosi:

- 1,8 μA dla wilgotności i temperatury,
- 2,8 μA dla ciśnienia i temperatury,
- 3,6 μA dla wilgotności, temperatury i ciśnienia.

Poszczególne sekcje pomiaru temperatury ciśnienia i wilgotności mogą być niezależnie programowo wyłączane. Przy wyłączeniu wszystkich czujników pobór prądu spada do 0,1 μA. Te parametry sprawiają, że może być stosowany w układach zasilanych bateryjnie na przykład w urządzeniach końcowych IoT.

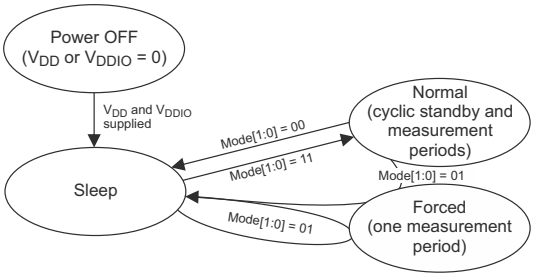
Zakresy pomiarowe wynoszą:

- dla temperatury jest to przedział –40...+85°C. Pomiar z największą dokładnością dotyczy przedziału 0...65°C. Przy 25°C dokładność pomiaru wynosi ±0,5°C przy rozdzielczości pomiaru 0,01°C. Wartość temperatury jest stosowana do kompensacji pomiarów ciśnienia oraz wilgotności i może służyć do pomiaru temperatury otoczenia;
- dla wilgotności jest to pełny zakres 0...100%, czas pomiaru 1 sekunda, dokładność pomiaru ±3% a zakres temperaturowy dla pomiaru wynosi 0...60°C;

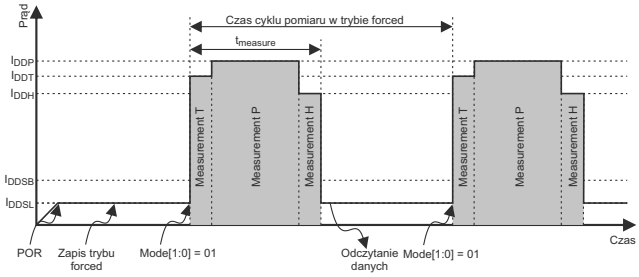


Rysunek 3. Schemat blokowy układu BME280

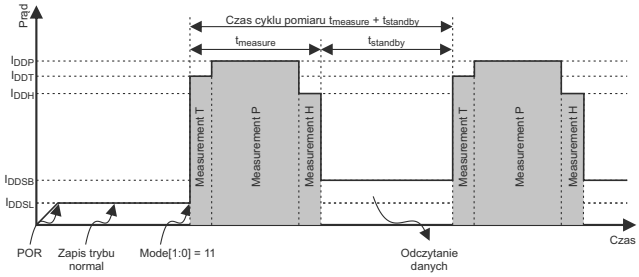
eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 4. Tryby pracy BME280



Rysunek 5. Pomiar w trybie Forced



Rysunek 6. Pomiar w trybie Normal

- dla ciśnienia jest to przedział 300...1100 hPa, dokładność pomiaru ±1 hPa.

Dokładne dane techniczne zawierające między innymi informacje na temat nieliniowości pomiaru, szumów, dryftów itp. można znaleźć w dokumentacji układu.

Na **rysunku 3** pokazano schemat blokowy sensora. Wydzielono tu trzy niezależne tory czujników przekształcających ciśnienie, temperaturę i wilgotność na sygnał napięciowy. Każdy z sygnałów napięciowych jest kolejno konwertowany przez jeden wspólny przetwornik analogowo-cyfrowy ADC. Dane z wyjścia ADC są kierowane do bloku logiki a z niego trafiają do układów interfejsu komunikacyjnego. Układ oscylatora OSC generuje sygnał zegara taktującego pracę układu, układ POR jest przeznaczony do generowania sekwencji zerowania w trakcie załączania napięcia zasilającego. W bloku nieulotnej pamięci NVM są zapisane dane niezbędne do wyliczania kompensacji pomiarów.

Tryby pracy

BME280 może pracować w trzech trybach pracy związanych z poborem energii:

- Tryb Sleep
- Tryb Normal
- Tryb Forced

Po włączeniu zasilania i wykonaniu się sekwencji POR układy logiczne sensora automatycznie wprowadzają tryb uśpienia Sleep (**rysunek 4**). Wtedy nie są wykonywane pomiary, a pobór mocy jest ograniczany do minimum. Wszystkie rejestry układu są dostępne, można odczytywać ID układu, rejestry kompensacji i rejestry wyniku pomiarów. Nie ma żadnych ograniczeń prędkości przesyłania danych interfejsu komunikacyjnego.

Register 0xF5 "config"	Name	Description
Bit 7, 6, 5	t_sb[2:0]	Controls inactive duration $t_{standby}$ in normal mode. See Table 27 for settings and chapter 0 for details.
Bit 4, 3, 2	filter[2:0]	Controls the time constant of the IIR filter. See Table 27 for settings and chapter 0 for details.
Bit 0	spi3w_en[0]	Enables 3-wire SPI interface when set to '1'. See chapter 6.3 for details.

t_sb[2:0]	$t_{standby}$ [ms]
000	0.5
001	62.5
010	125
011	250
100	500
101	1000
110	10
111	20

Rysunek 7. Programowanie czasu t_standby

Register 0xF4 "ctrl_meas"	Name	Description
Bit 7, 6, 5	osrs_t[2:0]	Controls oversampling of temperature data. See Table 24 for settings and chapter 3.4.3 for details.
Bit 4, 3, 2	osrs_p[2:0]	Controls oversampling of pressure data. See Table 23 for settings and chapter 3.4.2 for details.
Bit 1, 0	mode[1:0]	Controls the sensor mode of the device. See Table 25 for settings and chapter 3.3 for details.

osrs_t[2:0]	Temperature oversampling
000	Skipped (output set to 0x80000)
001	oversampling ×1
010	oversampling ×2
011	oversampling ×4
100	oversampling ×8
101, others	oversampling ×16

Rysunek 8. Ustawienie nadpróbkowania pomiaru temperatury

W trybie Forced jest wykonywany pojedynczy pomiar wszystkich włączonych czujników z właściwymi im ustawieniami nadpróbkowania i filtra IIR. Po wykonaniu pomiaru układ przechodzi automatycznie w tryb Sleep, a wyniki pomiaru są dostępne w rejestrach wyniku. Można je odczytać w dowolnym momencie przed następnym pomiarem. Kolejny pomiar wymaga programowego wymuszenia trybu Forced. Jest to schemat pracy rekomendowany w aplikacjach dopuszczających małą prędkość pomiarów, na przykład w stacjach pogodowych, gdzie pomiary można wykonywać co kilka minut. Zależności czasowe pomiarów w trybie Forced zostały pokazane na **rysunku 5**. Czas cyklu pomiaru jest wyznaczany przez kolejne programowe wymuszanie pomiarów.

W trybie Normal pomiary z włączonych czujników są wykonywane cyklicznie co zaprogramowany czas. Cykl składa się z czasu t_measure przeznaczonego na wykonanie pomiaru przez przez sensory i czasu t_standby, w którym układ przechodzi w stan standby (**rysunek 6**). W stanie standby układ pobiera nieco większy prąd w porównaniu z trybem sleep. Czas stanu standby jest programowany w rejestrze o adresie 0xF5 config (**rysunek 7**) i można go ustawić w zakresie od 0,5...1000 ms. Tryb Normal jest rekomendowany w aplikacjach, które wymagają szybkich pomiarów filtrowanych cyfrowym filtrem IIR na przykład w układach wysokościomierzy.

Każdy z pomiarów można w czasie konwersji poddać procesowi nadpróbkowana w celu redukcji szumów pomiaru. Wynik pomiaru temperatury i ciśnienia można filtrować opcjonalnym filtrem cyfrowym IIR, który ma za zadanie redukowanie krótkoterminowych wahań ciśnienia na przykład w momencie trzaśnięcia drzwi w pomieszczeniu.

Pomiar temperatury

Pomiar temperatury może być odblokowany lub wyłączony (pominięty). Wyłączenie tego pomiaru pozwala na bardzo szybki pomiar ciśnienia – niektóre aplikacje tego wymagają. Nie ma wtedy

eprasa.pl f319dfd8e2

Register 0xF5 "config"	Name	Description
Bit 7, 6, 5	t_sb[2:0]	Controls inactive duration $t_{standby}$ in normal mode. See Table 27 for settings and chapter 0 for details.
Bit 4, 3, 2	filter[2:0]	Controls the time constant of the IIR filter. See Table 27 for settings and chapter 0 for details.
Bit 0	spi3w_en[0]	Enables 3-wire SPI interface when set to '1'. See chapter 6.3 for details.

filter[2:0]	Filter coefficient
000	Filter off
001	2
010	4
011	8
100, others	16

Rysunek 9. Programowanie filtra IIR do pomiaru temperatury i ciśnienia

Register 0xF4 "ctrl_meas"	Name	Description
Bit 7, 6, 5	osrs_t[2:0]	Controls oversampling of temperature data. See Table 24 for settings and chapter 3.4.3 for details.
Bit 4, 3, 2	osrs_p[2:0]	Controls oversampling of pressure data. See Table 23 for settings and chapter 3.4.2 for details.
Bit 1, 0	mode[1:0]	Controls the sensor mode of the device. See Table 25 for settings and chapter 3.3 for details.

mode[1:0]	Mode
00	Sleep mode
01 and 10	Forced mode
11	Normal mode

Rysunek 10. Programowanie trybu pracy

Register 0xF2 "ctrl_hum"	Name	Description
Bit 2, 1, 0	osrs_h[2:0]	Controls oversampling of humidity data. See Table 20 for settings and chapter 3.4.1 for details.

osrs_h[2:0]	Humidity oversampling
000	Skipped (output set to 0x8000)
001	oversampling ×1
010	oversampling ×2
011	oversampling ×4
100	oversampling ×8
101, others	oversampling ×16

Rysunek 11. Programowanie nadpróbkowania pomiaru wilgotności

Register 0xF4 "ctrl_meas"	Name	Description
Bit 7, 6, 5	osrs_t[2:0]	Controls oversampling of temperature data. See Table 24 for settings and chapter 3.4.3 for details.
Bit 4, 3, 2	osrs_p[2:0]	Controls oversampling of pressure data. See Table 23 for settings and chapter 3.4.2 for details.
Bit 1, 0	mode[1:0]	Controls the sensor mode of the device. See Table 25 for settings and chapter 3.3 for details.

osrs_p[2:0]	Pressure oversampling
000	Skipped (output set to 0x80000)
001	oversampling ×1
010	oversampling ×2
011	oversampling ×4
100	oversampling ×8
101, others	oversampling ×16

Rysunek 12. Programowanie napróbkowania pomiaru ciśnienia

możliwości kompensacji temperaturowej. Pomiar temperatury ma możliwość ustawienia kilku opcji nadpróbkowania i filtrowania IIR przez zapisanie rejestru ctrl_meas o adresie 0xF4 (**rysunek 8**). Wartość 000B wpisana do osrs_t powoduje pominiecie pomiaru. Nadpróbkowanie redukuje szum pomiaru, zwiększając jego dokładność, ale wtedy sensor pobiera więcej energii. Z funkcją filtra IIR powiązana jest rozdzielczość wyniku. Przy włączonym filtrze rozdzielczość pomiaru temperatury wynosi 20 bitów, a kiedy filtr jest wyłączony, to rozdzielczość zależy od zaprogramowanego nadpróbkowania i jest równa 16 bitów + (osrs_t-1). Na przykład dla osrs_t = 3 (oversampling ×4) wynik pomiaru jest 18-bitowy. Filtr IIR jest programowany w rejestrze o adresie 0xF5 config. Pokazuje to **rysunek 9**. Tryb pracy ustawiamy przez zapisanie bitów mode[1:0] w rejestrze o adresie 0xF4 ctrl_meas (**rysunek 10**).

Pomiar wilgotności

Podobnie jak w przypadku temperatury pomiar wilgotności można wyłączyć lub włączyć. Dostępne są ustawienia nadpróbkowania w celu redukcji szumów, ale filtrowanie cyfrowe nie jest przewidziane. Rozdzielczość pomiaru jest ustalona na stałe na 16 bitów. Do programowania nadpróbkowania używany jest specjalny rejestr ctrl_hum o adresie 0xF2 (**rysunek 11**).

Pomiar ciśnienia

Tak jak w przypadku pozostałych czujników pomiar ciśnienia można wyłączyć (pominąć). Opcje programowania nadpróbkowania, filtra IIR i rozdzielczości pomiarów są takie same jak dla pomiaru temperatury. Na **rysunku 12** pokazano programowanie nadpróbkowania pomiaru ciśnienia. W dokumentacji układu producent sugeruje kilka konfiguracji dla typowych zastosowań sensora BME280.

W stacjach pogodowych mierzymy temperaturę, wilgotność i ciśnienie atmosferyczne. Najlepiej użyć trybu Forced i mierzyć co minutę lub rzadziej zależnie od wymagań. W tym przypadku szum danych z sensora ciśnienia nie ma wielkiego znaczenia, bo i tak pomiary są wykonywane dostatecznie dokładnie. Filtr IIR można wyłączyć. Szacowany pobór prądu wynosi 0,16 μA, a szum pomiaru ciśnienia ok. 3 Pa (niepewność pomiaru wysokości ok. 30 cm)

Pomiar wilgotności wykonywany najczęściej w układach stacji pogodowych lub układach sterowania wentylacją nie wymaga dużej częstotliwości odczytywania danych. Jeżeli ma być to tylko pomiar wilgotności w sterownikach klimatyzacji, to można wyłączyć sensor ciśnienia, ale sensor temperatury musi być włączony, bo informacja o temperaturze jest potrzebna do kompensacji danych z czujnika wilgotności. Zaleca się używanie trybu Forced i wymuszanie pomiaru co ok. 1 s. Nadpróbkowanie można ustawić na ×1 dla obu pomiarów: wilgotności i temperatury. Filtr IIR jest wyłączony. Szacowany pobór prądu wynosi ok. 2,9 μA.

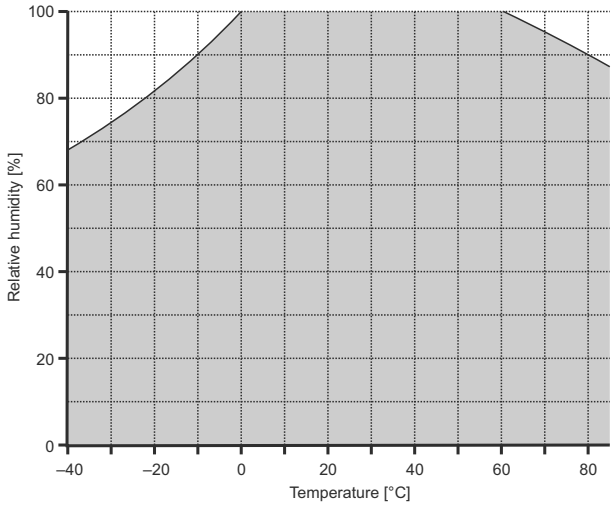
W układach nawigacji wewnątrz budynków sensor BME280 może być używany do pomiaru wysokości za pomocą pomiaru ciśnienia. Żeby uzyskać dobrą dokładność i rozdzielczość pomiaru, szum powinien być jak najmniejszy. Można tu zastosować tryb pomiaru Normal z t_stby 0,5 ms (rysunek 7). Nadpróbkowanie w kanale pomiaru ciśnienia ustawiamy na ×16, temperatury na ×2, a wilgotności na ×1. Filtr IIR jest włączony. Pomiar wilgotności może służyć do detekcji zmiany pomieszczenia lub można go wyłączyć. Szacowany pobór prądu wzrasta do 633 μA, szum pomiaru ciśnienia jest na poziomie 0,2 Pa, co daje niepewność pomiaru wysokości na poziomie 1,6...1,7 cm. Widać, jak włączone nadpróbkowanie wpływa na zwiększenie dokładności pomiaru ciśnienia. Przy wyłączonym nadpróbkowaniu (×1) niepewność jest na poziomie 30 cm. Dane mogą być odczytywane 25 razy na sekundę.

Przy precyzyjnym pomiarze ciśnienia trzeba pamiętać o wpływie dokładności pomiaru temperatury w zależności od temperatury otoczenia, bo jak pamiętamy, jest uwzględniana w kompensacji pomiaru

RMS noise at different temperatures	
Temperature	Typical change in noise compared to 25 °C
-10 °C	+25 %
25 °C	±0 %
75 °C	-5 %

Rysunek 13. Zmiana szumów pomiaru ciśnienia w funkcji temperatury otoczenia

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 14. Zakres pomiaru wilgotności w funkcji temperatury

ciśnienia. Na **rysunku 13** pokazana jest zależność zmiany szumów pomiaru w funkcji temperatury. Szum w układzie pomiaru temperatury wyraźnie rośnie dla temperatur ujemnych. Temperatura otoczenia ma wpływ na zakres pomiaru wilgotności. Pełny zakres pomiaru 0...100% jest wykonywany w temperaturze 0...60°C. Poza tym zakresem pomiar wilgotności jest ograniczany (**rysunek 14**).

Interfejsy komunikacyjne

Do przesyłania danych pomiędzy hostem a sensorem BME280 można wybrać jeden z dwu interfejsów: SPI lub I²C. Oba pracują na magistrali jako urządzenia slave z możliwością przesyłania pojedynczych bajtów lub wielu bajtów w jednej transakcji. Interfejs wybiera się sprzętowo wymuszając stan logiczny na wyprowadzeniu CSB:

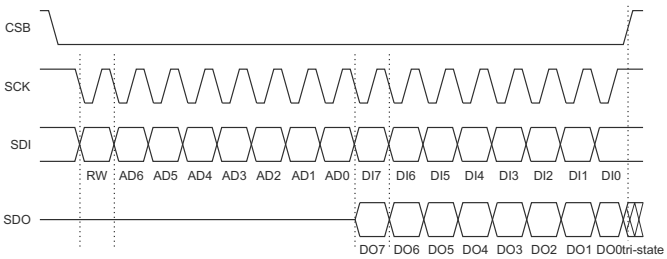
- CSB = 0 interfejs SPI,
- CSB = 1 interfejs I²C.

Interfejs SPI może pracować w trybach 00 (CPOL=CPHA=0) i 11 (CPOL=CPHA=1) i zawiera linie:

- CSB – Chip Select aktywny stan niski,
- SCK – linia zegarowa,
- SDI – linia danych wejścia/wyjścia dla interfejsu 3-liniowego i tylko wejścia dla interfejsu 4-liniowego,
- SDO – linia danych wyjściowych dla interfejsu 4-liniowego (dla interfejsu 3-liniowego jest w stanie wysokiej impedancji).

Włączenie interfejsu 3-liniowego jest programowane przez wpisanie 1 do spi3w_en w rejestrze o adresie 0xF5 config. Na **rysunku 15** pokazano przebiegi czasowe 4-liniowego protokołu SPI w trybie 11.

Sekwencja zapisywania danych przez SPI zaczyna się od wymuszenia stanu niskiego na wejściu CSB i wysłaniu bajtu kontrolnego zawierającego 7 bitów adresu rejestru. Najstarszy, ósmy bit b7 (RW) określa kierunek przesyłania danych i dla sekwencji zapisywania powinien być wyzerowany. Sekwencja zapisu danych do rejestru pod wskazany adres została pokazana na **rysunku 16**. Przesłanie kolejnych bajtów musi być poprzedzane za każdym razem wysłaniem adresu (nie ma autoinkrementacji). Odczytywanie danych z rejestru o zadanym adresie wymaga po wymuszeniu stanu niskiego na CSB wysłania bajtu kontrolnego adresu rejestru z ustawionym bitem b7 (RW=1). Po odebraniu tego bajtu



Rysunek 15. Przebiegi czasowe 4-liniowego interfejsu SPI w trybie 11

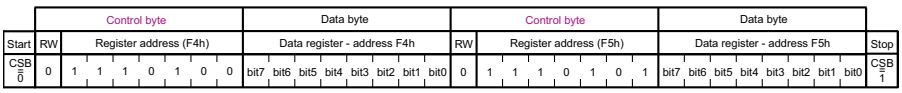
sensor przesyła 8-bitową zawartość zaadresowanego rejestru (**rysunek 17**). Przy odczytywaniu działa mechanizm autoinkrementacji adresu. Kolejne cykle odczytu przesyłają dane z adresów adr+1.

Po wymuszeniu stanu wysokiego na wejściu CSB aktywny jest interfejs I²C slave. I²C jest kompatybilny ze standardem Philips i może pracować w trybach standard fast i high speed. Sześć starszych bitów adresu slave magistrali jest ustawionych na stałe i mają wartość 111011, a wartość najmłodszego bitu jest ustalana przez stan logiczny na wyprowadzeniu SDO. Kiedy SDO jest w stanie niskim, to adres ma wartość 0x76, a kiedy SDO jest w stanie wysokim, to adres slave ma wartość 0x77. Przesyłanie danych przez I²C składa się z wysłania sekwencji:

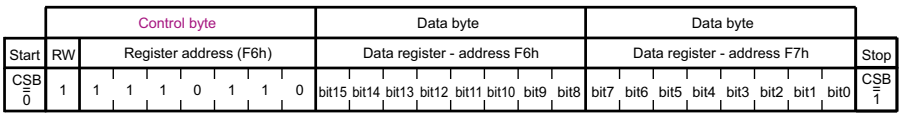
- START,
- Adresu slave z bitem RW=0,
- Bajtu kontrolnego z adresem rejestru,
- Bajtu danych zapisanych pod adres rejestru.

Podobnie jak w przypadku SPI nie ma autoinkrementacji adresu i zapis danych pod kolejny adres musi być poprzedzony wysłaniem adresu rejestru. Sekwencja zapisywania kończy się wysłaniem sekwencji STOP (**rysunek 18**). Sekwencja odczytywania jest standardowa i składa się z dwu faz. Pierwsza faza to zapisanie do układu Slave adresu rejestru, który będzie odczytywany. Po wysłaniu sekwencji START układ Master wysyła na magistralę:

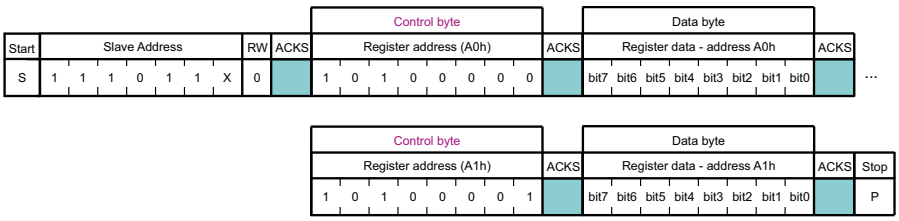
- Adres slave z bitem RW=0,
- Bajt kontrolny zawierający adres odczytywanego rejestru.



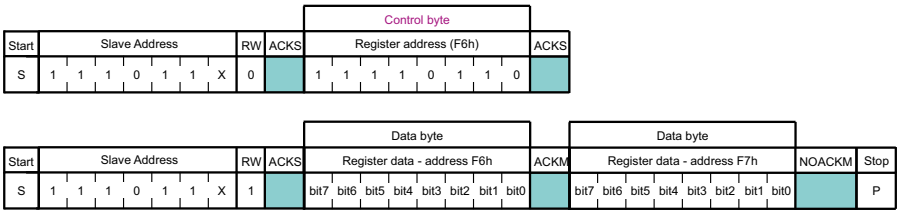
Rysunek 16. Sekwencja zapisywania danych do rejestru przez magistralę SPI



Rysunek 17. Sekwencja odczytywania danych z rejestru przez magistralę SPI

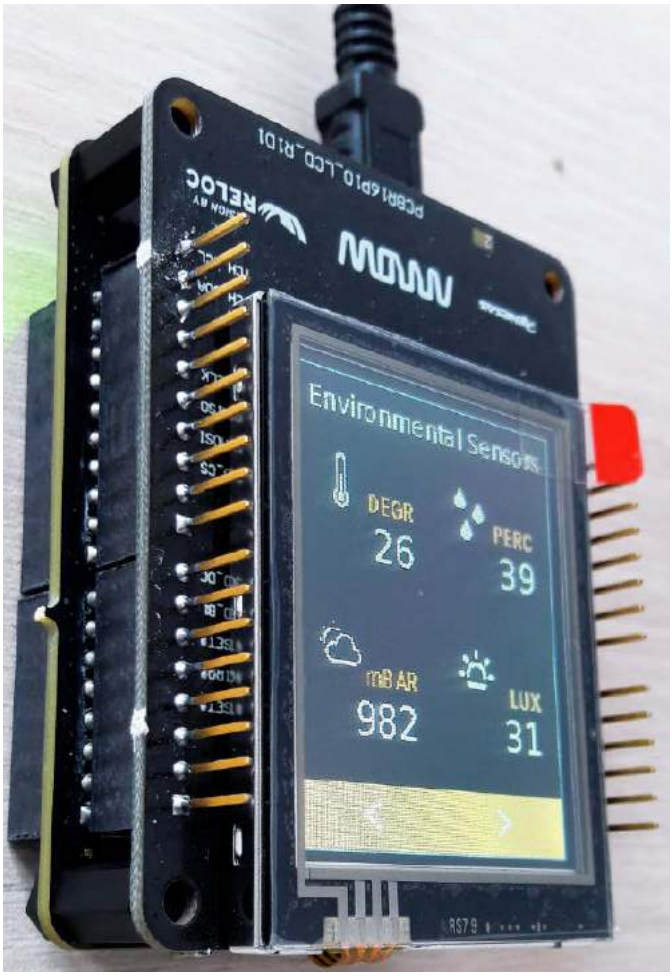


Rysunek 18. Sekwencja zapisywania danych do rejestrów BME280 przez magistralę I²C



Rysunek 19. Sekwencja odczytywania danych przez magistralę SPI

eprasa.pl f319dfd8e2



Fotografia 20. Zestaw testowy

Po wysłaniu adresu rejestru Master wysyła powtórną sekwencję START (Repeat START) zamiast sekwencji STOP kończącej transmisję. Po powtórnym wysłaniu START jest wysyłany adres slave z bitem RW=1 oznaczającym, że układ Slave ma wysyłać dane na magistralę. Master może teraz kolejno odczytywać dane z rejestrów sensora, począwszy od adresu wpisanego w pierwszej fazie. Podobnie jak w przypadku SPI sekwencja odczytywania automatycznie zwiększa adres rejestru po każdym odczytaniu danych (autoinkrementacja adresu). Sekwencja odczytywania danych przez I²C została pokazana na **rysunku 19**.

Testy praktyczne

Do testowania czujnika została wybrana płytka ewaluacyjna Aris Edge S3A3 połączona z wyświetlaczem LCD. Głównym elementem modułu jest mikrokontroler Renesas Synergy z rodziny S3 o oznaczeniu R7FS3A37A3A01CFM. Jest układem opartym na rdzeniu ARM Cortex M4 taktowanym z częstotliwością do 48 MHz. Mikrokontroler R7FS3A37A3A01CFM zamontowany w module Aris Edge S3A3 jest umieszczony w 64-pinowej obudowie LQFP do montażu powierzchniowego, ma 512 kB pamięci programu Flash, 96 kB pamięci danych SRAM i 8 kB stałej pamięci danych Flash. Do dyspozycji mamy 52 linie I/O, 6 kanałów uniwersalnego interfejsu komunikacyjnego SCI, po 2 interfejsy SPI i I²C, 14-bitowy przetwornik ADC z maksymalnie 18 kanałami pomiarowymi, 12-bitowy przetwornik DAC, interfejs USBFS oraz liczniki PWM o rozdzielczości 16 i 32 bity i 4 kanały DMA. Jest także moduł DTC (Data Transfer Controller), który z punktu widzenia użytkownika działa jak kanał DMA obsługujący dużą liczbę transferów.

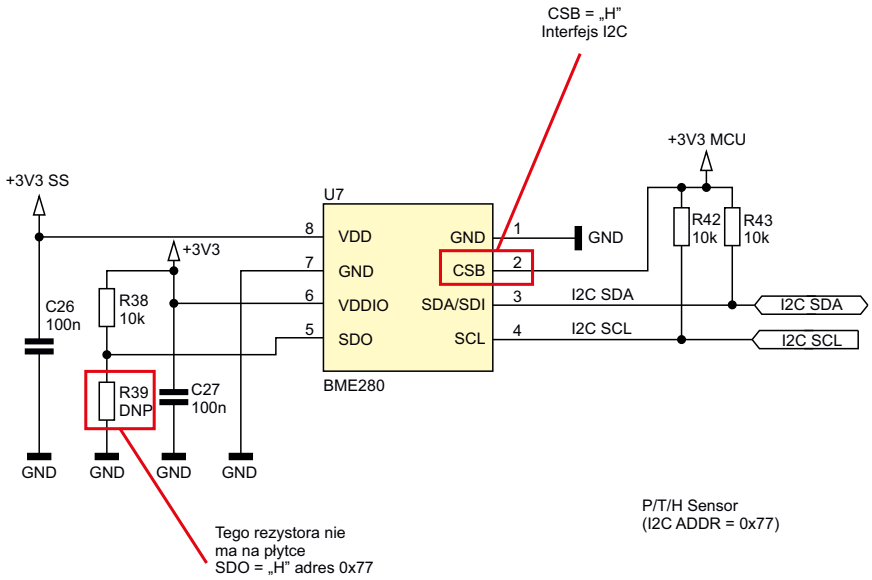
Pomimo dość kompaktowych wymiarów 70×53 mm oprócz mikrokontrolera i układu debuggera na płytce umieszczono dwa rzędy wyprowadzeń zgodnych ze standardem Arduino oraz szereg ciekawych układów peryferyjnych:

- Moduł komunikacyjny MGM111 realizujący komunikację z użyciem protokołów Bluetooth Low Energy Thread i ZigBee,
- Czujnik temperatury, wilgotności i ciśnienia atmosferycznego Bosch BME280,
- Czujnik natężenia światła AMS TSL25711FN,
- Czujnik położenia MEMS Bosch BNO055.

Jak podobne płytki tego typu, moduł został wyposażony w układ programatora/debuggera J-Link firmy Segger komunikujący się z komputerem za pomocą interfejsu USB ze złączem mini-USB. J-Link jest wspierany przez środowisko e2 studio bezpłatnie dystrybuowane przez Renesasa.

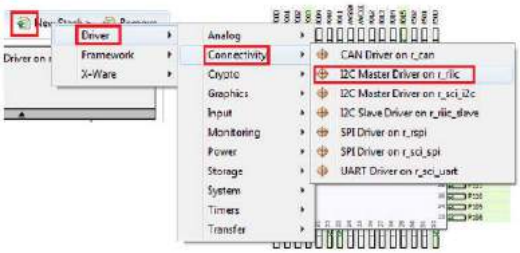
Zgodność ze standardem Arduino umożliwia dołączenie wielu układów (płytek) rozszerzeń. Producent modułu mikrokontrolera oferuje własny moduł kolorowego graficznego wyświetlacza TFT zintegrowanego z rezystancyjnym panelem dotykowym, sprzętowo zgodnym z Arduino. Obie płytki mikrokontrolera i wyświetlacza należy połączyć ze sobą. Do połączenia służą szpilki umieszczone pod spodem płytki mikrokontrolera. Górne złącza (gniazda) pozostają wolne i można do nich podłączać dodatkowe moduły rozszerzeń. Na **fotografii 20** pokazano widok połączonych modułów z uruchomioną fabryczną aplikacją demonstracyjną mierzącą temperaturę, ciśnienie i wilgotność z czujnika BME280.

Zestaw testowy jest kompletnym systemem, ma: 32-bitowy wydajny mikrokontroler z programatorem debuggerem, wbudowany czujnik BME280 i wyświetlacz LCD do prezentacji wyników pomiarów z sensora. Jako środowisko projektowe posłuży e2studio z firmowymi bibliotekami SSP. Pomimo że firmowy program demonstracyjny mierzy i wyświetla dane z sensora, to nie używałem zawartych tam procedur chociaż są dostępne kody źródłowe. Rozbudowane firmowe programy demonstracyjne są atrakcyjne i funkcjonalne, ale im bardziej skomplikowane, tym mniejszy z nich pożytek. Bez dokładnej dokumentacji użytych procedur i działania całości, której prawie zawsze nie ma, trzeba poświęcić bardzo dużo czasu na analizę skomplikowanego kodu. W naszym przypadku do testowania sensora BME280 będziemy potrzebowali drivera magistrali I²C warstwy HAL dostępnego w bibliotece SSP i kilku funkcji napisanych na podstawie informacji,

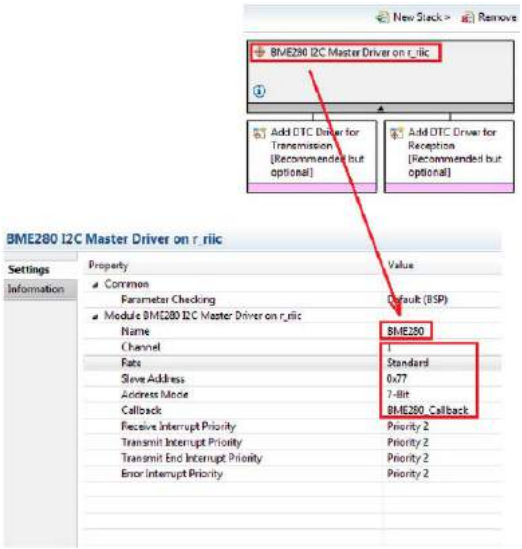


Rysunek 21. Konfiguracja sprzętowa na płytce testowej

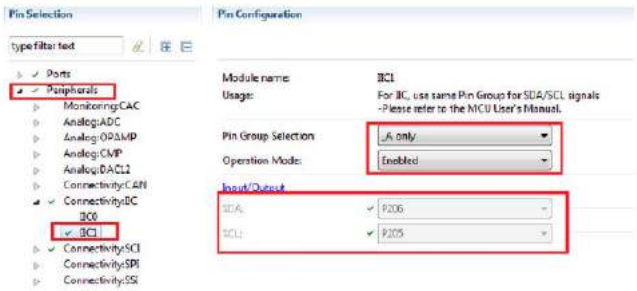
eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 22. Wybór drivera interfejsu I²C



Rysunek 23. Konfiguracja drivera I²C



Rysunek 24. Konfiguracja wyprowadzeń I²C

które podałem wyżej. Konfiguracja, a potem użycie drivera magistrali są stosunkowo proste przy założeniu, że użyjemy konfiguratora Synergy Configuration wbudowanego w środowisko e2studio.

Interfejs I²C – implementacja w środowisku e2studio

Projektanci wybranego modułu wybrali na stałe magistrale I²C i adres *slave* równy 0x77 (**rysunek 21**). Musimy się do tego wyboru dostosować. Mikrokontroler będzie pracował w magistrali I²C jako układ Master. W mikrokontrolerach Renesas Synergy z rodziny S3 interfejs I²C może być realizowany na dwa sposoby. Pierwszy z nich polega na skonfigurowaniu uniwersalnego interfejsu SCI jako I²C z pewnymi uproszczeniami, a drugi na użyciu natywnego pełnego interfejsu I²C. Jeżeli popatrzymy na schemat Arrow Aris EDGE, to widzimy, że wyprowadzenia linii SDA są podłączone do portu P206, a linii SCL do portu P205. To sztywne połączenie elektryczne determinuje wybór interfejsu. Nie możemy wybrać SCI pracującego w trybie I²C. Linie P205 i P206 są przypisane do natywnego interfejsu I2C1 i taki musi być użyty do obsługi modułu.

Tworzenie nowego projektu jest standardowe i było już opisywane, dlatego ten opis nie będzie powielany. Dokładne informacje można znaleźć w pliku pomocy e2studio. Przejdźmy od razu do konfiguratora

Listing 1. Otwarcie interfejsu I2C

```
//otwarcie magistrali I2C BME280
ssp_err_t status; BME280_BUS_Open() {
    status=BME280.p_api -> open(BME280.p_ctrl, BME280.p_cfg);
    ssp_err_t status;
    return status;
}
```

Listing 2. Funkcja BME280_Callback

```
volatile void BME280_Callback(i2c_callback_args_t * p_args);
volatile uint8_t BME280_data_tx,BME280_data_rx;
//*******************************************************
//prototyp funkcji callback dla kontroli transmisji I2C
//*******************************************************
volatile void BME280_Callback(i2c_callback_args_t * p_args){
    if(I2C_EVENT_TX_COMPLETE == p_args->event){
        //zapis danych na magistralę zakończony sukcesem
        BME280_data_tx = 1;
    }
    if(I2C_EVENT_RX_COMPLETE == p_args->event){
        //odczyt danych z magistrali zakończony sukcesem
        BME280_data_rx = 1;
    }
    if(I2C_EVENT_ABORTED == p_args->event){
        //transfer danych zakończony niepowodzeniem
        BME280_data_rx = 10; BME280_data_tx = 10;
    }
}
```

Listing 3. Funkcja zapisywania danych do czujnika BME280

```
ssp_err_t BME280_I2C_Write(uint8_t *buff,uint8_t size, bool stop){
    ssp_err_t status;
    BME280_data_tx=0;
    status = BME280.p_api->write(BME280.p_ctrl, buff, size,stop);
    if(status != SSP_SUCCESS) return(status);
    while (BME280_data_tx != 1);
    return(status);
}
```

Synergy Configuration i konfiguracji drivera I²C. W pierwszym kroku wybieramy zakładkę *Threads*. Dla uproszczenia nie zastosujemy systemu RTOS i dlatego driver zostanie skonfigurowany w domyślnym „wątku" HAL/Common. Wybierany w oknie *HAL/Common Stacks* ikonę *New Stack* i w rozwijanym menu wybieramy: *New Stack* → *Driver* → *Connectivity* → *I2C Master Driver on r_iic* (**rysunek 22**). Dodany driver pojawia się w oknie *HAL/Common Stacks* i można go skonfigurować w oknie *Properties*. W oknie *Name* nadajemy driverowi swoją nazwę. W naszym przypadku będzie to BME280. Ta nazwa potem występuje w funkcjach drivera. Okno *Channel* wybiera numer kanału interfejsu I²C. Prędkość transmisji wybiera się w oknie *Rate*. Na początek najlepiej jest ustawić opcję *Standard*. Jeżeli wszystko zadziała, można eksperymentować z większymi prędkościami. Adres układu *slave* wpisuje się w oknie *Adress Slave*, a format adresu w oknie *Address Mode* (adres 7-bitowy). Priorytety przerwań zgłaszanych przez moduł I²C są ustawiane w 4 ostatnich oknach.

Szerszego opisu wymaga okno *Callback*. W interfejsach szeregowych, które nie maja bufora FIFO wysłanie kolejnego bajtu na magistralę jest możliwe po zakończeniu wysyłania poprzedniego bajtu. W I²C nie ma znaczenia, czy jest to adres *slave*, dane wysyłane, czy dane odbierane. Dlatego funkcje drivera wysyłające i dobierające dane muszą albo czekać na zakończenie wysyłania (funkcje blokujące), albo kończyć swoje działanie po zainicjowaniu transmisji i wprowadzać mechanizmy sygnalizacji zakończenia transmisji. Funkcje blokujące nigdy nie są dostatecznie dobrym rozwiązaniem. Jeżeli coś pójdzie nie tak, to możemy całkowicie stracić kontrolę nad programem. Jeżeli w oknie *Callback* umieścimy wpis *NULL*, to funkcje transmisji będą wykonywane jako blokujące. Wpisanie do *Callback* swojej nazwy spowoduje, że funkcje nie będą czekały na zakończenie transmisji. Użytkownik musi sam sobie napisać funkcję o nazwie z okna właściwości drivera *Callback* i zadbać o wykrywanie zakończenia transmisji. Opiszę ten mechanizm przy okazji opisywania działania funkcji obsługi I²C. Zastosowana konfiguracja drivera I²C została pokazana na **rysunku 23**.

W kolejnym kroku trzeba wybrać zakładkę *Pins konfiguratora Synergy Configurator* i ustawić wyprowadzenia interfejsu I²C, tak by był sprzętowo zgodny z płytką Arduino. Jak wiemy I²C musi używać portów P206 i P207, co zostało to pokazane na **rysunku 24**. Po konfiguracji i wygenerowaniu przez konfigurator odpowiednich plików

eprasa.pl f319dfd8e2

po kliknięciu na *Generate Project Content* można używać funkcji drivera magistrali I²C.

Pierwszą rzeczą jaką należy zrobić jest otwarcie drivera za pomocą funkcji open. Kod pokazany jest na **listingu 1**. Argumentami funkcji open są dwie struktury: p_ctrl i p_cfg. Struktura p_ctrl zawiera informację opisującą interfejs i flagę określającą czy interfejs został prawidłowo otwarty. Struktura p_cfg zawiera wszystkie konfiguracje pokazane na rysunku 23.

Funkcja open zwraca jeden ze statusów:

- SSP_SUCCESS – interfejs został poprawnie otwarty i może być używany,
- SSP_ERR_IN_USE – interfejs jest już otwarty i nie można go powtórnie otworzyć,
- SSP_ERR_INVALID_RATE – nie można wyliczyć wybranej prędkości transmisji.

Do odczytywania i zapisywania danych z czujnika BME280 zostały napisane dwie funkcje: BME280_I2C_Write i BME280_I2C_Read. Ponieważ w konfiguracji określiliśmy nazwę Callback, to funkcje przesyłania danych po magistrali nie są blokujące. Użytkownik musi zdefiniować funkcję callback wywoływaną przez zdarzenia zgłaszane przez funkcje zapisywania i odczytywania danych z magistrali. Dla drivera magistrali I²C zdefiniowano w SSP zdarzenia:

- I2C_EVENT_ABORTED (transfer nie dokończony),
- I2C_EVENT_RX_COMPLETE (operacja odczytywania zakończona sukcesem),
- I2C_EVENT_TX_COMPLETE (operacja zapisywania zakończona sukcesem).

Dla naszych potrzeb zdefiniowałem 2 zmienne globalne i funkcję BME280_ Callback (**listing 2**). Poprawnie zakończenie odczytania lub zapisania danych jest sygnalizowane wpisaniem jedynki do odpowiednich zmiennych. Wpisanie wartości 10 sygnalizuje transfer danych, który nie zakończył się sukcesem. Użytkownik musi przed wywołaniem funkcji zapisu i odczytu wyzerować odpowiednią zmienną i po wykonaniu funkcji write, lub read czekać na wpisanie do tej zmiennej wartości 1. Funkcje przykładowe czekają na wpisanie 1 w nieskończonych pętlach, czyli blokują cały program. Jednak łatwo jest je zmodyfikować tak, by oczekiwanie trwało przez określony czas i jeżeli potwierdzenie w tym czasie nie nadejdzie nastąpi wyjście z pętli i będzie zgłaszany błąd.

Funkcja przesłania danych przez magistralę I²C BME280_I2C_Write została pokazana na **listingu 3**. Jej argumentami są: wskaźnik na bufor z danymi do wysłania (*buff), ilość danych do wysłania (size) i flaga stop określająca, czy sekwencja zapisu ma się zakończyć sekwencją STOP. Samo zapisanie danych wykonuje funkcja write wykorzystująca funkcję warstwy HAL z argumentami: struktura p_ctrl opisująca czy interfejs został poprawnie otwarty, wskaźnik na bufor z danymi, ilość danych i flaga stop.

Poprawne zapisanie danych do wysłania przez interfejs I²C powoduje zwrócenie przez funkcję write wartości SSP_SUCCESS. Kiedy zapis się nie powiedzie jest zwracana wartość SPP_ERR_ABORTED. W naszym przypadku zapisanie danych do wysłania nie czeka na zakończenie transferu i program musi czekać na wpisanie jedynki do zmiennej BME280_data_tx po wystąpieniu zdarzenia I2C_EVENT_TX_COMPLETE.

Funkcja BME280_I2C_Read (**listing 4**) jest przeznaczona do odczytania danych z sensora BME280 przez układ Master i ma trzy argumenty: wskaźnik na bufor z odczytanymi danymi, ilość odczytywanych danych i flaga stop. Odczytywanie realizuje funkcja read. Mechanizmy rozpoznawania zakończenia sekwencji odczytywania są takie same jak w przypadku poprzedniej funkcji.

Register Name	Address	bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0	Reset state
hum_lsb	0xFE	hum_lsb<7:0>								0x00
hum_msb	0xFD	hum_msb<7:0>								0x80
temp_xlsb	0xFC	temp_xlsb<7:4>				0	0	0	0	0x00
temp_lsb	0xFB	temp_lsb<7:0>								0x00
temp_msb	0xFA	temp_msb<7:0>								0x\80
press_xlsb	0xF9	press_xlsb<7:4>				0	0	0	0	0x00
press_lsb	0xF8	press_lsb<7:0>								0x00
press_msb	0xF7	press_msb<7:0>								0x80

Rysunek 25. Rejestry wyniku pomiarów z czujników BME280

Listing 4. Funkcja odczytywania danych z czujnika BME280

```
ssp_err_t BME280_I2C_Read(uint8_t *buff, uint8_t size, bool stop) {
    ssp_err_t status;
    BME280_data_rx = 0;
    status = BME280.p_api->read(BME280.p_ctrl, buff, size,stop);
    if(status != SSP_SUCCESS) return status;
    while (BME280_data_rx != 1);
    return(status);
}
```

Listing 5. Odczytanie zadanej ilości danych od rejestru z argumentu reg

```
/*****************************************************************************
*
* @param reg adres rejestru
* @param data_size ilosc danych do odczytania
* @param p_data wskaznik na bufor danych
* @return kod bledu operacji na magistrali I2C
* odczytanie rejestrow wszsytkich pomiarow
* 8 bajtow od adresu 0xB7
*****************************************************************************/
uint8_t BME280_read_PTH(uint8_t reg, uint8_t data_size, uint8_t *p_data){
    ssp_err_t status;
    uint8_t temp[2];
    temp[0] = reg;

    //zapisz adres rejestru, bez sekwencji STOP
    status = BME280_I2C_Write(temp, 1, true);
    if(status != SSP_SUCCESS) return (status);

    //odczytaj zadana ilość bajtow i zapisz w buforze p_data
    status=BME280_I2C_Read(p_data, data_size, false);
    if(status != SSP_SUCCESS) return(status);

    return status;
}
```

Listing 6. Odczytanie rejestru 16 bitowego

```
//odczytanie rejestru 16 bitowego
 uint16_t BME280_read_reg16(uint8_t reg){
    ssp_err_t status;
    uint8_t data[4];
    uint16_t value = 0;
    data[0] = reg;
    Err = 0; //OK!

    status = BME280_I2C_Write(data,1,true);
    if(status != SSP_SUCCESS){
        Err = 0xFF;
        return(0);
    }
    status = BME280_I2C_Read(data,2,false);
    if(status != SSP_SUCCESS){
        Err = 0xFF;
        return(0);
    }

    //"skałdanie" 16 bitowej wartosci
    value = data[1];
    value = (value<<8) | data[0];
    return value;
 }
```

Listing 7. Odczytanie rejestru 8 bitowego

```
uint8_t readUint8(uint8_t reg){
    ssp_err_t status;
    uint8_t data[3];
    data[0]=reg;

    status = BME280_I2C_Write(data,1,true);
    if(status != SSP_SUCCESS){
        Err = 0xFF;
        return(0);
    }
    status = BME280_I2C_Read(data,1,false);
    if(status != SSP_SUCCESS){
        Err = 0xFF;
        return(0);
    }

    return data[0];
 }
```


eprasa.pl f319dfd8e2

Listing 8. Deklaracja zmiennych dla danych kalibracyjnych

```
// Calibration data.
uint16_t _dig_T1;
int16_t _dig_T2;
int16_t _dig_T3;
uint16_t _dig_P1;
int16_t _dig_P2;
int16_t _dig_P3;
int16_t _dig_P4;
int16_t _dig_P5;
int16_t _dig_P6;
int16_t _dig_P7;
int16_t _dig_P8;
int16_t _dig_P9;
uint8_t _dig_H1;
int16_t _dig_H2;
uint8_t _dig_H3;
int16_t _dig_H4;
int16_t _dig_H5;
int8_t _dig_H6;
```

Listing 9. Odczytanie danych kalibracyjnych

```
void BME280_readCalibrationData(void){
    Err = 0;
    _dig_T1 = BME280_read_reg16(BME280_CAL_T1);
    _dig_T2 = (int16_t) BME280_read_reg16(BME280_CAL_T2);
    _dig_T3 = (int16_t) BME280_read_reg16(BME280_CAL_T3);

    _dig_P1 = BME280_read_reg16(BME280_CAL_P1);
    _dig_P2 = (int16_t) BME280_read_reg16(BME280_CAL_P2);
    _dig_P3 = (int16_t) BME280_read_reg16(BME280_CAL_P3);
    _dig_P4 = (int16_t) BME280_read_reg16(BME280_CAL_P4);
    _dig_P5 = (int16_t) BME280_read_reg16(BME280_CAL_P5);
    _dig_P6 = (int16_t) BME280_read_reg16(BME280_CAL_P6);
    _dig_P7 = (int16_t) BME280_read_reg16(BME280_CAL_P7);
    _dig_P8 = (int16_t) BME280_read_reg16(BME280_CAL_P8);
    _dig_P9 = (int16_t) BME280_read_reg16(BME280_CAL_P9);

    _dig_H1 = readUint8(BME280_CAL_H1);
    _dig_H2 = (int16_t) BME280_read_reg16(BME280_CAL_H2);
    _dig_H3 = readUint8(BME280_CAL_H3);
    // H4 & H5 wspoldziela bajty .
    uint8_t temp1 = readUint8(BME280_CAL_H4);
    uint8_t temp2 = readUint8(BME280_CAL_H45);
    uint8_t temp3 = readUint8(BME280_CAL_H5);
    _dig_H4 = (temp1<<4) | (temp2&0x0f);
    _dig_H5 = (temp3<<4) | (temp2>>4);
    _dig_H6 = (int8_t) readUint8(BME280_CAL_H6);
}
```

Register Address	Register content	Data type
0x88 / 0x89	dig_T1 [7:0] / [15:8]	unsigned short
0x8A / 0x8B	dig_T2 [7:0] / [15:8]	signed short
0x8C / 0x8D	dig_T3 [7:0] / [15:8]	signed short
0x8E / 0x8F	dig_P1 [7:0] / [15:8]	unsigned short
0x90 / 0x91	dig_P2 [7:0] / [15:8]	signed short
0x92 / 0x93	dig_P3 [7:0] / [15:8]	signed short
0x94 / 0x95	dig_P4 [7:0] / [15:8]	signed short
0x96 / 0x97	dig_P5 [7:0] / [15:8]	signed short
0x98 / 0x99	dig_P6 [7:0] / [15:8]	signed short
0x9A / 0x9B	dig_P7 [7:0] / [15:8]	signed short
0x9C / 0x9D	dig_P8 [7:0] / [15:8]	signed short
0x9E / 0x9F	dig_P9 [7:0] / [15:8]	signed short
0xA1	dig_H1 [7:0]	unsigned char
0xE1 / 0xE2	dig_H2 [7:0] / [15:8]	signed short
0xE3	dig_H3 [7:0]	unsigned char
0xE4 / 0xE5[3:0]	dig_H4 [11:4] / [3:0]	signed short
0xE5[7:4] / 0xE6	dig_H5 [3:0] / [11:4]	signed short
0xE7	dig_H6	signed char

Rysunek 26. Umieszczenie danych kompensacyjnych w rejestrach

pokazana na rysunku 19. W pierwszym etapie master wysyła sekwencje START, adres slave z bitem RW=0 i adres rejestru. Nie jest wysyłana sekwencja STOP. W drugim etapie wysyłamy powtórnie sekwencję START, adres slave z bitem RW=1, odczytujemy zadaną ilość bajtów i na koniec sekwencję STOP. Na **listingu 5** pokazano funkcję, która odczytuje blok danych od zadanego adresu rejestru i umieszcza go w buforze. Wskaźnik na bufor jest argumentem tej

Implementacja obsługi sensora BME280 na innym mikrokontrolerze (innego producenta) wymaga napisania na nowo obsługi I²C. Pozostałe funkcje opisywane poniżej mogą pozostać bez zmian.

