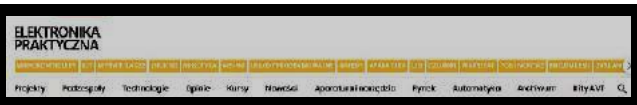
PRZEKAŹNIKI • PODZESPOŁY MOCY

www.ep.com.pl

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA +FTP

● Międzynarodowy magazyn elektroników konstruktorów ● Wrzesień ● 9/2020 ●



EP W TOKU NA EP.COM.PL

tylko Prenumeratorzy

mają dostęp do artykułów przed ich publikacją w EP

APARATURA POMIAROWA W ENERGETYCE

TEMAT NUMERU

inspirujące, użyteczne projekty

Miernik zużycia energii elektrycznej na bazie ESP8266 i Raspberry Pi • 1-Wire Emulator & Skaner. Moduł skanera • Cyfrowy komparator okienkowy • Kieszonkowy Linux • µClock • Expander I/O z optoizolacją dla RPi Zero • Automatyczny wyciszacz dźwięku po zaniku zasilania • Odbiornik optyczny Toslink – minimoduł cyfrowego audio • Płytka rozszerzeń do Nucleo-64 • Mikromocowy harvester solarny dla IoT • Wzmacniacz lampowy

podzespoły, sprzęt, aplikacje

Arduino & Raspberry Pi Day 2020 • Przegląd otwartych narzędzi dla układów FPGA • Aparatura pomiarowa w energetyce • Przekaźniki elektromagnetyczne • Przekaźniki z oferty firmy Micros • Nowe gniazda typu push-in firmy Relpol • Elementy elektroniczne dużej mocy

tutoriale

Trzy problemy związane z bezpieczeństwem Internetu Rzeczy – i jak je rozwiązuje Telit • Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora. Wzmacniacze w klasach A, B i AB • System komunikacji bezprzewodowej z użyciem modułów ESP32 oraz protokołu ESP-MESH • Transile czy szybkie klucze? Ochrona czułych wejść analogowych przed przepięciami

kursy

Systemy dla Internetu Rzeczy. Czujnik pomiaru pyłów SPS30 firmy Sensirion • Eksperymenty z FPGA. Podłączamy mikrofon

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

ISSN 1230-3526 Indeks 357677

09 >

9 771230 352207

eprasa.pl 1405f3fee5

TRADYCYJNA
JESIENNA PROMOCJA
PRENUMERATY

10 = 12 + 3

Jeśli do 30.09.2020 roku zamówisz prenumeratę „Elektroniki Praktycznej” na rok 2021, to zapłacisz za **10** numerów (prenumerata drukowana w cenie 189 zł, prenumerata elektroniczna w cenie 151 zł) i otrzymasz w przyszłym roku 12 numerów oraz bezpłatnie 3 ostatnie wydania tegoroczne (październikowe, listopadowe i grudniowe).

Jeśli spóźnisz się i zamówisz prenumeratę na rok 2021 po 30.09.2020, ale przed 31.10.2020, to zapłacisz za **10** numerów „Elektroniki Praktycznej” (prenumerata drukowana w cenie 189 zł, prenumerata elektroniczna w cenie 151 zł) i otrzymasz w przyszłym roku 12 numerów oraz bezpłatnie 2 wydania tegoroczne (listopadowe i grudniowe).

Prenumerujesz aktualnie „Elektronikę Praktyczną” i chcesz skorzystać z Tradycyjnej Promocji Jesiennej? Zamów prenumeratę teraz, płacąc za **10** numerów (prenumerata drukowana w cenie 189 zł, prenumerata elektroniczna w cenie 151 zł), a otrzymasz przedłużenie bieżącej prenumeraty o 15 kolejnych numerów (jeśli wpłacisz przed 30.09.2020) lub o 14 kolejnych numerów (jeśli wpłacisz w okresie 1.10.2020–31.10.2020).

Zamów prenumeratę w Promocji Jesiennej:

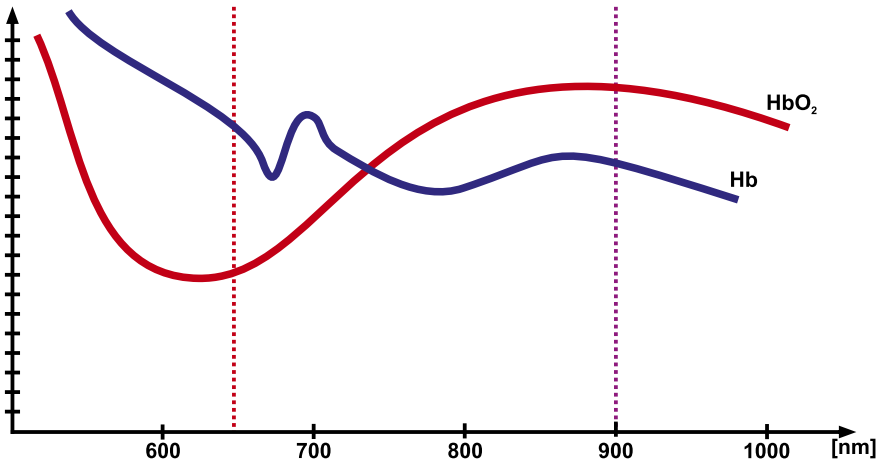
- drukowaną w cenie 189 zł na www.avt.pl/prenumerata/drukowane
- elektroniczną w cenie 151 zł na www.avt.pl/prenumerata/elektroniczne

albo wpłać odpowiednią kwotę na konto:
AVT-Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa,
ING Bank Śląski 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013
tytułem: EP w Promocji Jesiennej

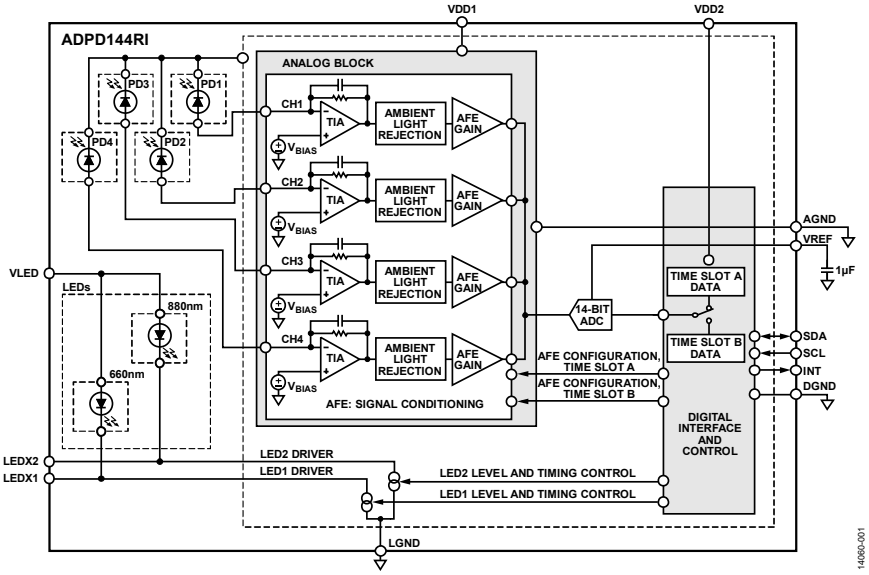
eprasa.pl 1405f3fee5

Biznes wyssany z palca

Młody Czytelniku! Wiem, że nie czytasz wstępniaków. Twoja strata. Ten wstępniak przeczytasz w 5 minut, a ustawi Cię finansowo na całe życie. Dowiesz się, jak jeszcze tej jesieni możesz zostać multimilionerem. Wygugluj sobie frazę „oura ring". Ten znany od paru lat pierścień „smart", wyposażony ostatnio w sensor oksymetryczny i sztuczną inteligencję, robi oszałamiającą karierę pandemiczną. Gdy w lipcu wznowiła aktywność liga koszykówki NBA, sportowców wyposażono w takie pierścienie. Podobno potrafią one wykryć zarażenie wirusem COVID-19 na trzy dni przed wystąpieniem pierwszych objawów choroby. Podstawowym markerem choroby jest wysycenie krwi tlenem wyznaczane przez pomiar nasycenia (saturacji) hemoglobiny tlenem. Metoda pomiaru saturacji hemoglobiny, znana od 1935 r., opiera się na zmianach absorbcji światła prześwietlającego tkankę palca, zależnie od nasycenia tlenem hemoglobiny. Jak widać na rysunku 1, wystarczy prześwietlić tkankę światłem czerwonym (660 nm) i podczerwonym (ok. 900 nm), żeby wyznaczyć nasycenie hemoglobiny tlenem, gdyż transmisja światła czerwonego (660 nm) determinuje obecność hemoglobiny utlenowanej (krzywa czerwona), a transmisja światła podczerwonego (ok. 900 nm) determinuje obecność hemoglobiny odtlenowanej (krzywa niebieska). Wystarczą dwa LED-y (czerwony i IR), fotodetektor i trochę elektroniki przetwarzającej sygnał, aby rejestrować w sposób ciągły zmiany utlenowienia hemoglobiny. To wszystko mamy gotowe w module ADPD 144 RI (rysunek 2) firmy Analog Devices, dostępnym za 4 USD. Zatem skonstruowanie pierścienia mierzącego i rejestrującego utlenowienie hemoglobiny nie jest trudne. Trzeba jeszcze przesłać zebrane dane do smartfona i napisać aplikację korelującą te dane z symptomami COVID-19. To ostatnie zadanie rozwiązano w West Virginia University i nazwano tę aplikację sztuczną inteligencją. Można jednak pokusić się o napisanie własnej aplikacji przy pomocy w miarę rozgarniętego lekarza. Koniecznie należy nazwać tę aplikację sztuczną inteligencją. Pierścień wraz ze sztuczną inteligencją to gotowy przyrząd do testowania zakażeń COVID-19. Pierwszą serię tego produktu prawdopodobnie kupi od Ciebie Ministerstwo Zdrowia bez przetargu za ileśtam milionów złotych.



Rysunek 1. Widma absorbancji hemoglobiny



Rysunek 2. Analog Devices – ADPD 144 RI

Można ten biznes uprościć. Wygugluj sobie, Młody Czytelniku, na dowolnym portalu giełdowym spółki, które mają cokolwiek wspólnego z medycyną, higieną, czy choćby proszkami do prania (przywódca USA zaleca leczyć koronawirusa wybielaczem do pościeli), i zauważysz, że akcje takich spółek (np. BIOMEDLUB, GLCOSMED, MERCATOR) wzrosły ok. 30 razy w ostatnim kwartale. Możesz więc dogadać się z jakąś spółeczką na NewConnect, by ogłosiła, że będzie produkować skonstruowany przez Ciebie pierścień ze sztuczną inteligencją do testowania COVID-19, a jej akcje skoczą kilkadziesiąt razy.

Można jeszcze prościej. Po co się dogadywać z jakąś spółką. Wystarczy upatrzyć sobie spółeczkę o dobrej nazwie (najlepiej z sylabą MED, ostatecznie LAB) i rozgłosić w mediach społecznościowych, że nasz wynalazek, tj. pierścień ze sztuczną inteligencją do wykrywania COVID-19, zaproponujemy upatrzonej przez nas spółce do produkcji seryjnej. Nie zapomnij kupić wcześniej z milion akcji tej spółki po 20 groszy. Trochę się zapożyczysz, ale warto, bo sprzedasz je niedługo po 5 złotych.

Dlaczego ten świetny biznes zdradzam tylko Młodemu Czytelnikowi? Bo trzeba być lotnym w mediach społecznościowych, a ci wychowani przez komuchów w przebrzydłym peerelu jakoś nie nadążają.

Wiesław Marciniak

eprasa.pl 1405f3fee5

ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA

Nr 9 (332) • Wrzesień 2020

Nie przeocz

Nowe podzespoły ... 6

Koktajl niusów ... 12

Arduino & Raspberry Pi Day 2020 ... 16

Dodaj do obserwowanych ... 17

33. Międzynarodowe Energetyczne Targi Bielskie Energetab 2020 ... 40

Projekty soft

Miernik zużycia energii elektrycznej na bazie ESP8266 i Raspberry Pi ... 20

Projekty

1-Wire Emulator & Skaner (2). Moduł skanera ... 23

Cyfrowy komparator okienkowy ... 26

Kieszonkowy Linux ... 32

µClock ... 36

Miniprojekty

Expander I/O z optoizolacją dla RPi Zero ... 41

Automatyczny wyciszacz dźwięku po zaniku zasilania ... 43

Odbiornik optyczny Toslink – minimoduł cyfrowego audio ... 45

Płytka rozszerzeń do Nucleo-64 ... 47

Mikromocowy harvester solarny dla IoT ... 49

Projekty czytelników

Wzmacniacz lampowy ... 50

Temat numeru: aparatura pomiarowa w energetyce

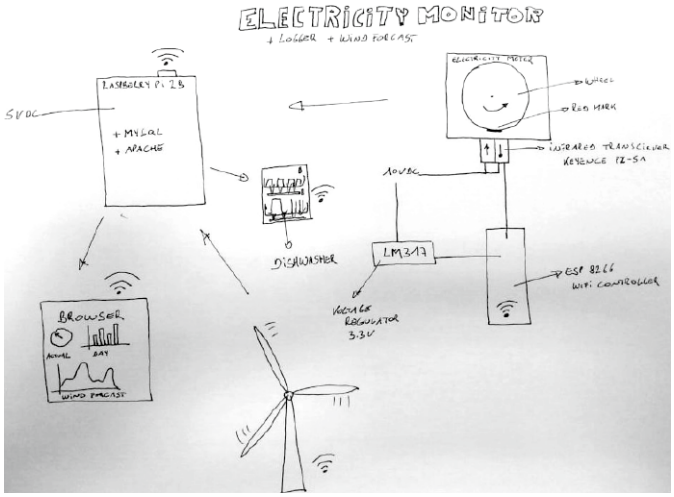
Aparatura pomiarowa w energetyce ... 52

Prezentacje

Trzy problemy związane z bezpieczeństwem Internetu Rzeczy – i jak je rozwiązuje Telit ... 60

Przekaźniki z oferty firmy Micros ... 84

Nowe gniazda typu push-in firmy Relpol ... 86



Miernik zużycia energii elektrycznej na bazie ESP8266 i Raspberry Pi

Monitorowanie ilości zużywanej energii elektrycznej jest podstawą, do jej oszczędzania. Jeśli na bieżąco wiemy, ile nasze gospodarstwo domowe pochłonęło energii, jesteśmy w stanie ukierunkować nasze starania w celu redukcji tej ilości. Energooszczędność to nie tylko mniejsze rachunki, ale także mniejsza emisja CO_2 do atmosfery.

Wybór konstruktora:

Przekaźniki elektromagnetyczne ... 79

Elementy elektroniczne dużej mocy ... 88

Notatnik konstruktora

Przegląd otwartych narzędzi dla układów FPGA ... 62

Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (14). Wzmacniacze w klasach A, B i AB ... 66

System komunikacji bezprzewodowej z użyciem modułów ESP32 oraz protokołu ESP-MESH (2) ... 73

Poradnik implementacji

Transile czy szybkie klucze? Ochrona czułych wejść analogowych przed przepięciami (2) ... 76

Kursy

Systemy dla Internetu Rzeczy (41). Czujnik pomiaru pyłów SPS30 firmy Sensirion ... 99

Eksperymenty z FPGA (10). Podłączamy mikrofon ... 105

Prenumerata ... 2

Od wydawcy ... 3

Kramik i rynek ... 114

Hity następnego numeru ... 115

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

Szczegóły na stronie 35

eprasa.pl 1405f3fee5

STM32WB: mikrokontroler zintegrowany z torem RF

Podstawowe cechy układów z rodziny STM32WB

- SoC - zintegrowane dwa rdzenie: Cortex-M0+ i Cortex-M4
- zintegrowany transceiver radiowy 2,4GHz zgodny z IEEE802.15.4
- zintegrowany balun antenowy
- zintegrowana przetwornica DC/DC
- pamięć Flash do 1 MB/RAM do 256 kB
- tor radiowy z certyfikatem Bluetooth 5.0
- poziom mocy nadajnika RF: do +6dBm
- czułość odbiornika RF: do -100dBm
- zintegrowany koprocesor kryptograficzny
- niski pobór mocy przez MCU w trybie *Active* (50uA/MHz @3V)
- niski pobór mocy przez tor RF: w trybie TX @0dBm - 5.2 mA
- zintegrowana ochrona przeciążeniowa i nadnapięciowa
- zakres temperatur pracy -40...+105°C
- tanie w użyciu: tylko 7 elementów zewnętrznych
- możliwość implementacji projektu na 2-warstwowej PCB
- łatwe w montażu miniaturowe obudowy: UQFN48, VQFN68, a także WLCSP100 i UFBGA129

Link budget do 102 dB

Możliwość implementacji własnych protokołów

Dostępne tanie narzędzia z serii NUCLEO

Bezpłatne programy narzędziowe

STM32 CubeMX

STM32 CubeIDE

STM32 CubeMonitor-RF

STM32 CubeProgrammer

Bezpłatne stosy komunikacyjne

OPENTHREAD released by Google

Bluetooth 5

Z 3.0

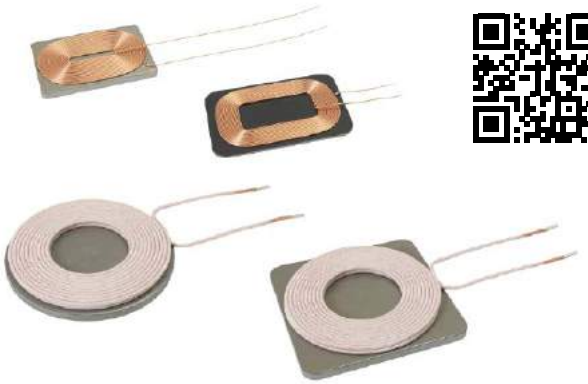
KAMAMI
www.kamami.pl

life.augmented

eprasa.pl 1405f3fee5

nowe podzespoły

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



Nowe cewki do systemów ładowania bezprzewodowego o mocy do 10 W

Do oferty firmy Vishay wchodzi 9 nowych cewek indukcyjnych do systemów ładowania bezprzewodowego o mocy do 10 W, stanowiących bezpośrednie zamienniki wcześniejszych modeli IWAS i IWTX wycofywanych z produkcji od 2017 roku. Są to cewki kompatybilne ze standardami WPC (Wireless Power Consortium), wyposażone w ekrany ze sproszkowanego żelaza o dużej przenikalności magnetycznej. Cewki odbiorcze serii IWAS występują w 6 wersjach o indukcyjności od 10,8 do 22 μH (@ 200 kHz) i tolerancji ±5%. Charakteryzują się dobrocią od 29 do 65, rezystancją DC od 175 do 427 mΩ, prądem znamionowym 6…7 A i prądem nasycenia 20…22 A. Cewki nadawcze serii IWTX są produkowane w 3 wersjach o indukcyjności 6,3…24 μH (±5%), rezystancji od 40 do 75 mΩ i dobroci od 185 do 200. Ich zakresy prądów znamionowych i prądów nasycenia są takie same, jak dla cewek odbiorczych.

http://bit.ly/2kulw4r

Tanie 5-woltowe przetwornice DC-DC w obudowach SIP

Firma Traco Power dodaje do oferty serię tanich 1-watowych przetwornic DC-DC do izolacji elektrycznej obwodów 5-woltowych, oferujących parametry odpowiadające modelom wyższej klasy. Są one przeznaczone do zastosowań wszędzie tam, gdzie najważniejsza jest niska cena podzespołów przy zachowaniu dużej niezawodności. Zapewniają izolację wynoszącą, w zależności od modelu, 1500 lub 4000 V DC w całym zakresie dopuszczalnej temperatury pracy od –40 do +85°C. Konwertery serii TEA charakteryzują się sprawnością sięgającą 78%. Wykazują współczynnik MTBF wynoszący 2 miliony godzin. Są produkowane w obudowach SIP-4 (11,7×9,7×6,0 mm) i SIP-7 (19,5×9,5×6,0 mm).

https://bit.ly/2CqEUIk

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

Szybki czujnik CO_2 o okresie próbkowania 20 ms

Nowy czujnik dwutlenku węgla SprintIR-R z oferty firmy Gas Sensing Solutions realizuje pomiary w odstępach 20-milisekundowych, co czyni go jednym z najszybszych tego typu czujników dostępnych obecnie na rynku. Został zaprojektowany do prowadzenia pomiarów w czasie rzeczywistym w respiratorach oraz pojemnikach do pakowania żywności, w których gaz ten jest stosowany do przedłużania okresu przydatności produktów do spożycia. SprintIR-R został oparty na technologii półprzewodnikowej NDIR (non-dispersive infra-red) LED, gdzie do pomiaru stężenia jest wykorzystywany pomiar ilości światła zaabsorbowanego przez dwutlenek węgla. Dużą szybkość próbkowania uzyskano dzięki połączeniu opracowanego przez GSS szybkiego detektora półprzewodnikowego i specjalizowanego układu optycznego.

SprintIR-R oferuje zakres pomiarowy od 0 do 100% CO_2. Zawiera układ autokalibracji i wyjście cyfrowe (UART). Ze względu na małe rozmiary i niskie napięcie zasilania (3,3 V) nadaje się idealnie

eprasa.pl 1405f3fee5

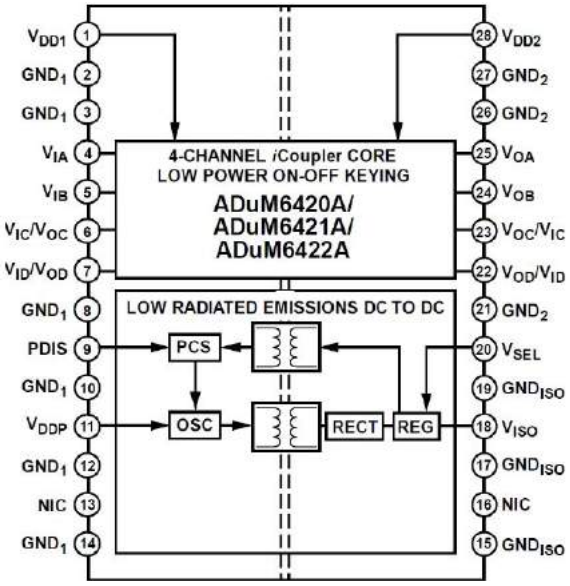
do zastosowań w urządzeniach przenośnych. Producent oferuje zestaw ewaluacyjny zawierający czujnik, kabel USB do połączenia z komputerem oraz oprogramowanie do pomiaru i konfiguracji.

https://bit.ly/2PVdIol

Płaskie cewki ekranowane o dużym prądzie nasycenia i małej rezystancji

Oferta ekranowanych cewek indukcyjnych firmy Bourns powiększyła się o 11 nowych modeli wyróżniających się dużym prądem nasycenia. Zostały one wykonane na bazie rdzenia ze sproszkowanego stopu metali z płaskim uzwojeniem o małej rezystancji. Charakteryzują się brakiem przydźwięku akustycznego oraz dużą gęstością prądu i niskoprofilową konstrukcją, pozwalającą na zastosowania w tabletach, laptopach i napędach HDD/SSD. Ponadto do ich zalet należy mała emisja elektromagnetyczna i bardzo dobra stabilność temperaturowa w całym zakresie dopuszczalnej temperatury pracy od –40 do +125°C. W ramach serii SRP0xxx dostępne są wersje o indukcyjności od 0,47 do 10 µH i prądzie znamionowym do 15,5 A, zamykane w obudowach o wymiarach od 3,4×3,1×1,2 mm do 7,1×6,7×2,0 mm.

http://bit.ly/3716t51



4-kanałowe izolatory cyfrowe 100 Mbps z wbudowanym izolowanym konwerterem DC-DC

Do rodziny izolatorów cyfrowych iCoupler firmy Analog Devices wchodzą nowe izolatory 4-kanałowe ADuM6420A/ADuM6421A/ADuM6422A mogące znaleźć zastosowanie w transceiverach RS-232,

REKLAMA

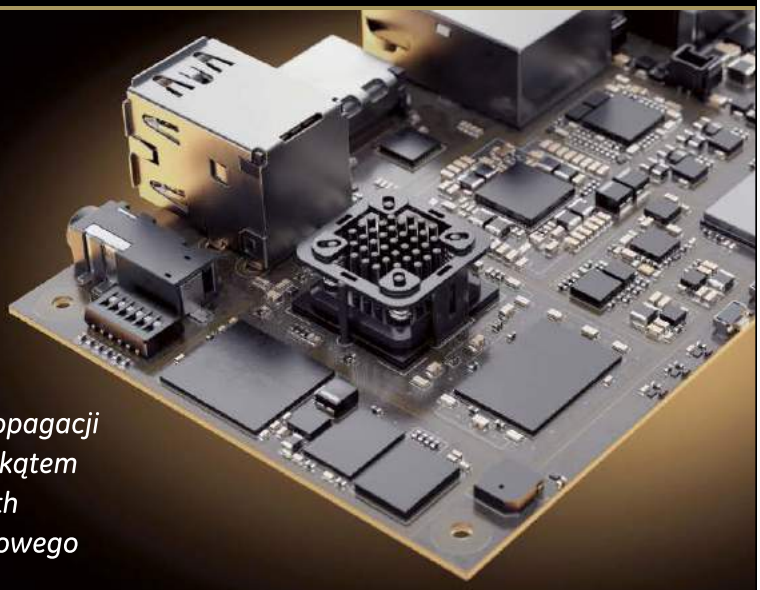
COMPUTER CONTROLS

Autoryzowany dystrybutor Altium w Polsce

ALTIUM DESIGNER 20

W 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



Zapraszamy na Webinary Altium Designer, szczegóły na www.ccontrols.pl

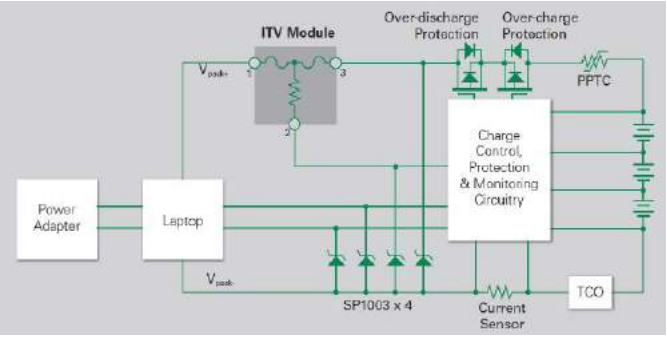
Computer Controls Sp. z o.o.
Bielsko-Biała, ul. Budowlanych 1
tel.: +48 (33) 485 94 90
e-mail: info@ccontrols.pl
www.ccontrols.pl

eprasa.pl 1405f3fee5

sterownikach PLC, zasilaczach i interfejsach czujników. Oprócz kanałów transmisyjnych zawierają izolowany 5-woltowy konwerter DC-DC o małej emisji elektromagnetycznej. Spełnia w tym zakresie wymogi norm CISPR 32/EN 55032 Class B przy pełnym obciążeniu po zamontowaniu na dwustronnej płytce drukowanej z koralikami ferrytowymi.

Izolatory ADuM6420A/ADuM6421A/ADuM6422A eliminują konieczność stosowania oddzielnego, izolowanego konwertera DC-DC w aplikacjach o mocy zasilania do 500 mW. Różnią się między sobą konfiguracją wyprowadzeń (liczbą wejść/wyjść po stronie pierwotnej i wtórnej konwertera DC-DC). Zapewniają przepustowość 100 Mbps, odporność na przepięcia sumacyjne o szybkości narastania do 100 kV/ms oraz izolację do 5 kV rms @ 1 min. Są produkowane w obudowach SOIC o drodze upływu min. 8,3 mm. Mogą pracować w zakresie temperatury otoczenia do +125°C.

http://bit.ly/2kFCHzZ



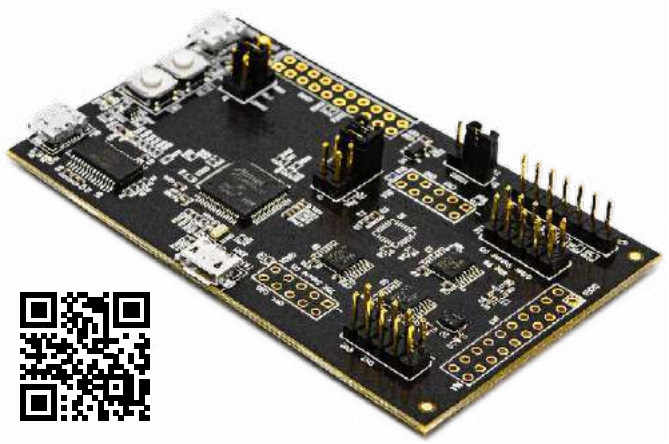
Układy zabezpieczenia nadprądowego i nadnapięciowego do pakietów akumulatorowych

Do oferty firmy Littelfuse wchodzi nowa seria układów realizujących zabezpieczenie nadprądowe i nadnapięciowe pakietów akumulatorowych stosowanych w różnego typu aplikacjach konsumenckich, m.in. zasilaczach UPS, rowerach elektrycznych i elektronarzędziach. Są to elementy o krótkim czasie reakcji, wyposażone w wewnętrzny bezpiecznik i grzejnik. Bezpiecznik reaguje na nadmierny wzrost natężenia prądu, przerywając obwód. Umieszczony pod nim grzejnik, współpracujący z zewnętrznym tranzystorem lub układem scalonym realizującym zabezpieczenie nadnapięciowe, reaguje na zadziałanie zabezpieczenia, podgrzewając strukturę i powodując zadziałanie bezpiecznika. W ramach serii ITV dostępne są wersje o prądach progowych 12, 15, 30 i 45 A, zamykane w 3-wyprowadzeniowych obudowach o wymiarach od 4,0×3,0×0,9 mm do 9,5×5,0×2,0 mm. Są one produkowane na szeroki zakres napięć progowych, zapewniających ochronę nadnapięciową pakietów zawierających od 1 do 14 ogniw.

http://bit.ly/30xLIvp

Precyzyjny 6-osiowy moduł inercyjny MEMS

InvenSense ICM-42688-P, najnowszy moduł inercyjny firmy TDK wyprodukowany w technologii MEMS, wyróżnia się małymi gabarytami i energooszczędną pracą. Zawiera 3-osiowy żyroskop i 3-osiowy czujnik przyspieszenia zamknięte w obudowie o wymiarach zaledwie 3,0×2,5×0,9 mm. W porównaniu



z podobnymi układami produkowanymi na rynek konsumencki, ICM-42688-P wykazuje większą stabilność temperaturową i mniejszy o 40% współczynnik szumów, pozwalając rejestrować ruch z dużą dokładnością, bez względu na zmiany temperatury.

Wbudowany przetwornik A/C pozwala uzyskać 19-bitową rozdzielczość żyroskopu i 18-bitową rozdzielczość czujnika przyspieszenia, umożliwiające rejestrowanie również bardzo powolnych ruchów. ICM-42688-P zawiera szeregowy interfejs host obsługujący tryby I^3C (12,5 MHz), I^2C (1 MHz) i SPI (24 MHz). Do jego wyposażenia należy też pamięć FIFO o pojemności 2 KB i dwie programowalne linie przerwania, pozwalające zmniejszyć pobór mocy systemu. Wbudowany moduł APEX Motion Processing służy do rozpoznawania gestów i klasyfikacji aktywności (krokomierz, detektor nachylenia, detektor dotknięcia ekranu, funkcja wybudzenia po wykryciu ruchu). Do standardowego wyposażenia należy też zestaw programowalnych filtrów cyfrowych oraz czujnik temperatury.

Ważniejsze dane techniczne ICM-42688-P:

- napięcie zasilania: 1,71…3,6 V,
- pobór prądu: 0,88 mA w stanie aktywnym i 7,5 μA w trybie sleep,
- zakresy pomiarowe żyroskopu: od ±15,6 do ±2000 dps,
- zakresy pomiarowe czujnika przyspieszenia: od ±2 do ±16 g,
- szum żyroskopu: 2,8 mdps/√Hz,
- szum czujnika przyspieszenia: 70 μg/√Hz,
- zakres temperatury pracy: od –40 do +85°C,
- odporność na udary: do 20 tys. g.

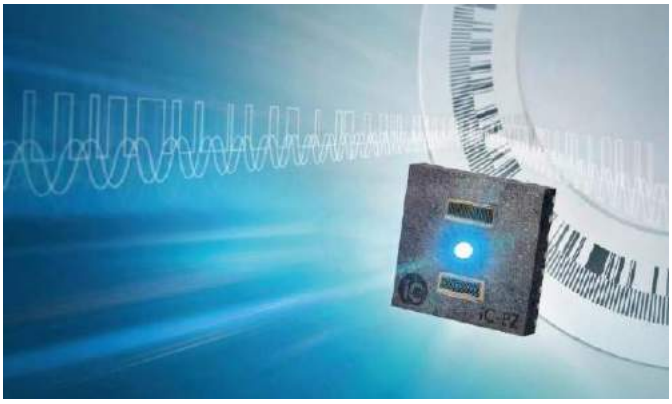
Firma TDK opracowała zestaw deweloperski DK-42688-P z płytką prototypową i oprogramowaniem, pozwalający użytkownikom na ocenę funkcjonalności czujnika ICM-42688-P. Na płytce znajduje się mikrokontroler G55 firmy Microchip oraz debugger, eliminujący konieczność stosowania zewnętrznych narzędzi do programowania i debugowania. Dołączone oprogramowanie obejmuje narzędzie graficzne InvenSense Motion Link do rejestrowania i wizualizacji danych pomiarowych oraz zestaw sterowników Embedded Motion Drivers (eMD) z bibliotekami API umożliwiającymi konfigurowanie najważniejszych parametrów pracy, takich jak zakresy pomiarowe czujnika, szybkość pracy interfejsu wyjściowego, tryb pracy (low-power/low-noise) oraz rodzaj połączenia z hostem (I^3C, I^2C, SPI).

https://bit.ly/33WPHFH

Odbiciowy enkoder absolutny do skalowalnych systemów pomiaru przemieszczenia

Nowy odbiciowy enkoder absolutny iC-PZ firmy iC-Haus pozwala uzyskać dokładność osiąganą dotąd wyłącznie przez klasyczne wersje transmisyjne. Jest przeznaczony do zastosowań w systemach pomiaru przesunięcia liniowego i kątowego, w których wymagane są komponenty miniaturowe oraz tam, gdzie konieczne jest zapewnienie bardzo dużej rozdzielczości. iC-PZ zawiera dwa czujniki optyczne skanujące pseudoróżnicowy kod naniesiony na ścieżkę absolutną i inkrementalną na odbiciowym dysku

eprasa.pl 1405f3fee5



kodowym. Dzięki wbudowanym funkcjom FlexCount i FlexCode może współpracować z dyskami o znacznie różniących się średnicach i rozdzielczościach. Jest to przydatne np. w aplikacjach korzystających z kilku napędów, jak przeguby ramion robotów czy dynamiczne systemy wieloosiowe z dyskami kodowymi o różnych średnicach. Wartości położenia na współpracujących osiach mogą być łatwo synchronizowane z wykorzystaniem protokołu BISS. Producenci robotów mogą korzystać z czujników iC-PZ jako uniwersalnej platformy i łatwo parametryzować je do pracy z dyskami o różnych średnicach, stosowanymi w całej konstrukcji robota, począwszy od obrotowej podstawy po chwytaki. Ułatwia to projektowanie i serwisowanie produktów.

W przypadku enkoderów korzystających z dysków kodowych o średnicy 26 mm, iC-PZ może zapewnić rozdzielczość ponad 4 milionów impulsów na obrót (22 bity). Nadaje się do współpracy z dyskami o średnicy już od 9 mm oraz ze skalami liniowymi o długości do 6,7 m. Brak wbudowanych soczewek pozwolił na znaczne zmniejszenie grubości obudowy (do 0,9 mm) w porównaniu z enkoderami transmisyjnymi, a przede wszystkim zapewnia znacznie większą tolerancję mechaniczną enkodera względem dysku kodowego, wynoszącą odpowiednio ±0,5 mm i ±0,4 mm w osi X i Y oraz 1…2 mm w osi Z. Wbudowane układy elektroniczne zapewniają dynamiczne kompensowanie również dysków chybotliwych, wykazujących błąd niewspółosiowości.

Czujnik iC-PZ zapewnia dużą elastyczność, jeśli chodzi o komunikację. Zawiera 5 typów interfejsów: kwadraturowy ABZ, analogowy Sin/Cos do współpracy z zewnętrznym chipem interpolacyjnym, UVW, SPI i BiSS/SSI. Jako czujnik przewidziany do pracy w systemach przemysłowych charakteryzuje się szerokim zakresem temperatury pracy od –40 do +125°C.

https://bit.ly/3fSA6sY

Nowe moduły GNSS w ofercie Wurth Elektronik

Wurth Elektronik wprowadza na rynek nową rodzinę modułów GNSS wyróżniających się w kilku aspektach spośród podobnych modułów innych producentów. Modele Elara-I i Elara-II są najmniejszymi tego typu modułami dostępnymi obecnie na rynku – zarówno w przypadku wersji z wbudowaną anteną, jak i bez niej.

Z kolei modele Erinome-I i Erinome-II, zaprojektowane do najbardziej wymagających zastosowań, wyróżniają się dużą szybkością działania i mogą współpracować z czterema głównymi konstelacjami satelitów: GPS, GLONASS, Galileo i BeiDou. Wszystkie cztery wersje mogą być przełączane w tryb oszczędnościowy i oferują dwa rodzaje interfejsów, I²C i UART. Dostępne do nich narzędzia projektowe w postaci oprogramowania WENSS (Wurth Elektronik Navigation Satellite Software) i płytki ewaluacyjnej pozwalają projektantom skrócić czas wprowadzania nowych produktów na rynek.

Moduły Elara-I i Elara-II są polecane do zastosowań przede wszystkim tam, gdzie priorytetem są małe gabaryty urządzeń, a współpraca z dwiema konstelacjami satelitów (GPS i GLONASS) jest wystarczająca. Model Elara-I, którego wymiary wynoszą jedynie 10×10×5,9 mm, zawiera zintegrowaną antenę o dużej czułości. Model Elara-II o wymiarach 4,1×4,1×2,2 mm jest najmniejszym obecnie na rynku modułem GNSS do montażu na płytce drukowanej, współpracującym z anteną zewnętrzną. Oba zostały zoptymalizowane pod kątem zasilania bateryjnego i zapewniają szybkie uzyskanie dokładności lokalizacji równej 1,5 m.

Do bardziej zaawansowanych zastosowań, w których priorytetem jest niezawodność lokalizacji nawet w trudnych warunkach pracy, polecane są moduły Erinome-I i Erinome-II. Mogą one współpracować z czterema konstelacjami satelitów (GPS, GLONASS, Galileo, BeiDou) i aktualizują położenie 10 razy w ciągu sekundy. Erinome-I (18×18×6,4 mm) jest wersją z wbudowaną anteną, natomiast Erinome-II (7×7×1,6 mm) współpracuje z anteną zewnętrzną.

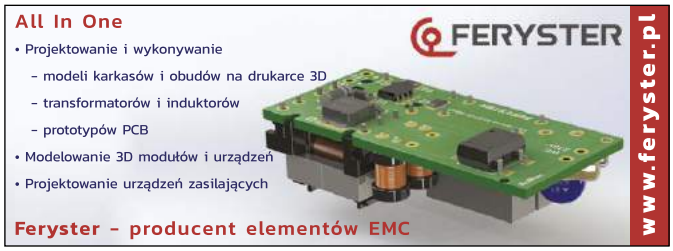
Wszystkie cztery moduły GNSS z nowej oferty są przeznaczone do pracy w przemysłowym zakresie temperatury otoczenia od –40 do +85°C.

http://bit.ly/38pwtYH

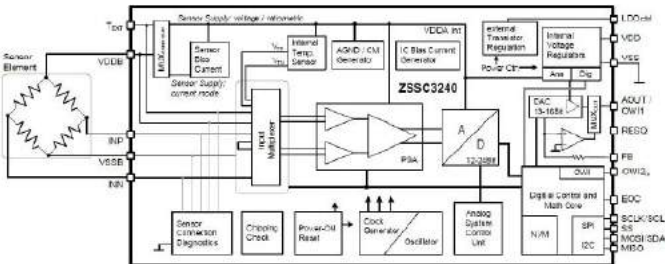
Zaawansowany układ kondycjonowania sygnału z 24-bitowym przetwornikiem A/C

ZSSC3240 to zaawansowany układ kondycjonowania sygnału do precyzyjnego wzmacniania, digitalizacji i wprowadzania korekcji specyficznych dla różnych typów czujników. Może współpracować z czujnikami mostkowymi i półmostkowymi oraz z czujnikami z wyjściem napięciowym i jednoelementowymi (np. Pt100 i zewnętrznymi diodami pomiarowymi). Charakteryzuje się 24-bitową

REKLAMA



eprasa.pl 1405f3fee5



rozdzielczością wewnętrznego przetwornika i dużym wzmocnieniem napięciowym przedwzmacniacza analogowego, wynoszącym do 540 V/V. Cyfrową kompensację offsetu, czułości, dryftu temperaturowego i nieliniowości zapewnia wbudowany 26-bitowy procesor DSP realizujący algorytmy korekcyjne, których współczynniki są przechowywane w pamięci nieulotnej.

ZSSC3240 umożliwia odczyt wyników pomiaru za pośrednictwem interfejsów I²C, SPI i OWI (*one-wire interface*), wykorzystywanych też do jego programowania. Udostępnia trzy różne tryby pracy, pozwalające na projektowanie na jego bazie inteligentnych modułów pomiarowych z wyjściami analogowymi i cyfrowymi, pracujących z pomiarem ciągłym lub wyzwalanym. Oprócz wyjść cyfrowych zawiera wyjścia analogowe prądowe i napięciowe o 16-bitowej rozdzielczości (0...1 V, 0...5 V, 0...10 V, 4...20 mA). Jest zamykany w obudowie QFN-24 (4×4 mm) oraz może być dostarczany w postaci nieobudowanej struktury półprzewodnikowej.

http://bit.ly/2PZWHcf

Seria diod LED o małych gabarytach i dużej jasności

W ostatnich latach nowoczesna technologia LED stała się standardem w coraz większej gamie zastosowań. Diody LED nowej rodziny Synios S 2222 firmy Osram Opto Semiconductors, charakteryzującą się małymi wymiarami przy dużej jasności, mogą znaleźć zastosowanie w wielu aplikacjach, począwszy od urządzeń elektronicznych po wysokiej jakości systemy oświetlenia architektonicznego. Są to diody małej i średniej mocy o znamionowym prądzie przewodzenia od 10 do 200 mA. Występują w 6 wariantach kolorystycznych: białym (3000…6500 K, CRI >80), niebieskim (445…460 nm), zielonym (520…540 nm), żółtym (583…595 nm), czerwonym (612…626 nm) oraz deep red (626…636 nm). Wszystkie są zamykane w jednakowych obudowach o powierzchni 2,2×2,2 mm i grubości jedynie 0,6 mm. Zapewniają dużą jasność przy małych gabarytach; w przypadku wariantu żółtego uzyskiwany jest strumień 50 lm przy prądzie polaryzacji 140 mA. W zależności od wymogów aplikacji docelowej diody Synios S 2222 pozwalają na łatwe dodanie zewnętrznego układu optycznego ze względu na centryczne położenie chipa w obudowie.

https://bit.ly/2Y44omt

Nowa kamera do komputerów Raspberry Pi o rozdzielczości 12 megapikseli

Farnell wprowadza na rynek nowy moduł kamery z wymiennymi obiektywami, przystosowanej do współpracy z komputerami Raspberry Pi. Model RPI-HQ-CAMERA bazuje na czujniku obrazu CMOS Sony IMX477R o przekątnej 7,9 mm, rozdzielczości 12,3 megapiksela i rozmiarach piksela 1,55×1,55 µm. Może znaleźć zastosowanie w aplikacjach konsumenckich i profesjonalnych,

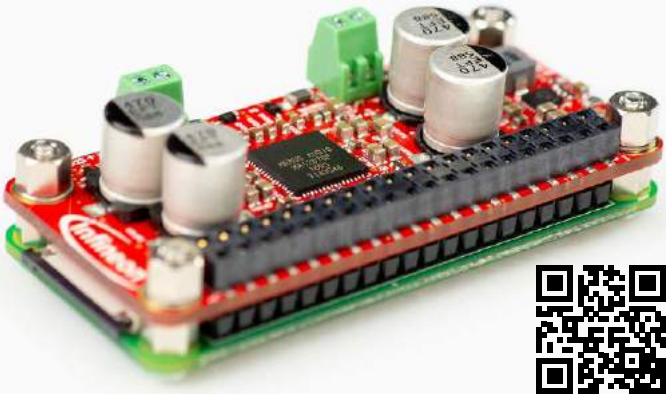
np. w przemysłowych systemach wizyjnych, gdzie umożliwia integrację ze specjalistycznymi układami optycznymi. Dobrze sprawdza się w systemach monitoringu pracujących w warunkach słabego oświetlenia. Jest kompatybilny ze wszystkimi modelami Raspberry Pi, począwszy od Raspberry Pi 1 Model B. Umożliwia montaż obiektywów standardu C i CS.

https://bit.ly/3gYZ6Ac

Wysokoprądowe cewki indukcyjne do wzmacniaczy audio klasy D

Wysokoprądowe cewki indukcyjne serii WE-HIDA zostały zaprojektowane specjalnie do zastosowań we wzmacniaczach audio klasy D. Charakteryzują się małymi stratami w rdzeniu, małą rezystancją DC wynoszącą od 2,5 do 14,8 mΩ i dużym prądem nasycenia. Występują nie tylko w formie tradycyjnej z pojedynczym uzwojeniem, ale również w konfiguracjach 2-in-1 do układów mostkowych. Aby zapewnić możliwie najmniejsze zniekształcenia THD w układach audio, indukcyjności cewek WE-HIDA zostały dobrane specjalnie pod kątem najczęściej stosowanych topologii filtrów. Są one produkowane na zakres prądów nasycenia od 6,5 do 58 A i zamykane w 5 wariantach obudów rozmiaru od 1415 (16×15,5×14 mm) do 3119 (35×31×19 mm).

http://bit.ly/38pwtYH



Moduł wzmacniacza audio klasy D do Raspberry Pi

Infineon Technologies wprowadza na rynek nowy moduł HAT (*Hardware Attached on Top*) do komputerów Raspberry Pi, zawierający wzmacniacz audio klasy D oparty na układzie MERUS MA12070P. Został on zaprojektowany do zastosowań m.in. w głośnikach aktywnych z bezprzewodową transmisją strumieni audio, oferując szczytową moc wyjściową 40 W/4 Ω przy małych gabarytach. Szybką i łatwą

eprasa.pl 1405f3fee5

konfigurację systemu zapewnia kompatybilność modułu z dystrybucjami Linuksa m.in. Raspbian i Volumio. Stopień wyjściowy może być skonfigurowany do pracy w układzie dwukanałowym BTL (*bridge tied load*) lub jednokanałowym PBTL (*paralel bridge tied load*) w zależności od aplikacji docelowej.

Nowy moduł KIT_40W_AMP_HAT_ZW jest kompatybilny z komputerem Raspberry Pi Zero W. Zastosowany w nim wzmacniacz audio MERUS MA12070P z technologią multilevel zapewnia równocześnie dużą sprawność energetyczną, dużą moc wyjściową i małe zniekształcenia. Nie wymaga współpracy z dużą cewką indukcyjną w obwodzie wyjściowym, co pozwala w znacznym stopniu ograniczyć koszt elementów współpracujących i powierzchnię płytki drukowanej. Do zasilania Raspberry Pi i modułu HAT wystarcza standardowy zasilacz USB 5 V/2,5 A, bez potrzeby stosowania dodatkowego źródła.

http://bit.ly/2lN71bU

Scalony czujnik temperatury o dokładności ±0,1°C i 16-bitowej rozdzielczości

ADT7422 to precyzyjny scalony czujnik temperatury o dokładności od ±0,1°C i 16-bitowej rozdzielczości, wyposażony w interfejs I²C. Może znaleźć szeroki zakres zastosowań w aparaturze medycznej, systemach transportu i magazynowania żywności, w instalacjach HVAC, do kompensowania temperatury zimnego złącza termopar, kontroli temperatury diod laserowych oraz jako zamiennik detektorów RTD i termistorów. Jeśli chodzi o zastosowania medyczne, ADT7422 spełnia wymogi normy ASTM E1112. Zapewnia rozdzielczość 0,0078°C i dokładność ±0,1°C (+25…+50°C, 3,0 V) po przylutowaniu do płytki drukowanej w urządzeniu docelowym, bez potrzeby przeprowadzania kalibracji. W szerszym zakresie temperatury od –20 do +105°C i przy tolerancji napięcia zasilania 2,7…3,3 V dokładność wynosi ±0,25°C.

Struktura układu obejmuje sensor, źródło referencyjne bandgap i precyzyjny przetwornik A/C. ADT7422 pracuje z napięciem zasilania 3 V, pobierając typowo 140 μW mocy (przy 1 Sps). Może być przełączany w tryb shutdown, w którym pobór mocy obniża się do 6 μW. Udostępnia dwie linie adresowe, pozwalające na współpracę do 4 czujników dołączonych do wspólnej szyny. Jest łatwy w implementacji: nie wymaga kalibrowania temperatury ani korygowania nieliniowości charakterystyki. Oprócz interfejsu I²C zawiera dwa wyjścia przerwania: CT i INT sygnalizujące odpowiednio przekroczenie temperatury krytycznej (standardowo +147°C) oraz dolnej lub górnej temperatury progowej, ustalonej przez użytkownika.

Układ jest zamykany w obudowie LFCSP-16 (4×4 mm). Producent oferuje do niego zestaw ewaluacyjny EVAL-TempSense-ARDZ umożliwiający łatwą ocenę parametrów przy współpracy z komputerem ze środowiskiem Arduino IDE.

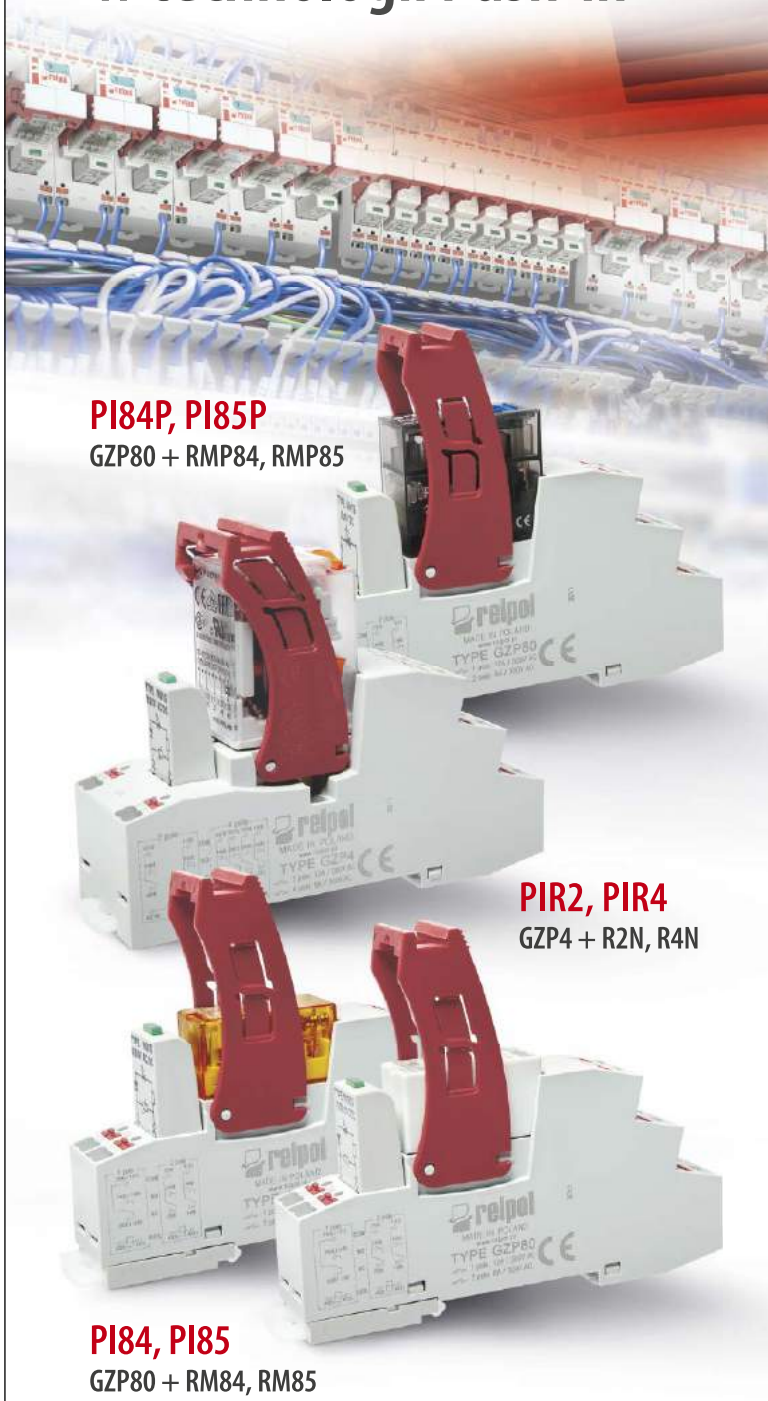
http://bit.ly/2kFCHzZ

http://
forum.
ep.com.pl

REKLAMA

relpol® S.A.

Przekaźniki interfejsowe w technologii Push-in

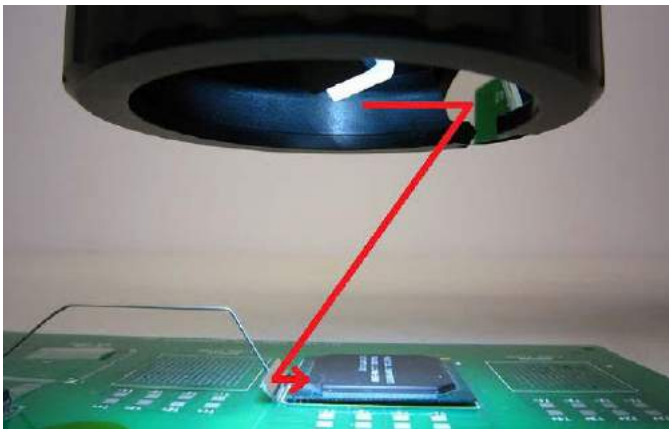


- zaciski Push-in pod kątem (w kierunku koryt kablowych),
- przyciski zwalniające zaciski (wciśnięcie/wyjęcie),
- otwory pod sondy pomiarowe (swoboda kontroli),
- płytki opisowe na głęboki wpust (złączki rzędowe),
- przestrzeń do etykietowania (taśmy do 9 mm).

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

eprasa.pl 1405f3fee5

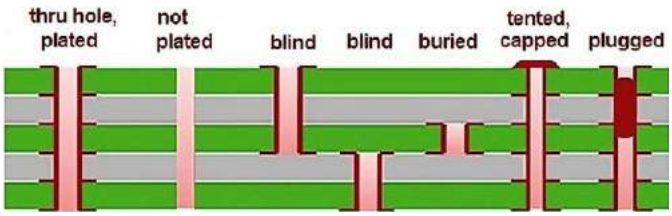
koktajl niusów



Prosta inspekcja połączenia BGA

Inspekcję połączenia BGA można wykonać bez prześwietlania rentgenowskiego. Jak? Poprzez mikroskop o dwóch lustrach: jednym w jego obiektywie i drugim przystawianym obok układu scalonego. Metoda jak „u dentysty" – skierować wiązkę światła tak, by ujrzeć niewidoczne zakamarki. Idea najprostsza, ale dająca niewielkie możliwości. Po pierwsze dlatego, że można zobaczyć tylko brzeg układu, po drugie lustra niełatwo prawidłowo ustawić.

Ceny dostępnych rozwiązań – np. mikroskop BGA-HD802 firmy YSC Technologies (***https://bit.ly/2E4m22t***) kosztuje przynajmniej 2665 dolarów. Natomiast mikroskop RX-100 BGA firmy Caltex Scientific (***https://bit.ly/2Y0YK4B***) nawet ponad 4000 dolarów (stan na dzień 7.08.2020 r.). Można też przystosować tańsze mikroskopy do tego celu. Niemniej cały czas chodzi tylko o pobieżny przegląd złączy BGA, bez ich szczegółowszej weryfikacji. Jest to kryterium do decyzji o kupnie rozwiązania. Dodajmy jeszcze, że tym sposobem można również podejrzeć złącza układów QFP, a także PGA. Oczywiście tylko po bokach.



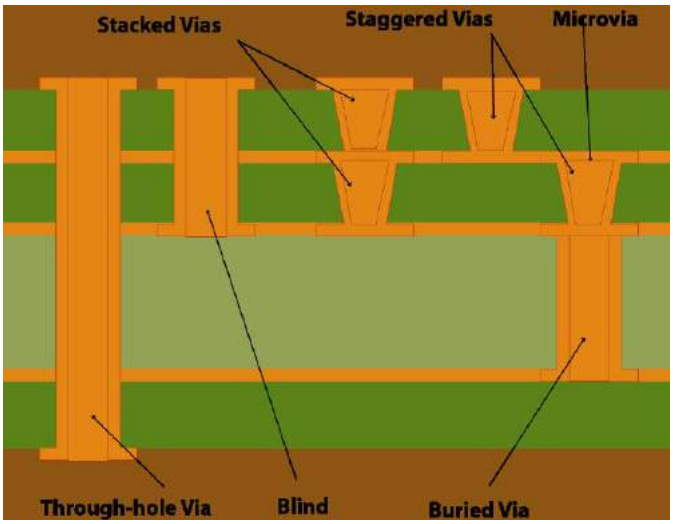
Skrócona systematyzacja przelotek międzywarstwowych w płytkach PCB

Dla utrwalenia wiedzy – są ich trzy tradycyjne rodzaje.