Odczytywanie danych z sensora

Dane pomiarowe z trzech czujników są dostępne w rejestrach od adresu 0xF7 do 0xFE (**rysunek 25**). Producent w danych technicznych zaleca, żeby odczytywać wszystkie dane pomiarowe z rejestrów w jednym cyklu odczytu. Zapobiega to możliwości mieszania się danych w rejestrach z kolejnych pomiarów. Jeżeli nie odczytujemy wilgotności to w jednym cyklu trzeba odczytać rejestry od 0xF7 do 0xFC. Odczytywanie danych ze wszystkich czujników wymaga odczytu rejestrów od adresu 0xF7 do 0xFE. Odczytywanie bloku rejestrów ma szczególne znaczenie w trybie normalnym. Układy logiczne sensora mają podwójne buforowanie danych. Pomiary są najpierw zapisywane do bufora cienia i potem przepisywane do bufora danych wyjściowych. Blokowanie zapisu do bufora danych z bufora cienia działa tylko w momencie odczytywania danych przez magistralę. Dla interfejsu SPI koniec sesji odczytania danych jest wykrywany przez narastające zbocze sygnału CSB, a dla I²C przez wykrycie sekwencji STOP.

Sekwencja odczytywania danych z rejestrów sensora przez magistralę I²C została

Listing 10. Funkcja składająca dana wielobitową z danych 8 bitowych

```
uint32_t BME280_assembleRawValue(uint8_t *p_data, uint8_t has_xlsb){
    uint32_t value = p_data[0];
    value <<= 8;
    value |= p_data[1];
    if (has_xlsb!=0){
        value <<= 4;
        value |= (p_data[2]>>4);
    }
    return (int32_t) value;
}
```

Listing 11.

```
/*************************************
* odczytanie rejestrow wszsytkich pomiarow
* 8 bajtow od adresu BME280_MEASUREMENT_REGISTER = 0xB7
* obliczenie kompensacji pomiarow na podstawie odczytanych danych kompensacji
*/
void BME280_read(void){
    // odczytanie wszystkich pomiarów w jednym cyklu
    uint8_t data[BME280_MEASUREMENT_SIZE];
    BME280_read_PTH(BME280_MEASUREMENT_REGISTER,BME280_MEASUREMENT_SIZE,data);

    // składanie pomiarów
    int32_t p = BME280_assembleRawValue(&data[0],1);
    int32_t t = BME280_assembleRawValue(&data[3],1);
    int32_t h = BME280_assembleRawValue(&data[6],0);

    // kompensacja pomiarów
    // wyliczanie temperatury w pierwszej kolejności
    _temperature = BME280compensateTemperature(t);
    // Uzycie wyliczonej temperatury do kompencacji cisnienia
    _pressure = BME280compensatePressure(p);
    // Uzycie wyliczonej temperatury do kompencacji wilgotnosci
    _humidity = BME280compensateHumidity(h);
}
```

Listing 12. Kompensacja pomiaru temperatury

```
//kompensacja temperatury
temperature_t BME280compensateTemperature(int32_t adc_T){
    double v_x1_u32;
    double v_x2_u32;
    double temperature;

    v_x1_u32  = (((double)adc_T) / 16384.0 - ((double)_dig_T1) / 1024.0) *
    ((double)_dig_T2);

    v_x2_u32  = ((((double)adc_T) / 131072.0 - ((double)_dig_T1) / 8192.0) *
    (((double)adc_T) / 131072.0 - ((double)_dig_T1) / 8192.0)) *
    ((double)_dig_T3);

    //_t_fine temperatura do kompensacji pozostałych pomiarów
    _t_fine = (int32_t)(v_x1_u32 + v_x2_u32);
    temperature  = (v_x1_u32 + v_x2_u32) / 5120.0;
    return temperature;
}
```


eprasa.pl f319dfd8e2

funkcji. Z tych danych trzeba „złożyć" słowa o długości odpowiadającej rozdzielczości pomiarów. Pomiar ciśnienia i temperatury ma rozdzielczość 20 bitową, a pomiar wilgotności 16 bitową.

Sensor BME280 ma zapisane w pamięci nieulotnej dane kalibracyjne potrzebne do uzyskania dużej dokładności pomiarów w szerokim zakresie pomiarowym. Są tam umieszczane w procesie produkcyjnym i użytkownik nie ma możliwości modyfikacji. Służą do obliczenia kompensacji pomiarów. Te dane są dostępne w rejestrach od adresu 0x88 do adresu 0xA1 i od adresu 0xE1 do 0xE7 (kompensacja wilgotności) (**rysunek 26**). Do odczytania danych kompensacji zostały przygotowane 3 funkcje. Pierwsza z nich to BME280_read_reg16 odczytująca 2 kolejne bajty od adresy z argumentu i zwracająca 16 bitową wartość. Druga funkcja odczytuje i zwraca jeden bajt spod adresu z jej argumentu. Dane kalibracyjne będą umieszczone w zmiennych globalnych zdeklarowanych na **listingu 8**. Trzecia funkcja BME280_readCalibrationData (**listing 9**) odczytuje rejestry kalibracyjne i umieszcza dane kalibracyjne w zmiennych z listingu 8. Będą one potem wykorzystane w procedurach kompensacji pomiarów. Kompletny proces odczytywania danych z sensora można podzielić na kilka etapów:

- Odczytanie danych kalibracji. Można to zrobić jednorazowo na początku programu,
- Odczytanie danych z rejestrów sensora BME280 za pomocą funkcji BME290_read_PTH,
- Złożenie danych o odpowiedniej długości z bajtów pomiarów odczytanych z rejestrów,
- Obliczenie kompensacji wyników za pomocą specjalnych funkcji wykorzystujących dane kalibracji.

Listing 13. Kompensacja pomiaru ciśnienia

```
//kompensacja cisnienia
pressure_t BME280compensatePressure(int32_t adc_P)
{
    double v_x1_u32;
    double v_x2_u32;
    double pressure;

    v_x1_u32 = ((double)_t_fine / 2.0) - 64000.0;
    v_x2_u32 = v_x1_u32 * v_x1_u32 * ((double)_dig_P6) / 32768.0;
    v_x2_u32 = v_x2_u32 + v_x1_u32 * ((double)_dig_P5) * 2.0;
    v_x2_u32 = (v_x2_u32 / 4.0) + (((double)_dig_P4) * 65536.0);
    v_x1_u32 = (((double)_dig_P3) * v_x1_u32 * v_x1_u32 / 524288.0 +
    ((double)_dig_P2) * v_x1_u32) / 524288.0;
    v_x1_u32 = (1.0 + v_x1_u32 / 32768.0) * ((double)_dig_P1);
    pressure = 1048576.0 - (double)adc_P;

    // Avoid exception caused by division by zero.
    if (v_x1_u32 != 0)
        pressure = (pressure - (v_x2_u32 / 4096.0)) * 6250.0 / v_x1_u32;
    else
        return 0;
    v_x1_u32 = ((double)_dig_P9) * pressure * pressure / 2147483648.0;
    v_x2_u32 = pressure * ((double)_dig_P8) / 32768.0;
    pressure = pressure + (v_x1_u32 + v_x2_u32 + ((double)_dig_P7)) / 16.0;

    return pressure;
}
```

Listing 14. Kompensacja pomiaru wilgotności

```
//kompensacja wilgotnosci
humidity_t BME280compensateHumidity(int32_t adc_H){
    double var_h;

    var_h = (((double)_t_fine) - 76800.0);
    if (var_h != 0){
        var_h = (adc_H - (((double)_dig_H4) * 64.0 + ((double)_dig_H5) / 16384.0 * var_h)) *
        (((double)_dig_H2) / 65536.0 * (1.0 + ((double) _dig_H6) / 67108864.0 *
        var_h * (1.0 + ((double)_dig_H3) / 67108864.0 * var_h)));
    }
    else
        return 0;

    var_h = var_h * (1.0 - ((double)_dig_H1)*var_h / 524288.0);
    if (var_h > 100.0)
        var_h = 100.0;
    else if
        (var_h < 0.0) var_h = 0.0;
    return var_h;
}
```

Do składania słowa pomiaru z 8 bitowych danych odczytanych z rejestrów danych służy funkcja BME280_assembleRawValue pokazana na **listingu 10**. Funkcja składa 16 bitową wartość z dwu pierwszych bajtów bufora p_data i jeżeli argument has_xlsb jest równy 1 to 16 bitowa wartość jest dodatkowo rozszerzana o 4 bity z trzeciego bajtu do 20 bitów. Kompletna funkcja BME280_read odczytywania pomiarów z sensora i wyliczania pomiarów z uwzględnieniem kalibracji została pokazana na **listingu 11**. Wyliczanie kompensacji pomiarów należy rozpocząć od temperatury, bo ta jest używana do kompensowania pozostałych dwu pomiarów ciśnienia i wilgotności. Wartość temperatury używanej do kompensacji jest zapisywana w zmiennej globalnej _t_fine.

Producent sensora podaje w swoich danych technicznych jak należy wyliczać pomiary na podstawie danych kalibracyjnych i mocno sugeruje, żeby stosować gotowe procedury przygotowane przez BOSH Sensortec. Firmowe procedury pokazane na **listingach 12**, **13** i **14**. Użycie funkcji obsługi sensora BME280 trzeba poprzedzić wywołaniem funkcji BME280_int, która zeruje zmienne wyniku temperatury, ciśnienia i wilgotności, otwiera interfejs I²C, zeruje zmienne zdanymi kalibracji, odczytuje dane kalibracji i programuje rejestr konfiguracji o adresie 0xF5 pokazany na rysunku 9 (**listing 15**).

Dla przykładowego pomiaru ciśnienia wilgotności i temperatury w stacji pogodowej wykorzystamy tryb Forced. Dane dotyczące czasu

Listing 15. Inicjalizacja obsługi sensora BME280

```
uint8_t BME280_init(void){
    ssp_err_t status;
    _temperature = 0;
    _pressure = 0;
    _humidity = 0;
    _t_fine = 0;
    Err = 0;
    //otwarcie magistrali I2C
    status=BME280_BUS_Open();
    //blad otwarcia magistrali
    if(status != SSP_SUCCESS)
    return (0xFF);

    //zerowanie zmiennych kalibracji
    BME280_clearCalibrationData();
    //odczytanie danych kalibracji
    BME280_readCalibrationData();

    BME280_writeConfigRegister(
    BME280_STANDBY_500_US,BME280_FILTER_OFF,0);
    return(Err);
}
```

Listing 16. Pętla wykonująca pomiary

```
while(1){
    BME280_writeControlRegisters(
    BME280_OVERSAMPLING_1X,
    BME280_OVERSAMPLING_1X,
    BME280_OVERSAMPLING_1X,
    BME280_MODE_FORCED);

    R_BSP_SoftwareDelay(
    BSP_DELAY_UNITS_MILLISECONDS, 100);

    BME280_read();
    BME280_disp_T();
    BME280_disp_H ();
    BME280_disp_P();

    R_BSP_SoftwareDelay(
    BSP_DELAY_UNITS_MILLISECONDS, 10000);
}
```

Listing 17. Zapisanie rejestru Config

```
ssp_err_t BME280_writeConfigRegister(uint8_t t_sb, uint8_t filter, uint8_t spi){
    ssp_err_t status;
    uint8_t data[2];
    data[0] = BME280_CONFIG_REGISTER;
    data[1] = ((t_sb&0x07)<<5) | ((filter&0x07)<<2) | (spi&0x01);

    status = BME280_I2C_Write(data,2,false);
    return (status);
}
```


eprasa.pl f319dfd8e2

```
Listing 18. Zapisanie rejestru sterującego
ssp_err_t BME280_writeControlRegisters(
uint8_t osrs_t, uint8_t osrs_p,
uint8_t osrs_h, uint8_t mode){
    ssp_err_t status;
    uint8_t data[2];
    data[0] = BME280_CTRL_HUM_REGISTER;
    data[1] = (osrs_h&0x07);

    status = BME280_I2C_Write(data,2,false);
    if(status != SSP_SUCCESS)
    return(status);

    data[0] = BME280_CTRL_MEAS_REGISTER;
    data[1] = ((osrs_t&0x07)<<5) |
    ((osrs_p&0x07)<<2) |
    (mode&0x03);

    status = BME280_I2C_Write(data,2,false);
    return(status);
}
```

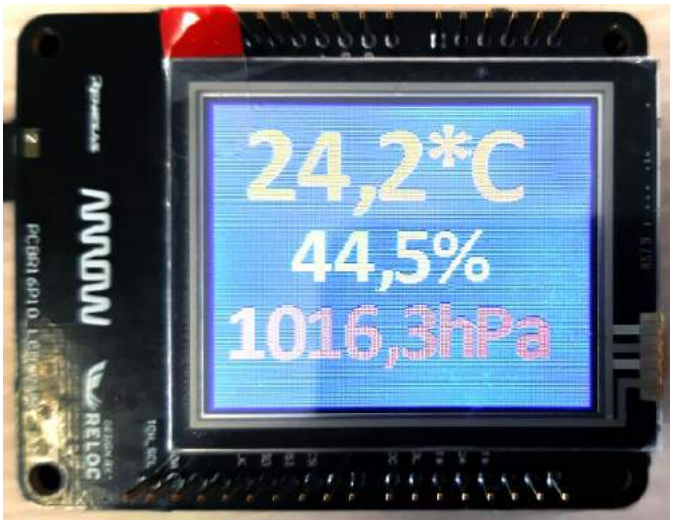
stany Standby dla trybu NORMAL nie będą miały znaczenia. Wyłączymy filtr IIR, a bit programujący ilość linii interfejsu SPI zerujemy (dla I²C nie ma znaczenia).

Pomiar w trybie Forced wymaga za każdym razem wyzwolenia przez wpisanie do rejestru Control (adres 0xF4) trybu Forced (**rysunek 10**). Ponieważ nie można zaprogramować tylko bitów trybu pracy to trzeba wpisać do rejestru Control wszystkie dane sterujące pracą sensora. Dla pomiarów do celów pogodowych nie jest konieczna duża dokładność i dla wszystkich czujników nadpróbkowanie wyłączamy (ustawiamy na wartość x1). Na **listingu 16** jest pokazana prosta pomiarowa pętla nieskończona, która:

- Wyzwala pomiar przez wpisanie trybu Forced do rejestru sterującego,
- Odczytuje wszystkie pomiary i wylicza kompensacje,
- Wyświetla wszystkie trzy pomiary,
- Odlicza opóźnienie 10 sek.

Na **listingach 17** i **18** są pokazane funkcje zapisu rejestrów konfiguracji i kontrolnego. Program testowy wyświetla zmierzone wartości na wyświetlaczu dołączonym do płytki ewaluacyjnej (**fotografia 27**).

Umieszczenie sensora BME280 na płytce ewaluacyjnej ma jedną wadę. Mierzona temperatura jest wyższa od temperatury otoczenia, bo obok są źródła ciepła: mikrokontroler, układ debuggera, wyświetlacz z układem podświetlenia, stabilizatory układu zasilania. W przypadku mojej płytki z wyświetlaczem mierzona temperatura jest o ok. 4°C wyższa od temperatury otoczenia. W praktycznych realizacjach należałoby odsunąć sensor od płytki, a najlepiej umieścić go poza obudową w pewnej odległości.



Fotografia 27. Wyświetlanie pomiarów z BME280

Wynik pomiaru ciśnienia jest podawany w Pascalach. Żeby go wyświetlać w hPa trzeba go podzielić przez 100. Ciśnienie jest mierzone w wartościach bezwzględnych. Żeby miało wartość odnoszoną do poziomu morza trzeba go skorygować. Ciśnienie rośnie na małych wysokościach do 1000 m w dużym przybliżeniu o około 11 Pa na każdy metr wysokości. W rzeczywistości ta zależność jest wykładnicza Jeżeli znamy wysokość pomiaru h, to do zmierzonej wartości trzeba dodać 11*h.

Tomasz Jabłoński, EP

REKLAMA

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

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

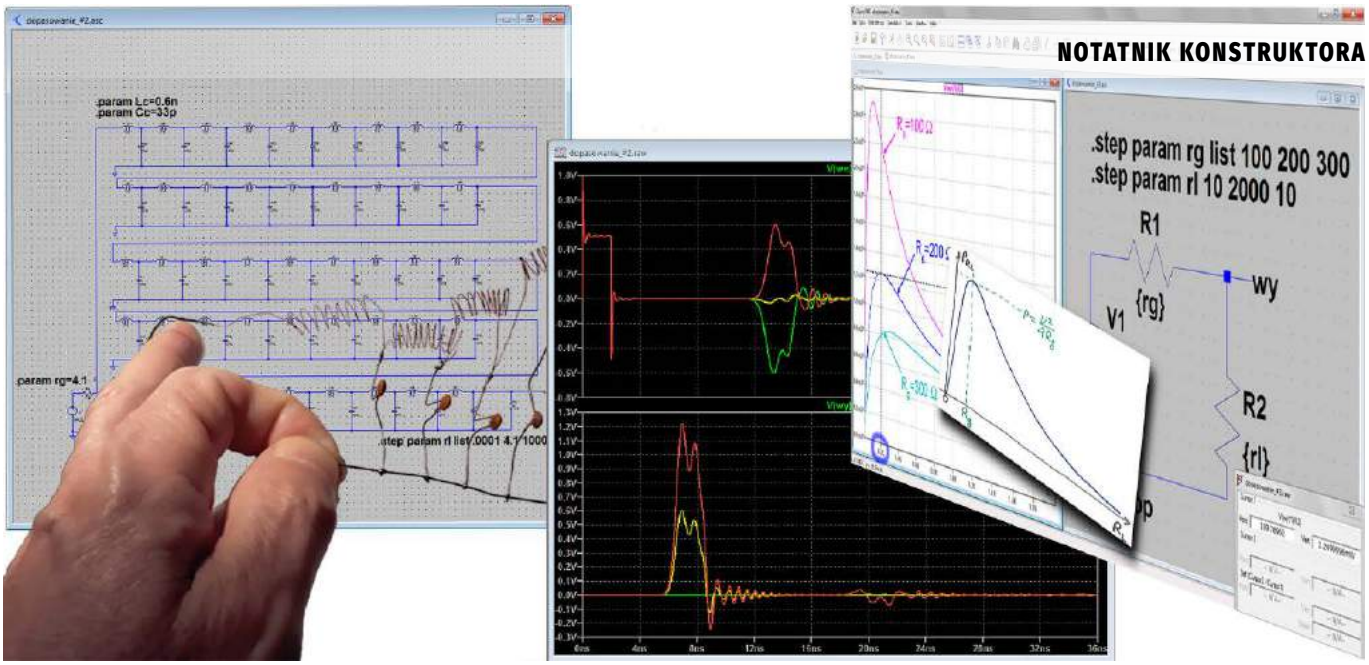
Zamów e-prenumeratę (.pdf) na
www.avt.pl/prenumerata/elektroniczne

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 f319dfd8e2



Symulacja i pomiar czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (5)

Dopasowanie mocy

FTP
WSZYSTKIE POPRZEDNIE ODCINKI SĄ DOSTĘPNE NA STRONIE WWW.MEDIA.AVT.PL

Termin „dopasowanie" (w znaczeniu elektrycznym) jest, a przynajmniej powinien być dobrze znany każdemu elektronikowi i elektrykowi. Czasami wiedza ulatuje jednak z naszych głów, zwłaszcza wtedy, gdy nie jest stosowana na co dzień, warto więc poświęcić chwilę na przypomnienie sobie tej tematyki.

Dopasowanie układów elektrycznych to bardzo obszerny zakres wiedzy, którą można nazwać nieco tajemną ze względu na dość skomplikowane wzory opisujące zagadnienia falowe. W poprzednim odcinku obiecałem, że ten artykuł będzie nieco lżejszy. Postaram się zatem nie zamieszczać skomplikowanych równań matematycznych, co być może uchroni Czytelników przed stresem związanym z koniecznością ich analizy. Bez matematyki jednak się nie obejdzie.

Artykułu z założenia nie należy traktować jako kompendium wiedzy na temat dopasowania urządzeń elektrycznych lub elektronicznych. Opisano w nim zaledwie dwa stosunkowo proste eksperymenty potwierdzające pewną tezę, do której dojdziemy w dalszej części.

O co w ogóle chodzi?

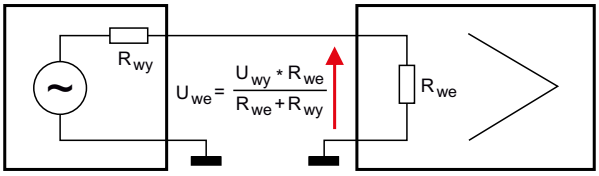
Mówiąc o dopasowaniu mamy na myśli taki dobór parametrów dwóch układów elektrycznych, aby po ich połączeniu uzyskać optymalne z jakiegoś względu warunki pracy całości. Pozostaje więc rozstrzygnięcie o jakie warunki chodzi? Przeanalizujmy kilka przykładów.

Przeglądając fora audiofilskie można napotkać notorycznie zadawane pytanie: czy dobrze będzie grał zestaw składający się z urządzeń A i B? Tu padają zwykle typy wzmacniaczy, gramofonów, przedwzmacniaczy, korektorów graficznych itp. oraz nazwy ich producentów. Czasami pytania są formułowane bardziej konkretnie, np.: czy mogę dołączyć wzmacniacz o impedancji wejściowej 100 kΩ do odtwarzacza CD o oporności wyjściowej 10 kΩ? Po czym rozpoczyna się niekończąca się dyskusja o wyższości jakiegoś rozwiązania nad innym zawierająca szereg kategorycznych, zwykle wzajemnie sprzecznych wniosków. Inne, często zadawane pytanie audiofilskie dotyczy doboru kolumn do wzmacniacza, np.: czy mogę dołączyć kolumny 4-omowe do wzmacniacza przystosowanego do kolumn 8-omowych? Ewentualnie, jakie będą konsekwencję takiego połączenia?

Na forach o tematyce związanej z techniką mikroprocesorową, szczególnie w tematach dotyczących szybkich magistral cyfrowych przykładowe pytanie to: czy muszę stosować oporniki terminujące ścieżki przesyłające bardzo szybkie sygnały cyfrowe, a jeśli tak, to gdzie powinny być umieszczane na PCB i jaką powinny mieć oporność? Jaka jest w ogóle ich rola? Z kolei krótkofalowcy często zadają pytania dotyczące doboru anteny do nadajnika, oczywiście w kontekście uzyskania możliwie największego zasięgu.

W każdym z wymienionych przykładów chodzi o jakiś rodzaj dopasowania, i w każdym z nich dopasowanie dotyczy nieco innego zagadnienia, choć nie zawsze wymienionego *explicite*. Zawsze natomiast można z podtekstu wnioskować, że pytający mają na myśli działania

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 1. Zmniejszenie napięcia sterującego podawanego na wejście wzmacniacza wynikające z oporności wyjściowej źródła i wejściowej wzmacniacza

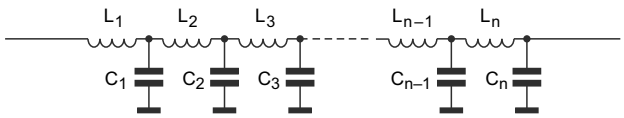
zapewniające osiąganie najlepszych warunków współpracy dwóch urządzeń. Nie będziemy w artykule dokładnie analizować tych zagadnień. Jak już wspominałem próba odpowiedzi na nie wywołuje często sporo emocji i długie dyskusje. Jednak w pewien sposób się do nich odniesiemy.

Próba odpowiedzi na pytania

Można ogólnie powiedzieć, że mamy dwa układy. Nazwijmy je sterującym i sterowanym. Mogą to być proste obwody elektryczne lub złożone urządzenia elektroniczne. Prawie zawsze chodzi o uzyskanie największego sygnału w układzie sterowanym, w związku z tym dużo zależy od rodzaju tego sterowania. W pierwszym przykładzie (ze wzmacniaczem) mamy do czynienia z dwoma urządzeniami współpracującymi zwykle napięciowo. Pod uwagę należy więc brać przede wszystkim poziom sygnału wyjściowego układu sterującego. Powinien on być na tyle duży, aby w pełni wysterować układ sterowany, ale nie większy. Przykładowo, jeśli na wejście jakiegoś wzmacniacza akustycznego o czułości 0,5 V podamy napięcie 1 V, to z pewnością wzmacniacz ten zostanie przesterowany i na wyjściu uzyskamy sygnał poobcinany od góry i od dołu. Nie będzie się on raczej nadawał do odsłuchu. Taki przypadek nie musi być regułą. Projektując na przykład układ fuzz do gitary działanie to będzie celowe. Co więcej, im bardziej sygnał wyjściowy będzie zniekształcony, tym bardziej będziemy zadowoleni z działania urządzenia.

W pytaniach poruszana była kwestia oporności wyjściowej źródła sygnału i wejściowej wzmacniacza. Wiemy już, że wzmacniacz jest sterowany napięciowo, jego oporność wejściowa stanowi więc z opornością wyjściową źródła sygnału dzielnik napięciowy (**rysunek 1**). Jeśli przyjmiemy, że obie oporności są równe, to wzmacniacz jest sterowany zaledwie połową napięcia wyjściowego źródła. Wzmacniacz prawdopodobnie nie zagra pełną mocą. No dobrze, to jakie powinny być w związku z tym relacje pomiędzy opornościami: wyjściową źródła i wejściową wzmacniacza? Biorąc pod uwagę czyste relacje matematyczne i ograniczenia techniczne – oporność wejściowa powinna być jak największa, a wyjściowa jak najmniejsza. Jak ja lubię takie odpowiedzi. Specjaliści wymieniają tu często minimalny stosunek tych oporności jak 10 do 1. Ale nie można też przesadzać. Jeśli zaczniemy brać pod uwagę takie parametry jak pojemności kabli połączeniowych, pojemności pasożytnicze, szum termiczny itp., to okaże się, że nie tylko relacje między opornościami są istotne, ale również ich wartości bezwzględne. Zbyt duża oporność wejściowa wzmacniacza w połączeniu z pojemnościami pasożytniczymi może tworzyć filtr ograniczający pasmo. Podobno są tacy, którzy słyszą takie różnice. Do problemu z kolumnami wrócimy w dalszej części artykułu.

Nieco więcej czasu wymagałaby odpowiedź na pytania o rezystory terminujące magistrale cyfrowe. Tu wchodzimy już w bardzo złożone zagadnienia związane z propagacją sygnału elektrycznego w liniach transmisyjnych (w tym przypadku są nimi ścieżki obwodu drukowanego). Problem zaczyna być istotny, gdy długość propagującej fali i długość linii stają się porównywalne. Dla długości linii większych lub równych od 1/4 długości fali wszelkie obliczenia powinny być prowadzone tak, jak dla tzw. linii długich, czyli z uwzględnieniem parametrów falowych. Są one modelowane w uproszczeniu jako połączone kaskadowo czwórniki LC (**rysunek 2**). Każdy czwórnik reprezentuje elementarny odcinek linii o długości dążącej do zera i charakteryzujący się pewną elementarną indukcyjnością L i pojemnością C. Ze względu na powiązanie tych parametrów z długością ich wymiar jest podawany



Rysunek 2. Model linii długie złożony z elementów L, C

odpowiednio w H/m i F/m. W naszej analizie pomijamy mniej istotne rezystancje szeregowe i równoległe konduktancje (upływności). Mówimy wówczas o liniach bezstratnych, dla których prędkość rozchodzenia się fali elektromagnetycznej jest równa:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Choć może się to wydawać dziwne, linia taka ma stałą impedancję (tzw. falową), która zależy tylko i wyłącznie od budowy wewnętrznej i nie zależy od długości. Jest ona równa:

$$Z_f = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

W praktyce jako linie transmisyjne najczęściej są stosowane kable koncentryczne o impedancji falowej 50 Ω lub 75 Ω. Impedancja falowa linii utworzonej ze ścieżek obwodu drukowanego jest przyjmowana często jako 100 Ω, ale trzeba pamiętać, że jest ona zależna od sposobu prowadzenia połączeń.

No dobrze, ale jaki ma to związek z opornikami terminującymi? Aby odpowiedzieć na to pytanie trzeba przeanalizować przypadek, w którym na wejście linii zostanie podany krótki impuls prostokątny. Jest on przenoszony przez cewkę L_1 na kondensator C_1, który ładuje się przez jakiś czas i staje się źródłem zasilającym obwód L_2, C_2. Podobne ładowanie powtarza się, aż do ostatniego elementu L_n, C_n i... sytuacja odwraca się. Teraz kondensator C_n staje się źródłem ładującym kondensator poprzedzający go przez cewkę L_n itd., itd. Sygnał wejściowy „odbija się" na końcu niezaterminowanej linii i wraca na jej początek. Musimy pamiętać, że nie dzieje się to w zerowym czasie. Odbita fala pojawia się na wejściu dopiero po czasie wynikającym z długości linii i szybkości propagacji sygnału. Ta powracająca fala jest oczywiście zjawiskiem niepożądanym, stanowiącym potencjalne źródło przekłamań. A co będzie się działo jeśli linię jakoś obciążymy. Intuicyjnie wyczuwamy, że należałoby rozpatrzyć kilka specyficznych przypadków. Pierwszym z nich będzie zwarcie linii, drugim obciążenie linii impedancją falową. Można również analizować obciążenie o charakterze pojemnościowym, indukcyjnym i mieszanym, ale to już stanowczo wykraczałoby poza zawartość tego artykułu.

Jeśli linia zostanie zwarta, napięcie na jej wyjściu będzie oczywiście zerowe, ale prąd popłynie. Dla linii nieobciążonej ładował on kondensator C_n, dla linii zwartej będzie ładował kondensator C_{n-1}, ale łatwo można zauważyć, że kierunek ładowania będzie odwrotny (od dolnej okładki kondensatora do górnej). Zmieni się więc polaryzacja napięcia na każdym elementarnym kondensatorze linii długiej. W efekcie na wejściu pojawi się impuls analogiczny do wejściowego tylko o przeciwnej polaryzacji. Będzie on opóźniony w stosunku do wejściowego, a dla linii stratnej dodatkowo stłumiony. To niestety nie jest koniec nieszczęść. Jeśli linia nie jest dopasowana na wejściu (do impedancji wyjściowej generatora), to sytuacja znowu się odwraca i impuls ponownie wędruje w kierunku końca linii.

Pozostał jeszcze przypadek z zamknięciem linii rezystorem o oporności równej Z_f. Wówczas cała energia wykorzystywana do ładowania wszystkich pojemności jest na nim wytracana i nie pojawia się fala odbita. Jeśli natomiast rezystor obciążający linię będzie miał oporność inną niż Z_f wspomniane zjawiska wystąpią, będą jednak stłumione.

Symulacja linii długiej w LTspice

Linie długie można dość prosto symulować w LTspice. W bibliotece standardowej znajdują się elementy: *tline* i *ltline*. Są to odpowiednio: idealna linia długa i linia stratna. Linia stratna wymaga podania modelu uwzględniającego parametry R, L, C, G, linia idealna jest opisywana parametrami T_d – opóźnienie i Z0 – impedancja falowa. Naszym zadaniem jest zasymulowanie linii transmisyjnej utworzonej z kabla

eprasa.pl f319dfd8e2

koncentrycznego o impedancji falowej 75 Ω. Załóżmy, że użyty do eksperymentu kawałek takiego kabla wnosi opóźnienie 8,6 ns.

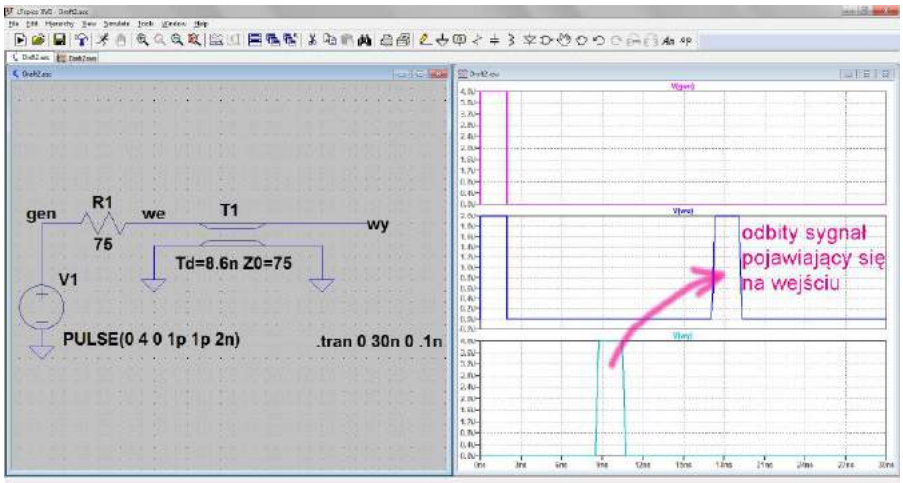
Rysujemy schemat pomiarowy w edytorze LTspice'a. Do symulacji wykorzystujemy element *tline*. W jego właściwościach wpisujemy parametry T_d*=8,6n*, *Z0=75*, które odpowiadają symulowanemu kablowi. Jako generatora użyjemy elementu *voltage* (V1), który w programie LTspice pełni funkcję uniwersalnego źródła zasilającego lub uniwersalnego generatora sygnału. W naszej symulacji będzie on generował krótki impuls napięciowy o amplitudzie 4 V (od 0 do 4 V), czasie narastania i opadania 1 ps, i czasie trwania 2 ns. Pole „Serial Resistance" pozostawiamy puste, a rezystancję wewnętrzną tego źródła symulujemy zewnętrznym opornikiem 75 Ω (R1). Takie rozwiązanie umożliwi obserwację czystego sygnału z generatora (punkt gen) oraz napięcia występującego na wejściu linii (punkt we). Po uruchomieniu symulacji napięcia te obserwujemy na wykresach umieszczanych w odrębnych polach tworzonych poleceniem „Add plot pane" po kliknięciu prawym przyciskiem myszki w oknie wykresów. W pierwszym podejściu przedstawionym na **rysunku 3** impuls wejściowy pojawia się z opóźnieniem 8,6 ns na wyjściu linii (dolny wykres), i po kolejnych 8,6 ns powraca na wejście linii (środkowy wykres). Wszystko zgodnie z teorią. Zwieramy więc teraz linię i patrzymy co będzie się działo. Nową sytuację przedstawiono na **rysunku 4**. Widzimy, że rzeczywiście po podwójnym czasie opóźnienia linii, czyli po 17,2 ns impuls wejściowy pojawia się na wejściu z odwróconą polaryzacją. I w tym przypadku mamy zgodność z przewidywaniami. Pozostaje więc obciążenie linii rezystancją odpowiadającą impedancji falowej, czyli 75 Ω – **rysunek 5**. Bingo, jak mawiają hazardziści. Na wejściu nie pojawia się żaden impuls odbity, co potwierdza konieczność stosowania rezystorów terminujących na końcach połączeń, które spełniają warunki do traktowania ich jako linie długie. Powyższa symulacja jest dostępna w pliku *dopasowanie_#1.asc* dostępnym w materiałach dodatkowych do artykułu.

Model linii długiej z biblioteki LTspice'a jest dość enigmatyczny i może mało przekonujący. Zbudujmy więc na cele symulacji własną linię długą składającą się z czwórników LC. Symulacji takiej linii nie będziemy tym razem porównywać z układem rzeczywistym, chyba że ktoś wykaże na tyle dużo samozaparcia, że wykona 45 cewek i polutuje je z taką samą liczbą kondensatorów. Nasza wirtualna linia długa jest zamknięta opornikiem, którego rezystancja jest zmieniana w każdym z trzech przebiegów symulacji i wynosi: 0,0001 (zwarcie), 4,1 (impedancja falowa) i 1000 k (rozwarcie). Wyniki przedstawiono na **rysunku 6**, a plik symulacji ma nazwę *dopasowanie_#2.asc*. Po zakończeniu symulacji możemy odetchnąć z ulgą. Nadal wszystko jest zgodne z teorią. Na wejściu pojawiają się odbite od wyjścia impulsy o polaryzacji zgodnej lub odwróconej w stosunku do impulsu generatora w zależności od tego czy linia jest rozwarta lub zwarta. W linii obciążonej rezystorem równym impedancji falowej nie występują żadne odbicia.

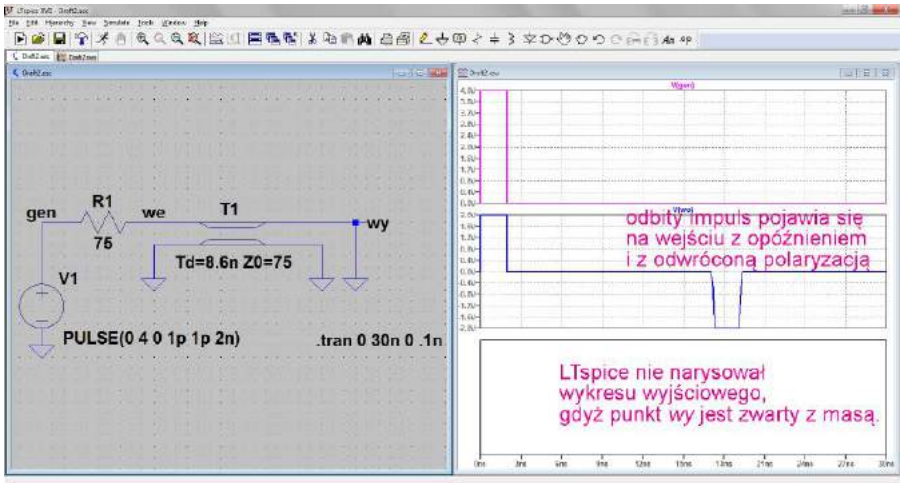
Pomiar rzeczywistej linii długiej

Dysponujemy sprzętem, który w zasadzie nie spełnia wymagań dla pomiarów, które chcemy wykonać. A chcemy powtórzyć dokładnie to samo co w symulacji. Już same kabelki luźno zwisające z gniazda Analog Discovery 2 budzą mocne obawy przy planowaniu pomiarów z użyciem bardzo krótkich impulsów. Mimo to spróbujmy.

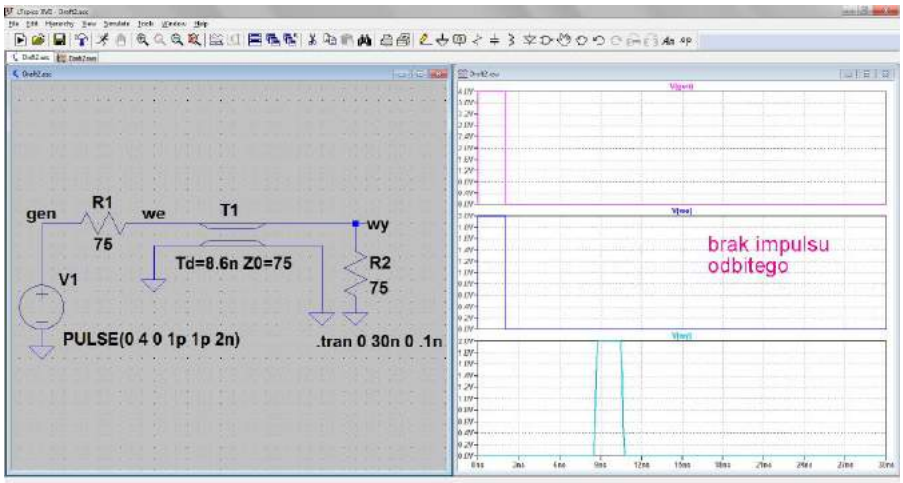
Do pomiaru użyjemy kabela koncentrycznego o długości ok. 1 metra o impedancji falowej 75 Ω. Po odpowiednim zarobieniu końcówek dołączamy do jednej z nich rezystor 75 Ω (**rysunek 7**). Trzeba go dokładnie dobrać, ja zastosowałem potencjometr. Rezystor jest potrzebny po pierwsze, żeby porównać czysty sygnał z generatora z sygnałem występującym



Rysunek 3. Symulacja nieobciążonej linii długiej w programie LTspice



Rysunek 4. Symulacja zwartej linii długiej w programie LTspice

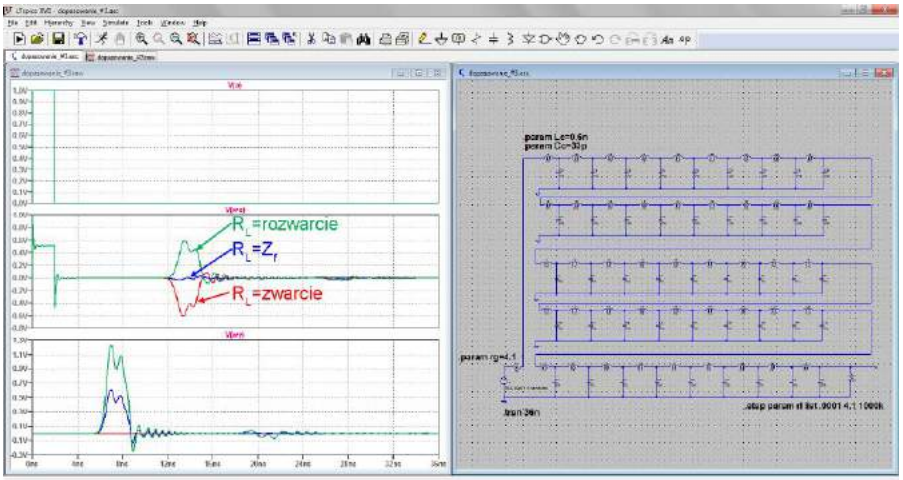


Rysunek 5. Symulacja linii długiej obciążonej rezystorem R_r w programie LTspice

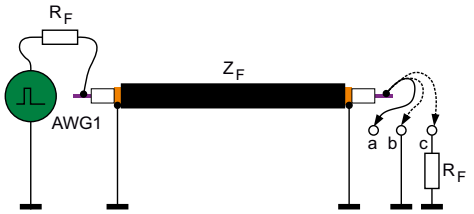
eprasa.pl f319dfd8e2

na wejściu linii, po drugie jest on niezbędny do dopasowania impedancyjnego na wejściu. Generator Analog Discovery 2 ma bardzo małą impedancję wyjściową ok. 2,5 Ω.

O wygenerowaniu porządnego impulsu wejściowego za pomocą Analog Discovery 2 możemy zapomnieć. Musimy zadowolić się tym, co uda się z tego urządzenia wykrzesać. Do pomiaru użyjemy pierwszego kanału generatora arbitralnego (AWG1). Wybieramy przebieg prostokątny o częstotliwości 5 MHz, amplitudzie 2 V, offsecie 2 V i symetrii 9,6%. Na nieobciążonym generatorze uzyskujemy przebieg jak na **rysunku 8.** Jak widać ma on szerokość ok. 20 ns i niestety dużo niższą amplitudę od zakładanej. Szczególnie niepokojąca jest szerokość impulsu, gdyż jest ona większa od czasu opóźnienia badanej linii, na pewno więc nie zobaczymy tak spektakularnego wyniku jak w symulacji. Pierwszy kanał oscyloskopu dołączamy do wejścia linii, drugi zaś do wyjścia. Widzimy, że impuls wejściowy rozmył się i jakby podzielił na dwie symetryczne części (**rysunek 9**) Drugi grzbiet, to impuls odbity od niezaterminowanego wyjścia. Dobrze widoczna jest symetria między impulsami na wejściu i impulsem wyjściowym.



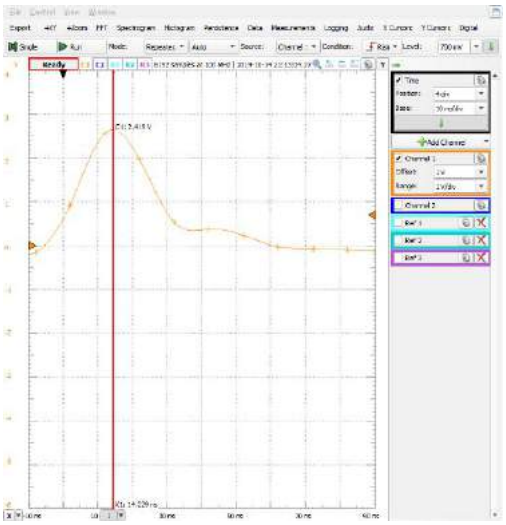
Rysunek 6. Symulacja linii długiej modelowanej czwórnikami LC w programie LTspice



Rysunek 7. Schemat pomiaru linii długiej (odcinka kabla koncentrycznego)

W kolejnym pomiarze zwieramy wyjście linii do masy. Zgodnie z symulacją obserwujemy na wejściu odwrócony impuls wyjściowy (**rysunek 10**). Występuje on dokładnie po podwojonym czasie opóźnienia linii. Na razie wszystko idzie zgodnie z założeniami. Na koniec dołączamy więc do wyjścia opornik o oporności 75 Ω. I... można powiedzieć – jak ręką odjął. Na wyjściu nie ma żadnych odbić (pomijając niedoskonałości tego pomiaru – **rysunek 11**).

Mimo być może lekko naciąganych wyników pomiar potwierdził zarówno teorię, jak i wykonaną wcześniej symulację.



Rysunek 8. Impuls testowy wykorzystywany do pomiaru linii długiej

Wracamy do odpowiedzi na pytania

Rozpatrując kwestię dopasowania np. anteny nadawczej do stopnia końcowego nadajnika należy uwzględniać jeszcze jedno zagadnienie. Chodzi nam przecież o przekazanie jak największej mocy z nadajnika do anteny. Można się zapytać: ale jaki tu jest problem? Nadajnik ile ma mocy, tyle pompuje w antenę. Otóż nie. Aby to udowodnić, niestety musimy sięgnąć po matematykę ale nie będzie jej dużo.

Rozważmy obwód przedstawiony na **rysunku 12.** Mamy w nim źródło napięcia stałego U o rezystancji wewnętrznej R_g i obciążenie R_L. Prąd płynący w tym obwodzie jest równy:

$$I = \frac{U}{R_g + R_L}$$

Napięcie na rezystancji obciążenia jest równe:

$$U_{R_L} = I \cdot R_L = \frac{UR_L}{R_g + R_L}$$

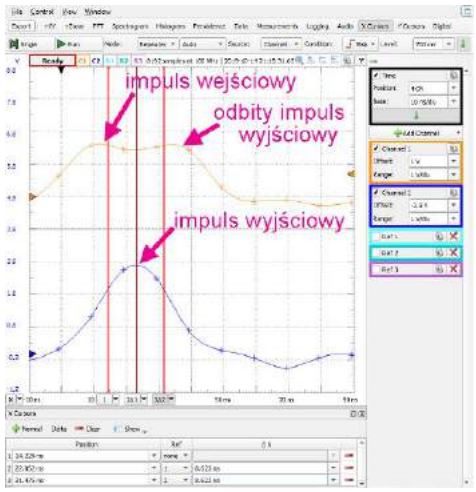
Moc wydzielana na obciążeniu jest natomiast równa:

$$P_{R_L} = I \cdot U_{R_L} = \frac{U}{R_g + R_L} \cdot \frac{UR_L}{R_g + R_L}$$

$$P_{R_L} = \frac{U^2 R_L}{\left(R_g + R_L\right)^2} \qquad (1)$$

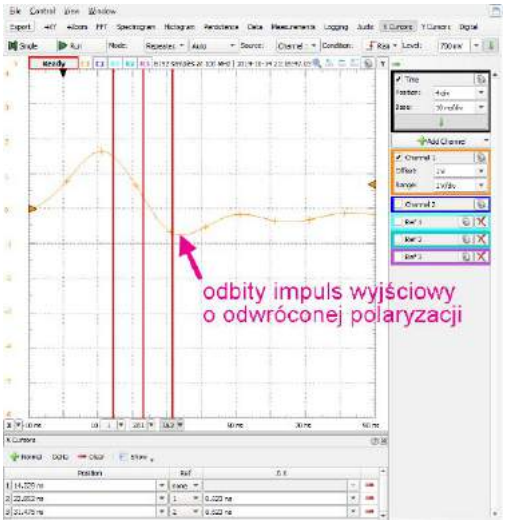
Jak widać, moc jest uzależniona od 3 parametrów, ale nas interesuje tylko obciążenie R_L. Zbadajmy przebieg zmienności funkcji $P_{RL}=f(R_L)$ przy założeniu, że $R_g>0$ i $R_L>=0$.

1. Jedynym miejscem zerowym rozpatrywanej funkcji jest punkt, w którym $R_L=0$, a więc na początku badanego przedziału.
2. W całym przedziale mianownik wyrażenia (1) jest większy od zera – funkcja jest ciągła.
3. Wiemy, że dla $R_L=0$ funkcja ma wartość 0. Policzmy więc tylko granicę dla R_L dążącego do nieskończoności:

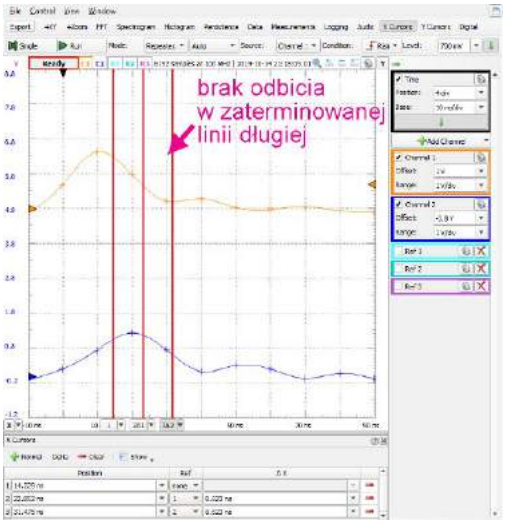


Rysunek 9. Widoczny na wejściu nieobciążonej linii długiej impuls wejściowy oraz odbity impuls wyjściowy

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 10. Widoczny na wejściu zwartej linii długiej impuls wejściowy oraz odbity impuls wyjściowy o odwróconej polaryzacji



Rysunek 11. Brak impulsów odbitych na wejściu linii długiej obciążonej rezystancją R_F

$$\lim_{R_L\to\infty}\frac{U^2R_L}{\left(R_g+R_L\right)^2}=\lim_{R_L\to\infty}\frac{U^2R_L}{R_g^{\,2}+2R_gR_L+R_L^2}=\lim_{R_L\to\infty}\frac{U^2\dfrac{1}{R_L}}{\dfrac{R_g^{\,2}}{R_L^{\,2}}+\dfrac{2R_g}{R_L}+1}=0$$

Sprawdźmy, czy funkcja ma ekstremum. W tym celu policzmy pochodną funkcji $P_{RL}=f(R_L)$:

$$\frac{dP_{R_L}}{dR_L}=\frac{U^2\left(R_g+R_L\right)^2-U^2R_L2\left(R_g+R_L\right)}{\left(R_g+R_L\right)^4}$$

$$\frac{dP_{R_L}}{dR_L}=\frac{U^2\left(R_g+R_L\right)-2U^2R_L}{\left(R_g+R_L\right)^3}$$

Jeśli funkcja $P(R_L)$ miałaby jakieś ekstremum, pochodna powinna osiągać w takim punkcie wartość zero, a więc:

$$\frac{dP_{R_L}}{dR_L}=0\Leftrightarrow U^2R_g+U^2R_L-2U^2R_L=0$$

czyli

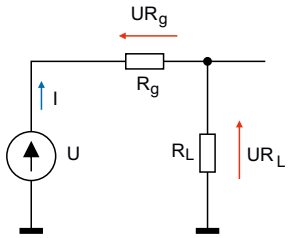
$$R_g+R_L-2R_L=0$$

Okazuje się, że funkcja $P_{R_L}=f(R_L)$ ma ekstremum w punkcie, w którym

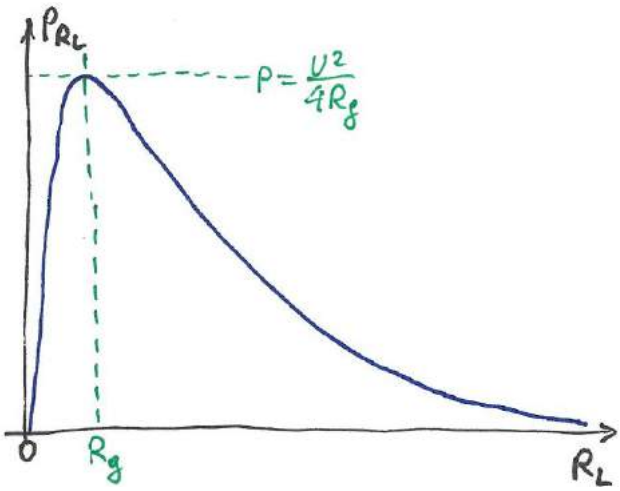
$$R_L=R_g$$

Już bez głębszej analizy można wnioskować, że jest to maksimum, a przewidywany przebieg funkcji przedstawiono na **rysunku 13**.

Mamy zatem ważny wniosek – aby przekazać maksymalną moc ze źródła do odbiornika, rezystancja odbiornika musi być równa rezystancji



Rysunek 12. Dzielnik napięciowy składający się z rezystancji R_g symulującej oporność wewnętrzną źródła i R_L stanowiącą obciążenie źródła U



Rysunek 13. Przewidywany przebieg $P_{R_L}=f(R_L)$

źródła. I to jest właśnie problem m.in. użytkowników urządzeń radiowych chcących uzyskać maksymalną ich wydajność. W przypadku nadajników maksymalna moc promieniowana przez antenę jest możliwa wtedy, gdy jej impedancja jest równa oporności wyjściowej nadajnika.

Symulacja i eksperyment z dopasowaniem mocy

Spróbujmy powyższy wniosek sprawdzić metodą symulacji oraz eksperymentalnie. Zależność mocy wydzielanej w obciążeniu opisuje równanie (1). Najpierw sprawdźmy, czy analitycznie zbadany przebieg zmienności funkcji $P_{R_L}=f(R_L)$ zostanie potwierdzony w symulacji. Tworzymy układ pomiarowy w symulatorze LTspice (**rysunek 14**). Jest on dostępny w pliku *dopasowanie_#3.asc*. Rezystancja generatora R1 oraz obciążenia R2 są określone parametrycznie. R1 (R_g) przyjmie trzy wartości: 100, 200 i 300 Ω, R2 (R_L) zmienia się natomiast od 10 do 2000 Ω co 10 Ω. Zastosujemy symulację „DC operating point" wpisując polecenie .op. Uruchamiamy symulację i po chwili na ekranie zostaje utworzone puste okno wykresu. Klikamy w nim prawym przyciskiem myszki i z rozwijanego menu wybieramy polecenie „*Add Traces*". Pojawia się okno „*Add Traces to Plot*", w którym w polu „*Expression(s) to add:*" wpisujemy wyrażenie definiujące moc w obciążeniu, a więc: V(wy)·I(R2) i naciskamy przycisk ekranowy „*OK*". W oknie wykresu pojawiają się 3 przebiegi jak na rysunku 14. Istotnie, są one podobne do naszych przewidywań z rysunku 13. Za pomocą kursorów pomiarowych możemy sprawdzić, czy rzeczywiście maksima mocy wypadają w punktach, w których $R_L=R_g$. W mojej symulacji tak było.

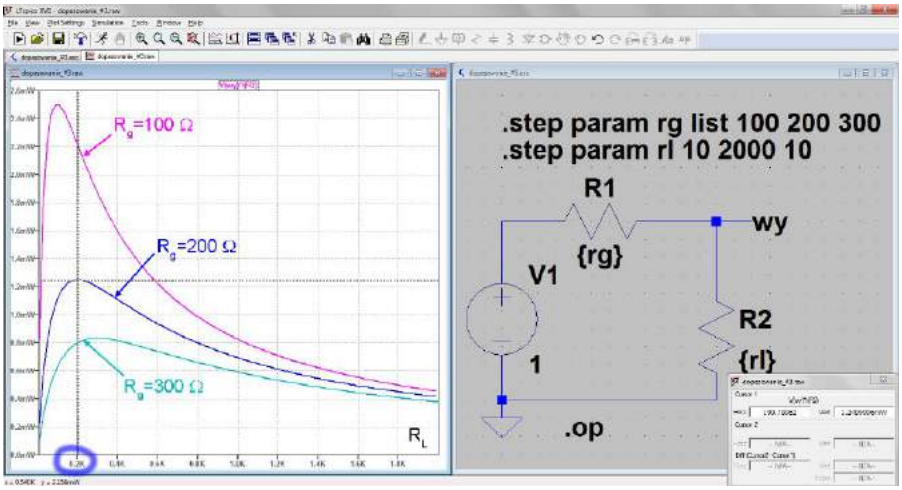
Przechodzimy więc do wykreślenia zależności $P_{R_L}=f(R_L)$ w układzie fizycznym. Montujemy układ przedstawiony na **rysunku 15**. Źródłem napięcia jest generator arbitralny W1, dla którego wybieramy sygnał DC i ustawiamy wartość 2 V. Obciążeniem jest wieloobrotowy potencjometr o oporności 500 Ω. Dołączamy do niego kanał 1. oscyloskopu. Kanał drugi dołączamy różnicowo do rezystora R_g (100 Ω) symulującego oporność wewnętrzną źródła. Mierząc napięcie na tym rezystorze możemy obliczyć natężenie prądu płynącego w obwodzie. Definiujemy kanały matematyczne:

- M1 obliczający prąd: M1=C2/100
- M2 obliczający moc wydzielaną w obciążeniu: M2=C1·M1

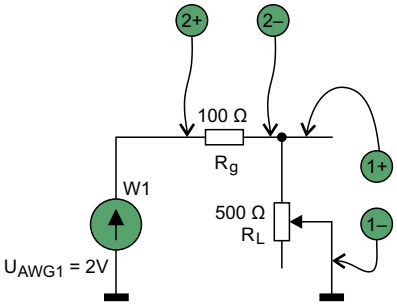
eprasa.pl f319dfd8e2

- M3 obliczający rezystancję R_L:M3=C1/M1

Pamiętajmy o ustawieniu prawidłowych jednostek dla tych kanałów, a więc: A, W i Ω. Naszym zadaniem w trakcie pomiaru będzie jak najbardziej równomierne kręcenie suwakiem potencjometru od pozycji odpowiadającej zerowej rezystancji do maksymalnej. Myślę, że czas pełnego obrotu nie powinien być dłuższy niż 20 sekund, podstawę czasu oscyloskopu ustawiamy więc na 2 s/dz. Mniej wprawni mogą ustawić 3 s/dz. W trakcie pomiaru będzie nas interesować tylko matematyczny kanał mocy (M2) i rezystancji (M3), pozostałe kanały włącznie z oscyloskopowymi wyłączamy, a dla aktywnych ustawiamy parametry: M2–Offset=–8 mW, Range=2 mW/dz i M3–Offset=–300 Ω, Range=75 Ω/dz. Uruchamiamy generator AWG1 i oscyloskop pracujący w trybie *Shift*. Wykonujemy jeden pełny obrót suwaka potencjometru i natychmiast zatrzymujemy oscyloskop, aby wykres nie wysunął się poza ekran. Otrzymujemy wykres zależności $P_{R_L}=f(R_L)$ na tle zmian rezystancji R_L (**rysunek 16**). Jest tak, mimo że oś odciętych jest wyskalowana w jednostkach czasu. Teraz ustawiamy kursor *Vertical* w maksimum mocy i sprawdzamy dla jakiej oporności R_L ona wystąpiła. Rzeczywiście $R_L=R_g=100\ \Omega$, co potwierdza teorię. Doświadczenie można powtórzyć dla kilku rezystancji R_g, pamiętając o wpisywaniu nowych wartości w wyrażeniu opisującym kanał M1. Nie należy przy tym przesadzać ze zbyt małymi rezystancjami R_g, aby nie przeciążyć wyjścia generatora arbitralnego i nie spalić potencjometru.



Rysunek 14. Symulacja wykreślająca zależność $P_{RL}=f(R_L)$ w programie LTspice



Rysunek 15. Schemat pomiarowy wykorzystywany do wyznaczenia zależności $P_{RL}=f(R_L)$

Nierozstrzygnięta kwestia akustycznych wzmacniaczy mocy

Czytelnicy zauważyli, że uchylałem się z odpowiedzią na pytanie o dopasowanie kolumn do wzmacniaczy mocy. Nie bez powodu. Okazuje się, że cała przedstawiona wyżej teoria mówiąc językiem potocznym bierze w łeb. Można przecież przypuszczać, że to jest właśnie klasyczny przypadek, w którym moc stopnia końcowego powinna w jak największej części wydzielać się na obciążeniu. A tak nie jest. Okazuje się, że oporności wyjściowe końcówek mocy są rzędu ułamków omów. Oczywiste staje się, że wykonanie głośnika czy też całej kolumny głośnikowej o takiej impedancji byłoby raczej nierealne. Zdolność jakiegoś wzmacniacza mocy do sterowania głośnikami jest charakteryzowana tzw. współczynnikiem tłumienia (*damping factor*). Wielkość ta jest wyrażana stosunkiem nominalnej impedancji kolumn do impedancji wyjściowej wzmacniacza:

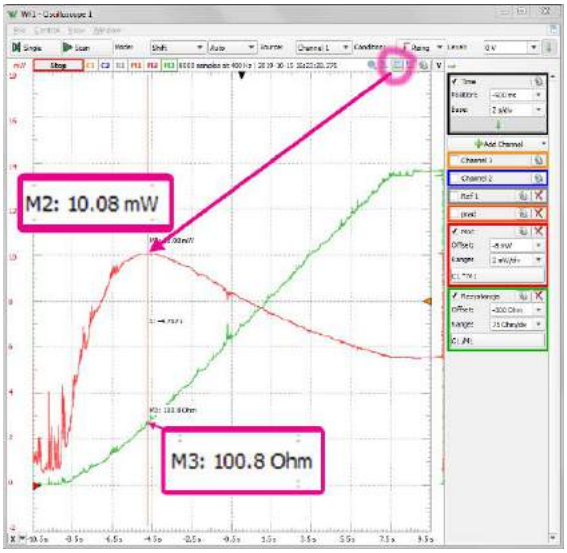
$$DF = \frac{Z_{kolumn}}{Z_{wy}}$$

Jak widać jest to wielkość niemianowana. Wzmacniacz jest tym lepszy im większy ma współczynnik DF. W praktyce wartości powyżej 20, 30 przyjmowane są jako dobre. Współczynniki tłumienia wzmacniaczy wysokiej klasy osiągają wartości powyżej 100. Należy jednak pamiętać, że parametr ten jest definiowany w odniesieniu do gniazd wyjściowych wzmacniacza. Impedancja kabli łączących wzmacniacz z głośnikami dodaje się więc do impedancji samych głośników pogarszając DF.

Nawiązując do tematu artykułu spróbujmy bardzo krótko odpowiedzieć na pytanie, dlaczego wzmacniaczy akustycznych nie projektuje się z zachowaniem zasady dopasowania energetycznego i dlaczego bardziej miarodajny jest współczynnik tłumienia. Jakiego tłumienia?

Musimy pamiętać, że głośniki są odbiornikami o charakterze indukcyjnym. Ich membrana jest mechanicznie połączona z cewką poruszaną w polu magnetycznym pod wpływem sygnału ze wzmacniacza. Membrana jest jednak elementem fizycznym o określonej masie, a zatem i bezwładności. Jeśli cewka zostanie pobudzona do wychylenia np. pod wpływem krótkiego impulsu elektrycznego ze wzmacniacza, to po jego zaniku nie powróci w zerowym czasie do położenia spoczynkowego, tylko będzie do niego dążyła zanikającym ruchem drgającym. W trakcie tych drgań w cewce głośnika (przypomnijmy – poruszającej się w polu magnetycznym) będzie indukowana siła elektromotoryczna. I tu dochodzimy do sedna. Teraz źródłem sygnału jest cewka a jej obciążenie to oporność wyjściowa wzmacniacza. Im będzie ona mniejsza, tym bardziej będą tłumione bezwładnościowe drgania membrany. Głośnik odtworzy więc wierniej sygnał podawany ze wzmacniacza. Można w ten sposób tłumaczyć dlaczego w przypadku wzmacniacza akustycznego współczynnik tłumienia jest ważniejszy niż dopasowanie mocy. Ogólnie zagadnienie jest bardziej złożone, ale to już temat na zupełnie inny artykuł, w następnym zajmiemy się natomiast eksperymentami z kompensacją mocy biernej. Może być wesoło.

Jarosław Doliński, EP



Rysunek 16. Zmierzona zależność $P_{RL}=f(R_L)$

eprasa.pl f319dfd8e2

Obliczanie DFT

alternatywa dla FFT minimalizująca zajętość RAM-u

Artykuł prezentuje praktycznie informacje dotyczące akwizycji oraz przetwarzania sygnałów na małych procesorach z użyciem jednego z najważniejszych narzędzi w cyfrowym przetwarzaniu sygnałów – transformaty DFT (Discrete Fourier Transform). Opisy ograniczone zostały do analizy sygnałów o wartościach rzeczywistych próbkowanych z częstotliwością przynajmniej dwa razy większą od największej składowej częstotliwościowej obecnej w sygnale, a ilość szczegółowych rozważań matematycznych ograniczona została do niezbędnego minimum. Artykuł powstał z myślą o praktykach. Z tego powodu dołączone zostały do niego przykłady różnych wersji implementacji DFT w języku ANSI C. Umożliwiają eksperymentowanie z analizą częstotliwościową sygnału na komputerze oraz na popularnym mikrokontrolerze z rodziny AVR – ATmega8.

Cyfrowe przetwarzanie sygnałów DSP (*Digital Signal Processing*) jest bardzo interesującą ale też stosunkowo trudną dziedziną technik komputerowych. Korzenie DSP sięgają lat '60 i '70 ubiegłego wieku. Na początku systemy DSP ograniczały się do kilku ważnych zastosowań na rzecz obronności narodowej, tj. radary oraz sonary. Rewolucja komputerów osobistych w latach '80 i '90 spowodowała jednak rozkwit zastosowań DSP w nowych dziedzinach. Techniki DSP zrewolucjonizowały m.in. telekomunikację, medycynę oraz szeroko pojęty przemysł. Rozwój mikrokontrolerów otworzył kolejne drzwi w zastosowaniu DSP w elektronice.

Szybkie wprowadzenie do DSP

Mówiąc o DSP mamy na myśli dwa główne procesy. Pierwszym jest konwersja sygnału z postaci analogowej na cyfrową za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego. Drugim natomiast jest użycie konkretnych algorytmów do przetwarzania sygnału dyskretnego – czyli np. wykonanie filtrowania sygnału, odszumiania sygnału czy przetworzenia sygnału za pomocą transformaty DFT (**rysunek 1**).

Przetwarzanie analogowo-cyfrowe

Żeby przetworzyć jakiś sygnał najpierw musimy go pozyskać z zewnętrznego źródła za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego ADC (*Analog-to-Digital Converter*). Większość mikrokontrolerów ma wbudowany przynajmniej jeden taki przetwornik. Możemy również skorzystać ze specjalizowanych układów (zewnętrznych ADC). Dzięki przetwornikom możemy zamienić postać sygnału analogowego (sygnał napięciowy zmieniający się w funkcji czasu) na postać sygnału cyfrowego – sygnału dyskretnego. Proces ten nazywa się akwizycją danych i składa się z dwóch etapów następujących po sobie:

1. Próbkowanie sygnału (*signal sampling*)

Polega na zamianie zmiennej niezależnej (w tym wypadku czas) z ciągłej na dyskretną. Próbkowanie sygnału można porównać do procesu „cięcia" sygnału analogowego z konkretną częstotliwością – częstotliwością próbkowania (*sampling frequency*), wzdłuż osi czasu na „odcinki", które będą podlegać kwantyzacji.

2. Kwantyzacja sygnału (*signal quantisation*)

Polega na zamianie zmiennej niezależnej (w tym wypadku napięcie) z ciągłej na dyskretną. Oznacza to, że mierzymy wartość napięcia "odcinka" sygnału uzyskanego w procesie próbkowania i zamieniamy ją na docelową wartość próbki. Wartość ta jest uzależniona od rozdzielczości przetwornika ADC oraz napięcia odniesienia. Jeśli napięcie odniesienia przetwornika ADC wynosi przykładowo 2,56 V, rozdzielczość 10-bit (wartości od 0 do 1023) a zmierzone napięcie "odcinka" sygnału to 2,0 V, wtedy wartość próbki można obliczyć ze wzoru:

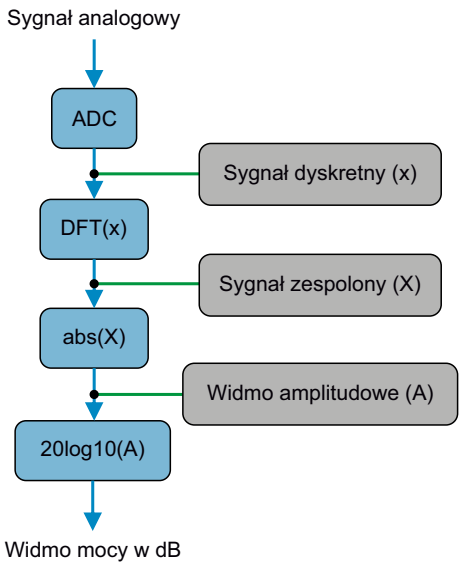
$$x[n] = \frac{V_{sig}[n] \cdot \left(2^q - 1\right)}{V_{adc}}$$

gdzie: q to rozdzielczość przetwornika ADC

Dla powyższego przykładu próbka będzie miała wartość 799.

Dokładność (wierność) konwersji sygnału analogowego na postać sygnału cyfrowego jest głównie uzależniona od rozdzielczości przetwornika ADC (tzw. szum kwantyzacji) oraz częstotliwości próbkowania sygnału (aliasing, częstotliwość Nyquista). Na jakość akwizycji danych wpływają również szumy wynikające z zasilania linii cyfrowych i analogowych mikrokontrolera (można je redukować poprzez odłączanie niektórych sekcji procesora na czas akwizycji). Na dokładność wpływa również stabilność napięcia odniesienia. Mikrokontrolery najczęściej dają możliwość wyboru jednego z kilku różnych źródeł napięcia odniesienia – zewnętrzne, wbudowane oraz napięcie zasilania jako źródło napięcia odniesienia. Jak łatwo się domyślić - użycie napięcia zasilania lub wbudowanego źródła jako napięcia referencyjnego nie pozwala na uzyskanie bardzo dokładnych wyników. Jeśli potrzebna jest większa dokładność to sięgamy po specjalizowane układy dające stabilne źródło napięcia odniesienia (np. popularny układ TL431 lub LM185/LM285/LM385).

Podsumowując, większa „gęstość" próbek oraz większa rozdzielczości oddają oczywiście wierniej sygnał analogowy jednak podkręcenie tych parametrów znacząco zwiększa ilości danych do przetworzenia



Rysunek 1. Idea cyfrowego przetwarzania sygnałów

eprasa.pl f319dfd8e2

co nie zawsze jest pożądane. W przypadku mikrokontrolerów często mamy ograniczone zasoby. Warto dobierać te wartości do realnych potrzeb i możliwości sprzętowych.

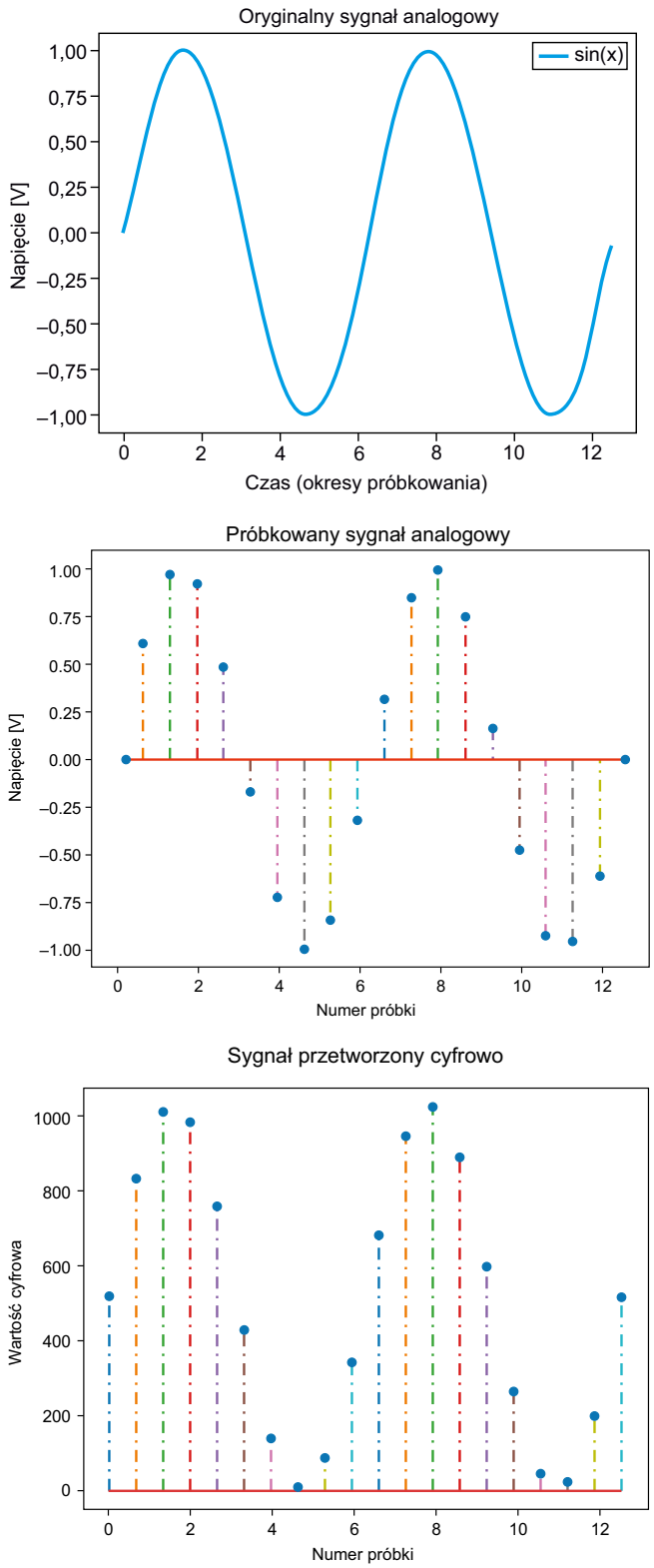
Przetwarzanie sygnału cyfrowego

Sygnał cyfrowy składa się ze skończonej liczby próbek, a każda z nich ma skończony zbiór możliwych wartości. Bardzo często na potrzeby przetwarzania, dane cyfrowe dzielimy na mniejsze bloki (bufory danych), które są gotowe do dalszego przetwarzania algorytmami DSP. Warto zapamiętać, że zarówno sygnał analogowy na wejściu przetwornika jak i sygnał przetworzony do postaci dyskretnej są sygnałami w dziedzinie czasu. Niektóre algorytmy DSP nie zmieniają dziedziny sygnału (np. filtry) ale niektóre, jak np. DFT zamieniają sygnał w dziedzinie czasu na sygnał w dziedzinie częstotliwości.

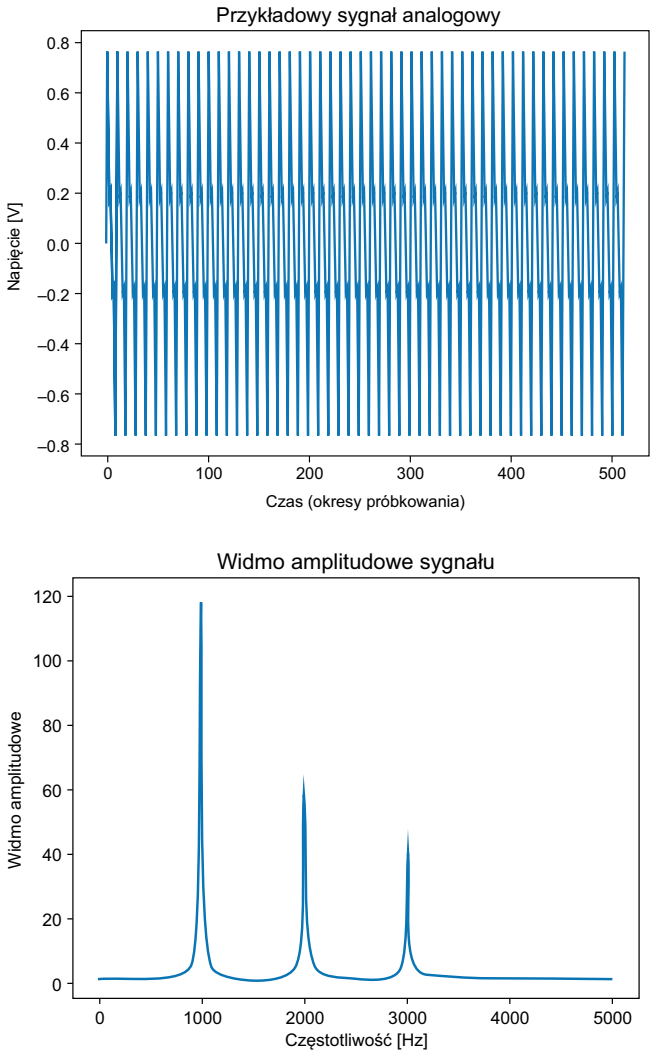
Czym jest DFT?

Dyskretne przekształcenie Fouriera DFT (*Discrete Fourier Transform*) jest jedną z dwóch najbardziej popularnych procedur spotykanych w dziedzinie cyfrowego przetwarzania sygnałów. Drugą jest filtracja cyfrowa. Dlatego tak ważne jest właściwe zrozumienie DFT dla wszystkich, którzy zajmują się przetwarzaniem sygnału cyfrowego. DFT jest procedurą matematyczną, która służy do wyznaczania reprezentacji częstotliwościowej sygnału dyskretnego. Dlatego wyjaśniając jej działanie nie obędzie się bez odrobiny matematyki.

Ujmując bardzo ogólnie, dyskretna transformata Fouriera to przekształcenie matematyczne pozwalające na zamianę czasowej reprezentacji sygnału na reprezentację częstotliwościową – tak zwane widmo. Taka forma pozwala na zobrazowanie przebiegu czasowego jako sumy ważonej sygnałów sinusoidalnych o różnych częstotliwościach i amplitudach. Umożliwia to, między innymi analizę częstotliwościową sygnału, czyli podejrzenie, które częstotliwości obecne są w sygnale i jaką mają amplitudę (lub moc). Warto wspomnieć, że przekształcenie to jest wzajemnie jednoznaczne, to znaczy – jednemu, konkretnemu sygnałowi odpowiada dokładnie jedna reprezentacja częstotliwościowa. Na podstawie widma można dokładnie odtworzyć przebieg sygnału w czasie. Zdarza się, że niektóre operacje na sygnale łatwiej jest wykonać w dziedzinie częstotliwości niż



Rysunek 2. Wykresy sygnałów; a) oryginalny sygnał analogowy; b) sygnał po próbkowaniu c) sygnał po kwantyzacji



Rysunek 3. Przetworzenie przykładowego sygnału; a) oryginalny sygnał analogowy; b) widmo amplitudowe sygnału

eprasa.pl f319dfd8e2

w dziedzinie czasu – tak jest na przykład z operacją splotu. Z operacją splotu powiązana jest silnie operacja filtracji sygnału, która w dziedzinie częstotliwości przyjmuje postać mnożenia wektorów widm próbkę po próbce.

Dla zobrazowania na **rysunku 3a** pokazany został sygnał analogowy składający się z sumy trzech sygnałów sinusoidalnych o częstotliwościach 1 kHz, 2 kHz oraz 3 kHz oraz o amplitudach kolejno 0,5, 0,3 oraz 0,2. Sygnał został spróbkowany z częstotliwością *fs*=10 kHz oraz przetworzony za pomocą 512-punktowej DFT. Rezultatem jest widmo sygnału pokazane na **rysunku 3b**.

Przykład zastosowania

Zanim jednak przejdziemy do teorii spróbujmy zrozumieć działanie DFT na jakimś przykładzie. Załóżmy, że budujemy układ elektronicznego kamertonu do instrumentów muzycznych. Układ bazuje na mikrokontrolerze i jest wyposażony w mikrofon elektretowy oraz diodę LED. Dioda ma się zaświecić jak układ wykryje ton odpowiadający dźwiękowi a1 (czytaj „a razkreślne") o częstotliwości 440 Hz. Spróbujmy rozważyć realizację programową takiego układu z wykorzystaniem DFT.

1. Ustalamy liczbę próbek (*N*) na przykład 16.
2. Dobieramy częstotliwość próbkowania (*fs*) tak aby jeden z kubełków widma mocy sygnału (*P*) odpowiadał częstotliwości *f*=440 Hz. Dla przykładu dla *fs*=2345 Hz częstotliwość tonu a^1 będzie znajdowała się w kubełku *P[k]*, gdzie *k=(f*N)/fs* (czyli dla *k=3*, z dużym przybliżeniem).
3. Przeprowadzamy cykliczną akwizycję danych (najlepiej z użyciem z przerwań) z przetwornika ADC podłączonego do mikrofonu.
4. W pętli głównej programu wykonujemy:
   - przetwarzanie buforu z sygnałem dyskretnym za pomocą transformaty DFT – wynikiem jest widmo mocy sygnału (*P*)
   - sprawdzanie wartości kubełka *P[3]* – jeśli wartość jest większa od progu dynamicznie dobieranego na podstawie mocy średniej to zapalamy diodę LED w przeciwnym razie wygaszamy diodę LED.

Mimo iż powyższe rozważanie jest bardzo ogólne to łatwo zauważyć, że realizacja elektronicznego kamertonu z pomocą DFT wydaje się być całkiem prosta. Może któryś z czytelników wykona podobny układ?

Trochę teorii

Poniżej znajduje się ogólna definicja DFT dla sygnału dyskretnego **x**, gdzie *N* to liczba punktów DFT a *k = 0...(N-1)*.

$$X[k]=\sum_{n=0}^{N-1}x[n]e^{\frac{-j2\pi kn}{N}}$$

Korzystając ze wzoru Eulera powyższe równanie można zapisać jako dwa odrębne. Pierwszy jest dla części rzeczywistej a drugi dla części urojonej.

$$X_{re}[k]=\sum_{n=0}^{N-1}x[n]\cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)$$

$$X_{im}[k]=-\sum_{n=0}^{N-1}x[n]\sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)$$

Powyższe dwa równania zawierają wszystkie informacje potrzebne do stworzenia siłowego (mało efektywnego obliczeniowo) algorytmu DFT z definicji. Jednak do praktycznej analizy widmowej mogą przydać się jeszcze inne wzory:

1. Częstotliwość podstawowa
   $f_B = f_S / N$
2. Częstotliwość poszczególnych prążków widma sygnału
   $f[k]=k\cdot f_B = k\cdot f_S / N$
3. Widmo energii
   $E[k]=X_{re}[k]^2+X_{im}[k]^2$
4. Widmo mocy
   $P[k]=E[k]/N^2=\left(X_{re}[k]^2+X_{im}[k]^2\right)/N^2$
5. Moduł widma amplitudowego
   $A[k]=\sqrt{E[k]}=\sqrt{X_{re}[k]^2+X_{re}[k]^2}$
6. Widmo mocy wyrażone w decybelach
   $P_{dB}[k]=20\log_{10}\left(A[k]/N\right)=10l\log_{10}\left(P[k]\right)$

Generowanie testowego sygnału dyskretnego

Do wykonania symulacji poszczególnych wersji implementacji konieczne jest generowanie testowego sygnału cyfrowego. Kody źródłowe dwóch wersji przykładowych generatorów pokazane zostały na **listingach 1 i 2**.

Listing 1 Generowanie losowego sygnału dyskretnego o amplitudzie z przedziału -1,0...1,0

```
#define N    (16)    // number of samples
float x[N];

srand(time(0));
for (int n = 0; n < N; ++n) {
    x[n] = ((2.0 * rand()) / RAND_MAX) - 1.0;
    printf("x[%d]=%0.8f\n", n, x[n]);
}
```

Listing 2. Generowanie sygnału dyskretnego o amplitudzie z przedziału -1,0...1,0 o zadanych częstotliwościach sygnału (f) oraz próbkowania (fs)

```
#define N    (16)     // number of samples
#define PI2  (6.2832)
#define FS   (40000.)// sampling frequency [Hz]
#define F    (5000.) // signal frequency [Hz]
#define FN   (F/FS)  // normalized frequency [Hz]
float x[N];

for (int n = 0; n < N; ++n) {
    x[n] = sin(PI2 * FN * n);
    printf("x[%d]=%0.8f\n", n, x[n]);
}
```

Implementacja DFT

Poniżej zostały zaprezentowane trzy wersje algorytmu DFT. Pierwsza dotyczy implementacji DFT z definicji. Nie jest bardzo pożyteczna w praktyce jednak jest bazą dla kolejnych, które wprowadzają istotne uproszczenia przyspieszające działanie algorytmu. Kody źródłowe zostały przygotowane tak aby kompilację można było wykonać za pomocą popularnego kompilatora GCC (na przykład poleceniem `gcc main.c -o main -lm`) zarówno na systemie Windows jak i Linux.

Warto poeksperymentować z tymi algorytmami na komputerze. Obliczyć częstotliwości poszczególnych prążków widma. Użyć innego generatora sygnału, obliczyć widmo mocy wyrażone w decybelach czy może przetestować różne wartości punktów (*N*). Na pewno pozwoli to na lepsze zrozumienie DFT wszystkim czytelnikom, którzy do tej pory nie mieli styczności z DSP.

Implementacja DFT z definicji

Poniżej znajduje się kod programu (**listing 3**) prezentujący implementację algorytmu DFT z definicji (tzw. wersja siłowa). Program składa się z dwóch części. W pierwszej generowany jest sygnał dyskretny (*x*). W drugiej natomiast sygnał jest przetwarzany za pomocą transformaty DFT na podstawie definicji. Następnie wyświetlany jest produkt przetwarzania – tj. wartości poszczególnych prążków widma mocy sygnału (*P*).

Uproszczona implementacja DFT (wersja 1)

Przejdźmy do uproszczonej obliczeniowo wersji DFT (**listing 4**). Jest to wersja zmiennoprzecinkowa. Bardzo przyjemna do implementacji oraz symulacji. Wprowadzono do niej dwa istotne usprawnienia.

1. Pierwsze usprawnienie polega na użyciu współczynników wektora rotującego (tzw. *Twiddle Factors*), których kalkulację wykonujemy tylko raz, na początku programu. Do obliczenia tych współczynników skorzystamy z formuły *Eulera*.
   $W_N^m = e^{-j2\pi m/N}=\cos\left(2\pi m/N\right)-j\sin\left(2\pi m/N\right)$
   Pojawiły się liczby zespolone, ale spokojnie! Do kalkulacji potrzebujemy tylko część rzeczywistą oraz użyjemy pewnej własności

eprasa.pl f319dfd8e2

trygonometrycznej a mianowicie faktu, że sinus jest przesunięciem funkcji cosinus. W ten sposób otrzymamy jednowymiarową tablicę współczynników.

2. Drugie usprawnienie polega na zastosowaniu **twierdzenia o próbkowaniu**, inaczej nazywanego **twierdzeniem Nyquista-Shannona** lub **twierdzeniem Kotielnikowa-Shannona**. Określa ono maksymalną częstotliwość sygnału, jaka może zostać poddana próbkowaniu, tak aby sygnał spróbkowany mógł zostać wiernie odtworzony na podstawie próbek. Jest to tzw. częstotliwość Nyquista i jest równa połowie częstotliwości próbkowania. Dla sygnałów o wartościach rzeczywistych widmo mocy jest symetryczne, w związku z tym sensowne jest rozpatrywanie jedynie tych wartości *f*, które są mniejsze od częstotliwości Nyquista *(fn = fs / 2)*. Stąd, dla parzystych *N* bierzemy pod uwagę $k = 0...(N / 2 + 1)$, a dla nieparzystych $k = 0...(N / 2 - 1)$. W prezentowanych algorytmach rozważamy tylko parzyste *N* głównie ze względu na indeks przesunięcia współczynników (*Twiddle Factors*) dla funkcji sinus. Dzięki temu uproszczeniu zmniejszamy o prawie połowę liczbę iteracji w pierwszej pętli.

Uproszczona implementacja DFT (wersja 2)

Poniższe rozwiązanie bazuje na uproszczonej implementacji DFT z wersji pierwszej. Uproszczenie polega na wprowadzeniu stałoprzecinkowych operacji. Warto zaznaczyć, że to uproszczenie wpływa na dokładność algorytmu. Im większe TFS (*Twiddle Factors Shift*; od 1 do 14) tym algorytm jest dokładniejszy. Ta implementacja z powodzeniem nadaje się już do realizacji na małych procesorach (**listing 5**).

Zastosowanie DFT

Przekształcenie DFT (z najczęściej spotykaną implementacją w postaci FFT), jest jedną z podstawowych operacji współczesnego DSP i obecna jest w wielu algorytmach stosowanych w większości dziedzin technicznych. Pełna lista zastosowań przekształcenia zajęłaby więcej miejsca niż niniejszy artykuł. Poniżej przedstawiono krótką listę najbardziej znanych zastosowań:

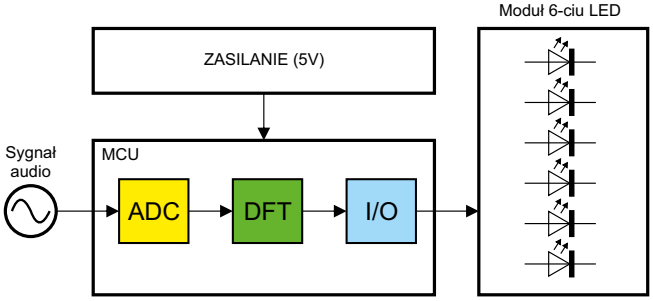
- kompresja danych audio-wideo (JPEG, MP3, XviD itd.),
- analiza obserwacji astronomicznych, detekcja egzoplanet (analiza oscylacji gwiazd),
- analiza obserwacji sejsmicznych, obrazowanie struktury skorupy ziemskiej,
- filtracja, odszumianie, niwelowanie zniekształceń dźwięku i obrazu,
- korekcja barwy dźwięku,
- przetwarzanie sygnałów, w szczególności obrazowanie w sonarach i radarach,
- USG,
- tomografia komputerowa.

Listing 3. Kod programu prezentujący implementację algorytmu DFT z definicji (tzw. wersja siłowa)

```
/* main1.c */
#include <time.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <math.h>

#define N    (16)
#define PI2  (6.2832)

int main() {
    int n, k;                   // indices for time and frequency domains
    float x[N];                 // discrete-time signal, x
    float Xre[N], Xim[N];       // DFT of x (real and imaginary parts)
    float P[N];                 // signal spectrum of x

    /* generate random discrete-time signal x in range (-1,+1) */
    srand(time(0));
    for (n = 0; n < N; ++n) {
        x[n] = ((2.0 * rand()) / RAND_MAX) - 1.0;
    }

    /* Calculate DFT of x using brute force */
    for (k = 0; k < N; ++k){
        Xre[k] = Xim[k] = 0;
        for (n = 0; n < N; ++n) {
            Xre[k] += x[n] * cos(n * k * PI2 / N);
            Xim[k] -= x[n] * sin(n * k * PI2 / N);
        }

        /* power at kth frequency bin */
        P[k] = (Xre[k]*Xre[k] + Xim[k]*Xim[k]) / (N*N);
        printf(„P[%d]=%0.2f\n”, k, P[k]);
    }

    return (0);
}
```

Listing 4. Uproszczona obliczeniowo wersja DFT

```
/* main2.c */
#include <time.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <math.h>

#define N    (16)
#define PI2  (6.2832)

int main() {
    int n, k;                   // indices for time and frequency domains
    int sin_idx, cos_idx;       // indices for twiddle factors
    float x[N];                 // discrete-time signal, x
    float W[N];                 // twiddle factors
    float Xre[N / 2 + 1];       // DFT of x (real part)
    float Xim[N / 2 + 1];       // DFT of x (imaginary part)
    float P[N / 2 + 1];         // power spectrum of x

    /* generate random discrete-time signal x in range (-1, +1) */
    srand(time(0));
    for (n = 0; n < N; ++n) {
        x[n] = ((2.0 * rand()) / RAND_MAX) - 1.0;
    }

    /* generate Twiddle Factors */
    for (n = 0; n < N; ++n) {
        W[n] = cos(n * PI2 / N);
    }

    /* calculate DFT of x */
    for (k = 0; k < (N / 2 + 1); ++k) {
        Xre[k] = 0; Xim[k] = 0;
        cos_idx = 0; sin_idx = 3 * N / 4;
        for (n = 0; n < N; ++n) {
            Xre[k] += x[n] * W[cos_idx % N];
            Xim[k] -= x[n] * W[sin_idx % N];
            cos_idx += k; sin_idx += k;
        }

        /* power at kth frequency bin */
        P[k] = (Xre[k]*Xre[k] + Xim[k]*Xim[k]) / (N*N);
        printf(„P[%d] = %0.2f\n”, k, P[k]);
    }
    return (0);
}
```



Rysunek 4. Schemat blokowy układu demonstracyjnego

eprasa.pl f319dfd8e2

Praktyczne porady dotyczące stosowania przedstawionej implementacji DFT

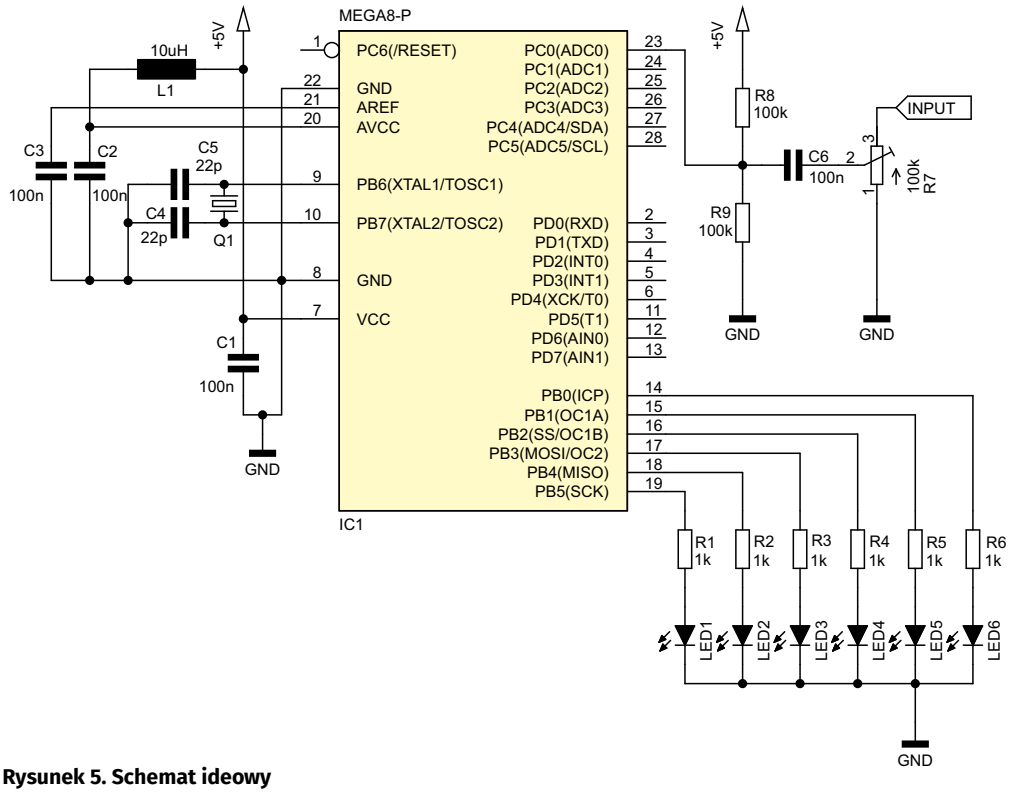
1. Częstotliwość próbkowania (*Fs*) powinna być co najmniej dwa razy większa niż częstotliwość analizowanego sygnału (wynika to z twierdzenia o próbkowaniu). Przykładowo, jeśli chcemy analizować sygnał foniczny do 20 kHz powinniśmy rozważyć częstotliwość próbkowania na poziomie 40 kHz.
2. Liczba punktów w N-punktowej DFT powinna być tak dobrana aby indeks przesunięcia w wektorze rotującym (*Twiddle Factors*), który jest wyrażony wzorem *index = 3 * N / 4*, był liczbą całkowitą, tj. *N = 4 n*, gdzie *n* jest liczbą naturalną.
3. Jeśli liczba punktów w N-punktowej DFT jest niezmienna w trakcie działania programu to współczynniki wektora rotującego (*Twiddle Factors*) nie muszą być generowane dynamicznie. Mogą zostać umieszczone na stałe np. w statycznej tablicy.
4. Należy pamiętać, że częstotliwość Nyquista jest równa połowie częstotliwości próbkowania (*Fn = Fs / 2*). Oznacza to, że pierwsza połowa widma mocy zawiera całą interesującą informację. Druga połowa jest jej symetryczną kopią (efekt aliasingu).
5. Pierwszy prążek częstotliwościowy (tj. dla *k = 0, f = 0 Hz*) jest obarczony dużą stałą składową szumu. Między innymi dlatego, że w przewodach indukowane są prądy, ze względu na smog elektromagnetyczny, oddziaływanie sprzętów elektronicznych codziennego użytku itp. Duża część tego szumu ma składowe <10 Hz. To z kolei, przez krótkie okno analizy (np. 16 próbek dla 41 kHz), wygląda po prostu jak fluktuacje składowej DC. Przez to w każdym oknie analizy to DC jest inne.