- łączące tylko warstwy wierzchnie płytki PCB, przechodząc przez wszystkie jej warstwy wewnętrzne – *Through Hole Via* (lub *Thru Hole Via*),
- zakopane (lub schowane) w płytce PCB, łączące tylko jej wewnętrzne warstwy – *Buried Via* (lub *Hidden Via*),
- zaślepione, łączące tylko jedną warstwę wierzchnią płytki PCB z jej warstwami wewnętrznymi – *Blind Via*.

Przy czym pierwsze mogą być:

- niezaślepione z obu stron płytki PCB, kryte miedzią od wewnątrz – *Plated Through Hole Via* (bądź *Plated Thru Hole Via*),

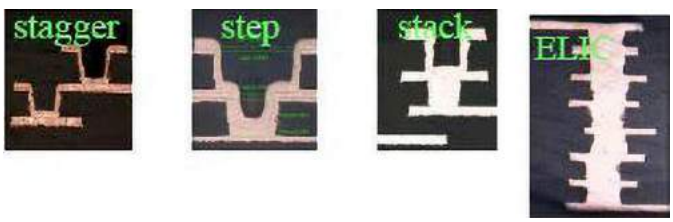


- niezaślepione z obu stron płytki PCB, kryte miedzią od wewnątrz, zaślepione (albo zaczopowane) na wysokości warstw wewnętrznych płytki PCB – *Plugged Through Hole Via* (bądź *Plugged Thru Hole Via*),
- niezaślepione z obu stron płytki PCB, bez krycia miedzią od wewnątrz – *Non-Plated Through Hole Via* (bądź *Non-Plated Thru Hole Via*),
- zaślepione (lub zaczopowane) z jednej strony płytki PCB, kryte miedzią od wewnątrz – *Tented Through Hole Via* (bądź *Tented Thru Hole Via*) lub *Capped Through Hole Via* (bądź *Capped Thru Hole Via*).

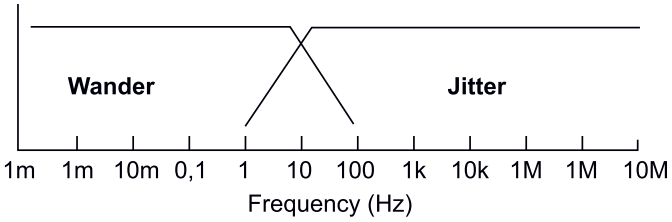
Natomiast pozostałe są kryte miedzią od wewnątrz. Co więcej, są również rodzaje nowoczesne, czyli: mikroprzelotka (*microvia*, *μvia*, lub *build-up via*), łącząca warstwy sąsiednie płytki PCB (bez względu na to, czy są wierzchnie, czy wewnętrzne), kryta miedzią od wewnątrz, będąca przypadkiem szczególnym przelotek tradycyjnych, oraz przelotki złożone z przynajmniej dwóch mikroprzelotek tzn. przelotki:

- proste – *stacked via*,
- rozchwiejne – *staggered via*,
- stopniowo zwężające się ku dołowi, zawierające mikroprzelotki o różnych szerokościach – *step via*,
- ELIC (*Every Layer InterConnect*) łączące wszystkie warstwy płytki PCB, różniące się sposobem ułożenia „cegiełek". Oczywiście i one są kryte miedzią od wewnątrz.

Niemniej przelotki tradycyjne można łączyć z nowoczesnymi – i to w różnych konfiguracjach! Tym samym propozycja (na czas wolny): wymyślcie swoją niepowtarzalną przelotkę. Kto wie, czy nie wymyślicie w ten sposób czegoś rewolucyjnego?

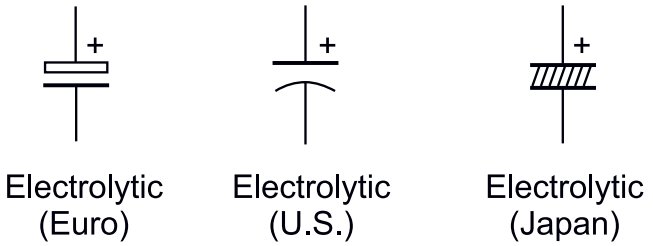


eprasa.pl 1405f3fee5



O jitterze sygnału zegarowego

A dokładniej o okresie tego parametru, tzn. średnim odstępie czasowym między dwoma największymi, powtarzającymi się wartościami. Jest on zdefiniowany i wynosi nie więcej niż 0,1 sekundy. W przeciwnym razie chodzi o wander (błądzenie fazy). Mówi o tym zalecenie Sektora Normalizacji Telekomunikacji Międzynarodowego Związku Telekomunikacyjnego Organizacji Narodów Zjednoczonych (ONZ ITU-T) o oznaczeniu ITU-T G.810, podające tę wartość graniczną jako odwrotność, tj. jako częstotliwość 10 Hz. Tym samym jitter to odchylenie fazy wspomnianego w tytule sygnału, o częstotliwości większej lub równej 10 Hz. Analogicznie, w przypadku wandera, jest to mniej niż 10 Hz. Taka to drobnostka, jednak ważna. Niestety rzadko mówi się o istnieniu wanderu przy omawianiu jitteru.



Co kraj to... kondensator

Oznaczenie kondensatora elektrolitycznego nie wszędzie jest identyczne. Mamy standardy europejski i amerykański oraz… japoński! Jak widać na rysunku, w tym kraju robi się to jeszcze inaczej. Można rzec, że to podejście fizyczne i bardzo intuicyjne, ponieważ pojemność symbolizują kreski ukośne między okładkami. Co więcej, łatwe w skojarzeniu – pojemność jako obiekt, a do tego dydaktyczne, bardzo użyteczne dla osób poznających elektronikę, bowiem jak na dłoni widać prawdziwy sens kondensatora.

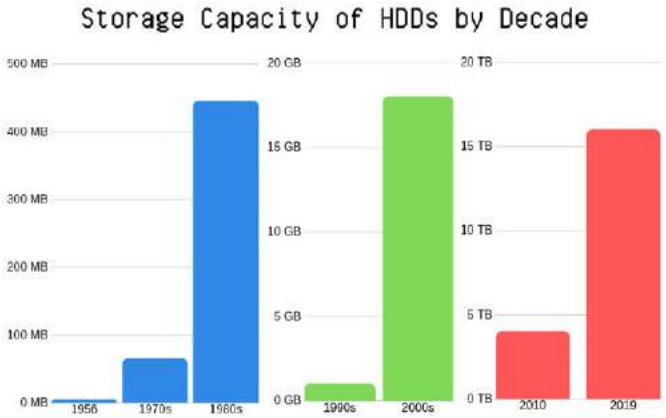
Pozostałe standardy pokazują kondensator jako same okładki i sprawiają, że mało kto czuje ten podstawowy element elektroniki. Owszem, dłużej się go rysuje, więcej tuszu potrzeba na jego wydrukowanie, a przez to i pieniędzy, ale Japończycy wymyślili naprawdę sensowne oznaczenie. Jednak nie jest ono znane i wręcz wywołuje konsternację przy analizie obwodów, gdy zostanie dostrzeżone.

Ile najwięcej wytrzyma bateria smartfonu?

Odpowiedź: 186 godzin w trybie spoczynkowym (stand-by). Rekordzistą jest (na dzień 7.08.2020r.) Realme 6i z baterią o pojemności 5000 mAh, pozwalający na 34 godziny i 59 minut nieprzerwanych rozmów telefonicznych, 29 godzin i 59 minut nieustannego odwiedzania stron internetowych oraz 20 godzin i 55 minut ciągłego oglądania wideo.

Dla porównania, pierwszy telefon autora tej ciekawostki, Samsung Galaxy S8, wytrzymuje tylko 84 godziny w trybie spoczynkowym, 24,5 godziny rozmów telefonicznych, 10 godzin i 5 minut surfowania po internecie oraz 14 godzin i 32 minut oglądania filmów. Z kolei dla jego drugiego telefonu, Samsunga Galaxy S9, jest to kolejno: 78 godzin, 22 godziny i 38 minut, 10 godzin i 13 minut oraz 15 godzin i 25 minut. Wszystko przy założeniu, że bateria jest idealna, tzn. nie starzeje się z biegiem czasu oraz nie jest celowo temu poddawana (programowo lub/i fizycznie) – w przeciwnym razie czasy te stają się mniejsze. Sam autor o tym zaświadcza – po ponad 5 latach użytkowania, pierwszy z modeli działa jedynie przez 2 doby w bezczynności (spadek o połowę), a przez działające w tle mocożerne aplikacje można go rozładować nawet i po niecałych 5 godzinach! Natomiast w przypadku drugiego modelu, posiadanego od 2 lat, jest to kolejno: ok. 3 dni i 12...16 godzin.

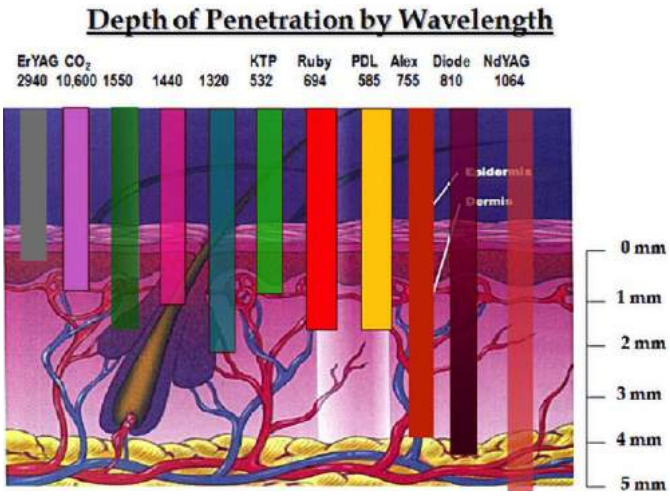
Źródło: ***https://bit.ly/2Y247k9*** Polecamy się z nim zapoznać – nie tylko by lepiej poznać swój telefon, ale i kupić właściwy.



Pojemność dysków twardych w czasie

Dla jasności: pojedynczych dysków HDD, bez SSD (pomijamy ich macierze oraz urządzenia), niezależnie, wewnętrzne czy zewnętrzne. Słowem, jest taka jak na rysunku. Dodajmy, że wszystko zaczęło się w październiku 1956 roku, kiedy firma IBM opracowała wielką jak szafa, ważącą ponad tonę maszynę do gromadzenia 5 megabajtów danych, dla komputera 305 RAMAC (określenie niebezpodstawne, wystarczy dowolne jej zdjęcie, by się przekonać ***https://bit.ly/2CscVrM***).

Obecnie (sierpień 2020 r.) szczyt możliwości to 20 TB modelu Ultrastar DC HC650 SMR firmy Western Digital, zaś maksimum SSD to 100 TB modelu ExaDrive DC 100 firmy Nimbus Data (różnica aż 5 razy!). Co ciekawe, pierwsza z firm planuje dyski HDD o pojemności 50 TB do 2026 roku. Czy tak się stanie, zobaczymy. W każdym razie pojemność dysków HDD wzrosła w ciągu 64 lat aż o 419 430 300%! Dla porównania, biorąc pod uwagę wspomniany wcześniej, największy dysk SSD, jest to 2 097 151 900%. Postęp jest imponujący, wręcz przytłaczający, ale za to realny i pożyteczny.



Laser a skóra

Na rysunku pokazano najczęściej stosowane rodzaje lasera, z długością fal w nanometrach (jednostka niepokazana na rysunku). Obecne na nim wartości głębokości są przybliżone. Tym samym, aby być

eprasa.pl 1405f3fee5

obiektywnym, skonfrontowano je z innymi, dostępnymi źródłami. Niemniej sytuacja wygląda następująco:

- największą penetrację zapewnia laser NdYAG (Nd:YAG) o długości 1064 nm (1,064 μm), oparty na granatach itrowo-aluminiowych domieszkowanych jonami neodymu Nd^{3+} (potocznie: laser neodymowo-yagowy) – 5 mm i wzwyż,
- najmniejszą penetrację zapewnia laser ErYAG (Er:YAG) o długości 2940 nm (2,94 μm), bazujący na granatach itrowo-aluminiowych domieszkowanych jonami erbu Er^{3+} (potocznie: laser erbowo-yagowy) – do 0,25 mm.

Z kolei dla reszty (od lewej strony), jest to:

- do 1 mm dla CO_2 o długości 10 600 nm (10,6 μm), którego ośrodek czynny to mieszanina gazów: dwutlenku węgla, azotu, wodoru i helu (potocznie: laser molekularny bądź laser CO_2),
- do 1,6 mm dla lasera światłowodowego z włókna szklanego domieszkowanego jonami erbu Er^{3+} (potocznie: laser erbowo-szklany, Erbium Glass, ER:GLASS lub ER:Szkło) o długości 1550 nm (1,55 μm),
- do 1,1 mm dla NdYAG o długości 1440 nm (1,44 μm),
- do 2,2 mm dla NdYAG o długości 1320 nm (1,32 μm),
- do 0,8 mm dla KTP o długości 532 nm, korzystającego z fosforanu tytanylu potasu (potocznie: laser potasowo-tytanowo-fosforowego, lub laser KTP – dla jasności: K – potas, T – tytan, a P – fosfor),
- do 1,8 mm dla Ruby o długości 694 nm, tj. dla lasera o ośrodku czynnym w postaci kryształów rubinu (potocznie: laser rubinowy) i dla PDL o długości 585 nm, tzn. dla pulsacyjnego lasera barwnikowego (PDL – *Pulse Dye Laser*),
- do 3,8 mm dla Alex o długości 755 nm, opartego na kryształach aleksandrytu (potocznie: laser aleksandrytowy);
- oraz do 4,2 mm dla lasera diodowego o długości 810 nm.

Podane wartości mogą się różnić w zależności od parametrów lasera (moc, szerokość plamki i okres impulsów) oraz skóry osoby (kolor, grubość) – dla jednej przenikanie lasera będzie płytsze, podczas gdy dla drugiej głębsze, przez co zawsze należy dostosować laser do konkretnego przypadku.

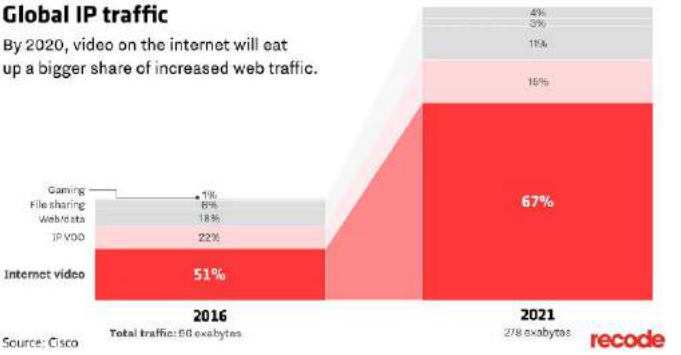
Teraz już nie powinno dziwić, że np. do depilacji jest używany laser aleksandrytowy lub diodowy 810 nm (ewentualnie rubinowy, który jednak nie jest już spotykany). A do złuszczania skóry (dermobrazji) ErYAG. Z kolei do usuwania zmarszczek czy kurzych łapek z twarzy (zbiorczo: resurfacing) – CO_2. Nie mówiąc o zamykaniu naczynek, usuwaniu naczyniaków i leczeniu pajączków naczyniowych przez NdYAG o długości 1064 nm, itd. Zastosowań co niemiara, nie sposób ich nawet wszystkich wymienić. Zachęcamy do poszukiwań.

Smutna wiadomość

Nie żyje Sheng Chang Chiang, znany jako Charles Chiang – przewodniczący oraz dyrektor generalny tajwańskiej firmy komputerowej MSI (Micro-Star International), wytwarzającej m.in. płyty główne do komputerów stacjonarnych i laptopy. Jak głoszą źródła, Chiang zginął 7 lipca br. wskutek upadku z siedmiopiętrowej siedziby firmy w dzielnicy Zhonghe miasta Nowe Tajpej w północnym Tajwanie. Jego ciało znalazła ochrona, na parkingu pod budynkiem. Mimo pomocy i szybkiego transportu do szpitala, nie udało się go uratować.

Okoliczności zdarzenia nie są znane. Przyjmuje się, że był to nieszczęśliwy wypadek, a nie udział osób trzecich czy samobójstwo. Jednak niewykluczone, że na śmierć miały wpływ służby specjalne Chińskiej Republiki Ludowej, tak bardzo nieuznające Tajwanu (brak na to dowodów). Sprawę bada policja.

Chiang miał 56 lat. Był związany z firmą od 12 lat, zaczynając jako współpracownik technologiczny oraz będąc dyrektorem generalnym działu biznesowego MSI Desktop Platform. Firmie przewodniczył od stycznia 2019 roku. W imieniu redakcji składamy kondolencje i głębokie wyrazy współczucia.

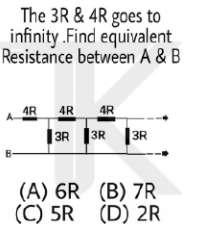


Ile jest wideo w internecie?

Czym jest dzisiaj internet? Czy to przeglądanie stron WWW o różnym przeznaczeniu, czy konkretniejsza usługa? Ile jest internetu w internecie w pierwszym znaczeniu? Cóż, coraz mniej. W 2016 roku 51% światowego ruchu internetowego (96 eksabajtów danych w skrócie „EB"), przy czym 1 eksabajt to 1024^6 bajtów) to było wideo (48,96 EB danych). Natomiast 22% (21,12 EB danych) to usługi wideo na żądanie (VOD). Z kolei w 2021 roku przewiduje się, przy ruchu 271 EB, kolejno: 67% (181,57 EB danych) i 15% (40,65 EB danych). Słowem to już bardziej platforma wideo! W dodatku uniwersalna – do oglądania, przesyłania i transmisji na żywo, gdziekolwiek i kiedykolwiek, według potrzeb użytkownika. Tym samym to jednak usługa! Zatem odpowiedź na postawione pytanie to: bardzo dużo.

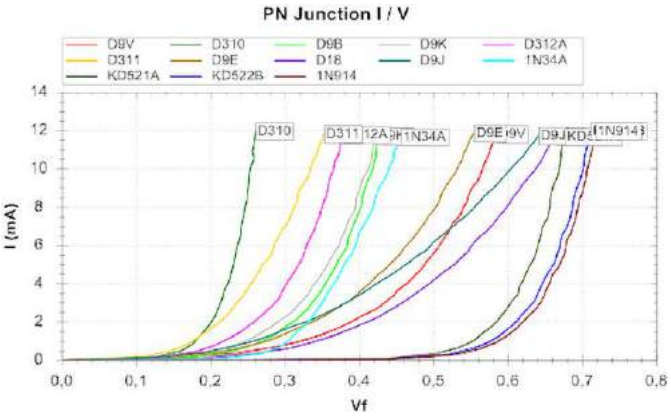
Wystarczy spojrzeć na własne podwórko: tu streamy z portalu YouTube, tu transmisje z Facebooka, a tu jeszcze np. IPLA i Netflix – obserwacje pokrywają się z rysunkiem. Dla użytkownika to luksus, ale dla operatorów to coraz większe wyzwanie – trzeba więcej szybszego sprzętu teleinformatycznego i łączy o coraz większej przepustowości, nie mówiąc o nowych standardach, protokołach sieciowych, itd. To wszystko przekłada się na koszty. Ale czego się nie robi w imię postępu?

Zagadka rezystorowa



Jej treść pokazana jest na rysunku, po polsku brzmi następująco: „Rezystory o rezystancji 3R i 4R idą w nieskończoność, jak na schemacie. Ile wynosi rezystancja zastępcza na zaciskach AB?". Właściwa odpowiedź to A, czyli 6R. Dlaczego? Otóż wystarczy zauważyć prawidłowość przy upraszczaniu obwodu od końca (prawa strona rysunku). Sumując dwie rezystancje w szeregu, a następnie dwie w połączeniu równoległym, otrzymujemy następujący ciąg wartości: 2,1R; 2,01R; 2,001R; 2,0001R, itd. (wartości zaokrąglone tuż po jedynce dla czytelności). Skoro tak, to łatwo zauważyć, że dla coraz większej liczby powieleń rezystorów jedynka zacznie się przesuwać coraz bardziej w prawo – będzie na coraz dalszych miejscach po przecinku. W ten sposób w nieskończoności uzyskamy wartość 2R. Teraz pozostaje ją tylko dodać do rezystancji rezystora przy zacisku A równej 4R i mamy rezystancję zastępczą równą 6R.

eprasa.pl 1405f3fee5



Charakterystyki germanowych diod półprzewodnikowych

Ciekawostka dla miłośników elektroniki analogowej, ale i nie tylko. Na rysunku pokazane jest zbiorcze zestawienie charakterystyk prądowo-napięciowych wspomnianych w tytule elementów. Diody o oznaczeniach rozpoczynających się od litery D i K to diody sowieckie (w dodatku do zastosowań wojskowych). Odmienność przedstawionych charakterystyk to nic szczególnego – wszak materiał ten sam, ale nie jego domieszkowanie i jakość (w sensie zanieczyszczeń i struktury). Zresztą nie da się inaczej tej odmienności uzyskać. Poza tym jaki byłby sens produkcji elementów o dokładnie tych samych własnościach?

Nowa definicja ampera

Od 20 maja 2019 roku (Światowy Dzień Metrologii), wskutek obrad 26. Generalnej Konferencji Miar, obowiązuje nowa oficjalna treść definicji ampera. Od teraz jest to „jednostka zdefiniowana przez przyjęcie ustalonej wartości liczbowej ładunku elementarnego e, wynoszącej 1,602 176 634·10^{19}, wyrażonej w jednostce C, która jest równa A·s, gdzie sekunda zdefiniowana jest za pomocą $\Delta\nu_{Cs}$" (ostatnie to częstotliwość cezowa, tj. „częstotliwość nadsubtelnego przejścia w atomie cezu 133 w niezaburzonym stanie podstawowym, wynoszącej 9 192 631 770 wyrażonej w jednostce Hz, która jest równa s^{-1}").

Jak widać, nie trzeba wzorca fizycznego. To już nie waga prądowa i definicja poprzednia, mówiąca że „1 amper to niezmieniający się prąd elektryczny, który płynąc w dwóch równoległych, prostoliniowych, nieskończenie długich przewodach o znikomo małym przekroju kołowym, umieszczonych w próżni w odległości 1 m od siebie, spowodowałby wzajemne oddziaływanie przewodów na siebie z siłą równą 2·10^{-7} N na każdy metr długości przewodu".

W podobny sposób zredefiniowano metr (przez oparcie go na prędkości światła c) i kilogram (przez oparcie go na stałej Plancka h). Tym samym i dla nich wzorce nie są już dłużej wymagane. Można rzec „postęp", a w praktyce dążenie do utrzymania stałości jednostek. Bądź naturalna kolej rzeczy wynikająca z niedoskonałości wzorców, które nie dość, że są trudne w utrzymaniu, to z biegiem czasu ulegają nieodwracalnej degradacji, tracąc pożądane własności (weźmy dla przykładu oryginalny XIX-wieczny wzorzec kilograma z Sèvres, który od swego początku schudł łącznie o 50 mikrogramów. I jak tu obiektywnie skalibrować wagi?).

Nowa definicja już występuje w polskim prawie – co prawda z rocznym poślizgiem została wprowadzona, ale jednak. (patrz Rozporządzenie Rady Ministrów z dnia 5 czerwca 2020 roku w sprawie legalnych jednostek miar Dz.U. z 2020 r. poz. 1024 – źródło: *https://bit.ly/2Y1tSRg*). W związku z tym to, co mówi Wikipedia, jest nieaktualne. A tymczasem rozkoszujmy się tym, że amper jest prosty jak nigdy dotąd.

Jakub Tyburski
jakub.tyburski@wat.edu.pl

REKLAMA

Odwiedź nas na targach:
Hala A Stoisko nr 26

ENERGETAB 2020
www.energetab.pl
15-17 WRZEŚNIA BIELSKO-BIAŁA

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
CONTRANS TI

eprasa.pl 1405f3fee5

Arduino & Raspberry Pi Day 2020

*21 czerwca odbyła się kolejna edycja Arduino & Raspberry Pi Day. Tym razem z powodu sytuacji epidemiologicznej została zorganizowana online, co okazało się nie lada wyzwaniem. Warsztaty, prelekcje oraz konkurs odbyły się przez Internet. Wszystko było strumieniowane za pomocą Facebooka oraz YouTube. Całe nagranie można zobaczyć na kanale Inżynier Domu (**https://bit.ly/3gC24K5**).*

Wydarzenie było przeznaczone zarówno dla osób, które nigdy jeszcze nie słyszały o Arduino ani Raspberry Pi, a chciały poznać te platformy, jak i pasjonatów, którzy chcieli zgłębić i przekazywać wiedzę o tych platformach. Ważnym elementem były prelekcje, dotyczyły takich zagadnień:

- Raspberry Pi jako platforma domowej automatyki (prowadzący: Dariusz Zieliński),
- LoRaWAN + Platforma Signomix (firma: Otwarta Sieć Rzeczy),
- Bezprzewodowo na baterie. Technologie komunikacji z niskim poborem prądu (prowadzący: Maciej Michna),
- Sterowanie Raspberry Pi za pomocą IR – zastosowanie w komercyjnym projekcie (prowadzący: Miłosz Rząsa),
- Jak zacząć z STM32, znając Arduino (prowadzący: Mateusz Salamon),
- Komunikacja między robotami (prowadzący: Patryk Mądry),
- Druk 3D – odpowiedzi na trudne pytania (prowadzący: AddMan),
- Od Arduino do kosmicznego startupu (prowadzący: Frostex),
- Budowa i oprogramowanie robota Sumo (poprowadzone przez: Sii Team Sumo).

Podczas wydarzenia oglądający mogli zadawać na bieżąco pytania na czacie. Prelegenci bardzo aktywnie uczestniczyli w dyskusjach.

W ograniczonej formie względem wydarzenia stacjonarnego odbyły się także warsztaty. Równolegle do trwających prelekcji i także przez YouTube zajęcia prowadziła Akademia Elektroniki. Uczestnicy zadawali pytania na czacie i rozwiązywali problemy wraz z gospodarzem. W efekcie prac powstawały gry bazujące na Arduino.

Pomimo zmiany formy, udało się także dopasować konkurs do nowych realiów. Uczestnicy musieli nadesłać opisy swoich projektów zawierających Arduino lub Raspberry Pi, a następnie po zakwalifikowaniu nagrać krótki materiał wideo. Normalnie projekty pojawiłyby się na miejscu, gdzie odbywałoby się wydarzenie. Wideo było jedyną możliwością, aby sprawdzić ich oryginalność i podzielić się prezentacją z widzami. Łącznie zaprezentowano 32 prace, 25 w kategorii Arduino i 7 w ramach tematyki Raspberry Pi. Twórcy naprawdę dali z siebie bardzo dużo. Projekty można zobaczyć na stronie: ***https://bit.ly/34zH97U***.

Nagrodami w konkursie było mnóstwo płytek, modułów, narzędzi oraz innych materiałów (***https://bit.ly/2Qr4aBy***). W każdej z kategorii wskazano po 3 miejsca oraz dodatkowo wśród wszystkich projektów została nagrodzona praca wyróżniająca się pod względem wykorzystania druku 3D. W trakcie wydarzenia działał także formularz, w którym głosy oddawali widzowie. Na podstawie wyników wyłoniono laureatkę nagrody publiczności.

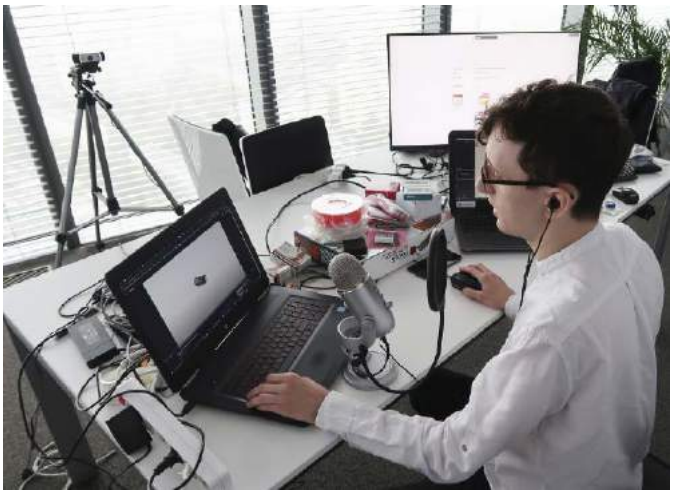
W kategorii Raspberry Pi laureatami zostali:

1. miejsce: Jan Rzepiszczak – ANANSI,
2. miejsce: Maciej Nowak, Marcin Drobik, Tomasz Martyniak – Bojlator 2000,
3. miejsce: Koło Naukowe Integra – Zebulon.

W kategorii Arduino laureatami zostali:

1. miejsce: Natalia Nienartowicz – Zdalnie sterowane ramię robotyczne,
2. miejsce: Marcin Mika – Tuba Rubensa,
3. miejsce: Zespół RODEO – Radioteleskop.

Nagrodę specjalną w kategorii druk 3D otrzymał Albert Mazur za Remix robota Otto. Natomiast Nagrodę Publiczności otrzymała Natalia Nienartowicz za nagrodzone już w kategorii Arduino Zdalnie sterowane ramię robotyczne. Całe wydarzenie moderował i był głównym organizatorem Inżynier Domu – Szymon Markiewicz. „Elektronika Praktyczna" była patronem medialnym wydarzenia.



eprasa.pl 1405f3fee5

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.

Otwarty moduł do lewitacji magnetycznej

Open LEV to otwarty projekt lewitatora akustycznego. Urządzenie takie wykorzystuje dwa oscylatory ultradźwiękowe, działające przy częstotliwości około 40 kHz, do utrzymywania nieruchomo „lewitującego" przedmiotu. Open LEV jest podobny do opartego na Arduino projektu Acoustic Levitation Build, z wyjątkiem tego, że nie jest wymagane programowanie. Zamiast tego system można dostroić do maksymalnej wydajności za pomocą potencjometru wielooobrotowego. Pozwala to na regulację na różnych wysokościach nad poziomem morza (zmienne ciśnienie powoduje zmiany w prędkości rozchodzenia się dźwięku). Ponieważ głośniki są nieruchome, strojenie pozwala na optymalizację fali stojącej, generowanej między nimi. Obwód jest całkowicie analogowy i nie wymaga żadnego oprogramowania czy kontroli za pomocą mikrokontrolera.

Open LEV to prosty sposób na eksperymenty z falami stojącymi. Projekt dostępny jest w wersji z elementami przewlekanymi, jak i SMD, aby uprościć wszystkim zainteresowanym zabawy z lewitacją akustyczną.

https://bit.ly/2ECRtkq

Echode – moduł dla Amazon Echo z przekaźnikami 230 V

Echode to urządzenie zbudowane na bazie modułu z układem ESP8266 12E oraz dwa przekaźniki, przeznaczone do sterowania urządzeń zasilanych z sieci lub izolowanym napięciem stałym. Przekaźniki działają dobrze z różnymi rodzajami zasilania i z niemalże dowolnymi odbiornikami energii elektrycznej.

Aby układ działał poprawnie, to jest komunikował się z ekosystemem Amazona, urządzenie musi być podłączone do tego samego Wi-Fi, co urządzenie Amazon Alexa. Po krótkiej konfiguracji w aplikacji alexa i ustawieniu prawidłowej nazwy Wi-Fi oraz hasła w sprzęcie, sterowanie urządzeniem jest tak proste, jak powiedzenie „Alexa włącz".

https://bit.ly/3IlfTA8

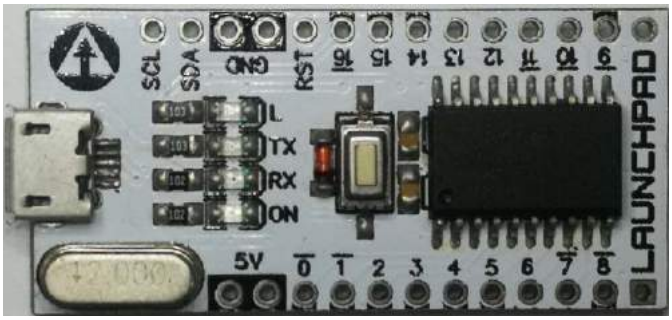
„Can't touch this" – konkurs na bezdotykowe interfejsy użytkownika

Kiedy wychodzimy z kwarantanny, jak najwięcej czynności powinniśmy wykonywać „bezkontaktowo". Mając to na uwadze, portal *www.instructables.com* zorganizował konkurs, którego celem jest opracowanie rozwiązania służącego do bezpiecznego wykonywania codziennych zadań bez użycia rąk – bezdotykowo. Przykładowe urządzenia to automatyczne otwieracze drzwi, dźwiękowe włączniki światła czy bezdotykowe stanowiska do mycia rąk. Aby wziąć udział, wystarczy opublikować swój pomysł i prototyp.

W konkursie przewidziano 21 nagród – jedną, główną oraz 20 wyróżnień dla ciekawych projektów. Najlepszy projekt otrzyma kartę podarunkową do sklepu Amazon na kwotę 500 dolarów oraz zestaw Makey Makey STEM Pack o wartości 700 dolarów. Wyróżnienia gwarantują bon do Amazona o wartości 100 dolarów oraz zestaw Makey Makey Classic o wartości niecałych 50 dolarów.

https://bit.ly/32mRWQ6

eprasa.pl 1405f3fee5



Launchpad – alternatywa dla Arduino Nano w cenie jedynie dwóch dolarów

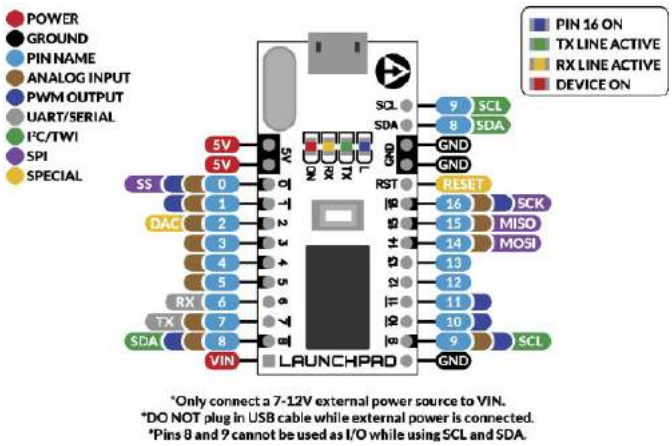
Launchpad to mała, kompatybilna z Arduino płytka rozwojowa z mikrokontrolerem, która ma wyeliminować przestarzały moduł z ATmega328p, używany w klasycznym Arduino Nano. Projekt nazywa się podobnie jak płytki deweloperskie firmy Texas Instruments, ale nie mają z nimi nic wspólnego. Opisywany tutaj Launchpad to kompaktowy moduł z nowoczesnym układem z rodziny AVR. Obecnie Arduino Nano wyposażone jest w układ ATtiny 1616. Autor projektu – Clyde D. Corpuz – zamienił go na ATmega328p, oferujący znacznie szersze możliwości przy zachęcającej cenie.

Celem projektu jest zaprojektowanie płytki nastawionej na edukację, która może kosztować zaledwie 2 dolary. Obecna wersja ma wszystkie cechy klasycznego Nano (aczkolwiek mniej pinów), ale szybsze taktowanie 20 MHz i prawdziwe wyjście analogowe (zrealizowane za pomocą przetwornika cyfrowo-analogowego).

Wraz ze wzrostem wykorzystania technologii i przewidywanym nadejściem Przemysłu 4.0, wkrótce niezbędne będzie interdyscyplinarne wykształcenie w wielu sektorach życia zawodowego. W ten sposób staje się jasne, że wiedza w zakresie technologii i programowania musi stać się podstawową umiejętnością życiową. Świetnym sposobem pomocy w nauce tych tematów jest stworzenie niedrogich narzędzi do nauki elektroniki, które będą łatwo dostępne dla każdego, zwłaszcza dla osób żyjących w ubóstwie.

Celem tego projektu jest zaprojektowanie i stworzenie taniej (i prawdopodobnie nadal opłacalnej komercyjnie) płytki rozwojowej, która jest skierowana zarówno do początkujących, jak i ekspertów. Jest ona mocniejsza od Arduino Uno i Nano, a jej produkcja kosztuje zaledwie 2 USD. Moduł powinien być również intuicyjny i łatwy w użyciu w podstawowych zastosowaniach edukacyjnych.

https://bit.ly/3gv37LM



Multimetr cyfrowy DIY z sześcioma cyframi

Projekt ten powstał w ramach wyzwania, które zakładało skonstruowanie urządzenia z zastosowaniem jedynie elementów i podzespołów, które w danym momencie mamy w domu. Dla wielu elektroników i hobbystów może to być doskonała (jeśli nie jedyna) okazja do zużycia zapasów elementów, jakie zgromadzone zostały przez lata.

Autor projektu, Jaromir Sukuba ze Słowenii, skonstruował ten precyzyjny multimetr, wykorzystując właśnie różne komponenty, jakie miał w swoich zapasach. Urządzenie to zdolne jest do pomiaru napięcia (w zakresach do 1, 10 i 100 V), prądu (w zakresach do 100 µA, 10 mA i 1 A) oraz rezystancji (w zakresach do 1, 10, 100 oraz 1000 kΩ).

Cały system skonstruowany został na płytkach uniwersalnych z wykorzystaniem rozmaitych układów, jakie autor miał w domu lub wymontował ze swoich starszych projektów. Mózgiem urządzenia jest mikrokontroler DSP z rodziny dsPIC (dsPIC30F6012A), który odpowiada za obliczenia, kontrolę danych z przetwornika analogowo-cyfrowego (ADC) i prezentację wartości liczbowych na wyświetlaczu. Natomiast sercem układu jest przetwornik ADC skonstruowany w oparciu na dyskretnych elementach analogowych i układzie programowalnym (FPGA) MachXO-1200.

Autor, w czasie pisania tego artykułu, skończył budowanie i uruchamianie swojego multimetru, ale przyczyny zdrowotne nie pozwoliły mu przetestować dokładniej nowego urządzenia i porównać go z komercyjnymi multimetrami tej klasy. Ostatni wpis w projekcie, na moment powstania tego tekstu, informuje, że Jaromir jest w szpitalu. W imieniu redakcji życzymy mu dużo zdrowia!

https://bit.ly/31sXrxm

Zbuduj Sobie Narzędzie – konkurs portalu Instructables.com

Portal Instructables organizuje obecnie konkurs na projekt narzędzia – nie tylko elektronicznego. Jeśli wykorzystujesz elektronikę do budowania zaawansowanych narzędzi pomiarowych, inspekcyjnych itp., to możesz wziąć w nim udział. W czasie pisania tego artykułu na zgłoszenia pozostało jeszcze 48 dni, a pośród zgłoszonych już projektów znajduje się wiele urządzeń elektronicznych, takich jak kieszonkowe woltomierze, kamery inspekcyjne czy nawet licznik Geigera.

Portal zapewnia aż 19 różnych nagród. Najwyższa nagroda to 500 dolarów w postaci bonu do sklepu Amazon. Trzy pierwsze nagrody to bon o wartości 250 dolarów, pięć drugich to 100 dolarów każda, a dodatkowo jurorzy chcą wyróżnić 10 projektów bonami o wartości 50 dolarów, które także zrealizować można w sklepach Amazona.

https://bit.ly/2YwgmFN

Wielofunkcyjny kontroler automatyki domowej, bazujący na Raspberry Pi

Picon One to wielofunkcyjny kontroler oparty na najmniejszym członku rodziny Raspberry Pi – Raspberry Pi Zero W. Zamiast dodawać do niego nakładki (moduły typu HAT), autor odwrócił role: Pi staje się nakładką dla płyty głównej kontrolera, zapewniającej wszystkie potrzebne systemowi funkcje, interfejsy, itd.

eprasa.pl 1405f3fee5

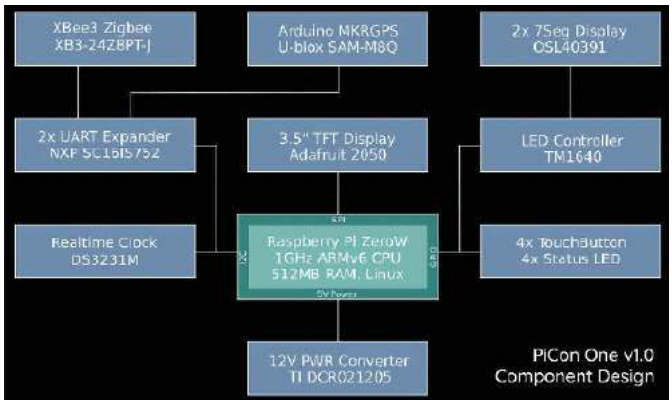
Płytka została zaprojektowana tak, aby pasowała do obudowy przemysłowej w celu jej ochrony przed środowiskiem zewnętrznym (wilgocią, kurzem etc.), a także w celu umożliwienia podłączenia wszystkich sygnałów wejściowych i wyjściowych oraz interfejsów komunikacyjnych. Dzięki elastyczności i bogatemu zbiorowi modułów w systemie układ można dostosować do szeregu aplikacji.

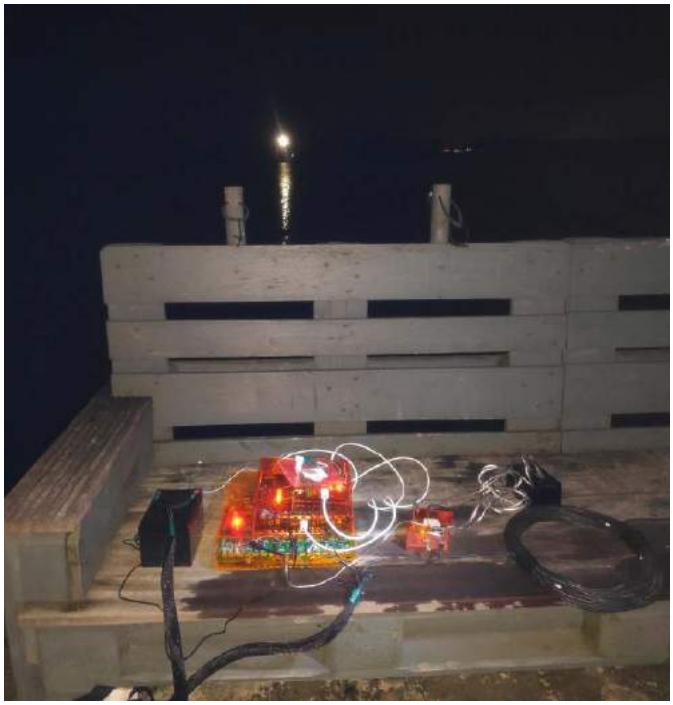
PiCon One to wielofunkcyjny kontroler do automatyki i zastosowań przemysłowych i domowych. Rezultatem jest płyta kontrolera integrująca Raspberry Pi Zero W, zamontowana w obudowie przemysłowej firmy Takachi. Obudowa ma stopień ochrony IP65, dzięki czemu sterownik jest pyłoszczelny i zabezpieczony przed rozpryskami wody. Powinno to pozwolić mu działać 24 h na dobę i siedem dni w tygodniu w niemalże każdych warunkach.

Pierwsza iteracja projektu zawiera poniższy zestaw modułów i funkcjonalności:

- zegar czasu rzeczywistego (RTC) z podtrzymaniem bateryjnym, zrealizowany na DS3231,
- dwa dodatkowe porty szeregowe zrealizowane na kontrolerze 16S752,
- wyświetlacz TFT o rozdzielczości 320×480,
- dwa 4-cyfrowe, 7-segmentowe wyświetlacze LED,
- cztery przyciski,
- dwie programowalne diody LED do wyświetlania stanu urządzenia,
- interfejs modułu GPS,
- interfejs modułu XBee ZigBee,
- złącze szeregowego portu konsoli,
- elastyczne opcje zasilania urządzenia,
- baterię podtrzymującą (litowo-polimerową), działającą jak UPS dla systemu.

https://bit.ly/2YBxYAd



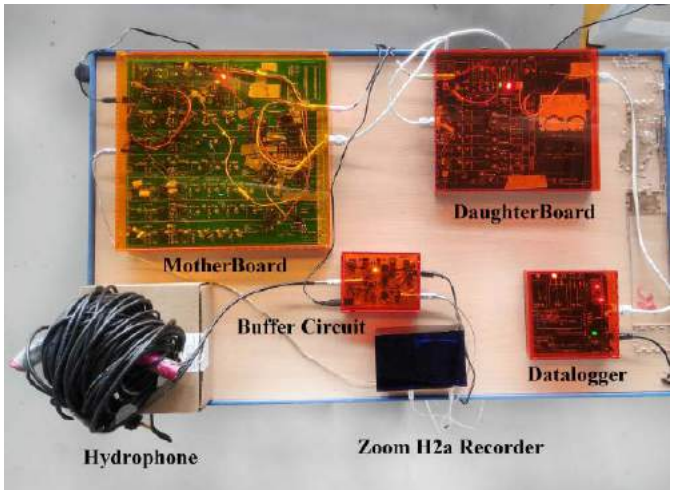


Podwodny robot do wyłapywania kłusowników

Blast fishing (połów wybuchowy, czyli metoda na ogłuszanie i pozyskiwanie ryb za pomocą materiałów wybuchowych) to duży problem na całym świecie, szczególnie w Azji Południowej i u wybrzeży Afryki. Niszczy to podwodne ekosystemy i siedliska ryb. CBobby to podwodny robot rejestrujący eksplozje, który wykrywa działania związane z tego rodzaju kłusownictwem i określa lokalizację wybuchu, aby poinformować lokalne władze. Analizuje widmo audio i akustyczne zdarzenia przejściowe w celu wykrycia eksplozji.

CBobby to platforma typu open source, wykonana z gotowych komponentów, dzięki czemu jest tania, łatwa do serwisu i utrzymania. Urządzenie może zostać zakamuflowane w dowolnym miejscu, aby monitorować środowisko podwodne. Układ wykorzystuje przetwarzanie sprzętowe, aby zmniejszyć zużycie energii. Na obecnym etapie rozwoju potrafi odróżnić dźwięki połowów z wykorzystaniem materiałów wybuchowych od dźwięków w tle. Na Filipinach, skąd pochodzi autor tej konstrukcji, około 583000 ludzi jest rybakami, a co najmniej 70 000 z nich praktykuje tego rodzaju nielegalne połowy. Planowane jest, we współpracy z Development Alternatives Inc (DAI), rozmieszczenie systemu na Filipinach, aby zapobiec nielegalnej działalności połowowej.

https://bit.ly/2QsPT7q



eprasa.pl 1405f3fee5

Miernik zużycia energii elektrycznej na bazie ESP8266 i Raspberry Pi

Monitorowanie ilości zużywanej energii elektrycznej jest podstawą do jej oszczędzania. Jeśli na bieżąco wiemy, ile nasze gospodarstwo domowe pochłonęło energii, jesteśmy w stanie ukierunkować nasze starania w celu redukcji tej ilości. Energooszczędność to nie tylko mniejsze rachunki, ale także mniejsza emisja CO_2 do atmosfery.

Jest to pierwszy projekt elektroniczny użytkownika didier_windey z portalu Instructables.com. Wymagał od niego sporo nauki, jako że zastosowano Arduino (moduł z układem ESP8266, oprogramowany w Lua) oraz Raspberry Pi z bazą danych MySQL do zbierania i prezentacji danych. Początkowym celem tego projektu było tylko monitorowanie zużycia energii elektrycznej w domu, rejestrowanie tych danych i możliwość ich późniejszego analizowania. Finalnie został wzbogacony o szereg dodatkowych funkcji.

W przypadku domu autora projektu głównym dostawcą energii elektrycznej jest lokalna farma wiatrowa. Oczywiście dom zasilany jest także z normalnej sieci energetycznej, ale jak wskazuje sam autor – głupio byłoby mu włączać większe, zbędne obciążenie (jak np. zmywarka czy pralka) w bezwietrzny dzień. Dlatego miernik zużycia energii nie tylko pokazuje aktualną jej konsumpcję w domu, ale także potencjał energetyczny lokalnej farmy wiatrowej, jaki jest podawany w czasie rzeczywistym i dostępny przez przeglądarkę internetową. Taka integracja była możliwa w miejscu zamieszkania autora projektu (Elia w Belgii) – czy taka integracja możliwa jest także w Polsce, zależne jest od operatorów konkretnych instalacji energetyki odnawialnej.

Potrzebne elementy i zasada działania

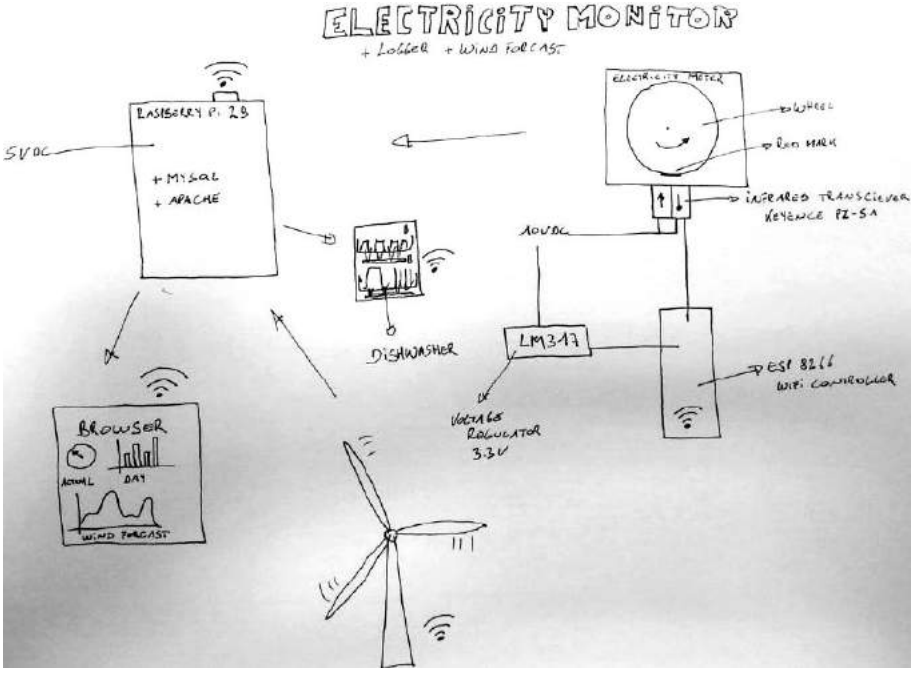
Projekt został zbudowany z kilku zasadniczych modułów programowych i sprzętowych. System zaprezentowano schematycznie na **rysunku 1**. Składa się z:

- miernika zużycia energii z modułem do komunikacji poprzez Wi-Fi,
- komputera jednopłytkowego Raspberry Pi z odpowiednim oprogramowaniem,
- oprogramowania do pobierania danych (w formacie XML) ze strony operatora sieci przesyłowej,
- przeglądarki WWW, która służy za interfejs użytkownika do zarządzania i używania systemu.

Czujnik licznika energii elektrycznej wykorzystuje prosty sensor podczerwieni, monitorujący obrót koła miernika zużycia energii elektrycznej. Śledzi on ruch czerwonej linii na tym kole, co pozwala na zliczanie obrotów.

Wyjście czujnika jest podłączone do pinu GPIO modułu z układem ESP8266. Kiedy pin zmienia swoją wartość z jedynki na zero, to kompletuje wiadomość dla bazy danych, a przy najbliższym zboczu narastającym wysyła ją do bazy danych MySQL, która działa na Raspberry Pi. Co 5 minut Raspberry Pi pobiera najnowszą prognozę uzysku energii wiatrowej w formacie XML ze strony internetowej Grid Managera. XML jest tłumaczony na polecenie SQL, a dane są przechowywane w tabeli MySQL.

Pierwsza strona w przeglądarce prezentuje rzeczywiste zużycie energii elektrycznej. Na następnej stronie można sprawdzić



Rysunek 1. Schemat blokowy budowy i działania urządzenia

eprasa.pl 1405f3fee5

dzienne zużycie energii na godzinę. Trzecia strona to prognoza ilości produkowanej energii wiatrowej i rzeczywista jej produkcja w danym momencie, wyświetlane na wykresie Google. Z poziomu przeglądarki sterować można także odbiornikami – autor podłączył do systemu sterowanie zasilaniem swojej zmywarki, gdyż jest to urządzenie, które, jego zdaniem, może poczekać na uruchomienie na odpowiedni moment. Dzięki temu, gdy dostępne jest dostatecznie dużo „zielonej" energii, można jednym kliknięciem uruchomić energochłonny odbiornik energii elektrycznej. Docelowo, jak pisze autor, chciałby i ten aspekt zautomatyzować, by włączała się ona automatycznie, gdy dostępne jest odpowiednio dużo prądu ze źródeł ekologicznych.

Listing 1. Skrypt dla ESP8266 do monitorowania miernika zużycia energii elektrycznej

```
function start()
if (x == nil) then
    print("do setup")
    tmr.alarm(1,1,0, setup)
else
    tmr.alarm(1,1,0, puls)
    print("do puls")
end
end

function setup()
t= 0  -- toer
x= 1 -- start
t0 = tmr.now()

gpio.mode(4, gpio.OUTPUT)
gpio.write(4, gpio.HIGH)
print("do wifcon")
tmr.alarm(1,1,0, wificon)
end

function wificon()
wifi.setmode(wifi.STATION)
wifi.sta.config("login","password")
print("do pulse")
tmr.alarm(2, 1, 0, puls)
end

function puls()
p = gpio.read(3)  -- p to impuls

if (p == 0) then
    a = 1
    u = 0
end

if (p ==1) then
    u = 1
end

if (a == 1) and ( u == 1) then
    t= t+1
    u=0
    a=0
    t1= tmr.now()
    t2= (t1-t0)
    t2= (t2/1000)
    t2= (9600000/t2)
    t0 = t1
    print (t2)
    print ("do check")
    tmr.alarm(4, 1, 0, check)
else
    tmr.alarm(1,1,0,puls)
end
end

function check()
if (wifi.sta.getip() == nil) then
    tmr.alarm(3, 1, 0, wificon)
else
    print("do wifisend")
    print(wifi.sta.getip())
    tmr.alarm(4, 1, 0, wifisend)
end
end

function wifisend()
conn=net.createConnection(net.TCP, 0)
conn:on("receive", function(conn, payload) print(payload) end )
conn:connect(80, "192.168.0.156")
local s=("GET /electriciteitsmeter.php?toer=".. t.."&KwH="..
t2.."&stand=1\r\n HTTP/1.1\r\nHost: 192.168.0.122\r\n" ..
"Connection: keep-alive\r\nAccept: */*\r\n\r\n")
conn:send(s)
t=0

print("do start")
print(t0)
tmr.alarm(4, 200, 0, start)
end

print ("do start")
tmr.alarm(1,1,0, start)
```

Sensor obrotu tarczy miernika zużycia energii elektrycznej

Konstrukcja czujnika jest zaskakująco prosta. Emiter podczerwieni wysyła sygnał, który następnie odbija się od metalowego koła licznika energii elektrycznej. Kiedy czerwona linia mija odbijającą się wiązkę, światło podczerwone jest pochłaniane nieco bardziej niż normalnie. Czujnik odbitej podczerwieni jest ustawiony na wykrywanie zmiany jasności i włącza się w momencie, gdy intensywność zmienia się. ESP8266 uruchamia w takiej sytuacji proste programy do „ładowania" i „wysyłania" wiadomości do bazy danych.

Do konstrukcji czujnika potrzebne są:

- Transceiver podczerwieni (transoptor odbiciowy). Autor zastosował sensor Keyence PZ-51, pochodzący z rozbiórki innego urządzenia. W mierniku energii elektrycznej kółko znajduje się za szybką z pleksi, około 50 mm od okienka i miejsca, gdzie można ustawić sensor. Zastosowany sensor idealnie pasuje do tej lokalizacji.
- Stabilizator obniżający napięcie. ESP8266 zasilany jest napięciem 3,3 V. Trzeba ostrożnie budować system, by nie uszkodzić tego mikrokontrolera zbyt wysokim napięciem zasilania. Można zastosować liniowy stabilizator napięcia i drobne elementy dyskretne (scalony stabilizator napięcia LM317, oporniki 400 i 240 Ω oraz kondensatory 1 i 0,1 μF).
- Fotoopornik i rezystor pozwala na konstrukcję dzielnika napięcia. Został on wykorzystany do odczytywania stanu sensora Keyence. Sygnał wyjściowy z samego sensora był bardzo zakłócony i słabo czytelny dla portów GPIO mikrokontrolera. Na szczęście sensor ma także dwie diody LED – zieloną i czerwoną, które sygnalizują jego stan. Fotoopornik przyczepiony jest do zielonej diody LED i śledzi jej stan.
- Moduł z ESP8266 – mikrokontroler z zainstalowanym NodeMCU.
- Arduino IDE – środowisko programistyczne służące m.in. do ładowania oprogramowania do mikrokontrolera. System ten oprogramowano w Lua (**listing 1**).
- Zasilacz prądu stałego 10 V do zasilania całego urządzenia (max. 24 V – tyle maksymalnie przyjmuje sensor oraz stabilizator).
- Taśma klejąca, potrzebna między innymi do przyłączenia sensora do miernika zużycia energii elektrycznej, oraz lutownica, cyna, itd., potrzebne do zmontowania systemu.

Montaż sensora jest łatwy. W pierwszej kolejności dobrze jest przetestować cały układ na płytce stykowej, szczególnie jeśli mamy inny sensor odbiciowy lub inaczej skonstruowany licznik zużycia energii elektrycznej (niektóre liczniki mają wyjście impulsowe, które daje jeden impuls na Wh, które można wykorzystać analogicznie jak omawiany czujnik optyczny). Po przetestowaniu systemu możemy go zmontować, jednakże zanim zainstalujemy moduł z ESP8266, trzeba go zaprogramować. W tym celu korzystamy ze skryptu *init.lua*, który znaleźć można na **listingu 1**. Po zaprogramowaniu modułu możemy go wlutować na płytkę uniwersalną, do której lutujemy następnie wyjścia z poszczególnych sensorów, zasilanie, itp.