Listing 5. Uproszczona implementacja DFT z operacjami stałoprzecinkowymi

```
/* main3.c */
#include <time.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <stdint.h>
#include <math.h>

#define N    (16)
#define PI2  (6.2832)
#define TFS  (14)

int main() {
    int n, k;                   // indices for time and frequency domains
    int sin_idx,cos_idx;        // indices for twiddle factors
    int16_t x[N];               // discrete-time signal, x
    int16_t W[N];               // twiddle factors
    int Xre, Xim;               // DFT of x (real and imaginary parts)
    uint32_t P[N / 2 + 1];      // power spectrum of x

    /* generate random discrete-time signal x in range
    (-128, +128) */
    srand(time(0));
    for (n = 0 ; n < N; ++n) {
        x[n] = (int16_t)(((512.0 * rand()) / RAND_MAX) - 128.0);
    }

    /* generate Twiddle Factors */
    for (n = 0; n < N; ++n) {
        W[n] = (int16_t)((1 << TFS) * cos(n * PI2 / N));
    }

    /* calculate DFT of x */
    for (k = 0; k < (N / 2 + 1); ++k) {
        Xre = Xim = 0;
        cos_idx = 0; sin_idx = 3 * N / 4;
        for (n = 0; n < N; ++n) {
            Xre += (int)(x[n] * W[cos_idx % N]) >> TFS;
            Xim -= (int)(x[n] * W[sin_idx % N]) >> TFS;
            cos_idx += k; sin_idx += k;
        }

        /* power at kth frequency bin */
        P[k] = (Xre*Xre + Xim*Xim) / (N*N);
        printf(„P[%d] = %u\n”, k, P[k]);
    }
    return (0);
}
```

Różnica między DFT a FFT

Algorytmy z rodziny FFT (*Fast Fourier Transform*) to najpopularniejsze implementacje przekształcenia DFT. Samo DFT określa zatem operację matematyczną, FFT jest sposobem jej realizacji. Innym sposobem jest liczenie DFT z definicji, co zostało zaprezentowane w niniejszym artykule. Wszystkie algorytmy realizują to samo zadanie ale niektóre, dzięki zastosowaniu pewnych sztuczek, są znacznie szybsze. Złożoność obliczeniowa FFT wynosi *O(n log n)*, podczas gdy złożoność obliczeniowa DFT z definicji to *O(n2)* . Uproszczona wersja DFT ma jednak pewną przewagę. Jej algorytm jest znacznie prostszy w implementacji od popularnych algorytmów FFT a złożoność pamięciowa jest znacznie mniejsza. Stąd zaprezentowana implementacja DFT może być ciekawą alternatywą dla wielu aplikacji. Dzięki wymienionym zaletom możliwe jest uruchomienie 6-punktowej uproszczonej DFT nawet na procesorze z 64 B RAM-u (sprawdzone na działającym układzie z ATtiny13). Oczywiście kosztem szybkości. Przy niewielkiej ilości próbek koszt ten jest jednak pomijalny. Dodatkową zaletą zabawy z opisanymi algorytmami jest walor edukacyjny, i możliwość otwarcia czarnej skrzynki z przekształceniem DFT, realizowanym



Rysunek 5. Schemat ideowy

eprasa.pl f319dfd8e2

Listing 6. Kod programu demonstracyjnego

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

#define N            (12)
#define PI2          (6.2832)
#define TFS          (6)
#define LEDS_NUM     (6)
#define BANK_MAX     (16)
#define THRESHOLD    (0U)

static int16_t x[N]; // discrete-time signal
static int16_t W[N]; // Twiddle Factors
static uint16_t P[N / 2 + 1]; // power spectrum of x
static uint8_t bank[LEDS_NUM]; // flash accumulation
volatile uint8_t counter = 0; // samples counter

static void dft(void);
static void kolorofon(void);

int main(void) {
    DDRB = 0b00111111; // set LED pins (PB0-PB5) as OUTPUT
    ADMUX |= _BV(REFS0); // use Avcc as voltage reference
    ADCSRA = _BV(ADPS2)|_BV(ADPS0); // set division factor to 32
    ADCSRA |= _BV(ADEN)|_BV(ADIE); // enable ADC (interrupt)
    ADCSRA |= _BV(ADSC); // trigger first signal acquisition
    sei(); // enable global interrupts

    /* generate Twiddle Factors */
    for (uint8_t n = 0; n < N; ++n) {
        W[n] = (int16_t)((float)(1 << TFS) *
        cos((float)n * PI2 / (float)N));
    }

    while (1) {
        if (counter == N) {
            dft(); // process discrete-time signal
            kolorofon(); // show power spectrum on LEDs
            counter = 0; // reset counter
            ADCSRA |= _BV(ADSC); // next acquisition
        }
    }
}

ISR(ADC_vect) {
    if (counter < N) {
        /* read sample from range (-512; 512) */
        x[counter++] = ADC - 512;
        ADCSRA |= _BV(ADSC); // next signal acquisition
    }
}

void dft(void) {
    int32_t Xre, Xim;
    uint8_t sin_idx, cos_idx;

    for (uint8_t k = 0; k < (N / 2 + 1); ++k) {
        Xre = Xim = 0;
        cos_idx = 0; sin_idx = 3 * N / 4;
        for (uint8_t n = 0; n < N; ++n) {
            Xre += ((int)x[n] * (int)W[cos_idx % N]) >> TFS;
            Xim -= ((int)x[n] * (int)W[sin_idx % N]) >> TFS;
            sin_idx += k; cos_idx += k;
        }
        P[k] = (Xre*Xre + Xim*Xim) / (N*N);
    }
}

void kolorofon(void) {
    for (uint8_t i = 0; i < LEDS_NUM; ++i) {
        if (P[i + 1] > THRESHOLD) {
            if (bank[i] < BANK_MAX) {bank[i]++;}
            PORTB |= _BV(i);
        } else {
            if (bank[i]) {bank[i]--;}
            else {PORTB &= ~_BV(i);}
        }
    }
}
```

zazwyczaj przez biblioteki implementujące FFT bez wglądu w to, co faktycznie się dzieje.

Przykład na Atmega8

Pora na konkretny przykład układu demonstrującego działanie DFT na mikrokontrolerze. Do tego celu posłuży nam projekt prostego, cyfrowego, 6-kanałowego kolorofonu (czyli urządzenia dyskotekowego włączającego barwne oświetlenie pulsujące w takt muzyki), który steruje sześcioma diodami LED. Na łamach Elektroniki Praktycznej zostało opublikowanych już wiele pokrewnych projektów. Część z nich do wykonania ciekawej iluminofonii używa algorytmy FFT, część autorską (cyfrową) analizę tonów a jeszcze inne (znaczna część) używa układów analogowych i filtrów RC/LC. Można powiedzieć, że powstał kolejny układ cyfrowego kolorofonu - jednak ten bazuje na implementacji DFT z definicji.

Oprócz demonstracji działania samego algorytmu, celem niniejszego projektu jest zrozumienie programowej realizacji akwizycji danych, umożliwienie podłączenia sygnału analogowego do układu (np. z wyjścia słuchawkowego komputera) oraz przeprowadzanie doświadczeń za pomocą sygnałów fonicznych z ulubionego odtwarzacza muzyki lub generatora tonów (np. ***http://bit.ly/37JS8KZ***).

Opis układu

Schemat blokowy został przedstawiony na **rysunku 4**. Sygnał analogowy poprzez rezystor nastawny oraz kondensator separujący trafia do pinu mikrokontrolera skonfigurowanego jako wejście analogowe (ADC). Na wejście przetwornika podawana jest również składowa stała pochodząca z dzielnika napięcia (dokładniejszy opis w kolejnym akapicie).

Następnie sygnał podlega próbkowaniu z częstotliwością bliską 40 kHz oraz kwantyzacji. Wyzwalanie akwizycji danych oraz odczytywanie wartości próbki i zapisywanie jej do tablicy *x[]*, jest wykonywane cyklicznie w przerwaniu. Proces jest powtarzany aż do nagrania całego bloku danych składającego się z *N* próbek (licznik). W pętli głównej programu sprawdzamy periodycznie, czy mamy gotowy zestaw danych. W razie, gdy bufor jest kompletny – przetwarzamy nagrany blok sygnału cyfrowego algorytmem DFT oraz wyświetlamy wyniki za pomocą podłączonych do układu 6 diod LED. Następnie, resetujemy licznik próbek oraz wyzwalamy kolejne nagranie. Kod programu został pokazany na **listingu 6**.

Schemat ideowy jest pokazany na **rysunku 5**. Każda z diod LED podłączona jest do jednego z pinów I/O na porcie B (PB0...PB5) poprzez rezystor ograniczający jej prąd. Sterowaniem zapalania diod LED zajmuje się bardzo prosty algorytm zaimplementowany w funkcji *kolorofon()*. Funkcja porównuje wartości z tablicy *P[]* ze stałą (*THRESHOLD*) i decyduje o zapaleniu/wygaszeniu diody powiązanej z konkretnym prążkiem widma. Algorytm dodatkowo akumuluje ilość przekroczeń progu w tablicy *bank[]* w celu wygładzenia wygaszania diod LED podczas realizacji efektu programowego PWM. Oczywiście dużo lepiej byłoby zastosować dynamiczny próg (np. na podstawie średniej wartości z prążków z ostatnich nagrań). Czytelnikom pozostawiamy możliwość rozwoju tej części kodu.

Na dzielniku powinniśmy uzyskać napięcie równe połowie napięcia odniesienia wybranego dla przetwornika ADC. W prezentowanym projekcie jako napięcie referencyjne zostało wybrane napięcie zasilania 5 V. Dla zwiększenia "czułości" można wybrać wbudowane źródło napięcia odniesienia 2,56 V. Taka zmiana oczywiście wymaga przeliczenia wartości rezystorów. Po co jest w ogóle ten dzielnik? Dzięki niemu wyznaczamy poziom "zero" sygnału a każde jego odchylenie odczytujemy w przerwaniu jako liczbę dodatnią, zero lub ujemną. Stąd, podczas zapisu wartości próbki w tablicy *x[]* odejmujemy od niej połowę wartości rozdzielczości ADC.

Łukasz Podkalicki, lpodkalicki@gmail.com
Maciej Wielgo, maciek.waw@gazeta.pl

Literatura:

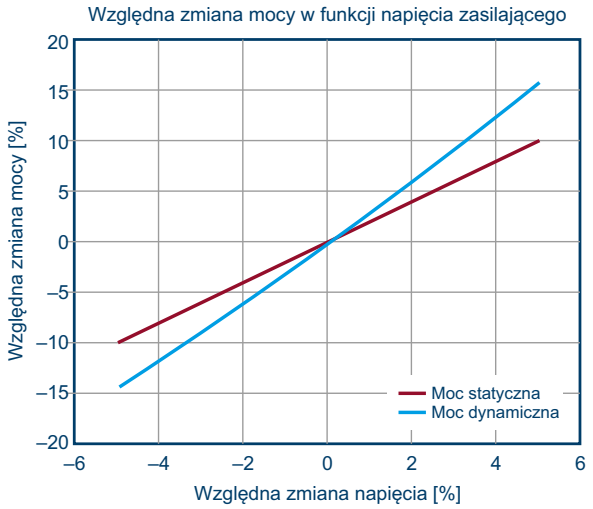
1. S. W. Smith, *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów*. Praktyczny poradnik dla inżynierów i naukowców, BTC, 2007
2. J. Szabatin, *Podstawy teorii sygnałów*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności WKŁ, 2003
3. Thomas H. Cormen, Charles E. Leiserson, Ronald L. Rivest, Clifford Stein, *Wprowadzenie do algorytmów*, PWN, Warszawa 2013
4. Stefan Scholl, *Exact Signal Measurements using FFT Analysis*, Microelectronic Systems Design Research Group (TU Kaiserslautern, Germany),
5. ***http://bit.ly/35ZYWmj***
6. Michael Cerna and Audrey F. Harvey, *The Fundamentals of FFT--Based Signal Analysis and Measurement*, Application Note 041, National Instruments
7. ***http://bit.ly/2OIZiYt***
8. Shannon Hilbert, *Power Spectrum in MATLAB*, 2013
9. ***http://bit.ly/2OFVeIC***
10. Grzegorz Szwoch, *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów w języku Python*, Politechnika Gdańska, 2017
11. ***http://bit.ly/2P8AKqS***

eprasa.pl f319dfd8e2

MOCna strona FPGA

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

Nowoczesne układy FPGA należą do najbardziej złożonych układów scalonych, jakie dostępne są na rynku. Zawierają najbardziej zaawansowane technologie półprzewodnikowe i najnowocześniejsze struktury i architektury, aby osiągnąć zarówno niesamowitą elastyczność, jak i najwyższą wydajność. Z biegiem czasu, wraz z postępem technologii, złożoność ta podyktowała pewne kompromisy w zakresie projektowania i wdrażania systemów zawierających układy FPGA w urządzeniach elektronicznych. Jest to najbardziej widoczne w układach zasilających, które muszą być coraz bardziej dokładne, szybkie i łatwiejsze do kontrolowania. Jednocześnie wymaga się, aby systemy zasilające FPGA były coraz mniejsze, sprawniejsze energetycznie i wyposażone w bardziej zaawansowane algorytmy sterowania i programowej kontroli.



Rysunek 1. Moc pobierana przez układ Xilinx Virtex V w funkcji napięcia zasilania rdzenia Vcc

W serii artykułów przyjrzymy się specyfikacjom zasilania i ich znaczeniu dla projektu urządzenia, dla układów programowalnych (FPGA) na przykładzie wymagań stawianych przez elementy z rodziny Arria 10 firmy Altera. Następnie omówimy najlepsze rozwiązania w zakresie dostarczania energii do tych elementów i opracujemy plan, który pomoże pomyślnie spełnić wszystkie te specyfikacje. Dzięki temu układ FPGA będzie działał z optymalną wydajnością, szybkością i poborem mocy.

Istnieją dedykowane do takich zastosowań kontrolery zasilania (PSM) np. LTC3887, LTC2977 i LTM4677 firmy Analog Devices. W pierwszej części poradnika dotyczącego systemów zasilania układów programowalnych przyjrzymy się statycznym parametrom zasilania takich elementów, a w szczególności napięciu zasilania – jak czytać jego specyfikację w karcie katalogowej, tego w jaki sposób należy je dobierać do konkretnej aplikacji i jak nowoczesne technologie pomagają w tworzeniu wydajniejszych i bardziej energooszczędnych systemów elektronicznych.

Wymagania dotyczące zasilania FPGA (interpretacja karty danych)

Inżynierowie w dzisiejszych czasach powinni spędzać większość czasu na programowaniu - nie chcą tracić czasu i zaangażowania na projektowanie odpowiednich zasilaczy. Rzeczywiście, najlepszym podejściem do dostarczania energii do układów FPGA jest zastosowanie solidnej, elastycznej, sprawdzonej konstrukcji, która spełnia wymagania i rozszerza się wraz z projektem. Aby jednak zrozumieć jaki układ należy dobrać do projektowanego systemu należy wiedzieć, jakie są najważniejsze specyfikacje zasilania dla tego rodzaju elementów i jakie jest ich znaczenie.

Dokładność napięcia

Napięcie zasilania rdzenia jest jednym z najważniejszych elementów równoważenia mocy obliczeniowej i sprawności energetycznej układu FPGA. Karta katalogowa zawiera zakres dopuszczalnych napięć zasilania rdzenia, ale ten parametr nie obrazuje w jaki sposób należy układ programowalny zasilać. W realizacji tego zadania oraz każdej innej konstrukcji, do osiągnięcia celu jakim jest finalny projekt sekcji zasilania, trzeba przyjmować kompromisy i dokonywać ogólnej optymalizacji całej sekcji.

Specyfikację napięcia zasilania rdzenia układu programowalnego Arria 10 firmy Altera pokazuje **tabela 1**. Chociaż wartości są specyficzne dla serii Arria 10, to mogą reprezentować wymagania dotyczące napięcia rdzenia innych rodzin układów FPGA. Zakres dopuszczalnych napięć zasilania oscyluje w przedziale ±3,3% tolerancji wartości nominalnej. FPGA będzie prawidłowo działał w tym zakresie napięcia, ale pełny obraz sytuacji jest bardziej skomplikowany.

Zwróćmy uwagę na linię w której występuje „SmartVID" - zakres napięcia rozciąga się od 0,82 V do 0,93 V. Reprezentuje to szeroki zakres napięć, które są możliwe do osiągnięcia, gdy FPGA żąda napięcia zasilania rdzenia poprzez interfejs SmartVID. Specyfikacja SmartVID wskazuje na istotny aspekt zasilania rdzenia FPGA - może on działać przy różnych napięciach zasilania, w zależności od konkretnej tolerancji produkcyjnej elementu oraz od konkretnego projektu logiki, który implementuje. Napięcie wymagane przez jeden układ programowalny może różnić się od innego egzemplarza. Poprawnie

Tabela 1. Specyfikacja napięcia zasilania układów Altera Arria 10

Symbol	Opis	Warunki	Wartość minimalna	Wartość typowa	Wartość maksymalna	Jednostka
V_{CC}	Napięcie zasilania rdzenia układu	Standardowa praca układu oraz tryb *low power*	0,87 0,92	0,9 0,95	0,93 0,98	V
		SmartVID	0,82		0,93	V

eprasa.pl f319dfd8e2

zaprojektowany zasilacz musi reagować na te zmiany i dostosowywać się do potrzeb układu.

Celem stosowania tego rodzaju regulacji jest potrzeba uzyskania odpowiedniego poziomu wydajności do obsługi zaprogramowanych funkcji bez zużywania niepotrzebnej mocy. Wiemy z fizyki półprzewodników, a także z danych opublikowanych przez Alterę czy Xilinxa (**rysunek 1**), że zarówno moc pobierana dynamicznie, jak i statycznie gwałtownie rośnie wraz ze wzrostem napięcia zasilania rdzenia. Celem poprawnie zaprojektowanego układu zasilania jest więc zapewnienie układowi FPGA napięcia wystarczającego do spełnienia zależności czasowych, i ani trochę wyższego.

Nadmierne rozpraszanie mocy na układzie nie pozwoli na zwiększenie wydajności układu. W rzeczywistości nawet pogarsza ją, ponieważ prąd upływowy tranzystora rośnie wraz z temperaturą, jeszcze bardziej zwiększając pobór i rozpraszanie mocy. Z tych powodów konieczne jest zoptymalizowanie napięcia zasilania FPGA dla konkretnego projektu i obranego punktu pracy.

Proces optymalizacji wymaga bardzo dokładnego źródła napięcia zasilania, aby zakończył się sukcesem. Niedokładność stabilizatora należy zapisać w budżecie błędów napięcia i odjąć od dostępnego zakresu napięcia zasilającego, którego można użyć w danej sytuacji. Jeśli napięcie rdzenia spadnie poniżej wymaganego poziomu, układ FPGA może zawieść z powodu błędów synchronizacji. Jeśli napięcie rdzenia wzrośnie powyżej maksymalnej specyfikacji, może to uszkodzić układ lub spowodować awarie w czasie podtrzymania stanów w logice. Wszystkie te scenariusze należy uwzględnić, biorąc pod uwagę zakres tolerancji zasilania i zapewniać tylko napięcia zasilające, które z pewnością mieszczą się w granicach danej specyfikacji.

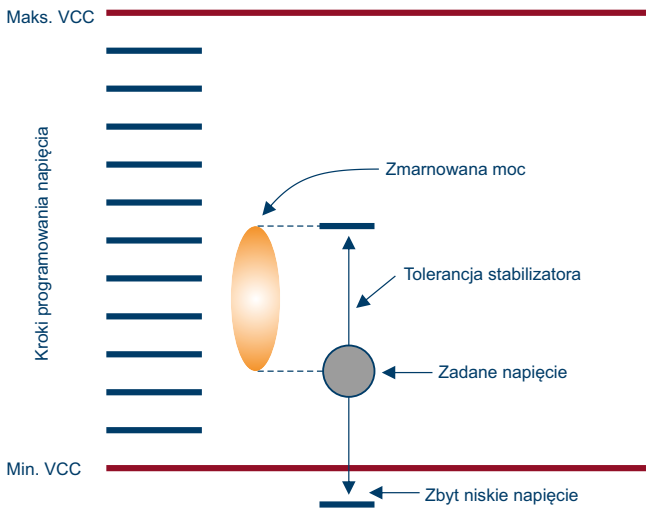
Jednak okazuje się, że większość stabilizatorów napięcia zasilającego nie jest wystarczająco dokładna. Napięcie stabilizowane może znajdować się w dowolnym zakresie tolerancji wokół zadanego napięcia, ale może dryfować wraz z warunkami obciążenia, temperaturą i wiekiem układu. Zasilacz, który gwarantuje tolerancję napięcia w zakresie ±2%, może z czasem stabilizować napięcie różniące się od nominalnego nawet o 4%. Aby w takiej sytuacji zrekompensować możliwość, że napięcie może być o 2% za niskie, zadane napięcie musi zostać podniesione o 2% powyżej wartości wymaganej do spełnienia wymagań FPGA. Jeśli stabilizator następnie spadnie z jakichś powodów do 2% powyżej zadanego napięcia, będzie pracował o 4% powyżej minimalnego napięcia wymaganego w tym punkcie pracy. W takiej sytuacji nadal spełnia on określone wymagania napięcie dla układu FPGA, ale marnuje przy tym dużo energii (**rysunek 2**).

Oczywistym rozwiązaniem jest zastosowanie stabilizatora zasilania, który może działać z dużo węższą tolerancją napięcia niż wspomniane 2%. Stabilizator z tolerancją ± 0,5% może działać znacznie bliżej minimalnego wymaganego w specyfikacji napięcia, przy pożądanej częstotliwości roboczej układu. W ten sposób gwarantuje się, że będzie np. mniejszy niż 1% od wymaganego napięcia zasilania układu. Tak zasilany FPGA będzie funkcjonował poprawnie, a będzie rozpraszać minimalną moc możliwą w danych warunkach pracy. Pozwoli to na budowę bardziej energooszczędnego systemu.

Rodzina sterowników systemu zasilania LTC388x gwarantuje tolerancję stabilizacji napięcia wyjściowego lepszą niż ±0,5% w szerokim i konfigurowalnym zakresie napięć. Rodzina menedżerów systemów zasilania LTC297x gwarantuje dodatkowo tolerancję wynikową systemu stabilizacji zasilania lepszą niż ±0,25%. Dzięki tak wysokiej dokładności istnieje ogromna możliwość optymalizacji opisanego powyżej kompromisu poboru mocy i wydajności dla dowolnego układu programowalnego.

Zarządzanie ciepłem

Bardziej subtelną implikacją wymagań dotyczących dokładności zasilania jest sposób zarządzania tzw. budżetem cieplnym systemu, czyli maksymalną ilością ciepła, jaką z danego układu można odprowadzić. Ponieważ statyczne rozpraszanie mocy dla układu programowalnego jest dalekie od znikomego, FPGA nagrzewa się nawet wtedy, gdy nic



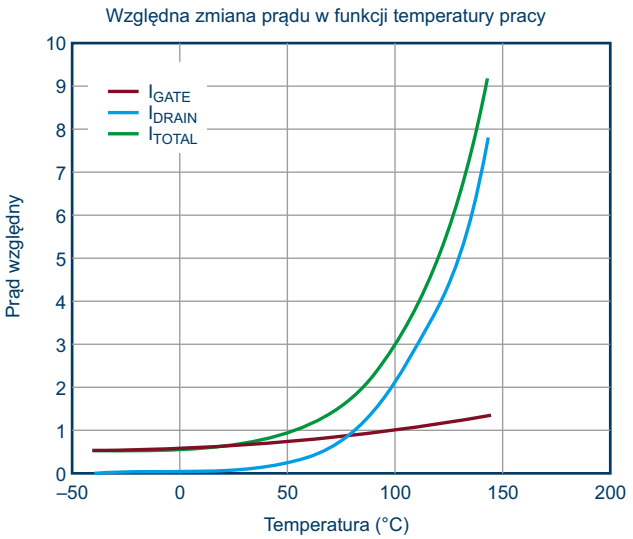
Rysunek 2. Diagram kompromisów tolerancji dla stabilizatora zasilania układu FPGA

nie robi. Podwyższona temperatura powoduje dalsze zwiększenie statycznego rozpraszania mocy, co dodatkowo zwiększa temperaturę roboczą (**rysunek 3**).

Niepotrzebne zwiększanie napięcia zasilania rdzenia FPGA tylko pogarsza opisany problem. Niedokładne źródło zasilania wymaga ustawienia napięcia pracy na tyle wysoko, by zagwarantować sobie jego zapas nad minimalnym napięciem zasilającym dla naszego układu. Niepewność napięcia zasilającego wynikająca ze zmienności tolerancji, zmienności montażu systemu i temperatury pracy może powodować powstawanie napięć znacznie wyższych niż wymagane minimum. To dodatkowe napięcie, po przyłożeniu do FPGA, może powodować komplikacje w zarządzaniu budżetem termicznym, a nawet tzw. ucieczkę termiczną (thermal run-away) przy wysokich obciążeniach układu programowalnego.

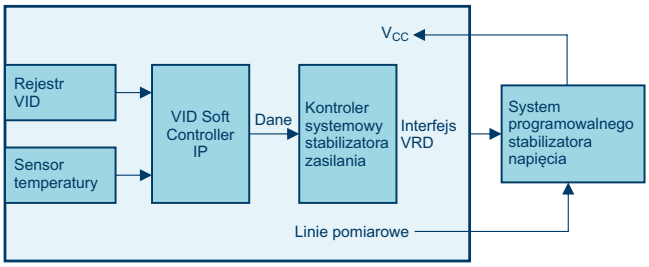
Thermal run-away, czyli ucieczka termiczna, to zjawisko w którym element elektroniczny, zazwyczaj o ujemnym współczynniku termicznym, wpada w termiczne błędne koło na skutek dodatniego sprzężenia zwrotnego - układ grzeje się, co np. prowadzi do wzrostu jego rezystancji, co prowadzi do tego, że grzeje się jeszcze bardziej, a więc jego rezystancja rośnie jeszcze bardziej. W niesprzyjających warunkach - np. przy zbyt słabym chłodzeniu elementu, tego błędnego koła zatrzymać się nie da i element ulega uszkodzeniu, zazwyczaj w bardzo spektakularny sposób (z fajerwerkami i ogniem włącznie).

Rozwiązaniem problemów jest bardzo dokładny zasilacz, który wytwarza tylko odpowiednie napięcie i nie więcej niż to konieczne,



Rysunek 3. Prąd zasilacza w funkcji temperatury pracy dla tranzystorów MOS w strukturze FPGA

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 4. Schemat blokowy działania technologii SmartVID

co dokładnie robią urządzenia do zarządzania systemem zasilania ADI (PSM).

SmartVID

Technologia została opracowana przez firmę Altera, umożliwia zasilanie każdego pojedynczego układu FPGA jego optymalnym napięciem, zgodnie z żądaniem samego układu programowalnego. Wewnątrz układu FPGA znajduje się specjalny rejestr, zawierający zapisane napięcie specyficzne dla danego urządzenia (zaprogramowane fabrycznie), przy którym FPGA gwarantuje wydajną pracę. Kawałek skompilowanego kodu, wewnątrz układu FPGA, może odczytać ten rejestr i wysłać żądanie do zewnętrznego układu zasilającego, aby podać dokładnie to napięcie na wejścia zasilania (**rysunek 4**). Po uzyskaniu żądanego napięcia, pozostaje ono statyczne podczas całej pracy układu.

Wymagania stawiane przez SmartVID w zakresie sterowania systemu zasilania obejmują określony protokół magistrali, dokładność stabilizowanego napięcia i szybkość działania. Protokołem może być jeden z typowo stosowanych przez układy FPGA do przekazywania wymaganego napięcia do zasilacza. Spośród dostępnych metod PMBus jest najbardziej elastyczny, ponieważ obsługuje najszerszą gamę układów scalonych do zarządzania energią.

SmartVID IP używa dwóch poleceń PMBus: *VOUT_MODE* oraz *VOUT_COMMAND*, za pomocą których przekazuje stabilizatorom napięcia zasilania informacje dotyczącą pożądanego napięcia zasilania. Specyfikacje dotyczące dokładności tego napięcia i prędkości działania stabilizatora obejmują tzw. autonomiczne napięcie rozruchowe (zanim interfejs PMBus jest aktywny i konfiguruje stabilizator), zdolność do przyjmowania nowego polecenia napięcia co 10 ms, zdolność do wykonywania kroków napięcia co 10 mV co 10 ms podczas fazy stabilizacji napięcia, oraz zdolność do stabilizacji napięcia w granicach 30 mV (ok. 3%) od celu po każdym kroku 10 ms, ostatecznie narastając do zadanego napięcia w zadanej tolerancji, tak aby podczas działania układu FPGA napięcie było statyczne.

Altera stosuje SmartVID ale istnieją inne, podobne techniki stosowane wraz z układami FPGA, które pozwalają osiągnąć podobny efekt. Jednym z najprostszych podejść jest przetestowanie każdego modułu w fabryce i zaprogramowanie w nieulotnej pamięci zasilacza (np. w układzie EEPROM) dokładnego napięcia, które optymalizuje wydajność dla tej konkretnej płytki.

Na rynku dostępnych jest wiele sterowników zasilania, mogących współpracować z systemem wyposażonym w technikę SmartVID. Jako przykłady można wymienić scalone stabilizatory typu μModule takie jak LTM4675 czy LTM4677. Zastosowanie takiego elementu nie tylko pozwala na programowe regulowanie napięcia zasilania FPGA, ale także implementację całej sekcji zasilania w jednym, kompaktowym module.

Czy napięcie wpływa na wydajność układu?

Wartość napięcia zasilania nie przekłada się bezpośrednio na szybkość działania układu FPGA ale jest z nią związana. Prędkość obliczeniowa dowolnego bloku logicznego ograniczona jest jego napięciem zasilania. W granicach limitu wyższe napięcie zapewnia szybsze działanie. Jednakże, jak wskazano we wcześniejszej części artykułu, nie możemy po prostu pracować przy najwyższym możliwym napięciu zasilania, aby po prostu zagwarantować naszej aplikacji najwyższą możliwą prędkość.

Z drugiej strony musimy pamiętać, aby układ działał przy wystarczająco wysokim napięciu do danego zastosowania - konkretnej aplikacji z konkretnym układem logicznym zsyntezowanym w środku. Na **rysunku 5** pokazano wykres zależności napięcia zasilania od częstotliwości pracy FPGA. Widzimy tam zaznaczone czerwonymi liniami ogólne limity napięcia zasilania układu FPGA (Vmin oraz Vmax), a także obszar zależny od częstotliwości pracy układu, zmieniający się liniowo. Czerwoną kropką na rysunku 5 oznaczono optymalny punkt pracy dla układu FPGA taktowanego częstotliwości FOP. Ważną konsekwencją zależności pokazanej na rysunku 5 jest to, co można zrobić, gdy konkretny projekt nie spełnia swoich wymagań dotyczących zależności czasowej przy danym napięciu zasilania i wpada w obszar, opisany ma diagramie jako rejon awarii. Często granica ta nie jest dobrze zdefiniowana, zanim projekt zostanie fizycznie zaimplementowany na układzie, a konkretne napięcie, przy którym dana częstotliwość taktowania może być użyta nie jest z góry określona.

Jedyną opcją w takim wypadku jest zaprojektowanie napięcia zasilania znacznie przekraczającego minimum, aby na pewno spełnić wymagania gotowego projektu (co przekłada się na marnowanie mocy). Gwarantuje poprawne działanie układu, ale kosztem wydajności energetycznej. Alternatywą jest zaprojektowanie elastycznego zasilacza, który może dostosować się do potrzeb sprzętu (układu FPGA) programowo, a nawet w przypadku SmartVID w czasie rzeczywistym, za każdym razem, gdy urządzenie jest włączane. Możliwość dostosowania systemu zasilania do nieznanych z góry wymagań sprawia, że dokładność stabilizacji napięcia tych urządzeń jest bardziej cenna niż w przypadku klasycznych elementów, ponieważ projektanci FPGA mogą dzięki temu na każdym etapie projektu optymalizować zużycie mocy.

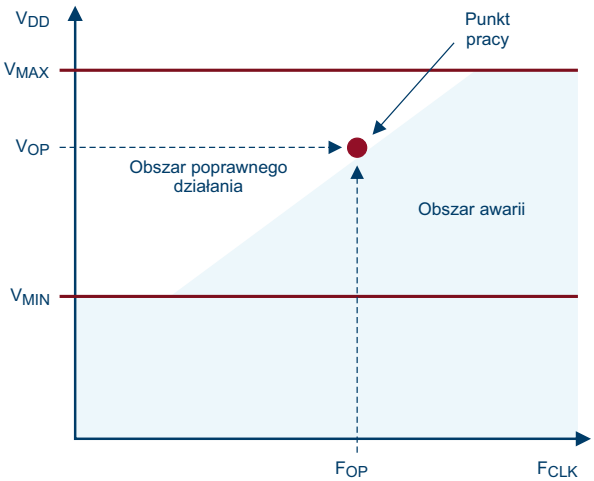
Podsumowanie

W powyższym artykule omówiliśmy zagadnienia związane ze statycznymi aspektami zasilania układów programowalnych - napięciem ich zasilania. Odpowiedni dobór jest niezwykle istotny, gdyż ma wpływ na wydajność systemu jak i jego sprawność energetyczną. Należy poświęcić temu aspektowi należytą uwagę, ponieważ ten etap projektowania systemu zasilania wykracza poza dobranie stabilizatorów napięcia o odpowiednim napięciu wyjściowym, mieszczącym się w zadanym w karcie katalogowej przedziale.

W kolejnej części przyjrzymy się dynamicznym zachowaniom linii zasilających układ FPGA w dwóch, bardzo kluczowych momentach - podczas załączania i wyłączania układu programowalnego. Sekwencjonowanie bardzo wielu linii zasilania, dla FPGA jest ważne dla ich poprawnego i niezawodnego działania.

Nikodem Czechowski, EP

Źródło: ***http://bit.ly/35D2nPm***



Rysunek 5. Częstotliwość pracy układu FPGA w funkcji napięcia zasilania rdzenia

eprasa.pl f319dfd8e2

Computer-on-Module w obudowie QFN 27×27 mm

Firma Ka-Ro Electronics, producent rozwiązań typu Computer-on-Module, zaprezentowała nową rodzinę komputerów serii QS. W przeciwieństwie do serii TX, tego samego producenta w formacie SO-DIMM (57,6×26 mm), bazą rodziny QS jest lutowana „obudowa" QFN o rozmiarach tylko 27×27 mm oraz wysokości jedynie 2,3 mm. W znaczny sposób upraszcza to projekt PCB, montaż oraz inspekcję poprodukcyjną. Pierwsze komputery z serii wyposażone są w wydajne procesory firmy NXP typu i.MX 8M Mini/Nano oraz STM typu STM32MP1. Oczywiście moduły posiadają również pamięć RAM, Flash oraz odpowiedni układ zarządzania zasilaniem PMIC.

Więcej informacji:
Glyn Jones GmbH & Co. KG oddział w Polsce
50-075 Wrocław
ul. Krupnicza 13
tel. 71 782 87 58
biuro@glyn.pl, **www.glyn.com**

Uproszczone wdrożenie!

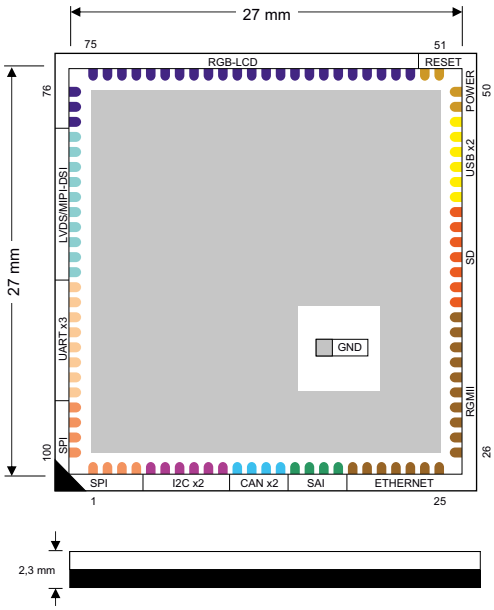
Format komputerów serii QS pozwala na duże uproszczenie projektu PCB aplikacji docelowej i zastosowanie laminatu dwuwarstwowego, co znacznie obniża koszty związane z koniecznością stosowania laminatów wielowarstwowych. Komputery przystosowane są do automatycznego montażu. Uniknięcie złącza pod moduł SO-DIMM (rodzina TX) pociąga za sobą dalsze zmniejszenie kosztów przy jednoczesnym zwiększeniu niezawodności montażu ostatecznego, oraz otwiera drogę do łatwiejszego wdrożenia produkcji wieloseryjnej. Poza tym format obudowy komputerów serii QS (obudowa QFN) umożliwia zrezygnowanie z czasochłonnej inspekcji rentgenowskiej, jak w przypadku obudów BGA. Wystarczające jest zastosowanie inspekcji optycznej.

Tabela 1. Podstawowe parametry
Główne cechy modułów:
obudowa: 100 pin QFN SMT, wymiary: 27×27×2,3 mm, raster 1 mm, pojedyncze napięcie zasilania, zgodność pin-owa w obrębie rodziny, przemysłowa specyfikacja, gwarantowana dostępność min. 10 lat.
Obecnie wspierane procesory:
NXP i.MX 8M Mini, NXP i.MX 8M Nano, STMicro STM32MP1,
Standardowe interfejsy:
TFT (24-bit RGB/MIPI-DSI w zależności od procesora), Gbit Ethernet, USB 2.0, SD/eMMC Flash interface, UART/I²C/SPI/PWM/SAI, GPIO.

eprasa.pl f319dfd8e2

Podobnie jak w rodzinie TX, także nowa seria QS zapewnia kompatybilność pinową między komputerami w obrębie rodziny, co umożliwia łatwe dopasowanie modułu do wymagań projektu (**rysunek 1**). Nowy standard obejmuje wszystkie ważne interfejsy m.in. USB, Gigabit Ethernet, a także wiele interfejsów szeregowych, przy jednym napięciu zasilania 3,3 V (**tabela 1**).

Rozkład pinów został tak zaprojektowany, aby umożliwić wyprowadzenie dostępnych interfejsów bez krzyżowania ścieżek na PCB. Pod obudową komputerów z rodziny QS znajduje się natomiast jeden duży, centralny pad GND. Zestawienie komputerów, które dostępne będą w pierwszej kolejności można znaleźć w **tabeli 2**. Komputery serii QS pracują pod kontrolą systemu Linux (obecnie Linux 4.14, Yocto Sumo 2.5) oraz opcjonalnie Windows 10 IoT Core (dla komputerów z procesorem NXP i.MX8M).

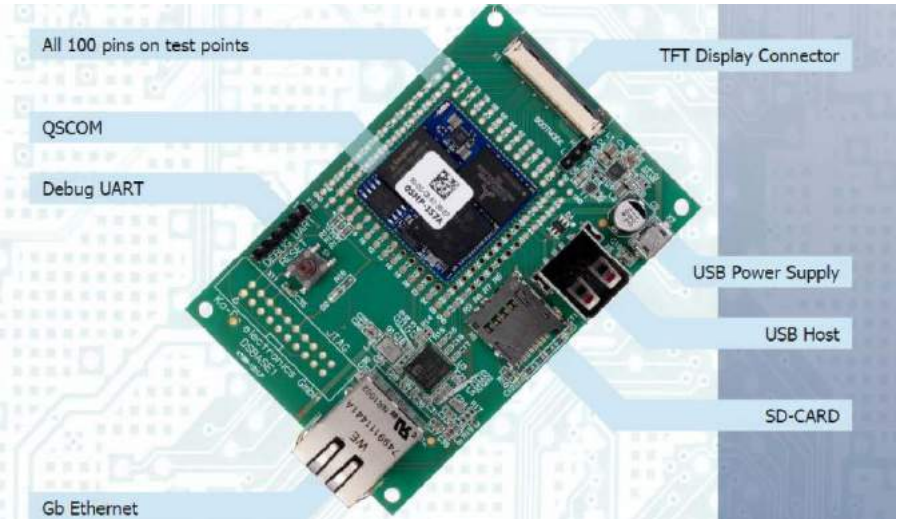


Rysunek 1. Rozkład pinów komputerów serii QS

Szybki start z zestawem ewaluacyjnym

Firma Ka-Ro Electronics nie zapomniała o przygotowaniu odpowiedniego zestawu ewaluacyjnego do szybkiego uruchomienia i sprawdzenia możliwości komputerów serii QS. Jako jeden z pierwszych dostępny jest zestaw QSMP-SV57 (**rysunek 2**) z komputerem QSMP-1570 na pokładzie (4 GB eMMC Flash, 512 MB SDRAM). Z jednej strony może posłużyć jako schemat referencyjny, z drugiej pokazuje jak łatwe jest zaprojektowanie docelowego PCB – wystarczy zaprojektowanie prostej, dwuwarstwowej płytki drukowanej.

Zestaw ewaluacyjny QSMP-SV57 można zamówić w firmie Glyn w cenie 99 Euro/sztuka. Jeżeli projekt wymaga zastosowania wyświetlacza TFT, modułu bezprzewodowego, czujników itp. to rozwiązania tego typu również można nabyć w firmie Glyn.



Rysunek 2. Zestaw ewaluacyjny QSMP-SV57

Tabela 2. Zestawienie dostępnych modułów

Rodzina procesorów	Typ modułu	Model procesora	Liczba rdzeni/ taktowanie	Pamięć RAM	Pamięć Flash	Temp. pracy
NXP i.MX8	QS8M-MQ00	NXP i.MX 8M Mini	Quad Core 1.6 GHz	1 GB	4 GB	–25...85°C
	QS8M-ND00	NXP i.MX 8M Nano	Dual Core 1.4 GHz	512 MB	4 GB	–25...85°C
ST STM32MP1	QSMP-1530	STM32 MP153A	Dual Core 650 MHz	256 MB	4 GB	–25...85°C
	QSMP-1570	STM32 MP157C	Dual Core 650 MHz	512 MB	4 GB	–25...85°C

REKLAMA

Quadcore CoM
27 x 27 mm

Duża moc obliczeniowa na małej powierzchni!

Nowa rodzina QS od firmy Ka-Ro Electronics sprawia, że integracja na PCB nigdy nie była tak prosta – wszystko dzięki formatowi **QFN**!

Rodzina modułów lutowanych oparta jest o wydajne procesory NXP (i.MX8) oraz ST (STM32MP1).

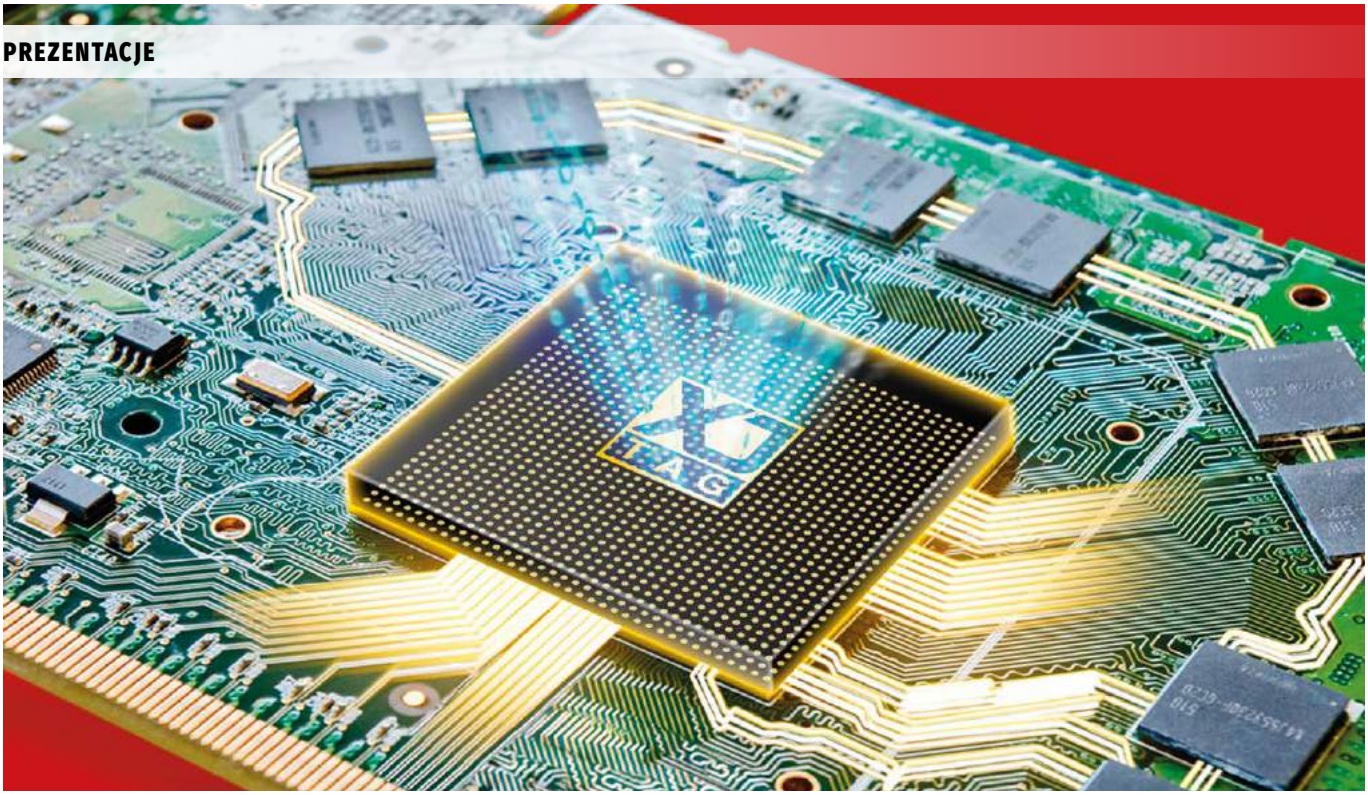
Mała powierzchnia, kompatybilność pinowa, przemyślany projekt z łatwym dostępem do peryferii oraz skalowalna pamięć **do 1GB DRAM oraz 4GB eMMC** to nowe możliwości inżynierskie!

Zapytaj o szczegóły:

www.glyn.com | biuro@glyn.pl

FIRST CLASS PREMIUM SUPPORT
GLYN
High-Tech Distribution

eprasa.pl f319dfd8e2

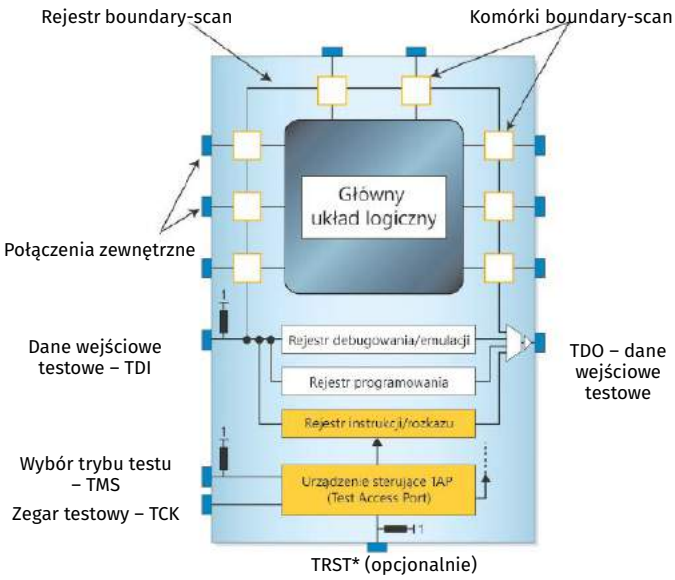


JTAG to o wiele więcej niż debugowanie i programowanie

JTAG, wiele osób słyszało, inni używają narzędzi z takim interfejsem, gdyż mikroprocesory często wykorzystują taki interfejs do zapewnienia dostępu do funkcji debugowania, a także do programowania bramek w układach FPGA oraz CPLD. Niemniej możliwości kryjące się w JTAG nie ograniczają się tylko do tych dwóch zagadnień i są znacznie większe.

Więcej informacji:
FlowCAD, Tomasz Górecki
80-298 Gdańsk, ul. Sąsiedzka 2A
tel. 58 732 74 77
info@FlowCAD.pl, ***www.flowcad.pl***

Narzędzia do debugowania i programowania są zwykle powiązane z JTAG w ten sposób, że wykorzystują 4-przewodowy protokół komunikacyjny w tym standardzie, a więc pokrywają jeden niewielki aspekt tego rozwiązania. Tymczasem cała reszta niesie ze sobą znacznie większą funkcjonalność. Te cztery linie sygnałowe, znane pod wspólną nazwą Test Access Port (testowy port dostępowy) albo w skrócie TAP, są częścią standardu IEEE 1149.1. Został on opracowany w celu dostarczenia rozwiązań do testowania połączeń, na zmontowanych płytkach drukowanych (PCBA) bez konieczności zapewnienia fizycznego dostępu do kontaktów elektrycznych (za pomocą sprężystych szpilek kontaktowych, tzw. łoża fakira) lub punktów kontaktowych dodanych do projektu w liczbie niezbędnej do przeprowadzenia testu funkcjonalnego. TAP został zaprojektowany do współdziałania z zaszytymi w układach scalonych specjalnymi rejestrami, które zostały dodane właśnie w celu umożliwienia testowania połączeń za pomocą JTAG. Korzyści wynikające z istnienia TAP bardzo szybko dostrzegli producenci chipów i wykorzystali to rozwiązanie do rozwijania funkcjonalności związanych



Rysunek 1. Główny układ logiczny

eprasa.pl f319dfd8e2

Rysunek 2. Testowanie układu z użyciem XJTAG pozwala wykryć m.in. niedołączony rezystor podciągający do potencjału zasilania, zatrzaśnięcie na 1, zwarcie, przerwę itd.

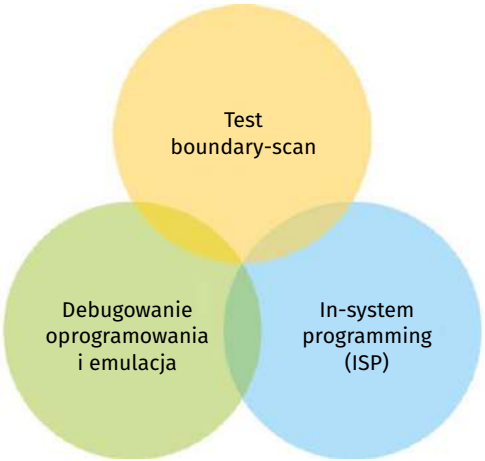
z dostępem do pamięci wewnętrznej w układach programowalnych i debugowania.

Główny rejestr, jaki został dodany do układu specjalnie do celów testowania za pomocą JTAG, jest nazywany rejestrem boundary-scan (BSR).

Jak sama nazwa wskazuje, jego poszczególne bity odpowiadają sygnałom pojawiającym się na granicy fizycznej układu, a więc między jego częścią funkcjonalną a pinami, poprzez które jest on podłączony do płytki. Stąd bardzo często testowanie z użyciem JTAG jest określane jako boundary-scan (skanowanie po ścieżce krawędziowej, czyli brzegu układu).

Rejestry boundary-scan mogą pracować w dwóch trybach. W trybie funkcjonalnym nie mają one żadnego wpływu na działanie układu. Tak dzieje się, gdy układ pracuje normalnie. W trybie testowym odłączają one część funkcjonalną urządzenia od pinów wyjściowych, stąd poprzez aktywację trybu testowego mogą one być wykorzystane do kontroli sieci połączeń elektrycznych na PCB i monitorowania pojawiających się tam wartości sygnałów.

Odłączenie pinów od wnętrza układu sprawia, że testy połączeń z użyciem boundary-scan stają się znacznie łatwiejsze od tradycyjnych testów funkcjonalnych, ponieważ do badań nie jest wymagana żadna dodatkowa konfiguracja urządzenia albo jego rozruch. Dostęp do mechanizmu kontroli i monitorowania wszystkich linii sygnałowych jest możliwy z poziomu 4-przewodowego TAP. Innymi słowy, JTAG znacznie zmniejsza wymagania co do fizycznego dostępu wymaganego do przetestowania zmontowanej płytki drukowanej.



Zastosowania

Istnieją dwie główne metody użycia techniki boundary-scan do testowania PCB. Pierwszy to testowanie połączeń, szczególnie przydatny do wykrywania zwarć. Jest on oparty wyłącznie na możliwościach kryjących się w JTAG-u, sieci połączeń na płytce drukowanej oraz – w przypadku produktów XJTAG – także na funkcjonalności istniejącej logiki. Drugi sposób rozszerza te możliwości za pomocą uaktywnionych przez JTAG układów do komunikowania się z obwodami peryferyjnymi bez rejestrów JTAG, takimi jak pamięci RAM DDR i Flash.

Zaawansowany test XJTAG

Testowanie układu z użyciem JTAGa sprawdza, czy sieć połączeń na płytce drukowanej odpowiada dokładnie temu, co określa projekt. Testy pozwalają wykryć zwarcia, przerwy, poprzez zadawanie wartości testowych na jednym końcu i odczyt wartości docelowych na drugim końcu. Różnice w sygnaturach wyjściowych i wejściowych świadczą o błędach. W taki sposób można też zapewnić brakujące rezystory podciągające. Zaawansowany test połączeń oferowany przez XJTAG dodatkowo pozwala na wykrycie potencjalnych zwarć za rezystorami szeregowymi a także na testowanie w otoczeniu układów logicznych, których zachowanie można opisać tablicą prawdy. To ważna i unikalna cecha rozwiązania firmy XJTAG.

A co z układami, które nie współdziałają z JTAG?

Wiele chipów w tym mikroprocesory i macierze FPGA zwykle współdziałają z JTAG, niemniej zawsze znajdą się jakieś wyjątki. Pamięci DDR, SDRAM, SRAM, pamięć Flash, układy wejścia/wyjścia (MDIO), ethernetowe PHY, interfejsy SPI oraz czujniki temperatury z wyjściem I²C, zegary czasu rzeczywistego, przetworniki analogowo-cyfrowe (ADC) i przetworniki cyfrowo-analogowe (DAC) to tylko kilka przykładów półprzewodników bez JTAG. Test poprawności połączeń w tym przypadku też będzie informować o zwarciach, jednak nie pozwoli sprawdzać przerw w obwodach. Można to obejść częściowo z wykorzystaniem komunikacji z takim nieobsługiwanym układem z poziomu chipa obsługującego JTAG. Przykładem może być zapis danych testowych do pamięci z użyciem JTAG i potem odczyt weryfikacyjny.

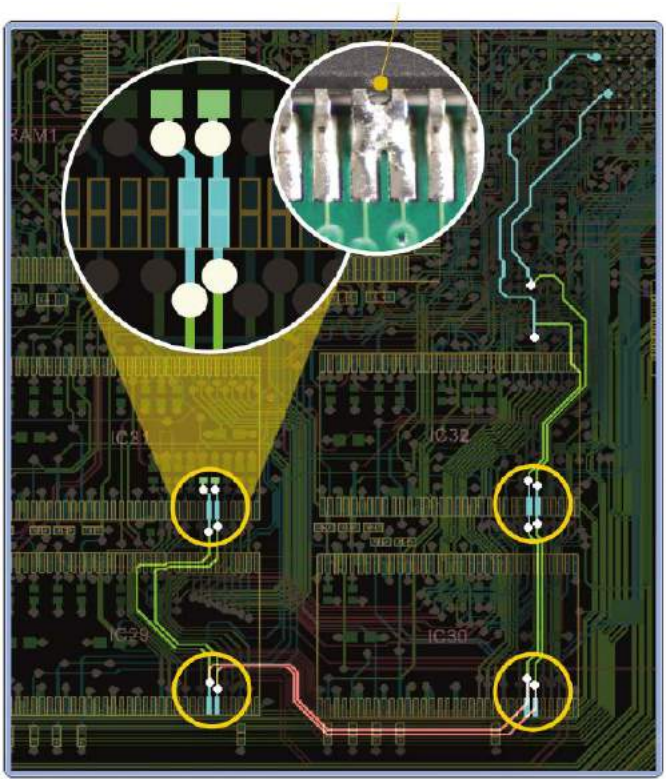
Ile pracy wymaga stworzenie testów XJTAG dla urządzenia?

Przy użyciu bibliotek standardowych dla podzespołów nieobsługujących JTAG, które dostarcza firma XJTAG, można szybko stworzyć zestaw testów bez konieczności pisania własnego kodu. Biblioteki zawierają modele dla wszystkich typów części od rezystorów przez bufory i bramki do pamięci DDR3. Ponieważ skanowanie ze ścieżką krawędziową niezależnie steruje pinami w chipach, ten sam model może być wykorzystywany niezależnie od platformy sprzętowej interfejsu.

Aby uruchomić jakikolwiek test boundary-scan, niezbędne jest ponadto posiadanie informacji o komponentach znajdujących się na płytce. Informacje te zawierają pliki BSDL (języka opisu dla boundary-scan), które dostarczają producenci podzespołów.

Zaletą testowania z wykorzystaniem JTAG jest to, że niezbędna część sprzętowa sprowadza się do prostego interfejsu. Nie trzeba sondy typu flying probe, AOI, czy X-Ray ani łoża fakira. Testowanie takie nie wymaga też miejsca i łatwo je wdrożyć dla prototypów. Co więcej, systemy testowe opracowane na tym wczesnym etapie cyklu projektowego mogą być łatwo ponownie użyte oraz rozszerzone, tworząc wersje produkcyjne.

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 3. Zidentyfikowane zwarcie i najbardziej prawdopodobne lokalizacje

BGA i NRE pokazują możliwości JTAG

Coraz większa liczba chipów jest wytwarzana w obudowach BGA (Ball Grid Array), czyli do montażu SMT w obudowie bez wyprowadzeń.

Z uwagi na to, że połączenia są tutaj ukryte pod obudową układu scalonego, nie można korzystać z tradycyjnych metod testowania (np. głowic szpilkowych). Ale za pomocą prostego interfejsu 4-żyłowego JTAG możliwe jest sprawdzenie połączeń bez wymaganego dostępu fizycznego do pinów BGA.

Z kolei NRE (jednorazowe koszty inżynierskie) to opłaty ponoszone na przygotowanie testów. W klasycznych rozwiązaniach mogą być one wysokie. W wielu przypadkach używając JTAG można je znacznie ograniczyć lub wyeliminować.

W przypadku produkcji małoseryjnej koszty opracowania oprzyrządowania testowego są szczególnie dokuczliwe. W tych przypadkach tylko flying probe jest akceptowalną kosztowo metodą, niestety testowanie w ten sposób jest zwykle bardzo czasochłonne. W takiej sytuacji testowanie metodą JTAG wygrywa szybkością oraz optymalnymi kosztami.

Mniejsze koszty prac rozwojowych

Mikroprocesory oraz FPGA komunikują się z układami peryferyjnymi na wiele sposobów, stąd tradycyjne testy funkcjonalne wymagają kosztownego dopasowania do wymagań klienta każdej nowej wersji płytki drukowanej. Testowanie z XJTAG zmniejsza koszty, ponieważ bazuje za każdym razem na takim samym interfejsie JTAG. Kolejną obniżkę zapewnia prostszy proces realizacji testów na etapie produkcji.

Doskonała diagnostyka usterek

Boundary-scan pozwala też na diagnostykę serwisową i pomaga realizować szybkie naprawy. Oprogramowanie XJTAG daje również możliwość wskazania lokalizacji usterki.

Wiele płytek, które normalnie trafiłyby do kosza, daje się w ten sposób naprawić, tym bardziej że nie jest wymagane, aby układy elektroniczne na płytce działały. Testowanie XJTAG nie wymaga ich aktywacji, a część komponentów takich jak pamięci daje się przetestować bez konieczności uruchamiania mikroprocesora, sygnału zegarowego itd.

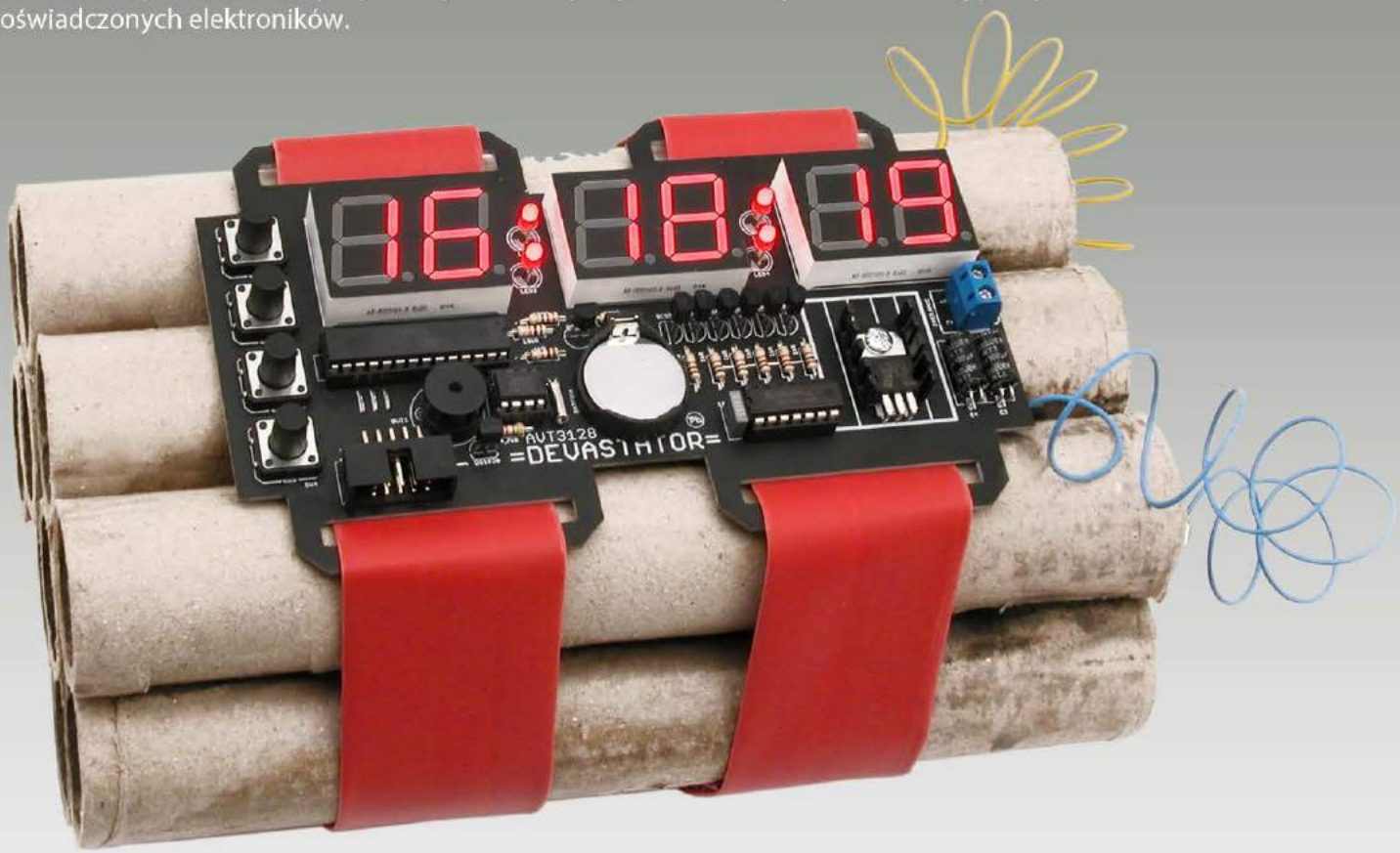
Warsztaty

FlowCAD Poland, który jest dystrybutorem XJTAG w Polsce, zaprasza na organizowane w wybranych terminach warsztaty pozwalające na zapoznanie się z opisaną technologią w formie całodziennego spotkania, podczas którego uczestnicy mają dostęp do stanowiska laboratoryjnego XJTAG. Warsztaty są prowadzone przez inżynierów firmy XJTAG. Zainteresowanie osoby zachęcamy do sprawdzania na naszej stronie ***www.FlowCAD.pl*** dat następnych organizowanych warsztatów.

eprasa.pl f319dfd8e2

AVT 3128 DEVASTATOR, czyli bombowy zegarek

Estetyczny, praktyczny, efektowny, niezwykle pomysłowy zegar bomba, który zawsze wywołuje efekt WOW wśród rodziny i znajomych. Ponadto DEVASTATOR to pierwszy naprawdę uniwersalny projekt DIY. Jest odbierany równie entuzjastycznie przez osoby zupełnie niezwiązane z techniką, jak i przez doświadczonych elektroników.



Kod handlowy: AVT3128

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 f319dfd8e2

Czujniki do pomiaru parametrów środowiskowych

Wizje roztaczane przez ekologów nie są optymistyczne. Średnia temperatura na ziemi systematycznie wzrasta, a niebo zasłania smog. Zapotrzebowanie na energię w rozwiniętym społeczeństwie stale rośnie, a surowców do jej wytwarzania nie przybywa….

Mieszkańcy Ziemi zużywają surowce głównie do wytwarzania energii elektrycznej, bez której nie sposób dziś funkcjonować. Do wytwarzania prądu elektrycznego potrzebujemy węgla, ropy naftowej, materiałów promieniotwórczych, wody, gazu, wiatru lub słońca. Niektóre z tych źródeł, jak słońce i wiatr, są źródłami „darmowymi" ale niestety nie pracują w trybie ciągłym. Traktowanie ich jako podstawowe źródła energii wiązałoby się z koniecznością magazynowania jej i udostępniania w miarę potrzeb, a to z kolei generuje olbrzymie koszty i oczywiście gigantyczne problemy techniczne.

Choć na skutek alarmów ekologów coraz więcej państw deklaruje całkowite odchodzenie od węgla, a nawet od energii jądrowej, to zapewne elektrownie napędzane węglem i ciepłownie spalające mazut będą działały jeszcze przez wiele lat. Dość wątpliwy wydaje się też bilans energetyczny w przypadku samochodów elektrycznych. Niezbędny dla nich prąd, w ilościach większych niż same zużywają (ze względu na sprawność) gdzieś musi być wytwarzany. Zostanie wyeliminowany jedynie problem emisji spalin w dużych aglomeracjach miejskich.

Czy „czystej" energii wystarczy? Jeśli wiatr, słońce i woda nie będą wystarczająco wydajnymi źródłami to będziemy zmuszeni wytwarzać energię innymi metodami, a wtedy smog stanie się stałym elementem krajobrazu. Jednak zamiast snuć takie pesymistyczne rozważania omówimy jak mierzyć parametry otaczającego nas środowiska. Tylko dokładne pomiary pozwalają obserwować zachodzące zmiany i prawidłowo oceniać stan. Z kolei te informacje są niezbędne do wybrania właściwych metod zaradczych i kompensacyjnych. Tematyka jest niezwykle ważna, ponieważ wpływa niemal bezpośrednio na nasze samopoczucie a nawet zdrowie.

Parametry środowiskowe

Środowisko jest charakteryzowane wieloma parametrami, nie wszystkie jednak mają znaczenie dla przeciętnego człowieka i nie w każdym miejscu. Na przykład dużo większe znaczenie będzie miało określenie stężenia tlenku węgla wewnątrz jakiegoś pomieszczenia, niż w otwartej przestrzeni. O ile w pomieszczeniach zamkniętych dochodzi do stężeń śmiertelnych, to w otwartej przestrzeni raczej nam to nie grozi. Nie mniej jednak tlenek węgla jest substancją silnie toksyczną i z tego względu jest uznawany za zanieczyszczenie powietrza i dlatego internetowe serwisy informujące o jakości powietrza podają także zawartość CO w powietrzu.

Środowisko, to nie tylko powietrze. Wśród profesjonalnych urządzeń przeznaczonych do pomiaru parametrów środowiskowych nie

eprasa.pl f319dfd8e2

znajdziemy rozwiązań uniwersalnych. Będą to przyrządy wyspecjalizowane, przeznaczone do pomiarów pojedynczych parametrów lub wąskiej ich grupy. Najczęściej mierzonymi parametrami są:

- temperatura,
- wilgotność,
- ciśnienie,
- zapylenie,
- stężenie gazów,
- siła i kierunek wiatru,
- przepływ powietrza,
- opady atmosferyczne,
- hałas,
- oświetlenie,
- promieniowanie UV,
- promieniowanie podczerwone.

Do pomiaru każdego z tych czynników niezbędne są odrębne czujniki. Czasami stanowią one połączenie elementów elektronicznych i mechanicznych, np. w anemometrach. Obecnie konstruktorzy mają bardzo szeroki wybór czujników niemal każdej z powyższych wielkości. Różnią się zasadą działania, dokładnością, rozdzielczością czy interfejsem.

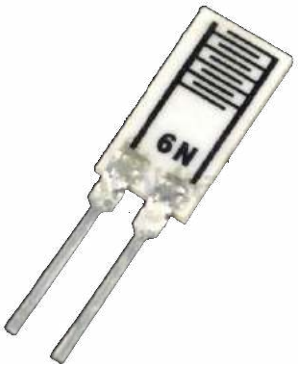
Czujniki wilgotności (i temperatury)

Czujniki temperatury i wilgotności są podstawowymi elementami urządzeń mierzących parametry środowiskowe i dlatego przeszły intensywną ewolucję technologiczną. Nie trudno zauważyć kolosalną zmianę choćby wyglądu pierwszych czujników wilgotności z obecnymi. Dzisiaj są to elementy w niewielkich obudowach przeznaczonych do montażu powierzchniowego. Bardzo często w jednym chipie są integrowane czujniki zarówno temperatury, jak i wilgotności. Firma Bosch poszła jeszcze dalej umieszczając w układzie o wymiarach 2,5 mm ×2,5 mm ×0,93 mm (**rysunek 1**) trzy sensory: temperatury, wilgotności względnej oraz ciśnienia atmosferycznego. Niekwestionowaną zaletą tego elementu jest to, że użytkownik otrzymuje czujnik indywidualnie skalibrowany na etapie produkcyjnym. Niestety obudowa typu LGA z całkowicie schowanymi wyprowadzeniami nie ułatwia montażu amatorom. Mogą oni natomiast korzystać z licznych odmian gotowych modułów z zamontowanym tym chipem. Jest to obecnie jeden z najbardziej popularnych układów stosowanych do pomiarów parametrów środowiskowych. BME280 nie jest jednak najwyższym osiągnięciem Bosch'a w tej dziedzinie. W układzie BME680 producent poszedł jeszcze dalej dodając czujnik gazu. Mierzy on lotne związki organiczne VOC (*Volatile Organic Compounds*), a więc substancje obecne w farbach, klejach, lakierach, środkach czyszczących itp. Oba układy mają interfejsy I²C i SPI. Bosch udostępnia źródła funkcji odczytujących poszczególne parametry uwzględniające indywidualne dane kalibracyjne zapisane w pamięci układu.

Kupując czujnik wilgotności warto zwrócić uwagę na zakresy pomiarowe i dokładności. Na przykład popularny i tani DHT11 mierzy wilgotność w zakresie od 20 do 90 procent z dokładnością 5%, a temperaturę od 0 do 50°C z dokładnością 2°C. Do domowej stacji meteo to wystarczy, natomiast dla profesjonalnego urządzenia na pewno będą to parametry niewystarczające. Może wydawać się nieco zaskakujące, że tak tani i jednak mało dokładny układ przekazuje za pośrednictwem interfejsu 1-wire dane o wilgotności i temperaturze z uwzględnieniem stałych korekcyjnych ustalanych na etapie produkcji, podobnie jak BME280.

Rysunek 1. Uniwersalny czujnik temperatury, wilgotności i ciśnienia atmosferycznego firmy Bosch

Znacznie lepsze parametry ma czujnik SHT11 reprezentujący rodzinę SHT1x. Również jest kalibrowany fabrycznie, mierzy wilgotność względną w zakresie 0...100% ±3%, a temperaturę w zakresie –40°C...123,8°C ±0,4°C, z tym że jest prawie 8-krotnie droższy od DHT11. Układy SHT1x są wykonane w oparciu o sensory pojemnościowe, temperatura natomiast jest mierzona półprzewodnikowym czujnikiem band-gap.



Fotografia 2. Rezystancyjny czujnik wilgotności

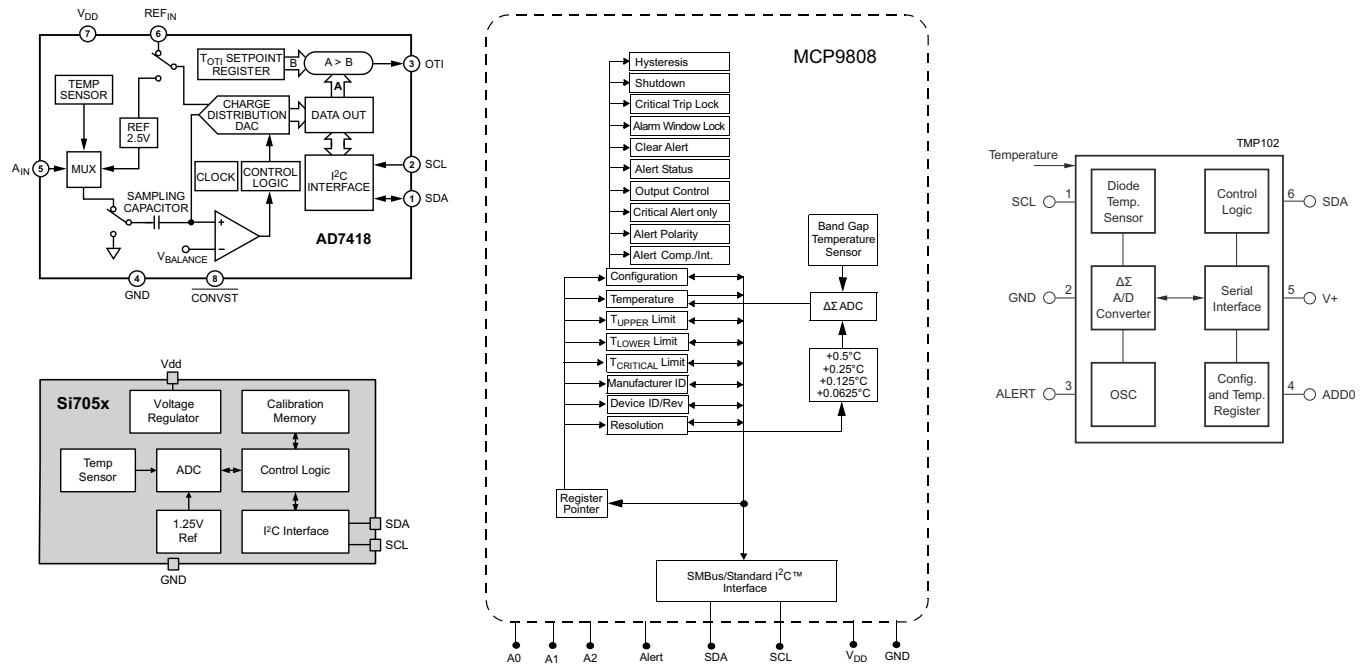
Czujniki z interfejsami cyfrowymi są obecnie najchętniej stosowane przez konstruktorów urządzeń elektronicznych. Uzyskiwanie gotowego wyniku w postaci cyfrowej, który może być łatwo obrabiany przez mikrokontroler jest dużą zaletą. Nadal jednak dostępne są czujniki analogowe, wykonywane najczęściej jako rezystancyjne. Sam sensor ma bardzo prostą budowę. Są to ścieżki napylone grzebieniowo na podłożu ceramicznym z dwoma wyprowadzeniami (**fotografia 2**). Pod wpływem wilgotności zmienia się rezystancja czujnika. Musi być ona odpowiednio przetworzona w układzie pomiarowym, albo wykorzystana bezpośrednio w jakimś układzie wykonawczym nie zawierającym mikroprocesora. Przykładem czujnika rezystancyjnego jest SYH-2R. Jak widać sensor nie jest zabezpieczony żadną obudową. Pomiar może być wykonywany w zakresie od 10 do 95 procent i w przedziale temperatur –20°C...85°C. Dokładność pomiaru w temperaturze 25°C wynosi ±3%.

Konstruując urządzenia z czujnikami wilgotności należy pamiętać o dość wolnej reakcji takich czujników w odpowiedzi na wymuszenia . Przykładowo: czas odpowiedzi pojemnościowego czujnika wilgotności typu RH-HIH001...4 jest równy 15 sekund, ale dla czujnika RHU2026N jest to aż 5 minut.

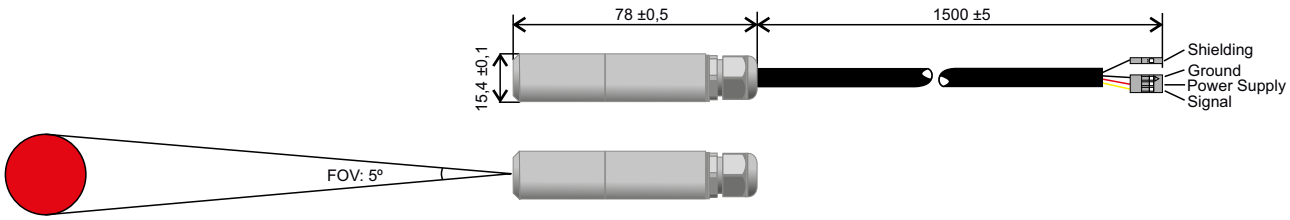
Dominujące kiedyś w pomiarach temperatury czujniki rezystancyjne są produkowane nadal, występują np. jako termistory NTC, a więc elementy o ujemnym współczynniku zmian rezystancji w funkcji temperatury. Nie ułatwia to pracy konstruktorom, choć w niektórych przypadkach może być cechą korzystną. Zaletą są bardzo małe wymiary. Bez problemu można znaleźć termistory przeznaczone do montażu SMD w obudowach 0805/0603//0402 a nawet 0201. Termistory nie muszą być wyłącznie typu NTC. Czujniki takie, ale o dodatnim współczynniku temperaturowym (PTC) można znaleźć w ofertach wielu dystrybutorów podzespołów elektronicznych. Przykładem jest bardzo popularny układ KTY81-xxx o opornościach zmieniających się w zależności od grupy w zakresie od 1980 Ω do 2100 Ω dla zakresu temperatury –55°C...+150°C. Innym przykładem rezystancyjnych czujników temperatury są – można powiedzieć nieśmiertelne – Pt100, Pt500, Pt1000. Sensory są zbudowane z drutu platynowego nawiniętego na ceramicznym podłożu. Spotykane są też elementy, w których drut jest zastąpiony warstwą platyny napylonej na ceramice. O ile termistory nie wydają się najlepszymi czujnikami do zastosowań w układach pomiaru temperatury, to doskonale sprawdzają się we wszelkiego rodzaju zabezpieczeniach termicznych.

Kolejną grupę czujników temperatury stanowią elementy półprzewodnikowe. W tej grupie pewien standard już dawno temu wyznaczyły układy ówczesnego Dallasa. Do dzisiaj są to jedne z najczęściej stosowanych układów w aplikacjach mierzących temperaturę. Pomiar temperatury jest dokonywany w zakresie –55°C...125°C z dokładnością ±0,5°C. 9-bitowy wynik jest odczytywany za pośrednictwem interfejsu 1-wire. Zmodyfikowana wersja DS18B20 udostępnia nawet daną 12-bitową, ale dokładność pozostaje nadal równa ±0,5°C. Układy te są dostępne w obudowach PR35 (quasi-trazystorowej) oraz 16-pinowej SSOP. Dallas (obecnie Maxim) nie jest jedynym producentem cyfrowych czujników temperatury, układy tej grupy można znaleźć u niemal każdego producenta elementów półprzewodnikowych, np.: TMP102 (Texas Instruments), MCP9801, MCP9808 (Microchip

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 3. Schematy wewnętrzne popularnych czujników temperatury

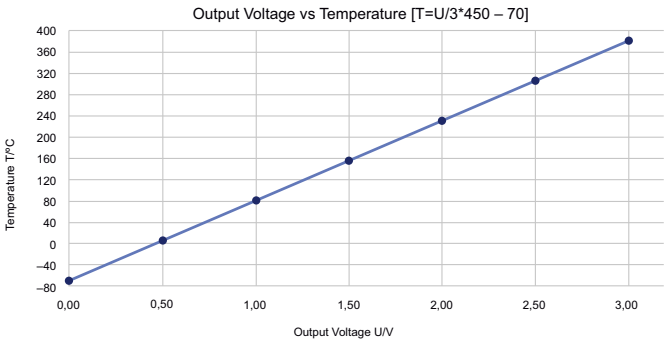


Rysunek 4. Czujnik wysokich temperatur TS01 firmy DFRobot

Technologu), TMP04, AD7814 (Analog Devices), Si705x (Silicon Labs) itd. (**rysunek 3**).

Czujniki temperatury z cyfrowymi interfejsami są produkowane w technologii półprzewodnikowej. Bazują na zjawisku zmiany napięcia złącza krzemowego w funkcji temperatury, która wynosi 2 mV/K. Własność ta pozwala uzyskać szeroki zakres pomiarowy z zachowaniem dobrej liniowości. Złącze półprzewodnikowe stosowane jako czujnik temperatury można znaleźć również w układach analogowych. W tym przypadku jest ono na ogół zaopatrywane w bufor wyjściowy. Przykładami są układy: LM135, LM235, LM335 produkowane przez STMicroelectronic. Mają liniową charakterystykę w szerokim zakresie temperatury, natomiast kalibrowana czułość jest równa 10 mV/K. Układy są dostępne w obudowach SO-8 i TO-82.

Czujniki półprzewodnikowe nadają się do pomiarów w zakresie do ok. 150°C. Są więc w zupełności wystarczające do pomiarów temperatury otoczenia. Na uwagę zasługuje jeszcze czujnik TS01 firmy DFRobot, który mógłby być użyty do pomiaru intensywności podczerwieni. Trzeba jednak pamiętać, że zasadniczym jego zastosowaniem jest bezkontaktowy pomiar temperatury powierzchni „widzianej” przez sensor (**rysunek 4**). Czujnik mierzy w zakresie –70°C...+380°C z dokładnością ±0,5°C...±4°C zależną od odległości sensora od badanej powierzchni i odznacza się bardzo dobrą liniowością (**rysunek 5**). Inną metodą pomiaru promieniowania podczerwonego teoretycznie mogłaby być termowizja, ale koszt matryc termowizyjnych i trudność ich zakupu praktycznie eliminuje ją z zastosowań praktycznych. Jako ciekawostkę można przytoczyć jedną z nielicznych ofert dotyczących takich matryc, którą można znaleźć pod adresem ***http://bit.ly/2rqwxqv***. Cena 55000 zł jest czynnikiem mocno zniechęcającym do zakupu.



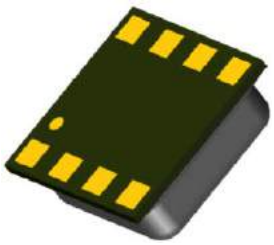
Rysunek 5. Charakterystyka czujnika temperatury TS01

Czujniki ciśnienia

Skupimy się na czujnikach pokrywających zakres ciśnienia atmosferycznego. Rekordowe, skrajne wyniki notowane w Polsce to: 965,2 hPa (Poznań, 1989 r.) oraz 1054 hPa (Suwałki, 1997 r.). Rekordy światowe to: 870 hPa (Północny Pacyfik, 1979 r. podczas tajfunu Tip) oraz 1086 hPa (Tosontsengel w Mongolii, 2001 r.). Trudno znaleźć czujnik, który by pokrywał dokładnie zakres zmian ciśnienia atmosferycznego. Zwykle są to elementy o zakresie szerszym, ale z marginesem nie należy przesadzać. Zbyt szeroki zakres oznacza utratę rozdzielczości oraz zwiększenie szumów. Należy też rozważyć czy do budowy urządzenia stosować odrębne czujniki mierzące każdą z omawianych wielkości niezależnie, czy jednak decydować się na któryś z czujników mierzących kilka parametrów. To drugie rozwiązanie ma niekwestionowaną zaletę – ułatwia realizację kompensacji temperaturowej, albo wręcz już sam czujnik podaje odpowiednio skorygowane wyniki. Prawdziwym hitem okazał się wspomniany już, produkowany przez Boscha układ BME280 mierzący ciśnienie, temperaturę i wilgotność, a więc 3 podstawowe parametry wskazywane przez domowe stacje meteo. Zakres pomiarowy rozciąga się od 300 do 1100 hPa, a więc pokrywa nawet światowe rekordy. Katalogowy współczynnik temperaturowy tego czujnika jest równy ±1,5 Pa/K, a szum 0,2 Pa.

eprasa.pl f319dfd8e2

Układ jest dość prosty w użyciu. Ma bardzo dobrze opracowaną dokumentację. Trzy tryby pracy – *Sleep*, *Normal* i *Forced* – są przydatne w zastosowaniach bateryjnych, chociaż nawet w normalnym trybie układ pobiera zaledwie 3,6 μA mierząc wszystkie parametry w odstępach 1-sekundowych. Jedynym problemem może być dość trudna w montażu obudowa (**fotografia 6**). Wówczas można użyć gotowego modułu, np. Adafruit z zamontowanym czujnikiem BME280 o wymiarach 19 mm ×18 mm ×3 mm.



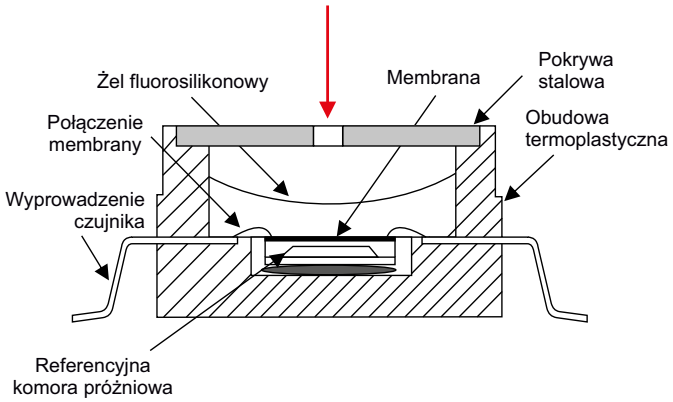
Fotografia 6. Punkty lutownicze układu BMS280

Innym, godnym uwagi czujnikiem ciśnienia, który może być stosowany w urządzeniach do pomiaru parametrów środowiskowych jest LPS25H firmy STMicroelectronics. Układ ten mierzy temperaturę i ciśnienie w zakresie od 260 hPa do 1260 hPa, a więc z dużym zapasem. Dane formowane przez 24-bitowy przetwornik A/C są dostępne z poziomu interfejsów cyfrowych SPI lub I²C. Biorąc pod uwagę, że użytkownika będzie interesował tylko zakres 100 hPa (np. od 960 hPa do 1060 hPa) rozdzielczość pomiaru spada do niecałych 21 bitów (dokładniej 20,7). Układ ma wbudowany filtr cyfrowy używany do minimalizacji szumu, nawet do poziomu 0,02 hPa. Jest dostępny w obudowie HCLGA-10L, niestety niełatwej w montażu.

Alternatywą dla LPS25H może być MEMS-owy czujnik MPL3115A2 przeznaczony w zasadzie do wysokościomierzy, ale mogący pracować też w trybie barometrycznym. W trybie „Altimeter" dane wyjściowe są przeliczane przez wewnętrzny procesor na wysokość podawaną w stopach. W trybie „Barometer" ciśnienie atmosferyczne podawane jest w paskalach z rozdzielczością 20 bitów. Jak przystało na układy firmy NXP (Freescale) czujnik wyprowadza dane interfejsem I²C.

Zwolennicy czujników analogowych nie pozostają z pustymi rękoma. Nadal w ofercie można znaleźć kilka typów układów nadających się do pomiarów ciśnienia atmosferycznego. Zaletą rozwiązań analogowych jest pełna kontrola nad zakresem pomiarowym, który może być precyzyjnie ustalony odpowiednim wzmacniaczem operacyjnym. Wadą natomiast bywa dość słaba kompensacja temperaturowa z czym wiąże się konieczność uwzględniania w projekcie niezależnego czujnika temperatury. Z drugiej strony w urządzeniu mierzącym parametry środowiskowe i tak czujnik taki powinien się znajdować. Przykładem analogowego czujnika ciśnienia jest MPXA4115A6U (**fotografia 7**). Można go nazwać następcą układów MPX produkowanych kiedyś jeszcze przez Motorolę. Obecnie, po różnych przekształceniach własnościowych producentem jest firma NXP. Przy wyborze MPX-ów należy zwracać uwagę na to czy są to czujniki ciśnienia absolutnego czy różnicowego. Do pomiarów barometrycznych wymagany jest oczywiście czujnik absolutny. Ma on szczelną, próżniową komorę referencyjną, do której jest odnoszone ciśnienie działające na membranę przez otwór zewnętrzny (**rysunek 8**). W przypadku użycia układu MPXA4115A6U problemem może być zasilanie. Układ ten wymaga napięcia 4,75...5,25 V, którego w systemach 3-woltowych może nie być. Według informacji producenta, MPXA4115A6U jest skompensowany temperaturowo w bardzo szerokim zakresie od –40°C do +125°C (aż trudno w to uwierzyć).

Fotografia 7. Analogowy czujnik ciśnienia MPXA-4115A6U



Rysunek 8. Budowa wewnętrzna czujnika MPXA4115A6U

Jeszcze 20 lat temu ówczesna Motorola była prawie monopolistą w produkcji czujników ciśnienia, przynajmniej dostępnych niekomercyjnie. Dzisiaj nie ma Motoroli, nie ma nawet Freescale'a, w którą została przekształcona. Jest za to firma NXP, która jest spadkobiercą po poprzednikach. Na szczęście doświadczenia i technologie przetrwały, a nawet zostały rozwinięte. Dowodem jest jeszcze jeden czujnik, który z powodzeniem może być stosowany w barometrach elektronicznych. Jest to bardzo podobny do omawianego wcześniej MPXA4115A6U układ MPL115 występujący w wersji A1 (z interfejsem SPI) i A2 (z interfejsem I²C). Czujnik ten ma najkorzystniejszy do pomiarów barometrycznych zakres 500 hPa do 1150 hPa, pobiera w stanie aktywnym zaledwie 5 μA prądu i działa z zasilaniem 2,4 V...5,5 V.

Czujniki gazów

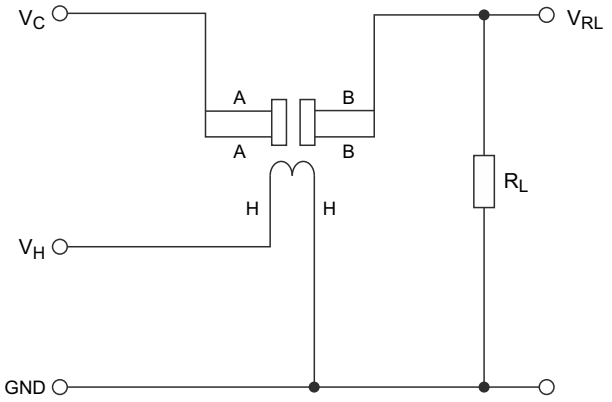
Z punktu widzenia parametrów środowiskowych będą nas interesować najbardziej czujniki tlenku węgla, dwutlenku węgla i dwutlenku azotu. Warto wiedzieć, że wbrew potocznym opiniom to nie tlenek węgla jest najbardziej szkodliwym składnikiem otaczającego nas powietrza, a tlenki azotu, których co gorsza mamy wokół pod dostatkiem. Głównym źródłem emisji jest transport drogowy (największy udział mają samochody z silnikami Diesla) oraz fabryki produkujące nawozy sztuczne. W smogu, o którym mówi się ostatnio coraz częściej najbardziej szkodliwy jest dwutlenek azotu (NO_2), a także mniej szkodliwy tlenek azotu (NO). Pomiar NO jest jednak ważny, gdyż gaz ten w krótkim czasie utlenia się samoistnie do bardzo już toksycznego NO_2.

Biorąc pod uwagę pomiary czystości powietrza na przykład w różnych zakładach chemicznych, lakierniach, kopalniach itp. mogą być również potrzebne czujniki innych gazów, przede wszystkim toksycznych i wybuchowych. Bez większego problemu można zakupić czujniki przeznaczone do pomiaru takich gazów jak metan, etanol, amoniak, propan-butan, dym, gaz ziemny. Trzeba jednak podkreślić, że w zasadzie nie ma czujników przeznaczonych do selektywnego pomiaru określonego gazu. Czujniki reagują w mniejszym lub większym stopniu na każdy rodzaj gazu, z tym że na niektóre z nich są bardziej wyczulone. Dokładna identyfikacja danego gazu wymagałaby metod spektrometrycznych, ale tu już przechodzimy do zupełnie innej grupy przyrządów i metod pomiarowych, których w tym artykule nie omawiamy. Są natomiast czujniki, których zasada działania jest w pewnym stopniu zbliżona do spektrometrii. Bazują na zjawisku absorpcji promieniowania podczerwonego przez gazy.

Czujnik taki zawiera komorę przez którą przepływa gaz (powietrze badanego środowiska) oświetlaną wiązką podczerwoną. W czujniku H-550 koreańskiej firmy ELT zastosowano źródło podczerwieni o długości fali 4,3 μm. Na końcu tuby jest umieszczony czujnik badający natężenie wiązki podczerwonej, która jest tłumiona w stopniu proporcjonalnym do stężenia gazu. Czujnik zawiera dość złożony układ analizujący odebrane dane i na tej podstawie wyprowadza wynik przez interfejs I²C podający w postaci tekstowej zmierzone stężenie gazu. Układy tego typu mają dość złożoną budowę i nie są tanie. Odznaczają się dobrą selektywnością i długą żywotnością. Rynek natomiast zdominowały dużo tańsze czujniki działające na zupełnie innej zasadzie.

Podstawowym elementem większości popularnych czujników gazu jest struktura wykonana z dwutlenku cyny (tlenku cyny IV) SnO_2. Związek ten charakteryzuje się małą przewodnością w czystym powietrzu, która jednak znacząco wzrasta, gdy znajdzie się

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 9 Schemat wewnętrzny typowego czujnika gazu

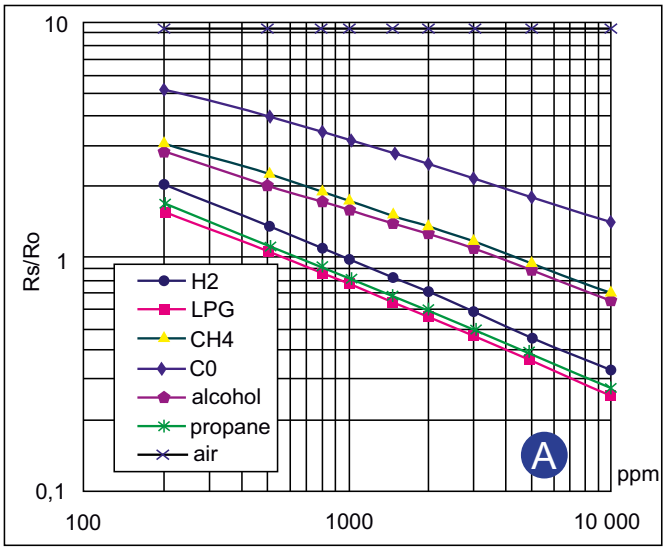
w środowisku gazowym. Wynika to z reakcji zachodzących na powierzchni struktury z otaczającym ją gazem. Wymagana jest do tego jednak stosunkowo wysoka temperatura, dlatego czujniki tego typu są zamykane w wielowyprowadzeniowych obudowach zawierających oprócz końcówek pomiarowych piny zasilające miniaturową wewnętrzną grzałkę (**rysunek 9**). Niestety, temperatura do której jest podgrzewana struktura ma również wpływ na wynik pomiaru. Napięcie zasilające grzałkę musi więc być utrzymywane w dość ściśle określonym zakresie. Wadą takich czujników jest względnie wysoka moc zużywana przez grzałkę. Na przykład w przypadku popularnego czujnika MQ-2 jest to ok. 900 mW. Przed użyciem musi być on poddany 48-godzinnemu grzaniu wstępnemu. Charakterystykę sensora MQ-2 pokazano na **rysunku 10a**, zaś na rysunku 10b widzimy zależność wskazań od temperatury otoczenia i wilgotności. Niestety, jest ona dość spora dla obu tych czynników. Urządzenie z czujnikiem MQ-2 pracujące w różnych warunkach atmosferycznych musi więc mierzyć temperaturę i wilgotność względną w celu korekcji końcowego wyniku stężenia gazu.

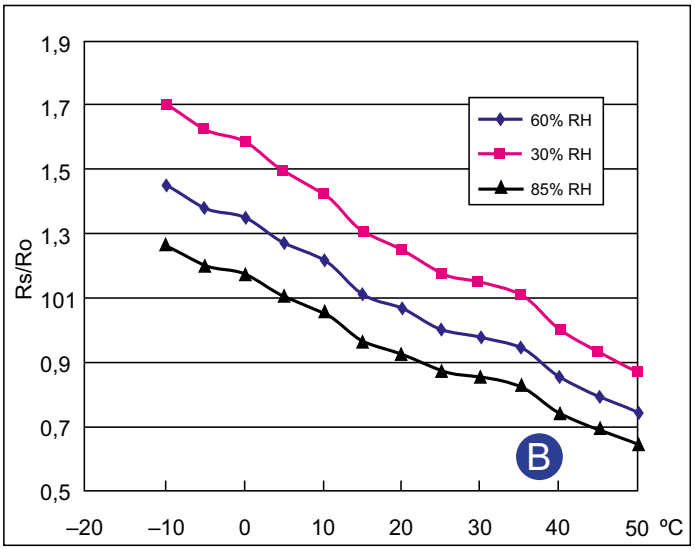
Powyższe wady wyeliminowano na przykład w czujniku SGP30. Jest to termicznie skompensowany czujnik związków organicznych TVOC (*Total Volatile Organic Compounds*) i CO_2 z wyjściem cyfrowym (I^2C). Układ ten jest dużo bardziej odporny na szkodliwy wpływ obecnych w otoczeniu gazów zanieczyszczających, które mogły powodować nawet trwałe uszkodzenia czujnika MQ-2. Po zainicjowaniu pracy czujnik wykonuje pomiary w cyklach 1-sekundowych. Zawarty w chipie procesor podaje uśredniony dla wszystkich gazów wynik charakteryzujący ogólnie jakość powietrza. Wyjątkiem jest CO2, którego stężenie jest podawane niezależnie. Do celów testowych zarezerwowano też format RAW podający dane nieobrobione. Jest on używany do weryfikacji i kalibracji pomiarów z zastosowaniem innych przyrządów. Oprócz stężenia CO_2 układ podaje w tym trybie również zmierzone stężenia wodoru (H_2) i etanolu.

Jedną z podstawowych decyzji, jakie musi rozpatrzyć konstruktor urządzenia do pomiaru jakości powietrza jest wybór rodzaju wyjścia. Czy sygnał wyjściowy powinien mieć postać analogową, którą następnie można dowolnie obrabiać za pomocą mikrokontrolera wyposażonego w przetwornik analogowo-cyfrowy, czy decydować się raczej na gotowy wynik, obrobiony przez wbudowany procesor? W drugim przypadku pozostaje jedynie wyprowadzenie danej do jakiegoś urządzenia końcowego lub zapisanie w jakimś rodzaju pamięci do celów ewentualnej dalszej analizy np. przez komputer. Czujniki cyfrowe nie zawsze udostępniają dane w formacie RAW, więc należy się liczyć z tym, że można nie mieć nad nimi pełnej kontroli. Przykładem może być dość chimeryczny czujnik CCS811 firmy AMS, który przekazuje dane już obrobione przez własny procesor, i jak pokazuje praktyka użytkownicy mają z nim sporo problemów. Najważniejszym jest mała stabilność wskazań i mała powtarzalność wskazań, mimo że jest to element bardzo nowoczesny i wewnętrznie skompensowany. Należy zwrócić uwagę na to, że podawane przez sensory wyniki są zawsze odnoszone do jakiegoś poziomu referencyjnego – RS/R0. Widać to na przykład na charakterystyce przedstawionej na rysunku 10a. Pozostaje więc kwestia ustalenia tej wartości. Na przykład układ CCS811 przyjmuje poziom referencyjny w chwili rozpoczęcia pomiarów (włączenia urządzenia). Użytkownik musi więc zadbać o to, by włączenie następowało zawsze w czystym środowisku, czyli w środowisku odniesienia. Pytanie czy jest to możliwe do spełnienia? Inną dość uciążliwą wadą jest dość długi czas wygrzewania wstępnego po długim okresie bezczynności. CCS811 potrzebuje na to aż 20 minut. Dopiero po tym czasie wpisuje do rejestru bazowego parametr przyjmowany później jako wartość odniesienia. Układ CCS811 nie ma wprawdzie wewnętrznego czujnika wilgotności i temperatury, ale jeśli dane o tych parametrach są dostępne, mogą być wpisywane do rejestrów układu i uwzględniane do kompensacji. Wady związanej z koniecznością wstępnego wygrzewania nie mają czujniki absorpcyjne, oparte na technologii NDIR (*Nondispersive Infrared Sensor*), takie jak omówiony wcześniej H-550.

Omawiając czujniki warto wspomnieć o gotowych modułach zawierających sam układ oraz elementy niezbędne do jego pracy. Moduły te mają z reguły kilka wyprowadzeń służących do połączenia z systemem nadrzędnym, najczęściej jakimś układem mikroprocesorowym. Dużym zainteresowaniem cieszą się moduły, które można bezpośrednio dołączać do płytek Arduino, a jeśli to nie jest możliwe, dostępne są również odpowiednie interfejsy. Przykładami takich modułów są:

- SparkFun CCS811 z czujnikiem CCS811,





Rysunek 10. Charakterystyka sensora MQ-2, a) zależność Rs/R0 w funkcji stężenia gazu, b) zależność wskazań od temperatury otoczenia i wilgotności

eprasa.pl f319dfd8e2

Tabela 1. Pomiary parametrów środowiskowych w Europie na podstawie portalu Airly – pomiar o godz. 17

Miasto	PM10		PM2,5		NO_2		CO	
	µg/m³	%	µg/m³	%	µg/m³	%	µg/m³	%
Belfast	-	-	-	-	29	15	105	0
Londyn	27	54	16	63	73	36	466	2
Bruksela	25	49	13	52	34	17	0	0
Berlin	38	76	-	-	64	32	600	2
Poznań	42	83	28	113	-	-	-	-
Łódź	64	129	42	170	44	88	507	2
Warszawa	36	72	35	139	39	19	905	3
Biała Podlaska	39	79	24	96	14	7	-	-

- modMQ-5 moduł z czujnikiem MQ-5 mierzącym stężenia gazów ziemnych i LPG,
- modMQ-7 moduł z czujnikiem stężenia czadu MQ-7,
- Pololu Carrier for MQ Gas Sensor – uniwersalna płytka dla czujników gazów rodziny MQ,
- Waveshare Gas Sensor – moduł z czujnikiem gazu ziemnego i LPG kompatybilny z Arduino i Raspberry Pi,
- Adafruit MiC5524 – moduł z czujnikiem czadu, alkoholu i lotnych związków organicznych,

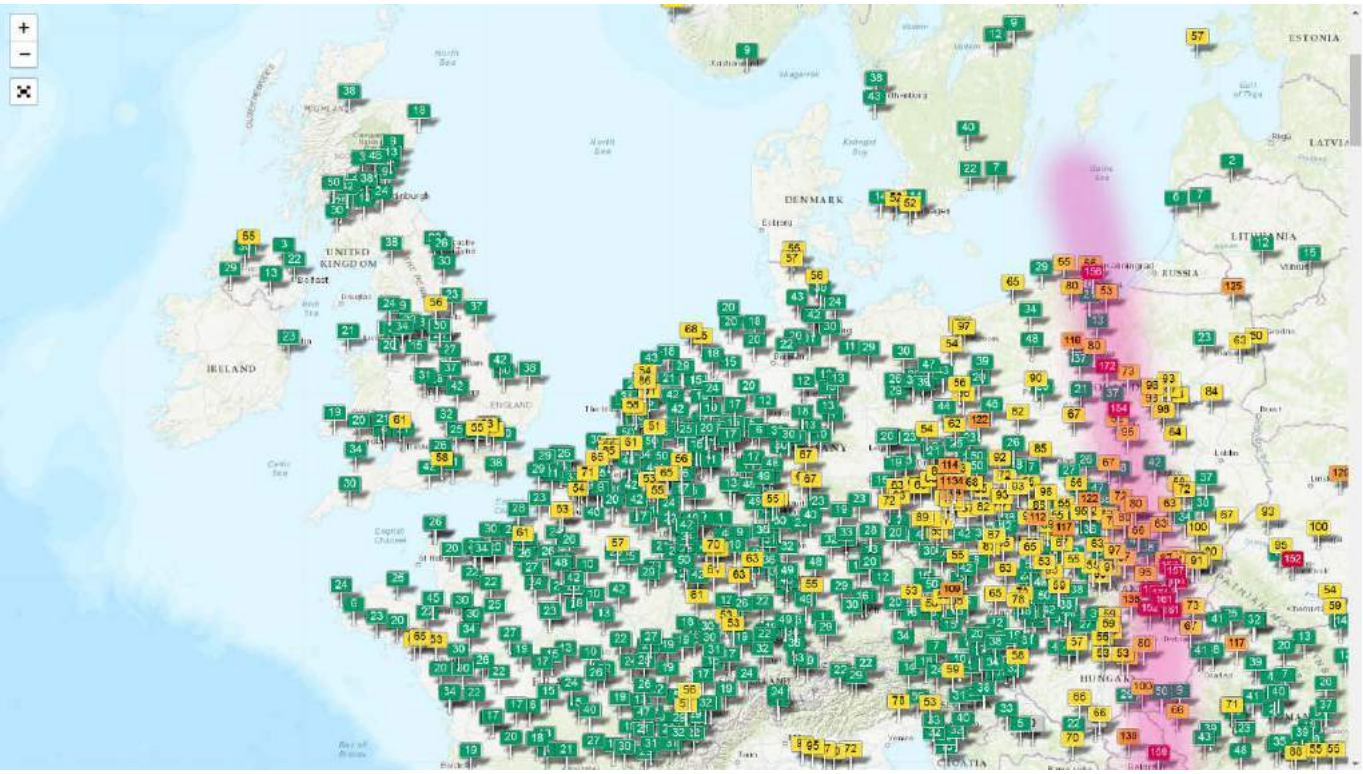
a także wiele innych.

Czujniki zapylenia

Polska należy do najbardziej zanieczyszczonych krajów Europy. Ekolodzy biją na alarm, politycy zachowują stoicki spokój. Pomiary jednak mówią same za siebie (**tabela 1**). Sytuacja smogowa w późnowieczornej porze jednej z październikowych niedziel wyglądała w Europie tak, jak na mapie z **rysunku 11**. Równie źle jak w Polsce było chyba tylko w Czechach, na Słowacji i na Węgrzech. Pytanie czy w tym przypadku o zaistniałej sytuacji nie decydują jednak inne, niezależne bezpośrednio od człowieka czynniki np. atmosferyczne? Na wspomnianej mapce wyraźnie można zauważyć ciągnącą się południkowo strefę szczególnego zagrożenia smogowego przechodzącą przez Gdańsk, Włocławek, Zgierz i dalej na Słowację i Węgry, a nawet Serbię. Sytuacja nie wygląda dobrze, a działania zapobiegawcze są niewielkie. Powoli czynione są kroki mające na celu wyeliminowanie starych, zanieczyszczających środowisko pieców grzewczych, w niektórych rejonach wydawane są nawet zakazy palenia drewnem.

Na podstawie różnych badań pył unoszony, a właściwie zawieszony w otaczającym nas powietrzu podzielono na kategorie zależne od wielkości cząsteczek. W informacjach o środowisku wyróżniany jest pył PM10 o cząstkach mających średnicę poniżej 10 mikrometrów oraz jeszcze drobniejszy pył PM2,5 zawierający cząstki o średnicy mniejszej od 2,5 mikrometra. W obu przypadkach pył ten może składać się z cząstek organicznych lub nieorganicznych zawierających rakotwórcze toksyny. Warto więc z nim walczyć. Dostępne czujniki zapylenia są konstruowane w oparciu o powyższe założenia, ale dość powszechnie spotykany jest jeszcze jeden zakres (PM1) umożliwiający mierzenie stężeń pyłu o średnicy mniejszej od 1 µm.

Parlament Europejski w 2008 roku ustalił dopuszczalne poziomy pyłów zawieszonych. Dla pyłu PM10 średnie roczne stężenie w powietrzu nie powinno przekraczać 40 µg/m³, średniodobowe zaś nie powinno być wyższe niż 50 µg/m³. Dodatkowo dopuszcza się najwyżej 35 dni w roku, w których notowane jest przekroczenie dobowe. Są to dość rygorystyczne warunki, ale i tak są łagodniejsze od norm Światowej Organizacji Zdrowia. Groźniejszy dla zdrowia jest pył PM2,5, gdyż jego cząstki mogą wnikać bezpośrednio do ludzkiego



Rysunek 11. Sytuacja smogowa w późnowieczornej porze jednej z październikowych niedziel 2019 roku

eprasa.pl f319dfd8e2

krwioobiegu. Wytyczne WHO określają maksymalne stężenie dobowe na poziomie 25 μg/m³ nie więcej niż 3 dni w roku i 10 μg/m³ jako stężenie średnioroczne.

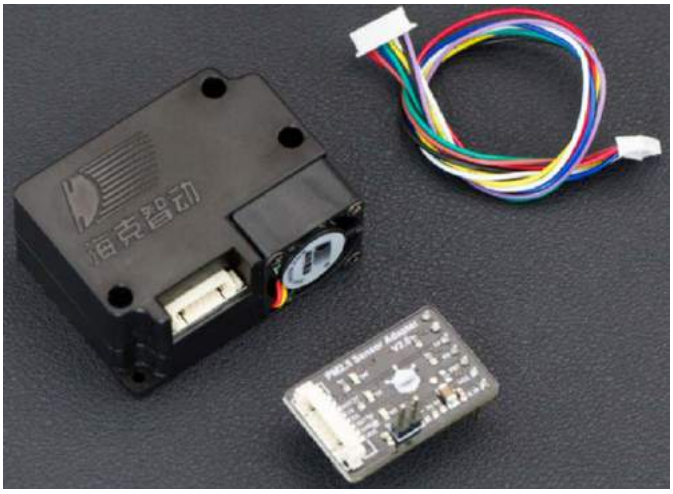