Baza danych i prezentacja wyników

Do działania systemu potrzebna jest również baza danych, do której moduł będzie mógł zapisywać wykonywane pomiary. Autor miał już zainstalowane Apache i MySQL na komputerze, używał ich m.in. do testowania stron www. Jednakże laptop nie jest najlepszym rozwiązaniem do pracy ciągłej. Dużo lepiej sprawi się tutaj komputer jednopłytkowy, taki jak Raspberry Pi. Nie potrzebuje on ekranu i pobiera maksymalnie około 7 W. Sam komputer jest także mały i może być zabudowany w niewidocznym miejscu.

Na Raspberry Pi można bez problemu zainstalować Apache i MySQL, jeśli nie ma ich tam domyślnie (zależne jest to od wykorzystanej dystrybucji Linuxa, jednakże większość z nich ma je domyślnie zainstalowane. Jeśli nie, to w Internecie znajdziemy wiele poradników, jak to zrobić). Po skonfigurowaniu Raspberry Pi i podłączeniu

eprasa.pl 1405f3fee5

go do sieci Wi-Fi można utworzyć bazę danych i rozpocząć jej zapełnianie.

Baza danych MySQL przechowuje dane w 2 bardzo prostych tabelach. Jedna tabela dla danych z liczników energii elektrycznej, druga dla prognoz energii wiatrowej. Moduł z ESP8266, po wykryciu każdego pełnego obrotu koła wskaźnika w mierniku zużycia energii elektrycznej, łączy się z serwerem i wchodzi na stronę serwowaną przez skrypt *electriciteitsmeter.php*. Skrypt ten zapisuje dane w tabeli *ElectMeterMeter* w bazie danych *SensiHome*.

Listing 2. Skrypt PHP odpowiedzialny za aktualizowanie bazy danych

```
<?php
 $servername = "127.0.0.1";
 $username = "user";
 $password = "password";
 $dbname = "SensiHome";

 parse_str( html_entity_decode( $_SERVER["QUERY_STRING"]) , $out);

if ( array_key_exists( "toer" , $out ) ) {
 // Utwórz połączenie
 $conn = new mysqli($servername, $username, $password, $dbname);
 // Sprawdź połączenie
 if ($conn->connect_error) {
 die("Connection failed: " . $conn->connect_error);
 }

 $toeren  = $out["toer"];
 $ActGeb = $out["KwH"];
 $stand = $out["stand"];

$sql = "INSERT INTO ElectMeterMeter (toer, KwH, stand) VALUES ($toeren, $ActGeb, $stand)";

if ($conn->query($sql) === TRUE) {
 echo "ok";
 } else {
 echo "Error: " . $sql . "<br>" . $conn->error;
 }

$conn->close();
 }
 ?>
```

Prezentacja danych

Korzystając z przeglądarki internetowej, można wejść na jedną z czterech podstron, hostowanych na Raspberry Pi. Każda z nich przeznaczona jest do innych informacji:

- zużycie energii elektrycznej (w czasie rzeczywistym),
- strona konfiguracyjna, gdzie można ustawić m.in. zakres dat wyświetlania zużycia prądu,
- dzienne zużycie prądu (podzielone na godziny),
- aktualna siła wiatru na lokalnej farmie wiatrowej.

Przyjrzyjmy się im bliżej. Aktualne zużycie energii elektrycznej – *meter.php* + *meterstand.php*. Skrypt *meterstand.php* wywołuje dwa polecenia SQL na tabeli *ElectMeterMeter* w bazie danych *SenisHome*, która znajduje się na Raspberry Pi. Polecenia te zwracają dwie wartości:

- ostatni wpis w tabeli, czyli rzeczywiste zużycie energii elektrycznej w danym momencie,
- łączną liczbę obrotów koła pomnożoną przez 375 (375 obrotów to 1 kWh).

Z kolei skrypt *meter.php* uruchamia polecenie Ajax w celu odświeżenia strony. Główną zaletą tej metody jest to, że tak naprawdę realnie nie odświeżasz strony, a jedynie same dane. Tak więc strona *meter.php* pobiera dane z *meterstand.php* i aktualizuje je co 5 sekund. To, że są one aktualizowane co 5 sekund, nie oznacza, że są nowe. W przypadku systemu autora 1 kWh to 375 obrotów koła. Czujnik wysyła wiadomość do bazy danych dopiero po pełnym obrocie. Tak więc przy wysokim zużyciu nowe dane są dostępne w mniej niż 5 sekund, jednakże przy niskim zużyciu może minąć kilka minut, zanim nastąpi aktualizacja. Za pomocą 2 przycisków na dole strony można przejść do kolejnej strony – prognozowania wiatru lub dziennego zużycia.

Strony konfiguracji dat i dziennego zużycia – *datepicker.php* + *dagverbruik.php*. Na stronie konfiguracyjnej (*datepicked.php*) wybiera się datę, dla której chcemy zobaczyć dokładniejsze dane. Stamtąd skrypt przekierowuje użytkownika do Google Chart, który pokazuje zużycie energii elektrycznej w wybranym dniu z podziałem na godziny.

Siła wiatru – *WindFor.php*. Strona, która prezentuje dane, pobrane z lokalnej farmy wiatrowej. *Windfo.php* prezentuje aktualną produkcję energii elektrycznej przez farmę oraz trzydniową prognozę wietrzności i wynikającej z niej produkcji energii elektrycznej. Strona ta pokazuje też wykres produkcji energii elektrycznej oraz prognozę na najbliższe 3 dni.

Podsumowanie

Wystarczy tylko wejść na stronę serwowaną przez Raspberry Pi, aby mieć dostęp do szerokich możliwości – zbierania danych na temat zużycia prądu w swoim domu, dostępie do energii z odnawialnych źródeł i do sterowania wybranymi odbiornikami prądu w domu.

Nikodem Czechowski

Źródło:
https://bit.ly/34x5U4C

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 1405f3fee5

1-Wire Emulator & Skaner (2)

Moduł skanera

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

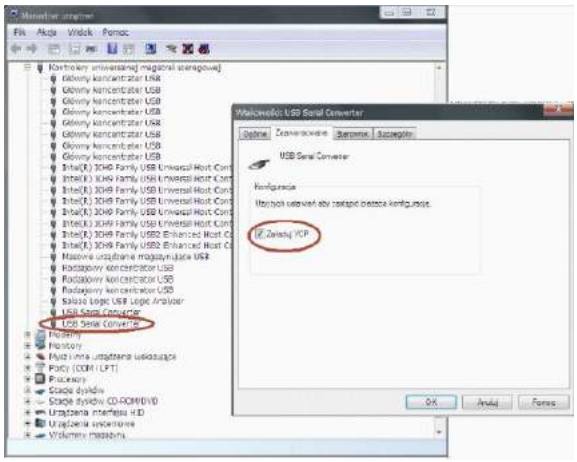
Funkcja skanowania magistrali jest przydatna podczas uruchamiania nowych układów, pisania oprogramowania hosta, itp. Co prawda można w tym celu użyć rejestratora, np. SaleAE, ale nie wyświetla on danych w czasie rzeczywistym i przedstawia je w niezbyt czytelny sposób. Ponadto nie można rejestrować wybranych ramek dotyczących określonej rodziny układów czy rozkazów.

Skaner wyświetla w czasie rzeczywistym zdarzenia na magistrali w czytelnej formie. Dane do komputera są wysyłane po USB. Odbierać je można dowolnym programem terminalu emulującym protokół VT100. Dzięki temu nie trzeba pisać aplikacji na komputer i bez problemu urządzenie będzie współpracowało z praktycznie każdym systemem operacyjnym. Przykładowy ekran terminala pokazuje **rysunek 1**. Jak widać, uzyskanie różnorodnych barw nie stanowi problemu. Ze względu na wymaganą emulację VT100 jako terminal nie nadają się programy takie jak BrayTerminal czy Termite. Jedyną wadą, jaką znalazłem w TeraTerm, jest wyświetlanie tekstu z atrybutem BLINK jako wyróżniony (bez migania). W przypadku Linuxa mogę polecić MiniCom dla trybu tekstowego i PUTTY dla graficznego. Oczywiście można napisać własną aplikację. Protokół komunikacji jest zawarty w specyfikacji VT100. Nie trzeba emulować wszystkich komend.

Rysunek 1. Ekran powitalny wyświetlony w programie TeraTerm

Instalacja sterowników

W przypadku systemu WinXP i starszych konieczne jest zainstalowanie sterowników FTDI (do pobrania ze strony ***https://bit.ly/2Ejx4kV***). W Win7 i nowszych odpowiednie sterowniki powinny już być w systemie, ale niewykluczone, że konieczna będzie ich aktualizacja. W przypadku układów FT200/201/220/221 sterowniki wirtualnego portu COM (VCP) nie są ładowane do systemu. Zatem należy po zainstalowaniu sterowników w menedżerze urządzeń zaznaczyć „Załaduj VCP" (**rysunek 2**) lub lepiej programem FT_PROG zapisać ustawienia z zaznaczoną opcją „Virtual COM Port", a nie domyślną „D2XX Direct" (**rysunek 3**).



Rysunek 2. Zainstalowanie sterowników VCP w menedżerze urządzeń

Mikrokontraoler emulatora sprawdza konfigurację układu FT220 (pamięć MTP) i po wykryciu niezgodności wgrywa poprawną konfigurację. Trzeba jednak pamiętać, że zmiany tej pamięci są widziane dopiero po enumeracji urządzenia USB (resecie FTDI). Jeśli więc urządzenie było podłączane po raz pierwszy i mikrokontroler skonfigurował pamięć, konieczne

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

W ofercie AVT* AVT-----

Podstawowe parametry:
- funkcja emulatora i skanera 1-Wire,
- obsługa prędkości standardowej i overdrive,
- akceptacja napięcia magistrali do 15 V,
- wbudowany enkoder i wyświetlacz LCD 20×4,
- komunikacja przez USB z programem terminalu VT100.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

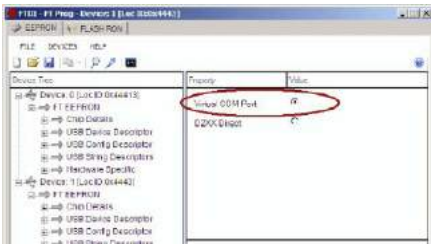
----	1-Wire Emulator & Skaner (EP 7/2020)
AVT-5567	1-Wire za pomocą UART (EP 1/2019)
AVT-5649	HUB 1-Wire z izolacją galwaniczną (EP 9/2018)
AVT-1949	Emulator DS18B20 (EP 4/2017)
AVT-1948	Interfejs termopary K z 1-Wire (EP 3/2017)
AVT-1787	Konwerter USB/1-Wire (EP 8/2013)

*** 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 1405f3fee5



Rysunek 3. Zainstalowanie sterowników VCP za pomocy programu FT_PROG

jest chwilowe odłączenie urządzenia od USB.

Warto zauważyć, że układy FT22x/FT20x przy cenie porównywalnej do FT232 oferują dużo większe możliwości, takie jak dostęp do dodatkowego 1 kB EEPROM, pełne wykorzystanie możliwości FIFO, szybka komunikacja I²C i SPI, a co najważniejsze, możliwość konfigurowania układu z poziomu mikrokontrolera bez potrzeby sięgania po FT-PROG.

Komendy sterujące

Z terminalu można wydawać komendy do emulatora/skanera. Komendy mogą zawierać parametr lub nie. Dostępne są też komendy emulujące enkoder priorytetowy w urządzeniu.

1. Komendy bez parametru (naciśnięcie wybranego klawisza):

- ? – wyświetlenie spisu komend
- SPACJA – start/stop przechwytywania
- TABULATOR – emulacja naciśnięcia przycisku enkodera
- SHIFT + '+' – zwiększenie temperatury emulowanej przez DS18B20
- SHIFT + '–' – zmniejszenie temperatury

2. Komendy bez parametru (wydanie komendy zatrzymuje przechwytywanie):

- :v – wersja programu
- :n – nazwa programu
- :R – restart

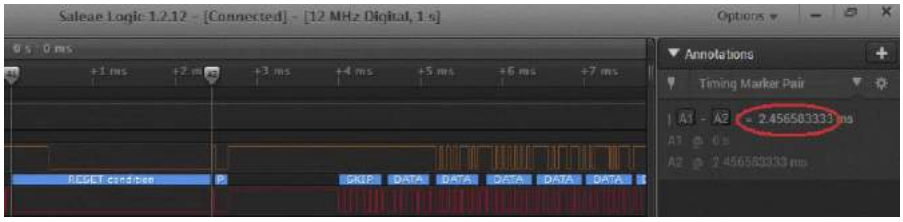
Komendy kończymy znakiem CR lub CR+LF.

3. Komendy z parametrem:

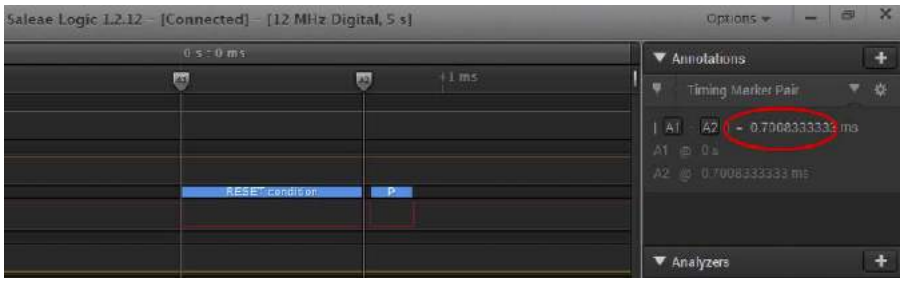
- :Ex – echo on/off gdzie x=1 on, x=0 off
- :txx – ustawienie temperatury emulowanego DS18B20, gdzie xx to temperatura w zapisie dziesiętnym
- :e – typ emulowanego układu, zakres 01...FF. Na poziomie komend podstawowych (*ReadRom*, *SkipRom*, *SearchRom*) można emulować dowolny układ, ale komendy specyficzne dla danego układu są emulowane tylko dla numerów seryjnych, DS18B20 i DS2431
- :ix – alarm/IRQ on/off. Włącza lub wyłącza generowanie alarmu przez slave po wygenerowaniu sygnału reset przez mastera
- :cxx – filtrowanie ramek dla wybranej komendy (0 – wyłącza filtrowanie)
- :fxx – filtrowanie ramek dla wybranej rodziny (28 – DS18B20, 01 – nr seryjny), 0 – wyłącza filtrowanie. Gdy aktywne są oba filtry, wyświetlane będą tylko ramki ze zgodnym kodem rodziny i komendą
- :px – włączenie/wyłączenie zasilania pasożytniczego dla DS18B20
- :sx – włączenie synchronizacji oscyloskopu, gdzie:
  - x=1 – tylne zbocze sygnału reset
  - x=2 – tylne zbocze sygnału presence
  - x=3 – zgodna komenda ustawiana rozkazem „:c"
  - x=4 – zgodny kod rodziny ustawiany rozkazem „:f"

Synchronizacja oscyloskopu funkcjonuje tylko, gdy przechwytywanie jest włączone.

Na **rysunku 4** został pokazany ekran z działania komendy „:i1", widać tam przedłużony reset do około 2,5 ms, a na **rysunku 5** pokazano ekran z działania komendy „:i0" ze „standardowym" resetem 700 µs. Standardowym napisałem w cudzysłowie, bo najczęściej sygnał ten trwa 480 µs, układy DS248x generują impuls o czasie ok. 500 µs, ale niektóre układy jak np. DS2408 wymagają co najmniej 660 µs. Komendą „:i1" warto przetestować programy masterów dostępnych w internecie, wyniki mogą być zaskakujące.



Rysunek 4. Ekran z działania komendy „:i1"



Rysunek 5. Ekran z działania komendy „:i0"

```
98   13 Ack [55 Match ROM] [28 DS18B20] 53 6c 61 77 65 6b (33) [4e Write Scratchpad] 53 4c 00
```

Rysunek 6. Przykładowa ramka

```
983   9 Nak [33 Read ROM] [ff Alert  ] ff ff ff ff ff ff (ff) [55 Copy Scratchpad]
984   9 Nak [33 Read ROM] [ff Alert  ] ff ff ff ff ff ff (ff) [55 Copy Scratchpad]
985   9 Nak [33 Read ROM] [ff Alert  ] ff ff ff ff ff ff (ff) [55 Copy Scratchpad]
986   9 Nak [33 Read ROM] [ff Alert  ] ff ff ff ff ff ff (ff) [55 Copy Scratchpad]
987   9 Nak [33 Read ROM] [ff Alert  ] ff ff ff ff ff ff (ff) [55 Copy Scratchpad]
988   9 Nak [33 Read ROM] [ff Alert  ] ff ff ff ff ff ff (ff) [55 Copy Scratchpad]
989   9 Nak [33 Read ROM] [ff Alert  ] ff ff ff ff ff ff (ff) [55 Copy Scratchpad]
```

Rysunek 7. Dane wysłane przez host, brak sygnału *presence*

Format ramki skanera

Przykładowa ramka została pokazana na **rysunku 6**, składa się z następujących pól:

- 98 – nr linii
- 13 – długość danych
- Ack – potwierdzenie (ACK) lub brak NAK)
- [55 Match ROM] – kod komendy i jej opis tekstowy
- [28 DS18B20 – kod rodziny i opis tekstowy
- 53 63 61 77 65 – ID układu
- (33) – CRC na zielono, gdy zgodna, na czerwono, gdy błąd
- [4e Write Scratchpad] – subkomenda i opis
- 53 4c 00 – dane subkomendy

Jeśli włączone jest filtrowanie ramek, to pomiędzy *ACK/Nak* pojawi się „{fx}", gdzie x rodzaj filtrowania (c-CMD, F-family). Na **rysunkach 7**, **8** i **9** zostały pokazane przykładowe ekrany skanowanych ramek.

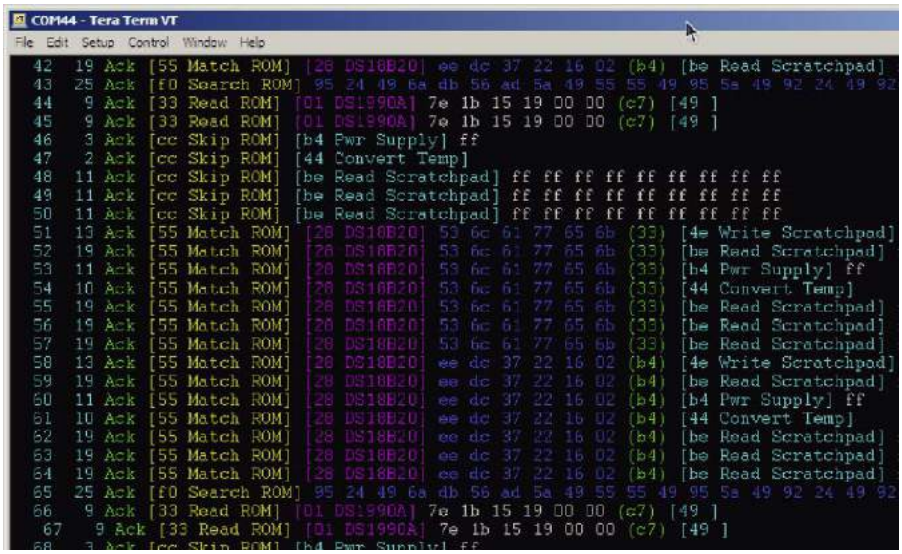
Emulacja wyświetlacza LCD

W oknie terminalu emulowany jest wyświetlacz LCD. Okno to pojawia się, gdy na wyświetlaczu LCD nastąpią zmiany spowodowanie manipulacją enkoderem lub komendą wydaną z terminalu (**rysunek 10**). Znaczenie poszczególnych informacji na wyświetlaczu było omówione przy okazji opisu emulatora.

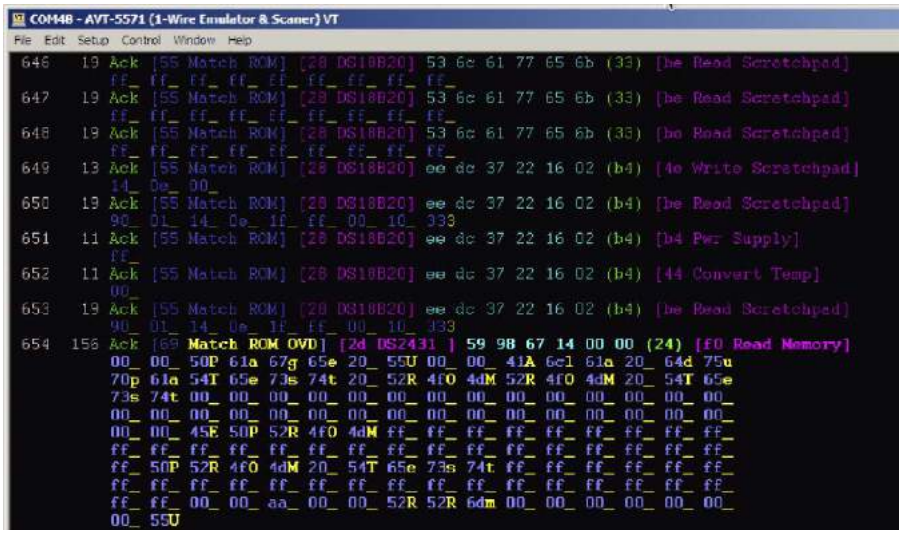
Ciekawostki

Skanowanie programowe działało poprawnie przy prędkości 15 kb/s. W *overdrive* także, ale tylko, gdy zero nadawał host (poziom niski 7 µs). Natomiast gdy odpowiadał slave (3...4 µs), program za późno odczytywał stan bitu. Aby rozwiązać ten problem, użyłem

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 8. Komenda *ReadRom*, gdy do magistrali dołączony jest jeden układ



Rysunek 9. Ramka z wyróżnioną transmisją w *overdrive*

UART-u pracującego z przepływnością ponad 2 Mb/s, nieosiągalną, jakby się wydawało, dla AVR.

Pisanie oprogramowania ujawniło kilka błędów Windows (testowano na XP). Gdy konwerter USB-UART/SPI/IIC wysyła dane, a port

Rysunek 10. Emulowane w terminalu okno wyświetlacza LCD

nie jest otworzony po stronie komputera (np. uruchomiony program terminalu), to Windows interpretuje te dane jako dane myszy/klawiatury!!!. W efekcie kursor zaczyna poruszać się w przypadkowy sposób, otwierają się okna, bufor klawiatury przepełnia się. W Linuksie takich problemów nie stwierdziłem. Błąd Windows łatwo naprawić. Każde otwarcie portu powoduje uaktywnienie linii DTR i RTS. W przypadku FT22x można programowo odczytać stan tych linii i nie wysyłać danych, gdy port nie jest otwarty.

Kolejny problem pojawił się podczas chęci uzyskania „okienka zakotwiczonego" w programie terminalu (emulowany wyświetlacz LCD). W tym celu należy zapytać terminal o aktualną pozycję kursora, aby odtworzyć jego pozycję po narysowaniu okienka. Wszystko wydaje się proste, ale okazało się, że czasem nie dostaje odpowiedzi na to zapytanie. Testy wykazały, że następuje to w chwili przesuwania okienka aplikacji (od momentu złapania belki) i po otworzeniu menu. Okazało się, że w tym czasie aplikacja „wisi". W Uniksie taki problem nie występuje, ponieważ aplikacja dostaje zdarzenie po wykonaniu czynności, np. wybranie pozycji menu, zmiana wymiaru okna, zmiana pozycji okna, a odświeżaniem pozycji okna zajmuje się system, nie zakłócając pracy programu. Problem rozwiązałem przez dodatkowe pytanie o pozycję kursora co 1 s ale to nie rozwiązuje problemu, tylko go maskuje. Innym rozwiązaniem może być użycie funkcji RESTORE i SAVE protokołu VT100.

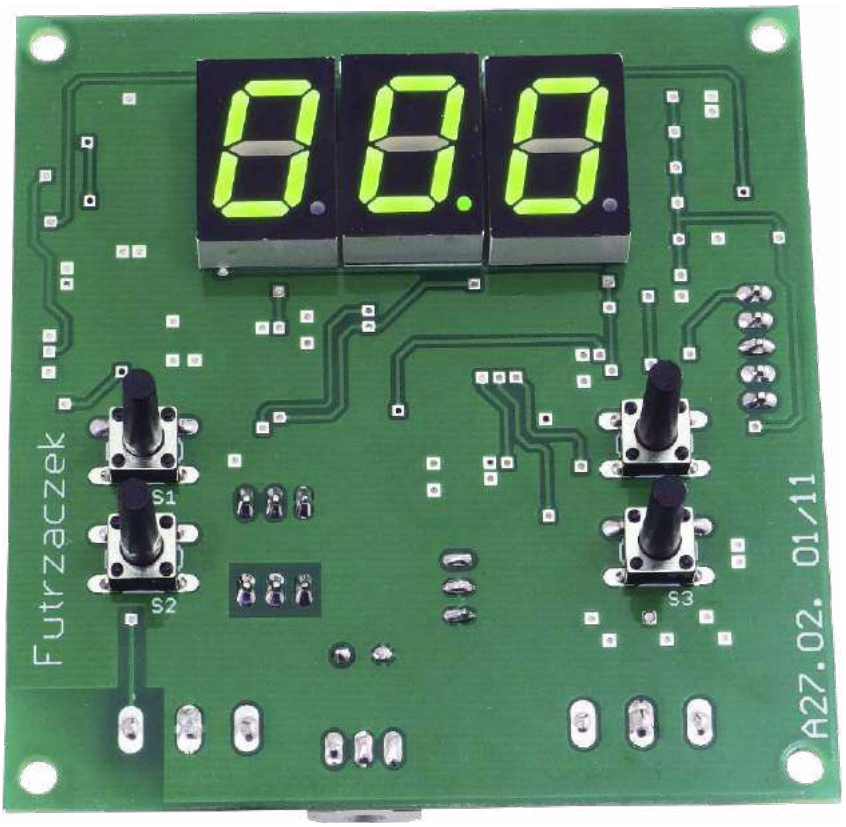
Sas
sas@elportal.pl

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

eprasa.pl 1405f3fee5

Cyfrowy komparator okienkowy

Komparator okienkowy to układ, który sygnalizuje swoim wyjściem, że napięcie wejściowe znajduje się w zadanym przedziale. Prezentuję tutaj jego cyfrową wersję, zawierającą wyświetlacz oraz umożliwiającą bardzo dokładne ustawienie progów reakcji.



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

W ofercie AVT* AVT-5801

Podstawowe parametry:
- pomiar napięcia stałego w przedziale 0…9,99 V lub 0…99,9 V,
- wyświetlanie aktualnej wartości napięcia na trzycyfrowym wyświetlaczu siedmiosegmentowym LED,
- informacja o przekroczeniu progów sygnalizowana zmianą koloru świecenia,
- trzy wyjścia typu otwarty kolektor sygnalizujące prawidłową wartość napięcia oraz przekroczenie progu dolnego i górnego,
- zasilanie napięciem 5 V lub 8…20 V.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-3261	Komparator okienkowy (EdW 12/2019)
AVT-5086	Programowany 4-kanałowy komparator/woltomierz (EP 11/2002)

*** 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.

Kit AVT3261 to układ analogowego komparatora okienkowego, który został wykonany z użyciem podwójnego komparatora. Całość jest mała, prosta, tania i spełnia prawidłowo swoje zadanie. Jednak w praktyce mogą być potrzebne bardziej rozbudowane rozwiązania. Przykład z życia wzięty: komora filtracyjna zawiera wodę, przez którą przetłaczane jest powietrze. Ma wbudowany czujnik pływakowy z wyjściem napięciowym. Jeżeli stan wody jest zbyt niski, trzeba jej dolać. Jeżeli wody jest za dużo (może tak się zdarzyć po obfitych opadach deszczu, kiedy dostaje się ona z zewnątrz), trzeba jej trochę wylać. Filtracja może odbywać się tylko wtedy, kiedy jej poziom jest optymalny. Ponadto osoba nadzorująca pracę systemu filtracyjnego musi mieć podgląd na aktualny poziom wody w komorze oraz prostą informację, czy jest jej za mało, za dużo czy w sam raz. Przydatna byłaby również możliwość łatwej zmiany progów przez kogoś mało obeznanego w elektronice.

Prezentowany układ realizuje wszystkie wymienione wyżej zadania: dokonuje ciągłego pomiaru napięcia, a wynik wskazywany jest na wyświetlaczu siedmiosegmentowym LED. Kolor świecenia zależy od tego, czy napięcie jest teraz za niskie, za wysokie, czy też jest w porządku. Zawiera również odpowiednie wyjścia informacyjne. Ustawień progów dokonuje się zwykłymi przyciskami.

Budowa i działanie

Schemat ideowy został pokazany na **rysunku 1**. Niezbędnym blokiem jest zasilacz dostarczający dwóch napięć: 5 V oraz 3,3 V. Pierwsze jest niezbędne do działania wyświetlaczy siedmiosegmentowych, a drugie służy do zasilania mikrokontrolera oraz jest napięciem referencyjnym dla przetwornika A/C. Wprawdzie dokładność użytego stabilizatora nie jest zbyt duża (typowo 2%, są wersje 1%), ale istnieje możliwość dokonania łatwej kalibracji wskazań (dokładny opis w dalszej części artykułu). Gdy mamy dostępne źródło napięcia stałego o wartości 5 V, stabilizator US1 można wtedy pominąć poprzez zwarcie zwory SJ1. Dioda D1 chroni układ przed zniszczeniem w razie wystąpienia pomyłki w biegunowości podłączonego do układu zasilania.

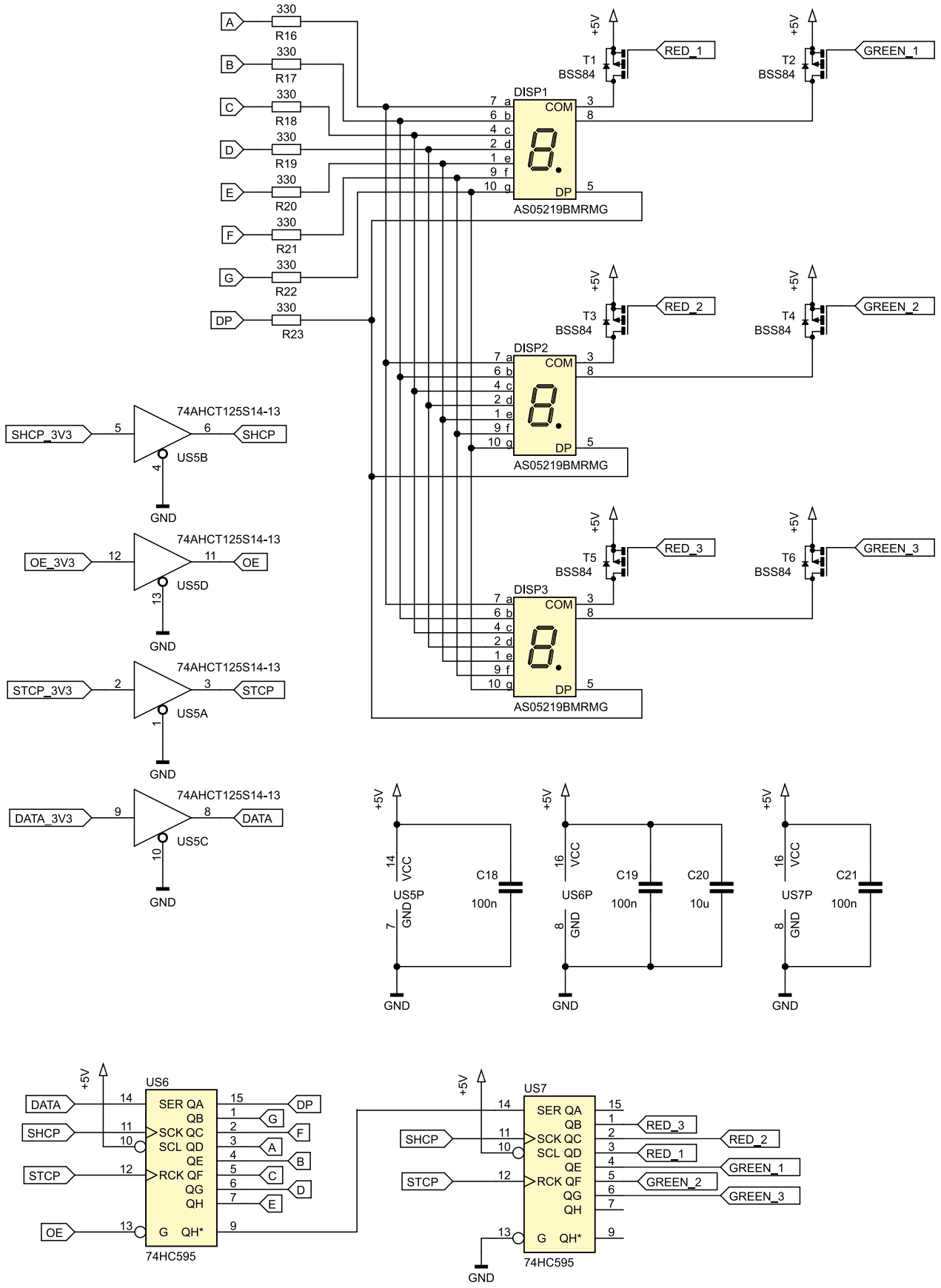
Mikrokontroler typu STM32F051K8T6 zawiera wbudowany, 12-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy. Zasilanie dla części cyfrowej mikrokontrolera odsprzęgają cztery kondensatory ceramiczne, a dla analogowej jest przewidziany bardzo prosty filtr RC. To w zupełności wystarczy do zapewnienia prawidłowych wskazań, zwłaszcza że wyniki pobrane z przetwornika są silnie uśredniane. Mikrokontroler nie realizuje zadań, które byłyby krytyczne z punktu widzenia dystansu czasowego, więc jego rdzeń taktuje się wewnętrznym rezonatorem RC, którego częstotliwość jest powielana do 48 MHz przez wbudowany układ PLL.

Programowanie pamięci Flash najłatwiej można przeprowadzić przy użyciu interfejsu SWD, rozpowszechnionego wśród mikrokontrolerów produkcji ST Microelectronics.

eprasa.pl 1405f3fee5

Służy do tego złącze szpilkowe J2. Na pin nr 1 zostało wyprowadzone napięcie zasilające mikrokontroler, którego podłączenie może być konieczne dla poprawnego działania niektórych programatorów.

Do mikrokontrolera dołączona jest pamięć EEPROM typu 24C04. Służy do przechowywania nastaw progów detekcji, aby nie zostały utracone po zaniku zasilania. Komunikacja odbywa się poprzez interfejs I²C, którego linie są podciągnięte do napięcia 3,3 V rezystorami o wartości 3,3 kΩ. To wystarczy, aby zapewnić odpowiednio krótki czas narastania napięcia, przy tak krótkich połączeniach na płytce drukowanej.

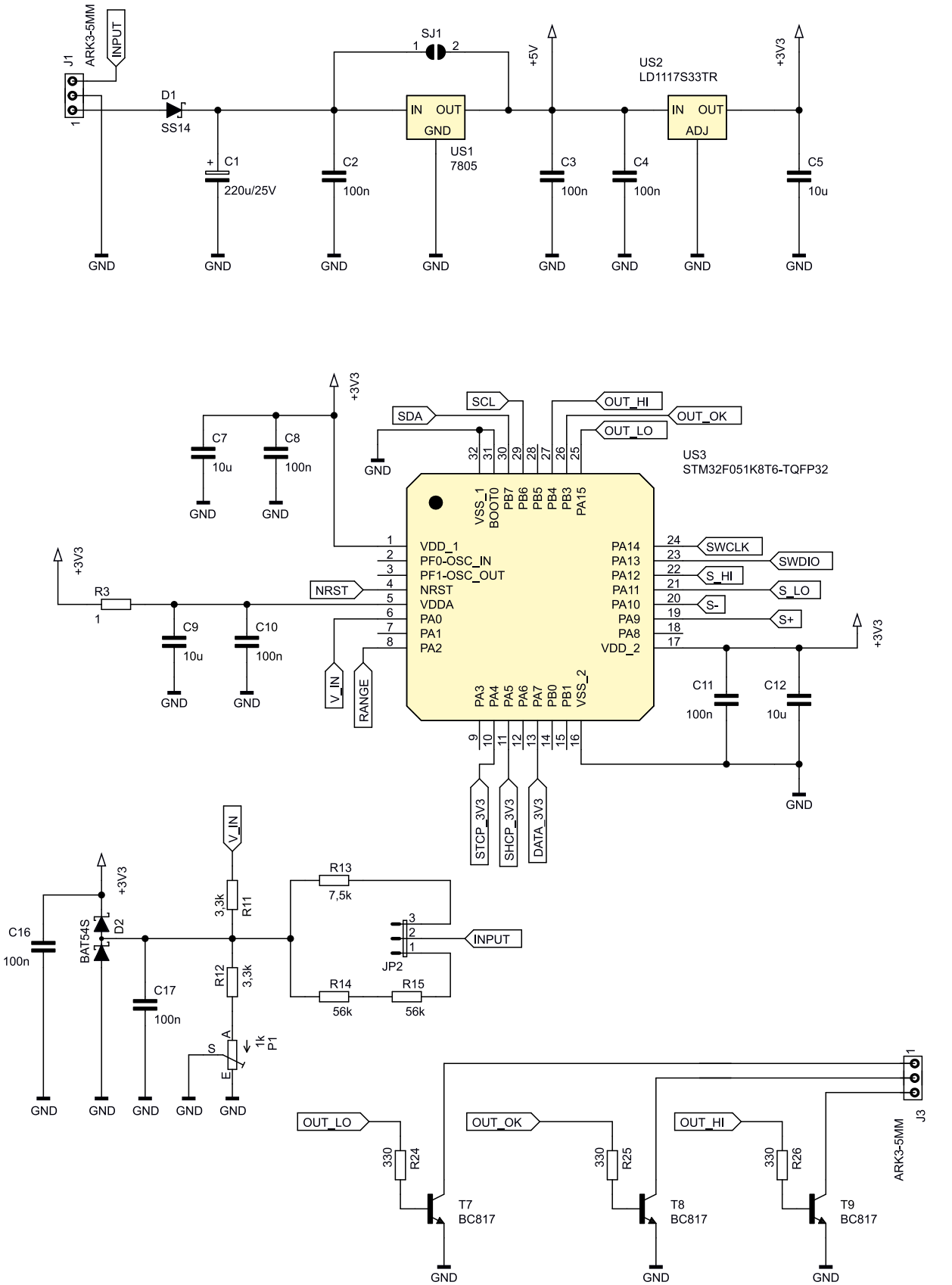


Rysunek 1. Schemat ideowy układu

eprasa.pl 1405f3fee5

Do wygodnego ustawiania dolnego i górnego progu służą cztery przyciski monostabilne typu microswitch S1…S4. Rezystory podciągające, które znajdują się w mikrokontrolerze, mogą się okazać niewystarczające podczas pracy w zakłóconym środowisku (ich rezystancja może wynosić od 25 kΩ do 55 kΩ), dlatego dodano zewnętrzne rezystory o wartości 3,3 kΩ. Może to mieć istotne znaczenie, gdyby połączenia między nimi a płytką zostały przedłużone przy użyciu przewodów.

Monitorowane napięcie, podawane na zacisk 3 w złączu J1, musi zostać podzielone z użyciem prostego dzielnika rezystancyjnego, aby dopasować jego zakres do możliwości przetwornika A/C. Dla zakresu do 10 V biorą w tym udział rezystory R13 oraz R12 z potencjometrem P2. Z kolei, dla zakresu do 100 V, jako „górne" rezystory dzielnika pracują połączone szeregowo R14 i R15. Wartości wszystkich tych elementów zostały tak dobrane,



Rysunek 1. Schemat ideowy układu – ciąg dalszy

eprasa.pl 1405f3fee5

że bez kalibracji (z potencjometrem P1 ustawionym fabrycznie w połowie) układ będzie wskazywał wartość zbliżoną do prawidłowej.

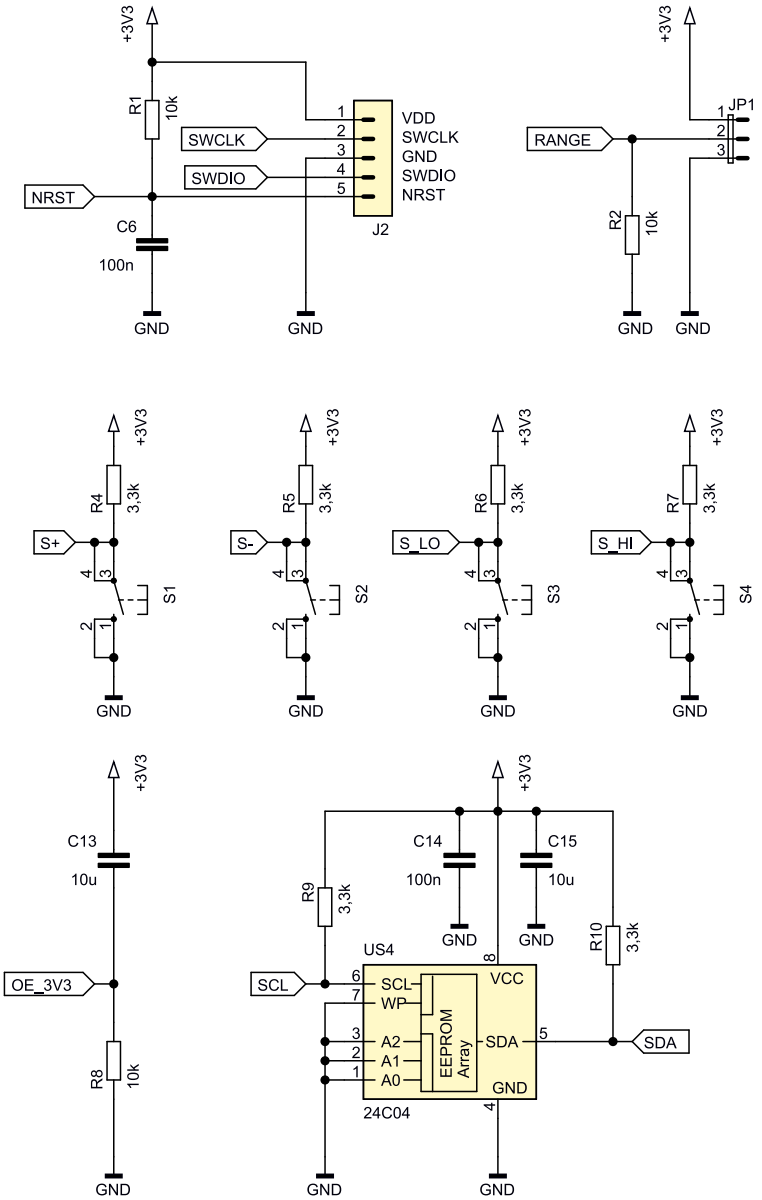
Kondensator C17 zawęża pasmo szumowe i wygładza szybkozmienne tętnienia, co poprawi dokładność pomiarów przetwornika. Dioda D2 chroni układ przed zniszczeniem w razie podania napięcia ujemnego lub zbyt wysokiego. Rezystor R11, przez który – w czasie prawidłowej pracy – niemal nie płynie prąd, jest ostatnim zabezpieczeniem wejścia przetwornika. Jego zadaniem jest ograniczenie czasu narastania napięcia na wbudowanych w mikrokontroler diodach zabezpieczających oraz zredukowanie płynącego przez nie prądu.

Ustalenie żądanego zakresu musi odbyć się dwiema niezależnymi zworkami JP1 i JP2. Pierwsza informuje mikrokontroler o położeniu kropki dziesiętnej na wyświetlaczu, a druga przełącza rezystory dzielnika napięcia. Rezystancja wejściowa układu wynosi około 10 kΩ dla zakresu 0…9,99 V lub około 115 kΩ dla zakresu 0…99,9 V. Kalibracja potencjometrem P1 jest wspólna dla obu zakresów, więc najpierw należy ustawić odpowiedni.

Sterowanie trzema dwukolorowymi wyświetlaczami siedmiosegmentowymi odbywa się przez dwa rejestry przesuwne typu 74HC595. Jeden z nich załącza poszczególne segmenty, a drugi całe cyfry. Zdecydowano się na zasilanie napięciem 5 V, aby móc możliwie prawidłowo kontrolować prądy poszczególnych segmentów – przy napięciu 3,3 V, na rezystorach R16… R23 odkładałoby się znacznie niższe napięcie, przez co segmenty czerwone mogłyby świecić zdecydowanie jaśniej od zielonych, gdyż płynąłby przez nie prąd o wyraźnie większym natężeniu. Anody poszczególnych cyfr są załączane przez tranzystory MOSFET z kanałem typu P. Wybrano takie rozwiązanie, ponieważ w stanie przewodzenia jest na nich niewielka strata napięcia. Ponadto nie wymagają stosowania szeregowych rezystorów ograniczających prądy baz, co oszczędza miejsce na płytce i redukuje liczbę elementów.

Układy z serii HC, przy zasilaniu napięciem 5 V, nie obsłużą prawidłowo sygnałów sterujących w logice 0 V/3,3 V, więc dodano prosty, jednokierunkowy translator poziomów napięć w postaci bufora 74AHCT125S14-13. Trzy linie (DATA – dane szeregowe, SHCP – zegar danych szeregowych, STCP – zegar aktualizujący rejestry wyjściowe) są sterowane z mikrokontrolera, a czwarta (OE – aktywacja wyjść) z prostego obwodu R8+C13.

Przez krótką chwilę od włączenia zasilania na wejście aktywujące układu sterującego segmentami jest podawany stan wysoki, przez co wszystkie jego wyjścia są w stanie wysokiej impedancji. Zapobiega to nieestetycznemu mignięciu wyświetlacza, które wystąpi, zanim mikrokontroler podejmie pracę i wyczyści zawartość obu rejestrów szeregowych. Wyjścia układu US7, który steruje tranzystorami załączającymi anody, są cały czas aktywne, ponieważ sterują bramkami



Rysunek 1. Schemat ideowy układu – ciąg dalszy

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1, R2, R8: 10 kΩ SMD0805
R3: 1 Ω SMD0805
R4…R7, R9…R12: 3,3 kΩ SMD0805
R13: 7,5 kΩ SMD0805
R14, R15: 3,3 kΩ SMD0805
R16…R26: 330 Ω SMD0805
P1: 1 kΩ montażowy wieloobrotowy pionowy

Kondensatory: (SMD0805)
C1: 220 µF/25 V raster 3,5 mm
C2…C4, C6, C8, C10, C11, C14, C16…C19, C21: 100 nF SMD0805
C5, C7, C9, C12, C13, C15, C20: 10 µF/16 V SMD0805

Półprzewodniki:
D1: SS14
D2: BAT54S
DISP1…DISP3: AS05219BMRMG
T1…T6: BSS84
T7…T9: BC817
US1: 7805 TO220
US2: LD1117S33TR SOT223
US3: STM32F051K8T6 TQFP32
US4: 24C04 SO8
US5: 74AHCT125S14-13 SO14
US6, US7: 74HC595 SO16

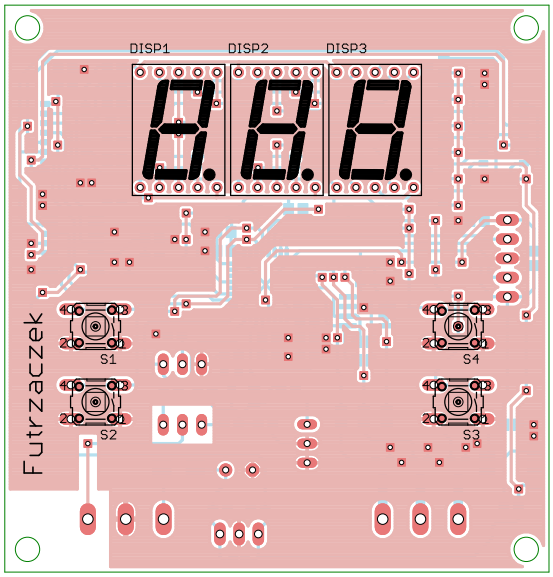
Pozostałe:
J1, J3: ARK3/500
J2: goldpin 5 pin męski 2,54 mm THT
JP1, JP2: goldpin 3 pin męski 2,54 mm THT + zworka
S1…S4 microswitch 6×6 17 mm THT
radiator TO220 (opis w tekście)

REKLAMA

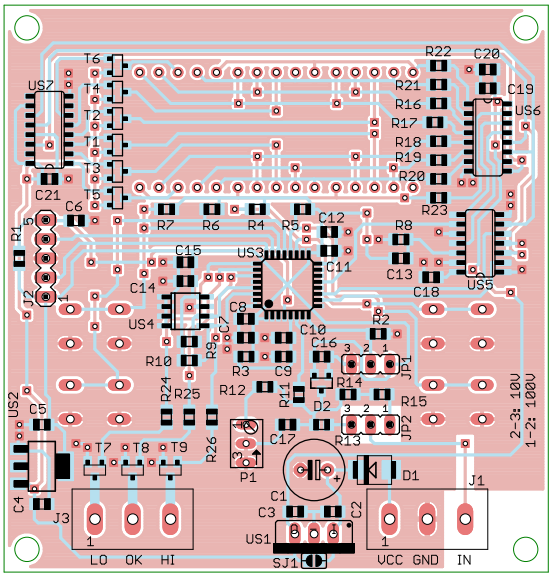
eprasa.pl 1405f3fee5

tranzystorów T1...T6. Dezaktywacja tych wyjść w stan wysokiej impedancji i tak nie zagwarantowałaby ich zatkania.

Wyjścia sygnalizujące relację między napięciem wejściowym a progami detekcji są sterowane przez tranzystory bipolarne T7...T9. Nasycenie któregoś z nich powoduje ściągnięcie potencjału danego wyjścia niemal do 0 V. Rezystory ograniczające prądy baz wymuszają przepływ prądu o natężeniu około 8 mA, co utrzyma te tranzystory w stanie nasycenia dla szerokiego zakresu prądów kolektora. Tranzystory typu BC817 mogą przewodzić prąd do 500 mA, a napięcie kolektor-emiter nie może przekraczać 50 V.



Rysunek 2. Schemat montażowy i wzór ścieżek płytki – strona TOP



Rysunek 3. Schemat montażowy i wzór ścieżek płytki – strona BOTTOM

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 72×75 mm, a jej schemat został pokazany na **rysunku 2** i **rysunku 3**. W odległości 3 mm od krawędzi płytki znalazły się otwory montażowe o średnicy 3,2 mm.

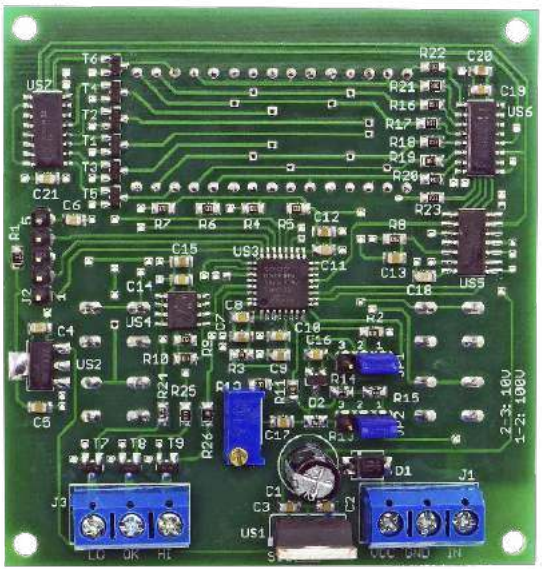
Montaż proponuję rozpocząć od elementów lutowanych powierzchniowo, które znajdują się na spodniej stronie płytki. Ich lokalizacja jest pokazanana rysunku 3. Następnie polecam przejść do elementów w obudowach przewlekanych, a na sam koniec wlutować przyciski oraz wyświetlacze. Prawidłowo zmontowany układ można zobaczyć na fotografii tytułowej oraz na **fotografii 1**.

Tabela 1. Reakcja układu w zależności od wartości mierzonego napięcia

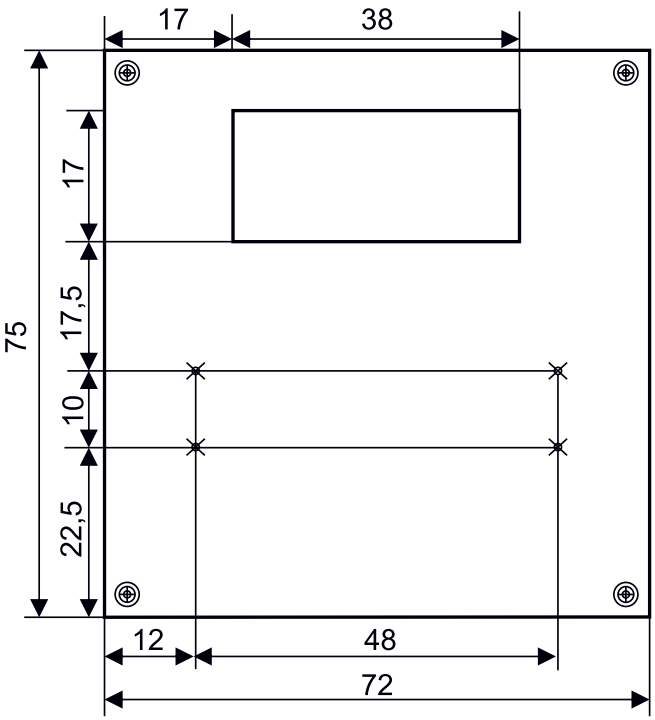
Wartość napięcia wejściowego	Kolor świecenia wyświetlacza	Wyjście zwarte do masy (na złączu J3)
Poniżej dolnego progu	Zielony	LO
Nie mniejsze niż dolny próg i nie większe niż górny	Żółty	OK
Przekracza wartość progu górnego	Czerwony	HI
Przekracza zakres pomiarowy	Czerwony napis „Ovf”	HI

Na rysunku 4 pokazano rozmieszczenie wyświetlaczy i przycisków, co ułatwi wykonanie płyty czołowej do obudowy. Wysokość cyfr na wyświetlaczach wynosi 0,52” (13,2 mm).

Zasilanie układu może odbywać się napięciem stałym, stabilizowanym o wartości 5 V (po wylutowaniu układu US1 i nałożeniu kropli cyny na zworkę SJ1) lub wyższym, już niekoniecznie stabilizowanym, kiedy US1 jest na swoim miejscu a zworka SJ1 rozwarta.



Fotografia 1. Widok zmontowanego układu – strona BOTTOM



Rysunek 4. Rozmieszczenie wyświetlaczy oraz przycisków na płytce

eprasa.pl 1405f3fee5

Jego minimalna wartość może wtedy wynieść około 8 V, aby stabilizator typu 7805 mógł działać prawidłowo. Maksymalna wartość to około 20 V i jest związana ze znamionowym napięciem pracy kondensatora C1. Pobór prądu przez układ zmienia się zależnie od liczby włączonych segmentów, jednak nie przekracza wartości 90 mA. Z tego względu, przy zasilaniu układu napięciem 12 V lub wyższym, do stabilizatora US1 proponuję przykręcić niewielki radiator.

Eksploatacja

Prawidłowo zmontowany i zaprogramowany układ jest od razu gotowy do działania. Za pomocą zworek JP1 i JP2 należy wybrać zakres napięcia wejściowego: zwarcie wyprowadzeń 1 i 2 oznacza maksymalne napięcie 100 V, a 2 i 3 – 10 V. Obie zworki należy ustawić jednakowo, w przeciwnym razie układ nie będzie działał prawidłowo. Po włączeniu zasilania na wyświetlaczu pojawi się aktualna wartość napięcia podanego na zacisk IN złącza J1, mierzonego względem masy układu. Potencjometrem P1 można dokonać kalibracji wskazań.

Po wciśnięciu przycisku S4 kolor wyświetlanych cyfr zmieni się na czerwony i układ wskaże wartość progu górnego. Przyciskami S1 i S2, nadal trzymając wciśnięty S4, można zmienić ten próg. Maksymalna wartość to 9,99 V lub 99,9 V, a minimalna nie może być niższa od progu dolnego. W analogiczny sposób należy ustawić próg dolny. Trzymając przycisk S3, kolor segmentów zmieniamy na zielony i wyświetlana jest zapamiętana poprzednio wartość. Inkrementacja zatrzyma się przed progiem górnym. Po zwolnieniu przycisków ustawienia są zapisywane w zewnętrznej, nieulotnej pamięci EEPROM, skąd układ pobierze je po ponownym włączeniu zasilania.

Podczas pracy układu wyświetlacz może świecić na jeden z trzech kolorów. Jest to również związane ze stanem wyjść typu otwarty kolektor, wyprowadzonych na złącze J3. Szczegóły opisuje **tabela 1**. Po przekroczeniu zakresu pomiarowego układ nie mierzy już napięcia, lecz wyświetla odpowiednie ostrzeżenie.

Wyjścia typu otwarty kolektor, w postaci nasycających się tranzystorów NPN w układzie wspólnego emitera, nie są zabezpieczone przed uszkodzeniem spowodowanym przełączaniem obciążeń indukcyjnych – przykładowo cewek przekaźników. Należy o tym pamiętać, dodając odpowiednie diody zabezpieczające tuż przy wyprowadzeniach takiego obciążenia.

Odświeżanie zawartości wyświetlacza i – tym samym – reakcja układu na napięcie wejściowe następuje co około 500 ms. W tym czasie dokonuje on zebrania i uśrednienia 32768 próbek. Chwilowe skoki czy zakłócenia o charakterze szpilkowym zostaną w ten sposób dobrze odfiltrowane.

Michał Kurzela, EP

http://
forum.
ep.com.pl

REKLAMA

RUTRONIK
ELECTRONICS WORLDWIDE

UV-C / UV-A LEDs
Disinfection, odour elimination and other innovative applications

Eliminate bacteria and viruses, avoid infections, accelerating plant growth - UV LEDs offer a way to new innovative solutions.

Whether disinfection protection with UV-C LEDs, the use of UV-A LEDs for the horticultural sector or for odour elimination - Rutronik provides you with the appropriate technology for your product.

WHAT WE OFFER YOU
- Extensive UV LED Portfolio from well-known manufacturers
- Short lead times - order direct via rutronik24.com
- Digital and personal consulting
- Samples on demand

APPLICATIONS
UV LEDs aren't restricted to disinfection and odour protection. There are numerous other application areas:
- Air- and surface cleaning (door knobs, indoor air, etc.)
- Water treatment
- Sterilizing car interiours
- Medicinal devices (e.g. DNA-sequencing)
- Horticulture
- Hardening paints and adhesives
- Entertainment lighting

COMMITTED TO EXCELLENCE
Consult | Components | Logistics | Quality

www.rutronik.com
Tel. +41 44 947 37 37 | opto@rutronik.com

Kieszonkowy Linux

Raspberry Pi Zero może pełnić funkcję małego komputera edukacyjnego. Ze względu na niewielkie rozmiary można zabrać go ze sobą wszędzie i z pomocą laptopa wgłębiać się w tajniki Linuxa. Dodając do niego kilka typowych układów współpracujących po magistrali I²C, konwerter USB/UART oraz nadając całości formę wygodnego modułu, korzystającego z portu USB, otrzymujemy mobilne laboratorium edukacyjne za przystępną kwotę.

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

W ofercie AVT* AVT-5802

Podstawowe parametry:
- wbudowany konwerter USB-UART do komunikacji poprzez terminal SSH,
- wbudowany 2-kanałowy, 16-bitowy przetwornik ADC,
- wbudowany 4-bitowy, dwukierunkowy ekspander wejść/wyjść cyfrowych oraz ekspander z wyjściami PWM,
- wbudowana pamięć EEPROM oraz czujnik temperatury,
- praktyczna i wygodna konstrukcja w formie USB Stick.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-5776	Miniaturowa czujka ruchu dla Raspberry Pi, Arduino i nie tylko (EP 6/2020)
AVT-5770	Arduino i nie tylko (EP 5/2020)
AVT-5761	Czterokanałowy moduł przekaźnikowy sterowany I2C (EP 4/2020)

*** 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.

Najważniejszym elementem modułu jest konwerter USB/UART, w którym zastosowano układ FT234X (U5) który służy do obsługi komunikacji terminalu SSH pomiędzy Pi Zero a podłączonym PC, przy wykorzystaniu portu szeregowego, dostępnego na wyprowadzeniach GPIO Raspberry Pi. Dzięki temu mamy komunikację i możliwość zarządzania RPi przez terminal, a jedyne złącze USB pozostaje dostępne dla użytkownika. Nie ma potrzeby użycia droższego RPi ZeroW z wbudowanym Wi-Fi. Moduł pobiera zasilanie z komputera PC, bezpośrednio poprzez wtyk USB. Zasilanie 5 V wraz z sygnałami USB D+/D– z punktów lutowniczych, dostępnych na płytce RPi Zero, doprowadzone są do gniazda USB, umożliwiając podłączenie np. pendrive'a, karty sieciowej, itp.

Budowa i działanie

Schemat ideowy modułu został pokazany na **rysunku 1**. Na płytce znalazło się miejsce na układy z interfejsem I²C, obsługujące typowe GPIO. Układ U1 typu MCP3426 pełni funkcję przetwornika AD z dwoma wejściami, o zakresie mierzonego napięcia 0…2,048 V i maksymalnej rozdzielczości 16 bitów. Sygnał analogowy ze złącza A01, po filtracji realizowanej za pomocą elementów R1, R2, C1, C2, doprowadzony jest bezpośrednio do układu U1, typu MCP3426. Ma on ustalony adres I²C o wartości 0x68 (dla MCP3426A0). Zwracam uwagę na konflikt adresów z często używanym układem RTC typu DS1338. Jeżeli planujemy zastosować na magistrali I²C także zewnętrzny RTC, należy wykorzystać w miejsce U1 układ o zaprogramowanym fabrycznie adresie, różnym od 0x68, np. MCP3426A1 do MCP3246A7.

Układ U2 typu PCA9536D jest 4-bitowym, dwukierunkowym ekspanderem wejść/wyjść cyfrowych. Wyprowadzenia U2 IO0…3 dostępne są na złączach D01, D23. Układ ma ustalony adres I²C o wartości 0x41. Układ U4 typu PCA9632 jest ekspanderem umożliwiającym sterowanie bezpośrednie LED małej mocy, a w naszej aplikacji pełni funkcje wyjść PWM. Wyprowadzenia LED0 i LED1 dostępne są na złączu PWM01. Wyprowadzenia LED2 i LED3 sterują wbudowanymi diodami LED opisanymi jako PWM2 i PWM3. Układ U4 ma ustalony wyprowadzeniami A0 i A1 adres równy 0x60.

Na płytce znalazło się miejsce także na termometr I²C, U3 typu AD7415, umożliwiający pomiar temperatury płytki, dostępny pod adresem 0x49. U6 typu 24AA02E64 jest pamięcią EEPROM (adres 0x50…0x57), w której oprócz obszaru dostępnego dla użytkownika zapisany jest trwale unikalny 8-bajtowy ciąg wartości, który może służyć jako adres MAC lub może znaleźć zastosowanie jako klucz identyfikacyjny/autoryzacyjny dla RPi Zero.

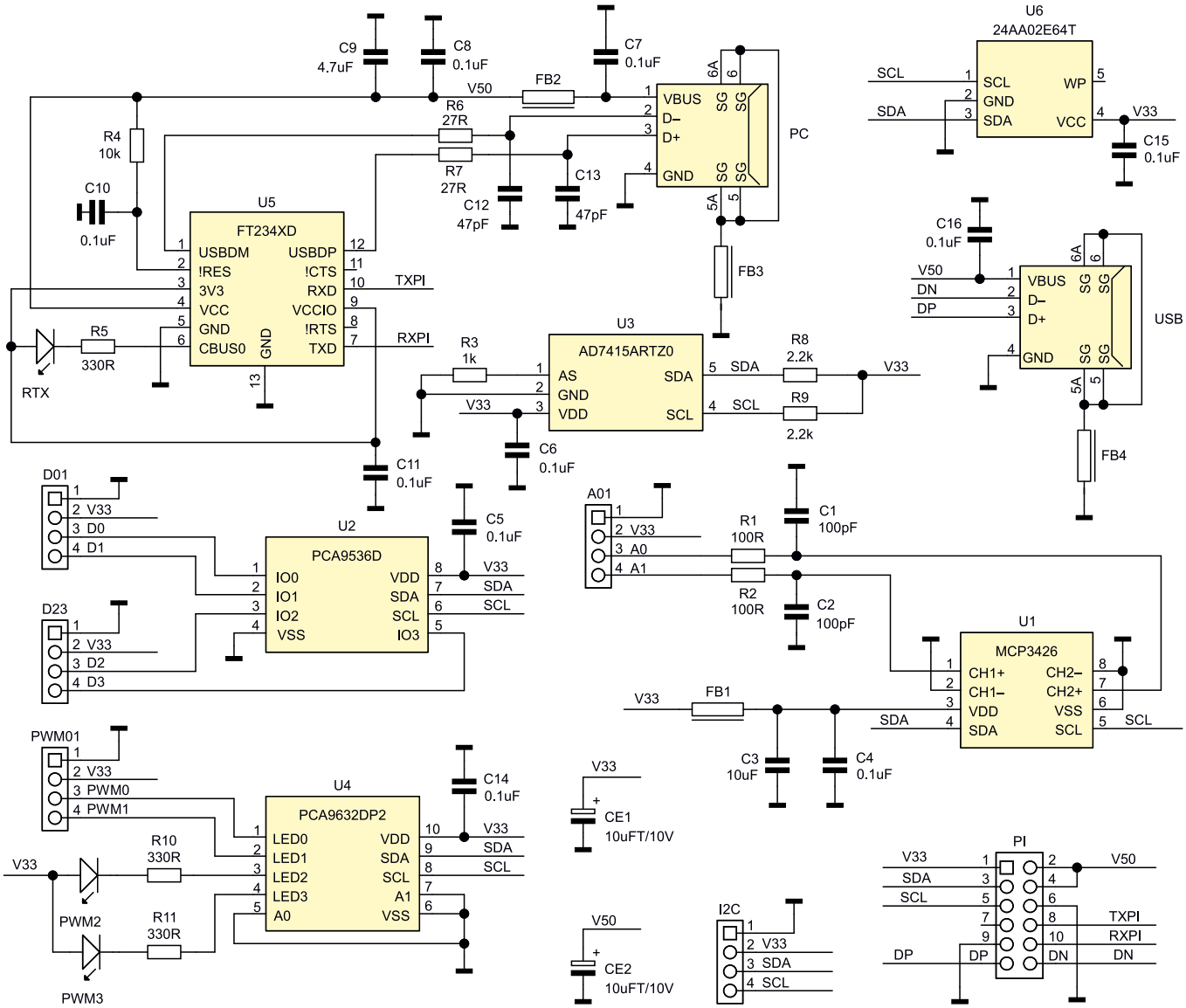
Wszystkie układy zasilane są napięciem 3,3 V z RPi Zero i z takimi poziomami logicznymi mogą współpracować. Płytkę uzupełniają kondensatory odsprzęgające i rezystory R8 i R9 polaryzujące magistralę I²C. Ze względu na niewielką ilość miejsca jako złącza IO wykorzystane zostały SM04B_SRSS_TB o rozstawie 1,0 mm, stosowane także w modułach I²C zgodnych z QWIIC.

Montaż i uruchomienie

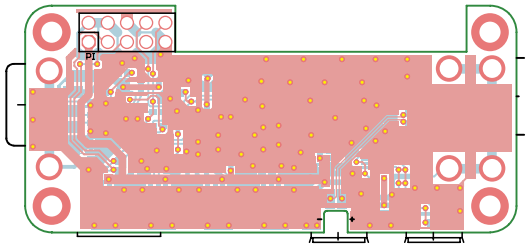
Moduł zmontowany jest na dwustronnej płytce drukowanej, zgodnej mechanicznie z RPi Zero. Schemat płytki, wraz z rozmieszczeniem elementów, pokazują **rysunki 2** i **3**, a zmontowany moduł został pokazany na fotografii tytułowej. Sposób montażu jest klasyczny i nie wymaga opisu.

Moduł jest montowany do RPi Zero za pomocą wkrętów M2.5. Pomiędzy Stickiem a RPI Zero koniecznie jest umieszczenie płytki izolacyjnej, wyciętej z pleksi lub

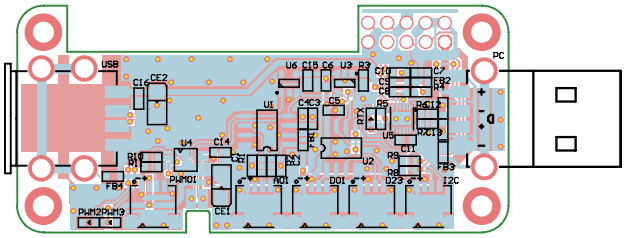
eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 1. Schemat modułu



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



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

innego materiału, o grubości 0,25…0,5 mm, w kształcie RPi Zero. Płytka izolacyjna z odpowiednio wyciętymi otworami i szczelinami w okolicy GPIO zapobiega zwarciom pomiędzy stykającymi się mechanicznie obwodami. Po wlutowaniu należy skrócić wyprowadzenia ustalające złącza USB/PC, aby nie wystawały ponad płytkę i nie uszkodziły izolacji pomiędzy płytkami. W modelu do RPI Zero wlutowane jest także pełne złącze GPIO, ponieważ często korzystam z różnych innych modułów HAT, które mocowane są do dystansów M2.5×10. Po skręceniu płytki z RPi, w miejscach wykorzystanych przez PI GPIO należy kroplą cyny połączyć pola lutownicze obu płytek. Wyprowadzenia złącza wystające ponad płytkę RPi Zero ułatwiają lutowanie, ale należy zwrócić uwagę na ewentualne zwarcia pomiędzy pinami. Połączenie interfejsu USB wymaga użycia krótkich odcinków odizolowanego kynaru i ostrożnego przylutowania ich bezpośrednio do punktów testowych USB na RPI Zero, co pokazuje **fotografia 1**.

Jeżeli nie przewidujemy wykorzystania GPIO w miejscach punktów lutowniczych, należy umieścić kawałki kynaru i zlutować płytki z dwóch stron, zapewniając kontakt.

REKLAMA

eprasa.pl 1405f3fee5

Wykaz elementów:

Rezystory: (SMD0603 1%)
R1, R2: 100 Ω
R3: 1 kΩ
R4: 10 kΩ
R5, R10, R11: 330 Ω
R6, R7: 27 Ω
R8, R9: 2,2 kΩ

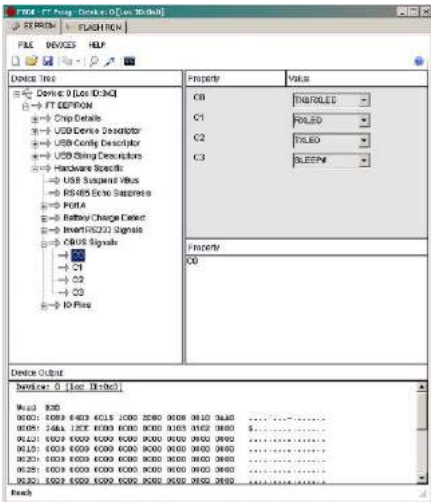
Kondensatory:
C1, C2: 100 pF SMD0603
C3: 10 µF SMD0603
C4…C8, C10, C11, C14…C16: 0,1 µF SMD0603
C9: 4,7 µF SMD0603
C12, C13: 47 pF SMD0603
CE1, CE2: 10 µF/10 V SMD3216 tantalowy

Półprzewodniki:
PWM2, PWM3: dioda led SMD0603 zielona
RTX: dioda led SMD0603 czerwona
U1: MCP3426 (SO8)
U2: PCA9536D (SO8)
U3: AD7415ARTZ0 (SOT-23-5)
U4: PCA9632DP2 (TSSOP10_050)
U5: FT234XD (DFN12_045)
U6: 24AA02E64T (SOT-23-5)

Pozostałe:
A01, D01, D23, I2C, PWM01: złącze JST 4 pin 1 mm kątowe
FB2: ferryt WE-TMSB SMD 1,5 A WE74269262601
FB1, FB3, FB4: ferryt WE-CBF SMD 0,5 A WE742792653
PC: wtyk USB A SMD
USB: gniazdo USB A SMD

Brak złącza GPIO skutkuje niewielką wysokością modułu. Decyzję o jego wlutowaniu pozostawiam użytkownikowi.

Po zmontowaniu modułu konieczne jest skonfigurowanie FT234 za pomocą oprogramowania *FT Prog* ze strony FTDI. Po detekcji układu (Scan & Parse F5) wymagana jest zmiana funkcji (Hardware Specyfic\CBUS Signals) pinu C0 na TX&RXLED. Wbudowana LED RTX będzie wtedy sygnalizowała pełną komunikację pomiędzy PC a RPi. Po zmianie ustawień (**rysunek 4**) należy układ zaprogramować (CTRL+P) i zrestartować port USB (Cycle Ports).



Rysunek 4. Zmiana konfiguracji FT234

Prawidłowo zmontowany moduł nie wymaga uruchamiania, konieczne jest tylko niewielkie dostosowanie systemu operacyjnego. Najlepszym wyborem dla Sticka jest Raspbian w wersji Lite. Po zainstalowaniu systemu na karcie SD należy edytować plik *config.txt*:

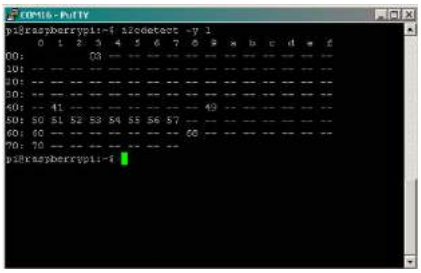
- załączyć obsługę I²C: `dtparam=i2c_arm=on`,
- załączyć obsługę UART: `enable_uart=1`.

W pliku *cmdline.txt*:

- ustawić konsolę na port szeregowy: `console=serial0, 115200 console=tty1`.

Dostęp do obu plików jest możliwy bezpośrednio w głównym katalogu, po instalacji systemu na karcie SD.

Na komputerze PC należy zainstalować terminal, np. Putty i skonfigurować połączenie na port szeregowy (pod adresem COM, z którym zgłosi się FT234), z parametrami



Rysunek 5. Detekcja układów z magistrali I²C

115200,8,N,1. Po uruchomieniu sesji powinno być możliwe zalogowanie się do RPi na domyślnych ustawieniach pi/raspberry (co należy bezwzględnie zmienić, korzystając z raspiconfig). Teraz, o ile nie korzystamy z RPi Zero, przyda się karta sieciowa podłączona do portu USB, ze względu na konieczność pobrania kilku narzędzi i aktualizacji systemu:

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

Potrzebne będą narzędzia *i2ctools*, interpreter *Pythona* i biblioteki *smbus*, *time*.

```
sudo apt-get update
```

Listing 1. Skrypt testowy mcp3426.py

```
import smbus
import time
from time import sleep

print "\nMCP4326 ADC Test\n"

# Get I2C bus
bus = smbus.SMBus(1)

# MCP3426 0x68 CH1
bus.write_byte(0x68, 0x10)
time.sleep(0.1)

# MCP3426 0x68 Read 0x00 3 bytes
data = bus.read_i2c_block_data(0x68, 0x00, 3)
adch = data[0]
print "ADCH 1 : %d" %adch
adcl = data[1]
print "ADCL 1 : %d" %adcl
adc = (data[0] & 0x0F) * 256 + data[1]
print "Analog Input 1: %d" %adc

# MCP3426 0x68 CH2
bus.write_byte(0x68, 0x30)
time.sleep(0.1)

# MCP3426 0x68 Read 0x00 3 bytes
data = bus.read_i2c_block_data(0x68, 0x00, 3)
adch = data[0]
print "ADCH 2 : %d" %adch
adcl = data[1]
print "ADCL 2 : %d" %adcl
adc = (data[0] & 0x0F) * 256 + data[1]
print "Analog Input 2: %d" %adc
bus.close()
print"\nQuit\n"
```

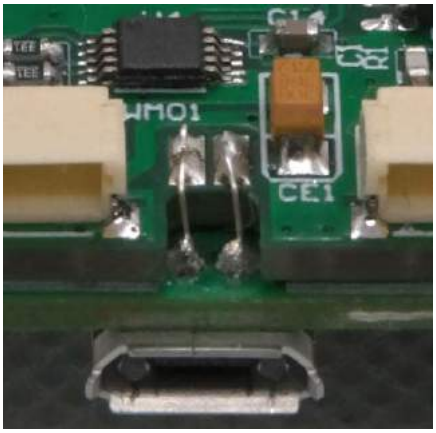
Listing 2. Skrypt testowy pca9536.py

```
import smbus
import time
from time import sleep

print "\nPCA9536 GPIO Test\n"

# Get I2C bus
bus = smbus.SMBus(1)

# PCA9536 0x41
bus.write_byte_data(0x41, 0x03, 0x00)
bus.write_byte_data(0x41, 0x01, 0x01)
time.sleep(0.1)
x=5;

# PCA9536 0x41 Write Output
print " Out 1 set"
bus.write_byte_data(0x41, 0x01, 0x01)
time.sleep(x)
print " Out 2 set"
bus.write_byte_data(0x41, 0x01, 0x02)
time.sleep(x)
print " Out 3 set"
bus.write_byte_data(0x41, 0x01, 0x04)
time.sleep(x)
print " Out 4 set"
bus.write_byte_data(0x41, 0x01, 0x08)
time.sleep(x)
print " Out ALL set"
bus.write_byte_data(0x41, 0x01, 0x0F)
time.sleep(x)
print " Out ALL reset"
bus.write_byte_data(0x41, 0x01, 0x00)
bus.close()
time.sleep(x)

print "\nQuit\n"
```

Listing 3. Skrypt testowy pca9632.py

```
import smbus
import time
from time import sleep

print "\nPCA9632 PWM Test\n"

# Get I2C bus
bus = smbus.SMBus(1)

# PCA9632 0x60 config
bus.write_byte_data(0x60, 0x00, 0x00)
bus.write_byte_data(0x60, 0x01, 0x14)
bus.write_byte_data(0x60, 0x02, 0x00)
bus.write_byte_data(0x60, 0x03, 0x00)
bus.write_byte_data(0x60, 0x04, 0x00)
bus.write_byte_data(0x60, 0x05, 0x00)
bus.write_byte_data(0x60, 0x06, 0xFF)
bus.write_byte_data(0x60, 0x07, 0x00)
bus.write_byte_data(0x60, 0x08, 0xAA)
bus.write_byte_data(0x60, 0x09, 0xE2)
bus.write_byte_data(0x60, 0x0A, 0xE4)
bus.write_byte_data(0x60, 0x0B, 0xE8)
bus.write_byte_data(0x60, 0x0C, 0xE0)
time.sleep(0.1)
x=5;

# PCA9632 PWM
print " PWM Out 1 set 25%"
bus.write_byte_data(0x60, 0x02, 0x3F)
print " PWM Out 2 set 50%"
bus.write_byte_data(0x60, 0x03, 0x7F)
print " PWM Out 3 set 75 - LED 25%"
bus.write_byte_data(0x60, 0x04, 0xBD)
print " PWM Out 4 set 100% - LED 0%"
bus.write_byte_data(0x60, 0x05, 0xFF)
time.sleep(x)

print " PWM Global"
bus.write_byte_data(0x60, 0x08, 0xFF)
bus.write_byte_data(0x60, 0x06, 0x3F)
time.sleep(x)
bus.write_byte_data(0x60, 0x06, 0xBD)
time.sleep(x)

print " BLINK Global"
bus.write_byte_data(0x60, 0x08, 0xFF)
bus.write_byte_data(0x60, 0x01, 0x34)
bus.write_byte_data(0x60, 0x07, 0x0F)
time.sleep(x)

print " All 0% - LED ON"
bus.write_byte_data(0x60, 0x01, 0x14)
bus.write_byte_data(0x60, 0x08, 0xAA)
bus.write_byte_data(0x60, 0x02, 0x00)
bus.write_byte_data(0x60, 0x03, 0x00)
bus.write_byte_data(0x60, 0x04, 0x00)
bus.write_byte_data(0x60, 0x05, 0x00)
time.sleep(x)

print " LED OFF"
bus.write_byte_data(0x60, 0x04, 0xFF)
bus.write_byte_data(0x60, 0x05, 0xFF)
bus.close()

print "\nQuit\n"
```


eprasa.pl 1405f3fee5



Fotografia 1. Sposób połączenia USB

Rysunek 6. Odczyt zawartości EEPROM

```
sudo apt-get install python-smbus python3-smbus python-dev python3-dev i2c-tools
```

Po restarcie systemu, dla sprawdzenia poprawności detekcji układów, wydajemy polecenie (**rysunek 5**):

```
sudo i2cdetect -y 1
```

Dla sprawdzenia poszczególnych układów przygotowałem proste skrypty. Przetwornik ADC MCP3426 można przetestować skryptem *mcp3426.py* z **listingu 1**. Po podłączeniu do wejść A0, A1, np. dzielnika z potencjometrem (maksymalne napięcie na wejściu 2,048 V) i uruchomieniu skryptu powinny zostać odczytane wartości napięć na jego wejściach. Do sprawdzenia ekspandera GPIO PCA9536 użyjemy skryptu *pca9536.py* (**listing 2**), kolejno zmieniającego stan wyjść układu, dostępnych na złączach D01, D23. Ekspander PWM PCA9632 sprawdzimy skryptem *pca9632.py* (**listing 3**). Steruje on wyjściami PWM dostępnymi na złączu PWM01 i wbudowanymi LED. Skrypt odczytujący temperaturę zmierzoną przez AD7415.py pokazuje **listing 4**. Testowanie pamięci 24AA02E64 można wykonać, zarówno korzystając z *i2ctools*, jak i ze skryptu *24AA02E064.py* (**listing 5**). Skrypt odczytuje ostatnie osiem bajtów zawierających adres MAC. Zawartość całej pamięci można odczytać poleceniem:

```
i2cdump -y 1 0x50 i
```

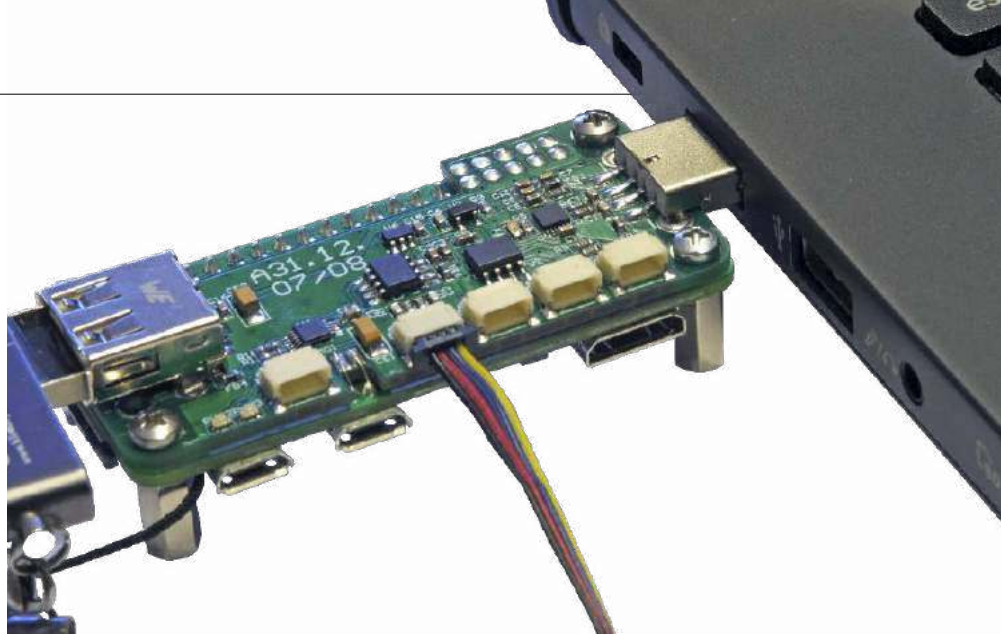
Rezultat pokazuje **rysunek 6.** Do zapisu komórki można użyć polecenia i2cset, przykładowo zapisując pod adres EEPROM 0x50 i pod adres 0x00 wartość 0xA5:

```
i2cset -y 1 0x50 0x00 0xA5
```

Do odczytu z adresu 0x50 i spod adresu 0x00 używamy polecenia:

```
i2cget -y 1 0x50 0x00
```

Rezultat powinien zwrócić wartość zapisaną wcześniej – 0xA5. Jeżeli wszystkie testy przebiegły pomyślnie, można zastosować moduł we własnych aplikacjach (**fotografia 2**). Powodzenia!



Fotografia 2. Przykładowa aplikacja modułu

Listing 4. Skrypt ad7415.py odczytujący temperaturę AD7415

```
import smbus

print "\nAD7415-0 0x49 Temp\n"

# Get I2C bus
bus = smbus.SMBus(1)

# AD7415 read 8-bytes temp

temp = bus.read_byte_data(0x49, 0x00)
print"temp: (‘C): "
print(temp)
bus.close()
print “\nQuit\n”
```

Listing 5. Skrypt odczytujący MAC zapisany w 24AA02E64

```
import smbus

print "\n24AA02E64 MAC Dump\n"

# Get I2C bus
bus = smbus.SMBus(1)

# 24AA02E64 read last (0xF8 offset) 8-bytes MAC ROM

macblock = bus.read_i2c_block_data(0x50, 0xF8, 0x08)
print"MAC (hex): "
print([‘{:02x}’.format(x) for x in macblock])
print"MAC (dec): "
print(macblock)
bus.close()
print “\nQuit\n”
```

Adam Tatuś
adam.tatus@ep.com.pl

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 1405f3fee5

µClock

Zegar to w portfolio każdego elektronika konstruktora przysłowiowe „must have". Nie ma w tym nic dziwnego, wszak są to urządzenia dość proste, lecz dające dużo niekłamanej satysfakcji podczas własnoręcznej implementacji.

Zegara nie mogło zabraknąć również wśród moich konstrukcji. Postanowiłem jednak powiesić poprzeczkę nieco wyżej i zaprojektować urządzenie wyróżniające się następującymi cechami użytkowymi:

- prostota konstrukcji,
- niska cena implementacji,
- łatwość montażu,
- atrakcyjny wygląd,
- duża funkcjonalność,
- duża ergonomia obsługi.

Niektóre z tych cech wydają się przeciwstawne i z pozoru trudno wyobrazić sobie ich wzajemne współistnienie w ramach jednego projektu, lecz uwierzcie mi na słowo – zaprezentowany poniżej system mikroprocesorowy µClock integruje wszystkie wspomniane powyżej założenia konstrukcyjne.

Pierwszym z dylematów, z jakim miałem się zmierzyć, konstruując to urządzenie był wybór zegara czasu rzeczywistego (RTC). Początkowo wydawało się, iż tego rodzaju

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

W ofercie AVT* AVT-5805

Podstawowe parametry:
- zegar, stoper, kalendarz i budzik,
- prostota i niska cena konstrukcji,
- duża ergonomia obsługi i atrakcyjny wygląd,
- zasilanie 3…5 V, 10 mA.

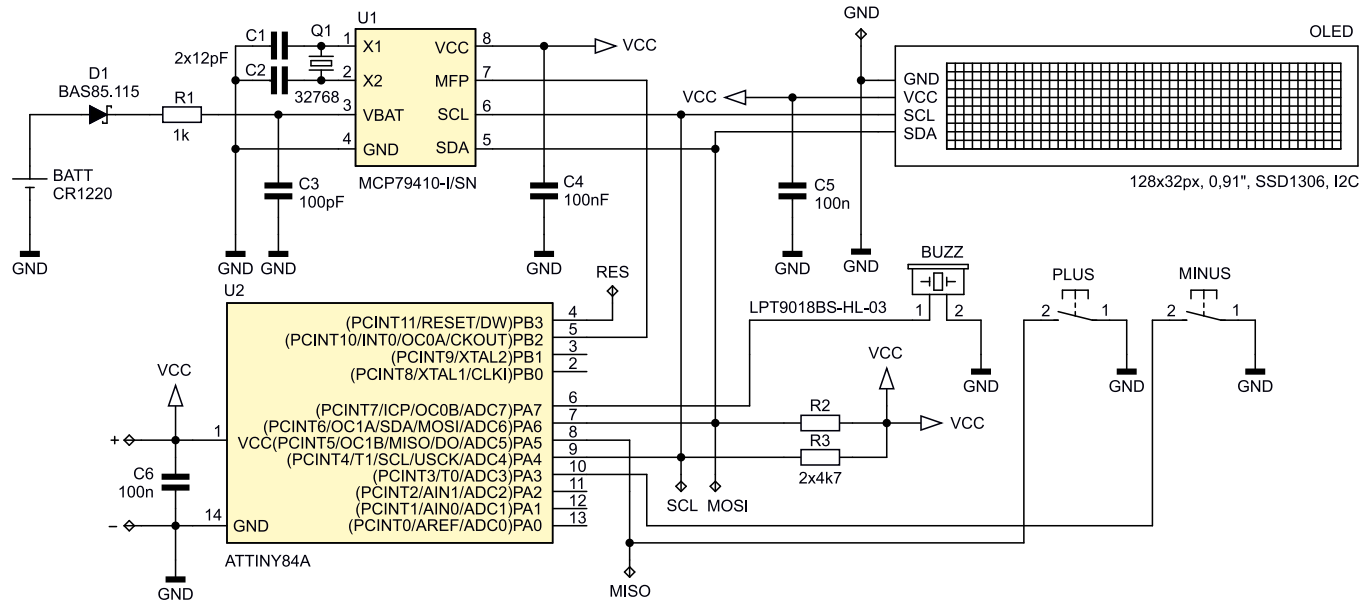
Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

AVT-5735	Estetyczny zegar (EP 1/2020)
AVT-5677	Zegar ClockRDS (EP 6/2019)
AVT-5640	Rozbudowany zegar (EP 7/2018)
AVT-5522	Zegar ustawiany za pomocą GPS (EP 9/2015)

*** 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.



Rysunek 1. Schemat ideowy urządzenia

eprasa.pl 1405f3fee5

peryferium z powodzeniem możemy zrealizować programowo przy współudziale wbudowanego w strukturę mikrokontrolera układu czasowo-licznikowego Timer2, który w przypadku wielu mikrokontrolerów z rodziny AVR może pracować w trybie asynchronicznym, realizując zadanie zegara czasu rzeczywistego. Jednak w przypadku takiej implementacji nierozwiązany pozostaje problem podtrzymania zasilania układu RTC w czasie braku zasilania systemu mikroprocesorowego. Zresztą samo podtrzymanie bateryjne nie rozwiązuje w tym przypadku problemu, gdyż co prawda asynchroniczny układ czasowo-licznikowy Timer2 może pracować w trybie głębokiego uśpienia mikrokontrolera (pobierającego w tym stanie pracy niewielki prąd z podtrzymującej baterii zasilającej), lecz nie znaczy to, że z automatu realizuje on w tym czasie zadania typowego układu RTC. Aby wspomniany Timer2 realizował zadania sprzętowego układu RTC, potrzebny jest odpowiedni fragment kodu obsługi aplikacji (obsługi przerwania Timera2) a więc zachodzi konieczność pracy mikrokontrolera. Można to oczywiście ominąć, wybudzając mikrokontroler co 1 s i w krótkim czasie po przebudzeniu realizować treść obsługi przerwania Timera2, czyli de facto realizując zadania programowego zegara RTC, po czym wracać do stanu uśpienia, lecz nie jest to moim zdaniem rozwiązanie optymalne, a już na pewno nie jest proste w implementacji. Ostatecznie i biorąc pod uwagę fakt, że w konstrukcji urządzenia µClock wykorzystuję magistralę I²C do współpracy z zastosowanym wyświetlaczem OLED, a więc część kodu obsługi sprzęgu I²C i tak musi się znaleźć w treści kodu naszej aplikacji, zdecydowałem, że jako układu RTC użyję zewnętrznego, taniego i wygodnego w implementacji układu firmy Microchip typu MCP-79410. Ma on ważną zaletę – obsługuje automatyczny mechanizm podtrzymania bateryjnego zegara RTC, pobierając w takim trybie pracy prąd rzędu kilkuset nA.

Wykaz elementów:

Rezystory: (SMD0805)
R1: 1 kΩ
R2, R3: 4,7 kΩ

Kondensatory: (SMD 0805)
C1, C2: 12 pF
C3: 100 pF
C4…C6: 100 nF

Półprzewodniki:
U1: MCP79410-I/SN (SO08)
U2: ATtiny84A (SOIC14)
D1: BAS85.115 (MINIMELF)
OLED: wyświetlacz OLED 128×32px, 0,91", sterownik SSD1306, magistrala I2C, wymiary 38×12 mm

Pozostałe:
Q1: rezonator kwarcowy zegarkowy 32768 Hz
PLUS, MINUS: mikroprzycisk SMD typu DTSM31NB
BATT: gniazdo baterii CR1220 typu CONNFLY DS1092-12-N8S
BUZZ: przetwornik piezoelektryczny typu LPT9018BS-HL-03-4.0-12-R
VCC: bateria CR1220

Co więcej, układ ten cechuje się następującymi, wybranymi walorami użytkowymi:

- obsługa dokładnego zegara RTC oraz kalendarza do roku 2399,
- możliwość regulacji dokładności wbudowanego oscylatora w zakresie ±129 ppm,
- funkcja automatycznego podtrzymania zasilania bateryjnego ustawień RTC,
- funkcja automatycznego znacznika czasu wypadnięcia/przywrócenia zasilania,
- wielofunkcyjne wyjście MFP wyposażone w możliwość generowania przebiegów prostokątnych o wybranej częstotliwości,
- wbudowana pamięć RAM o wielkości 64 B podtrzymywana bateryjnie,
- wbudowana pamięć EEPROM o wielkości 1 kB,
- szeroki zakres napięć zasilających 1,8...5,5 V.

Budowa i działanie

Układ MCP-79410 idealnie wpisuje się w wymagania naszej aplikacji, w związku z tym przejdźmy od razu do schematu aplikacyjnego urządzenia µClock, który pokazano na **rysunku 1**. Zaprojektowano bardzo prosty system mikroprocesorowy, którego sercem jest niewielki mikrokontroler firmy Microchip o oznaczeniu ATtiny84A. Realizuje on kilka kluczowych zadań w ramach programu obsługi aplikacji, a mianowicie: steruje pracą wbudowanego wyświetlacza OLED o organizacji 128×32 piksele stanowiącego element interfejsu użytkownika, angażując w tym celu interfejs I²C, zarządza współpracą ze wspomnianym wcześniej scalonym układem RTC typu MCP-79410 angażując, jak poprzednio, ten sam sprzęg I²C oraz obsługuje dwa przyciski funkcyjne PLUS i MINUS oraz buzzer piezoelektryczny BUZZ, będące elementami interfejsu użytkownika. Warto w tym miejscu zaznaczyć, że obsługa przycisków funkcyjnych odbywa się bez jakichkolwiek opóźnień (typu *_delay_ms*), gdyż korzysta z wbudowanego w strukturę mikrokontrolera układu czasowo-licznikowego Timer1 pracującego w trybie CTC. Jego zadaniem jest generowanie i obsługa sprzętowych opóźnień w ramach funkcji obsługi przycisków, której zadaniem jest, po pierwsze, eliminacja niepożądanego zjawiska drgania styków (*debouncing*), a po drugie, obsługa długiego i krótkiego naciśnięcia, co wykorzystywane jest w ramach interfejsu użytkownika urządzenia µClock.

Kolejnym peryferium, jakie wykorzystuje nasz program obsługi aplikacji, jest układ czasowo-licznikowy Timer0 pracujący również w trybie CTC. Jest on odpowiedzialny za generowanie przebiegu prostokątnego o częstotliwości 4 kHz na wyjściu OC0B (PA7) mikrokontrolera, który zasila buzzer piezoelektryczny odpowiedzialny za efekty dźwiękowe (w funkcji budzika).

Ostatnim elementem mikrokontrolera, z którego dobrodziejstw korzysta program obsługi aplikacji, jest przerwanie zewnętrzne INT0 wyzwalane opadającym zboczem na wyprowadzeniu PB2 mikrokontrolera. Do tego wyprowadzenia mikrokontrolera podłączono wielofunkcyjne wyprowadzenie

Listing 1. Plik nagłówkowy modułu obsługi układu MCP-79410

```
//Definicje typów strukturalnych
//do obsługi zegara RTC
typedef struct{
    uint8_t Hour;  //0...23
    uint8_t Minute;  //0...59
    uint8_t Second;  //0...59
}timeType;

typedef struct{
    uint8_t weekDay;  //1...7
    uint8_t Day;  //1...31
    uint8_t Month;  //1...12
    uint8_t Year;  //0...99
}dateType;

//Definicje adresów układu MCP79410
//w trybie zapisu/odczytu
#define MCP79410_WRITE_ADDR 0xDE
#define MCP79410_READ_ADDR 0xDF

//Definicje najważniejszych rejestrów
//sterujących i ich właściwości
#define TIME_START_REG 0x00
    #define START_OSCILLATOR (1<<7)
    #define STOP_OSCILLATOR (0<<7)

#define DATE_START_REG 0x03
    #define VBAT_ENABLE (1<<3)
    #define VBAT_DISABLE (0<<3)

#define CONTROL_REG 0x07
    #define MFP_AS_OUTPUT_1 (1<<7)
    #define MFP_AS_OUTPUT_0 (0<<7)
    #define MFP_AS_SQUARE_OUTPUT (1<<6)
    #define MFP_AS_NORMAL_OUTPUT (0<<6)
    #define NO_ALARMS_ACTIVE (0<<4)
    #define ALARM0_ACTIVE (1<<4)
    #define ALARM1_ACTIVE (2<<4)
    #define BOTH_ALARMS_ACTIVE (3<<4)
    #define EXTERNAL_OSCILLATOR (1<<3)
    #define INTERNAL_OSCILLATOR (0<<3)
    #define SQUARE_1HZ 0x00
    #define SQUARE_4096HZ 0x01
    #define SQUARE_8192HZ 0x02
    #define SQUARE_32768HZ 0x03

#define RAM_START_REG 0x20
```

Listing 2. Funkcja odpowiedzialna za konfigurację układu MCP-79410

```
void RTCinit(uint8_t Settings){
    i2cStart();
    //Adres MCP79410 do zapisu
    i2cWriteByte(MCP79410_WRITE_ADDR);
    //Adres startowy rejestru ustawień zegara RTC
    i2cWriteByte(CONTROL_REG);
    //Ustawienia zegara RTC
    i2cWriteByte(Settings);
    i2cStop();
}
```

REKLAMA

eprasa.pl 1405f3fee5

MFP układu RTC MCP-79410, na którym, po odpowiednim skonfigurowaniu, pojawia się bardzo dokładny sygnał 1 Hz niezbędny w programie obsługi aplikacji. Po pierwsze, służy do cyklicznego odświeżania ekranu interfejsu użytkownika, zaś pod drugie, obsługuje mechanizm programowego stopera będącego jedną z funkcji urządzenia.

Tyle w kwestiach konstrukcyjnych. Przejdźmy do zagadnień programowych, a te skupią się głównie na obsłudze naszego zegara RTC. Rozpoczniemy od pliku nagłówkowego, który jak zawsze staram się napisać w taki sposób, aby bez lektury dokumentacji układu możliwe było określenie niezbędnych funkcji peryferium. Zawartość pliku pokazano na **listingu 1**. Wprowadzono dwa dodatkowe typy strukturalne (*timeType*, *dateType*) odpowiedzialne za przechowywanie i przetwarzanie czasu i daty wbudowanego zegara RTC.

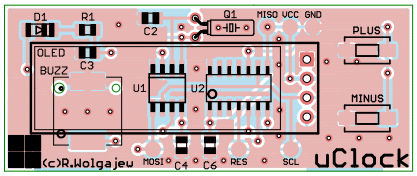
Na **listingu 2** pokazano funkcję, której zadaniem jest konfiguracja cech sprzętowych zegara RTC. Argument funkcji decyduje o ustawieniach zegara (np. ustawieniach wyjścia MFP) i w przypadku naszego urządzenia przyjmuje wartość:

```
MFP_AS_SQUARE_OUTPUT|NO_
ALARMS_ACTIVE|INTERNAL_
OSCILLATOR|SQUARE_1HZ;
```

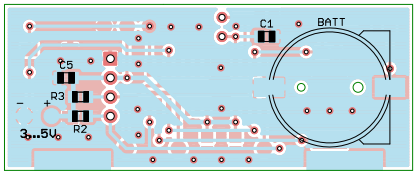
Kontynuując, na **listingu 3** pokazano proste funkcje narzędziowe umożliwiające odczyt i zapis czasu zegara RTC, zaś na **listingu 4** bliźniacze funkcje odczytu i zapisu, ale tym razem daty.

Dalej, korzystając z faktu, że nasze peryferium wyposażono w 64 bajty pamięci RAM podtrzymywanej bateryjnie, na **listingu 5** zostały pokazane proste funkcje umożliwiające odczyt i zapis wbudowanej pamięci RAM układu. Analogicznie można zaimplementować podobne funkcje, lecz tym razem przeznaczone do obsługi pamięci EEPROM wbudowanej w układ MCP-79410. Należy jednak w tym przypadku mieć na uwadze dwie istotne cechy. Po pierwsze, układ MCP-79410 ma w tym wypadku inny adres w przestrzeni adresowej magistrali I²C, niż ma to miejsce w przypadku ustawień RTC i RAM, zaś pod drugie, zapis do pamięci EEPROM, jak to zwykle bywa, zajmuje pewien określony i wcale nie taki krótki czas, co należy wziąć pod uwagę, aplikując stosowne funkcje. W naszym programie obsługi aplikacji pamięć EEPROM układu nie była wykorzystywana, w związku z czym nie istniała potrzeba implementacji stosownych funkcji narzędziowych.

Na koniec kilka słów na temat obsługi stopera, jako że ta funkcja została zaimplementowana programowo z użyciem



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



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

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

Listing 3. Funkcje przeznaczone do odczytu i zapisu czasu układu MCP-79410

```
void RTCwriteTime(timeType *Time){
    i2cStart();
    //Adres MCP79410 do zapisu
    i2cWriteByte(MCP79410_WRITE_ADDR);
    //Adres startowy rejestru czasu
    //(w tym przypadku sekund)
    i2cWriteByte(TIME_START_REG);
    //Sekundy w zapisie BCD + start oscylatora
    i2cWriteByte(((Time->Second/10)<<4)|(Time->Second%10)|START_OSCILLATOR);
    //Minuty w zapisie BCD
    i2cWriteByte(((Time->Minute/10)<<4)|(Time->Minute%10));
    //Godziny w zapisie BCD (standardowo zapis 24-godzinny)
    i2cWriteByte(((Time->Hour/10)<<4)|(Time->Hour%10));
    i2cStop();
}


void RTCreadTime(timeType *Time){
    uint8_t readByte;
    i2cStart();
    //Adres MCP79410 do zapisu
    i2cWriteByte(MCP79410_WRITE_ADDR);
    //Adres startowy rejestru czasu
    //w tym przypadku sekund)
    i2cWriteByte(TIME_START_REG);
    //I2C Restart
    i2cRestart();
    //Adres MCP79410 do odczytu
    i2cWriteByte(MCP79410_READ_ADDR);
    //Sekundy w zapisie BCD - maskujemy bit
    //pracującego oscylatora (bit7)
    readByte = i2cReadByte(ACK) & 0x7F;
    Time->Second = ((readByte>>4)*10) + (readByte&0x0F);
    //Minuty w zapisie BCD
    readByte = i2cReadByte(ACK);
    Time->Minute = ((readByte>>4)*10) + (readByte&0x0F);
    //Godziny w zapisie BCD (standardowo zapis 24-godzinny)
    readByte = i2cReadByte(NACK);
    Time->Hour = (((readByte&0x30)>>4)*10) + (readByte&0x0F);
    i2cStop();
}
```

Listing 4. Funkcje przeznaczone do odczytu i zapisu daty układu MCP-79410

```
void RTCwriteDate(dateType *Date){
    i2cStart();
    //Adres MCP79410 do zapisu
    i2cWriteByte(MCP79410_WRITE_ADDR);
    //Adres startowy rejestru daty
    //(w tym przypadku dni tygodnia)
    i2cWriteByte(DATE_START_REG);
    //Dzień tygodnia +
    //aktywacja podtrzymania bateryjnego
    i2cWriteByte(Date->weekDay|VBAT_ENABLE);
    //Dzień w zapisie BCD
    i2cWriteByte(((Date->Day/10)<<4)|(Date->Day%10));
    //Miesiąc w zapisie BCD
    i2cWriteByte(((Date->Month/10)<<4)|(Date->Month%10));
    //Rok w zapisie BCD
    i2cWriteByte(((Date->Year/10)<<4)|(Date->Year%10));
    i2cStop();
}

void RTCreadDate(dateType *Date){
    uint8_t readByte;
    i2cStart();
    //Adres MCP79410 do zapisu
    i2cWriteByte(MCP79410_WRITE_ADDR);
    //Adres startowy rejestru daty
    //(w tym przypadku dni tygodnia)
    i2cWriteByte(DATE_START_REG);
    //I2C Restart
    i2cRestart();
    //Adres MCP79410 do odczytu
    i2cWriteByte(MCP79410_READ_ADDR);
    //Dzień tygodnia
    Date->weekDay = i2cReadByte(ACK) & 0x07;
    //Dzień w zapisie BCD
    readByte = i2cReadByte(ACK);
    Date->Day = ((readByte>>4)*10) + (readByte&0x0F);
    //Miesiąc w zapisie BCD
    readByte = i2cReadByte(ACK);
    Date->Month = (((readByte & 0x10)>>4)*10) + (readByte&0x0F);
    //Rok w zapisie BCD
    readByte = i2cReadByte(NACK);
    Date->Year = ((readByte>>4)*10) + (readByte&0x0F);
    i2cStop();
}
```


eprasa.pl 1405f3fee5

Listing 5. Funkcje przeznaczone do odczytu i zapisu wbudowanej pamięci RAM układu MCP-79410

```
void RTCwriteRAM(uint8_t *dataToWrite, uint8_t Bytes){
    i2cStart();
    //Adres MCP79410 do zapisu
    i2cWriteByte(MCP79410_WRITE_ADDR);
    //Adres startowy wbudowanej pamięci RAM zegara RTC
    i2cWriteByte(RAM_START_REG);
    while(Bytes--) i2cWriteByte(*dataToWrite++);
    i2cStop();
}

void RTCreadRAM(uint8_t *dataToRead, uint8_t Bytes){
    i2cStart();
    //Adres MCP79410 do zapisu
    i2cWriteByte(MCP79410_WRITE_ADDR);
    //Adres startowy wbudowanej pamięci RAM zegara RTC
    i2cWriteByte(RAM_START_REG);
    //I2C Restart
    i2cRestart();
    //Adres MCP79410 do odczytu
    i2cWriteByte(MCP79410_READ_ADDR);
    while(Bytes--) *dataToRead++ = i2cReadByte(Bytes? ACK:NACK);
    i2cStop();
}
```

Listing 6. Funkcja obsługi przerwania INT0 odpowiedzialna za realizację programowego stopera

```
//Przerwanie zachodzi co 1s,
//gdyż wyzwalane jest sygnałem 1Hz z układu RTC
ISR(INT0_vect){
    //Obsługa stopera
    if(Timer.Activity) if(++Timer.Second == 60){
        Timer.Second = 0;
        if(++Timer.Minute == 100) Timer.Minute = 0;
    }
}
```

Listing 7. Deklaracja typu programowego stopera

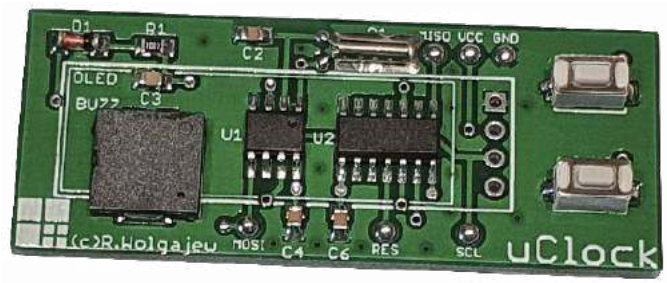
```
//Definicja typu strukturalnego Timera
typedef struct{
    uint8_t Minute;     //0...99
    uint8_t Second;     //0...59
    uint8_t Activity;   //0/1
}timerType;
```

przerwania INT0 mikrokontrolera wyzwalanego sygnałem 1 Hz z układu RTC. Kod tej prostej funkcji pokazano na **listingu 6**, korzysta ona z nowego typu strukturalnego, którego deklarację pokazano na **listingu 7.**

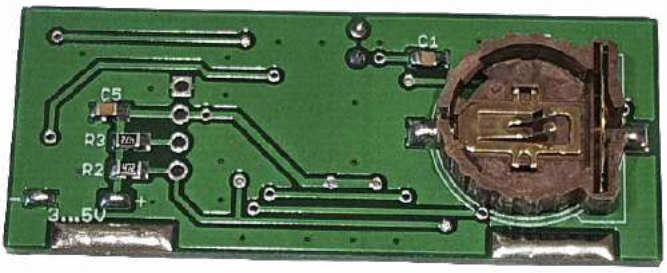
Montaż i uruchomienie

Schemat montażowy urządzenia został pokazany na **rysunkach 2 i 3**. Zaprojektowano niewielki, dwustronny obwód drukowany z zastosowaniem elementów o niezbyt wymagających obudowach, co w założeniu miało uprościć jego implementację, spełniając jedno z założeń konstrukcyjnych.

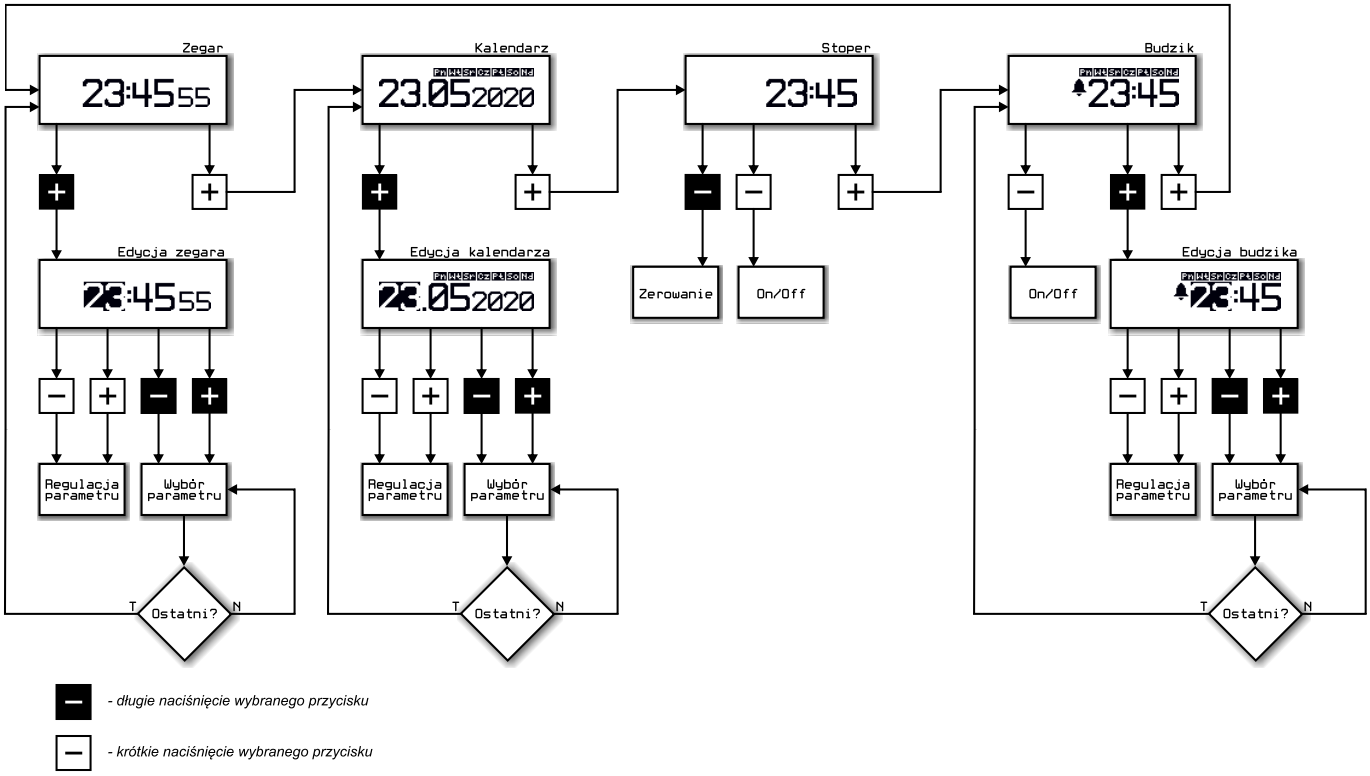
Montaż rozpoczynamy od warstwy TOP, gdzie w pierwszej kolejności montujemy wszelkiego rodzaju półprzewodniki. Następnie przylutowujemy elementy bierne



Fotografia 4. Zmontowane urządzenie tuż przed przylutowaniem wyświetlacza OLED, widok od strony warstwy TOP



Fotografia 5. Zmontowane urządzenie od strony warstwy BOTTOM



Rysunek 6. Diagram obrazujący sposób obsługi urządzenia µClock (w tym funkcjonalność przycisków funkcyjnych)

eprasa.pl 1405f3fee5

(w tym rezonator kwarcowy) a na końcu przyciski PLUS i MINUS oraz buzzer piezoelektryczny BUZZ. Dalej przechodzimy na warstwę BOTTOM, gdzie podobnie jak poprzednio, montujemy wszelkie elementy bierne, a na końcu koszyk baterii podtrzymującej zasilanie BATT.

Następnie wracamy na warstwę TOP, gdzie montujemy moduł wyświetlacza OLED, zwyczajnie lutując jego wyprowadzenia typu goldpin do stosownych otworów na obwodzie drukowanym, co jednocześnie zapewnia mu wystarczająco stabilny montaż mechaniczny. Wykonując to zadanie, musimy jednak zwrócić uwagę na wzajemne położenie płaszczyzny wyświetlacza w stosunku do zamontowanych wcześniej przycisków funkcyjnych.

Zasilanie urządzenia podłączamy za pomocą przewodów przylutowanych od strony warstwy BOTTOM w miejscach oznaczonych +/–. Należy pamiętać, by nie przekroczyć dopuszczalnej wartości napięcia zasilającego (5 V), gdyż mogłoby to uszkodzić nasze urządzenie. Poprawnie zmontowany układ nie wymaga żadnych regulacji i powinien działać tuż po włączeniu zasilania.

Na obwodzie drukowanym urządzenia, przy jego dolnej krawędzi, po stronie BOTTOM przewidziano dwa szerokie pola lutownicze (w kształcie prostokątów) niepokryte maską lutowniczą. Można do nich przylutować kawałek laminatu stanowiący niejako stopkę urządzenia. Na **fotografii 4** pokazano zmontowane urządzenie (od strony TOP) tuż przed przylutowaniem wyświetlacza OLED, zaś na **fotografii 5** pokazano to samo urządzenie od strony BOTTOM.

Obsługa

Konstruując program obsługi aplikacji, kierowałem się jednym z początkowych założeń, a mianowicie prostotą obsługi. Dlatego zdecydowałem się na zastosowanie wyłącznie dwóch przycisków sterujących, oznaczonych umownie PLUS i MINUS. Dzięki zaimplementowaniu obsługi krótkiego i długiego wciśnięcia przycisków możliwe stało się znaczne uproszczenie sposobu obsługi urządzenia, nie wpływając negatywnie na ergonomię lub, co gorsza, na funkcjonalność urządzenia.

Urządzenie µClock dysponuje czterema, w pełni konfigurowalnymi, funkcjonalnościami:

- zegara z sekundnikiem,
- kalendarza z dniem tygodnia,
- stopera,
- budzika z planem tygodniowym.