Jak taki pył mierzyć? Jak można przypuszczać w grę wchodzą wyłącznie metody optyczne. Czujnik pyłu musi więc być wykonany w postaci komory z umieszczonym w jednym jej końcu źródłem światła przechodzącego na drugą stronę. Tu musi być umieszczony odpowiedni detektor mierzący natężenie padającego oświetlenia. Nasuwa się pytanie, jak wpuścić powietrze do komory bez wpuszczania światła zewnętrznego, ale to już tajemnice producentów czujników, którymi nie zawsze chcą się dzielić z innymi. Trzeba jeszcze pamiętać o odpowiedniej wentylacji takiej komory, co jest niezbędne do uzyskiwania bieżących wskazań. Na szczęście oferta czujników zapylenia jest dość bogata i konstruktorzy mogą wybierać spośród wielu modeli. Z uwagi na dość skomplikowaną budowę elementów tego typu należy liczyć się z dość wysokimi cenami.

Podobnie jak w przypadku czujników gazów, czujniki zapylenia często są zgodne z popularnymi gotowymi systemami mikroprocesorowymi, takimi jak Arduino czy Raspberry Pi. Oznacza to również łatwość dołączania niemal do dowolnego mikrokontrolera. Użytkownicy takich standardów jak Arduino mogą liczyć na gotowe, a co najważniejsze darmowe funkcje biblioteczne służące do obsługi czujnika.

Przegląd rozpoczynamy od laserowego czujnika PMS5003 przeznaczonego do pomiarów stężeń wszystkich rodzajów pyłu. Jest on dość wymagający pod względem zasilania, gdyż w stanie aktywnym pobiera aż 120 mA prądu, a napięcie zasilające powinno być utrzymywane w zakresie od 4,95 V do 5,05 V, czyli 5 V ±1%. Komora pomiarowa przedmuchiwana zewnętrznym wentylatorem narzuca niestety dość duże wymiary obudowy. Dla PMS5003 jest to 46 mm ×35 mm ×20 mm (**fotografia 12**). Czujnik mierzy stężenie pyłu z podziałem na trzy kategorie uwzględniające średnicę cząsteczek: 0,3...1,0 μm, 1,0...2,5 μm oraz 2,5...10 μm, w zakresie od 0 do 1000 μg/m³ . Komunikacja z mikrokontrolerem odbywa się za pośrednictwem interfejsu UART. Czas odpowiedzi jest krótszy niż 10 s. Wewnętrzny procesor czujnika PMS5003 realizuje dość skomplikowaną analizę danych uzyskiwanych z układu pomiaru natężenia oświetlenia emitowanego przez laser. Uwzględniana jest zarówno dziedzina częstotliwości, jak i dziedzina czasu. Na podstawie złożonych obliczeń ustalane są stężenia poszczególnych rodzajów pyłów.

Następny czujnik stężenia pyłu to HM-3300. Pomiar odbywa się z zastosowaniem lasera oświetlającego powietrze zasysane przez wentylator do komory pomiarowej i układu mierzącego rozproszenie tego światła (**fotografia 13**). Oprócz zastosowań czysto pomiarowych mających na celu ocenę jakości powietrza czujnik jest przeznaczony także do badania jakości powietrza w systemach klimatyzacyjnych, detektorach zagrożeń itp. Jest zgodny z normami ISO 21501-4, ISO 14644-1 i FS209E. Czujnik HM-3300 ma aż 6 kanałów pomiarowych pozwalających mierzyć cząsteczki pyłu o średnicach 0,3 μm, 0,5 μm, 1,0 μm, 2,5 μm, 5 μm oraz 10 μm. Dane są przesyłane interfejsem UART (opcjonalnie I²C). Układ pomiarowy jest kompensowany temperaturowo i wilgotnościowo. Średni prąd zasilający czujnik HM-3300 jest równy 75 mA, ale chwilowo może dochodzić do 120 mA, zaś w uśpieniu pobiera tylko 150 μA. Jest nieznacznie mniejszy od omawianego wcześniej, jego wymiary to: 40 mm ×38 mm ×15 mm. W trybie aktywnym przez cały czas pracuje wentylator ale jest na tyle cichy, że praktycznie niesłyszalny a dodatkowo jest wyłączany w trybie uśpienia. Przywrócenie do stanu aktywnego wymaga 30 sekund na ustabilizowanie się wskazań.

Zasada działania czujników takich jak HM-3300 jest oparta na bardzo złożonej teorii rozpraszania Mie (Miego), której nie będziemy tu opisywali. Można tylko wspomnieć, że dotyczy ona rozpraszania światła na cząstkach sferycznych, a nazwę zawdzięczamy autorowi rozwiązań równań Maxwella, niemieckiemu fizykowi Gustawowi Mie. Wszystkie, jak można sądzić dość skomplikowane obliczenia, są wykonywane przez procesor czujnika, a użytkownik dostaje obrobiony wynik końcowy.



Fotografia 12. Laserowy czujnik pyłu PMS5003

Czujniki laserowe są bardzo precyzyjne, mierzą selektywnie poszczególne rodzaje pyłu, ale niestety są dość drogie. Nie zawsze są wymagane takie parametry. W ofertach znajdują się dużo tańsze czujniki optyczne, wykorzystujące najczęściej źródło podczerwieni. Przykładem jest czujnik GP2Y1010AU0F produkcji Sharp. Układ ten zawiera diodę IRED i kompatybilny z nią fototranzystor. Nie ma własnego procesora, a cały pomiar jest w pełni analogowy. Producent zaleca zasilanie diody podczerwonej impulsowo z częstotliwością 100 Hz i współczynnikiem wypełnienia 0,32. Napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do stężenia pyłu, przy czym nie jest rozróżniana wielkość cząstek. Z tego powodu czujnik powinien być stosowany np. jako detektor dymu a nie precyzyjny miernik zapylenia.

Decydując się na zakup czujnika stężenia pyłu warto zwrócić uwagę na jeden parametr, który nie zawsze jest podawany przez producentów. Chodzi o żywotność czujnika. Elementy te mają dwa słabe punkty. Są to: źródło światła (laser lub dioda IRED) oraz wentylator. Gwarantowany czas pracy jest dla dużej części czujników określany na 2 lata. To mało, jeśli weźmiemy pod uwagę cenę. W praktyce żywotność czujników jest zwykle dłuższa, ale niepewność pozostaje. Czujnikiem, który można zaliczyć do najbardziej trwałych, jeśli wierzyć danym katalogowym, jest SPS30 firmy Sensirion. Producent określa jego żywotność na 8 lat i to przy pracy ciągłej. Czujnik mierzy pył: PM1,0, PM2,5, PM4 oraz PM10 o stężeniach od 1 μg/m³ do 1000 μg/m³ z rozdzielczością 1 μg/m³ pobierając średni prąd o natężeniu mniejszym miż 60 mA. Działa na zasadzie pomiaru rozpraszania wiązki laserowej. Komunikuje się za pośrednictwem interfejsów UART i I²C. Obudowa ma wymiary 40,6 mm ×40,6 mm ×12,2 mm.

Czujniki UV

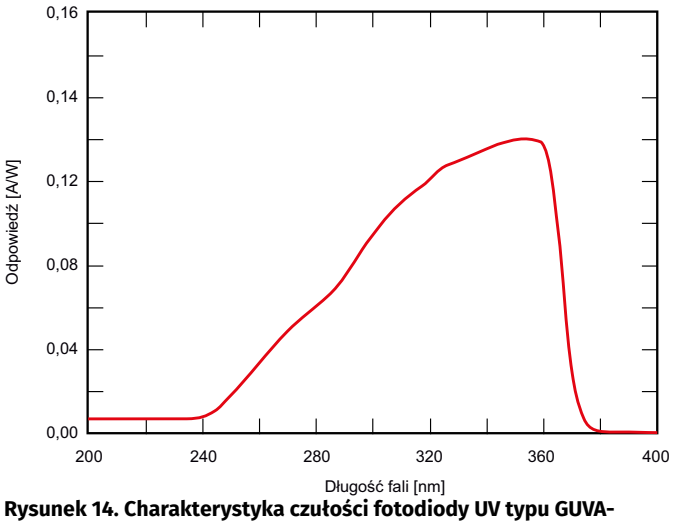
Można się zastanawiać, jak to się stało, że na Ziemi istnieje życie i to od tysięcy lat, skoro wszystko co nas otacza jest szkodliwe – pył zanieczyszczający powietrze, zbyt niska, albo zbyt wysoka temperatura,

Fotografia 13. Laserowy czujnik pyłu HM-3300

eprasa.pl f319dfd8e2

dziura ozonowa, toksyczne gazy…. Nawet słońce – z jednej strony niezbędne do życia, z drugiej strony może nas zabić. Naturalny w widmie światła słonecznego ultrafiolet (UV), jeśli jest dostarczany w nadmiernych dawkach powoduje groźne choroby skóry.

Stacje monitorujące na ogół nie mierzą poziomu promieniowania ultrafioletowego, a przynajmniej nie podają tego parametru do publicznej wiadomości. Wynika to prawdopodobnie z dużej zależności tego parametru od czynników zewnętrznych: ukształtowania terenu, zabudowań itp. Poziom promieniowania ultrafioletowego zmierzony w danym miejscu może być wyraźnie inny od poziomu zmierzonego 100 metrów dalej. Budując domową lub biurową stację diagnostyczną informującą o zagrożeniach w miejscu, w którym spędzamy znaczną część dnia można pokusić się o taki pomiar. Potrzebna będzie do tego fotodioda na zakres ultrafioletu. Elementem takim jest na przykład fotodioda Schottky'ego GUVA-S12SD produkowana na bazie azotku galu (GaN) przystosowana do montażu powierzchniowego. Użyteczny sygnał jest uzyskiwany w klasycznym układzie ze wzmacniaczami operacyjnymi. W sklepach internetowych dostępny jest też kompletny moduł pomiarowy Waveshare. Charakterystykę czułości fotodiody UV pokazano na **rysunku 14**.



Rysunek 14. Charakterystyka czułości fotodiody UV typu GUVA--S12SD

Jednym z układów, które integrują w jednym chipie wszystkie elementy niezbędne dla dostarczenia pełnego wyniku, jest VEML6070 produkcji Vishay. Do kompletnej aplikacji niezbędny jest tylko rezystor dołączany do wejścia RSET oraz standardowe rezystory podciągające linie interfejsu I²C, przez który odbywa się komunikacja i odczyt wyników pomiarów. Sensor jest wyczulony na falę o długości ok. 360 nm, a więc na zakres UV-A. Chociaż ultrafiolet zakresu UV-A stanowi zaledwie ok. 4,9% całego widma UV, to jest on szczególnie niebezpieczny, gdyż ma zdolność do głębokiego wnikania w skórę człowieka. Stopień tej szkodliwości nie wynika wyłącznie z natężenia promieniowania mierzonego w W/m², ale brana jest pod uwagę również długość fali. Czujnik VEML6070 wykonuje dość złożone obliczenie, w wyniku którego uzyskiwany jest specjalny 12-stopniowy ważony indeks uwzględniający charakterystykę czujnika i mierzone promieniowanie UV. Indeks ten informuje o szkodliwości promieniowania.

Jeśli konieczny jest pomiar widma UV-B, należy użyć czujnika VEML6075. Jest to analogiczny układ do VEML6070, różniący się jedynie dodatkową czułością zarówno na widmo UV-A, jak i na UV-B. Kierunkowa czułość obu zakresów jest bardzo zbliżona, a kształt charakterystyki zbliżony jest do cosinusoidy. Fotodioda jest źródłem prądowym, z tego względu współpracujący z nią wzmacniacz powinien być starannie dobrany. Do takiego zastosowanie można polecić np. wzmacniacz MAX4172 produkowany przez Maksima.

Czujniki opadów atmosferycznych

Z opadami atmosferycznymi jest pewien problem. Wydaje się, że z takim pomiarem nie powinno być większego problemu, okazuje się jednak, że stosowane metody są oparte nawet na technice radarowej. Najprostszym czujnikiem deszczu może być na przykład jakiś układ z rezystorem w postaci napylonej lub wytrawionej warstwy przewodzącej na jakimś podłożu. O ile taki układ względnie dobrze będzie się sprawował jako detektor opadu, to jako miernik już nie bardzo. Jedną z przyczyn może być różna przewodność deszczu wynikająca choćby z poziomu zanieczyszczeń w chwili pomiaru. Pamiętajmy również, że wszędzie tam gdzie jednocześnie występuje prąd i woda, należy liczyć się z elektrolizą, która może czynić duże spustoszenie w czujniku. Z tego powodu metodę rezystancyjną należy raczej odrzucić.

Dobrym rozwiązaniem jest metoda radarowa. Jednak należy zaznaczyć, że zbudowanie takiego czujnika w warunkach amatorskich jest praktycznie niewykonalne. Wśród gotowych profesjonalnych rozwiązań warto zwrócić uwagę na radarowy czujnik R2S firmy Lufft. Zastosowano w nim radar dopplerowski 24 GHz rejestrujący prędkość opadania kropli deszczu. Ilość deszczu jest obliczona na podstawie korelacji wielkości kropli deszczu i ich prędkości. Specjalne oprogramowanie udostępniane z tym czujnikiem przez producenta potrafi nawet zidentyfikować rodzaj opadu (deszcz, śnieg, grad, marznący deszcz lub deszcz ze śniegiem). Czujnik charakteryzuje się bardzo wysoką rozdzielczością wybieraną przez użytkownika spośród wielkości standardowych: 1 mm, 0,1 mm i 0,01 mm. Czujnik jest dołączany do komputera za pośrednictwem interfejsu RS-485 z komunikacją pół-dupleksową.

W ofercie firmy Lufft jest jeszcze inny czujnik opadu działający na podobnej zasadzie, mający oznaczenie WS100 (**fotografia 15**). Komora pomiarowa jest w nim podgrzewana, dzięki czemu zachowana jest ciągłość pomiarów niezależnie od pory roku. Czujnik wykrywa krople o wielkości od 0,3 mm do 5 mm, które są rozróżniane w 11 klasach.

Podsumowanie

W artykule omówiono najważniejsze grupy czujników stosowanych do badania jakości parametrów środowiskowych. Pominięto zagadnienia związane z pomiarem hałasu, przepływu powietrza i oświetlenia, uznając że są to parametry mierzone w przypadkach szczególnych. Ograniczono się do elementów, na bazie których można budować amatorskie lub półprofesjonalne stacje meteorologiczne. Jednym z większych problemów związanych z pomiarami parametrów środowiskowych jest to, że wielu z nich nie da się mierzyć wprost. Konieczna jest mniej lub bardziej zaawansowana analiza matematyczna połączona często z bardzo wyrafinowanymi technikami pomiarowymi lub nietypowymi konstrukcjami czujników.

Jarosław Doliński, EP

Fotografia 15. Radarowy czujnik opadu WS100 firmy Lufft

eprasa.pl f319dfd8e2

Dylemat konstruktora

Nasza firma zajmuje się produkcją systemów pomiarowych stosowanych w instalacjach do termicznego przekształcania odpadów. Cały proces jest dość złożony, przebiega w kilku etapach a każdy etap dodatkowo podzielony jest na kilka faz. Precyzyjna kontrola temperatury jest niezwykle ważna na każdym etapie procesu, od strefy rusztu przez system odzysku energii po instalację oczyszczania spalin. Każdy etap wymaga zastosowania czujników o innych właściwościach – odpornych na ogień czy na wysokie ciśnienia. Nawiążemy współpracę z producentem czujników przystosowanych do takich aplikacji.

Polecane rozwiązanie

W asortymencie firmy Alf-Sensor znajdują się czujniki oporowe Pt100, Pt1000, Pt500 oraz termopary stosowane we wszystkich gałęziach przemysłu, w tym wykonania Exi, Exd, Exe: głowicowe, przewodowe i płaszczowe, a także akcesoria takie, jak osłony, przewody kompensacyjne, przetworniki, regulatory i rejestratory.
Do pomiaru bardzo wysokich temperatur do 1300°C, np. w piecach, kotłowniach i paleniskach, przeznaczone są termopary typu TER-P-44. Natomiast do pomiaru temperatury tam, gdzie występują wysokie ciśnienia, przeznaczone są termopary TER-W-11

wyposażone w osłony ciśnieniowe ze stali kotłowej. Jeśli konieczne jest mocowanie termopary za pomocą kołnierza, rozwiązaniem będą termopary z kołnierzem typu TER-PF-09. Elementy ze stali stopowej umożliwiają także pomiar temperatury mediów agresywnych.

Więcej informacji

Firma Alf-Sensor zajmuje się produkcją precyzyjnych czujników do pomiaru temperatury od 1966 roku. Głównym celem firmy jest produkowanie wyrobów jak najwyższej jakości, dlatego zakład produkcyjny posiada nowoczesny park maszynowy i jest dostosowany do wymogów Unii Europejskiej. Dzięki stałym inwestycjom oferowany jest coraz szerszy asortyment produktów i usług oraz skracany jest czas realizacji. Atutem firmy jest indywidualne podejście do wymagań klienta. Zespół najlepszych specjalistów, konstruktorów, metrologów, elektroników i handlowców z najwyższymi kwalifikacjami i wieloletnim doświadczeniem, z młodzieńczą werwą, pomoże rozwiązać indywidualne problemy techniczne i materiałowe. Najwyższą jakość produktów i usług potwierdza wiele certyfikatów, m.in. certyfikat systemu zarządzania jakością ISO 9001:2009.

Kontakt:
ALF-SENSOR Sp. j.
32-080 Zabierzów, ul. Krakowska 294
tel. 12 258 08 40, biuro@alf-sensor.pl
biuro@alf-sensor.com.pl
www.alf-sensor.pl

eprasa.pl f319dfd8e2

Dylemat konstruktora

Nasza firma jest pionierem w produkcji systemów kontroli i automatyki laboratoryjnej. Nowoczesne rozwiązania pozwalają osiągać wyższą wydajność przy jednoczesnym zmniejszeniu ilości błędów. Jednak w tej branży obowiązują najwyższe, rygorystyczne standardy bezpieczeństwa i jakości. Rozpoczęliśmy prace nad nowym produktem – systemem monitorowania warunków transportu. Nawiążemy współpracę z producentem precyzyjnych czujników temperatury i wilgotności lub gotowych systemów rejestrujących te parametry.

Polecane rozwiązanie

Profesjonalne przetworniki wilgotności i temperatury gazów to jeden ze sztandarowych produktów Czaki Thermo-Product. Urządzenia tego typu znajdują szereg zastosowań w przemyśle maszynowym, lotniczym, chemicznym, farmaceutycznym i spożywczym. Charakteryzują się szerokim zakresem pomiarowym (wilgotność 0...100%, temperatura –40...80°C) i wysoką dokładnością (2% dla wilgotności ≤ 80%, 0,5° dla temperatury). Przetwarzają temperaturę i wilgotność względną otaczającego powietrza na podwójny sygnał napięciowy lub prądowy.
W aplikacjach, które nie wymagają stałego podglądu parametrów, doskonałym rozwiązaniem będą bateryjne rejestratory temperatury i wilgotności powietrza. Dysponują wewnętrzną, nieulotną pamięcią mieszczącą ponad 200 tysięcy pomiarów. Zastosowana bateria litowa zapewnia minimum 5 lat pracy. Konfiguracja i odczyt danych odbywają się poprzez interfejs USB a wyniki można zobrazować graficznie.

Więcej informacji

Czaki Thermo-Product jest uznanym producentem czujników temperatury oraz elektronicznej aparatury kontrolno-pomiarowej. W ofercie firmy znajdują się czujniki temperatury dla przemysłu i laboratoriów, przenośne i panelowe mierniki temperatury, przetworniki temperatury, regulatory temperatury, monitory sygnałów standardowych, rejestratory temperatury i wilgotności, higrometry z chłodzonym lustrem i programowalne przetworniki temperatury punktu rosy. Głównymi klientami firmy są przedsiębiorstwa z branży energetycznej, chemicznej, motoryzacyjnej, farmaceutycznej, metalurgicznej, elektromaszynowej, spożywczej, a także instytuty naukowe różnych branż.
Firma niesie ze sobą ponad 40 lat doświadczenia w projektowaniu i produkcji profesjonalnych czujników, najwyższą jakość produktów potwierdza certyfikat ISO 9001.

Publikacje:
www.automatykab2b.pl:
- Czaki Thermo-Product,
- Higrometr punktu rosy z chłodzonym lustrem,
- Programowalne przetworniki wilgotności gazów

IRA 2020 str. 188

Kontakt:
Czaki Thermo-Product
05-090 Raszyn-Rybie, ul. 19 Kwietnia 58
tel. 22 720 23 02
www.czaki.pl, czaki@czaki.pl

eprasa.pl f319dfd8e2

Dylemat konstruktora

Specjalizacją naszej firmy są systemy klimatyzacji. Wykonujemy kompletne instalacje, a także produkujemy własne kontrolery systemów klimatyzacji. Opracowaliśmy wiele autorskich rozwiązań, które stale unowocześniamy. Interesuje nas współpraca z dostawcą dysponującym czujnikami przeznaczonymi do zastosowania w chłodnictwie.

Polecane rozwiązanie

Firma Danfoss oferuje szeroką gamę czujników serii AKS zoptymalizowanych do zastosowań w układach klimatyzacji oraz w chłodnictwie handlowym i przemysłowym. Model Pt 1000 to czujnik temperatury, który spełnia wymagania normy DIN/IES 751 klasy B i zapewnia dokładny i niezawodny sygnał temperaturowy do wykorzystania w układach regulacji, zabezpieczeń i rejestracji danych. Przetworniki ciśnienia serii AKS umożliwiają wykonywanie precyzyjnych pomiarów ciśnienia i są wykonane ze stali nierdzewnej, dzięki czemu zapewniają zgodność z fluorowymi i naturalnymi czynnikami chłodniczymi, natomiast spawanie laserowe bez miękkich uszczelek gwarantuje hermetyczną szczelność przez wiele lat. Oferta obejmuje także czujnik poziomu cieczy AKS 4100, który zapewnia zupełnie nowy poziom elastyczności i dokładności. W tym niezawodnym i bardzo dokładnym czujniku zastosowano technologię radaru falowodowego TDR, co sprawia, że jest w pełni przystosowany do branży chłodnictwa przemysłowego.

Więcej informacji

Firma Danfoss Poland Sp. z o.o. jest częścią międzynarodowej grupy Danfoss A/S z siedzibą w Danii. Oferuje produkty i rozwiązania techniczne bazujące na mechanice oraz elektronice. Od 1998 roku firma zlokalizowana jest w Grodzisku Mazowieckim, gdzie znajduje się część produkcyjna o powierzchni 13000 m² oraz część biurowa. Firma zatrudnia ok. 850 osób. W fabryce Danfoss Sp. z o.o. w Grodzisku Mazowieckim produkowane są m.in. presostaty, styczniki, termostaty oraz maty i kable grzewcze.

Publikacje:

www.automatykab2b.pl:

- Danfoss Drives zacieśnia współpracę z Elstą w Polsce
- Kolejny produkt Danfoss otrzymuje oznaczenie Solar Impulse Efficient Solution

IRA 2020 str. 192

Kontakt:

Danfoss Poland Sp. z o.o.
05-825 Grodzisk Mazowiecki,
Chrzanowska 5
tel. 22 755 0 668
www.danfoss.pl, info@danfoss.com

eprasa.pl f319dfd8e2

Dylemat konstruktora

W obecnym przemyśle coraz większą wagę przykłada się do jakości finalnego produktu i kontroli procesu jego wytwarzania. Z tego powodu tworzone są zaawansowane systemy zarządzania jakością, które umożliwiają doskonalenie procesów oraz eliminację błędów. Skuteczne działanie takich systemów wymaga zastosowania precyzyjnych czujników. Nawiążemy współpracę z dostawcą sprawdzonych czujników dla pneumatyki i hydrauliki siłowej.

Polecane rozwiązanie

Polecanym dostawcą czujników dla pneumatyki i hydrauliki siłowej jest OEM Automatic, który posiada produkty renomowanego producenta – niemieckiej firmy SUCO.

Oferta komponentów dla układów pneumatycznych obejmuje przełączniki ciśnienia, elektroniczne presostaty i przetworniki, wszystkie zoptymalizowane do wielu celów – od prostych aplikacji pneumatycznych, po monitoring w czasie rzeczywistym. Wszystkie komponenty testowane są na przyspieszenie i szarpanie do wartości 10 G oraz odporność na mechaniczny udar do 294 m/s^2. Dzięki temu komponenty są odpowiednie do zastosowań mobilnych np. w maszynach budowlanych. Ultrawysoka odporność na ciśnienie i jego skoki sprawiają, że czujniki idealnie nadają się do systemów napędowych i układów hamowania.

Komponenty hydrauliczne cechują się wysoką niezawodnością i bezpieczeństwem dzięki czemu są odpowiednie do zastosowań w gospodarce wodno-ściekowej, a nawet do zastosowań medycznych, co potwierdzają niezbędne certyfikaty. Komponenty ciśnieniowe SUCO z powodzeniem pracują w układach sprzęgłowych maszyn i układach chłodzenia, gdzie pozostają w stałym kontakcie ze środkami chemicznymi. Odporność na wilgoć, brud, niską (–40°C) i wysoką temperaturę umożliwiają prawidłową pracę czujników w najtrudniejszych warunkach.

Więcej informacji

OEM Automatic jest częścią szwedzkiego koncernu OEM International – firmy powstałej w 1974 roku, a obecnie mającej 34 oddziały na całym świecie. Jest wiodącym dostawcą komponentów i systemów dla największych odbiorców automatyki przemysłowej i elektroniki w Europie. Wyjątkowość firmy wynika z połączenia wysokiej jakości produktów, profesjonalnej obsługi i specjalistycznej wiedzy zatrudnianych specjalistów produktowych i inżynierów sprzedaży.

Publikacje:

www.automatykab2b.pl:

- Przemysłowe czujniki ciśnienia o długim czasie bezawaryjnej pracy
- Elektrozawory do zastosowań higienicznych
- Szeroka oferta przetworników ciśnienia dla producentów OEM

IRA 2020, str. 232

Kontakt:

OEM Automatic Sp. z o.o.
02-234 Warszawa, ul. Działkowa 121A
tel. 22 863 27 22
www.oemautomatic.pl, info@pl.oem.se

eprasa.pl f319dfd8e2

Oferta prenumeraty Elektroniki Praktycznej

Prenumerata wersji drukowanej	roczna	dwuletnia
	176,00 zł	**256,00 zł**
	(rabat 8%)	(rabat 33%)

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) – 160,00 zł (rabat 16%)
roczna (staż 2 lata) – 144,00 zł (rabat 25%)
roczna (staż 3 lata) – 128,00 zł (rabat 33%)
dwuletnia (staż 3 lata) – 224,00 zł (rabat 41%)
dwuletnia (staż 5 lat) – 192,00 zł (rabat 50%)

Prenumerata e-wydań
- roczna – 91,80 zł (rabat 15%)
- dwuletnia – 151,20 zł (rabat 30%)

Prenumeratorzy wersji drukowanej za równoległe e-wydania płacą 20% ceny: opłata za e-prenumeratę równoległą wynosi 21,60 zł/rok i 43,20 zł/2 lata.

Każdorazowo opłacenie prenumeraty jest premiowane prezentem.
W tym numerze są to do wyboru:
- koszulka z logo EP (rozm. L, XL)
- płyta Kroke „Rejwach"

Zamów swój prezent mailowo – prenumerata@avt.pl.

Przywileje Prenumeratorów
- masz prawo do rabatu od 30 do 50% na www.UlubionyKiosk.pl (wystarczy podczas zamówienia podać numer swojej prenumeraty)
- masz prawo do rabatu na www.sklep.avt.pl
- z każdym numerem swojej prenumeraty otrzymasz DVD Niezbędnik Elektronika

Zamów prenumeratę EP w dogodny dla siebie sposób:
- mailowo – prenumerata@avt.pl
- przelewem na konto: AVT-Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa, ING Bank Śląski 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013
- a najlepiej na **WWW.AVT.PL** – jeśli zamawiasz po raz pierwszy na www.avt.pl lub przedłużysz ją po zalogowaniu do swojego Panelu Prenumeratora, otrzymasz dodatkowo kody rabatowe na bezpłatne pobranie dowolnych czasopism w wersji elektronicznej ze strony www.UlubionyKiosk.pl

Szanowny Kliencie, od 25 maja 2018 roku w krajach Unii Europejskiej obowiązuje Ogólne rozporządzenie o ochronie danych osobowych (RODO). Zachęcamy do zapoznania się z poniższą klauzulą informacyjną.
Administratorem Twoich danych jest AVT-Korporacja sp. z o.o. z siedzibą ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa, e-mail: prenumerata@avt.pl. Chodzi o dane osobowe, które zbieramy, 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 mogą być przekazane Poczcie Polskiej, która będzie dostarczać 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 f319dfd8e2

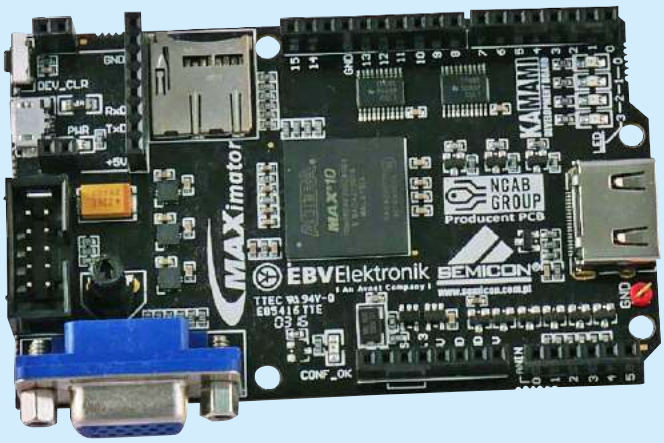
RISC-V – budujemy własny mikrokontroler (4)

FTP
WSZYSTKIE POPRZEDNIE ODCINKI KURSU SĄ DOSTĘPNE NA STRONIE WWW.MEDIA.AVT.PL

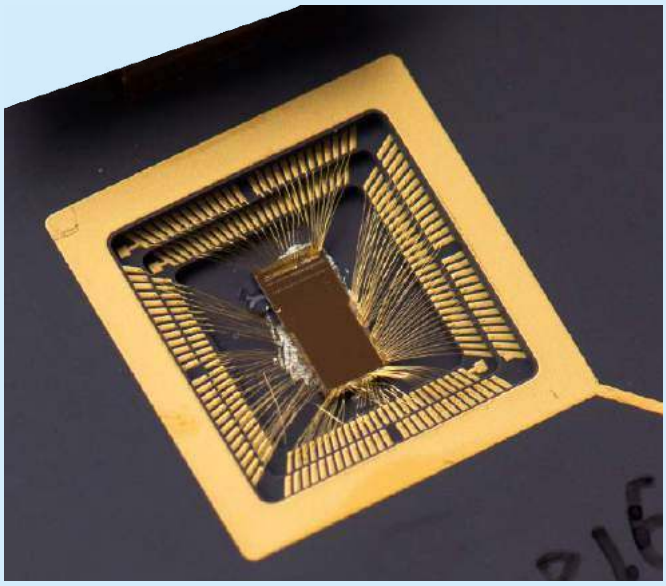
Otwarte oprogramowanie jest spotykane w różnych dziedzinach od kilkudziesięciu lat. W wielu przypadkach wypierało swoich płatnych konkurentów. Zadaniem, jakie przed sobą stawiają członkowie projektu RISC-V, jest przeprowadzenie podobnej rewolucji w dziedzinie procesorów.

Sprzęt

Ostatnim etapem jest uruchomienie rdzenia w krzemie. Naszą docelową platformą jest płytka maXimator (**fotografia 45**) wyposażona w układ MAX10 firmy Intel (dawniej Altera) [13]. Jest to stosunkowo niewielka struktura FPGA wyposażona w 8 tysięcy elementów logicznych. Z licznych peryferiów, w które wyposażona jest płytka, skorzystamy jedynie z kwarcowego generatora sygnału zegarowego o częstotliwości 10 MHz, przycisku reset oraz czterech diod świecących.



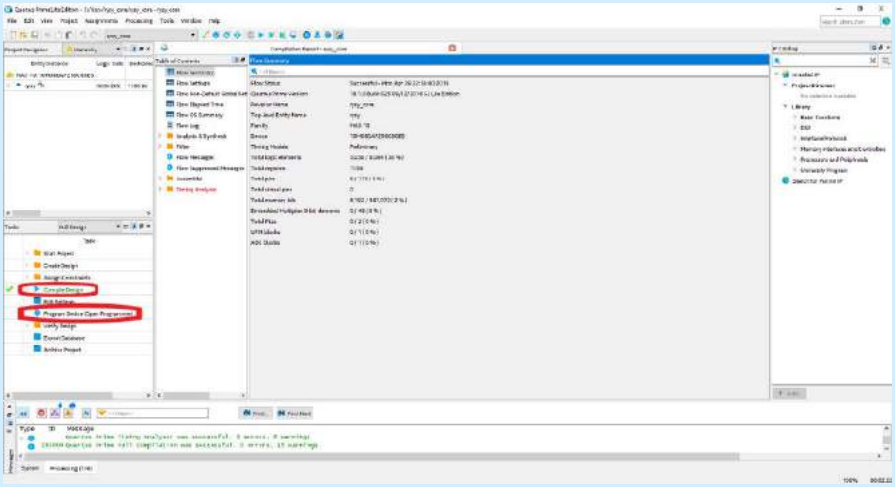
Fotografia 45. Zestaw startowy maXimator



Włączamy program Quartus i otwieramy znajdujący się w repozytorium projekt *rysy_core.qpf*. Widok programu przedstawia **rysunek 46**. W projekcie zdefiniowano użyty typ układu. Skonfigurowano wejścia/wyjścia tak, aby odpowiadały podłączeniu peryferiów na płytce. Ich ustawienia można podejrzeć (i zmienić) w narzędziu Pin Planner. Na **rysunku 47** widać rzut obudowy układu z zaznaczonymi wyprowadzeniami. Kolorem czerwonym są zaznaczone aktywne piny.

Aby program dla mikrokontrolera został umieszczony w pamięci, niezbędne jest wybranie opcji tworzenia wsadu dla układu FPGA z dołączoną inicializacją pamięci. Ustawienie można sprawdzić, wybierając z górnego menu opcję *Assignments* → *Device*. Pojawi się okno podobne do pokazanego na **rysunku 48**. Klikamy przycisk *Device and Pin Options*. Pojawi się kolejne okno, w bocznym panelu *Category* wybieramy opcję *Configuration*. Interesująca nas opcja *Configuration mode* powinna być ustawiona tak jak na **rysunku 49**. Aby przeprowadzić syntezę układu, z menu *Task* wybieramy *Compile Design* (rysunek 46). Proces może potrwać kilka minut.

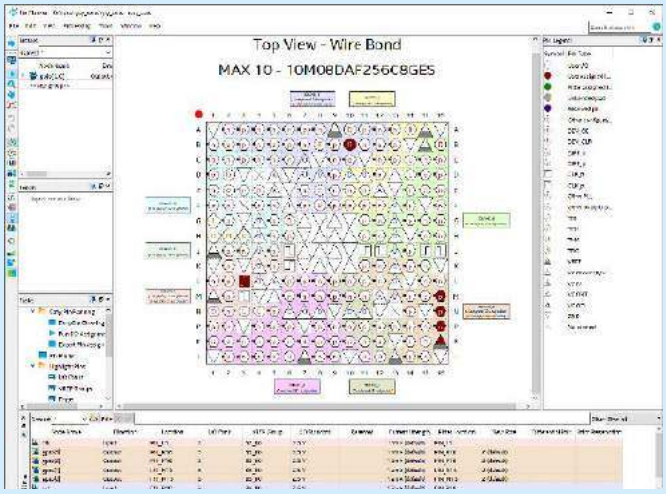
Po zakończeniu kompilacji w środkowej części okna pojawi się raport (**rysunek 50**). Możemy z niego dowiedzieć między innymi, jakie zasoby zostały użyte do syntezy projektu. W tym przypadku projekt zajął niecałe 1500 elementów logicznych, czyli około jednej



Rysunek 46. Główne okno program Quartus II

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

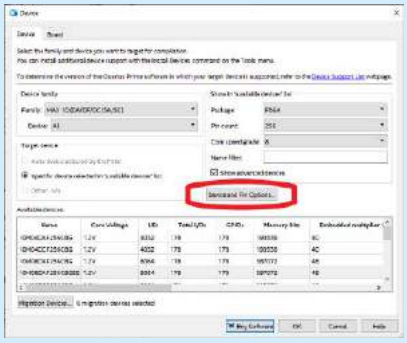
eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 47. Konfiguracja wejść/wyjść układu w narzędziu Pin Planner

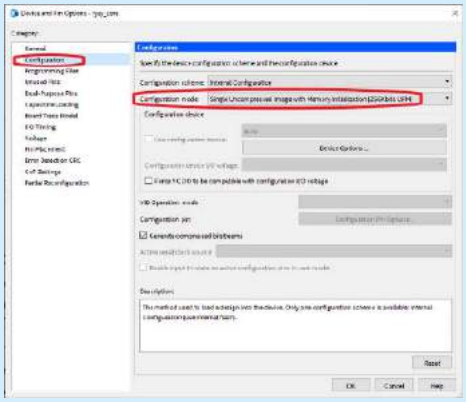
piątej dostępnych w układzie. Zajęto także nieco ponad dziesięć tysięcy bitów pamięci. Widzimy więc, że pozostało jeszcze sporo miejsca dla dalszej rozbudowy.

Ciekawe wyniki daje analiza czasów. Należy wybierać kolejno *Timing Analyzer* → *Slow 1200mV 85C Model* → *Fmax Summary* (**rysunek 51**). Jak widzimy na **rysunku 52**, maksymalna częstotliwość pracy naszego układu to nieco ponad 30 MHz, co trzykrotnie przewyższa częstotliwość zastosowanego zegara. Warto zapoznać się z informacjami i ostrzeżeniami wyświetlonymi w dolnej części okna. W projektach dla układów FPGA jest ich zwykle sporo, ale warto poświęcić chwilę aby się z nimi zapoznać. Dowiemy się z nich, jakie kolejne operacje zostały wykonane.

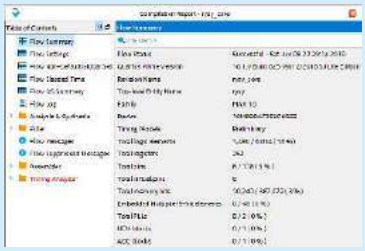


Rysunek 48. Okno konfiguracji urządzenia

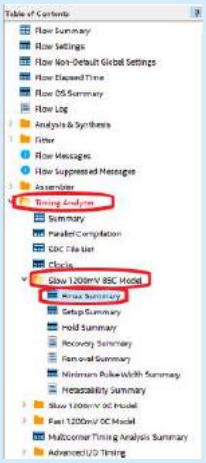
W wyniku syntezy otrzymaliśmy tak zwany bitstream, który możemy wgrać do układu. Najpierw musimy podłączyć płytkę maXimator. Łączymy ją z komputerem za pomocą programatora korzystającego z interfejsu JTAG. Zasilanie 5 V dostarczamy przez znajdujący się na płytce port mikro USB. Teraz w głównym oknie programu Quartus z panelu *Tasks* wybieramy opcję *Program Device (Open Programmer)*. Pojawi się okno programatora podobne do tego z **rysunku 53**. Wybieramy opcję *Start*. Po udanym programowaniu na diodach zacznie się wyświetlać sekwencja kolejnych liczb binarnych. Naciśnięcie przycisku reset spowoduje ich wygaszenie i rozpoczęcie pracy programu od początku.



Rysunek 49. Okno Device and Pin Options (opcje urządzenia i pinów)



Rysunek 50. Raport z kompilacji



Rysunek 51. Wyświetlanie analizy czasowej układu

Podsumowanie

Mam nadzieję, że udało mi się zainteresować czytelników tematem tworzenia własnych mikrokontrolerów. Przy własnych eksperymentach można dodać nowe elementy peryferyjne, od prostszych, takich jak obsługa portu szeregowego, czy przetwornika analogowo-cyfrowego, do nawet bardzo złożonych, jak kontroler Ethernetu czy HDMI. Jeśli chodzi o funkcjonalności samego rdzenia, kolejnymi krokami może być rozszerzenie go o przerwania oraz moduł do debugowania. Ich opisy znajdziemy w dwóch kolejnych częściach specyfikacji RISC-V.

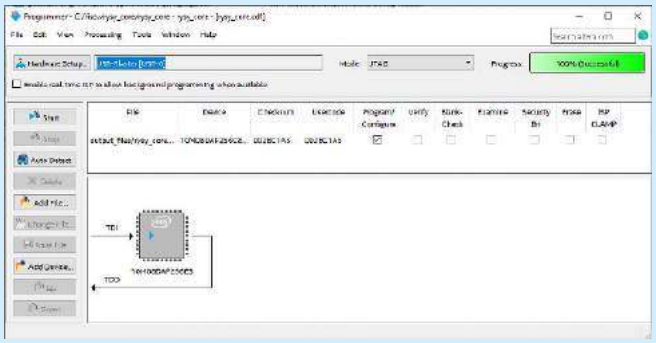
Rafał Kozik
rafkozik@gmail.com

Bibliografia

[1] ***http://bit.ly/2MFFapx***, dostęp na dzień 29.04.2019
[2] ***http://bit.ly/2YP0EGY***, dostęp na dzień 29.04.2019
[3] Zeloof S., First IC :) ***http://bit.ly/33dwwEx*** dostęp na dzień 29.04.2019
[4] ***http://bit.ly/2MHjQQL***
[5] Computer Structures, MIT 6.004, Spring 2019 ***http://bit.ly/33dx4dL***
[6] MIT 6.004 RISC-V ISA Reference Card, ***http://bit.ly/2TcOS43***
[7] The RISC-V Instruction Set Manual, Volume I: User-Level ISA, Document Version2.2, Editors Andrew Waerman and Krste Asanovic, RISC-V Foundation, May 2017
[8] ***http://bit.ly/31jY2OV***
[9] ***http://bit.ly/2yDgVjP***
[10] Quartus Prime Lite Edition, ***https://intel.ly/2MC6TYp***
[11] Ataki na procesory – PortSmash, TLBleed, Foreshadow, ***http://bit.ly/2M307eL***
[12] Patterson D., Hennessy J., Computer Organization and Design: The Hardware Software Interface (RISC-V Edition), Morgan Kaufmann, 1st ed., 2017
[13] MAXimator Altera MAX10 FPGA Evaluation Board, ***http://bit.ly/2YJneNp***
[14] Great Ideas in Computer Architecture (Machine Structures), CS61C Berkeley with Nicholas Weaver, Spring 2019
[15] Moduł dla Visual Studio Code ***http://bit.ly/2YP0Jug***

	Fmax	Restricted Fmax	Clock Name	Note
1	32.8 MHz	32.8 MHz	clk	

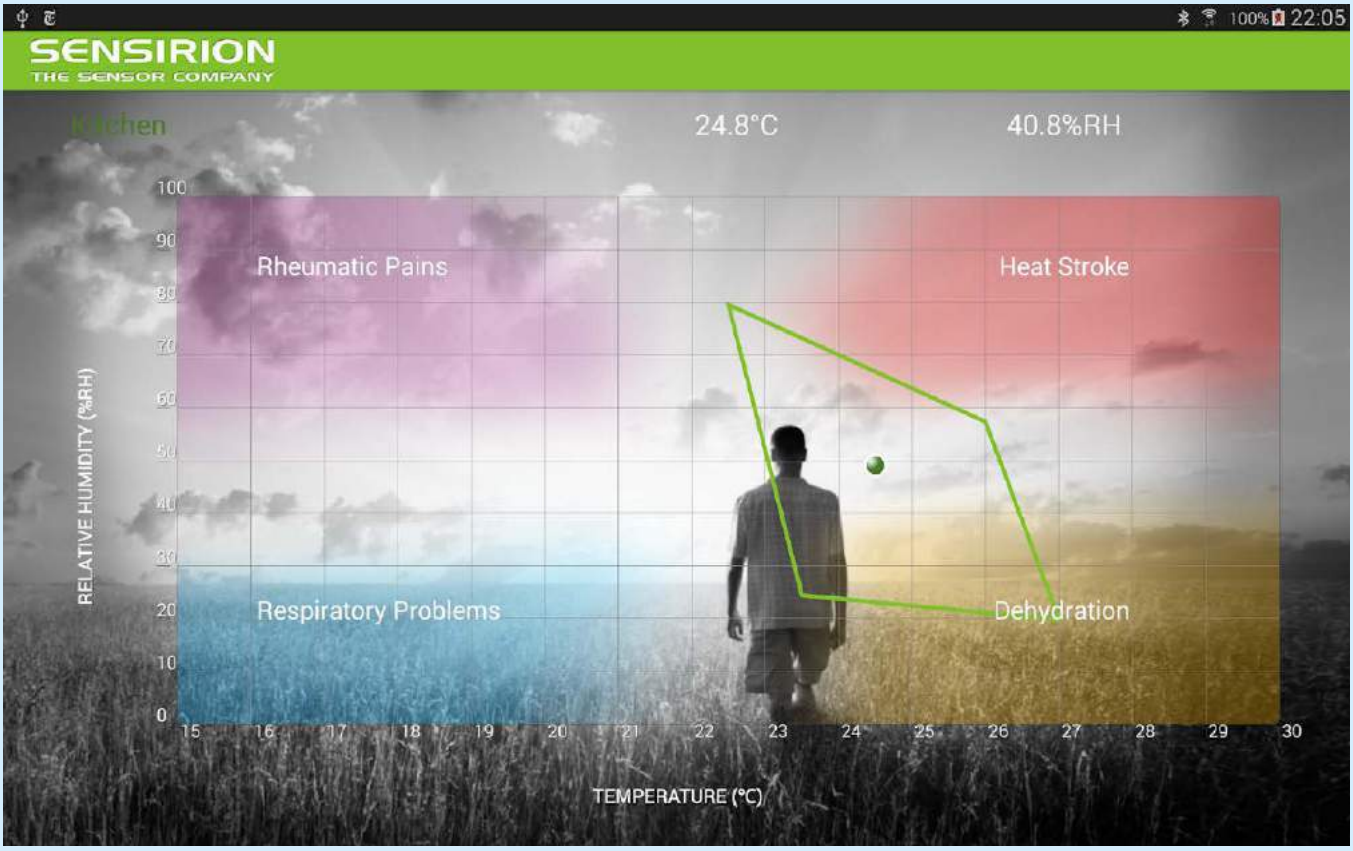
Rysunek 52. Maksymalna częstotliwość pracy projektu



Rysunek 53. Okno programatora

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl f319dfd8e2



Systemy dla Internetu Rzeczy (32)

Scalone czujniki cyfrowe wilgotności i temperatury

FTP Wszystkie poprzednie odcinki kursu są dostępne na stronie www.media.avt.pl

Gwałtowny rozwój Internetu Rzeczy jest spowodowany w dużej mierze przez szybki rozwój scalonych czujników różnych parametrów fizycznych: temperatury, ciśnienia, wilgotności, oświetlenia, koloru, ruchu, poziomu gazów w powietrzu i wielu innych. Warunki środowiskowe mają duży wpływ na nasze samopoczucie, komfort i produktywność. Komfort termiczny jest ważnym czynnikiem w systemach klimatyzacji. W jakich warunkach ludzie czują się komfortowo, kiedy odczuwa się dyskomfort i w którym momencie warunki pogarszają ludzkie zdrowie? Wilgotność względna i temperatura odgrywają kluczową rolę w tym kontekście.

Podziękowania dla pana Cezarego Rodziewicza, inżyniera aplikacyjnego z firmy Arrow Electronics Poland, za udostępnienie na targach „Arrow MultiSolution Day 2019" w Warszawie modułów sprzętowych „SHT31 Smart Gadget Development Kit".

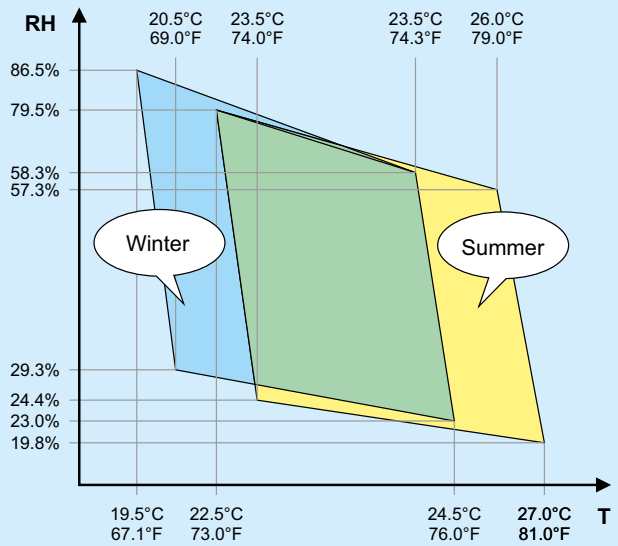
Podstawowymi parametrami komfortu termicznego są temperatura i wilgotność. **Wilgotność bezwzględna** wyrażana jest w g/m³ i oznacza ilość wody rozpuszczonej w 1 m³ powietrza. **Wilgotność względna** przedstawiana jest w procentach i informuje o stosunku ilości wody zawartej w powietrzu do maksymalnej ilości, jaka mogłaby się w nim znaleźć, biorąc pod uwagę aktualną temperaturę. Temperatura, do której powietrze musiałoby się ochłodzić, aby zawarta w nim ilość wody dała wilgotność względną 100%, to tak zwany **punkt rosy** (*dev point*). Przy tej temperaturze para wodna zawarta w powietrzu osiąga na skutek schładzania stan nasycenia (przy zastanym składzie i ciśnieniu powietrza), a poniżej tej temperatury staje się przesycona i skrapla się lub resublimuje.

Warunki komfortu termicznego

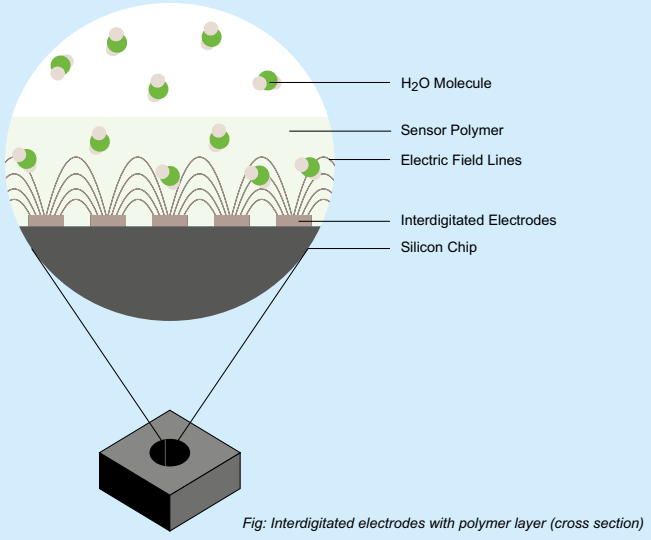
Zachowanie optymalnej wilgotności powietrza jest ważne przede wszystkim ze względu na zdrowie i dobre samopoczucie człowieka.

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 1. Strefa komfortu według ASHRAE-55-1992 [14]



Rysunek 2. Budowa pojemnościowego czujnika wilgotności względnej firmy Sesirion [13]

Zbyt suche powietrze wywołuje dolegliwości takie jak drapanie w gardle, suchy kaszel i podrażnienie oczu oraz negatywnie wpływa na kondycję skóry. Zbyt wysoka wilgotność powietrza prowadzi natomiast do bólów głowy, uczucia zimna, a czasami także chorób górnych dróg oddechowych. Ponadto nadmierna wilgotność sprzyja rozwojowi pleśni i grzybów, które obniżają odporność i zaburzają pracę układu oddechowego, a w skrajnych przypadkach prowadzą do uszkodzenia nerek i wątroby. Zbyt niska z kolei skutkuje rozsychaniem powierzchni drewnianych, takich jak parkiet czy meble [13]. Na rysunku w nagłówku artykułu jest pokazany wynik odczytu wilgotności względnej i temperatury z zaznaczoną strefą komfortu termicznego oraz wymienione są schorzenia, będące wynikiem zbyt niekorzystnych warunków.

Wraz z nadejściem zmian klimatu i globalnym dążeniem do zwiększenia efektywności energetycznej we wszystkich aspektach życia, w tym wentylacji budynków, komfort termiczny stał się w ostatnich latach przedmiotem gorących (zamierzonych) działań. Celem standardu ASHRAE 55 (opublikowanego przez American Society of Heating, Refrigerating and Air-Conditioning Engineers) jest określenie różnych kombinacji wewnętrznych termicznych czynników środowiskowych, a także czynników osobistych, które wytworzą termiczne warunki środowiskowe akceptowalne dla większości mieszkańców (**rysunek 1**). ASHRAE 55 definiuje komfort termiczny jako „ten stan umysłu, który wyraża zadowolenie ze środowiska termicznego" i jest stosowany przede wszystkim w Stanach Zjednoczonych, ale jest dobrze znany na całym świecie jako standard projektowania, uruchamiania i testowania przestrzeni i systemów wewnętrznych równolegle z innymi dobrze znanymi normami międzynarodowymi, takimi jak ISO 7730 [14].

Sześć branych pod uwagę czynników środowiskowych i osobistych to temperatura, promieniowanie cieplne, wilgotność, prędkość powietrza, poziom aktywności (tempo metabolizmu) oraz odzież (stopień izolacji). Norma ta nie uwzględnia czynników, w tym jakości powietrza, akustyki, oświetlenia lub zanieczyszczenia.

Pomiar wilgotności względnej (*Relative Humidity*, RH)

Pomiary parametrów środowiska otwierają nowe możliwości tworzenia inteligentniejszych urządzeń, a także zwiększają efektywność energetyczną w wielu różnych zastosowaniach. Obecnie oferowanych jest wiele układów scalonych do pomiaru wilgotności względnej. Dostarczają one wyniki pomiaru w postaci analogowej, jako przebieg PWM lub poprzez interfejs I²C lub SPI (albo oba do wyboru). Jednak tylko kilka produkowanych obecnie cyfrowych czujników wilgotności względnej i temperatury ma rozdzielczość 16 bitów. Wszystkie te układy są wykonane w technologii MEMS z wykorzystaniem techniki pojemnościowej. Niektóre układy scalone dodatkowo wykonują pomiar ciśnienia, a jeden układ wykonuje jeszcze pomiar jakości powietrza.

Do pomiaru wilgotności względnej stosowany jest kondensator o dużej powierzchni z materiałem izolacyjnym czułym na zmiany wilgotności. Jego pojemność jest proporcjonalna do zmian wilgotności i ma liniową zależność od temperatury. Czujnik pomiarowy zawiera kondensator z polimerem jako izolatorem. Polimer absorbuje wodę proporcjonalnie do wilgotności względnej, co powoduje zmiany pojemności kondensatora [13]. Zmiany pojemności są bardzo małe, rzędu 0,2...0,5 pf dla 1% RH. Ta zmiana jest mierzona elektronicznie i udostępniana w postaci odczytu wilgotności względnej. Równocześnie polimer tworzy warstwę zabezpieczającą.

Nowe technologie wytwarzania cienkich warstw pozwalają na uzyskanie czujników wilgotności względnej, które są bardzo małe, dokładne, stabilne i łatwe do produkcji wielkoskalowej. Wybór poliamidu pozwala na uzyskanie szybkiej odpowiedzi (mniej niż 10 s) przy małej histerezie. Warstwa poliamidu o grubości mniejszej niż 5 μm umożliwia uzyskanie doskonałej stabilności [4].

Dokładność pomiarów jest ograniczona przez dryft długoterminowy powodowany przez duże zmiany wilgotności i temperatury oraz przez zapylenie. Zwiększenie dokładności pomiarów jest realizowane poprzez dokładny pomiar temperatury. Typowo, po zamknięciu struktury scalonej w obudowie, jest przeprowadzana fabryczna kalibracja. Dane kalibracyjne są ładowane do wewnętrznej pamięci kalibracyjnej. Umożliwia to wykonywanie cyfrowej kompensacji wpływu temperatury na pomiar wilgotności względnej. Czujniki obu wielkości muszą być umieszczone blisko siebie, najlepiej na tej samej strukturze scalonej.

Do budowy scalonych czujników wilgotności względnej firmy Sensirion została zastosowana całkowicie nowa i zoptymalizowana firmowa technologia CMOSens [13]. Pozwala ona na wykonywanie układów w cienkiej strukturze krzemowej przy stosowaniu standardowego procesu CMOS. Czujnik pomiarowy jest wykonany jako kondensator w technologii MEMS w postaci palczastej struktury z polimerem jako izolatorem (**rysunek 2**).

Grzejnik wewnętrzny

Typowo układ scalony czujnika wilgotności względnej zawiera wewnętrzny grzejnik [9]. Jest on włączany programowo i umożliwia wzrost wewnętrznej temperatury o kilka °C. Grzejnik jest przeznaczony do wykonywania testów, ale może być bardzo przydatny do odparowania wilgoci z czujnika w warunkach, kiedy w środowisku

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl f319dfd8e2

mierzonym wystąpiła kondensacja. Również, gdy czujnik miał kontakt z VOC (lotne związki organiczne, *Volatile Organic Compounds*), włączenie grzejnika pomaga usunąć jego wpływ [4].

Wymagania projektowe stosowania czujników wilgotności względnej

Aby uzyskać poprawny pomiar temperatury i wilgotności względnej, należy zapewnić minimalną różnicę pomiędzy czujnikiem a otoczeniem. Czujnik potrzebuje czasu, nazywanego czasem odpowiedzi, na uzyskanie zgodności ze zmianą warunków otoczenia.

Najczęstszą przyczyną błędów pomiaru temperatury są źródła ciepła. Błędy pomiaru wilgotności względnej są najczęściej spowodowane przez odchylenia temperatury oraz przez długi czas odpowiedzi. Już odchylenie temperatury o 1°C przy RH 90% powoduje błąd pomiaru RH o 5%.

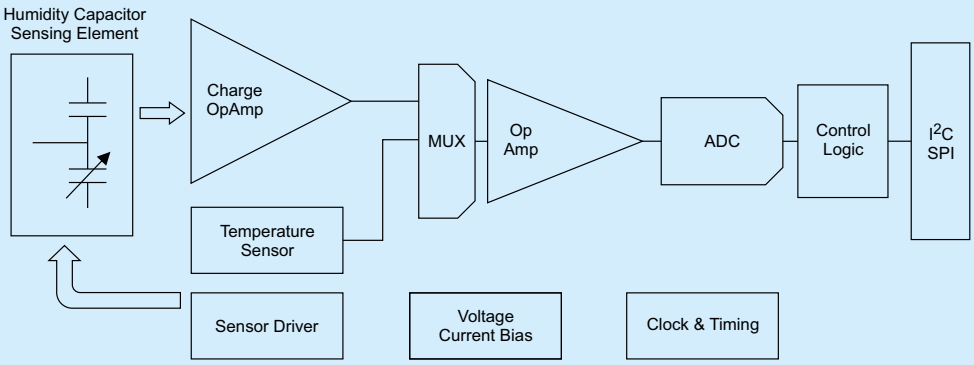
Istotnym źródłem błędu może być samopodgrzewanie (*self heating*) układu. Struktury scalone układów serii SHT3x mają bardzo małe rozmiary. Już nawet nieduża moc pobierana podczas długiego czasu pomiaru może spowodować podgrzewanie. Zaleca się aby czas aktywny (pomiar + transmisja) wynosił do 10% czasu cyklu akwizycji.

Układ scalony HTS221 firmy STMicroelectronics

Wykonany w technologii pojemnościowej (**rysunek 3**) **układ HTS221 (rysunek 4)** udostępnia 16-bitowe pomiary wilgotności względnej w zakresie 0...100% z dużą rozdzielczością 0,004% RH/LSB oraz dokładnością ±3,5% RH (w zakresie 20...80% RH) [2]. Czas odpowiedzi wynosi (τ 0...63%) 10 s, dryft długoterminowy (20...80% RH) 0,5% RH/rok a histereza ±1% RH. Dodatkowo wykonywany jest 16-bitowy pomiar temperatury. Umożliwia to wewnętrzne skompensowanie termiczne pomiarów. Układ jest skalibrowany fabrycznie, pracuje z szerokim zakresem zasilania 1,7...3,6 V, pobiera 2,1 μA średnio przy odczycie 1 Hz oraz 500 nA w stanie uśpienia. Układ obsługuje łącze komunikacyjne I²C oraz SPI. Dostarczany jest w małej obudowie 2×2×0,9 mm. Układ HTS221 jest stosowany w popularnym module Thingy:52 firmy Nordic Semiconductor [S21, 6].

Układ scalony ENS210 firmy AMS

Układ ENS210 jest również wykonany w technologii pojemnościowej [3]. Pojemność jest mierzona poprzez przetwornik analogowo-cyfrowy typu Sigma-Delta z aproksymacją drugiego rzędu (**rysunek 5**). Udostępnia 16-bitowe pomiary wilgotności względnej w zakresie 0...100% z rozdzielczością 0,03% RH/LSB oraz dokładnością ±2,2% RH (typowo, w zakresie 20...80% RH). Czas odpowiedzi wynosi (τ 0...63%) 3 s, dryft długoterminowy (20...80% RH) 0,25% RH/rok a histereza ±0,7% RH. Dodatkowo wykonywany jest 16-bitowy pomiar temperatury. Umożliwia to skompensowanie termiczne pomiarów. Układ jest skalibrowany fabrycznie, pracuje z zasilaniem w zakresie 1,7...3,6 V, pobiera 58 μA przy pracy ciągłej, 6,6 μA średnio przy odczycie 1 Hz (1,8 V) oraz 40 nA w stanie uśpienia. Układ obsługuje łącze komunikacyjne I²C. Dostarczany jest w małej obudowie 2×2×0,75 mm (**rysunek 6**).



Rysunek 3. Schemat blokowy układu HTS221 firmy ST Semiconductor [2]

Rysunek 4. Układ HTS221

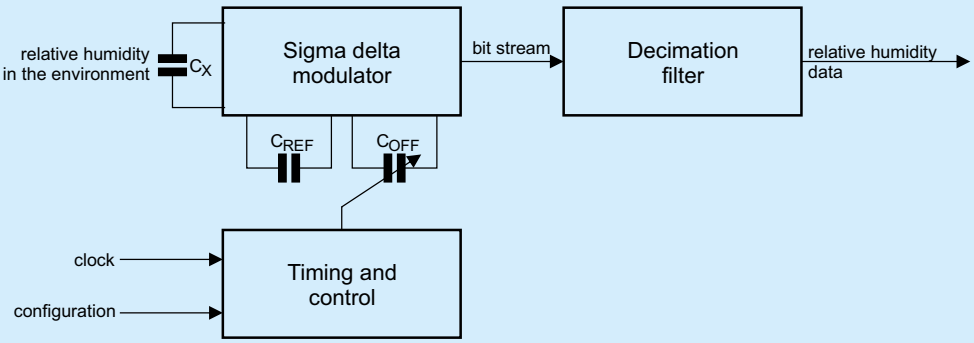
Układy scalone serii Si70xx firmy Silicon Labs

Produkowane są jako monolityczne układy CMOS z patentowanym zastosowaniem polimeru o niskim współczynniku K [4]. Układy scalone Si7006/13/20/21/34 to seria czujników wilgotności względnej i temperatury z interfejsem I²C. Do tej samej rodziny należy seria układów scalonych Si7007/22/23 z wyjściem cyfrowym PWM.

Układy Si7006/13/20/21 drugiej generacji wymagają zasilania napięciem z przedziału 1,9...3,6 V i dostępne są w obudowie 3×3×0,75 mm (**rysunek 7**). Układ Si7013 ma dodatkowe wejścia analogowe do pomiaru temperatury (z programowalną linearyzacją) zewnętrznego czujnika termistorowego. Ułatwia to budowę konstrukcji wymagających 2-strefowego pomiaru temperatury.

W celu ochrony przed kurzem, brudem i zanieczyszczeniami chemicznymi układy Si7006/13/20/21 można wyposażyć w opcjonalną fabrycznie montowaną pokrywę ochronną.

Układ scalony Si7034 trzeciej generacji ma mniejszą obudowę 2×2×0,75 mm i niższe napięcie zasilania 1,67...1,98 V. Udostępnia 16-bitowe pomiary wilgotności względnej w zakresie 0...100% z dokładnością ±3% RH (typowo, w zakresie 20...80% RH) [4]. Czas odpowiedzi wynosi (τ 0...63%) 18 s, dryft długoterminowy (20...80% RH) 0,25% RH/rok a histereza ±1% RH. Dodatkowo wykonywany jest



Rysunek 5. Układ pomiarowy czujnika wilgotności względnej układu scalonego ENS210 firmy AMS [3]

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl f319dfd8e2

16-bitowy pomiar temperatury, który umożliwia wewnętrzne skompensowanie termiczne pomiarów. Układ jest skalibrowany fabrycznie, pobiera 106 μA przy pomiarze RH oraz 50 nA w stanie uśpienia.

Rysunek 6. Układ ENS 210

Rysunek 7. Układ Si7006

Układ scalony BME280 firmy Bosch

Układ scalony BME280 firmy Bosch wykonuje pomiary ciśnienia (300...1100 hPa, 18/20 b), temperatury (–40...+85°C, 18/20 b) oraz wilgotności względnej w technologii pojemnościowej [5]. Udostępnia 16-bitowe pomiary wilgotności względnej w zakresie 0...100% z rozdzielczością 0,008% RH/LSB oraz dokładnością ± 3% RH (w zakresie 20...80% RH). Czas odpowiedzi wynosi (τ 0...63%) 1 s, dryft długoterminowy (20...80% RH) 0,5% RH/rok a histereza ±1% RH. Wykonywany wewnętrznie precyzyjny pomiar temperatury umożliwia wewnętrzne skompensowanie termiczne pomiarów. Układ jest skalibrowany fabrycznie, pracuje z szerokim zakresem zasilania 1,71...3,6 V, pobiera 340 μA przy pomiarze RH, 1,8 μA średnio przy odczycie 1 Hz oraz 100 nA w stanie uśpienia. Układ obsługuje łącze komunikacyjne I²C oraz SPI z osobnym napięciem 1,2…3,6 V. Dostarczany jest w metalowej obudowie 2,5×2,5×0,93 mm (**rysunek 8**).

Rysunek 8. Układ BME280

Układ scalony BME680 firmy Bosch

Układ scalony BME680 firmy Bosch służy do pomiaru jakości powietrza, temperatury (–40...85°C, 16/20 b), ciśnienia (300...1100 hPa, 18/20 b) oraz wilgotności względnej w technologii pojemnościowej. Jest wykonany w technologii MEMS [7]. Czujnik gazu może wykrywać szeroki zakres gazów do pomiaru jakości powietrza. Gazy, które mogą być wykrywane przez BME680, obejmują lotne związki organiczne (VOC) z farb (takich jak formaldehyd), lakiery, produkty do usuwania farby, środki czyszczące, meble, sprzęt biurowy, kleje i alkohol, także wydychane przez człowieka.

Udostępnia 16-bitowe pomiary wilgotności względnej w zakresie 0...100% z rozdzielczością 0,008% RH/LSB oraz dokładnością ±3% RH (w zakresie 20...80% RH). Czas odpowiedzi wynosi (τ 0...63%) 8 s, dryft długoterminowy (20...80% RH) 0,5% RH/rok a histereza ±1,5% RH. Wykonywany wewnętrznie precyzyjny pomiar temperatury umożliwia skompensowanie termiczne pomiarów. Układ jest skalibrowany fabrycznie, pracuje z szerokim zakresem zasilania 1,71...3,6 V, pobiera 340 μA przy pomiarze HR, 2,1 μA średnio przy odczycie 1 Hz oraz 150 nA w stanie uśpienia. Układ obsługuje łącze komunikacyjne I²C oraz SPI z osobnym napięciem 1,2...3,6 V. Dostarczany jest w metalowej obudowie 2,5×2,5×0,93 mm (**rysunek 9**). Układ scalony BME680 został zastosowany w nowym module komunikacji mobilnej (LTE) Thingy:91 firmy Nordic Semiconductor [S31, 8].

Rysunek 9. Układ BME680

Cyfrowe czujniki wilgotności i temperatury serii SHT3x firmy Sensirion

Sensirion jest wiodącym na świecie producentem cyfrowych czujników wilgotności względnej i temperatury. Poprzez pionierskie cyfrowe czujniki wilgotności ponad 15 lat temu firma Sensirion ustanowiła standard branżowy. Najlepsze w swojej klasie produkty, niezrównane doświadczenie i doskonałe wsparcie aplikacji sprawiają, że Sensirion jest partnerem nr 1 w zakresie wykrywania wilgotności i temperatury. Dzięki opatentowanej technologii CMOSens firma Sensirion jako pierwsza zaoferowała cyfrowy czujnik wilgotności klasy motoryzacyjnej ze skalibrowanym i zlinearyzowanym sygnałem wyjściowym. Co trzeci samochód ma zainstalowany czujnik wilgotności względnej firmy Sensirion [13]. Czujniki firmy Sensirion zapewniają

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl f319dfd8e2

szczegółowe i wiarygodne dane dotyczące kluczowych parametrów środowiskowych, takich jak wilgotność, temperatura, lotne związki organiczne (VOC), pyły zawieszone (PM2,5) i CO_2.

Obecnie firma Sensirion produkuje wiele typów czujników wilgotności względnej i temperatury. Najnowsze układy to SHTC3 jako zamiennik poprzedniego standardu przemysłowego SHTC1, najmniejszy (1,3×0,7×0,5 mm) układ SHTW2 przeznaczony do noszonych i mobilnych zastosowań Internetu Rzeczy oraz seria SHT3x [13] (**rysunek 10**). Seria SHT3x czujników wilgotności (RH) oraz temperatury (TEMP) składa się z trzech wersji [9]:

- SHT30 – tania wersja: RH ±3%, TEMP ±0,3°C,
- SHT31 – standardowa wersja: RH ±2%, TEMP ±0,2°C,
- SHT35 – wysokiej klasy wersja: RH ±1,5%, TEMP ±0,1°C.

Pełna nazwa układu serii SHT3x składa się z numeru wersji, a następnie typu interfejsu:

- ARP interfejs analogowy,
- DIS interfejs cyfrowy I²C.

Dalej jest oznaczenie zabezpieczenia:

- B bez zabezpieczenia,
- F zabezpieczenie membraną,
- P zabezpieczenie pokrywą.

Struktura scalona czujnika serii SHT3x o powierzchni tylko kilku mm² jest pokazana na **rysunku 11**. Czujniki temperatury i wilgotności względnej są umieszczone na strukturze bezpośrednio obok siebie. Pozwala to uniknąć wystąpienia różnic ich temperatury. Umożliwia to bardzo precyzyjne ustalanie punktu rosy. Również bezpośrednio obok czujników umieszczony jest wzmacniacz analogowy połączony z przetwornikiem analogowo-cyfrowym. Takie rozwiązanie powoduje uzyskanie olbrzymiej odporności na zakłócenia, stabilności długoterminowej oraz bardzo wysokiej dokładności. Bezpośrednio w strukturze zostały również zintegrowane układy cyfrowego przetwarzania sygnałów. Umożliwia to wykonywanie inteligentnych funkcji jak: testowanie poprawności własnego działania, pełna linearyzacja pomiarów, kompensacja wpływu zmian temperatury oraz zmian wartości napięcia zasilania. Struktura zawiera również układy cyfrowe interfejsu komunikacyjnego, co umożliwia łatwe integrowanie czujnika do systemu cyfrowego.

Dla każdego układu, po zamknięciu struktury scalonej w obudowie, jest przeprowadzana pełna kalibracja. Dane kalibracyjne są ładowane do wewnętrznej pamięci kalibracyjnej. Umożliwia to zapewnienie stabilności długoterminowej oraz pełnej identyczności wszystkich produkowanych układów i ich zamienności w 100%.

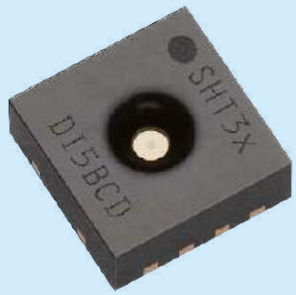
Układy SHT3x udostępniają trzy tryby dokładności pomiarowej (*repeatability modes*) z różnym czasem pomiaru:

- niską (2,5 ms),
- średnią (4,5 ms),
- wysoką (12,5 ms).

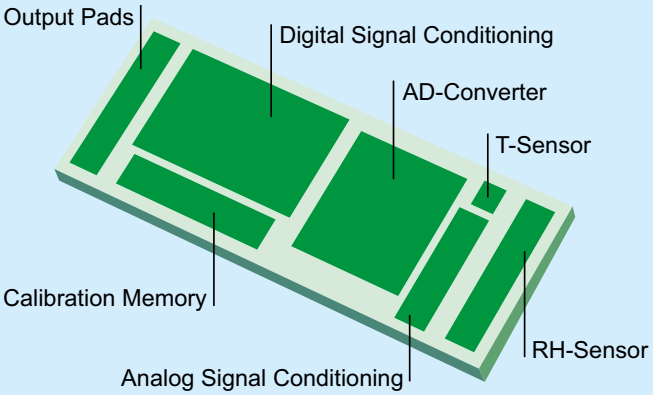
Akwizycja danych może się odbywać w dwóch trybach:

- Odczyt pojedynczy – daje w rezultacie parę 16-bitowych danych temperatury i wilgotności względnej (oraz obliczone CRC),
- Odczyt cykliczny – daje ciąg par danych cyfrowych z wybieraną szybkością powtarzania 0,5/1/2/4/10 pomiarów na sekundę.

Układy scalone serii SHT3x dostępne są w obudowie DFN o rozmiarach 2,5×2,5 mm² i wysokości 0,9 mm. Na górnej powierzchni obudowy jest otwór. Układy pracują z napięciem zasilania z zakresu 2,15...5,5 V. Udostępniają 16-bitowe pomiary wilgotności względnej w zakresie 0...100% z rozdzielczością 0,001% RH/LSB. Czas odpowiedzi wynosi (τ 0...63%) 8 s, dryft długoterminowy (20...80% RH) 0,25% RH/rok a histereza ±0,8% RH. Pobierają 600 µA przy pomiarze HR, 1,7 µA średnio przy odczycie 1 Hz oraz 200 nA w stanie uśpienia.



Rysunek 10. Układ SHT3x



Rysunek 11. Struktura scalona czujnika serii SHT3x

Wersje cyfrowe układów SHT3x zawierają cyfrowy interfejs standardu I²C z dwoma adresami wybieranymi przez użytkownika. Układ przy pracy w trybie ostrzegania może, po przekroczeniu wartości minimalnych/maksymalnych pomiaru RH/TEMP, zgłaszać alarm na wyprowadzeniu ALERT.

Opcja filtra membranowego

Membrana SHT3x to folia PTFE, która chroni otwór czujnika przed wodą i kurzem zgodnie z normą szczelności IP67. Umożliwia to stosowanie czujnika w trudnych warunkach środowiskowych, w których rozpylanie wody i duże narażenie na pył może być trudne dla dokładnego działania czujnika. Pokrywa membrany jest przymocowana do pakietu czujnika za pomocą dwustronnej taśmy samoprzylepnej, która została zaprojektowana tak, aby pozostała na obudowie przez cały okres użytkowania czujnika. Obudowa DFN nadaje się do wielu cykli lutowania rozpływowego i jest chroniona wyłączną licencją na wiele patentów.

Ze względu na minimalną objętość obudowy i wysoką przepuszczalność pary wodnej, czas odpowiedzi sygnału wilgotności względnej i temperatury jest identyczny z wartością uzyskaną przez nieosłonięty czujnik. Chociaż opcja membrany zapewnia doskonałą ochronę przed wnikaniem wody i pyłu zgodnie z IP67, zasadniczo nie zapobiega zanieczyszczeniu lotnymi chemikaliami [13].

Pokrywa ochronna

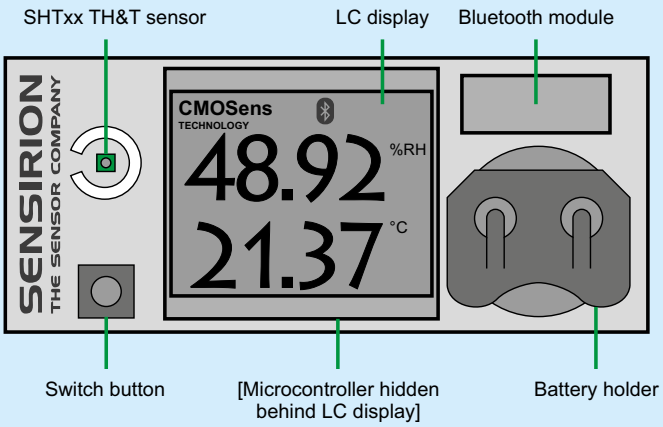
Pokrywa ochronna SHT3x jest opcjonalną folią poliamidową przymocowaną bezpośrednio do górnej powierzchni czujnika. Obejmuje pełny obszar wykrywania SHT3x, a zatem działa jako niezawodna osłona przed zanieczyszczeniem podczas montażu czujnika SMT i późniejszych procesów technologicznych, takich jak powlekanie konformacyjne lub zalewanie. Pokrywa ochronna została zaprojektowana tak, aby wytrzymać wiele cykli lutowania rozpływowego. Aby umożliwić prawidłowe działanie czujnika, należy pokrywę usunąć po montażu. Po oderwaniu pokrywy czujnik będzie działał zgodnie z danymi w arkuszu danych [13].

Zestaw uruchomieniowy *SHT31 Smart Gadget*

Firma Sensirion oferuje prostą referencyjną płytkę drukowaną, która demonstruje wyjątkową wydajność i łatwość użycia czujników wilgotności i temperatury firmy [10]. W zestawie zastosowano czujnik wilgotności i temperatury SHT31-DIS-B. Jest umieszczony na płytce drukowanej na specjalnej zatoce (**rysunek 12**). Zapewnia to maksymalną izolację termiczną czujnika od reszty układu elektronicznego. Dodatkowo ułatwia przepływ powietrza wokół czujnika, co poprawia jego kontakt z otoczeniem.

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl f319dfd8e2



Rysunek 12. Zestaw uruchomieniowy SHT31 *Smart Gadget*

Na środku płytki zestawu jest zamontowany wyświetlacz LCD, pod nim zamontowano układ scalony MC9S08LL8CGT firmy NXP (dawniej Freescale) pracujący jako sterownik LCD. Złącze debuggowe tego układu scalonego jest dostępne po drugiej stronie płytki drukowanej zestawu.

Czujnik SHT31 oraz sterownik LCD i przycisk są dołączone do układu scalonego nRF51822 [1] modułu komunikacyjnego BVM-CN5103-BK firmy Braveridge. Szyna I²C czujnika SHT31 jest wyprowadzona na złącze płytki drukowanej zestawu. Moduł zawiera kwarc 16 MHz (zegar główny) oraz 32,768 kHz (zegar czasu rzeczywistego) a także antenę z układem dopasowującym. Złącze debuggowe układu nRF51822 jest dostępne po drugiej stronie płytki drukowanej zestawu. Wszystkie układy zestawu są zasilane z baterii typu CR2032 (3 V) umieszczonej w koszyku na górnej powierzchni płytki drukowanej zestawu.

Cechy zestawu uruchomieniowego *SHT31 Smart Gadget*:

- Wyświetlacz LCD pokazujący wilgotność, temperaturę i punkt rosy w °C i °F,
- Łączność Bluetoogh Low Energy (BLE) ze smartfonami z systemem iOS i Android,
- Dostępne aplikacje na iOS i Android,
- Możliwości rejestrowania danych,
- Dostępne na GitHub zasoby projektowe inteligentnego gadżetu SHT31.

Praca z zestawem uruchomieniowym SHT31 *Smart Gadget*

Najpierw należy przełamać załączoną z zestawem małą płytkę. W ten sposób otrzymuje się dwie podpórki, które trzeba nałożyć na płytkę drukowaną zestawu, po obu stronach wyświetlacza LCD.

Następnie należy usunąć folię zabezpieczającą baterię. Na wyświetlaczu LCD wyświetlana jest:

- w górnej linii wartość wilgotności względnej *% RH*.
- w dolnej linii wartość temperatury *°C*.

Po krótkim przyciśnięciu przycisku na wyświetlaczu LCD wyświetlana jest w górnej linii wartość temperatury punktu rosy w °C (*dew point*). Ponowne naciśnięcie przycisku przywraca standardowe wyświetlanie wilgotności względnej. Aby temperatura była wyświetlana w °F, należy przytrzymać przycisk podczas zakładania baterii.

Zestaw automatycznie zapamiętuje odczytane wartości pomiarów w wewnętrznej pamięci. Po nawiązaniu połączenia BLE zapamiętane dane mogą być odczytane i wyświetlane przez aplikację na smartfonie.

Praca z komunikacją BLE

Po długim (ponad 1 s) przyciśnięciu przycisku na zestawie:

- Na wyświetlaczu LCD wyświetlany jest w górnej linii napis: *rF on*,
- W dolnej linii wyświetlane są cztery ostatnie cyfry adresu BLE,
- Po ok. 4 s zestaw powraca do standardowego wyświetlania danych. Ikonka BLE na wyświetlaczu LCD zaczyna pulsować. Sygnalizuje to pracę zestawu w stanie rozgłaszania BLE.

Po ponownym długim naciśnięciu przycisku na zestawie:

- Na wyświetlaczu LCD wyświetlany jest napis: *rF off*,
- Ikonka BLE na wyświetlaczu LCD przestaje być wyświetlana,
- Zestaw powraca do standardowego wyświetlania danych.

Urządzenie *Central BLE* (na przykład smartfon) może zestawić połączenie z zestawem *SHT31 Smart Gadget* w stanie rozgłaszania BLE. Stan połączenia BLE jest sygnalizowany stałym wyświetlaniem ikonki BLE na wyświetlaczu LCD.

Jeśli połączenie zostanie utracone, to ikonka BLE na wyświetlaczu LCD zaczyna pulsować.

Jeśli urządzenie Central BLE, z którym zestaw miał połączenie, znowu będzie w zasięgu, to nastąpi automatyczne wznowienie przerwanego połączenia.

Aplikacja *MyAmbience*

Do pracy z zestawem była przeznaczona aplikacja mobilna *Smart Gadget*. Jednak obecnie jest ona przestarzała (ale dalej opisywana w dokumentacji). Zamiast niej jest teraz oferowana nowa aplikacja mobilna *Sensirion MyAmbience*. Są dwie wersje tej aplikacji:

- dla systemu iOS (rozmiar 71,6 MB, aktualna wersja 1.3.1, wymaga iOS 10.3 lub nowszego), kompatybilna z iPhone, iPad, and iPod touch) [11],
- dla systemu Android (zaktualizowano 11 lipca 2019, rozmiar 8,4 M, aktualna wersja 1.5.0, wymaga Androida 5.0 lub nowszego) [12]. Smartfon musi udostępniać BLE co najmniej w wersji BLE 4.0.

Wybrane pozostałe artykuły kursu „Systemy dla Internetu Rzeczy"

[S21] Zestaw Nordic Thingy:52 IoT Sensor Kit, EP 12/2018
[S31] Nordic Thingy:91 – platforma prototypowania dla mobilnego IoT, EP 11/2019

Literatura

[1] Układy scalone z obsługą Bluetooth 5, Henryk A. Kowalski, EP 5/2018
[2] HTS221 Capacitive digital sensor for relative humidity and temperature, STMicroelectronics ***http://bit.ly/2SuvsG9***
[3] ENS210 Relative Humidity and Temperature Sensor with I²C Interface, AMS AG, ***http://bit.ly/2OdT82n***
[4] Si70xx, Single-Chip Relative Humidity and Temperature Sensors, Silicon Labs, ***http://bit.ly/2OcMNUJ***
[5] Bosch BME280, ***http://bit.ly/34hDeJO***
[6] Nordic Thingy:52 IoT Sensor Kit, Product Page, ***http://bit.ly/2FgcX1b***
[7] BME680 Low power gas, pressure, temperature & humidity sensor, Bosch Sensortec, ***http://bit.ly/34hDeJO***
[8] Nordic Thingy:91, Cellular IoT Prototyping platform, Product Page, Nordic Semiconductor, ***http://bit.ly/2MVC14V***
[9] Digital Humidity Sensor SHT3x (RH/T), Sensirion, ***http://bit.ly/35rNjEf***
[10] SHT31 Smart Gadget Development Kit, Sensirion, ***http://bit.ly/2Od0nrh***
[11] iOS (Apple iTunes Store), ***https://apple.co/2rmCQvi***
[12] Smart Gadget (Deprecated App), Sensirion AG, Android (Google Play Store), ***http://bit.ly/2rgMcbM***
[13] Humidity Sensors, Product Brochure, Sensirion, ***http://bit.ly/2ObUx9y***
[14] What Is ASHRAE 55? Basics of Thermal Comfort, Meg Jenkins, September 9th, 2019, ***http://bit.ly/35qbjaT***

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie **www.media.avt.pl**

eprasa.pl f319dfd8e2

Próby zostały wykonane z użyciem telefonu komórkowego SONY Xperia XA z obsługą transmisji radiowej BLE v4.1 i systemem operacyjnym Android. Po pobraniu, zainstalowaniu i uruchomieniu aplikacji *MyAmbience* należy na zakładce *Smart Gadgates* zeskanować dostępne w okolicy zestawy (**rysunek 13**). Są one pokazywane z domyślną nazwą *Smart Humigadget* i adresem MAC. Po prawej stronie linii opisu jest pokazywana ikonka obrazująca poziom sygnału radiowego.

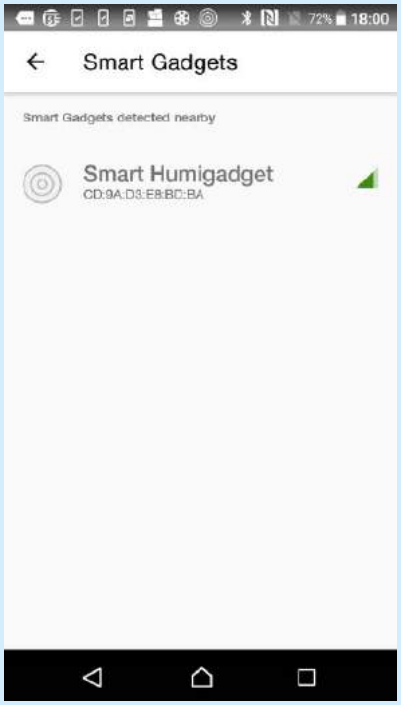
Po kliknięciu na linię wykrytego zestawu otwierana jest zakładka ustawienia jego parametrów (**rysunek 14**). Można tam ustawić jego nazwę, interwał logowania oraz odczytać stan baterii i wersję oprogramowania firmowego (FW). Ostatnia pozycja umożliwia przeprowadzenie aktualizacji oprogramowania FW. Zakładka *Settings* umożliwia wybór skali temperatury (°C i °F). Zakładka *About* umożliwia sprawdzenie wersji aplikacji (1.5.0) oraz typów obsługiwanych zestawów Smart Gadget (SHT31).

W głównym oknie aplikacji można oglądać dane na dwa sposoby:

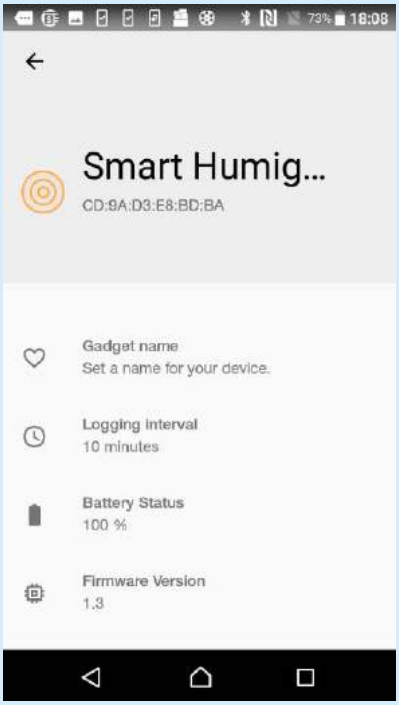
Dashboard – pokazuje aktualną wartość odczytanej wilgotności względnej i temperatury oraz ocenę poziomu komfortu termicznego (**rysunek 15**),

Plot – pokazuje wykres albo temperatury (T), albo wilgotności względnej (H). Wykres może obejmować ostatnie: 10 min, 1 godz., 6 godz., 1 dzień, 1 tydzień albo 4 tygodnie (**rysunek 16**).

Poniżej pokazywana jest też nazwa dołączonego zestawu oraz cztery ostatnie znaki jego adresu MAC. Na dole okna aplikacji pokazywana jest lista zestawów, z którymi aplikacja nawiązała połączenie. Pozwala to na prosty wybór zestawu do wyświetlania danych.



Rysunek 13. Zakładka *Smart Gadgets* aplikacji *My Ambience*



Rysunek 14. Zakładka ustawiania parametrów

Podsumowanie

Powyższy opis jest pierwszą próbą zapoznania się z zagadnieniami dotyczącymi czujników wartości fizycznych. Pokazuje ona, jak trudne i złożone jest to zagadnienie. Oferowane obecnie układy scalone do pomiaru wilgotności względnej i temperatury mają podobną budowę i oferują podobne parametry. Takie czujniki są stosowane w rozbudowanych zestawach Internetu Reczy, jak *Nordic Thingy:52 IoT Sensor Kit* oraz *Nordic Thingy:91 Cellular IoT Prototyping platform*.

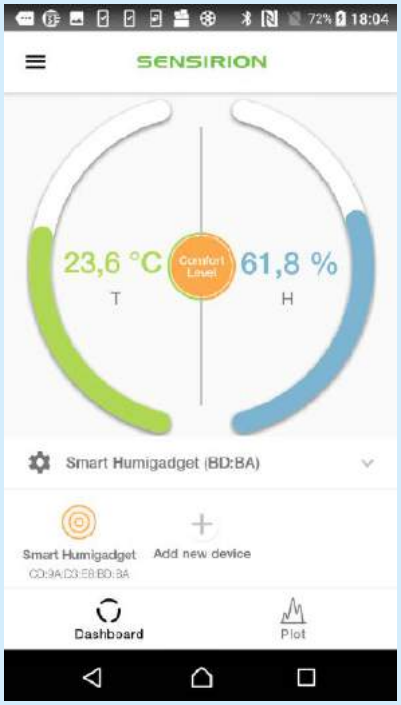
Dużym ułatwieniem przy rozpoczęciu pracy z samymi czujnikami są zestawy uruchomieniowe. Szczególnie jeśli są one uzupełnione przez odpowiednie aplikacje na urządzenia mobilne. Zestaw uruchomieniowy *SHT31 Smart Gadget* wyróżnia się automatycznym zapisem lokalnym danych pomiarowych, co umożliwia zebranie pełnej historii pomiarów.

W aplikacji mobilnej *Sensirion MyAmbience* dane dotyczące poziomu odbieranego sygnału radiowego (RSSI) nie są pokazywane w sposób liczbowy. Ikonka sygnalizująca poziom sygnału ma tendencję do pokazywania tylko trzech stanów: poziom duży (zaciemniona), brak sygnału (wyszarzona) oraz czasami jakiś poziom pośredni (do połowy zaciemniona). Wydaje się, że efektywny poziom sygnału radiowego BLE wysyłanego przez zestaw jest dosyć niski.

Skanowanie aktywnych urządzeń BLE wykonywane jest bardzo wolno. W oknie *Dashboard* nie jest pokazywany aktualny poziom odbieranego sygnału radiowego oraz brak przycisku skanuj/odśwież. Dobrym pomysłem jest pokazywanie nadanej nazwy zestawu, np. *Kitchen* wraz z czterema ostatnimi cyframi adresu BLE. Pozwala to na ich jednoznaczną identyfikację. Bardzo dobrym pomysłem jest automatyczne wznawianie połączenia z zestawem.

Wydaje się, że jest potrzeba dokładniejszego popatrzenia na czujniki kolejnych parametrów środowiska, jak czujnik jakości powietrza i czujnik pyłów.

Henryk A. Kowalski
Instytut Informatyki
Politechnika Warszawska



Rysunek 15. Okno *Dashboard* aplikacji *My Ambience*

Rysunek 16. Okno *Plot* aplikacji *My Ambience*

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie **www.media.avt.pl**

eprasa.pl f319dfd8e2

Eksperymenty z FPGA (1)

W listopadowym numerze EP 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.

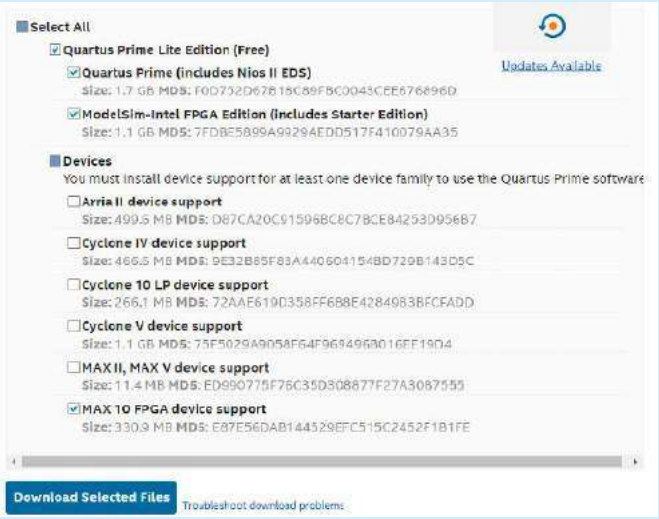
Oprogramowanie

Firma Intel udostępnia bezpłatnie wersję Lite swojego środowiska Quartus. Jest to wersja wystarczająca dla opisywanych dalej eksperymentów. Aby uzyskać oprogramowanie należy najpierw założyć konto na stronie [2] a dopiero potem pobrać odpowiednie pliki ze strony [3]. W najnowszej wersji wsparcie dla rodziny MAX10 nie jest dostępne, dlatego wybieramy wersję 18.1.

Mamy dość duży wybór dostępnych komponentów. Na **rysunku 1** zaznaczono tylko te, które są nam potrzebne. Wybieramy kolejno:

- Quartus Prime czyli narzędzie do syntezy wsadu dla układu FPGA,
- ModelSim – symulator, który użyjemy do testowania przygotowywanych projektów,
- Max 10 FPGA device support – pliki ze wsparciem dla naszego układu FPGA.

Pobieranie rozpocznie się gdy naciśniemy *Download Selected Files*. Pliki mają rozmiar około 4 GB, natomiast po instalacji środowisko może zajmować nawet około 10 GB. Przed rozpoczęciem warto sprawdzić, czy posiadamy wystarczającą ilość wolnego miejsca na dysku komputera. Instalacja przebiega klasycznie, zostaniemy tylko zapytani, czy chcemy zainstalować sterownik dla programatora USB Blaster, na co się zgadzamy.



Rysunek 1. Fragment strony internetowej z zaznaczonymi potrzebnymi komponentami

Bramki logiczne

Pierwszy eksperyment będzie bardzo prosty. Stworzymy trzy bramki logiczne a do ich wejść podłączymy przełączniki. Stan wyjść zostanie zapisany w rejestrach a wyjścia rejestrów połączymy z diodami LED. To proste zadanie pozwoli zapoznać się ze środowiskiem. Wszystkie przykłady są napisane w języku SystemVerilog, który jest następcą nierozwijanego już języka Verilog. Pozwala na przygotowanie zarówno syntezowalnej logiki, jak i testów, które można uruchomić w symulatorze.

Kod źródłowy przykładów znajdziemy w repozytorium ***http://bit.ly/2Y4d8I3*** [4]. Pliki z pierwszego przykładu znajdują się w katalogu *01_gates*. Logika, która ma być zaimplementowana w układzie FPGA jest modelowana w pliku *gates.sv*. Jego treść pokazano na **listingu 1**. Do edycji można użyć ulubionego edytora tekstowego. Ten dostarczony ze środowiskiem Quartus niestety nie jest zbyt przyjazny dla użytkownika.

Przyjrzyjmy się kolejnym elementom kodu. Na początku w linii numer 8 wyłączamy domyślny typ połączeń. W przeciwnym przypadku niezdefiniowane nazwy zostaną uznane za typ wire. Powoduje to dziwne i trudne do zdebugowania zachowanie modelu, ponieważ możliwe staje się zsyntezowanie kodu z literówkami. Niestety niektóre biblioteki korzystają z tej opcji i pomijają deklarowanie połączeń. Ponieważ dyrektywa `default_nettype obowiązuje od wystąpienia do końca kompilacji (a nie tylko w obrębie pojedynczego pliku) więc na końcu musimy przywrócić ustawienia domyślne, co następuje w linii 32.

Jednostką organizacyjną w SystemVerilogu jest *module* (ang. *moduł*). Rozpoczyna się on w linii 10 od słowa kluczowego i nazwy. Następnie w nawiasie okrągłym znajduje się opcjonalna lista wejść i wyjść. Na końcu znajduje się średnik (o którym łatwo zapomnieć). Moduł kończy się w linii 30 słowem kluczowym endmodule (tym razem już bez średnika). W naszym przypadku mamy trzy wejścia: zegarowe clk oraz in1 i in2 oraz trzy wyjścia led1, led2 i led3. W linii 18 zdefiniowane są dwie zmienne pomocnicze. Posłużą nam one do zrealizowania negacji, ponieważ włączone przełączniki ustawiają na wejściu stan niski.

Listing 1. Implementacja bramek logicznych w języku SystemVerilog (01_gates/gates.sv)