Wszystkie te funkcjonalności obsługuje się w bardzo intuicyjny sposób za pomocą wyłącznie dwóch klawiszy funkcyjnych. Klawisze przyjmują różne funkcjonalności zależne od trybu pracy, w jakim urządzenie się znajduje. Sposób obsługi wraz z zaznaczeniem funkcji każdego z klawiszy (PLUS i MINUS) pokazano na **rysunku 6**.

Warto podkreślić, że konstruując graficzny interfejs użytkownika (GUI) naszego urządzenia, kładłem bardzo duży nacisk na przejrzystość prezentowanych informacji i ich walory estetyczne. Właśnie dlatego posłużono się wyłącznie dwoma krojami czcionek ekranowych o prostej i eleganckiej formie, co w połączeniu z niezaprzeczalnymi zaletami zastosowanego wyświetlacza OLED postawiło na dość wysokim poziomie osiągnięty efekt końcowy. Całość prezentuję się po prostu ładnie, a ergonomia i łatwość obsługi urządzenia potęgują te walory.

Robert Wołgajew, EP

33. Międzynarodowe Energetyczne Targi Bielskie Energetab 2020

ENERGETAB 2020 to największe w Polsce targi nowoczesnych urządzeń, aparatury i technologii dla przemysłu energetycznego i jedno z najważniejszych spotkań czołowych przedstawicieli branży elektrotechnicznej w Polsce.

Termin: od 15...17 września

Godziny otwarcia ekspozycji:
9:00...17:00, w czwartek do godziny 15:00

Miejsce:
ul. Armii Krajowej 220, Bielsko-Biała

Organizator:
ZIAD Bielsko-Biała, tel. 33 813 82 31,
www.energetab.pl, wystawa@ziad.bielsko.pl

Wstęp na targi jest bezpłatny, wszyscy uczestnicy targów są proszeni o wcześniejszą rejestrację zamiaru pobytu na targach.

Wybrani wystawcy targów Energetab 2020 (nazwa, miasto, stoisko):

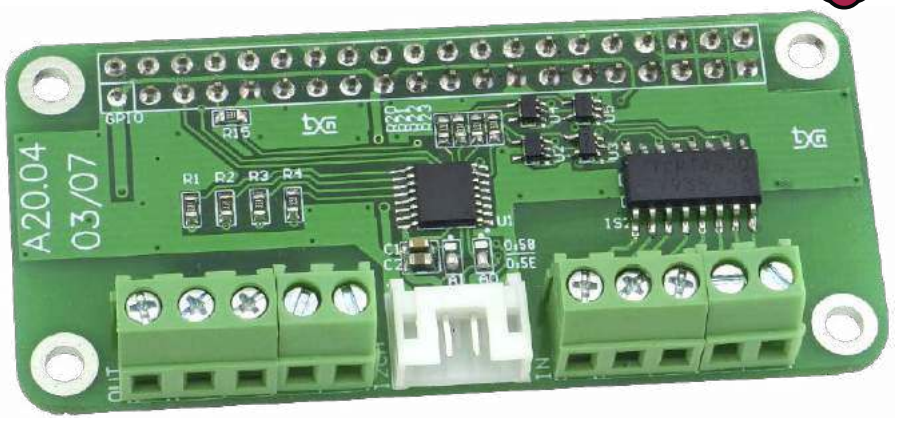
- APS Energia, Stanisławów, A 23
- Connect Solutions, Reda, Z 15
- Contrans TI, Wrocław, A 26
- DGT, Straszyn, Z 3
- Elektronik, Warszawa, A 61
- EMC-Forto, Warszawa, A 42
- Finder Polska, Poznań, A 55
- GL Optic, Puszczykowo, O 1
- Harting Polska, Wrocław, L2-5
- Helmar, Warszawa, A 42
- Helukabel Polska, Radziejowice, A 22
- IASE, Wrocław, A 63
- Indel, Warszawa, W 1
- Introl, Katowice, K 31
- ITR, Warszawa, G 5
- Megger, Stara Iwiczna, Z 1
- Merawex, Gliwice, N 25
- Mikronika, Poznań, A 44
- Nowimex, Warszawa, N 20
- Omicron Electronics, Sosnowiec, L1-8
- Phoenix Contact, Wrocław, G 11
- Radiolex, Pruszcz Gdański, W 11
- Relpol, Żary, A 10
- Siba Polska, Stare Babice, W 31
- Sonel, Świdnica, A 24
- Technokabel, Warszawa, L8-6
- Telpod, Skawina, W 29
- Wago, Wrocław, A 30

eprasa.pl 1405f3fee5

Expander I/O z optoizolacją dla RPi Zero

Prezentowany moduł jest 8-kanałowym ekspanderem cyfrowych portów I/O z optoizolacją, przydatnym w systemach domowej automatyki, zgodnym mechanicznie z Raspberry Pi Zero.

UWAGA
Zastosowana w module izolacja zapewnia separację galwaniczną wejść i wyjść układu pomiędzy współpracującymi urządzeniami (rozdzielenie mas). Nie jest przewidziana do bezpośredniej separacji napięć sieci energetycznej.



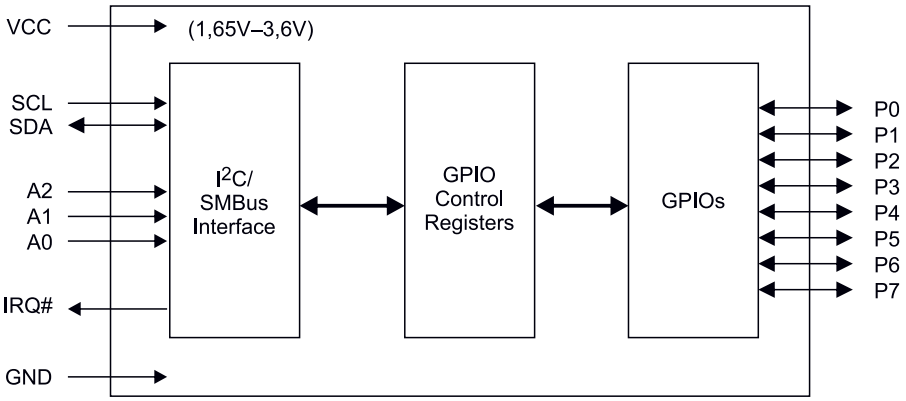
Moduł korzysta z magistrali I²C, umożliwia monitorowanie stanów 4 izolowanych wejść lub sterowanie 4 izolowanymi wyjściami cyfrowymi. Zastosowany układ XRA1200PIG (Maxlinear) umożliwia rozbudowę aplikacji o ośmiobitowy port cyfrowy GPIO sterowany przez magistralę I²C. Układ ma możliwość definiowania kierunku każdego z wyprowadzeń IO, sterowania rezystorami podciągającymi, konfiguracji buforów wyjściowych w trybie trójstanowym oraz elastycznej konfiguracji generowanych przerwań. Schemat wewnętrzny układu XRA1200PIG został pokazany na **rysunku 1**.

Tabela 1. Adresacja XRA1200PIG

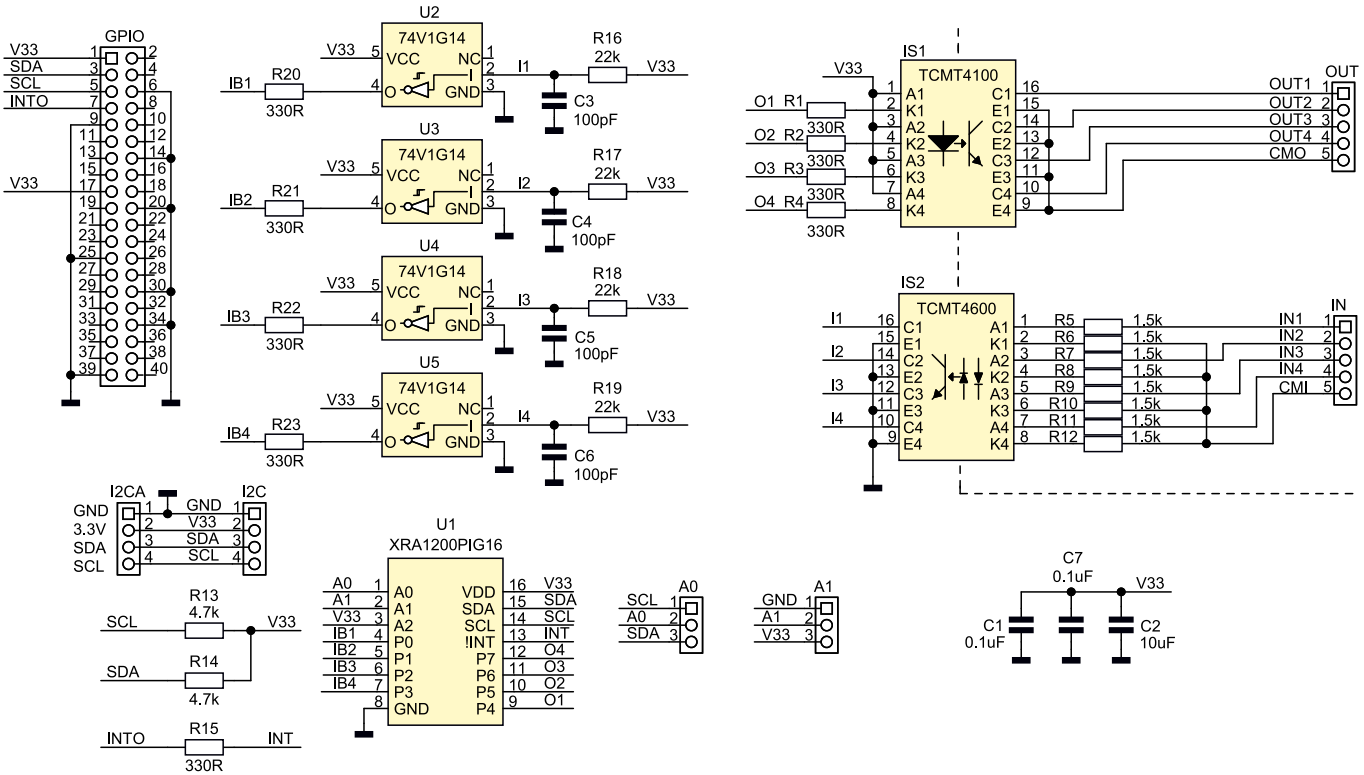
A1	A0	Adres
GND	SCL	0x58 (0101 100X)
GND	SDA	0x5A (0101 101X)
V33	SCL	0x5C (0101 110X)
V33	SDA	0x5E (0101 111X)

Budowa i działanie

Schemat ideowy modułu został pokazany na **rysunku 2**. Wyprowadzenia GPIO układu U1 podzielone są na dwie grupy. Pierwsza



Rysunek 1. Schemat wewnętrzny XRA1200 (za nota Exar)



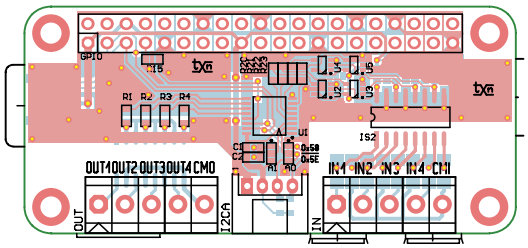
Rysunek 2. Schemat modułu

eprasa.pl 1405f3fee5

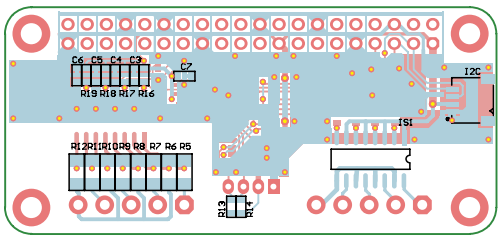
(P0...P3) skonfigurowana jest jako wejścia cyfrowe, druga (P4...P7) jako wyjścia cyfrowe. Sygnały monitorowane powinny być doprowadzone do złącza IN, a stąd poprzez transoptor IS2 trafiają do inwerterów Schmidta U2...U5, działających jako filtry i odwracających polaryzację sygnału wejściowego. Transoptor IS typu TCMT4600 przystosowany jest do pracy z sygnałami o zmiennej polaryzacji, w module zapewnia to zgodność z wyjściami czujników w konfiguracji PNP lub NPN. W zależności od typu czujników wyprowadzenie CMI łączone jest z masą lub plusem zasilania czujników. Rezystory R5...R12 ograniczają prąd diod IS2. Dla wartości podanych na schemacie napięcie wejściowe mieści się w standardzie przemysłowym 24 VDC. Sygnał z wyjść P5...P7 układu U1 steruje diodami LED transoptora IS1. Wyjścia typu otwarty kolektor układu IS1 wyprowadzone są na złącze OUT. Prąd pojedynczego kanału nie powinien przekraczać 20 mA przy napięciu pracy do 24 VDC.

Układ uzupełniają złącza I²C i I2CA umożliwiające wyprowadzenie magistrali I²C Raspberry – nie mają optoizolacji. Układ zasilany jest poprzez złącze GPIO napięciem 3,3 V. Zwory A0, A1 umożliwiają ustawienie adresu układu U1 zgodnie z **tabelą 1**.

Układ ma możliwość generowania przerwań sprzętowych. Po wlutowaniu rezystora R15 stan wyjścia INT układu U1 dostępny jest na GPIO04.



Rysunek 3. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów – strona TOP



Rysunek 4. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów – strona BOTTOM

Montaż i uruchomienie

Moduł zmontowany jest na dwustronnej płytce drukowanej. Rozmieszczenie elementów pokazano na **rysunkach 3 i 4**. Sposób montażu jest klasyczny i nie wymaga opisu. Zmontowany moduł pokazano na fotografii tytułowej oraz na **fotografii 1**.

Po montażu należy kroplą cyny ustalić adres modułu na zworach A1, A0. Moduł może być używany także samodzielnie, wtedy nie lutujemy złącza GPIO, a magistralę I²C i zasilanie doprowadzamy do złączy I²C/I2CA, pamiętając o standardzie 3,3 V, nie ma wtedy możliwości korzystania z przerwania generowanego przez U1.

Tabela 2. Rejestry konfiguracyjne XRA1200PIG

Subadres	Nazwa rejestru	Funkcja	Typ	Ustawienia domyślne
0x00	GSR	Stan wejść GPIO	odczyt	0xXX
0x01	OCR	Rejestr kontroli wyjść	odczyt/zapis	0xFF
0x02	PIR	Rejestr polaryzacji wejść 0 – brak negacji, 1 – negacja wejścia	odczyt/zapis	0x00
0x03	GCR	Konfiguracja typu GPIO 0 – wyjście, 1 – wejście (domyślne)	odczyt/zapis	0xFF
0x04	PUR	Konfiguracja rezystorów PullUp 0 – PullUp wyłączony, 1 – PullUp załączony	odczyt/zapis	0x00 (XRA1200) 0xFF (XRA1200P)
0x05	IER	Kontrola przerwań	odczyt/zapis	0x00
0x06	TSCR	Kontrola wyjść TriState 0 – wyjście bezpośrednie, 1 – wyjście trójstanowe	odczyt/zapis	0x00
0x07	ISR	Status przerwań dokładny opis w nocie	odczyt	0x00
0x08	REIR	Konfiguracja przerwań zbocze narastające	odczyt/zapis	0x00
0x09	FEIR	Konfiguracja przerwań zbocze opadające	odczyt/zapis	0x00
0x0A	IFR	Filtr wejściowy układu przerwań	odczyt/zapis	0xFF

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

W ofercie AVT* AVT-5803

Podstawowe parametry:
- umożliwia monitorowanie stanów 4 izolowanych wejść
- umożliwia sterowanie 4 izolowanymi wyjściami cyfrowymi,
- separacja galwaniczna wejść i wyjść,
- zgodny mechanicznie z Raspberry Pi Zero,
- zasilanie 3,3 V.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:
AVT-5776 Miniaturowa czujka ruchu dla Raspberry Pi, Arduino i nie tylko (EP 6/2020)
AVT-5770 Arduino i nie tylko (EP 5/2020)
AVT-5761 Czterokanałowy moduł przekaźnikowy sterowany I2C (EP 4/2020)

*** 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 XRA1200PIG zawiera osiem rejestrów ustalających tryb pracy GPIO oraz konfigurujących przerwania, skrócony opis rejestrów umieszczono w **tabeli 2**, pełny opis dostępny jest w karcie katalogowej.

Do szybkiego przetestowania działania modułu podłączonego do Pi wykorzystujemy bibliotekę *i2ctools*. Po ustawieniu adresu bazowego zworami A1, A0 moduł powinien być widoczny po odczycie magistrali poleceniem

```
i2cdetect -y 1
```

Efekt pokazano na **rysunku 5** (ustawiony adres bazowy 7-bitowy 0x2F [0x5E]). W pierwszej kolejności ustawiamy

Rysunek 5. Wyszukanie modułu na magistrali przy użyciu i2ctools

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1…R4, R15, R20…R23: 330 Ω SMD0603
R5…R12: 1,5 kΩ/0,5 W SMD1206
R13, R14: 4,7 kΩ SMD0603
R16…R19: 22 kΩ SMD0603

Kondensatory:
C1, C7: 0,1 µF SMD0603
C2: 10 µF SMD0603
C3…C6: 100 pF SMD0603

Półprzewodniki:
IS1: TCMT4100 (SO16) transoptor 4×
IS2: TCMT4600 (SO16) transoptor 4× AC
U1: XRA1200PIG16 (TSSOP16_065)
U2…U5: 74V1G14 (SC70-5)

Pozostałe:
GPIO: złącze DS1023-2*20S21
I2C: złącze JST 4 pin 1 mm kątowe SMD
I2CA: złącze HST 4 pin 2 mm kątowe
IN, OUT: złącze śrubowe 5 pin 3,5 mm DG381-3.5-5

eprasa.pl 1405f3fee5

Fotografia 1. Zmontowany moduł

konfigurację IO w rejestrze GCR, porty P4...P7/[OUT4...OUT1] ustawiamy jako wyjścia, P0...P3/[IN3...IN1] jako wejścia:

```
i2cset -y 1 0x2F 0x03 0x0F
```

Stan wejść z rejestru GSR odczytujemy poleceniem (istotne tylko 4 młodsze bity P3...P0):

```
i2cget -y 1 0x2F 0x00
```

Ustawienie rejestru OCR stanu wyjść Y (istotne tylko starsze cztery bity P7...P4):

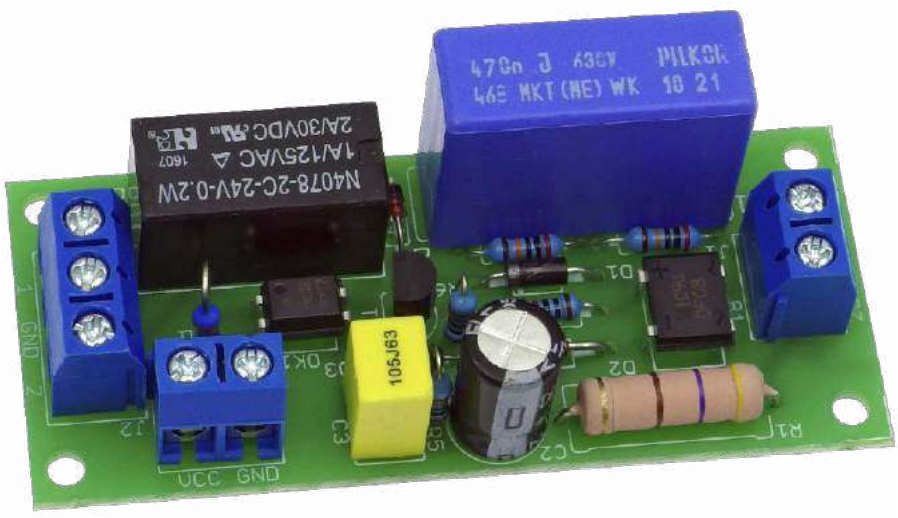
```
i2cset -y 1 0x2F 0x01 0xY0
```

Jeżeli wszystko działa poprawnie, można moduł zastosować we własnej aplikacji.

Adam Tatuś
adam.tatus@ep.com.pl

Automatyczny wyciszacz dźwięku po zaniku zasilania

Wiele układów audio, zwłaszcza lampowych, ma pewną irytującą cechę, która ujawnia się po wyłączeniu zasilania sieciowego, kiedy pracują wyłącznie dzięki energii uprzednio zgromadzonej w kondensatorach filtrujących. Potrafią się wtedy wzbudzać lub wprowadzać do sygnału składową stałą, wynikającą z rozładowywania się kondensatorów wyjściowych, co jest bardzo niepożądane. Opisany w artykule układ szybko wykryje moment wyłączenia i zapobiegnie takim zjawiskom.



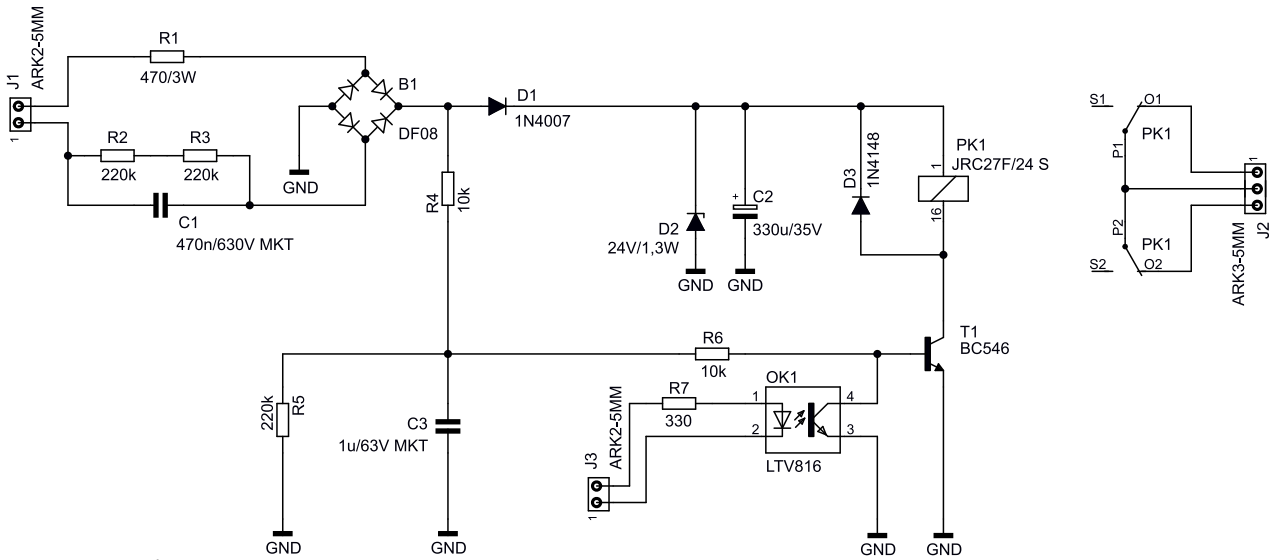
Może się wydawać, że układ nie robi nic szczególnego – wyłącza przekaźnik, kiedy użytkownik wyłączy swój sprzęt audio. Jednak czyni to bardzo szybko, znacznie szybciej niż gdyby ten sam przekaźnik zasilić bezpośrednio z zasilacza danego sprzętu. Przyczyna jest prosta. W zasilaczach do układów audio zazwyczaj stosuje się kondensatory filtrujące o bardzo dużych pojemnościach, które zanim rozładowałyby się na tyle, by elektromagnes przekaźnika zwolnił kotwiczkę, nasze uszy zostałyby uraczone całą kakofonią chrypienia, skrzypienia lub popiskiwania. Takie zjawiska mają związek ze zbyt niskim napięciem zasilającym, którego źródłem są rozładowujące się kondensatory. W przypadku układów lampowych może dojść do pojawienia się napięcia stałego na wyjściu niskosygnałowym. Zestawy głośnikowe, zasilane przez wzmacniacze przenoszące składową stałą, mogą zostać w ten sposób uszkodzone.

Najprostszą metodą zapobiegawczą jest zwarcie „niesfornych" wyjść do masy i pozostawienie ich w tym stanie do momentu ponownego włączenia zasilania. Najskuteczniejszym i najprostszym rozwiązaniem tego problemu może być zastosowanie przekaźnika elektromagnetycznego, jeśli zostanie odpowiednio szybko wyłączony. Dodatkowo, jego cewka musi być zasilana dobrze filtrowanym napięciem stałym, aby nie wnosiła przydźwięku sieciowego do sygnału.

Zaprezentowany poniżej układ realizuje wymienione założenia, a do tego ma izolowane galwanicznie wejście, umożliwiające wyłączenie cewki przekaźnika (czyli zwarcie wyjścia do masy) przez np. układ sterujący urządzeniem audio. Dzięki temu może wyciszać dźwięk również na życzenie użytkownika – funkcja mute.

REKLAMA

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 1. Schemat ideowy układu

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

W ofercie AVT* AVT-5804

Podstawowe parametry:
- zwieranie sygnału do masy po wykryciu zaniku napięcia zasilającego,
- obsługa dwóch kanałów niesymetrycznych (np. RCA) lub jednego symetrycznego (np. XLR),
- dodatkowe wejście sterujące przekaźnikiem,
- separacja galwaniczna od sieci,
- zasilanie sieciowe 230 V AC.

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1: 470 Ω/3 W THT
R2, R3, R5: 220 kΩ/0,25 W THT
R4, R6: 10 kΩ/0,25 W THT
R7: 330 Ω/0,25 W THT (opis w tekście)

Kondensatory:
C1: 470 nF/630 V MKT 22,5 mm
C2: 330 μF/35 V THT 3,5 mm
C3: 1 μF/63 V MKT 5 mm

Półprzewodniki:
B1: mostek prostowniczy DF08
D1: 1N4007 THT
D2: Zenera 24 V/1,3 W THT
D3: 1N4148 THT
OK1: LTV816 lub podobny
T1: BC546 lub podobny

Pozostałe:
J1, J3: ARK2/500
J2: ARK3/500
PK1: JRC27F/24 S

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

----	Wzmacniacz lampowy z regulacją barwy dźwięku (EP 5/2020)
Projekt 248	Wzmacniacz lampowy CFB (cathode feedback) (EP 11/2019)
AVT-5727	Hybrydowy wzmacniacz słuchawkowy na lampie Nutube 6P1 (EP 11/2019)
AVT-5719	Przedwzmacniacz na lampie Nutube 6P1 (EP 10/2019)
AVT-5718	Wzmacniacz lampowy na lampach EL34 (EP 10/2019)

*** 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.

Z moich doświadczeń wynika, że zwieranie do masy jest zdecydowanie lepszą metodą niż wprowadzanie rozwarcia między źródłem sygnału a jego odbiornikiem. Powodem jest fakt, że w chwili rozwarcia powstaje bardzo duży skok impedancji sterującej odbiornikiem sygnału, co najczęściej objawia się głośnym trzaskiem. Zwarcie do masy zachowuje zerową wartość średnią sygnału, przez co dodatkowych efektów dźwiękowych po prostu nie ma.

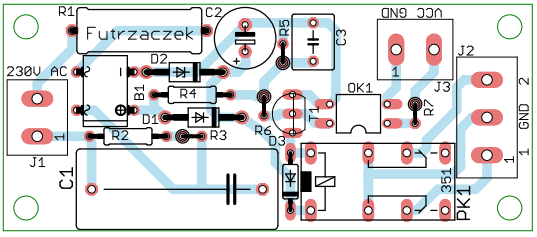
Budowa i działanie

Schemat ideowy został pokazany na **rysunku 1**. Zasilanie napięciem przemiennym o wartości skutecznej 230 V podaje się na zaciski złącza J1. Jest tam dołączony prosty układ zasilacza beztransformatorowego, w którym reaktancja kondensatora C1 stanowi główną składową impedancji obniżającej napięcie. Rezystor R1 ogranicza prąd ładowania C1 w chwili włączenia zasilania, przez co nie zachodzi iskrzenie, szybko wypalające styki wyłącznika sieciowego. Rezystory R2 i R3 rozładowują C1 po wyłączeniu zasilania.

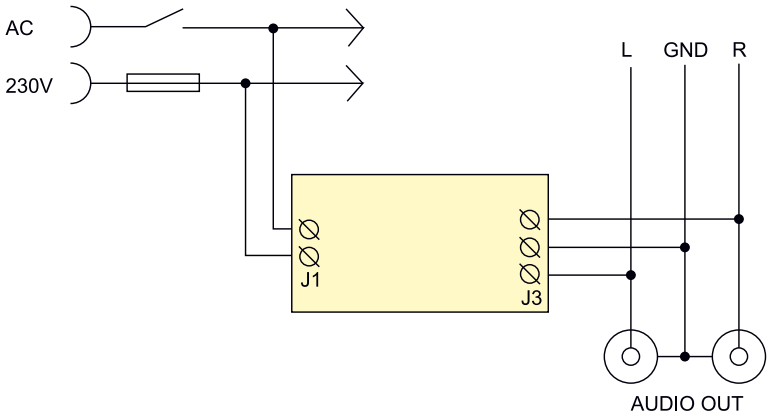
Mostek prostowniczy B1 zamienia prąd przemienny na tętniący jednokierunkowy, który – po odpowiedniej filtracji – zasili cewkę przekaźnika. Prądem tętniącym jest także ładowany kondensator C3, który zasila bazę tranzystora T1. Rezystor R4 ogranicza prąd ładowania C3 w momencie włączenia zasilania, więc pierwszy impuls prądowy płynie przez niego tylko w niewielkiej części.

Pomiędzy kondensatorem C2, filtrującym składową zmienną, a mostkiem prostowniczym znajduje się dioda prostownicza D1. Dzięki niej napięcie na C3 zaniknie znacznie szybciej od tego, które utrzymuje się na C2. Dioda Zenera D2 ogranicza napięcie, odkładające się na C2.

Cewka przekaźnika PK1 jest sterowana przez tranzystor bipolarny T1. Kiedy tranzystor wejdzie w stan nasycenia, co dzieje się po niedługiej chwili od włączenia zasilania, cewka zostaje zasilona i styki przekaźnika



Rysunek 2. Schemat montażowy i wzór ścieżek płytki



Rysunek 3. Schemat włączenia układu do przedwzmacniacza

eprasa.pl 1405f3fee5

rozwierają się, umożliwiając dotychczas blokowanemu sygnałowi swobodny przepływ. W tym stanie układ może trwać dowolnie długo, ponieważ kondensator C3 jest doładowywany z mostka B1. W momencie kiedy napięcie sieciowe zostaje odłączone, mostek B1 przestaje ładować oba kondensatory. Jednak to C3 rozładuje się szybciej, ponieważ ma stosunkowo niewielką pojemność, a na dodatek obciążają go trzy elementy:

- rezystor R5, rozładowujący go do zera,
- rezystor R6, polaryzujący bazę T1 (główny odbiornik ładunku),
- rezystor R4, przez który zacznie płynąć prąd, gdy przewodzi dioda D1.

Dioda D1 będzie przewodziła tylko wtedy, gdy napięcie na C2 osiągnie niższą wartość od tego, które jest na wyprowadzeniach C3. Jednak taka sytuacja nie powinna mieć miejsca. Dzielnik napięciowy, który tworzą rezystory R4 oraz R5 i R6, ładuje kondensator C3 do napięcia rzędu 12 V. Rozładowanie do napięcia poniżej 0,7 V, które jest wymagane do utrzymywania T1 w stanie nasycenia, następuje bardzo szybko.

Poprzez transoptor OK1 można zatkać T1 przy załączonym zasilaniu. Wystarczy w tym celu załączyć diodę nadawczą, która znajduje się w jego strukturze. Fototranzystor nasyci się, a ponieważ jego napięcie kolektor-emiter znacznie spadnie, T1 zostanie zatkany (napięcie będzie wyraźnie niższe od tego, które jest wymagane do załączenia T1). Poprzez złącze J2 można wprowadzić sygnał sterujący wyciszeniem dźwięku, aby nie dublować niepotrzebne przekaźników.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na jednostronnej płytce drukowanej o wymiarach 70×30 mm, której schemat jest pokazany na **rysunku 2**. Otwory montażowe o średnicy 3,2 mm znajdują się w odległości 3 mm od krawędzi płytki.

Montaż proponuję przeprowadzić w sposób typowy, zaczynając od elementów najniższych po najwyższe, posiłkując się fotografią zmontowanego układu. Prawidłowo zmontowany układ nie wymaga jakichkolwiek czynności uruchomieniowych i jest od razu gotowy do działania. Sposób włączenia układu do urządzenia audio pokazuje **rysunek 3**.

Sygnał sterujący przekaźnikiem, który można podłączyć do zacisków złącza J3, powinien mieć wartość w zakresie 3,3…8 V, aby nie zasilić diody nadawczej prądem większym niż 20 mA. Jeżeli byłaby konieczność zastosowania sygnału sterującego o wyższym poziomie (np. 24 V), można wymienić rezystor R7 na egzemplarz o odpowiednio większej rezystancji lub, po prostu, dodać go w szeregu z przewodem idącym do złącza J3.

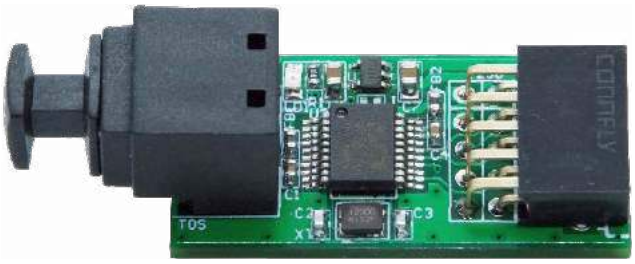
Dobierając wartości rezystorów R4, R5 i R6, można także wprowadzić niewielką zwłokę w załączeniu się przekaźnika, czyli po podaniu zasilania sieciowego na układ.

Michał Kurzela, EP

Odbiornik optyczny Toslink – minimoduł cyfrowego audio

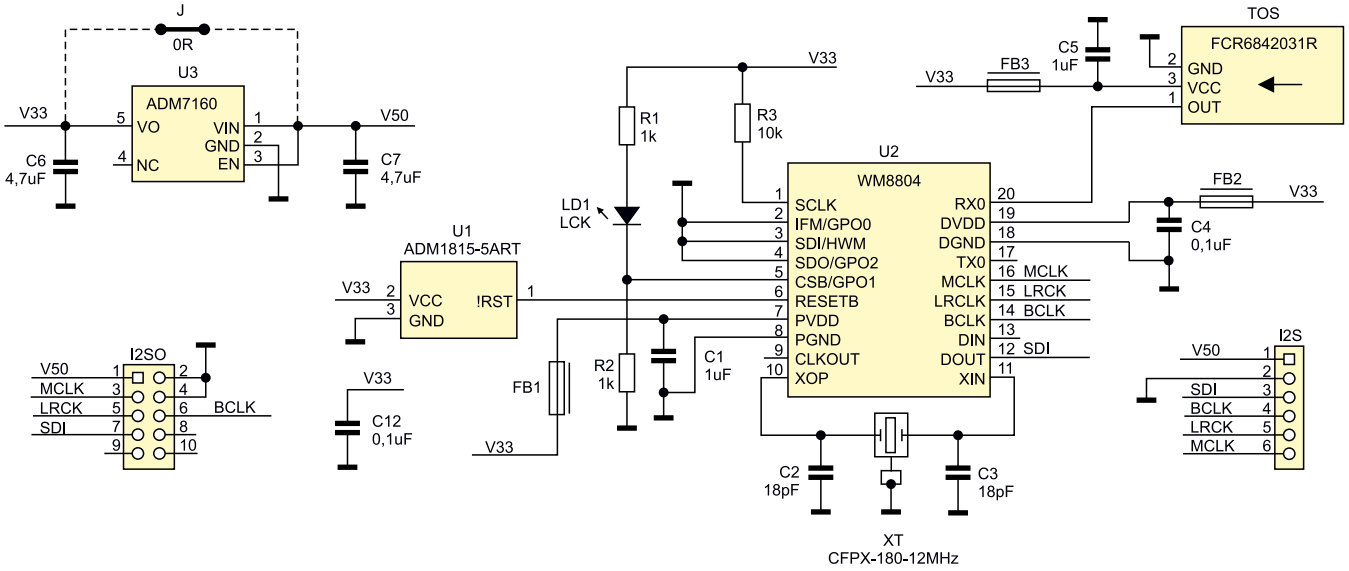
W artykule zaprezentowano moduł odbiornika SDPIF w standardzie optycznym Toslink, przydatny podczas uruchamiania aplikacji audio DIY. Moduł jest dwukanałowy (stereo) i wyposażony w interfejs I²S w trybie master.

Niewielki rozmiar oraz uniwersalne zasilanie 3,3...5 V pozwalają na zastosowanie modułu z komputerami SBC, STM, Arduino i zestawem AudioDSP. W zależności od wlutowanego złącza może współpracować bezpośrednio z AudioDSP lub ze wszystkimi płytkami uruchomieniowymi wyposażonymi w interfejs Pmod.



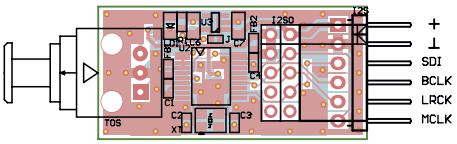
Budowa i działanie

Schemat układu został pokazany na **rysunku 1**. Moduł umożliwia podłączenie sygnału w standardzie Toslink i konwertuje go na standard magistrali I²S. Jako odbiornik wykorzystano popularny układ typu WM8804 (U2), pracujący w konfiguracji sprzętowej I²S/16 bit. Układ U1 ADM1815

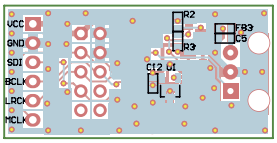


Rysunek 1. Schemat elektryczny modułu

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 2. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów na stronie TOP



Rysunek 3. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów na stronie BOTTOM

zapewnia poprawny restart odbiornika WM8804 po włączeniu zasilania, dioda LD sygnalizuje odbiór sygnału SPDIF. Stabilizator U3 zapewnia zasilanie odbiornika. Jeżeli przewidujemy pracę tylko z zasilaniem 3,3 V, można go pominąć i wlutować zworę J. Wszystkie niezbędne sygnały wyprowadzone są na złącze szpilkowe I²S zgodne z PMOD lub złącze I2SO zgodnie z AudioDSP. Standard napięciowy I²S to 3,3 V. Odbiornik pracuje jako master magistrali I²S, dostarczając także sygnał zegarowy MCLK = 256*fs.

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

W ofercie AVT* AVT-5806

Podstawowe parametry:
- odbiornik SDPIF w standardzie optycznym Toslink
- wyjście w standardzie I²S
- pracuje jako master magistrali I²S
- zasilanie 3,3…5 V

Wykaz elementów:

Rezystory:
R1, R2: 1 kΩ 1% SD0603
R3: 10 kΩ 1% SD0603

Kondensatory:
C1, C5: 1 µF SMD0603
C2, C3: 18 pF SMD0603
C4, C12: 0,1 µF SMD0603
C6, C7: 4,7 µF SMD0805

Półprzewodniki:
LD1: LED zielona SMD0805
TOS: odbiornik Toslink FCR6842031R (lub FCR6842032R)
U1: ADM1815-5ART (SOT-23)
U2: WM8804 (SSOP20_300)
U3: ADM7160AUJZ-3.3 (SOT-23-5)

Pozostałe:
XT: kwarc 12 MHz CFPX-180
FB1…FB3: dławik ferrytowy 600 Ω/100 mA SMD 0603
I2S: złącze SIP6 2.54 kątowe (PMOD)
I2SO: złącze 2×5 kątowe męskie (DSP)
J: zwora (opis w tekście) SMD0402

*** 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.

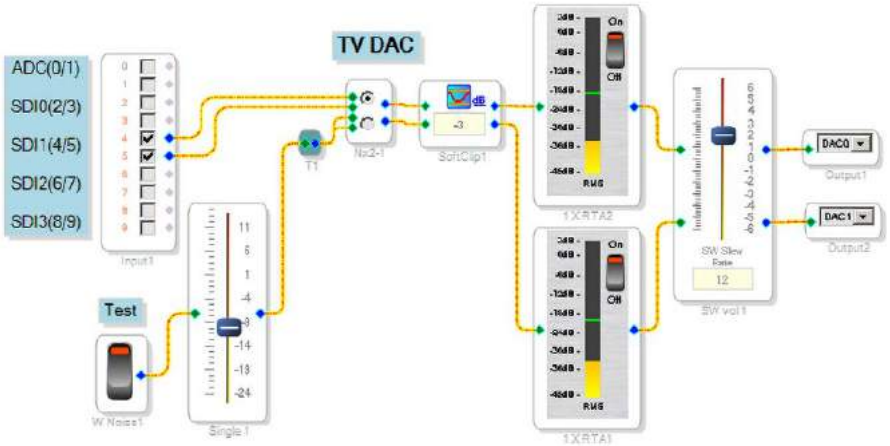
Montaż i uruchomienie

Moduł zmontowany jest na dwustronnej płytce drukowanej, montaż jest klasyczny i nie wymaga dokładnego opisu. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów pokazano na **rysunku 2** i **rysunku 3**. Rodzaj wlutowanego złącza I²S zależy od współpracującego zestawu uruchomieniowego, dla AudioDSP jest to ZL263-10DG, dla PMOD listwa kątowa SIP6 2,54 mm. Odbiornik FCR6842031R może zostać zastąpiony FCR6842032R. Różnią się one tylko mocowaniem mechanicznym, FCR6842032R nie ma otworu mocującego odbiornik do obudowy urządzenia.

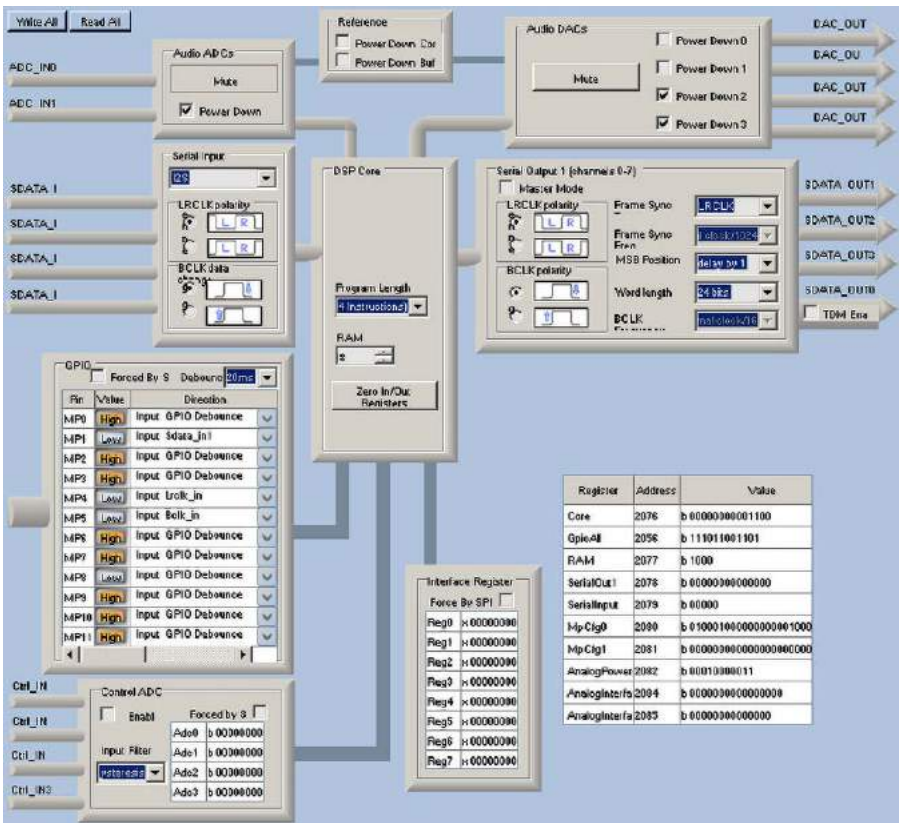
Odbiornik zmontowany ze sprawnych elementów nie wymaga uruchamiania. Przykładową aplikację TVDAC, dla odbiornika Toslink i zestawu AudioDSP, pokazano na **rysunku 4**. W zestawie AudioDSP należy ustawić zworę XT w położenia MCLK, gdyż procesor DSP taktowany będzie zegarem z odbiornika Toslink. Zdekodowany sygnał z odbiornika w standardzie I²S doprowadzony jest do portu szeregowego SDI1 procesora ADAU1701. Stąd przez multiplekser umożliwiający przełączenie źródła na sygnał testowy białego szumu doprowadzony jest do bloku limitera SoftClip, następnie przez bloki pomiaru i regulator poziomu sygnału do wyjść DAC0/1. Konfigurację sprzętową procesora pokazuje **rysunek 5**.

Po wgraniu aplikacji do ADAU1701 i podłączeniu źródła sygnału powinna zaświecić się LD1, sygnalizując poprawny odbiór SPDIF, a na wyjściach DAC0/1 pojawi się analogowy sygnał audio.

Adam Tatuś
adam.tatus@ep.com.pl



Rysunek 4. Przykładowa aplikacja TVDAC dla odbiornika Toslink i zestawu AudioDSP

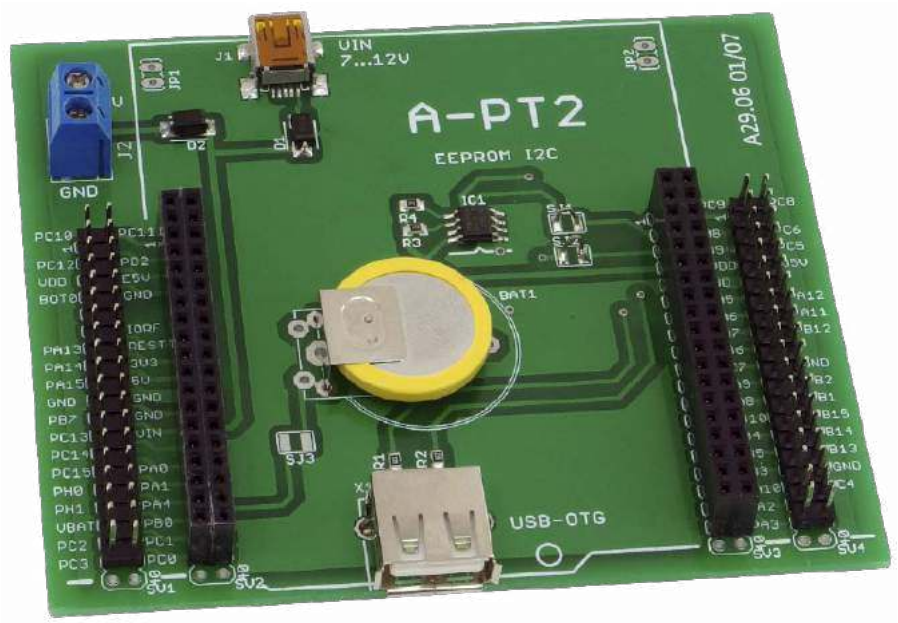


Rysunek 5. Konfiguracja sprzętowa procesora

eprasa.pl 1405f3fee5

Płytka rozszerzeń do Nucleo-64

Jest to miniprojekt przeznaczony dla użytkowników płytek ewaluacyjnych Nucleo-64 firmy ST. Jego celem jest uzupełnienie fabrycznej płytki o kilka drobiazgów ułatwiających pracę z płytką.



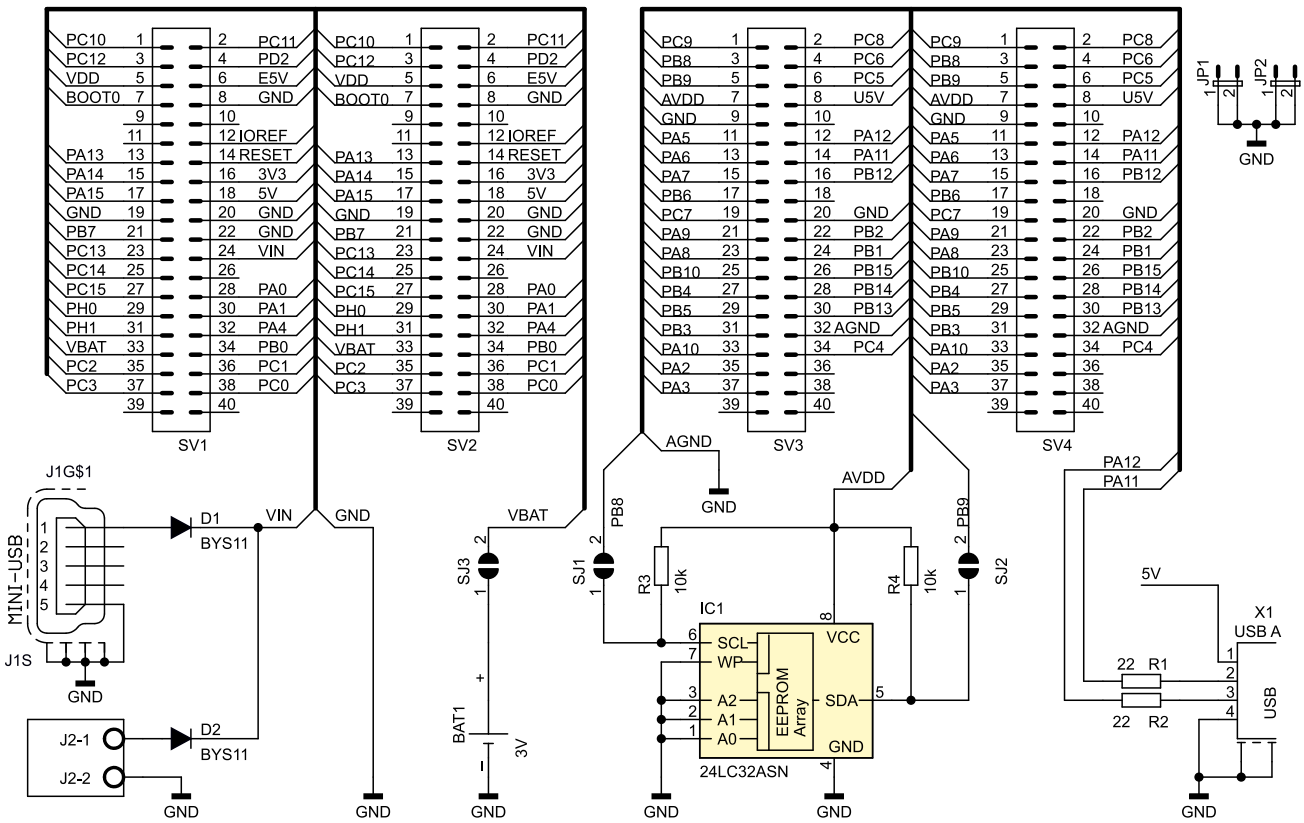
Płytka jest tak skonstruowana, aby można było osadzić w jej złączach dowolną płytkę Nucleo-64. Służą do tego dwa 38-stykowe gniazda, do których należy wsunąć złącza Nucleo nazwane w dokumentacji ST *morpho connectors*. Dają one dostęp do praktycznie wszystkich portów kontrolera oraz kilku dodatkowych wyprowadzeń, w tym do napięć zasilania.

Budowa i działanie

Pierwsze ulepszenie polega na umieszczeniu na płytce rozszerzeń dodatkowych styków. Są one połączone równolegle z wszystkimi wyprowadzeniami gniazd *morpho*. Dzięki temu bez problemu do jednego portu można podłączyć 2 różne przewody zakończone wtykami.

Drugie rozszerzenie polega na umieszczeniu gniazd do podłączenia zewnętrznego zasilania. W trybie programowania i debugowania płytki Nucleo można zasilać poprzez gniazdo USB zintegrowanego programatora, oznaczone na płytce ewaluacyjnej jako CN1. Napięcie pobierane z portu USB komputera ma wartość +5 V i prąd ograniczony wydajnością portu zwykle do 300...500 mA. Płytki Nucleo można także zasilać z dodatkowego źródła podłączanego do wyprowadzenia oznaczonego jako VIN. Wejście to zasila Nucleo niezależnie od połączenia z portem USB. Zamontowane na płytce rozszerzeń gniada mini-USB (J1) i kostka zaciskowa (J2) dostarczają z zewnętrznego zasilacza napięcie do wyprowadzenia VIN. Diody D1 i D2 stanowią zabezpieczenie przed podaniem na gniazda napięcia o błędnej polaryzacji. Wartość napięcia powinna mieścić się w przedziale 7...12 V, a maksymalny prąd może wynieść do 800 mA. Korzystając z zewnętrznego zasilania należy przestawić zworkę JP5 na płytce Nucleo z pozycji U5V na E5V.

Mikrokontrolery Atmel używane w płytkach Arduino są wyposażone w wewnętrzną pamięć nieulotną typu EEPROM. Często jest ona wykorzystywana do przechowywania nastaw programu lub danych, które nie powinny zostać tracone podczas wyłączenia



Rysunek 1 Schemat ideowy płytki A-PT2

eprasa.pl 1405f3fee5

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

W ofercie AVT* AVT-5807

Podstawowe parametry:
- moduł dostosowany do płytek Nucleo-64,
- dodatkowe styki dla wszystkich wyprowadzeń,
- umożliwia łatwe dołączenie zewnętrznego zasilania,
- umieszczona pamięć EEPROM oraz bateria 3 V.

Wykaz elementów:
Rezystory:
R1, R2: 22 Ω
R3, R4: 10 kΩ

Półprzewodniki:
IC1: pamięć EEPROM I²C SO8
D1, D2: BYS11

Pozostałe:
J1: gniazdo mini-USB
J2: gniazdo terminal blok 2 styki, raster 5 mm
X1: gniazdo USB-A
BAT1: bateria litowa 3 V do druku pozioma, np. CR2032
SV2, SV3: 2×20 gniazdo proste, raster 2,54
SV1, SV4: opcjonalnie 2×20 piny proste, raster 2,54

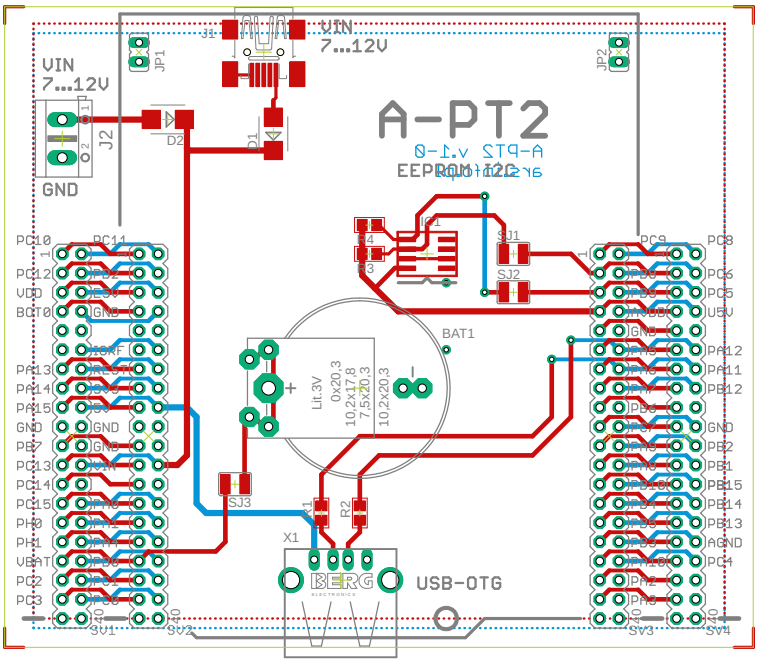
*** Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!**
Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować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

zasilania. Większość kontrolerów ST nie posiada takiej przydatnej pamięci. Sposoby polegające na wykorzystaniu w tym celu wewnętrznej pamięci FLASH, nie są zbyt wygodne. Z tego powodu na płytce rozszerzeń znalazło się miejsce na kostkę pamięci EEPROM z interfejsem I²C. Jej linie SDA i SCL połączone są z portami kontrolera mogącymi pełnić rolę wyprowadzeń sprzętowego interfejsu I²C. Najczęściej są to porty PB8 i PB9, które na płytkach Nucleo wyprowadzone są zawsze na te same złącza *morpho*. Jako pamięć EEPROM można zastosować dowolny układ w obudowie SO8. Do zasilania pamięci wykorzystano napięcie 3,3 V. Oprócz pamięci na płytce znalazły się rezystory R3, R4, podciągające linie SDA i SCL do poziomu zasilania. Zwarcie zwór SJ1 i SJ2 dołącza wyprowadzenia pamięci do portów kontrolera. Jeżeli porty miały by być użyte w innej roli, wystarczy usunąć zwory odłączając tym samym linie SDA i SCL EEPROM-u.

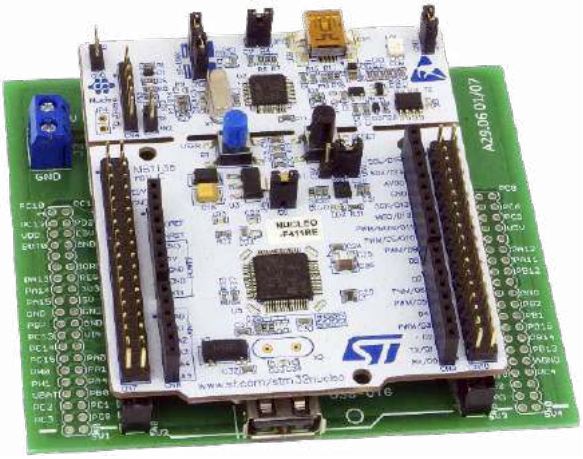
Na płytce rozszerzeń można zamontować baterię 3 V podtrzymującą działanie zegara czasu rzeczywistego RTC w kontrolerze. Bateria poprzez zworę SJ3 łączy się z wyprowadzeniem VBAT kontrolera. Tym samym będzie podtrzymywana, także zawartość pewnej liczby wewnętrznych rejestrów RAM. Oprogramowanie może je wykorzystywać jako podręczną pamięć dla kluczowych ustawień odtwarzanych po przywróceniu normalnego zasilania. Jeżeli



Rysunek 2. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów

bateria będzie zamontowana, trzeba pamiętać o rozlutowaniu zwory SB45 znajdującej się na spodniej stronie płytki Nucleo. Jest to połączenie wyprowadzenia VBAT z zasilaniem VCC kontrolera.

Niektóre z kontrolerów zamontowanych na płytkach Nucleo, producent wyposażył w wewnętrzny interfejs USB-OTG-FS. Są to między innymi płytki -F401RE, -F411RE, -F446RE, -L476RG. Pozwalają one na bezpośrednie podłączenie pendrive, który może być użyty jako zewnętrzny dysk do przechowywania dużych ilości danych w formie plików. Na płytce rozszerzeń jest miejsce na wlutowanie gniazda typu USB-A oznaczonego jako X1 za pośrednictwem którego można do kontrolera podłączyć taką pamięć masową USB.



Fotografia 1. Płytka rozszerzeń z zamontowaną płytką Nucleo

Montaż i uruchomienie

Na **rysunku 1** został pokazany kompletny schemat ideowy płytki rozszerzeń. Do podłączenia Nucleo służą 2 dwurzędowe złącza SV2 i SV3. Używając gniazd 40 stykowych, dwa ostatnie styki w każdym złączu od strony krawędzi pozostaną nie podłączone. Ponieważ otwory pod styki gniazd mają spory luz a ich pozycjonowanie ma niewielką tolerancję, najlepiej podczas montażu pomóc sobie płytką Nucleo. Wciskamy złącza na jej styki, przykładamy płytkę rozszerzeń i lutujemy wyprowadzenia złącz do płytki. Miejsca pod złącza JP1 i JP2 mają tylko charakter pomocniczy. Pozostałych elementów, takich jak dodatkowe styki, baterię, gniazdo USB-OTG można nie montować, jeżeli nie planujemy ich użycia. Wydaje się, że zawsze warto wlutować złącza do zewnętrznego zasilania J1 i J2 wraz z diodami zabezpieczającymi D1, D2. Często przydaje się także EEPROM, którego wyprowadzenia w razie potrzeby można odłączyć od portów rozlutowując zwory SJ1 i SJ2. Na koniec od dołu płytki umieszczamy nóżki samoprzylepne, które zapobiegną przesuwaniu się płytki i przypadkowym zwarciom.

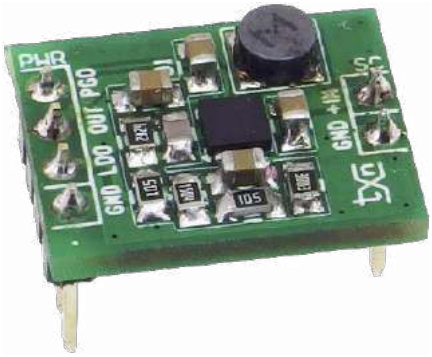
Nowe, nie wyrobione złącza SV2 i SV3 będą stawiały spory opór podczas osadzania i wyjmowania płytki Nucleo. Dlatego należy robić to ostrożnie i stopniowo. Należy unikać wyginania płytki Nucleo od strony programatora ponieważ na skutek fabrycznych nacięć może się odłamać. Osadzając płytkę Nucleo w gniazdach płytki rozszerzeń najlepiej naciskać z góry w miejscach grzebieni jej styków. Przy wyjmowaniu podważamy płytkę od dołu przy krańcach gniazd płytki rozszerzeń.

Ryszard Szymaniak
biuro@ars.info.pl

eprasa.pl 1405f3fee5

Mikromocowy harvester solarny dla IoT

W artykule zaprezentowano moduł niewielkiego harvestera dostarczającego napięcie 3,3 V, współpracującego z fotoogniwem, przeznaczonego do zasilania urządzeń IoT.



Układ bazuje na kontrolerze LTC3150. Integruje on wszystkie elementy niezbędne do realizacji przetwornicy podwyższającej napięcie, obwody pomocnicze takie jak komparator ULVO i dodatkowy stabilizator LDO, ułatwiające aplikację. Cechą charakterystyczną LTC3105 jest zdolność do pracy ze źródłami o niskim napięciu (>250 mV) i niewielkiej mocy z możliwością zastosowania algorytmu punku mocy maksymalnej MPPC.

Budowa i działanie

Schemat zasilacza solarnego został pokazany na **rysunku 1**. Napięcie wejściowe z niewielkiego panelu solarnego o napięciu znamionowym 3 V jest doprowadzone do gniazda SC. Wbudowana przetwornica podwyższająca, stabilizuje napięcie wyjściowe VOUT ustalone dzielnikiem R5, R4. W modelu wynosi ono 3,3 V, wartość napięcia może zostać skorygowana w zakresie 1,6...5,25 V wg wzoru:

$$Vout = 1.004\ (R5/R4+1)$$

Przetwornica dopuszcza pracę z napięciem wejściowym wyższym od napięcia wyjściowego (VIN>VOUT), ale odbywa się to kosztem sprawności przetwarzania, która w optymalnych warunkach może sięgać 90%. Prąd wyjściowy przetwornicy zależy oczywiście od mocy zastosowanego ogniwa SC, stosunku napięć VIN/VOUT i zawiera się praktycznie w przedziale od kilku do kilkudziesięciu mA.

LTC3105 wyposażony jest w obwód pomocniczego stabilizatora LDO, który może zasilać obwody krytyczne dla pracy urządzenia, np. zasilając procesor nadzorujący, przy wyłączonych peryferiach. Napięcie wyjściowe LDO ustalane jest dzielnikiem R2, R3 w zakresie 1,4...5 V zgodnie ze wzorem

$$Vout= 1.004\ (R2/R1+1)$$

W modelu wynosi 2,5 V, pobór prądu nie powinien przekraczać 6 mA. Dla uzyskania 1,8 V wartość R2 zmieniamy na 787 kΩ. Należy pamiętać o zachowaniu marginesu napięcia zasilania co najmniej 105 mV dla stabilizatora LDO.

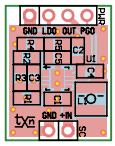
Sygnał PG sygnalizuje przekroczenie progu 90% napięcia wyjściowego VOUT przetwornicy. Rezystor R1=0 Ω wyłącza działanie układu MPPC. Prąd wyprowadzenia MPPC określony jest na 10 μA, dobierając odpowiednio R1 ustalamy napięcie MPPC dla konkretnego typu ogniwa zasilającego.

Montaż i uruchomienie

Układ zmontowany jest na niewielkiej dwustronnej płytce drukowanej, której schemat wraz z rozmieszczeniem elementów pokazano na **rysunku 2**. Montaż układu nie wymaga dokładnego opisu, prawidłowo zmontowany wygląda jak na fotografii tytułowej.

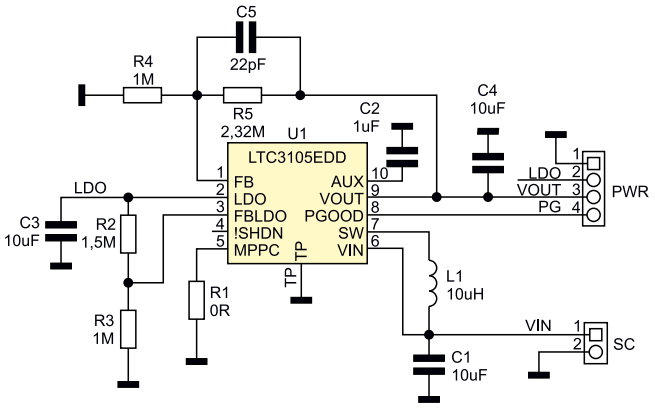
W zależności od wymogów aplikacji i parametrów ogniwa SC dobieramy wartości R1, R2, R5. Dla sprawdzenia działania układu podłączamy wejście do napięcia 2,5 V poprzez rezystor 0,5 Ω/1 W i sprawdzamy napięcie wyjściowe 3,3 V oraz napięcie LDO. Jeżeli wszystko działa poprawnie, podłączamy ogniwo i sprawdzamy działanie układu przy oświetleniu słonecznym.

Przetwornica LTC3105 jest zoptymalizowana do współpracy ze źródłami o wysokiej rezystancji szeregowej, takimi jak ogniwa PV, generatory TEG, współpraca z akumulatorem może doprowadzić do problemów ze startem przetwornicy i uszkodzenia układu lub akumulatora. Układ dobrze współpracuje z mikromocowymi fotoogniwami AM Panasonic np.: AM-5412, AM-5213. Jednak należy zbilansować moc ogniwa i wymogi aplikacji oraz sprawdzić czy warunki oświetleniowe są wystarczające do zasilania współpracującego układu.



Rysunek 2. Schemat płytki PCB, wraz z rozmieszczeniem elementów

Adam Tatuś
adam.tatus@ep.com.pl



Rysunek 1. Schemat ideowy układu

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

W ofercie AVT* AVT-5809

Podstawowe parametry:
- napięcie wyjściowe 3,3 V,
- prąd wyjściowy zawiera się w przedziale od kilku do kilkudziesięciu mA i zależy od zastosowanego fotoogniwa,
- zdolność do pracy ze źródłami o niskim napięciu >250 mV,
- dopuszcza pracę z napięciem wejściowym wyższym od napięcia wyjściowego.

Wykaz elementów:
Rezystory: (SMD0805 1%)
R1: 0 Ω
R2: 1,5 MΩ
R3, R4: 1 MΩ
R5: 2,32 MΩ

Kondensatory: (SMD0805)
C1, C3, C4: 10 μF SMD0805
C2: 1 μF
C5: 22 pF

Półprzewodniki:
U1: LTC3105EDD (DFN10)

Pozostałe:
L1: 10 μH dławik DJNR4018-100M
PWR: złącze SIP4 2,54 mm
SC: złącze SIP2 2,54 mm

*** 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

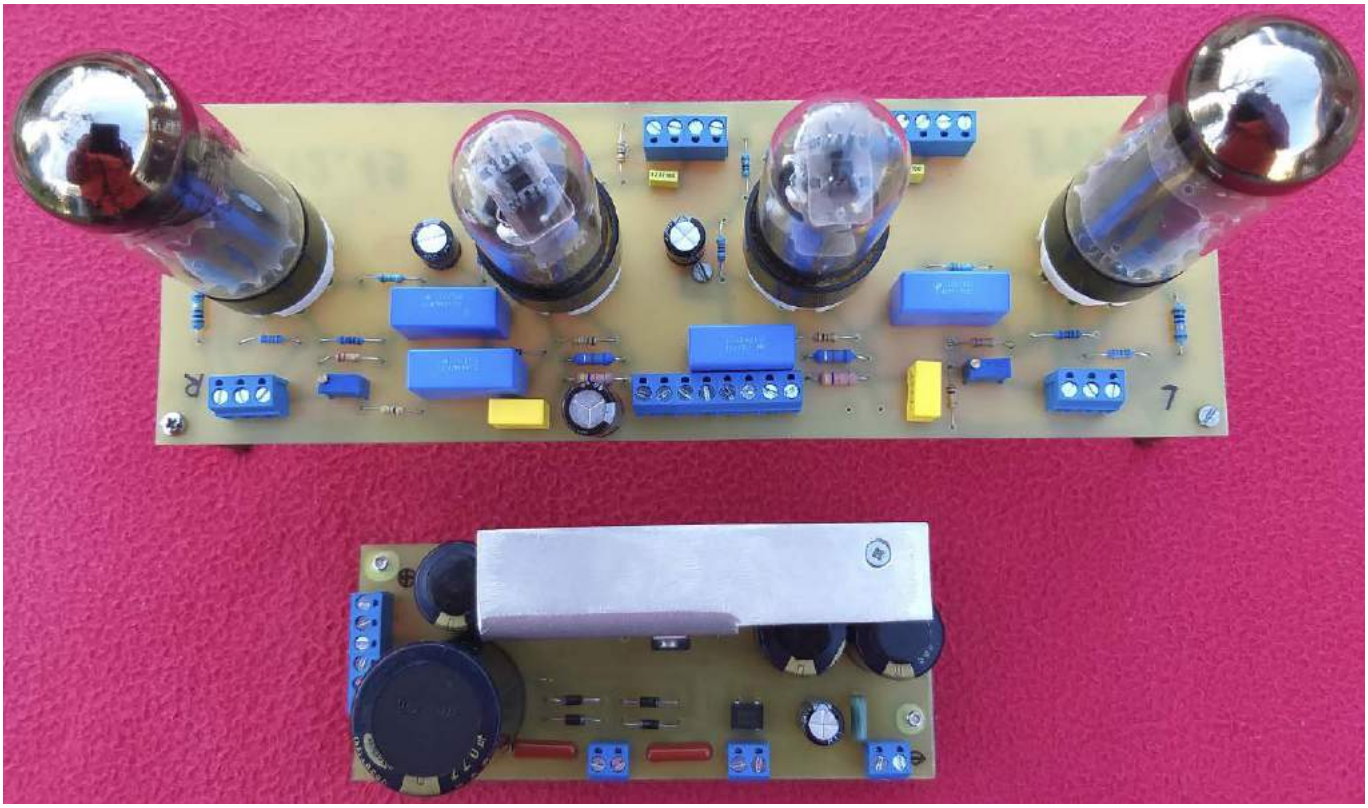
Kity w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [A+] – płytka drukowana [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentacja
- wersja [UK] – zaprogramowany układ

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 1405f3fee5

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. Przysyłanych tekstów nie zwracamy. Redakcja zastrzega sobie prawo do dokonywania skrótów.

PROJEKT NR 251



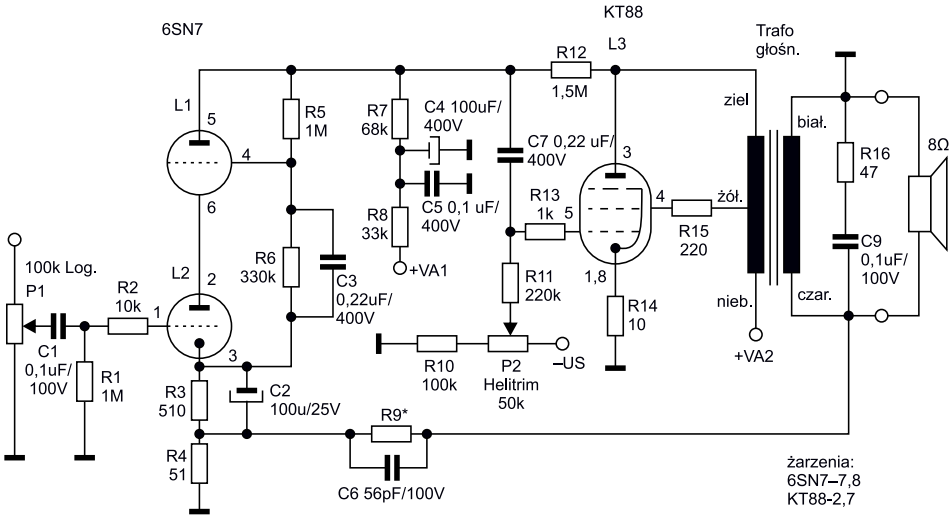
Wzmacniacz lampowy

Mimo zalewających rynek scalonych końcówek mocy audio (takich jak LM3886), które można zastosować w audiofilskich opracowaniach, wzmacniacze lampowe niezmiennie cieszą się niesłabnącym zainteresowaniem. Dzięki wyjątkowemu brzmieniu są niespełnionym marzeniem wielu elektroników i nie tylko.

Samodzielne wykonanie wzmacniacza lampowego nie jest trudne, ponieważ zwykle nie są to skomplikowane układy. Jednak bez odpowiedniego doświadczenia prace mogą zakończyć się porażką. Prezentujemy niezbyt skomplikowaną, ale sprawdzoną konstrukcję, która cieszy się bardzo pozytywnymi opiniami.

Budowa i działanie

Schemat jednego kanału wzmacniacza pokazano na **rysunku 1**. Zawiera on nietuzinkowy przedwzmacniacz napięciowy z kaskadowo połączonymi triodami 6SN7. Sygnał z wtórnika katodowego dolnej lampy podawany jest



Rysunek 1. Schemat elektryczny jednego kanału wzmacniacza

eprasa.pl 1405f3fee5

Wykaz elementów:

Wzmacniacz, jeden kanał

Rezystory: (metalizowane)
R1, R5: 1 MΩ/0,25 W
R2: 10 kΩ/0,25 W
R3: 510 Ω/0,25 W
R4: 51 Ω/0,25 W
R6: 330 kΩ/0,25 W
R7: 68 kΩ/1 W
R8: 33 kΩ/1 W
R9*: kilka kΩ – dobrany do czułości 0,5 V
R10: 22 kΩ/0,5 W
R11: 220 kΩ/0,5 W
R12: 1,5 MΩ/0,5 W
R13: 1 kΩ/0,5 W
R14: 10 Ω/1 W
R15: 220 Ω/0,5 W
R16: 47 Ω/2 W
R17: 100 Ω/0,5 W
P1: 2×100 kΩ potencjometr log., drabinkowy
P2: helitrim 50 kΩ/0,5 W

Kondensatory:
C1, C5: 0,1 μF/400 V
C2: 100 μF/25 V elektrolityczny
C3, C7: 0,22 μF/400 V
C4: 100 μF/400 V elektrolityczny
C6: 56 pF/100 V
C9, C10: 0,1 μF/100 V

Pozostałe:
6SN7 1 szt.
KT88 1 szt.
Trafo głośnikowe: TTG EL 34 SE TOROIDY
Podstawki noval ceram. do druku 4 szt.
Gniazda typu cinch 1 kompl.
Złącza ARK3 6 szt.
Złącza ARK2 1 szt.
Laminat jednostronny 260×85 mm

Zasilacz

Rezystory: (metalizowane)
R1: 100 Ω/10 W dobrany do prądu spoczynkowego lamp mocy 60 mA oraz napięcia anodowego 340 V
R2: 47 kΩ/1 W
R3: 1 MΩ/1 W
R4: 2,7 kΩ/0,5 W

Kondensatory:
C1, C2, C8: 0,1 μF/400 V
C3: 100 μF/100 V elektrolit
C4: 0,1 μF/100 V
C5: 220 μF/450 V
C6, C7: 100 μF/450 V

Półprzewodniki:
D1…D5: UF4007
M1: DB 157
D6: dioda Zenera 12 V/5 W
T1: tranzystor MOSFET P3NK902

Pozostałe:
Radiator alu. 30 cm kwadrat
Warystor 10D391k
Gniazdo sieciowe IEC 320
Wyłącznik sieciowy 6 A
Gniazdo bezpiecznikowe OPRFPG3
Bezpiecznik 5×20 1 A T
Złącza ARK3 2 szt.
Złącza ARK2 2 szt.
Trafo sieciowe toroidalne SIZEI 150 VA:
Uzw. pierwotne 230 V,
Uzw. wtórne:
300 V/0,35 A,
50 V/0,1 A,
6,3 V/3,2 A,
6,3 V/1,5 A.
Laminat jednostronny 140×65 mm

na siatkę sterującą górnej, co zapewnia lepsze dopasowanie impedancyjne.

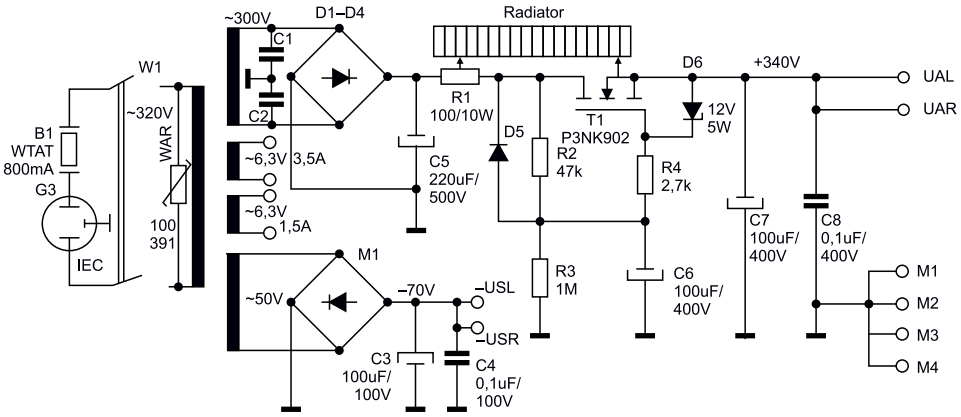
Sygnał dostaje się na siatkę sterującą lampy mocy KT88 przez kondensator C7 z anody górnej triody. Polaryzacja tej elektrody jest realizowana przez podanie ujemnego napięcia z suwaka helitrimu P2. Regulacja wykonywana jest ręcznie i pozwala na ustawienie punktu pracy lampy mocy. Prąd anodowy ustawia się tak, aby na R14 było napięcie 0,6 V (co odpowiada prądowi 60 mA).

Wzmacniacz mocy pracuje w klasie A w układzie ultralinearnym. Ma dwa lokalne sprzężenia zwrotne, realizowane za pomocą elementów R5 oraz R12. Główne sprzężenie zwrotne realizowane za pomocą elementów R9 i C6 jest płytsze, co polepsza charakterystykę fazową. Na wejściu zastosowano potencjometr drabinkowy, który nie degraduje sygnału stereo (uzyskuje lepszą kierunkowość i lokalizację instrumentów na scenie).

Schemat zasilacza został pokazany na **rysunku 2**. Daje on napięcie anodowe o wartości około 340 V poprzez układ softstartu, napięcie –70 V do lamp sterujących KT88 oraz dwa napięcia żarzenia dla lamp 6SN7 i KT88. Nie można zapomnieć o zastosowaniu warystora w pierwotnym uzwojeniu trafo sieciowego, gdyż przepięcia uszkadzają tranzystor MOSFET w układzie softstartu.

PW materiałach dodatkowych do projektu znajduje się schemat połączenia wszystkich elementów wzmacniacza. Kompletny wzmacniacz oraz zasilacz zmontowano na dwóch oddzielnych jednostronnych płytkach drukowanych. Jego działanie przetestowano za pomocą generatora funkcyjnego, oscyloskopu i miernika uniwersalnego. Moc skuteczna, przy obciążeniu 8 Ω, wynosi około 10 W na kanał. Jakość dźwięku pozytywnie ocenili właściciele dwóch egzemplarzy takich wzmacniaczy.

inż. Henryk Michałowski
michalowskihenio@gmail.com



Rysunek 2. Schemat elektryczny zasilacza

REKLAMA

KITy AVT

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

eprasa.pl 1405f3fee5

Aparatura pomiarowa w energetyce

Każdy elektronik, w swojej praktyce, ma do czynienia z pomiarami wielkości elektrycznych. Typowe uniwersalne przyrządy pomiarowe potrafią mierzyć napięcie i prąd, stały i przemienny, oraz rezystancję. W bardziej rozbudowanych multimetrach pojawia się możliwość pomiaru częstotliwości, pojemności kondensatorów, indukcyjności i wzmocnienia prądowego tranzystorów. Zaawansowane pomiary umożliwia oscyloskop. Nowoczesne oscyloskopy cyfrowe, oprócz obserwowania kształtu sygnału, mierzą okres i częstotliwości sygnałów okresowych, przesunięcie fazowe, długość impulsów, amplitudę sygnału, itp. Zmierzone wartości mogą być wyświetlane w postaci cyfrowej na ekranie, a pomiar ułatwiają wyświetlane kursory. W wielu przypadkach rozbudowany multimetr i oscyloskop cyfrowy spełniają w 100% potrzeby pomiarowe w pracowni elektronika, ale będą niewystarczające do pomiaru instalacji energetycznych.

Pomiary w energetyce dotyczą również wielkości elektrycznych, ale ze względu na zakresy występujących tam napięć i przepływających prądów do pomiarów używa się specjalizowanej aparatury pomiarowej. Trzeba również pamiętać, że w energetycznych systemach przesyłowych występuje, niemal wyłącznie, trójfazowe napięcie przemienne. Nawet napięcie stałe z paneli fotowoltaicznych jest przekształcane w układach falowników na napięcie przemienne.

System energetyczny ma za zadanie wytworzenie energii elektrycznej, a potem przesłanie jej do odbiorców. Moc energii elektrycznej to w uproszczeniu iloraz napięcia i prądu. Przy dużych mocach mogą się pojawić w długich liniach energetycznych straty energii spowodowane rezystancją przewodów. Tracona energia zamienia się nieodwracalnie w ciepło. Rezystancję linii przesyłowej można ograniczać, stosując większe przekroje przewodów i metale o małym oporze właściwym. W obu przypadkach koszty linii bardzo rosną ze względu na cenę przewodów miedzianych o dużym przekroju i koszty słupów i izolatorów, które musiałyby udźwignąć ciężkie przewody o dużym przekroju. Dlatego, żeby ograniczyć przepływ prądu przy określonej mocy, podnosi się napięcie.

Napięcia w liniach energetycznych przesyłających duże moce mogą mieć wartości nawet do 400 kV. Poza tym spotyka się wartości 220 kV i 110 kV. Takie linie nazywa się liniami najwyższych napięć (NN). Im dalej od głównych źródeł zasilania, tym napięcia są niższe. W bardzo rozbudowanej sieci średniego napięcia, w większości przypadków, występuje napięcie 15 kV, ale spotyka się też wartości 6 kV, 20 kV czy 30 kV. Końcowy odbiorca indywidualny i przemysłowy korzysta z sieci trójfazowej lub jednofazowej o napięciu 0,4 kV/0,23 kV. Prądy robocze płynące w liniach energetycznych mogą mieć wartości setek amperów, a prądy zwarciowe to kiloampery. Takie zakresy wartości wymagają specjalnych technik pomiarowych.

Przekładniki napięciowe

Klasyczny pomiar napięcia multimetrem polega na ręcznym lub automatycznym wyborze zakresu pomiarowego i podłączeniu przewodów pomiarowych do punktu pomiaru i odczytaniu zmierzonej wartości na wyświetlaczu lub skali miernika analogowego. Tak również możemy mierzyć parametry w sieciach niskiego napięcia. W przypadku bardzo wysokich i średnich napięć, ze względu na możliwość porażenia przez łuk elektryczny, do pomiarów zarówno napięć, jak i prądów stosuje się odpowiednio zaprojektowane sensory pomiarowe. Najstarszymi i najczęściej stosowanymi sensorami są przekładniki napięciowe i prądowe.

Przekładnik napięciowy to klasyczny transformator o specjalnej konstrukcji zapewniającej wymaganą izolację pomiędzy uzwojeniem pierwotnym włączanym w obwód wysokiego napięcia i pomiarowym uzwojeniem wtórnym. Przekładnik może być jednofazowy lub trójfazowy i pracuje w stanie jałowym (bez obciążenia). Układ mierzący napięcie wtórne przekładnika napięciowego musi mieć odpowiednio dużą impedancję wejściową. Napięcie na wyjściu jest znormalizowane i wynosi 100 V dla przekładnika jednofazowego i 100/√3 V dla przekładnika trójfazowego. Parametry techniczne to przekładnia, moc (maksymalna moc, którą można go obciążyć, by mierzył zgodnie z klasą dokładności) i klasa dokładności.

Na **fotografii 1** pokazano wygląd jednobiegunowego przekładnika na napięcie 24 kV produkowanego przez firmę ABB, o następujących parametrach znamionowych:

- maksymalny poziom izolacji: 24/50/125 kV,
- znamionowe napięcie pierwotne: (1...22): √3 kV,
- znamionowe napięcie wtórne:
  - pomiarowe – (100; 110; 200; 220 lub 380): √3 V,
  - dodatkowe – 100:3 lub 110:3 V,
- moc znamionowa/klasa uzwojenia pomiarowego [VA]: do 50/klasa 0,2; do 125/klasa 0,5; do 250/klasa 1,

Fotografia 1. Przykładowy przekładnik napięciowy wnętrzowy UDZ24-1 produkcji ABB

eprasa.pl 1405f3fee5

Fotografia 2. Przykładowy przekładnik prądowy

- moc znamionowa/klasa uzwojenia zabezpieczeniowego [VA]: 30/3P; 50/6P,
- klasa izolacji: E.

Napięcie wtórne może być mierzone przez analogowy miernik elektromagnetyczny wyskalowany w kilowoltach. Taki pomiar kiedyś chętnie stosowany na stacjach energetycznych, nie jest obecnie spotykany, a napięcie wtórne z przekładników napięciowych jest mierzone przez cyfrowe układy pomiarowe.

Przekładniki prądowe

Przekładnik prądowy również jest rodzajem transformatora, w którym prąd uzwojenia wtórnego jest proporcjonalny do prądu płynącego w uzwojeniu pierwotnym, przy czym oba te prądy nie są przesunięte w fazie. Konstrukcja przekładnika prądowego umożliwia jego pracę na granicy zwarcia. Układ pomiarowy musi mieć bardzo małą impedancję wejściową.

Fotografia 3. Przekładnik prądowy montowany na przewód (szynę)

Przykładowy przekładnik prądowy został pokazany na **fotografii 2**. Do zacisków śrubowych jest podłączany obwód wysokoprądowy. Ponieważ obwód pomiarowy przekładnika ma potencjał wysokiego napięcia, musi być zastosowana odpowiednia izolacja, podobnie jak w przypadku przekładnika napięciowego. Użycie takiego przekładnika prądowego wymaga przecięcia mierzonego obwodu. Dostępne są przekładniki o takiej konstrukcji, że zakłada się je bezpośrednio na przewód z prądem (kable lub szynę) bez konieczności rozcinania obwodu. Przykładowy przekładnik został pokazany na **fotografii 3**. Przekładniki prądowe mają kilka podstawowych parametrów:

- znamionowy prąd pierwotny na przykład 100 A, 300 A, 600 A,
- znamionowy prąd wtórny 1 A lub 5 A,
- przekładnia,
- moc przekładnika,
- dopuszczalne napięcie robocze,
- klasa dokładności,
- maksymalny prąd dynamiczny.

Przyjmuje się, że prąd w uzwojeniu wtórnym ma zakres pomiarowy 5 A lub 1 A. Warto wspomnieć także o maksymalnym prądzie dynamicznym. W obwodach energetycznych trzeba się spodziewać krótkotrwałych prądów zwarciowych osiągających wartości równe wielokrotności zakresu pomiarowego. Przy takich prądach mogą się pojawić silne zjawiska elektrodynamiczne i cieplne. Przekładnik musi mieć konstrukcję, która jest w stanie wytrzymać działanie tych zjawisk przez określony czas. Maksymalny prąd dynamiczny może wynosić, np. 150-krotną wartość znamionowego prądu pierwotnego.

Przekładniki prądowe muszą być eksploatowane przez wykwalifikowany personel. Jeżeli przy przepływie prądu pierwotnego zostanie rozwarty obwód wtórny, to na jego zaciskach może się pojawić wysokie napięcie niebezpieczne dla życia i zdrowia. Przekładniki powinno się łączyć z obwodami pomiarowymi przez specjalne złącze umożliwiające zwarcie obwodu wtórnego na czas wykonywania czynności serwisowych w obwodach pomiarowych.

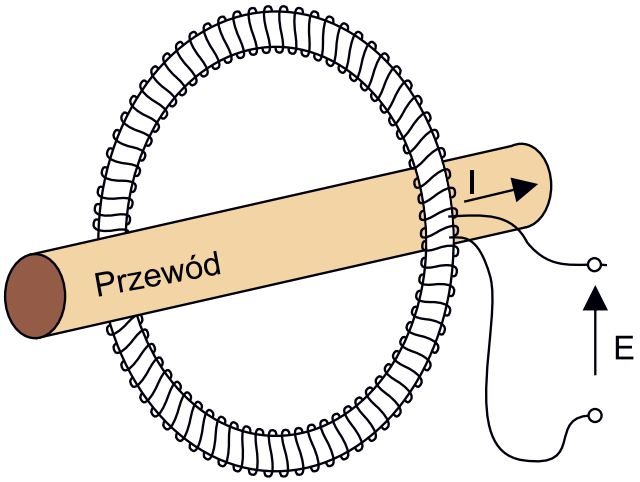
Sensory napięciowe, prądowe i kombisensory

Przekładniki napięciowe i prądowe to niejedyne sensory pozwalające na pomiar napięć i prądów w obwodach wysokich napięć. Do pomiaru napięcia stosuje się sensory rezystancyjne lub pojemnościowe, a do pomiaru prądu cewki Rogowskiego. Coraz częściej stosowane są zespolone kombisensory umożliwiające pomiar napięć i prądów. Na **fotografii 4** pokazano kombisensory serii KEVCD, w którym czujnikiem napięcia jest dzielnik rezystancyjny, a czujnikiem prądu cewka Rogowskiego.

Przekładniki prądowe coraz częściej są zastępowane przez sensory prądowe nazywane cewką Rogowskiego. Jest to rodzaj transformatora bezrdzeniowego o konstrukcji pozwalającej na założenie go bezpośrednio na przewód bez konieczności rozłączania obwodu prądowego.

Fotografia 4. Kombisensor KEVCD24AE3

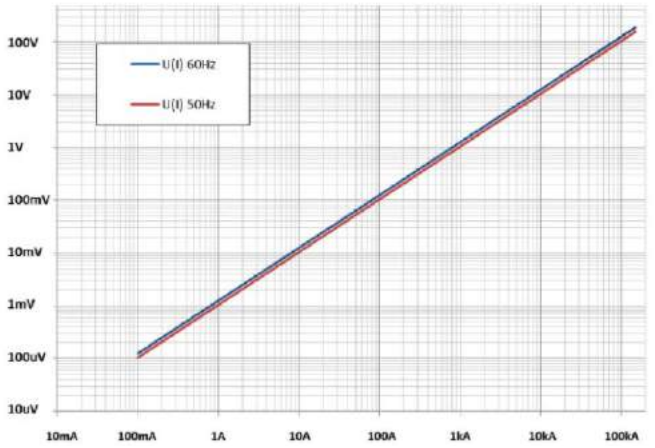
eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 1. Idea działania cewki Rogowskiego

Fotografia 5. Sensor prądowy CRR 1-50 produkcji ITR

Napięcie indukowane w uzwojeniu cewki jest proporcjonalne do pochodnej natężenia prądu przepływającego przez przewód (**rysunek 1**). Ten sensor nie stwarza zagrożenia porażeniem przy rozwieraniu obwodu pomiarowego. Na **fotografii 5** pokazano cewkę Rogowskiego CRR 1-50 produkcji polskiej firmy ITR Energetyka. Charakterystyka przetwarzania (zależność napięcia wyjściowego od mierzonego prądu, została pokazana na **rysunku 2**.



Rysunek 2. Charakterystyka przetwarzania sensora CRR 1-50

Pewną niedogodnością sensorów opartych na cewkach Rogowskiego są niskie poziomy napięć wyjściowych. Jak pokazano na rysunku 2, napięcia wyjściowe dla typowych mierzonych prądów 10…600 A zmieniają się w zakresie od 10 do kilkuset mV. Środowisko pomiarowe w stacjach energetycznych często charakteryzuje się sporym poziomem zakłóceń EMI. Prądy indukowane przez te zakłócenia w przewodach pomiarowych mogą zafałszować wynik pomiaru. Dlatego sygnały wyjściowe powinny być doprowadzane kablami ekranowanymi o określonej przez producenta maksymalnej długości. Trzeba również pamiętać o uziemieniu ekranu kabla zgodnie z zaleceniami producenta sensora. Klasyczne przekładniki prądowe są pod tym względem bardziej odporne na zakłócenia, szczególnie te o prądzie wyjściowym do 5 A.

Stosowanie sensorów napięciowych opartych na dzielniku rezystancyjnym lub pojemnościowym jest również wygodniejsze od przekładników napięciowych, szczególnie w układach średniego napięcia. Takie sensory są mniejsze, lżejsze i łatwiej je stosować w układach zewnętrznych. Jednak brak izolacji galwanicznej wynikającej z zasady działania wymusza użycie dodatkowych układów zabezpieczających przed porażeniem w przypadku rozwarcia obwodu dzielnika napięcia. Mogą to być układy zabezpieczające warystorowe lub półprzewodnikowe, na przykład diody lawinowe.

Kontrola i rozliczanie

Opisane sensory umożliwiają pomiar napięć i prądów w obwodach energetycznych charakteryzujących się dużymi napięciami roboczymi i dużymi prądami roboczymi. Podstawowe zastosowanie pomiaru prądu i napięcia ma na celu bieżącą kontrolę parametrów linii przesyłowych. W stanie normalnym (bez awarii lub przeciążenia) głównym parametrem mierzonym jest wartość przepływającego prądu przy założeniu, że napięcie na liniach ma określoną wartość mieszczącą się w dopuszczalnej tolerancji. Na podstawie zmierzonego napięcia i prądu wyliczana jest jedna z ważniejszych wielkości, czyli moc przenoszona przez linię przesyłową i odbierana na przykład przez indywidualnych odbiorców lub zakłady przemysłowe, usługowe itp.

Kolejnym zastosowaniem pomiarów jest kontrola i zabezpieczenie linii przesyłowych przed zwarciem lub przeciążeniem. Przy bardzo wysokich mocach dostępnych w energetyce na każdym z poziomów przesyłania od najwyższych napięć do sieci niskiego napięcia niezbędny jest system zabezpieczeń zapobiegający skutkom zwarć i przeciążeń. Bez takich zabezpieczeń system energetyczny mógłby się załamać na terenie całego kraju lub na określonym obszarze. Uszkodzeniu mogłyby ulec linie i stacje przesyłowe, ale też stacje rozdzielcze w zakładach produkcyjnych i stacjach zasilania odbiorców indywidualnych. W obwodach niskiego napięcia powszechnie stosuje się bezpieczniki topikowe mocy, ale w obwodach średnich i wysokich napięć stosowane są często bardzo rozbudowane cyfrowe układy zabezpieczeń pozwalające wykryć rodzaj zwarcia (międzyfazowe lub doziemienie) oraz kierunek zwarcia (od strony zasilania lub obciążenia). Te układy muszą mieć informację o przepływającym prądzie i napięciu na wszystkich trzech fazach.

Dokładny pomiar napięcia i prądu jest również konieczny w układach rozliczeniowych zużytej energii (licznikach energii). Stosowane sensory muszą mieć określoną dokładność (klasę) i spełniać normy właściwe dla sensorów przeznaczonych do pomiaru energii. Dynamicznie rozwijający się rynek OZE (odnawialne źródła energii) wymusił również stosowanie odpowiedniej aparatury pomiarowej w układach fotowoltaiki (panele słoneczne) i innych źródłach energii, np. elektrowniach wiatrowych. Większość tych pomiarów jest taka sama, jak w przypadku linii przesyłowych.

Oprócz podstawowych pomiarów prądów i napięć wykonuje się szereg innych pomiarów, na przykład pomiary izolacji, pomiary częstotliwości czy pomiary zniekształceń harmonicznych kształtu sygnału prądu.

eprasa.pl 1405f3fee5

Fotografia 6. Zaawansowany miernik parametrów sieci ND30 firmy LUMEL

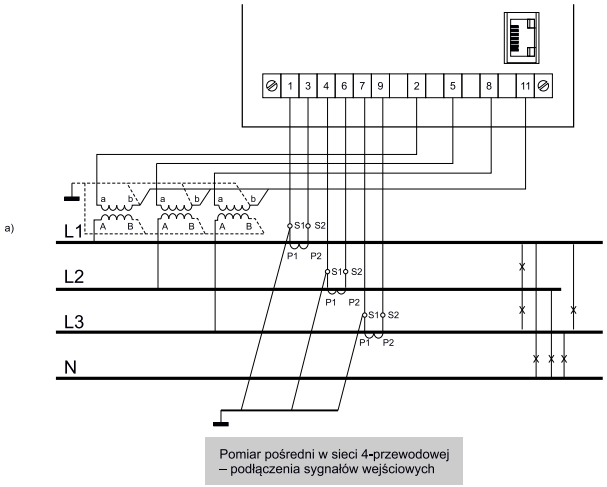
Aparatura pomiarowa

W energetyce aparatura pomiarowa może mieć formę klasycznego miernika z wyświetlaczem numerycznym lub ekranem. Takie mierniki są stosowane powszechnie i służą do kontroli parametrów elektrycznych w miejscu pomiaru, na przykład na stacjach energetycznych. Sporą grupą układów pomiarowych są układy, które wykonują pomiary i przesyłają je zdalnie przez łącza stałe (na przykład światłowód) lub łącza radiowe do centrów dyspozytorskich, w których pracują komputerowe systemy SCADA. Taka aparatura pomiarowa może mieć lokalny wyświetlacz, ale nie musi. Pomiar napięć i prądów umożliwia zaimplementowanie w rozbudowanych cyfrowych miernikach wielu dodatkowych funkcji, takich jak:

- wyliczenie mocy czynnej, biernej, pozornej oraz współczynnika mocy,
- wykrywanie zaniku fazy/faz,
- wykrywanie asymetrii napięć lub prądów w układzie trójfazowym,
- wykrywanie niepoprawnej kolejności faz,
- wykrywanie spadku lub wzrostu napięcia i sygnalizacja przekroczenia zadanego progu.

Przykładem takiego inteligentnego miernika może być miernik parametrów sieci ND30 produkcji polskiej firmy Lumel (**fotografia 6**). ND30 jest miernikiem parametrów jakości zasilania w wykonaniu tablicowym i umożliwia pomiar 54 wielkości elektrycznych oraz dodatkowo pomiar harmonicznych sinusoidalnego przebiegu napięcia. Pomiary można przesyłać do systemów nadrzędnych SCADA przez interfejs Ethernet. Zaimplementowane są protokoły Modbus, TCP/IP, HTTP, FTP i MQTT (w wersji miernika ND30 IoT). Konfigurację i programowanie parametrów umożliwia bezpłatny program eCon. Miernik ma wbudowany konfigurowalny kolorowy ekran graficzny LCD TFT 3,5” o rozdzielczości 320×240 pikseli. Możliwości pomiarowe są spore:

- pomiar napięć fazowych i międzyfazowych,
- pomiar prądów fazowych,
- pomiar fazowych mocy czynnych P, biernych Q i pozornych S oraz mocy 3-fazowych,
- pomiar fazowych współczynników mocy czynnej Pf,
- pomiar fazowych współczynników mocy biernej do czynnej tg φ,
- napięcie trójfazowe średnie,
- prąd trójfazowy średni,
- moc czynna średnia, na przykład 15, 30, 60 minut,



Rysunek 3. Połączenie wejść pomiarowych miernika ND30 z sensorami

- moc pozorna średnia Pdemand,
- prąd uśredniony.

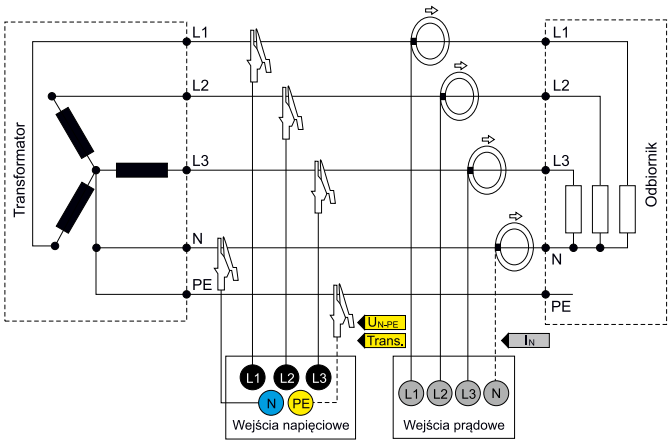
Miernik mierzy również harmoniczne napięć i prądów do 63. oraz współczynniki zniekształceń harmonicznych THD. Wejścia pomiarowe napięciowe są przystosowane do pomiaru napięć bezpośrednio z sieci energetycznej niskiego napięcia NN lub z przekładników napięciowych. Po przeskalowaniu miernik może mierzyć napięcia do 2000 kV. Wejścia prądowe mają zakresy 1 A i 5 A. Jak wiemy, są to prądy wtórne typowych przekładników prądowych. Maksymalny zakres pomiarowy po przeskalowaniu wynosi 6 kA. Przykład połączenia wejść pomiarowych z sensorami został pokazany na **rysunku 3**. Pomiar prądów fazowych jest wykonywany przez przekładniki prądowe, a pomiar napięć fazowych przez przekładniki napięciowe.

Innym przykładem miernika jakości zasilania jest PQM-711 również polskiej firmy Sonel. Pokazany na **fotografii 7** przyrząd komunikuje się poprzez Wi-Fi z dedykowanym tabletem, na którym jest uruchamiana specjalna aplikacja Sonel Analiza. Przyrząd jest przeznaczony do pomiaru napięć w zakresie do 760 V i prądów skutecznych do 3000 A. Napięcie jest mierzone za pomocą sond połączonych na stałe z miernikiem, a pomiar prądu za pomocą wymiennych cęgów. Mierzone parametry:

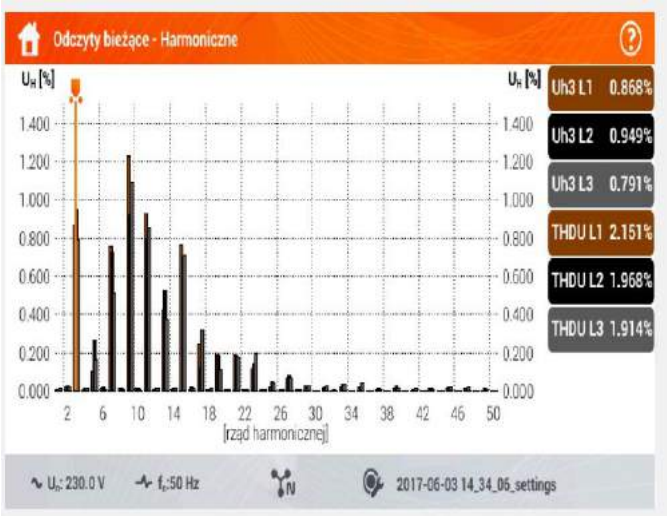
- napięcia skuteczne i międzyfazowe w zakresie do 760 V,
- prądy skuteczne do 3000 A,
- częstotliwość sieci 40…70 Hz,
- składowe harmoniczne napięć i prądów do 50.,

Fotografia 7. Analizator jakości energii Sonel PQM-702

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 4. Podłączenie miernika PQM-702 do czteroprzewodowej sieci energetycznej



Rysunek 5. Ekran analizatora Sonel PQM-707 w czasie pomiaru harmonicznych

- współczynniki zniekształceń harmonicznych dla napięcia i prądu,
- współczynnik strat K wywołany wyższymi harmonicznymi,
- moce czynne i bierne harmonicznych,
- współczynniki mocy cos φ i tg φ,
- współczynnik asymetrii sieci trójfazowych i składowe symetryczne.

Zakresy mierzonych napięć PQM-702 predestynują go do pracy w sieciach niskich napięć NN. Może być wykorzystywany przez służby energetyczne zakładów produkcyjnych, służby energetyki zawodowej, jak również przez zewnętrznych serwisantów. Na **rysunku 4** pokazano sposób dołączenia miernika do układu trójfazowego typu gwiazda z przewodem neutralnym.

Analiza zawartości harmonicznych w przebiegu prądu lub napięcia

Oba mierniki mają wbudowane funkcje pomiaru harmonicznych i wyliczania współczynnika zniekształceń harmonicznych. Zawartość harmonicznych w sygnale sinusoidalnym określa, na ile ten sygnał jest odkształcony od idealnej sinusoidy. Zazwyczaj zniekształcenia harmoniczne są kojarzone na przykład z torami audio wysokiej jakości. Ale pomiar wartości zniekształceń nieliniowych w sieciach energetycznych jest na tyle istotny, że graniczne amplitudy harmonicznych opisują normy EN.

Duże odkształcenie przebiegu prądu powoduje, że pojawiają się wysokie częstotliwości podające efekt naskórkowości, a w konsekwencji grzanie się przewodów większe, niżby to wynikało z głównego obciążenia. W czteroprzewodowej sieci trójfazowej trzecia harmoniczna i jej wielokrotności się nie zerują i w przewodzie neutralnym popłynie prąd, który może go rozgrzać i uszkodzić izolację. Podobne zjawiska zachodzą w transformatorach zasilających. Do strat w przewodach uzwojeń dochodzą straty w rdzeniu powodowane przez prądy wirowe. Straty te są proporcjonalne do kwadratu częstotliwości.

Odkształcony przebieg napięcia powoduje też problemy z zasilaniem indukcyjnych silników elektrycznych. W uzwojeniach powstają straty cieplne wywołane prądami wirowymi analogicznie jak w transformatorach. Dodatkowo, tak zasilany silnik wpada w wibracje ograniczającą jego trwałość. Moment obrotowy silnika w założonym kierunku powodują harmoniczne zgodne rzędu 1, 4, 7, ale harmoniczne przeciwne rzędu 2, 5, 8 powodują powstawanie momentu przeciwnego do obrotu wirnika. W wyniku tego powstają niepożądane wibracje i dodatkowe grzanie się silnika. Na **rysunku 5** pokazano ekran pomiaru harmonicznych przez miernik PQM-707 firmy Sonel.

Pomiar współczynników mocy

Współczynnik mocy w sieciach energetycznych to dość istotny parametr definiowany jako stosunek mocy czynnej do mocy pozornej. W sieciach z przebiegami sinusoidalnymi można go zdefiniować jako kosinus kąta przesunięcia fazowego (cosφ) pomiędzy napięciem i prądem. Im bardziej cosφ jest mniejsze od 1 tym większy jest udział mocy pozornej. Wiele odbiorników w sieci ma charakter indukcyjny (silniki, transformatory). Energia w takich odbiornikach jest magazynowana w postaci pola magnetycznego i kiedy to pole znika, to jest ona zwracana do sieci, powodując obciążenie mocą pozorną. Przy dużych obciążeniach przepływ mocy pozornej niewykorzystanej do wykonania pracy powoduje wymierne straty w sieci. Poza tym, kiedy współczynnik mocy jest mniejszy od jedności, to prąd pobierany z sieci jest odkształcany i pojawiają się składowe harmoniczne, które jak już wiemy, są również szkodliwe. Pomiar cosφ pozwala ocenić, czy nie jest konieczna jego kompensacja na stacjach energetycznych od strony zasilania. Może być również wskazówką dla projektantów odbiorników energii, jak poprawnie skompensować współczynnik mocy. Obecnie płacimy za pobraną moc czynną, ale być może pojawią się regulacje pozwalające obciążać odbiorców za moce bierne.

Pomiar częstotliwości sieci

Pomiar częstotliwości sieci jest ważnym parametrem monitorującym stan systemu energetycznego. Systemy zasilające większe lub mniejsze obszary mogą być podatne na przeciążania i załamania. W krytycznych sytuacjach, kiedy zapotrzebowanie na moc gwałtownie rośnie, przeciążane są kolejne linie zasilające wysokich napięć. W wyniku przeciążenia aparatura zabezpieczająca wyłącza linię i zapotrzebowanie na moc zostaje przerzucone na kolejną linię. Ta również zostaje przeciążona i się wyłącza. Powstaje efekt domina i system energetyczny na określonym obszarze się załamuje. Tak może się zdarzyć na przykład w trakcie silnych mrozów lub upalnych dni (przeciążenie układami klimatyzacji).

Żeby temu zapobiec, stosuje się kryterium częstotliwościowe. Zbyt duże obciążenie generatorów w elektrowni powoduje, że nie mogą one utrzymać zadanej prędkości wirowania i częstotliwość napięcia spada. Odbiorcy energii są dzieleni na kategorie i ci mniej ważni są odłączani od sieci w momencie, kiedy częstotliwość spadnie o niewielką wartość. Jeżeli częstotliwość dalej spada, odłączani są kolejni odbiorcy. Obciążenie spada i częstotliwość rośnie. Wtedy służby energetyczne decydują, czy można przywrócić zasilanie grupom odbiorców. Zapobiega to załamaniu się systemu energetycznemu. Kryterium częstotliwościowe stosuje się również w układach zabezpieczenia generatorów.

Przyrządy pomiarowe pokazane wyżej mierzą częstotliwość sieci z określoną dokładnością i pozwalają ocenić, czy częstotliwość jest prawidłowa. Do wypracowania sygnału wyłączania obciążenia zgodnie z kryterium częstotliwościowym stosowane są tak zwane

eprasa.pl 1405f3fee5

Fotografia 8. Przekaźniki BEL_SCO i mBEL_SCO

przekaźniki podczęstotliwościowe. Mogą to być autonomiczne urządzenia nazywane PCO lub SCO, lub funkcja wbudowana w zabezpieczenia cyfrowe. Przykładem przekaźnika SCO są konstrukcje BEL_SCO i mBEL_SCO polskiej firmy Apator (**fotografia 8**). Urządzenie może realizować funkcje automatycznego częstotliwościowego odciążania SCO i jest przeznaczone do zabezpieczania jednostek wytwórczych (blok generator–transformator), detekcji stanu zagrożenia utraty częstotliwości w systemie energetycznym oraz zabezpieczenia sieci SN, WN i NN. Oprócz SCO wbudowano tu szereg innych funkcji, takich jak rejestrator zakłóceń, dziennik zdarzeń i możliwość komunikacji z systemem nadrzędnymi za pomocą łączności radiowej GPRS, Tetra i Digicom 7.

Zabezpieczenia sieci

Pokazana aparatura pomiarowa mierząca parametry sieci ma za zadanie ich monitorowanie, wyświetlanie i ewentualnie przesyłanie do systemów nadzoru SCADA. Są to bardzo istotne pomiary pozwalające na monitorowanie systemów energetycznych na wszystkich poziomach od wytwórcy energii, poprzez przesyłanie (linie i stacje rozdzielcze), aż do końcowego odbiorcy.

W energetyce stosuje się, na szeroką skalę, aparaturę zabezpieczającą łączącą układy pomiarowe z logiką zabezpieczającą. Łatwo sobie wyobrazić, jakie skutki miałyby zwarcia w liniach energetycznych, gdyby nie stosowano układów wykrywających zwarcia i odłączających zwarte fragmenty sieci od zasilania. Uszkodzenia linii mogą mieć różne przyczyny. Jedną z głównych są zjawiska pogodowe: silne wiatry, duże opady śniegu, szadź itp. Szczególnie groźna może być szadź, która się osadza na przewodach i słupach energetycznych. Po wpływem jej ciężaru rwą się przewody i łamią słupy, powodując rozległe awarie. Uszkodzeniu ulegają również izolatory (starzenie, uszkodzenia mechaniczne) i ogólnie izolacja, na przykład kabli SN i NN, transformatorów, silników czy innych urządzeń.

Rozróżniane są dwa rodzaje zwarć: międzyfazowe i doziemne. Każde z nich ma swoją specyfikę i jest inaczej wykrywane. Zwarcie międzyfazowe powstaje po zwarciu przewodów fazowych między sobą. Charakteryzuje się przepływem dużych prądów i wyzwoleniem dużej ilości energii. Z technicznego punktu widzenia jest łatwe do wykrycia, bo wystarczy zmierzyć prąd i jeżeli jego wartość osiągnie zadany próg, to zabezpieczenie zadziała, odłączając zwarty odcinek linii. W obwodach pomiarowych wykrywających zwarcia powinno się stosować przekładniki prądowe specjalnie przeznaczone do tego celu. Krzywa magnesowania powinna być liniowa w zakresie prądów wielokrotnie przekraczających zakres prądów roboczych. Dokładność pomiaru w zakresie prądów roboczych nie jest tu istotna tak, jak w przekładnikach przeznaczonych do pomiaru prądów roboczych.

Drugim rodzajem zwarcia jest zwarcie przewodu fazowego z ziemią. W pewnych rodzajach sieci prąd zwarcia może być mniejszy od prądów roboczych i kryterium prądowe zakładające, że prąd zwarcia jest wielokrotnie większy od prądów roboczych, się nie sprawdzi. Dlatego stosuje się inne metody wykrywania takich zwarć.

Układy zabezpieczeń w sieci SN – smart grid

W ostatnich latach szczególnego znaczenia nabiera automatyka smart grid realizowana w głębi sieci średniego napięcia SN. Ta sieć jest najbardziej rozległa i najbardziej narażona na uszkodzenia. Prawo nakłada na dystrybutorów energii obowiązek skutecznego ograniczania przerw w dostarczeniu energii. Żeby się z tego wywiązać, stosuje się układy wykrywania przepływającego prądu zwarciowego – sygnalizatory zwarć. Sygnalizatory mogą tylko wykryć zwarcie i przekazać tę informację drogą radiową do systemu nadrzędnego lub zależnie od podłączonej do nich aparatury łączeniowej automatycznie dodatkowo odłączać uszkodzony odcinek linii w przerwie beznapięciowej. Możliwe jest też wyłączanie prądów zwarciowych przez specjalne aparaty wyposażone w komory próżniowe lub komory ze specjalnym gazem gaszącym łuk elektryczny. Żeby wykryć zwarcie, trzeba mierzyć prąd przepływający przez linię. Algorytmy wykrywania zwarć są bardziej precyzyjne, kiedy jednocześnie mierzy się napięcie we wszystkich trzech fazach.

W systemach smart grid najbardziej funkcjonalnym, ale równocześnie najbardziej kosztownym elementem jest reklozer. To zespół sterownik–aparat łączeniowy, który oprócz wykrywania zwarć, może również wyłączać linię i załączać ją na zwarcie. Załączanie na zwarcie ma na celu usunięcie zwarcia na linii spowodowanego przez ptaki, spadające gałęzie, łodygi itp. Przepływający prąd zwarciowy potrafi spalić przyczynę zwarcia i linię można szybko ponownie załączyć do pracy. Układ sterownika ma za zadanie wykryć zwarcie i jego rodzaj oraz wykonać cykl łączeń na zwarcie. Jeżeli po określonej liczbie cykli zwarcie jest dalej aktywne, to linia jest definitywnie wyłączana.