```
08 `default_nettype none
09
10 module gates (
11  input wire clk,
12  input wire in1,
13  input wire in2,
14  output logic led1,
15  output logic led2,
16  output logic led3
17 );
18  logic in1_n, in2_n;
19
20  always_comb begin
21      in1_n = ~in1;
22      in2_n = ~in2;
23  end
24
25  always_ff @(posedge clk) begin
26      led1 <= in1_n & in2_n;
27      led2 <= in1_n | in2_n;
28      led3 <= in1_n ^ in2_n;
29  end
30 endmodule
31
32 `default_nettype wire
```

Opis logiki realizowanej przez model znajduje się w blokach always (ang. *zawsze*). Pierwszy z nich always_comb służy do realizacji logiki kombinacyjnej. Jest on wywoływany zawsze, gdy zmianie ulegnie którykolwiek z sygnałów wejściowych. W naszym przypadku w momencie gdy zmianie ulegnie stan wejścia in1 lub in2, wtedy do zmiennych in1_n i in2_n zostanie zapisana ich negacja. Blok always_ff jest podobny, ale jest on wywoływany na zboczu sygnału zegarowego. W naszym przypadku jest to zbocze dodatnie (posedge). Wewnątrz bloku do wyjść sterujących diodami LED przypisane są wartości funkcji logicznych. Ich oznaczenie jest zgodne z tym spotykanym w języku C: i – &, lub – |, albo – ^. Korzystamy z tak zwanego przypisania nieblokującego <=. Oznacza ono, że wszystkie takie przypisania w pojedynczym bloku always_ff wykonywane są równocześnie, korzystając z kopi wartości zapisanych w poprzednim takcie zegara. Dokładnie jego działaniu przyjrzymy się przy implementacji rejestru

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl f319dfd8e2

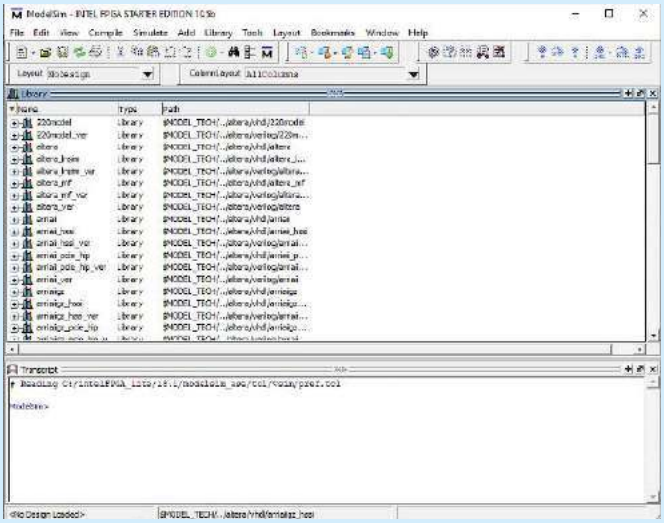
Listing 2. Testbench pozwalający na symulację modułu gates (01_gates/gates_tb.sv)