Przykładem sterownika wyposażonego w układy pomiarowe i automatykę zabezpieczeń jest SO-54SR-111 REK produkcji polskiej firmy Mikronika (**fotografia 9**). Urządzenie jest wyposażone w panel sterujący z graficznym wyświetlaczem LCD zintegrowanym z panelem dotykowym. SO-54SR-111-REK mierzy trzy prądy fazowe za pomocą

Fotografia 9. Sterownik SO-54SR-111-REK produkcji polskiej firmy Mikronika

eprasa.pl 1405f3fee5

Fotografia 10. Sterownik SO-54SR-3xx produkcji polskiej firmy Mikronika

cewek Rogowskiego. Na podstawie tych pomiarów jest wyznaczany prąd 3I0. Do pomiaru napięć na liniach wykorzystuje się dzielniki pojemnościowe. Układ mierzy 6 napięć: 3 napięcia fazowe od strony zasilania i 3 napięcia fazowe od strony obciążenia. Na podstawie tych pomiarów jest wyznaczane napięcie 3U0. Zabezpieczenie nadprądowe (zwarcie międzyfazowe) może mieć progi wyzwalania z zakresu od 20 A do 2000 A. Dodatkowo jest definiowany czas, przez jaki może trwać zwarcie (od momentu wykrycia do momentu ustąpienia lub wyłączenia wyłącznika). Zabezpieczenie ziemnozwarciowe może być wykrywane według kilku wariantów: biernomocowe, czynnomocowe, admitancyjne kierunkowe i bezkierunkowe. W układ wbudowano też zabezpieczenia podczęstotliwościowe, nadnapięciowe i podnapięciowe.

Urządzenie SO-54SR-111-REK jest konfigurowane przez firmowy program pConfig. Prawidłowe skonfigurowanie pracy zabezpieczenia współpracującego z reklozerem, pracującego w głębi sieci SN, wymaga sporej wiedzy i doświadczenia. Instalacja reklozera jest stosunkowo droga i jest umieszczana w sieci w miejscach pozwalających na jak najszybsze automatyczne usunięcie zwarcia lub wyłączenie uszkodzonego odcinka sieci. System wyszukiwania zwarcia w sieci jest wspomagany przez prostsze i o wiele tańsze układy sygnalizatorów zwarć, które mogą być połączone ze sterowanymi odłącznikami mogącymi odłączać fragmenty uszkodzonej sieci w przerwie beznapięciowej. Sygnalizatory zwarć mierzą przepływający prąd w fazach linii przesyłowych i potrafią wykrywać zwarcia międzyfazowe lub doziemne. Są również warianty z układem pomiaru napięć fazowych z pojemnościowymi sensorami napięcia.

Przykładem takiego sterownika jest SO-54SR -3xx (**fotografia 10**) spełniający funkcje pomiarowe, sterownicze, telemechaniki, sygnalizatora zwarć, sekcjonalizera i rejestratora zakłóceń. Zależnie od wersji prąd w fazach może być mierzony przez przekładniki prądowe lub cewki Rogowskiego. Do pomiaru napięcia w trzech fazach wykorzystuje się sensory z dzielnikami reaktancyjnymi. Na podstawie tych pomiarów odbywa się detekcja zwarć według kryteriów: nadprądowego (międzyfazowe i doziemne), admitancyjnego, konduktancyjnego i suseptancyjnego (doziemne).

W liniach wysokich napięć stosuje się również zabezpieczenia przed zwarciami. Działają na takiej samej zasadzie, jak opisywane wyżej zabezpieczenia sieci średnich napięć. Ze względu na specyfikę rozdzielni

Fotografia 11. Zabezpieczenie ziemnozwarciowe RloK-442 produkcji polskiej firmy ZEG Energetyka Tychy

WN zabezpieczenia mogą być specjalizowane i przeznaczone do konkretnych pól rozdzielni, jak na przykład zabezpieczenie linii WN, zabezpieczenie transformatora, szyn zbiorczych itp. Przykładem może być zabezpieczenie ziemnozwarciowe RloK-442 produkcji ZEG -Energetyka Tychy przeznaczone do ochrony sieci wysokiego napięcia przed skutkami zwarć jednofazowych z ziemią (**fotografia 11**).

Zaprezentowana aparatura pomiarowa wykonuje głównie pomiary napięć i prądów oraz częstotliwości i zniekształceń harmonicznych.

Fotografia 12. Licznik energii Apator smartESOX P

eprasa.pl 1405f3fee5

Te pomiary skupiają się w dwu grupach zastosowań: pomiarów jakości energii oraz pomiarów do celów zabezpieczeń sieci energetycznej i generatorów przed skutkami zwarć i przeciążeń. To bardzo ważne elementy niezbędne do właściwej diagnostyki sieci energetycznych i zapewnienia ciągłej dostawy energii. Pomiar napięć i prądów jest też wykorzystywany w celu zliczania sprzedanej energii. Liczniki energii elektrycznej są montowane nie tylko u odbiorców końcowych, ale też na stacjach energetycznych czy w elektrowniach. Liczniki wykorzystują do pomiaru prądów i napięć podobne sensory jak już opisane wyżej. Do rozliczeń energii muszą się charakteryzować odpowiednią klasą dokładności. W gospodarstwach domowych i pewnie nie tylko spotyka się jeszcze stare elektromechaniczne liczniki z wirującą tarczą i mechanicznym liczydłem, ale są one coraz liczniej zastępowane przez liczniki elektroniczne. Liczniki elektroniczne są trwalsze i tańsze w produkcji, bo nie wymagają wykonywania drogich elementów mechaniki precyzyjnej. Elektronika zapewnia możliwość zdalnego odczytu przez łącza radiowe, na przykład GSM/GPRS.

W instalacjach OZE, na przykład fotowoltaicznych, konieczne jest stosowanie dwukierunkowego pomiaru energii czynnej. Kiedy właściciel instalacji produkuje więcej energii, niż potrzebuje, to jest ona oddawana do sieci energetycznej i licznik musi to potrafić zliczyć. Przykładem nowoczesnego licznika o dużych możliwościach jest smartESOX P produkowany przez firmę Apator (**fotografia 12**). Licznik potrafi zliczać energię czynną, bierną i pozorną oraz mierzyć moce chwilowe, maksymalne i nadmiarowe. Ma też funkcje spotykane w miernikach jakości sieci, czyli pomiary napięć, prądów, harmonicznych napięć i prądów, łącznie z wyliczaniem współczynnika zniekształceń THD, obniżenia i podwyższenia napięcia. Całość uzupełnia funkcja rejestratora zdarzeń oraz porty komunikacyjne i radiowe moduły komunikacji GSM. Tego typu liczniki mogą być montowane w sieciach niskiego, średniego i wysokiego napięcia.

Pomiary związane z bezpieczeństwem

Kolejną bardzo ważną grupą pomiarów i związaną z nimi aparaturą pomiarową są pomiary związane z bezpieczeństwem eksploatacji instalacji energetycznych: rezystancji izolacji za pomocą wysokiego napięcia, rezystancji uziemienia rezystancji gruntu, poprawnego działania wyłączników różnicowo-prądowych oraz rezystancji pętli zwarcia.

Firma Sonel produkuje wielofunkcyjny miernik parametrów izolacji MPI-525 (**fotografia 13**) mierzący:

- impedancję pętli zwarcia,
- rezystancję izolacji,
- rezystancję uziemienia,
- parametry wyłączników różnicowo-prądowych RCD,
- ciągłość połączeń ochronnych i wyrównawczych.

MPI-525 jest na tyle uniwersalny, że pomiary nim wykonane spełniają wymagania PN-EN 61557. Pomiar impedancji pętli zwarcia jest wykonywany z rozdzielczością 0,01 Ω prądem 23 A i napięciem pomiarowym z zakresu 95…440 V. Pomiar parametrów wyłączników różnicowo-prądowych jest wykonywany automatycznie i obejmuje cały cykl pomiarów łącznie z pomiarem rezystancji pętli zwarcia L-PE. Pomiar rezystancji izolacji jest wykonywany w zakresie do 10 GΩ napięciami pomiarowymi od 50 do 2500 V. Rezystancja uziemienia jest wykonywana metodą techniczną 3-przewodową z 2 elektrodami pomocniczymi. MPI-525 jest przeznaczony do pomiarów w sieciach niskiego napięcia.

Fotografia 13. Miernik parametrów izolacji MPI-525 firmy Sonel

Fotografia 14. Wysokonapięciowy tester izolacji S-36 VLF

Firma Sonel oferuje również wysokonapięciowy tester izolacji S-36 VLF (**fotografia 14**) przeznaczony do testowania kabli średniego napięcia pracujących najczęściej z napięciem 15 kV. Tester jest przeznaczony do testowania kabli ŚN za pomocą napięcia VLF o bardzo niskiej częstotliwości 0,1 Hz. Ten sposób jest bardzo skuteczny w diagnostyce uszkodzeń izolacji. Napięcie wyjściowe można regulować w zakresie 0…36 kV RMS (do 51 kV peak). Prąd pomiarowy można ustawiać w trzech zakresach do 100 μA, 1 mA i 10 mA. Są również inne wersje z maksymalnym napięciem wyjściowym do 57 kV RMS (S-57VLF).

Podsumowanie

Aparatura pomiarowa w energetyce to zarówno klasyczne mierniki tablicowe i przenośne, jak też i funkcje pomiarowe wbudowane w sterowniki telemechaniki i autonomiczne układy zabezpieczeń. Urządzenia pokazane w artykule to oczywiście tylko niewielka część olbrzymiej oferty różnych producentów skierowanej do serwisantów i służb utrzymania systemów energetycznych. Wszystkie przykłady pokazanych urządzeń łączy jedna cecha – są projektowane i produkowane przez polskie firmy. To celowy zabieg zastosowany, żeby pokazać, że w tej ważnej dziedzinie techniki polskie firmy elektroniczne radzą sobie bardzo dobrze. Sonel, Apator- Elkomtech, Mikronika, LUMEL to tylko kilka przykładów firm projektujących i produkujących zaawansowane urządzenia pomiarowe. Trzeba sobie zdawać sprawę, że rynek energetyki obejmujący zarówno dystrybutorów energii, jak i odbiorców energii jest bardzo wymagający, bo wadliwie działające urządzenia pomiarowe mogą spowodować olbrzymie straty materialne i sprowadzić niebezpieczeństwo na ludzi pracujących przy eksploatacji urządzeń energetycznych. W naszym kraju powstają również bardzo zaawansowane systemy nadzoru typu SCADA, systemy automatycznego wyszukiwania i izolowania uszkodzonego fragmentu sieci FDIR. Są one kupowane i wdrażane na dużą skalę przez spółki dystrybucyjne i elektrownie i to przy dużej konkurencji światowych gigantów elektroniczno–informatycznych.

Tomasz Jabłoński
tomasz.jablonski@ep.com.pl

eprasa.pl 1405f3fee5

Trzy problemy związane z bezpieczeństwem Internetu Rzeczy – i jak je rozwiązuje Telit

Wraz z pojawieniem się Internetu Rzeczy (IoT) na całym świecie pojawiły się nowe obawy dotyczące bezpieczeństwa. Liderzy projektów IoT muszą śledzić mnóstwo obiektów – czasami tysiące urządzeń rozmieszczonych na rozległych obszarach geograficznych. Zadania obejmują wszystko, od aktualizacji oprogramowania po monitorowanie fizycznej lokalizacji. Każde podłączone urządzenie stanowi nową powierzchnię ataku lub bramę umożliwiającą cyberprzestępcom wejście do sieci.

Obecnie obawy dotyczące bezpieczeństwa uniemożliwiają szersze zastosowanie rozwiązań IoT. Przyjrzyjmy się bliżej trzem zasadniczym obawom dotyczącym bezpieczeństwa.

1. Rosnąca liczba możliwości ataku

Wyobraź sobie, że Twoje dane są zamknięte w pokoju z jednymi drzwiami. To jedyny sposób, w jaki złodziej może wejść, dzięki czemu łatwo go strzec. Jeśli jednak przenosisz dane do dużego pokoju z setkami drzwi i okien, wprowadzasz o wiele więcej możliwości wejścia.

Kiedy firma wdraża projekt IoT, przechodzi od potencjalnie małej liczby podłączonych urządzeń do ogromnej floty czujników, które często są rozmieszczone w odległych lokalizacjach. Każde nowo podłączone urządzenie, bez względu na swoją rolę, staje się przedmiotem ataku, który przestępca może wykorzystać i potencjalnie włamać się do szerszej sieci.

2. Wyzwania związane z aktualizacją oprogramowania sprzętowego

Brak spójnych aktualizacji firmware i oprogramowania na urządzeniach IoT stanowi poważne zagrożenie bezpieczeństwa. Przestarzałe oprogramowanie sprzętowe może utrzymywać znane luki w zabezpieczeniach, zasadniczo pozostawiając otwarte drzwi dla napastników. Ale gdy aktualizacja wymaga fizycznego dostępu do każdego urządzenia, jej dostarczanie może być czasochłonne i kosztowne.

3. Zarządzanie urządzeniami i łącznością

Po wdrożeniu setek lub tysięcy urządzeń IoT, jak sprawdzić, czy urządzenia prawidłowo przesyłają dane do systemów i usług, które integrują? Liderzy projektów IoT potrzebują kompleksowej platformy, która pozwoli im zarządzać przepływem danych, uzyskiwać dostęp do informacji o połączeniach i otrzymywać powiadomienia, gdy urządzenie wykazuje nietypowe użycie lub problemy z połączeniem.

Liderzy IoT borykają się również z innymi problemami związanymi z bezpieczeństwem, w tym z domyślnymi lub takimi samymi hasłami, niewystarczającymi możliwościami szyfrowania i wyzwaniami związanymi z ręcznym uruchamianiem urządzeń.

Chociaż problemy z bezpieczeństwem IoT mogą być przytłaczające, to nie muszą takie być. Wiele zależy od znalezienia doświadczonego partnera z wiedzą i narzędziami, które zapewnią bezpieczne wdrożenie IoT.

eprasa.pl 1405f3fee5

Zestaw narzędzi bezpieczeństwa IoT

Firma Telit jako pionier i lider w zakresie produktów i oprogramowania IoT klasy korporacyjnej zapewnia szereg narzędzi zwiększających cyberbezpieczeństwo i skracających czas wprowadzania na rynek.

Jednym z przykładów jest uruchamianie typu zero-touch (bez dotykania), które umożliwia konfigurowanie urządzeń IoT z ustawieniami przechowywanymi w centralnym źródle. Gdy urządzenie pojawia się w sieci, jego ustawienia konfiguracyjne są instalowane automatycznie i zdalnie, zapewniając operatorom wdrożeń znacznie szybszą metodę wdrażania, jednocześnie minimalizując możliwość ataku.

Urządzenia IoT często są wyposażone w domyślne hasła, których użytkownicy nie zmieniają lub nie mogą zmienić, co czyni je szczególnie podatnymi na ataki. Wdrażanie typu zero-touch eliminuje potrzebę stosowania haseł, umożliwiając uwierzytelnianie urządzeń przy zachowaniu anonimowości, dzięki czemu osoby atakujące nie mogą uzyskać dostępu do informacji o uwierzytelnianiu urządzenia końcowego.

Automatyzacja konfiguracji urządzeń zmniejsza również złożoność zarządzania wdrożeniami i pomaga wyeliminować błędy charakterystyczne dla wdrożeń IoT o dużej skali. Ręczne wdrażanie wymaga znacznie więcej konfiguracji, od instalacji, przez ręczną konfigurację, po konfigurację zaplecza IT. Zero-touch eliminuje te opóźnienia i możliwości powstawania błędów, sprawiając, że urządzenia są w pełni funkcjonalne w kilka sekund po ich włączeniu. Administratorzy wdrożeń mogą regularnie dostarczać aktualizacje w dużych partiach, zapewniając, że urządzenia zawsze mają zainstalowane najnowsze poprawki zabezpieczeń.

Secure boot (bezpieczny rozruch) to kolejna funkcja zabezpieczeń na poziomie urządzenia, zapewnia ona, że tylko dostawca IoT, który wyprodukował moduł, tworzy oprogramowanie i je kontroluje. Jeśli haker spróbuje zmodyfikować oprogramowanie, moduł wyłączy się i stanie się bezużyteczny.

Moduły komórkowe Telit są zabezpieczane i „personalizowane" w momencie produkcji. Jeden z przykładów sprzętu to moduł 4G LTE-M/NB-IoT (Rel. 14) – ME310G1.
ME310G1 to ewolucja nowej rodziny produktów Telit xE310 z wbudowanym GNSS. Te moduły zapewniają wdrożenia IoT ze zoptymalizowanym zużyciem energii i zwiększonym zasięgiem. Przy wymiarach zaledwie 14,3×13,1 mm ME310G1 jest idealny do zastosowań IoT o ograniczonych rozmiarach. Opcjonalna możliwość awaryjnego połączenia z czterozakresowym 2G pozwala urządzeniom pozostać połączonymi, nawet gdy wychodzą z zasięgu LTE-M/NB-IoT.
ME310G1 umożliwia wdrażanie nowych projektów o małych rozmiarach zewnętrznych w wielu obszarach zastosowań, jak śledzenie przedmiotów, opieka zdrowotna, inteligentne pomiary, urządzenia przenośne, czujniki przemysłowe, automatyka domowa i wiele innych, korzystając z niskiego poboru mocy. Miniaturowa rodzina Telit xE310 obejmuje moduły 2G (GE310-GNSS), Cat M1/NB2 (ME310G1) i Wi-Fi/BLE (WE310F5) kompatybilne pin-to-pin, umożliwiając zaprojektowanie pojedynczego układu PCB i wdrożenie dowolnej kombinacji technologii 2G, 4G i krótkiego zasięgu. WE310F5 łączy Wi-Fi i Bluetooth Low Energy (BLE5), aby zapewnić niedrogie i szybkie rozwiązanie dla producentów urządzeń IoT, którzy chcą dodać łączność bezprzewodową do swoich aplikacji.

Kompleksowe zabezpieczenia IoT dzięki Telit OneEdge

Zero-touch i secure boot są częścią oprogramowania Telit OneEdge, wielokrotnie nagradzanego, innowacyjnego pakietu oprogramowania z wbudowanymi modułami, bezpiecznymi i łatwymi w użyciu narzędziami. OneEdge pozwala programistom uprościć projektowanie, wdrażanie i zarządzanie rozwiązaniem IoT, skracając czas wprowadzania na rynek i całkowity koszt posiadania. OneEdge zapewnia wszechstronne możliwości zarządzania urządzeniami. Umożliwiają one nadzorcom dostęp do danych o urządzeniu (np. modelu, numeru seryjnego, wersji sprzętu i oprogramowania, źródła zasilania, poziomu naładowania baterii i innych), zapewniając, że każde urządzenie ma najbardziej aktualne oprogramowanie, a także aplikację do monitorowania stanu i zdalnego rozwiązywania problemów.

Zdalne zarządzanie urządzeniami zapewnia prawidłowe i bezpieczne działanie urządzeń IoT po wdrożeniu. Ponieważ technicy nie muszą fizycznie odwiedzać urządzenia aby nim zarządzać lub go aktualizować, zmniejsza to wysiłek operacyjny wymagany do utrzymania floty urządzeń IoT.

OneEdge obejmuje również zarządzanie łącznością. Telit monitoruje łączność z siecią komórkową i jakość łącza każdego urządzenia, umożliwiając nadzorcy przeglądanie szczegółowych informacji o połączeniu z siecią komórkową za pośrednictwem bezpiecznego portalu internetowego.

Zapobiegaj cyberatakom, zanim się pojawią

Obawy związane z bezpieczeństwem IoT są uzasadnione, ale nie muszą zakłócać planów wdrożenia IoT. Ważne, aby podejmować odpowiednie wewnętrzne środki bezpieczeństwa i znaleźć partnera, który zapewni narzędzia i wiedzę, które pomogą zbudować bezpieczne i skalowalne rozwiązanie.

REKLAMA

eprasa.pl 1405f3fee5

Przegląd otwartych narzędzi dla układów FPGA

Otwarte narzędzia, służące do tworzenia oprogramowania dla mikrokontrolerów jednoukładowych, są powszechnie stosowane w projektach komercyjnych od dłuższego czasu. Obecnie jakość kodu generowanego przez kompilatory dla architektury ARM jest na tyle duża, że producentom środowisk programistycznych nie opłaca się tworzyć autorskich rozwiązań. Coraz powszechniejszą praktyką wśród producentów narzędzi komercyjnych jest tworzenie środowiska IDE wraz z odpowiednimi kreatorami, które wewnętrznie wykorzystują kompilator GCC, pozwalając, za pomocą kilku ruchów myszką, wygenerować szkielet projektu dla wybranego mikrokontrolera. Zupełnie inaczej wygląda sytuacja w przypadku narzędzi, służących do projektowania urządzeń, opartych na układach FPGA.

W przypadku układów FPGA do niedawna jedynym rozwiązaniem było skorzystanie z komercyjnych narzędzi, dostarczanych przez producentów. Narzędzia tego typu, w podstawowej wersji, są zazwyczaj darmowe, jednak nie mamy możliwości wglądu w kod źródłowy, co może być problemem dla niektórych rodzajów projektów. Przygotowanie otwartych narzędzi dla układów FPGA jest zadaniem zdecydowanie bardziej skomplikowanym w porównaniu do kompilatorów, gdzie dostępna jest specyfikacja instrukcji maszynowych procesora oraz ich kody maszynowe. Dzięki dokumentacji ISA niezależni programiści mogą bez większych kłopotów opracować odpowiednie narzędzia jak, kompilator asembler, itd., na bazie dokumentacji dostarczanej przez producenta. W przypadku układów FPGA dokumentacja dla pliku binarnego, służącego do konfiguracji FPGA oraz szczegóły architektoniczne są najczęściej pilnie strzeżoną tajemnicą. Dlatego opracowanie otwartych narzędzi wymaga wcześniejszego zastosowania inżynierii wstecznej, co jest zadaniem czasochłonnym. Należy wziąć pod uwagę, że nie wszystkie zawiłości uda się odkryć tym sposobem, a zatem finalne rezultaty mogą znacząco odbiegać od komercyjnych rozwiązań. Z drugiej strony, producenci oprogramowania, z uwagi na nakład czasu i środków poświęconych na rozwój narzędzi oraz przewagę konkurencyjną, nie mogą sobie pozwolić na publikację kodów źródłowych. Niemniej sytuacja nie jest tak beznadziejna, jak mogłoby się wydawać, ponieważ niektóre typy układów FPGA, wykorzystaniu podstawowej dokumentacji dostarczanej przez producenta oraz inżynierii wstecznej, zostały bardzo dobrze rozpracowane. Miłośnicy otwartych rozwiązań mogą się pokusić o stworzenie własnego sprzętu w pełni wolnego od komercyjnych rozwiązań. Obecnie, z otwartymi narzędziami najlepiej współpracują układy rodziny Lattice ICE40 oraz ECP5. Niektóre układy firmy XILINX udoskonalono pod tym względem, ale do poprawnej pracy nadal konieczne jest użycie narzędzia **bitgen** pochodzącego z pakietu ISE, więc nie możemy powiedzieć, że na tę chwilę jest to rozwiązanie całkowicie otwarte.

Przegląd narzędzi open source

Zanim przejdziemy do przeglądu dostępnych narzędzi, spójrzmy, jak wygląda synteza projektu w układzie FPGA (**tabela 1**).

Proces syntezy wygląda podobnie dla większości układów i rozpoczyna się od analizy oraz syntezy pliku źródłowego (najczęściej Verilog, VHDL), w wyniku czego powstaje ogólna lista połączeń, czyli schemat wewnętrzny układu. Lista jest generyczna i na tym etapie nie zawiera cech specyficznych dla topologii konkretnego układu FPGA. W kolejnym kroku „Place and Route" następuje proces rozmieszczenia oraz optymalizacji elementów, z uwzględnieniem topologii i architektury wybranego układu tak, aby długość połączeń wewnętrznych była jak najkrótsza, a liczba użytych elementów LUT jak najmniejsza. Efektem jest lista połączeń, specyficzna dla danego układu, która w kroku asemblacji zamieniana jest na plik *bitstream*, opisujący sposób połączenia bloków wewnętrznych układu. Plik ten jest dalej wykorzystywany bezpośrednio do konfiguracji FPGA lub do zaprogramowania pamięci konfiguracyjnej.

Odrębnym etapem jest analiza projektu, na który składa się analiza czasowa oraz symulacja logiczno-behawioralna, wykonywana bezpośrednio na komputerze PC, pozwalająca sprawdzić poprawność logiczną utworzonego projektu. W przypadku symulacji i wizualizacji, podobnie jak poprzednio, pliki HDL są syntezowane do ogólnej listy połączeń, zmienianej na model behawioralny, który może być symulowany bezpośrednio na komputerze PC. Efektem symulacji jest plik, zawierający przebiegi czasowe działającego układu, który możemy poddać analizie pod kątem poprawności.

Jeśli chodzi o języki HDL, wspierane przez narzędzia open source, to obecnie wsparcie skupione jest na języku Verilog. VHDL wspierany jest w mniejszym stopniu, głównie w charakterze eksperymentalnym.

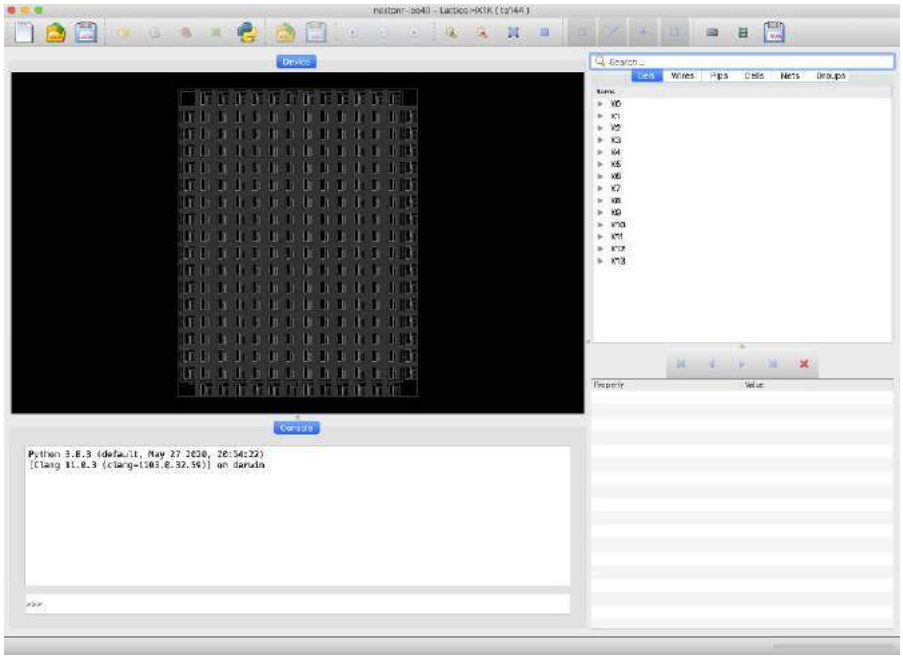
Przegląd rozpoczynamy od narzędzi związanych z symulacją oraz wizualizacją projektów, co jest zadaniem prostszym, ponieważ nie

Tabela 1. Synteza projektu w układzie FPGA

Analiza i synteza	HDL → NetLista.
Place and Route	Netlista → Netlista specyficzna dla układu.
Asembler	Netlista specyficzna dla układu → bitstream.
Analiza czasowa	Analiza zależności czasowych. Sprawdzenie założeń czasowych.
Symulacja i wizualizacja	Symulacja i wizualizacja oraz analiza układu na komputerze PC.

eprasa.pl 1405f3fee5

wymaga specyficznych danych na temat architektury wybranego układu. Tutaj najbardziej kompleksowym narzędziem jest „*Icarus Verilog*" (*http://iverilog.icarus.com/home*), dostępny na licencji GPL. Pakiet ten wspiera Verilog w standardzie 1995/2001/2005 oraz częściowo SystemVerilog. Kompilator zapewnia bardzo dokładną analizę składni i z reguły wykrywa dużo więcej problemów niż narzędzia komercyjne, a zatem świetnie nadaje się na etapie projektowania oraz symulacji. W wyniku działania narzędzia powstaje model behawioralny, który jest kompilowany do kodu pośredniego VVP. Kod pośredni może być uruchamiany za pomocą interpretera VVP, w efekcie czego powstaje plik wynikowy z przebiegami wyjściowymi. Tak powstały plik może być przeglądany za pomocą narzędzia GTKWave, które jest szeroko wykorzystywane przez wszelkiego rodzaju narzędzia symulacyjne. Symulacja działa niezbyt szybko, co jest główną wadą programu, ponieważ wykorzystywany jest kod pośredni, który musi być interpretowany przez maszynę wirtualną VVP.



Rysunek 1. Edytor graficzny NextPNR

Innym przydatnym narzędziem podczas symulacji i testowania może być projekt „*Verilator*" (*https://github.com/verilator/verilator*), dostępny na licencji LGPL, który również może być używany do symulacji układu na maszynie docelowej. W przeciwieństwie do poprzednio omówionego narzędzia, zamienia on kod Verilog na kod w języku C++, który następnie może być skompilowany z wykorzystaniem dowolnego kompilatora. Dzięki takiemu rozwiązaniu symulacja przebiega dużo szybciej, z uwagi na natywne wykonywanie kodu maszynowego przez procesor. Dodatkowo, do wygenerowanego kodu mogą być dodawane własne elementy programu w języku C++, dzięki czemu układ, który chcemy symulować, możemy połączyć z innym rzeczywistym sprzętem, np. wykorzystując porty GPIO płytki z Linuxem. Innym przykładowym zastosowaniem, w przypadku gdy mamy zaimplementowany jakiś procesor dla FPGA (np. RISCV), jest możliwość uruchamiania kodu dla tego procesora w trybie symulacji. Rozwiązanie to nie jest pozbawione wad, a największy problem to brak możliwości pisania bezpośrednio kodu testowego „test bench", ze względu na nieobsługiwane komendy, które nie są syntezowane do bramek logicznych. Dlatego w klasycznych przypadkach dużo lepszym rozwiązaniem będzie wykorzystanie oprogramowania „*Icarus Verilog*", który jest typowym narzędziem symulacyjnym.

Jeśli ktoś jest zainteresowany językiem VHDL, to narzędziem godnym uwagi jest GHDL (*http://ghdl.free.fr*), który podobnie jak *Verilator* zamienia VHDL bezpośrednio na kod maszynowy, wykorzystując wewnętrzne wywołania kompilatora GCC lub LLVM, do wygenerowania kodu maszynowego, który może być uruchomiony na komputerze. Wynikiem działania programu jest plik wynikowy z przebiegami czasowymi symulacji gHDL, który następnie może być analizowany.

Przejdźmy teraz do narzędzi związanych z syntezą układu w rzeczywistych układach FPGA. Tutaj wybór jest zdecydowanie mniejszy. Do dyspozycji mamy w zasadzie trzy narzędzia:

- Yosys: *http://www.clifford.at/yosys/about.html*
- Odin II: *https://github.com/verilog-to-routing/vtr-verilog-to-routing/tree/master/ODIN_II*
- Berkley ABC: *https://github.com/berkeley-abc/abc*

Dwa ostatnie narzędzia wykorzystywane są głównie w zastosowaniach akademickich oraz do badania różnych algorytmów „Place and Route", bez konkretnej implementacji dla układów FPGA. W związku z powyższym jedynym wyborem pozostaje **Yosys**, który zapewnia wsparcie dla układów **Xilinx7** oraz **Lattice iCE40**. Jest to stosunkowo nowe narzędzie, napisane w nowoczesny sposób, z wykorzystaniem języka C++. Jego główna zaleta to uywanie z bibliotek dedykowanych bloków dla układów FPGA, np. jeżeli w konkretnym układzie będziemy mieli zintegrowany komponent **BLOCK RAM**, **yosys** umożliwi nam skorzystanie z niego. Głównym ograniczeniem narzędzia jest to, że obecnie wspierany jest jedynie Verilog, ale w przyszłości planowane jest dodanie wsparcia dla VHDL.

Przejdźmy teraz do narzędzi związanych z rozmieszczaniem bloków oraz trasowaniem połączeń, umożliwiających przejście od ogólnej listy połączeń do netlisty, specyficznej dla danego układu. Na działanie tego typu narzędzi składają się następujące kroki: zgrupowanie elementów w większe bloki; rozmieszczenie poszczególnych bloków w układzie FPGA tak, aby znajdowały się jak najbliżej siebie; połączenie bloków jak najkrótszymi ścieżkami tak, aby osiągnąć jak największą częstotliwość pracy układu. Programy realizujące takie zadania to:

- **VPR**: (Versatile Placement and Routing) *https://www.eecg.utoronto.ca/~vaughn/vpr/vpr.html*
- **ArachnePNR**: *https://github.com/YosysHQ/arachne-pnr*
- **NextPNR**: *https://github.com/YosysHQ/nextpnr*

VPR jest wykorzystywany głównie w środowisku naukowym, do badania algorytmów „Place and Route" i nie znajduje zastosowań praktycznych. Kolejne narzędzie **ArachnePNR** jest narzędziem specyficznym dla układów *Lattice iCE40. O*becnie, wsparcie dla niego zostało zarzucone, choć po dzień dzisiejszy jest powszechnie wykorzystywany w niektórych projektach. Wadą jest również to, że nie działa optymalnie.

Współcześnie polecanym narzędziem jest program **NextPNR**, który jest narzędziem niezależnym od układu. Aktualnie wspiera rodziny układów firmy Lattice: *iCE40* oraz *ECP5*. Trwają prace nad wsparciem dla układów firmy Xilinx. Dzięki modułowej budowie w łatwy sposób może być rozszerzany o wsparcie dla kolejnych rodzin układów. **NextPNR** zawiera również edytor graficzny, umożliwiając ręczne rozmieszczenie i trasowanie najbardziej krytycznych czasowo elementów (**rysunek 1**).

Ostatnim elementem potrzebnym do przygotowania projektu dla FPGA jest proces asemblacji, przekształcający listę komponentów specyficzną dla danego układu na *bitstream*, umożliwiający konfigurację układu docelowego. Jest to jeden z najpilniej strzeżonych przez producentów układów fragment specyfikacji. Z tej przyczyny format pliku konfiguracyjnego *bitstream* w otwartych narzędziach jest odtwarzany za pomocą inżynierii wstecznej. Do realizacji tego

eprasa.pl 1405f3fee5

zadania w zasadzie jedynym dostępnym otwartym narzędziem jest oprogramowanie **IceStorm**, współpracujące z rodziną układów iCE40.

Instalacja oprogramowania

Z uwagi na najlepsze wsparcie dla otwartych narzędzi, skupimy się na przygotowaniu oprogramowania, służącego do współpracy z układami iCE40 firmy Lattice. Są to stosunkowo nieskomplikowane oraz tanie układy, zawierające od 384 do 7680 komórek LUT, zawierają zintegrowaną pamięć **BlockRAM** o wielkości do 128 kilobitów, oraz pętlę PLL. Zawierają również zintegrowane kontrolery I²C oraz SPI, które mogą być wykorzystywane do konfiguracji układu za pomocą zewnętrznej pamięci czy mikrokontrolera. Istotną cechą z amatorskiego punktu widzenia jest to, że występują również w łatwych do montażu, w warunkach amatorskich, obudowach TQFP. Instalację środowiska opiszemy na przykładzie systemów operacyjnych Linux oraz OSX. W przypadku Windows z użyciem środowiska MINGW, proces instalacji będzie wyglądał podobnie.

Ubuntu Linux

Proces instalacji rozpoczynamy od kompilacji pakietu **IceStorm.** W tym celu należy doinstalować zależności za pomocą komendy `apt`:

```
sudo apt install build-essential clang bison
flex libreadline-dev gawk tcl-dev libffi-dev git
mercurial graphviz xdot pkg-config python python3
libftdi-dev qt5-default python3-dev libboost-all-dev
cmake libeigen3-dev
```

W kolejnym kroku należy pobrać z repozytorium git kod źródłowy pakietu **IceStorm**, skompilować go, a następnie zainstalować w systemie, co możemy zrealizować za pomocą sekwencji następujących komend:

```
git clone https://github.com/cliffordwolf/icestorm.
git icestorm
cd icestorm
make -j$(nproc)
sudo make install
```

Poprawność instalacji pakietu możemy potwierdzić, wpisując polecenie: `iceprog help`. Program zgłosi się listą dostępnych opcji.

Kolejnym narzędziem, które będziemy musieli zainstalować, to jest pakiet **nextPNR**. Do prawidłowej kompilacji potrzebna jest biblioteka QT5, którą możemy doinstalować za pomocą polecenia:

```
sudo apt install qt5-default
```

Po instalacji potrzebnych bibliotek możemy przystąpić do kompilacji oraz instalacji programu za pomocą następujących poleceń:

```
git clone https://github.com/YosysHQ/nextpnr nextpnr
cd nextpnr
cmake -DARCH=ice40 -DCMAKE_INSTALL_PREFIX=/usr/
local .
make -j$(nproc)
sudo make install
```

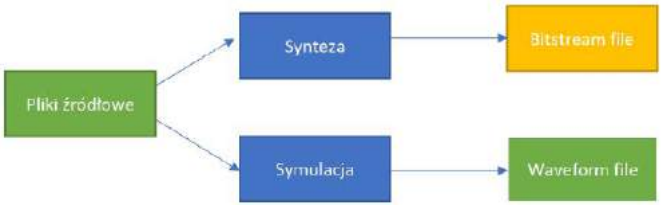
Weryfikację poprawności instalacji możemy przeprowadzić, wydając komendę: `nexpnrice40gui`, co spowoduje wyświetlenie okna programu, służącego do manualnego trasowania.

Do syntezy projektu brakuje nam jeszcze programu **Yosys.** Procedura instalacji oraz kompilacji przebiega podobnie jak w przypadku pozostałych projektów:

```
git clone https://github.com/cliffordwolf/yosys.git
yosys
cd yosys
make -j$(nproc)
sudo make install
```

Mamy już wszystkie narzędzia niezbędne do syntezy projektu w prawdziwym układzie. Potrzebować będziemy jeszcze narzędzi, służących do symulacji oraz wizualizacji – „Icarus Verilog" oraz „GTKWave". Ponieważ Ubuntu dysponuje tymi pakietami w managerze pakietów, wystarczy je doinstalować za pomocą polecenia:

```
sudo apt install iverilog gtkwave
```



Rysunek 2. Synteza oraz symulacja przykładowego projektu

Po wykonaniu powyższych czynności mamy już kompletne środowisko, które możemy wykorzystać do projektowania sprzętu, z wykorzystaniem układów FPGA rodziny iCE40.

OS-X

Instalacja oprogramowania dla systemu Mac OSX, dzięki managerowi pakietów **brew** oraz przygotowanym pakietom, jest zdecydowanie prostsza od instalacji w systemie Linux. Pierwszą czynnością, jeśli nie korzystaliśmy nigdy wcześniej z managera pakietów **brew**, jest jego instalacja według instrukcji, zamieszczonej na stronie domowej projektu: *https://brew.sh.*

Kiedy zainstalowaliśmy manager **brew,** możemy przystąpić do właściwej instalacji potrzebnych narzędzi, rozpoczynając od dodania odpowiedniego TAP-u:

```
brew tap lucckb/openfpga
```

W kolejnym kroku należy doinstalować potrzebne oprogramowanie, wpisując następujące polecenia:

```
brew install yosys
brew install icestorm
brew install nextpnr --without-arch-ecp5
brew install icarus-verilog
brew cask install gtkwave
```

Po wykonaniu powyższych czynności środowisko potrzebne do projektowania układów FPGA w systemie OSX jest gotowe do pracy.

Proces syntezy i symulacji przykładowego projektu

Spójrzmy teraz, w jaki sposób przeprowadzana jest synteza oraz symulacja przykładowego projektu, który będzie się składał z następujących plików:

- *blink_top*.v – główny moduł projektu, opisujący układ,
- *blink.v* – jeden z modułów projektu, implementujący przykładowy komponent,
- *blink_tb.v* – główny moduł, służący do symulacji tzw. *test bench*,
- *icecore_pins.pcf* – plik opisujący mapowanie modułu głównego do fizycznych wyprowadzeń układu FPGA.

Cykl projektowania możemy podzielić na dwa odrębne etapy (**rysunek 2**): symulacja, w wyniku której powstaje wynikowy plik, zawierający diagram przebiegów wyjściowych; synteza, tworząca w rezultacie plik *bitstream*, który może być wykorzystany do zaprogramowania pamięci konfigurującej układ FPGA.

Podczas symulacji wykorzystywany będzie plik *blink_tb.v*, stanowiący główny moduł symulacyjny, oraz plik *blink.v*, który stanowi jedyny moduł projektu. Plik *blink_top.v*, nie jest używany, ponieważ stanowi on moduł główny projektu, stosowany do syntezy. Do procesu symulacji wykorzystamy narzędzie „*Icarus Verilog*", wywołując je z linii komend w następujący sposób:

```
iverilog -o blink.vvp blink_tb.v blink.v
vvp blink.vvp -lxt2
```

Pierwsza komenda dokonuje kompilacji plików źródłowych do kodu pośredniego, w wyniku której powstaje plik *blink.vvp*, stanowiący kod dla maszyny wirtualnej **vvp**. Druga komenda uruchamia maszynę wirtualną, która wykonuje plik *blink.vvp*, w efekcie czego, zgodnie z zawartością pliku *blink_tb.v*, powstaje plik zawierający diagramy, będące efektem symulacji. Tak powstały plik możemy otworzyć bezpośrednio w programie *GTKWave*, w efekcie czego ujrzymy

eprasa.pl 1405f3fee5

przebiegi wewnątrz projektowanego układu (**rysunek 3**). W programie służącym do przeglądania przebiegów możemy wybrać interesujące nas sygnały i przeglądać je w całości lub oglądać ich fragmenty.

W procesie syntezy będziemy wykorzystywać pliki: *blink_top.v*, stanowiący główny moduł projektu *blink.v* oraz *icecore_pins.pcf*, opisujący mapowanie wejść i wyjść do fizycznych wyprowadzeń układu. Ponieważ mapowanie w komercyjnych środowiskach najczęściej realizowane jest w sposób graficzny, omówimy nieco szerzej zawartość tego pliku projektu, która wygląda w sposób następujący:

```
set_io clk 60
set_io led[0] 49 # B81/GBin5 L0
Blue led / S2 button
set_io led[1] 52 # B82/GBin4 L1
Green led / S1 button
set_io led[2] 55 # B91 L3 Yellow
led
set_io led[3] 56 # B94 cs Red led
```

Deklaracja modułu głównego projektu wygląda tak:

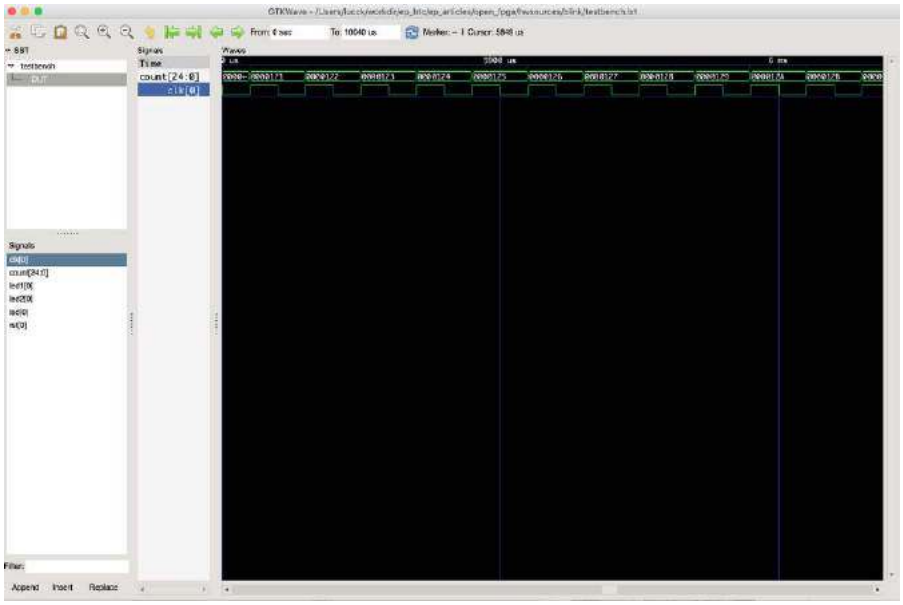
```
module chip (
        // 25MHz clock input
        input  clk,
        // Led outputs
        output [3:0] led
);
```

Poszczególne linie pliku mapującego zawierają zestaw komend *set_io*, nazwę sygnału w module głównym, a następnie numer fizycznego wyprowadzenia sygnału w układzie FPGA. Opcjonalnie możemy również dodać własny komentarz, posługując się znakiem #. Ponieważ w przykładowym projekcie wykorzystujemy obudowę TQFP, oznaczenia wyprowadzeń występują w postaci numerycznej.

Wróćmy teraz do głównego tematu, czyli syntezy, która realizowana jest w kilku krokach za pomocą następujących komend:

```
yosys -q -p "synth_ice40 -json blink.json" blink.v
blink_top.v
nextpnr-ice40 --hx8k --package tq144:4k --json blink.
json --asc blink.asc --pcf icecore_pins.pcf
icepack blink.asc blink.bin
```

W pierwszym poleceniu wywołujemy narzędzie **yosys** odpowiedzialne za wygenerowanie pliku netlisty. Jako pierwszy argument przekazywana jest opcja *synth_ice40*, pozwalająca na skorzystanie z modułów specyficznych dla rodziny układów iCE40. Następny argument *json* nakazuje wygenerowanie listy połączeń w formacie JSON. Jako kolejne argumenty przekazywane są nazwy wszystkich plików źródłowych, które biorą udział w syntezowaniu układu. Wynikiem działania polecenia jest plik o nazwie *blink.json*, zawierający listę połączeń.



Rysunek 3. Przebiegi wewnątrz projektowanego układu

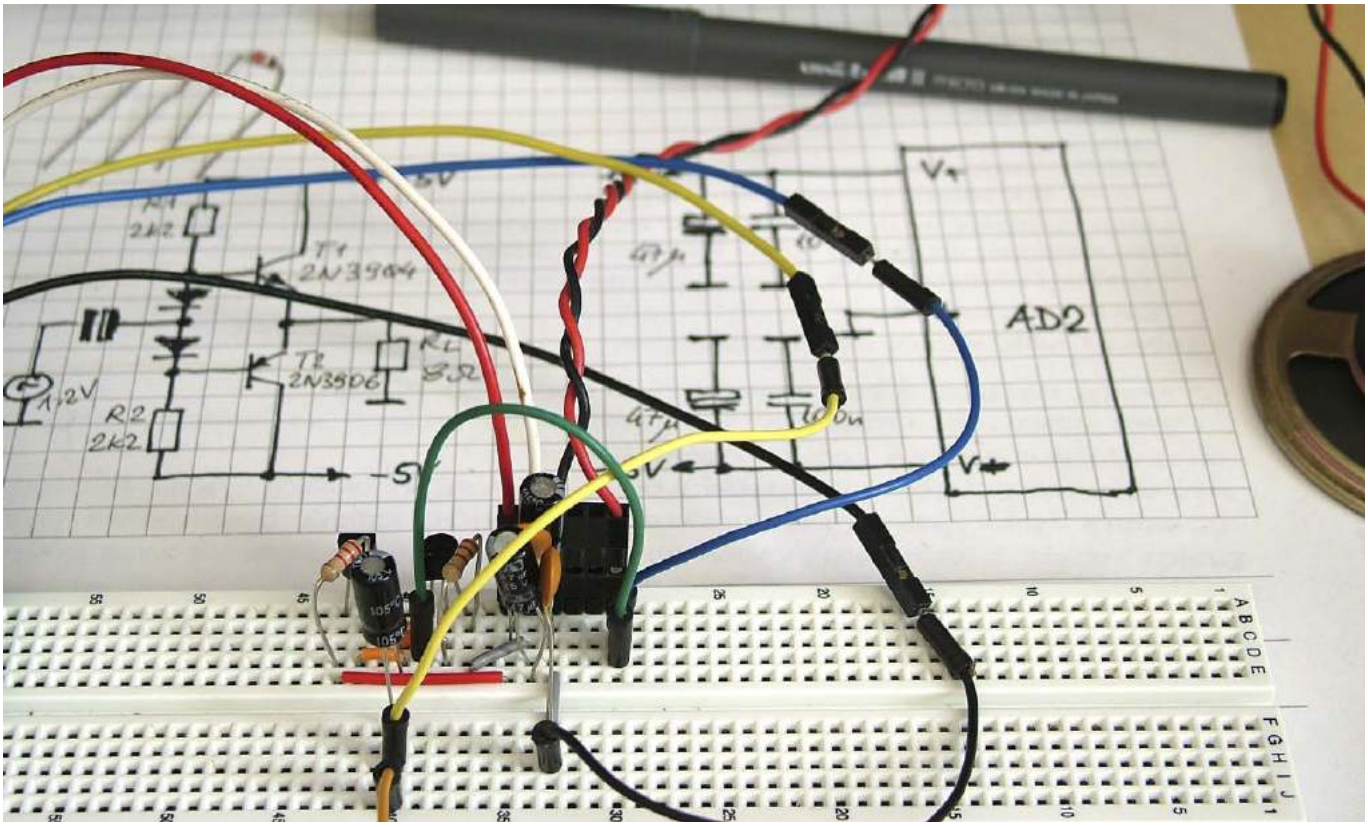
Polecenie **nextpnr-ice40** odpowiedzialne jest za mapowanie komponentów oraz trasowanie połączeń wewnątrz układu FPGA. Pierwszy argument zawiera typ układu, dla którego syntezowany jest projekt, natomiast drugi argument zawiera rodzaj obudowy wybranego układu. Jako argument *json* przekazujemy plik z listą połączeń, wygenerowany wcześniej za pomocą narzędzia **yosys**. Kolejny argument *asc* określa nazwę pliku wyjściowego, natomiast w ostatnim argumencie przekazujemy plik, zawierający mapowanie wyprowadzeń układu. Wynikiem działania polecenia jest powstanie listy połączeń w postaci tekstowej, specyficznej dla układu iCE40.

W ostatnim poleceniu wywołujemy program **icepack**, którego zadaniem jest przekształcenie listy połączeń z postaci tekstowej do wynikowego pliku *bitstream*. Jako pierwszy argument polecenie przyjmuje netlistę specyficzną dla układu, wygenerowaną za pomocą narzędzia **nextpnr-ice40**, natomiast drugi argument stanowi nazwa pliku wyjściowego, który będzie zawierał finalny plik z zawartością *bitstream* dla układu FPGA. Tak powstały plik możemy następnie wykorzystać do konfiguracji układu FPGA lub zaprogramowania układu pamięci, z której układ FPGA odczyta konfigurację.

Lucjan Bryndza, EP
lucjan.bryndza@boff.pl

TRADYCYJNA **JESIENNA PROMOCJA** PRENUMERATY
10 = 12 + 3
PATRZ STRONĘ 2

eprasa.pl 1405f3fee5



Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (14)

Wzmacniacze w klasach A, B i AB

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

O klasach wzmacniaczy napisano już tyle publikacji, że trudno dodać coś nowego. Wydaje się, że najmniej materiałów można znaleźć na temat symulacji wzmacniaczy w kontekście ich pracy w różnych klasach. Niniejszy cykl artykułów doskonale wpisuje się więc w tę tematykę. Po wstępnych symulacjach z zastosowaniem programu LTspice jak zwykle zweryfikujemy pomiary w układzie rzeczywistym. Zajmiemy się jedynie klasami A, B i AB.

Mówiąc o klasach wzmacniaczy, nie mamy bynajmniej na myśli ich konfiguracji układowej. Klasa definiuje punkt pracy elementów czynnych (tranzystory, lampy). Jest to równoznaczne z określeniem kąta przepływu prądu przez pojedynczy element czynny przy sterowaniu wzmacniacza sygnałem sinusoidalnym. W artykule zajmujemy się wzmacniaczami zbudowanymi w oparciu na tranzystorach bipolarnych.

Symulacja wzmacniacza w klasie A

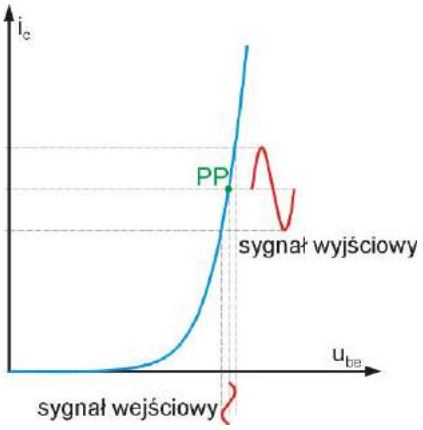
Zaczynamy od podstawowej klasy wzmacniaczy, jaką jest klasa A. Chociaż spotykane są wzmacniacze mocy pracujące w klasie A, to jednak pomimo ogólnie niezłych parametrów należą do rzadkości, o czym będzie jeszcze mowa w dalszej części artykułu. W klasie A pracuje natomiast większość typowych wzmacniaczy napięciowych.

Kąt przepływu prądu przez element czynny wzmacniacza klasy A jest równy 360°. Oznacza to, że tranzystor musi być przez cały czas pracy utrzymywany w stanie aktywnym, a więc musi przez niego płynąć prąd, nawet w stanie spoczynku, czyli bez sygnału sterującego. Ze względu na minimalizację zniekształceń nieliniowych punkt pracy tranzystora (PP) powinien być obierany na liniowym odcinku charakterystyki $I_c=f(U_{be})$ (**rysunek 1).** Może się to wiązać z koniecznością przepuszczania względnie dużego prądu spoczynkowego. Działanie wzmacniacza klasy A sprawdzimy na prostym przykładzie. Podobny problem był już rozpatrywany w 1. odcinku cyklu, w którym zajmowaliśmy się wzmacniaczem w konfiguracji OE (WE, wspólny

eprasa.pl 1405f3fee5

emiter). Obliczenia nie są jednak skomplikowane, szybko więc je powtórzymy. Schemat wzmacniacza zamieszono na **rysunku 2**.

Zakładamy zastosowanie tranzystora NPN małej mocy typu 2N3904. Przyjmiemy prąd kolektora równy 11 mA i spoczynkowe napięcie na kolektorze równe 2,5 V. Wzmocnienie powinno wynosić ok. 10 V/V. Zatem rezystor kolektorowy R3 jest równy:



Rysunek 1. Ustalenie punktu pracy wzmacniacza klasy A

$$R_3 = \frac{U_Z - U_C}{I_C} = \frac{5-2,5}{11m} = 227\Omega$$

Przyjmujemy 220 Ω. Wzmocnienie jest równe w przybliżeniu stosunkowi rezystora kolektorowego do emiterowego, przy założonym wzmocnieniu rezystancja R_E jest równa 22 Ω. Napięcie na emiterze wyniesie w przybliżeniu:

$$U_E \approx I_C \cdot R_E = 11m \cdot 22 = 0,242V$$

Z charakterystyki tranzystora 2N3904 wynika, że dla prądu emitera 11 mA napięcie U_{BE} jest równe 0,712 V. Napięcie na bazie wyniesie zatem $U_E+U_{BE}=0,242+0,712=0,954$ V. Na podstawie danych katalogowych przyjmujemy, że wzmocnienie prądowe zastosowanego tranzystora jest równe 300, co daje prąd bazy:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{11m}{300} = 36,7\mu A$$

Przez rezystor R1 polaryzujący bazę tranzystora przepuścimy prąd 10-krotnie większy od prądu bazy. R1 będzie więc równy:

$$R_1 = \frac{U_Z - U_B}{\frac{10I_C}{\beta}} = \frac{5-0,954}{367\mu} = 11024\Omega$$

Przyjmujemy R1=10 kΩ. Prąd płynący przez R1 wyniesie:

$$I_{R_1} = \frac{U_Z - U_B}{R_1} = \frac{5-0,954}{10k} = 404,6\mu A$$

Pozostało obliczenie R2:

$$R_2 = \frac{U_B}{I_{R_1} - I_B} = \frac{0,954}{404,6\mu - 36,7\mu} = 2593\Omega$$

Przyjmujemy 2,7 kΩ.

Sprawdzamy, na ile obliczenia potwierdzą się w LTspice. Uruchamiamy symulację `.OP`. Na **rysunku 3** mamy wyniki ze wszystkimi parametrami stałoprądowymi. Jeśli porównamy je z wartościami zakładanymi, okazuje się, że nie różnią się o więcej niż 7%. Pamiętając, że przyjmowaliśmy wartości elementów z szeregu, należy uznać, że jest to wynik bardzo dobry.

Teraz sprawdzimy parametry wzmacniacza dla prądu zmiennego. W celu określenia wzmocnienia napięciowego wprowadzamy trzy polecenia:

```
.meas TRAN uwepp PP V(we)
.meas TRAN uwypp PP V(wy)
.meas TRAN ku PARAM uwypp/uwepp
```

Zmierzymy również zawartość harmonicznych, w tym współczynnik THD. W celu uzyskania jak największej dokładności obliczeń, wprowadzamy opcje:

`.options plotwinsize=0` – blokada kompresji danych,
`.options numdgt=7` – włączenie podwójnej precyzji obliczeń,
`.four 1000 10 200 v(we)  v(wy)` – włączenie analizy harmonicznych.

Dodatkowo w poleceniu uruchamiającym symulację skracamy krok obliczeń do 100 ns, godząc się na nieco wydłużony czas oczekiwania na wyniki:

```
.tran 0 200m 100m 100n
```

Obliczone parametry odczytujemy typowo, tj. otwierając okno logów błędów („View → SPICE Error Log"). Na końcu wszystkich widocznych w tym oknie danych znajdujemy pozycję ku. Jest to wzmocnienie napięciowe, które w symulacji wyniosło 8,91548 V/V wobec zakładanego 10 V/V. Nie mniej niż wzmocnienie interesują nas oczywiście zniekształcenia harmoniczne. Współczynnik THD dla sygnału wyjściowego osiągnął wartość 0,830591%. Całkiem nieźle jak na wzmacniacz zaprojektowany w 5 minut.