```
08 `default_nettype none
09 `timescale 100ps / 100ps
10
11 module gates_tb;
12  logic clk, in1, in2;
13
14  initial begin
15      clk = '0;
16      forever #62.5ns clk = ~clk;
17  end
18
19  initial begin
20      in1 = 1'b1;
21      in2 = 1'b1;
22      #200ns
23      in1 = 1'b0;
24      in2 = 1'b1;
25      #200ns
26      in1 = 1'b1;
27      in2 = 1'b0;
28      #200ns
29      in1 = 1'b0;
30      in2 = 1'b0;
31      #200ns
32      $stop;
33  end
34
35  gates dut (
36      .clk(clk),
37      .in1(in1),
38      .in2(in2),
39      .led1(),
40      .led2(),
41      .led3()
42  );
43 endmodule
44
45 `default_nettype wire
```

przesuwnego. Tu warto wspomnieć, że zwykły znak równości = oznacza przypisie blokujące, które wykonywane są sekwencyjnie. Nie zaleca się mieszania obydwóch przypisań w obrębie jednego bloku. Ponieważ mamy już gotowy moduł, przejdziemy do sprawdzenia jego działania.

Testbench

Zanim przejdziemy do uruchamiania modułu w sprzęcie warto wykonać jego symulację. Debugowanie modułów uruchomionych w układzie FPGA jest trudne. W przeciwieństwie do mikrokontrolerów nie mamy tutaj gotowego bloku odpowiadającego za debugowanie. Możliwe jest syntezowanie specjalnego modułu SignalTap pozwalającego na zapis fragmentów przebiegów z wybranych ścieżek. Jednak zdecydowanie łatwiej początkowe testy przeprowadzić najpierw w symulatorze. Wraz ze środowiskiem programistycznym zainstalowaliśmy program ModelSim. Aby z niego skorzystać musimy przygotować odpowiednie sygnały wejściowe, które pozwolą prześledzić pracę naszego modułu. Język SystemVerilog składa się z dwóch części. Pierwsza pozwala na tworzenie syntezowalnego kodu, który zostanie następnie uruchomiony w układzie FPGA. Druga pozwala



Rysunek 2. Okno programu ModelSim

na opisanie testbenchu (ang. *modułu testowy*). Na **listingu2** znajduje się kod, który pozwoli nam przetestować moduł gates.

Na początku, tak jak poprzednio wyłączamy domyślny typ połączeń. Nowość pojawia się w linii 9. Poleceniem `timescale ustawiamy czas trwania jednego kroku symulacji na 100 ps. W linii 11, podobnie jak poprzednio definiujemy moduł gates_tb. Tym razem nie ma on żadnych wejść ani wyjść więc od razu po nazwie pojawia się średnik.

Następnie zdefiniowane są trzy zmienne, które posłużą nam do generowania wejść. Ich kolejne wartości generujemy w blokach initial. Są one trochę podobne do bloków z rodziny always, ale są uruchamiane tylko raz, na początku symulacji. Możemy stworzyć dowolną ilość bloków i wszystkie będą wykonywane równolegle. Możemy sobie je wyobrazić jako osobne wątki. W pierwszym z nich (linie 14...18) generujemy sygnał zegarowy. Najpierw inicjujemy początkową wartość zmiennej clk na 0. Następnie w nieskończonej pętli oczekujemy 62,5 ns i zmieniamy jej stan na przeciwny. W ten sposób uzyskamy prostokątny sygnał zegarowy o częstotliwości 8 MHz, czyli takiej jak generator zamontowany na płytce.

Pierwszy spotykamy się z nie syntezowalną instrukcją opóźnienia #. Jest ona używana tylko do symulacji. Opóźnienie w sprzęcie musimy zrealizować w inny sposób – poprzez użycie bloku always_ff i sygnału zegarowego.

Drugi blok initial jest dużo prostszy, choć znacznie dłuższy. Na początku ustawiamy w nim wszystkie 4 możliwe kombinacje stanów wejść. Po każdej z nich oczekujemy 200 ns. Gdy wprowadzimy już wszystkie możliwe wymuszenia wywołujemy rozkaz $stop. Dojście do niego powoduje wstrzymanie symulacji.

Ostatnim elementem testbechu jest zainstancjonowanie modułu gates i podłączenie do niego generowanych sygnałów. Ma to miejsce w liniach 35...42. Najpierw umieszczamy nazwę naszego modułu, a po niej nazwę instancji. W tym przypadku jest to dut (ang. *device under test – testowane urządzenie*). Następnie wewnątrz nawiasów okrągłych znajduje się lista wejść i wyjść. Każde z nich zaczyna się od kropki. Następnie podana jest jego nazwa, a w kolejnym nawiasie nazwa podłączonego do niego sygnału. Są one rozdzielone przecinkiem. Należy jednak pamiętać, że nie możemy umieścić przecinka po ostatnim z nich. W przypadku niepodłączonych sygnałów nawias zostawiamy pusty. Na końcu umieszczamy średnik.

Symulacja

Uruchamiamy program ModelSim, którego okno zostało pokazane na **rysunku 2**. Możemy wszystko „wyklikać" za pomocą myszy, jednak znacznie wygodniejszą metodą jest jednorazowe stworzenie skryptu, który pozwoli na uruchomienie całej symulacji projektu. Dlatego na początku najważniejsze jest dla nas znajdujące się w dolnej części okno konsoli. Jest podpisane jako *Transcript*. Powinien tam już czekać znak zachęty: ModelSim>. Jeżeli wpiszemy polecenie pwd zobaczymy nazwę katalogu, w którym się znajdujemy. Za pomocą polecenia cd przechodzimy do folderu *01_gates* w którym znajduje się nasz projekt. Poleceniem ls możemy wyświetlić zawartość obecnego folderu. Teraz za pomocą rozkazu do możemy uruchomić przygotowany skrypt.

Listing 3. Skrypt uruchamiający symulację (01_gates/gates_sim.do)

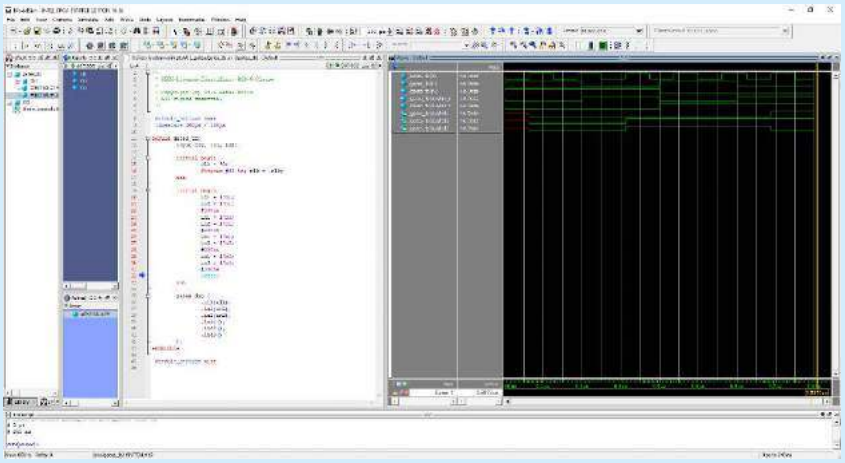
```
08 vlib work
09
10 vlog gates.sv
11 vlog gates_tb.sv
12
13 vsim -novopt work.gates_tb
14
15 add wave -position end sim:/gates_tb/clk
16 add wave -position end sim:/gates_tb/in1
17 add wave -position end sim:/gates_tb/in2
18 add wave -position end sim:/gates_tb/dut/in1_n
19 add wave -position end sim:/gates_tb/dut/in2_n
20 add wave -position end sim:/gates_tb/dut/led1
21 add wave -position end sim:/gates_tb/dut/led2
22 add wave -position end sim:/gates_tb/dut/led3
23
24 run -all
25
26 wave zoom full
```

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

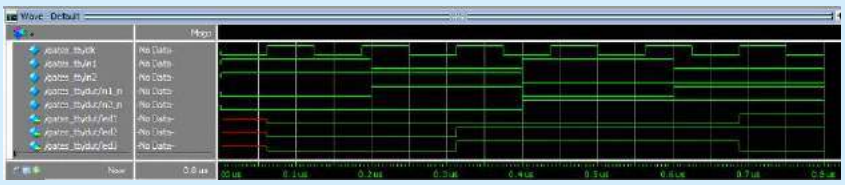
eprasa.pl f319dfd8e2

Zanim wywołamy polecenie: do gates_sim. do przyjrzyjmy się samemu skryptowi (**listing 3**). Na jego początku poleceniem vlib wybieramy, że korzystamy z domyślnej biblioteki *work*. Następnie poleceniem vlog kompilujemy oba pliki. Ważna jest ich kolejność. Najpierw musimy załadować plik *gates.sv*, ponieważ plik *gates_tb.sv* korzysta ze zdefiniowanego w nim modułu. Kolejnym krokiem jest wczytanie do symulacji modułu gates_tb poprzez wywołanie rozkazu vsim. Następnie następuje seria rozkazów add wave. Za pomocą nich informujemy które sygnały nas interesują, oraz w jaki sposób mają zostać zaprezentowane. Polecenie run -all uruchamia całą symulację. Całą, czyli aż do momentu, gdy żaden sygnał nie ulegnie już zmianie, albo pojawi się polecenie $stop. U nas wystąpi ten drugi przypadek. Ostatni rozkaz wave zoom full ustawia takie zbliżenie, aby był widoczny cały wynik symulacji.

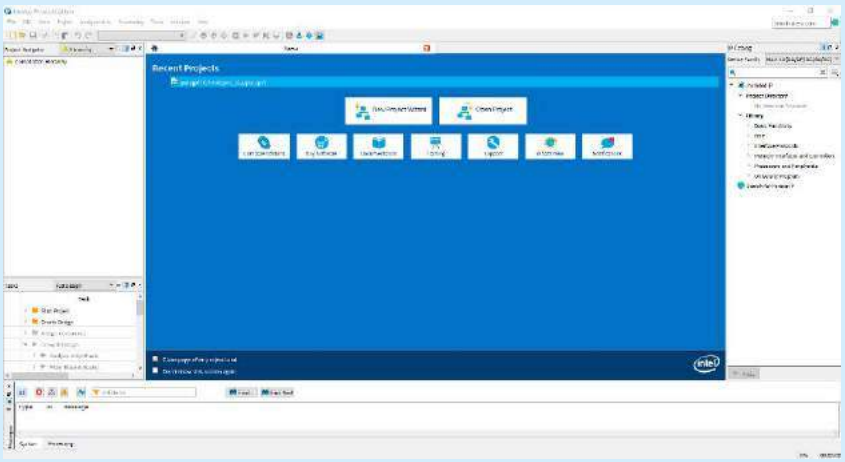
Efekt symulacji pokazano na **rysunku 3**. Widzimy, że pojawiło się kilka dodatkowych okien. Idąc od lewej strony w pierwszym z nich mamy listę instancji modułów znajdujących się w projekcie. W drugim wypisane są znajdujące się w nich sygnały. Trzecie okno pokazuje fragment kodu z zaznaczonym niebieską strzałką miejscem, które spowodowało zatrzymanie symulacji. Najciekawsze jest jednak czwarte okno w którym pojawiły się przebiegi czasowe dodanych przez nas (za pomocą skryptu) sygnałów. Jego powiększenie pokazuje **rysunek 4**. Na samej górze widzimy sygnał zegarowy clk. Zgodnie z oczekiwaniami ma on okres 125 ns, czyli częstotliwość 8 MHz. W dwóch kolejnych wierszach znajdują się sygnały wejściowe in1 i in2. Widzimy, że każda z czterech kombinacji jest utrzymywana przez 200 ns. Kolejne dwie linie to sygnały in1_n i in2_n. W bloku always_comb przypisywana jest do nich negacja sygnałów wejściowych. Widzimy, że zmiana tych sygnałów jest natychmiastowa. Ostatnie trzy sygnały to wyjścia naszego modułu. Jak pamiętamy przypisanie do nich ma miejsce w bloku always_ff. Zgodnie z listą czułości tego modułu jest on wywoływany tylko na dodatnich (z 0 na 1) zboczach sygnału zegarowego, co możemy zaobserwować na wyniku naszej symulacji.



Rysunek 3. Okno programu ModelSim po uruchomieniu symulacji



Rysunek 4. Wynik symulacji modułu gates



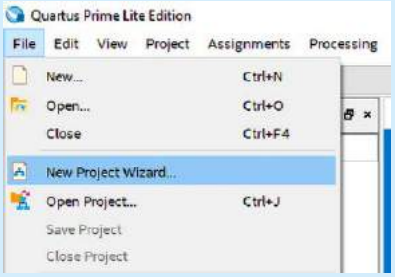
Rysunek 5. Wygląd ekranu startowego programu Quartus

Tworzymy projekt

Jeżeli jesteśmy zadowoleni z wyników symulacji możemy przejść do generowania wsadu dla układu FPGA. W tym celu stworzymy nowy projekt w środowisku Quartus. Po jego uruchomieniu zobaczymy ekran podobny do tego z **rysunku 5**. Tak jak pokazano na **rysunku 6** z menu *File* wybieramy *New Project Wizard* (*kreator nowego projektu*). Pojawi się ekran startowy kreatora (**rysunek 7**). Klikamy przycisk *Next*. W kolejnym oknie (**rysunek 8**) podajemy ścieżkę do katalogu oraz nazwę projektu. Ja nazwałem projekt *gates* i umieściłem w folderze *C:/sv/gates*. Warto zadbać, żeby ścieżka nie zawierała spacji, ani polskich znaków. Trzecie pole to *top level design entity* (*jednostka projektowa najwyższego poziomu*), czyli nazwa głównego modułu. W naszym przypadku jest to stworzony wcześniej moduł *gates*. Może pojawić się komunikat o nieistnieniu wybranego folderu z pytaniem o jego stworzenie. Potwierdzamy klikając *Yes*.

W następnym ekranie zaznaczamy opcję pusty projekt (**rysunek 9**). Przechodzimy dalej i dodajemy pliki projektu (**rysunek 10**). W naszym przypadku jest tylko jeden: *gates.sv*. W tym celu klikamy przycisk „...” i wybieramy interesujący nas plik.

W kolejnym oknie (**rysunek 11**) wybieramy rodzaj układu FPGA. W naszym przypadku jest to 10M04SAE144C8G. Najłatwiej skorzystać z wyszukiwarki – pole *Name filter (ang. wybierz po nazwie)*. Z listy *Available devices* (ang. *dostępne układy*) wybieramy odpowiedni model i klikamy *Next*. Na kolejnym ekranie możemy dokonać konfiguracji dodatkowych narzędzi. Pomijamy tę opcję znowu klikając przycisk *Next*.



Rysunek 6. Tworzenie nowego projektu

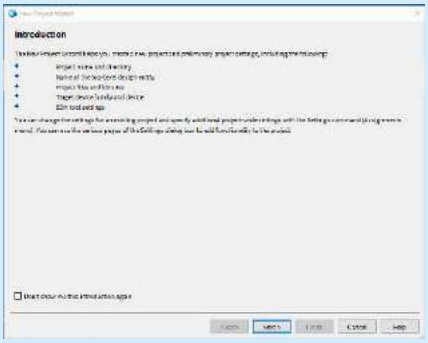
Na ostatniej stronie zobaczymy podsumowanie (**rysunek 12**). Jeśli wszystko się zgadza potwierdzamy klikając przycisk *Finish*. Po chwili zostanie utworzony projekt. Na **rysunku 13** widzimy aktualny widok programu Quartus.

Syntezujemy

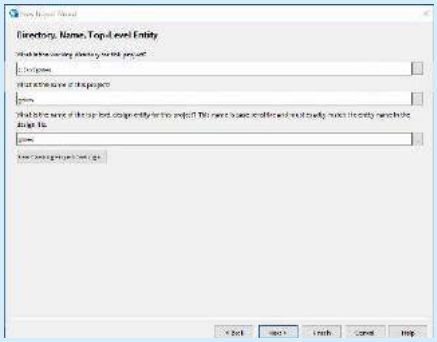
Możemy przystąpić do syntezy projektu. Po lewej stronie ekranu znajdziemy panel ***Tasks*** (*ang. zadania*). Jego fragment pokazuje **rysunek**

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

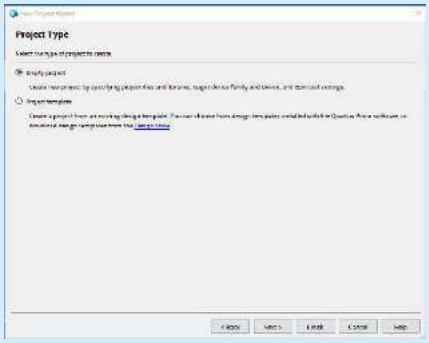
eprasa.pl f319dfd8e2



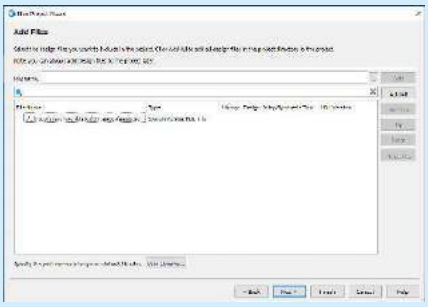
Rysunek 7. Pierwsze okno kreatora projektu



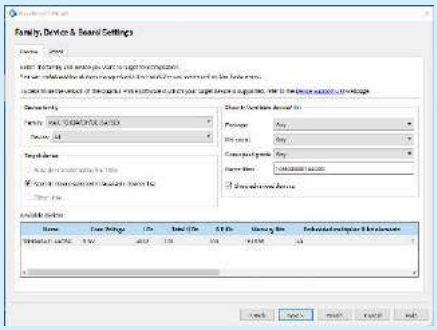
Rysunek 8. Konfigurowanie lokalizacji i nazwy projektu



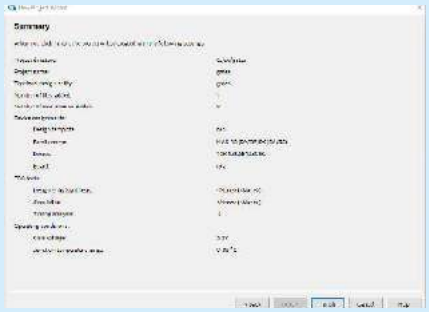
Rysunek 9. Wybór typu projektu



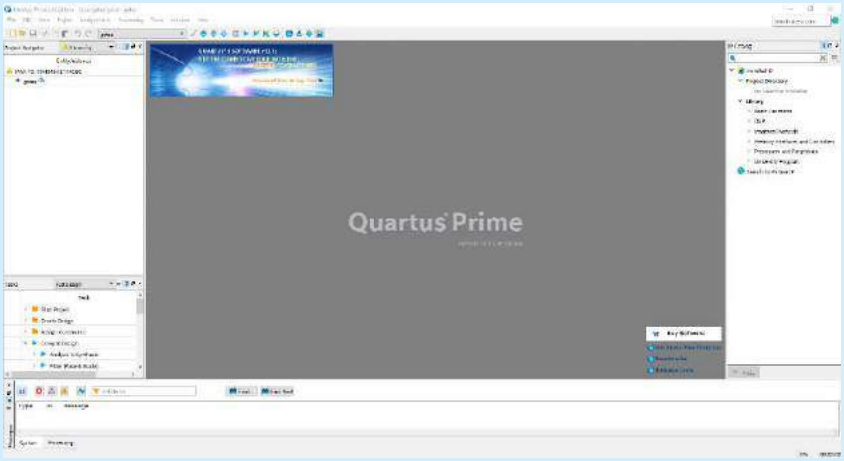
Rysunek 10. Wybór plików projektu



Rysunek 11. Wybór wersji układu FPGA



Rysunek 12. Podsumowanie konfiguracji nowego projektu

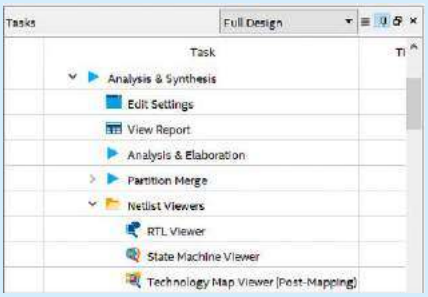


Rysunek 13. Ekran programu Quartus po otworzeniu projektu

14. Rozwijamy zakładkę *Compile Design (ang. kompiluj projekt)* i klikamy dwa razy na *Analysis & Synthesis (ang. analiza i synteza)*.

Proces ten może zająć trochę czasu (u mnie trwał niecałe 2 minuty). Gdy się zakończy zostanie wyświetlony raport. W polu *Flow Summary* (ang. *podsumowanie potoku*) możemy zobaczyć jego wyniki wraz z prognozowanym zużyciem zasobów (**rysunek 15**). Nasz projekt zajął 3 elementy logiczne i 3 rejestry. Aby zobaczyć jaki układ elektroniczny opisuje nasz kod rozwińmy pole *Analysis & Synthesis*, a następnie *Netlist Viewers (ang. podgląd listy połączeń)*. Dwa razy klikamy na *RTL Viewer*. Po chwili otworzy się nowe okno (**rysunek 16**).

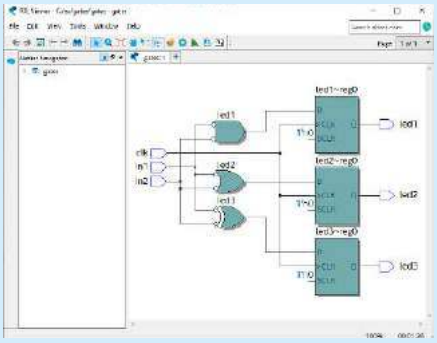
Nazwa RTL to skrót od Register Transfer Level. Jest to sposób przedstawiania modelu układów cyfrowych za pomocą asynchronicznej logiki oraz rejestrów. Jest on czytelny i łatwy do zrozumienia, jednak nie uwzględnia on zasobów zawartych w konkretnym modelu układu FPGA. Żeby dowiedzieć się jak zostanie zrealizowany nasz projekt zamknijmy program *RTL Viewer* i wybierzmy opcję *Technology Map Viewer (Post-Mapping)*. Pojawi się widok podobny do tego z **rysunku 17**. Widać w nim pewne podobieństwo do rysunku 16. Do projektu doszły bufory wejścia/wyjścia. Znikły natomiast bramki logiczne. Ich miejsce zajęły bloki LUT (*lookup table*), czyli funkcje logiczne zapisane za pomocą tablicy wartości. W układzie MAX10 każdy element logiczny jest wyposażony w dwie takie tablice. Większa pozwala na stworzenie dowolnej funkcji logicznej 4 zmiennych. Mniejsza posiada jedynie 3 wejścia i może zostać użyta tylko do wygenerowania tak zwanego przeniesienia, czyli szybkiego połączenia z następnym



Rysunek 14. Panel Tasks

Flow Status	Successful - Fri Oct 04 18:56:07 2019
Quartus Prime Version	18.1.0 Build 625 09/12/2018 SJ Lite Edition
Revision Name	gates
Top-level Entity Name	gates
Family	MAX 10
Device	10M04SAE144C8G
Timing Models	Final
Total logic elements	3
Total registers	3
Total pins	6
Total virtual pins	0
Total memory bits	0
Embedded Multiplier 9-bit elements	0
Total PLLs	0
UFM blocks	0
ADC blocks	0

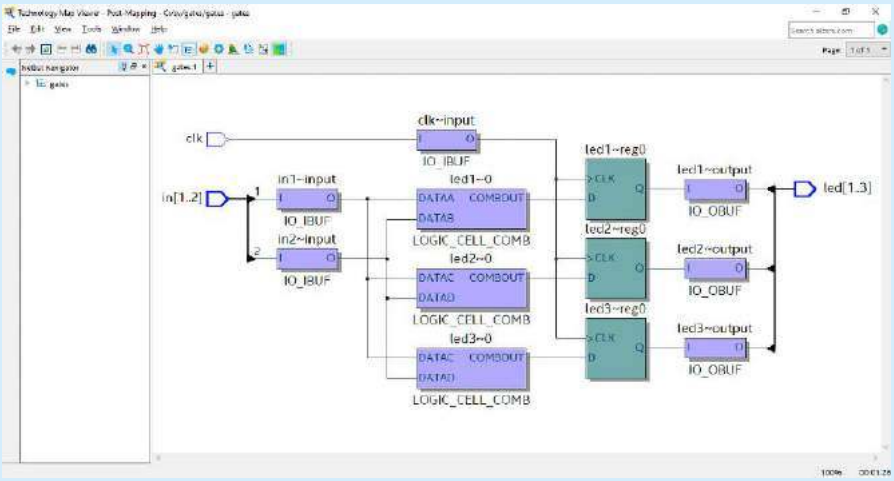
Rysunek 15. Podsumowanie analizy i syntezy



Rysunek 16. Model RTL modułu gates widoczny w programie RTL Viwer

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie
www.media.avt.pl

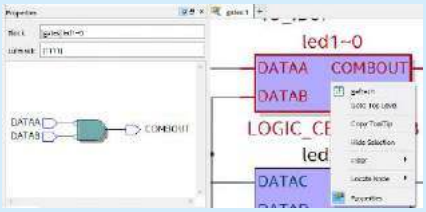
eprasa.pl f319dfd8e2



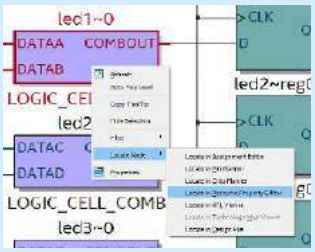
Rysunek 17. Moduł gates zamodelowany za pomocą zasobów dostępnych w układzie MAX10

elementem logicznym. Jedynym praktycznie niezmienionym elementem jest przerzutnik. Każdy element logiczny ma bowiem jeden „na wyposażeniu".

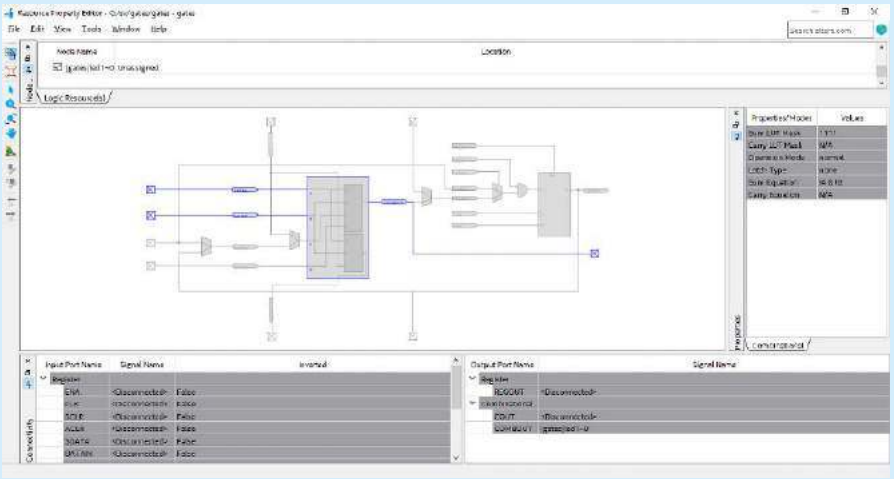
Jeśli klikniemy LUT prawym przyciskiem myszy i wybierzemy opcję *Properties* (ang. właściwości) w lewym panelu zobaczymy jak funkcja jest zakodowana w tablicy (**rysunek 18**). Możemy także dokładnie zobaczyć jak wygląda zużycie zasobów w elemencie logicznym. W tym celu klikamy element prawym przyciskiem myszy i z menu *Locate Node* (ang. *znajdź węzeł*) wybieramy *Locate in Resource Properity Editor* (ang. *znajdź w edytorze właściwości zasobu*) (**rysunek 19**). Otworzy się wtedy nowe okno z dokładnym rysunkiem zasobu z zaznaczonymi ścieżkami, którymi będą przepływały dane (**rysunek 20**).



Rysunek 18. Funkcja zakodowana w tablicy LUT



Rysunek 19. Włączanie widoku właściwości elementu logicznego



Rysunek 20. Konfiguracja pojedynczego elementu logicznego

W następnych odcinkach

Będziemy kontynuować podłączanie wejść, instalację i programowanie. Gdy już stworzymy moduł i włączymy go w układzie FPGA, uruchomimy kilka podstawowych układów logicznych takich jak rejestr przesuwny, czy licznik.

Rafał Kozik
rafkozik@gmail.com

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 f319dfd8e2

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

Hurtownia elementów elektronicznych "AKSOTRONIK" zaprasza do swojego sklepu internetowego
Zaloguj się i kupuj ON-LINE na naszej stronie:
WWW.AKSOTRONIK.COM.PL
Woltomierze LED AC oraz DC Cena od 7,50 PLN
Przetwornica Step-Down LM2596 3,40 PLN
Moduł WIFI do Arduino 16,60 PLN
Elektromagnesy 6V oraz 12V Cena od 15,90 PLN
Kable do płytek stykowych Cena od 1,30 PLN
Czujniki indukcyjne Cena od 7 PLN
Aksotronik
ELEMENTY ELEKTRONICZNE
WWW.AKSOTRONIK.COM.PL
Anteny WIFI oraz GSM Cena od 2,80 PLN
Silniki krokowe 200 oraz 400 kroków Cena od 30 PLN
Moduł bluetooth HC05 do Arduino Cena 20 PLN
Moduły z przekaźnikiem Cena od 3,60 PLN
Żarówki LED do samochodu Cena od 1,60 PLN
Uwaga!!! Powyższe ceny dotyczą zakupów minimalnych ilości hurtowych, poprzez nasz sklep internetowy.
W swojej ofercie posiadamy m.in: półprzewodniki (diody, układy scalone, tranzystory, triaki, elementy optoelektroniczne), elementy dystansowe, złącza, przełączniki, elementy akustyczne, rezystory, kondensatory, kwarce, podstawki, moduły Arduino.
Zapraszamy do kontaktu: INFO@aksotronik.com.pl, tel: (22) 783-20-51

www.delta.poznan.pl

Wielkość matrycy: 2,1 Mpx (Sony IMX290)
Obiektyw: 2,8 - 12 mm (kąt widzenia 85° - 23°)
Rozdzielczość: 1920 x 1080 (1080p)
Zasięg oświetlacza IR: 60 m
Protokoły sieciowe: TCP/IP, NTP, HTTP, ONVIF 2.4
PoE 802.3af, Klasa szczelności IP66
3D-DNR, WDR, detekcja ruchu, H.265 / H265+
Aplikacje dla: Android, iOS
Bardzo dobra jakość w jeszcze lepszej cenie
➤APTI-250C61-2812WP

Wielkość matrycy: 2,1 Mpx (przetwornik 1/2.9")
Obiektyw: 3.6 mm (kąt widzenia 69°)
Rozdzielczość: 1920 x 1080 (1080p)
Przepływność (bitrate): 64 ... 12000 kbit/s
Protokoły sieciowe: TCP/IP, NTP, HTTP, ONVIF 2.4
PoE 802.3af, Klasa szczelności IP66
3D-DNR, WDR, detekcja ruchu, H.265 / H265+
Aplikacje dla: Android, iOS
Bardzo dobry stosunek jakości do ceny
➤APTI-201D2-36WP

Wielkość matrycy: 4.0 Mpx (przetwornik 1/2.5")
Obiektyw: 2,8 - 12 mm (kąt widzenia 81° - 23°)
Rozdzielczość: 2560 x 1440
Obsługa audio - zewnętrzny mikrofon
Protokoły sieciowe: TCP/IP, NTP, HTTP, ONVIF 2.4
PoE 802.3af, Klasa szczelności IP66, H.265
3D-DNR, F-DNR (Defog), WDR, detekcja ruchu,
Aplikacje dla: Android, iOS
Wysoka rozdzielczość dostępna w atrakcyjnej cenie
➤APTI-41VA3-2812WP
Największy wybór w Polsce

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

www.ep.com.pl

KITy AVT
http://bit.ly/2FNvrIN

ELMAX 1988
OBWODY DRUKOWANE
Produkcja, Projektowanie, Montaż
Certyfikat Underwriters Laboratories
94V-0 E48014 8 TYPE 1
Płytki jednostronne
Płytki dwustronne
Płytki na podłożu aluminium
Płyty czołowe FR4
Serie dowolne
Prototypy
Maksymalny wymiar płytek 1w 630 mm
Zakład produkcyjny:
05-260 Marki
ul. Duża 1
tel. 22 781 63 95
22 761 95 80
fax. 22 781 63 95 w 23
www.elmax.waw.pl
elmax@elmax.waw.pl
Dokumentacja technologiczna
Dokumentacja konstrukcyjna
Trawione szablony SMD
Montaż elektroniki
Krótkie terminy
Wykonania super expresowe
Aktywny kalkulator prototypów na stronie internetowej
Pokrycie Sn lub SnPb inne na życzenie
Maski, opisy montażowe w różnych kolorach

NINIEJSZE OGŁOSZENIA SĄ INFORMACJĄ HANDLOWĄ I NIE STANOWIĄ OFERTY W MYŚL ART. 66, § 1 KODEKSU CYWILNEGO. EWENTUALNIE PODANE CENY MOGĄ ULEC ZMIANIE.

eprasa.pl f319dfd8e2

Hity następnego numeru • „Elektronika Praktyczna” 01/2020

Kolejne gigabajty narzędzi niezbędnych do pracy konstruktora, czyli NIEZBĘDNIK ELEKTRONIKA na DVD. **Tylko dla prenumeratorów EP**

Estetyczny zegar

Na łamach EP opublikowano wiele różnych zegarów, lecz każdy z nich różnił się od pozostałych. Prezentowany zegar ma wbudowany wyświetlacz graficzny o przekątnej 1,8 ”, który może wyświetlać czarne litery na białym tle bądź odwrotnie przy użyciu znaków o kroju Arial. Cyfry są widoczne z daleka i czytelne nawet w słoneczny dzień.

„Progowy” obrotomierz

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

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.

Programowalne aktywne obciążenie

Aktywne obciążenie jest niezwykle przydatne w warsztacie każdego konstruktora elektronika. Pozwala testować układy zasilające jeszcze przed zamontowaniem ich w docelowym obwodzie. Dzięki temu można sprawdzić, czy zastosowane rozwiązanie sprawdzi się w docelowej aplikacji. Cechą wyróżniającą zaprezentowane urządzenie jest interfejs – obciążenie nastawiane jest z poziomu komputera, przy pomocy dedykowanej aplikacji.

Zasilacz buforowy z superkondensatorami dla Raspberry Pi

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

a ponadto tematy wiodące EP 1/2020:

SUPERKONDENSATORY

SYSTEMY I ŹRÓDŁA ZASILANIA

OSCYLOSKOPY

Wykaz firm ogłaszających się w tym numerze „Elektroniki Praktycznej”

Reklamy stron internetowych na str. 12

AKSOTRONIK 137
ALF-SENSOR 118
ARMEL 137
BORNICO 8
COMPUTER CONTROLS 11
CONTRANS TI 9
CZAKI THERMO - PRODUKT 119
DANFOSS POLAND 120
DELTA-OPTI 137
ELMAX 137
FALDRUK 16
FARNELL ELEMENT14 140
GAMMA 12
GLYN 104, 105
HAMMOND 10
MICROCHIP 7
OEM AUTOMATIC 121
PIEKARZ 12
RELPOL 31
RENEX 12
RS COMPONENTS 2, 56
ST MICROELECTRONICS 3, 35, 39, 41, 43
TARGI AUTOMATICON 13

eprasa.pl f319dfd8e2

Zastanawiasz się, co kupić bliskiej osobie pod choinkę?

Bon Gwiazdkowy na dowolną prenumeratę to prezent, który pomoże rozwijać zainteresowania oraz pasje!

Osoba, którą obdarujesz tym bonem będzie mogła wybrać prenumeratę spośród aż 19 tytułów i otrzyma tyle numerów, ile pokazano na rewersie bonu (liczba w kółku).

Zamów z 50% rabatem!

Za bony o wartości nawet 100 zł zapłacisz tylko 50 zł

Zamów na www.UlubionyKiosk.pl/Bony

eprasa.pl f319dfd8e2

FARNELL WINTER GAMES

Farnell
AN AVNET COMPANY

EKSKLUZYWNE OFERTY, WSPANIAŁE NAGRODY!

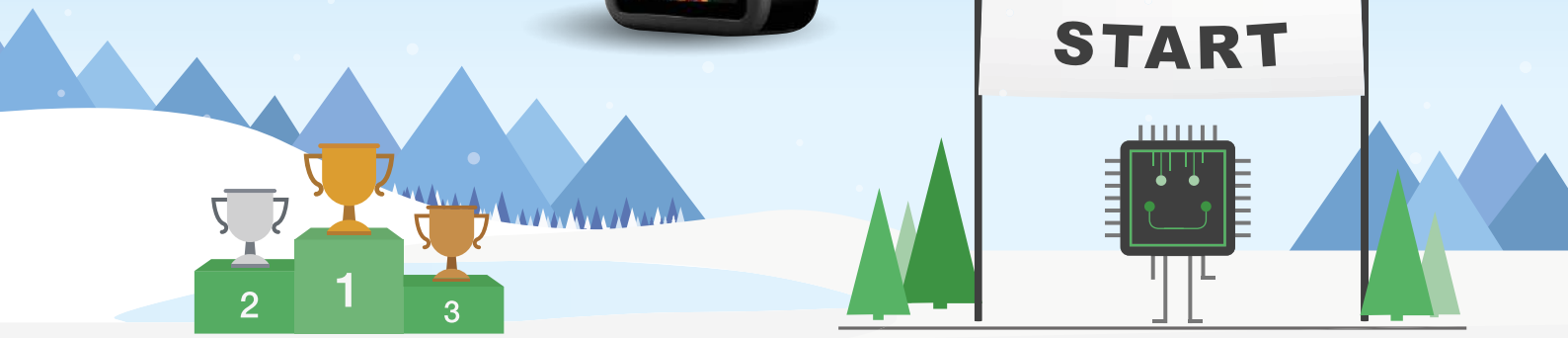
Sprawdź swoje umiejętności – a każdego tygodnia możesz wygrać fantastyczne nagrody! Kulminacją będzie nagroda główna!

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 f319dfd8e2