Pomiary wzmacniacza w klasie A

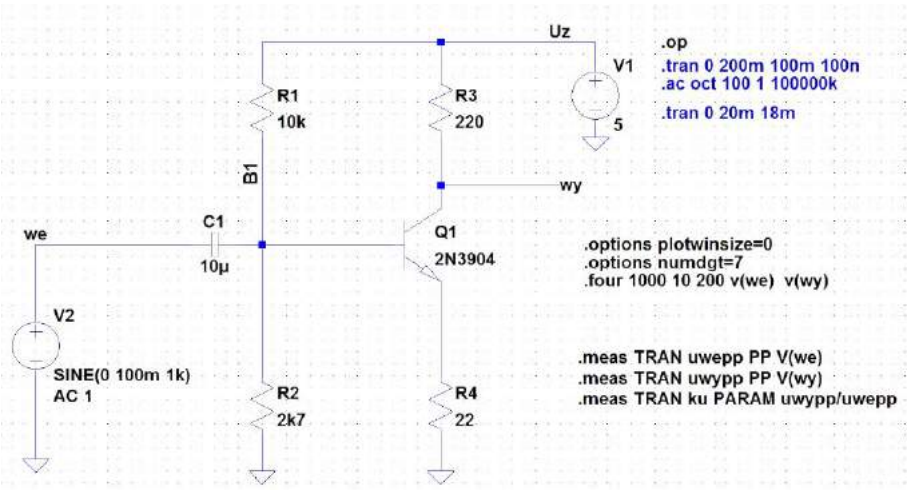
I teraz to, na co czekaliśmy, a więc pomiar układu rzeczywistego. Montaż jest bardzo prosty, nie zajmuje więc wiele czasu. Uruchamiamy program WaveForms, a w nim zasilacz, oscyloskop i generator. Kanał 1. posłuży do obserwacji przebiegu wejściowego, kanał 2. do wyjściowego. Uaktywniamy zasilacz napięcia dodatniego, ustawiamy napięcie +5 V, a następnie włączamy włącznik globalny.

W oscyloskopie włączamy opcję „Measure", a w niej definiujemy pomiary napięć średnich („Average") i AC RMS w obu kanałach. Definiujemy również dla wygody pomiar wzmocnienia, dodając w oknie „Custom Global" poniższy skrypt:

```
var wzm = 0
var d1 = Scope.Channel1.measure("AC RMS")
var d2 = Scope.Channel2.measure("AC RMS")
wzm=d2/d1
```

Przykładając jedną z sond oscyloskopowych do emitera, bazy i kolektora przy braku sygnału wejściowego mierzymy napięcia wyznaczające punkt pracy. I znowu, z inżynierską dokładnością odpowiadają one założeniom i symulacji. Po włączeniu generatora (kanał 1., amplituda=100 mV, częstotliwość=1 kHz, offset=0) odczytujemy wzmocnienie wzmacniacza w oknie „Measurements". Okazuje się, że w rzeczywistości wzmocnienie jest nawet bliższe obliczeniom niż w symulacji i wynosi 10,21 V/V (**rysunek 4**). Nieco gorzej wypadł natomiast pomiar zawartości harmonicznych przeprowadzony z użyciem narzędzia Spectrum Analyzer. W pomiarach układu rzeczywistego zawartość harmonicznych wyniosła –39,93 dBc, co opowiada 1,01%.

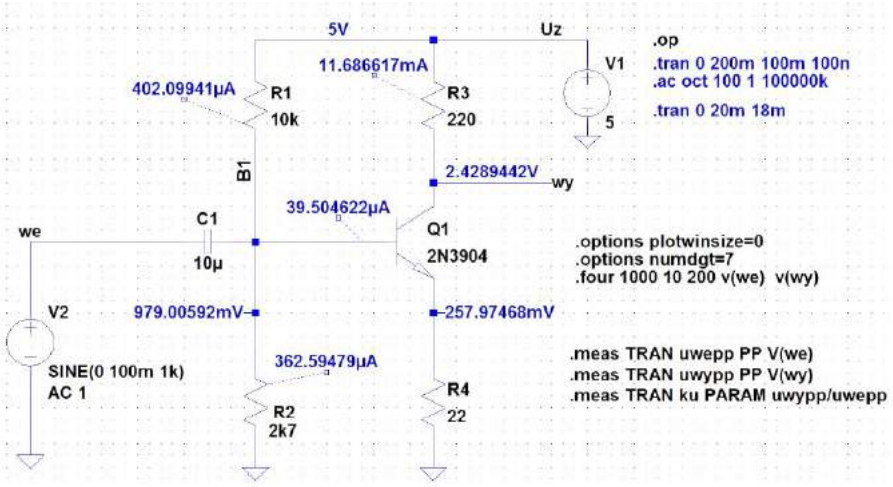
Wybranie punktu pracy tranzystora na liniowym odcinku jego charakterystyki ma niekwestionowaną zaletę związaną z małymi zniekształceniami nieliniowymi, jednak taka koncepcja jest okupiona koniecznością



Rysunek 2. Schemat ideowy wzmacniacza pracującego w klasie A

eprasa.pl 1405f3fee5

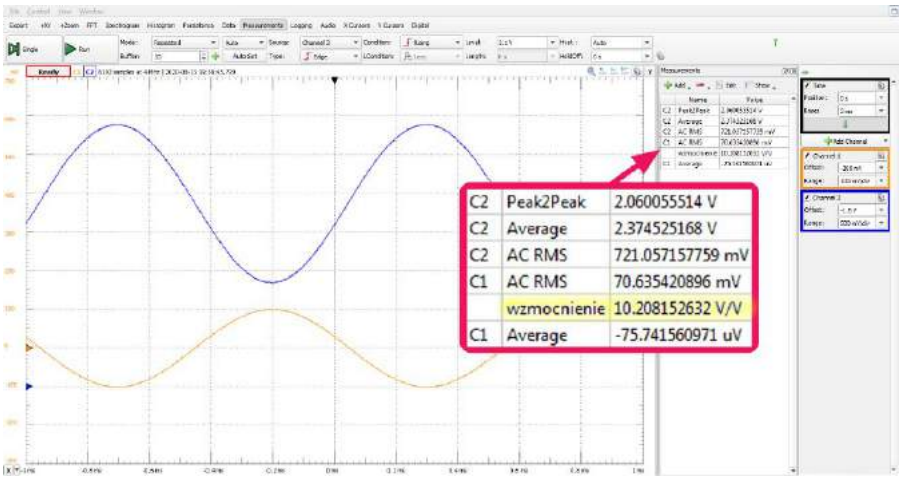
przepuszczania ciągłego prądu w obwodzie. Prąd, który płynie przez element czynny bez względu na wielkość sygnału wejściowego, a nawet wtedy, gdy go nie ma, powoduje wydzielanie jakiejś mocy. Jest to oczywiście moc strat, która bezproduktywnie jedynie podgrzewa tranzystor. Można wprawdzie doszukać się w tym pewnych pozytywów, jaką jest na przykład termiczna stabilizacja punktu pracy, ale niska sprawność nieprzekraczająca w praktyce ok. 25% jest czynnikiem zdecydowanie zniechęcającym do budowy takich wzmacniaczy. Nie oznacza to, że producenci sprzętu audio całkowicie zrezygnowali z tej klasy wzmacniaczy. Ich użytkownicy, jeśli tacy się znajdą, muszą być przygotowani raczej na wysokie koszty eksploatacji.



Rysunek 3. Parametry stałoprądowe rozpatrywanego wzmacniacza klasy A

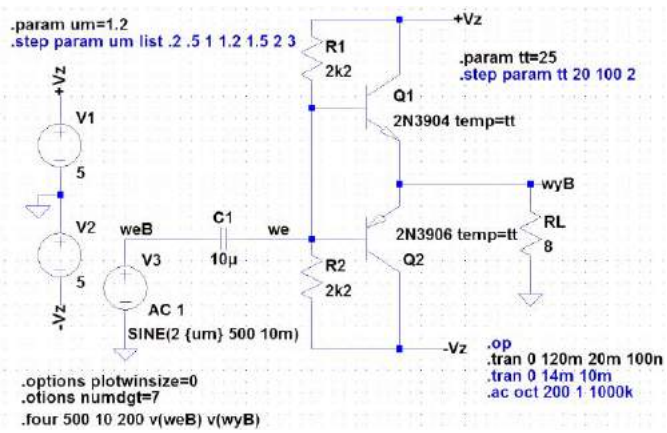
Wzmacniacz w klasie B

Konstruktorzy poszukiwali innych rozwiązań, które pozwoliłyby uniknąć wad wzmacniaczy klasy A. Pierwsze, co nasuwa się na myśl, to opracowanie takiego układu polaryzacji tranzystora, aby możliwe było wyeliminowanie przepływu prądu przy braku sygnału. Punkt pracy musi być zatem przesunięty poza obszar przewodzenia tranzystora. Jeśli przyjmiemy, że do realizacji wzmacniacza zostanie zastosowany tranzystor NPN zasilany napięciem dodatnim, to powstaje jednak problem ze wzmacnianiem ujemnych połówek sygnału wejściowego. W całym tym zakresie tranzystor pozostaje przecież w stanie zatkania i nie przewodzi prądu. Rozwiązanie jest proste, ale wymaga użycia drugiego, komplementarnego tranzystora (PNP) i drugiego zasilacza. Pozostaje także problem połączenia w całość obu niezależnie wzmacnianych połówek. Biorąc pod uwagę fakt, że zawsze aktywny jest tylko jeden tranzystor, można bez większych obaw połączyć je bezpośrednio ze sobą. Przykładowy schemat przygotowany do symulacji w programie LTspice pokazano na **rysunku 5.** Zasadę działania takiego układu przedstawiono na **rysunku 6.** Tranzystor Q1 wzmacnia dodatnie (niebieskie) połówki, Q2 natomiast wzmacnia połówki ujemne (zielone). Kąt przewodzenia tranzystora we wzmacniaczu klasy B jest równy 180°. Wyjście wzmacniacza jest wyprowadzone z emiterów tranzystorów. Zakładamy, że obciążeniem będzie miniaturowy głośnik o impedancji 8 Ω.



Rysunek 4. Przebieg wejściowy i wyjściowy wzmacniacza klasy A

Wzmacniacz zasilono dwoma symetrycznymi napięciami. Z uwagi na przewidywane użycie do pomiarów zestawu Analog Discovery 2 wybrano napięcia +5 V i –5 V. Przy dołączeniu zestawu AD2 tylko do USB (bez zasilania zewnętrznego) dostępne zasilacze mogą dostarczyć całkowitą moc równą 500 mW, podczas gdy nie zakładamy znacznego przekroczenia mocy 10 miliwatów. Jest to wartość na tyle mała, że do realizacji wzmacniacza wystarczą popularne tranzystory typu 2N3904 (NPN) i 2N3906 (PNP) stanowiące parę komplementarną. Ich dopuszczalne parametry, takie jak ciągły prąd kolektora 200 mA, całkowita moc strat równa 625 mW, są więc w zupełności wystarczające.



Rysunek 5. Schemat badanego wzmacniacza pracującego w klasie B

Przy założeniu, że skuteczna moc 10 mW będzie wydzielana na oporności 8 Ω, napięcie skuteczne na obciążeniu wyniesie:

$$U_{sk} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{10m \cdot 8} = 0,283V$$

Napięcie maksymalne (amplituda przebiegu sinusoidalnego) będzie więc równe:

$$U_m = U_{sk} \cdot \sqrt{2} = 0,4V$$

Analogiczne oszacowanie prądu:

$$I_{sk} = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{10m}{8}} = 35,4mA$$

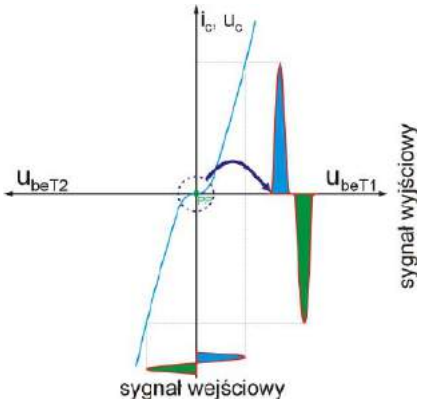
$$\mathrm{I_m} = I_{sk} \cdot \sqrt{2} = 50mA$$

Do oszacowania wielkości sygnału sterującego wzmacniaczem należy jeszcze uwzględnić spadek napięcia na złączu baza-emiter aktywnego tranzystora. Z charakterystyki $I_c=f(U_{be})$ wyznaczonej za pomocą LTspice wynika, że dla prądu 50 mA napięcie U_{be} wynosi ok. 0,767 mV (**rysunek 7**). Ostatecznie napięcie sterujące powinno mieć amplitudę:

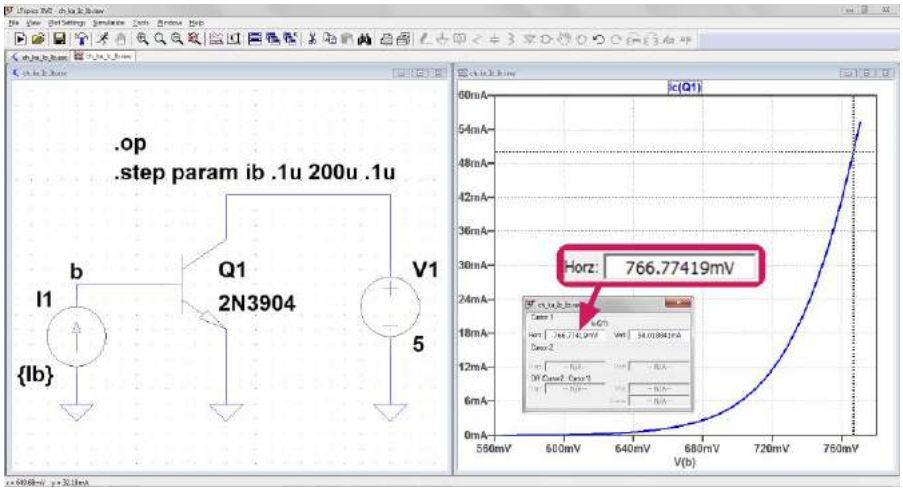
$$U_{we_m} = U_m + U_{be} = 0,4 + 0,767 = 1,167V$$

Przyjmiemy do symulacji i pomiarów wartość 1,2 V. Jest to napięcie wymagane do prawidłowego wysterowania wzmacniacza. Powinien to zapewnić odpowiednio zaprojektowany wzmacniacz napięciowy.

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 6. Ilustracja zasady działania wzmacniacza klasy B

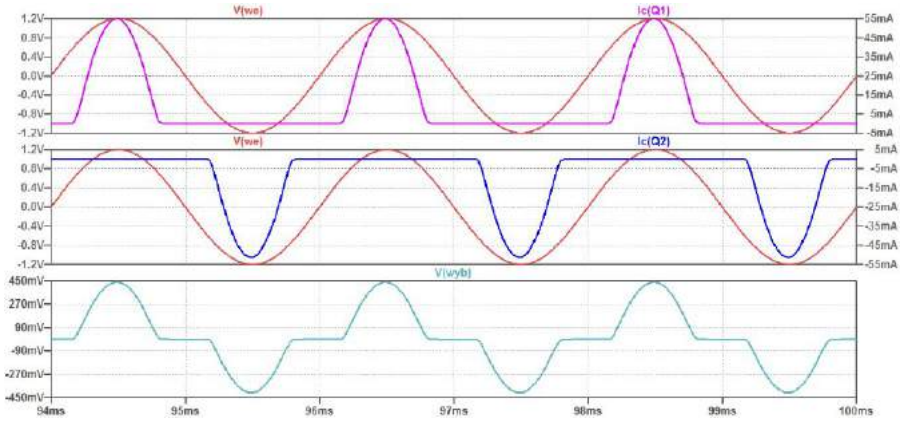


Rysunek 7. Charakterystyka I_c=f(U_{be}) wyznaczona w symulatorze LTspice

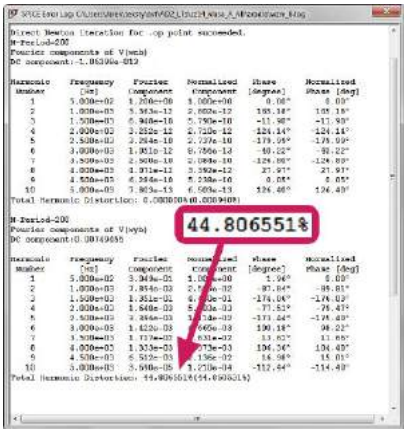
My jednak nie będziemy się nim zajmować, a do prób i pomiarów użyjemy generatora zestawu Analog Discovery 2. Rezystory R1 i R2 zapewniają statyczny punkt pracy tranzystorów. Dla symetrycznych napięć zasilających napięcie na bazach powinno być równe zero, rezystory będą więc miały równe wartości – przyjmujemy 2,2 kΩ.

Symulacja wzmacniacza w klasie B

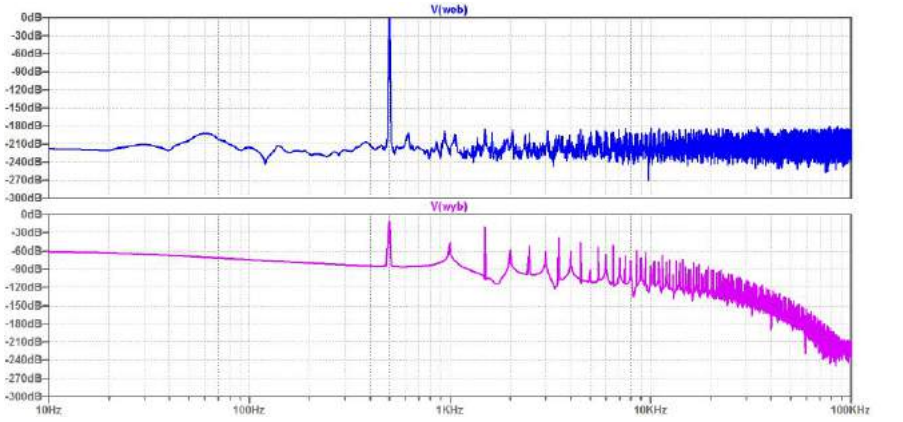
Schemat wzmacniacza w klasie B przygotowany do symulacji pokazano już na rysunku 5. Wyjaśnień wymagają użyte opcje i polecenia. Źródło sygnału wejściowego V3 generuje przebieg sinusoidalny o częstotliwości 500 Hz i amplitudzie 1,2 V. Jest on załączany z opóźnieniem 10-milisekundowym od chwili startu



Rysunek 8. Przebiegi prądów kolektora oraz napięcia wejściowego i wyjściowego symulowanego wzmacniacza klasy B

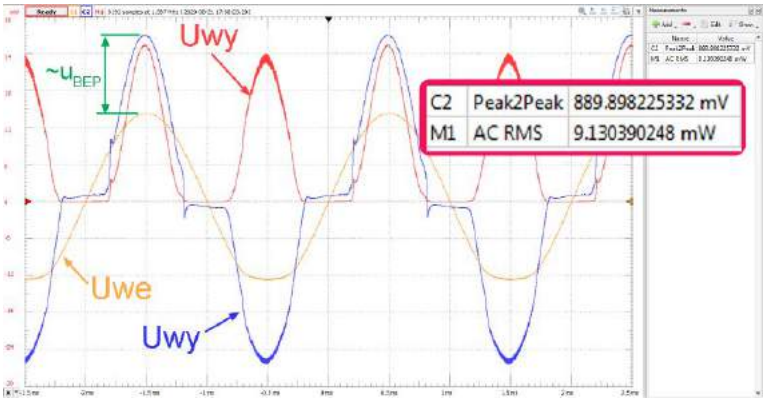


Rysunek 9. Pomiar zawartości harmonicznych wzmacniacza klasy B



Rysunek 10. Widmo sygnału wyjściowego symulowanego wzmacniacza klasy B

symulacji, co pozwoli ewentualnie zbadać zachowanie się wzmacniacza bez sygnału. Pojawia się tu dodatkowy problem sprzężenia generatora z wejściem wzmacniacza. Na wejściu, w punkcie „we", panuje napięcie równe 0 V. Dołączenie kondensatora elektrolitycznego, np. 10 µF, przy zerowym offsecie napięcia wyjściowego generatora skutkowałoby brakiem polaryzacji elektrolitu, co nie jest stanem prawidłowym. Można tego uniknąć, stosując kondensator monolityczny, ale rozsądna pojemność, np. 1 µF, dość znacznie obcięłaby pasmo wzmacniacza w zakresie dolnych częstotliwości. Dolna częstotliwość 3-decybelowa przesunęłaby się z ok. 34 Hz do 140 Hz. Pozostawimy zatem kondensator elektrolityczny 10 µF i zastosujemy sygnał generatora z offsetem 2-woltowym.

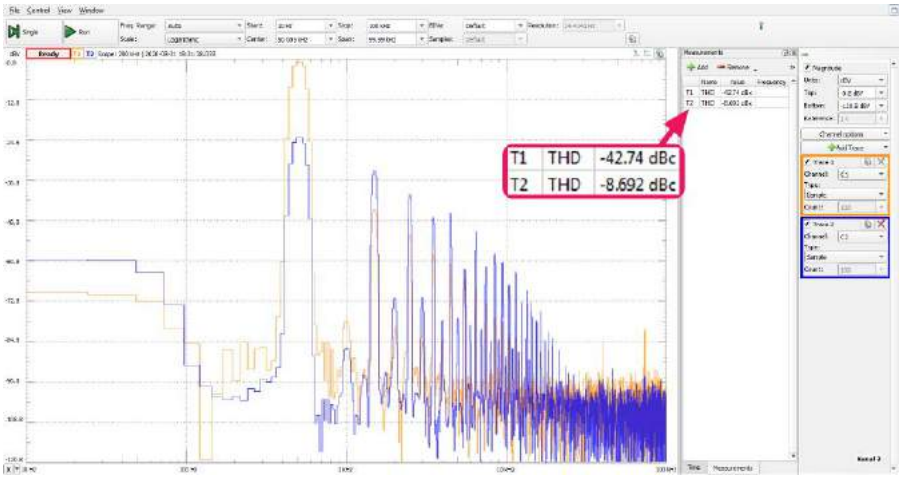


Rysunek 11. Przebiegi wejściowe i wyjściowe wzmacniacza klasy B

eprasa.pl 1405f3fee5

Ze względu na planowane badanie widma sygnałów funkcją FFT oraz analizę harmonicznych poleceniem `.four` ustawiamy takie same opcje, jak czyniliśmy to dla wzmacniacza klasy A (`.options numdgt=7`, `.options plotwinsize=0`). Zmniejszono również krok obliczeń do 100 ns w poleceniu `.tran`.

Na uwagę zasługuje też możliwość ustawienia temperatury wybranych elementów. Zakładając, że tranzystory będą się lekko podgrzewać w czasie pracy, warto sprawdzić, na ile wpłynie to na pracę wzmacniacza. Ustawianie temperatury elementu jest realizowane przez dodanie opcji `temp=tt` w polu typu elementu. Temperatura jest zadawana parametrycznie poleceniem `.param tt=25` (25°C na sztywno) lub `.step param tt 20 100 2` płynnie od 20 do 100°C co 2°C. Wszystko już jest chyba jasne, zaczynamy.



Rysunek 12. Widmo sygnału wyjściowego wzmacniacza rzeczywistego

Po uruchomieniu symulacji wprowadzamy w oknie wykresów 3 panele (prawy przycisk myszki w oknie wykresów, a następnie wskazanie opcji „Add Plot Pane i tak 3 razy). Klikamy na pierwszy (górny) panel i na schemacie wskazujemy kolektor tranzystora Q1. Chcielibyśmy obserwować przebieg prądu kolektora na tle sygnału wejściowego, klikamy więc dodatkowo na wejście wzmacniacza (punkt „we"). Podobnie postępujemy z panelem 2. Po kliknięciu na niego wprowadzamy prąd kolektora tranzystora Q2 i napięcie wejściowe. W 3. panelu umieszczamy przebieg wyjściowy (punkt „wyB"). Będziemy go obserwować w pomiarach układu rzeczywistego. Wynik symulacji przedstawiono na **rysunku 8.**

Patrzymy na dolny wykres. Hm, czy coś poszło nie tak? Nie. Wszystko jest w porządku. Niestety, zniekształcenia sygnału wyjściowego wynikają z przesunięcia punktu pracy poza obszar przewodzenia tranzystora. Do jego otwarcia konieczne jest napięcie ok. 0,6 V i jest to taka strefa martwa, w której nic się nie dzieje. Dopiero po przekroczeniu napięcia wejściowego powyżej ok. 0,6 V tranzystor zaczyna wzmacniać. W sygnale wyjściowym pojawiają się tzw. zniekształcenia skrośne. Aż boję się zajrzeć do wyników pomiaru zniekształceń, ale cóż – lepsza zła prawda niż żadna. Wyniki uzyskujemy po wybraniu opcji „View → SPICE Error Log". W pierwszej części wyników podane są parametry dla sygnału wejściowego. Tu wszystko jest w porządku: THD=0%. Kolejna porcja danych dotyczy sygnału wyjściowego i tu jest prawdziwa tragedia: THD=44,8% (**rysunek 9**). Tego chyba nie da się słuchać. Z ciekawości szybko zmontowałem układ rzeczywisty i sprawdziłem brzmienie wzmacniacza na mocnym uderzeniu. Z pewnością nikt z Czytelników nie chciałby słuchać „Highway to hell" na takim sprzęcie.

Sprawdźmy jeszcze z ciekawości, jak wygląda widmo sygnału wyjściowego. Teraz już chyba nie będzie zaskoczenia. Uruchamiamy okno FFT („View → FFT"), a następnie wskazujemy sygnały V(web) i V(wyb). W oknie FFT uaktywniamy dwa panele i do górnego wprowadzamy widmo sygnału wejściowego, a do dolnego wyjściowego. Możemy ponadto ograniczyć zakres obserwacji do 100 kHz. Wprowadzamy kursor myszki na opis osi częstotliwości, klikamy prawym przyciskiem i wprowadzamy parametr Right=100 kHz. Wykresy przedstawiono na **rysunku 10.** Co tu komentować? Harmonicznych jest niemal tyle samo co sygnału podstawowego. Można zaobserwować, że wyraźnie silniejsze są harmoniczne nieparzyste, ale parzystych też jest sporo.

Wniosek z tego eksperymentu jest jeden. Lepsze jest wrogiem dobrego. Chcieliśmy usprawnić wzmacniacz klasy A pod kątem niepotrzebnego zużycia energii, i to się udało, ale własności użytkowe, przynajmniej z punktu widzenia zastosowań w akustyce, są opłakane. Wzmacniacze pracujące w klasie B zupełnie nie nadają się dla koneserów muzyki słuchanej w dobrej jakości. Mogą być natomiast stosowane w układach sterowania mocą w systemach automatyki itp., gdzie jakość sygnału nie ma istotnego znaczenia.

Pomiary wzmacniacza w klasie B

Po wstępnej symulacji wzmacniacza klasy B przyszła kolej na pomiary układu rzeczywistego. Już wiemy, jakich wyników możemy się spodziewać. Nie robimy więc sobie wielkiej nadziei na spektakularny efekt, przynajmniej w pozytywnym znaczeniu. Dla porządku jednak sprawdzimy, na ile wyniki symulacji potwierdzą się w pomiarach.

Schemat jest dokładnie taki sam jak w symulacji. Dodatkowo zastosowano kondensatory filtrujące zasilanie: 10 μF i 100 nF dla każdego napięcia. Układ ma tendencję do wzbudzania się. Źródłem sygnału wejściowego będzie kanał 1. generatora arbitralnego Analog Discovery 2. Ustawiamy amplitudę 1,2 V i częstotliwość 500 Hz, tak jak w symulacji. Przebiegi oglądamy na oscyloskopie. Kanał 1. mierzy sygnał wejściowy, kanał 2. sygnał wyjściowy. Niespodzianki nie ma, przebiegi przypominają te z symulacji, choć widoczne są pewne asymetrie (**rysunek 11**). Celowe będzie zdefiniowanie kanału użytkownika, na którym zmierzymy moc oddawaną do obciążenia. Nie jest to pomiar bardzo wiarygodny, gdyż zakłada stałą oporność obciążenia, gdy tymczasem impedancja użytego głośnika może ulegać nawet dość znacznym zmianom w funkcji częstotliwości. Wyniki pomiarów potwierdziły te z symulacji. Moc wydzielana w głośniku jest równa 9,13 mW, wobec zakładanej ok. 10 mW.

Pozostaje jeszcze to najgorsze, czyli pomiar zniekształceń harmonicznych THD i sprawdzenie widma sygnału wyjściowego. Do określenia tych parametrów korzystamy z narzędzia Spectrum Analyzer Analog Discovery 2. Sygnał nadal jest pobierany z kanału 1. generatora AD2. Jego parametry nie ulegają zmianie. W celu uzyskania współczynników THD uruchamiamy opcję „Measurements", a w niej dodajemy pozycje: Trace1 → Dynamic → THD" (pomiar zniekształceń sygnału wejściowego) oraz Trace2 → Dynamic → THD" (pomiar zniekształceń sygnału wyjściowego) – **rysunek 12**. Aby upodobnić wykres pomiaru widma z wykresem z symulacji, wybieramy opcję „Scale=Logarithmic". Wyniki zamieniamy z jednostek dBc na procenty, podobnie jak to robiliśmy w przypadku wzmacniacza klasy A:

– sygnał wejściowy: –42,74 dBc = 0,73%

– sygnał wyjściowy: –8,692 dBc = 36,76%

Wyraźnie zauważalny wzrost harmonicznych sygnału wejściowego wynika ze względnie niskiej impedancji wejściowej wzmacniacza i ograniczonej wydajności prądowej generatora. Jego sygnał jest minimalnie obcinany od dołu, co powoduje wzrost harmonicznych. Sygnał nieobciążonego generatora ma THD na poziomie –78,8 dBc (0,01%). Zawartość harmonicznych na wyjściu (37%) nie dziwi, choć jest mniejsza, niżby to wynikało z symulacji.

Dla formalności pozostaje jeszcze sprawdzenie pasma przenoszenia, do czego używamy narzędzia Network Analyzer (**rysunek 13**). Okazuje się, że dolna 3-decybelowa częstotliwość wynosi ok. 34 Hz,

eprasa.pl 1405f3fee5

natomiast górna sięga zakresów megahercowych, nawet z podbiciem dla ok. 1,9 MHz. Nie dziwi więc tendencja do wzbudzania się wzmacniacza.

Symulacja wzmacniacza w klasie AB

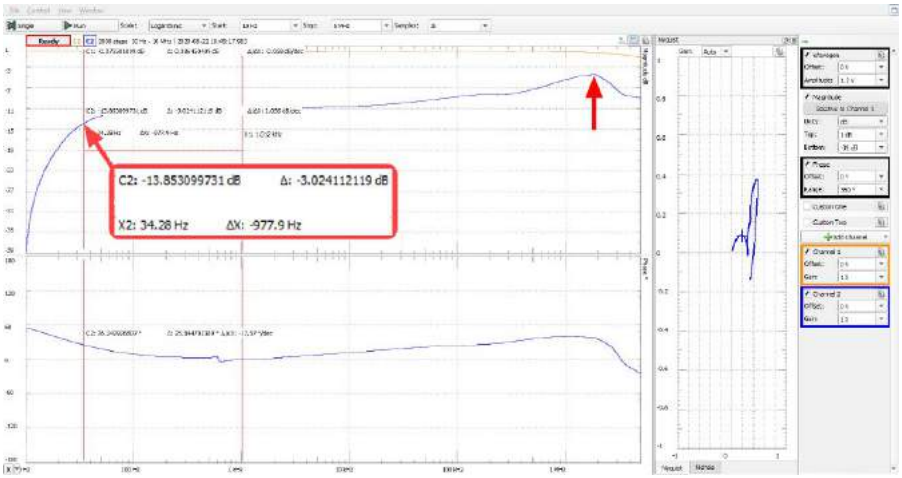
Symulacja i pomiary wzmacniacza pracującego w klasie B nie dały choćby zadowalających wyników. Czy jest jakaś metoda, aby je poprawić. Popatrzmy jeszcze raz na rysunek 6. Gdyby udało się jakąś metodą dosunąć do siebie charakterystyki obu tranzystorów, możliwa by była eliminacja martwej strefy. Popatrzmy jeszcze raz na fragment przebiegu wyjściowego wzmacniacza klasy B (rysunek 11). Łatwo zauważyć, że różnica napięć maksymalnych sygnału wejściowego i wyjściowego jest równa w przybliżeniu napięciu U_{BE} przewodzącego tranzystora. Jeśli więc między bazy tranzystorów wstawimy dwie diody krzemowe, to będą one pełniły funkcję przesuwników napięcia, tym samym zrealizujemy w praktyce dosunięcie do siebie charakterystyk (**rysunek 14**). Mówimy, że wzmacniacz o takiej konfiguracji pracuje w klasie AB, kąt przepływu jest większy niż 180° i mniejszy niż 360°. Sprawdźmy tę koncepcję najpierw w symulacji.

Na **rysunku 15** pokazano schemat ideowy narysowany w edytorze schematów programu LTspice. Wszystkie nastawy są skopiowane z poprzedniej symulacji, doszła jedynie komenda definiująca temperaturę diod (`.param td=25`). Wyniki przedstawiono na **rysunku 16**. Po wprowadzonych zmianach wzmacniacz ma parametry znacznie lepsze, choć szału nie ma. W sygnale wyjściowym obserwujemy tylko nieznaczne zniekształcenia w pobliżu przejścia przez zero, a zawartość harmonicznych zmalała do ok. 5%. Tego powinno dać się już słuchać, wiele tanich radyjek łazienkowych prawdopodobnie nie ma lepszych parametrów.

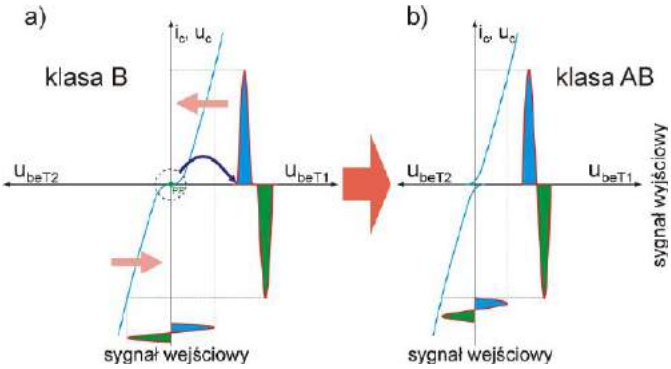
Pomiary wzmacniacza w klasie AB

Pozostała już tylko praktyczna weryfikacja symulacji. Przeróbka wzmacniacza nie jest duża, to zaledwie dodanie dwóch diod do układu. A efekt? Faktycznie, zdumiewająco dobry. Można powiedzieć, że to zupełnie nowa jakość. Najpierw porównajmy wizualnie przebiegi wyjściowe w fizycznych wzmacniaczach klasy B i AB (**rysunek 17**). W tym celu najpierw zmierzymy napięcie wyjściowe wzmacniacza klasy B i zapiszemy go jako przebieg referencyjny (zielony). Następnie zmodyfikujemy wzmacniacz, dodając diody i ponownie zmierzymy przebieg wyjściowy (niebieski). Czułości wszystkich kanałów (250 mV/dz), w tym referencyjnego, są takie same, co pozwala porównać wzajemne relacje wielkości wszystkich sygnałów.

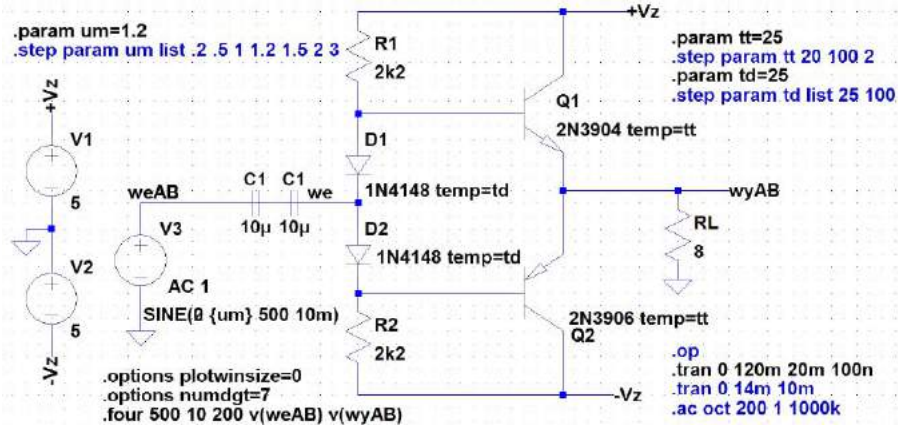
A teraz najważniejszy pomiar – określenie zawartości harmonicznych. Jeszcze raz na chwilę wrócimy do wzmacniacza klasy B, aby na jednym wykresie nanieść jego widmo jako przebieg odniesienia Trace3. Będzie on następnie zestawiony z widmem przebiegu wyjściowego wzmacniacza AB (Trace 2). Korzystając z opcji Measure, mierzymy współczynniki THD obu wzmacniaczy dla sygnału



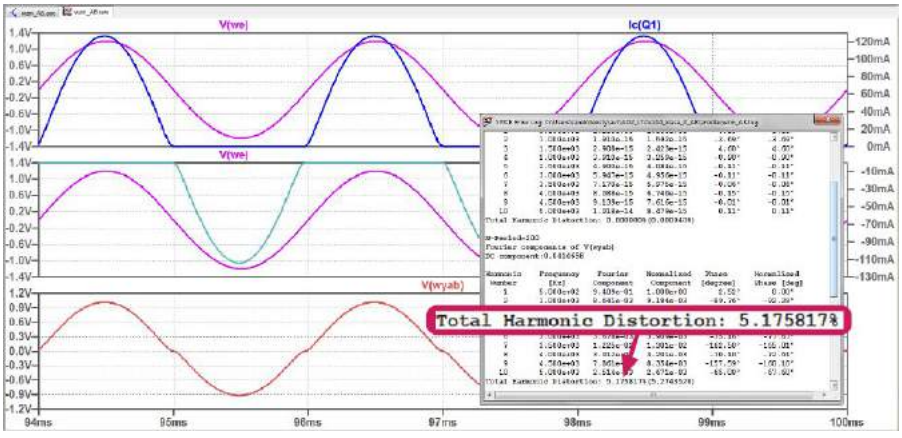
Rysunek 13. Pomiar pasma przenoszenia rzeczywistego wzmacniacza klasy B



Rysunek 14. Ilustracja zasady działania wzmacniacza klasy AB



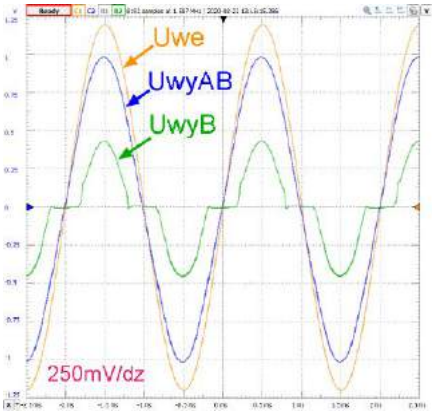
Rysunek 15. Schemat symulowanego wzmacniacza klasy AB



Rysunek 16. Wyniki symulacji wzmacniacza klasy AB

eprasa.pl 1405f3fee5

o częstotliwości 500 Hz. Wyniki przedstawiono na **rysunku 18**. Wzmacniacz klasy B ma THD=–7,829 dBc, co odpowiada 40,6%, natomiast wzmacniacz klasy AB ma THD=–38,17 dBc, czyli 1,23%. W obu przypadkach jest to wynik lepszy niż w symulacjach. Uważny Czytelnik zauważy pewnie, że wyniki tego pomiaru są nieco inne niż analogiczne pomiary wykonywane wcześniej. Układ był jednak przemontowywany, mogły się też zmienić warunki zewnętrzne.



Rysunek 17. Porównanie przebiegów wyjściowych wzmacniaczy klasy A, B i AB

Problem temperatury

Konstruktorzy wzmacniaczy akustycznych starają się projektować je z użyciem jak najmniejszej liczby kondensatorów. Po pierwsze dlatego, że często mają one dość duże pojemności i zakres napięcia pracy, a to wiąże się z ich niemałymi wymiarami. Po drugie dlatego, że elementy te charakteryzują się małą odpornością na procesy starzeniowe. Szczególnie podatne na to są tanie wyroby mało znanych producentów. Serwisanci sprzętu audio rozpoczynają zwykle swoją pracę nad wzmacniaczem od profilaktycznej wymiany wszelkich elektrolitów w układzie. Nierzadko zdarza się, że pojemność kondensatora elektrolitycznego zmienia się po latach nawet kilkakrotnie. Konstrukcja wzmacniaczy klasy B i AB zasilanych napięciami symetrycznymi pozwala uniknąć stosowania elektrolitów przynajmniej wyjściowych, gdyż napięcie na obciążeniu bez sygnału jest teoretycznie równe zero. W stanie spoczynku, bez sygnału, przez obciążenie nie płynie więc żaden prąd. Jednak tranzystory krzemowe charakteryzują się dość dużą zależnością parametrów od temperatury, jeśli więc zmieni się temperatura ich pracy, mogą pojawić się niepożądane prądy kolektorów nawet bez sygnału wejściowego. Potwierdza to symulacja, w której diody utrzymują temperaturę otoczenia, a temperatura tranzystorów wzrośnie z 20 do 100°C. Na **rysunku 19** wyraźnie widoczny jest przepływ prądu kolektora obu tranzystorów w stanie spoczynku bez sygnału wejściowego. Symulację uruchomiono poleceniem `.tran 5m` z opcjami `.step param tt list 20 100` oraz `.param td=25`. Prąd spoczynkowy tranzystora Q1 wzrósł od zera do ok. 19 mA, a Q2 do 17 mA. Widzimy ponadto, że dla dodatniej połówki sygnału wejściowego tranzystor Q2 nie jest całkowicie wyłączany, a powinien.

Na te niedogodności jest na szczęście prosta metoda. Wystarczy umieszczenie tych samych diod, które zapewniają przesunięcie napięcia polaryzacyjnego, na jednym radiatorze z tranzystorami. Nie dość, że zlikwidują one omawiany efekt, to zapewnią również stabilizację temperaturową. Można to łatwo sprawdzić w symulacji, ustalając temperaturę diod równą temperaturze tranzystorów: `.param td=tt` i zmieniając temperaturę tranzystorów `.step param tt list 20 100`.

Podsumowanie

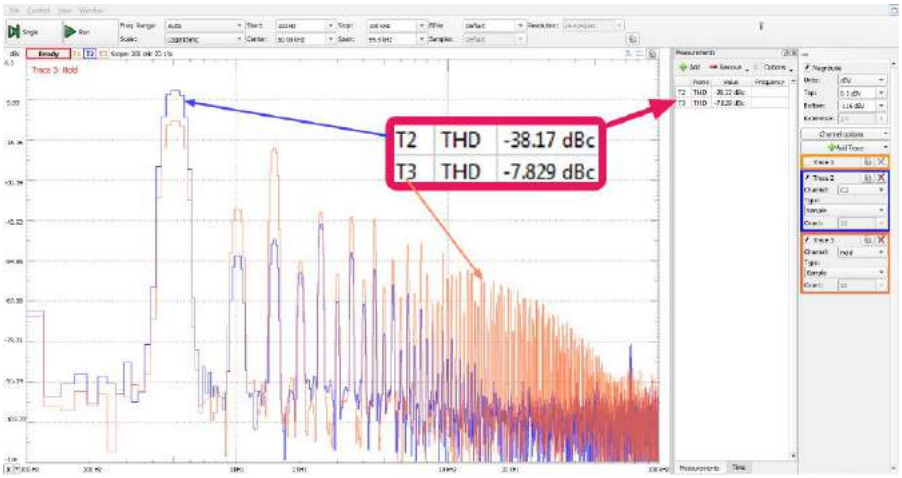
Klas wzmacniaczy jest niemal tyle, ile liter w alfabecie. W artykule rozpatrzono jedynie trzy podstawowe. Można się zastanawiać, co jeszcze można wymyślić. Okazuje się, że można i to bardzo dużo. Liczne koncepcje są realizowane czasami metodą dość dziwnych modyfikacji układowych, stanowiących kompromis między liniowością wzmacniacza a jego wydajnością. Przykładem niech będzie klasa G, w której tranzystory do pewnego zakresu pracują jak w zwykłych wzmacniaczach klasy AB, a po jego przekroczeniu specjalnie skonstruowany przełącznik elektroniczny dołącza dodatkowe, wyższe napięcie zasilające. Dzięki temu możliwe jest uzyskanie wyższej mocy bez zwiększenia zawartości harmonicznych.

Przyzwyczailiśmy się też, że wzmacniacze należą do grupy układów analogowych, tymczasem coraz większym zainteresowaniem cieszą się wzmacniacze klasy D, które ze względu na zasadę działania należy zakwalifikować do układów cyfrowych. Ciągły postęp technologiczny sprawia, że ich parametry są stale podwyższane i mogą w najbliższym czasie stanowić poważną konkurencję dla klasycznych wzmacniaczy analogowych. Wspominałem o tym w jednym z poprzednich odcinków przy okazji omawiania modulacji PWM.

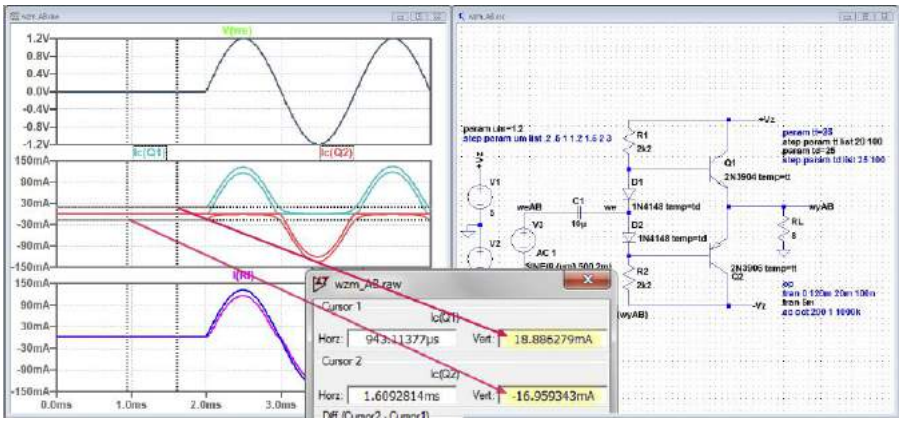
Należy ponadto pamiętać, że wzmacniacze mocy znajdują zastosowanie nie tylko w sprzęcie akustycznym, a tam o ich przydatności decydują często zupełnie inne parametry niż te, które są istotne w akustyce.

Podatność na wzbudzanie się opisywanego w tym odcinku wzmacniacza nakłoniła mnie do zajęcia się problemem stabilności. Jest to tematyka dość złożona, ale może jakoś uda się ją okiełznać do następnego odcinka.

Jarosław Doliński, EP



Rysunek 18. Porównanie widma sygnałów wyjściowych oraz współczynników THD rzeczywistych wzmacniaczy klasy B i AB



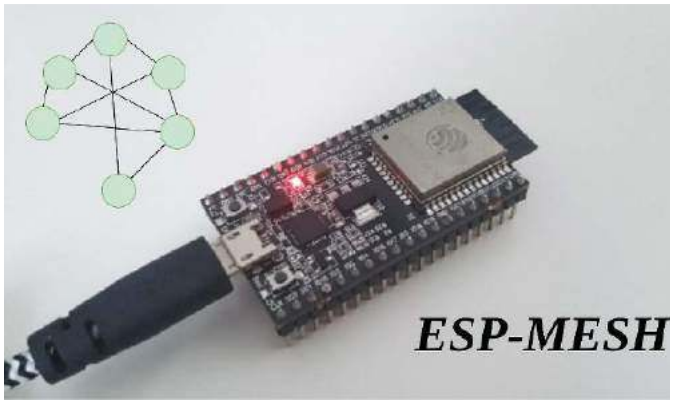
Rysunek 19. Symulacja wpływu zmian temperatury tranzystorów nieskompensowanego wzmacniacza klasy AB na spoczynkowy prąd kolektora

eprasa.pl 1405f3fee5

System komunikacji bezprzewodowej z użyciem modułów ESP32 oraz protokołu ESP-MESH (2)

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

Słowo „mesh" – określające sieci bezprzewodowe o topologii kratowej – przylgnęło do technologii Bluetooth. Organizacja Bluetooth SIG na swojej stronie internetowej reklamuje się hasłem „Mesh networking is blue". Choć topologia kratowa wykorzystywana jest z powodzeniem od czasów powstania pierwszych sieci komputerowych, to dopiero wprowadzenie standardu Bluetooth Mesh w połowie 2017 roku zaowocowało wzrostem zainteresowania konstruktorów urządzeń IoT tą technologią. Czy zatem przystępując do budowy sieci czujników, połączonych w łatwo konfigurowalną i skalowaną sieć Mesh, jesteśmy „skazani" na Bluetooth? Oczywiście, że nie!



W poprzedniej części artykułu omówiliśmy topologie sieci bezprzewodowych oraz dokładną architekturę sieci ESP-MESH. W tej części zaczniemy od strony praktycznej.

Konfiguracja środowiska *esp-idf*

Sprawdźmy zatem w praktyce, jak realizowany jest proces automatycznej konfiguracji sieci oraz wymiany danych pomiędzy węzłami w ramach protokołu ESP-MESH. Od strony sprzętowej wykorzystamy do tego celu zestawy deweloperskie *ESP32-DEVKITC-32* [4], wyposażone w moduł *ESP-WROOM-32D* oraz konwerter USB-UART (bazujący na układzie Silabs CP2102). Całość zmontowana jest na płytce PCB z rastrem wyprowadzeń 2,54 mm (jak na **fotografii tytułowej**).

Działania rozpoczynamy od pobrania i konfiguracji środowiska programistycznego dla układów ESP32 – *esp-idf* (*Espressif IoT Development Framework*). Dla użytkowników systemu Windows przygotowano wygodny w użyciu instalator *esp-idftools-setup-2.3.exe* (zawierający m.in. kompilator, biblioteki oraz środowisko *OpenOCD*). Kompletna instrukcja dla systemów Windows (wraz z instalatorem) została udostępniona pod adresem: ***https://bit.ly/31AheLx***.

W przypadku systemu Linux i dystrybucji Debian/Ubuntu, przed procesem pobrania środowiska *esp-idf*, niezbędne jest samodzielne doinstalowanie wymaganych pakietów:

```
sudo apt-get install git wget libncurses-dev flex \
bison gperf python python-pip python-setuptools \
cmake ninja-build ccache libffi-dev libssl-dev
```

Niektóre wersje dystrybucji Debian/Ubuntu wciąż używają interpretera języka Python w wersji 2 (2.7) – środowisko *esp-idf* wymaga interpretera w wersji 3, zatem doinstalujmy brakujące pakiety:

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

Ustawmy domyślny interpreter języka:

```
sudo update-alternatives --install /usr/bin/python \
python /usr/bin/python3 10
```

Następnie, w lokalizacji *$HOME*, utwórzmy katalog *esp*, w którym umieszczone zostanie kompletne środowisko *esp-idf*:

```
cd $HOME
mkdir esp
```

W kolejnym kroku pobieramy *esp-idf* (wybierając ostatnią stabilną wersję oznaczoną numerem v4.0.1) za pomocą narzędzia *git*:

```
cd ~/esp
git clone -b v4.0.1 --recursive https://github.com/\
espressif/esp-idf.git
```

Instalacja środowiska w systemie Linux (dla systemu operacyjnego Windows przygotowano analogicznie pliki wsadowe BAT):

```
cd ~/esp/esp-idf
./install.sh
```

Nasz system jest już wyposażony w komplet niezbędnych narzędzi do poprawnej kompilacji kodu. Zgodnie ze wskazówkami wyświetlonymi przez program instalacyjny pozostaje nam jedynie ustawienie odpowiednich ścieżek dostępu do bibliotek i kompilatora. Najwygodniej zrobić to poprzez proste wywołanie dostarczonych wraz ze środowiskiem skryptów:

```
. $HOME/esp/esp-idf/export.sh
```

Możemy ustawić stały alias, wpisując:

```
alias get_idf='. $HOME/esp/esp-idf/export.sh'
```

ESP-MESH – aplikacja użytkownika

Kompilacja programu z wykorzystaniem środowiska *esp-idf* wymaga uprzedniego przygotowania odpowiednich plików z regułami kompilacji (pliki *CMake*/*Makefile*). Aby pominąć ten etap przygotowań, wykorzystamy przygotowany przez firmę *Espressif*, gotowy szablon projektu, który pobierzemy za pomocą narzędzia *git*:

```
git clone https://github.com/espressif/esp-idf-\
template.git
```

Edycję pliku *esp-idftemplate/main/main.c* rozpoczynamy od usunięcia domyślnej zawartości funkcji `app_main()`, a następnie

eprasa.pl 1405f3fee5

dodania linii inicjalizującej stos sieciowy *LwIP*. Teoretycznie inicjalizacji stosu wymaga tylko urządzenie pełniące funkcję węzła ROOT, które jest odpowiedzialne za komunikację z bramą dostępową. Ponieważ w realizowanym przykładzie funkcja węzła ROOT nie będzie przypisana na stałe, a każdy z węzłów – w drodze głosowania – może zostać wybrany na węzeł główny, inicjalizacja jest niezbędna dla wszystkich urządzeń:

```
tcpip_adapter_init();
tcpip_adapter_dhcps_stop(TCPIP_ADAPTER_IF_AP);
tcpip_adapter_dhcpc_stop(TCPIP_ADAPTER_IF_STA);
```

W następnym kroku tworzymy domyślną pętlę zdarzeń:

```
esp_event_loop_create_default();
```

Inicjalizujemy interfejs Wi-Fi oraz wskazujemy funkcję obsługi zdarzeń dla protokołu IP – `ip_event_handler()`, która poinformuje węzeł ROOT o przydzieleniu adresu IP (zdarzenie `IP_EVENT_STA_GOT_IP`):

```
wifi_init_config_t config =
WIFI_INIT_CONFIG_DEFAULT();
esp_wifi_init(&config);
esp_event_handler_register(
  IP_EVENT,
  IP_EVENT_STA_GOT_IP,
  &ip_event_handler,
  NULL
);
esp_wifi_set_storage(WIFI_STORAGE_FLASH);
esp_wifi_start();
```

Poza ciałem funkcji `app_main()`, umieśćmy zatem również prostą funkcję obsługi zdarzeń IP – `ip_event_handler()`, która poprzez komunikat w konsoli poinformuje nas o detekcji zdarzenia `IP_EVENT_STA_GOT_IP`:

```
void ip_event_handler(
  void *arg,
  esp_event_base_t event_base,
  int32_t event_id,
  void *event_data
){
  ip_event_got_ip_t *event = (ip_event_got_ip_t *)
event_data;
  ESP_LOGI(
    TAG,
    "<IP_EVENT_STA_GOT_IP> IP: %s",
    ip4addr_ntoa(&event→ip_info.ip)
  );
}
```

Po zainicjalizowaniu stosu LwIP oraz interfejsu Wi-Fi możemy przystąpić do właściwej konfiguracji sieci. Inicjalizację sieci rozpoczynamy od wywołania `esp_mesh_init()`, które sprawdza stan sieci Wi-Fi oraz przypisuje domyślnie ustawienia. O aktualnym stanie formowania sieci oraz zmianach w jej konfiguracji użytkownik informowany jest poprzez szereg zdarzeń `mesh_event_id_t`. Do implementacji funkcji obsługi tych zdarzeń oraz ich znaczenia przejdziemy w dalszej części artykułu. Na obecnym etapie wskażmy wyłącznie, jaka funkcja będzie odpowiedzialna za ich obsługę (w omawianym przypadku będzie to funkcja `mesh_event_handler()`):

```
esp_event_handler_register(
  MESH_EVENT,
  ESP_EVENT_ANY_ID,
  &mesh_event_handler,
  NULL
);
```

Kolejnym etapem jest konfiguracja parametrów sieci, tj. ustawienie unikalnego ID sieci oraz hasła, ustawienie numeru kanału, na którym będzie realizowana komunikacja i określenie nazwy SSID, hasła oraz metod szyfrowania dla bramy dostępowej/routera. Całość konfiguracji realizowana jest poprzez strukturę `mesh_cfg_t` oraz podstruktury `mesh_addr_t`, `mesh_router_t` i `mesg_ap_cfg_t`. Edycję kodu rozpoczynamy od inicjalizacji struktury `mesh_cfg_t` wartościami domyślnymi:

```
mesh_cfg_t cfg = MESH_INIT_CONFIG_DEFAULT();
```

Następnie ustawiamy unikalny numer identyfikacyjny sieci (wspólny dla wszystkich węzłów w ramach jednej sieci):

```
static const uint8_t MESH_ID[6] = {0x77, 0x77, 0x77,
0x77, 0x77, 0x77};
memcpy((uint8_t *) &cfg.mesh_id, MESH_ID, 6);
```

W kolejnym kroku konfigurujemy numer kanału, na którym będzie realizowana komunikacja (kanały 0…14), oraz ustawiamy SSID i hasło dla bramy dostępowej/routera:

```
#define MESH_CHANNEL          7
#define MESH_ROUTER_SSID      "network-ssid"
#define MESH_ROUTER_PASSWD    "network-password"

cfg.channel = MESH_CHANNEL;
cfg.router.ssid_len = strlen(MESH_ROUTER_SSID);
memcpy((uint8_t *) &cfg.router.ssid, MESH_ROUTER_
SSID, cfg.router.ssid_len);
memcpy((uint8_t *) &cfg.router.password, MESH_
ROUTER_PASSWD, strlen(MESH_ROUTER_PASSWD));
```

Następnie konfigurujemy hasło oraz szyfrowanie dla sieci Mesh oraz określamy maksymalną liczbę połączeń w ramach *softAP*:

```
#define MESH_AP_AUTHMODE      WIFI_AUTH_WPA2_PSK
#define MESH_AP_PASSWD        "Mesh AP Password"
#define MESH_AP_CONNECTIONS   6

esp_mesh_set_ap_authmode(MESH_AP_AUTHMODE);
cfg.mesh_ap.max_connection = MESH_AP_CONNECTIONS;
memcpy((uint8_t *) &cfg.mesh_ap.password, MESH_AP_
PASSWD, strlen(MESH_AP_PASSWD));
```

Ostatnim etapem konfiguracji jest ograniczenie liczby warstw tworzonej sieci oraz określenie wartości „progu wyborczego" dla procesu automatycznego wyboru węzła ROOT (wartości od 0.0 do 1.0):

```
#define MESH_MAX_LAYER              6

esp_mesh_set_max_layer(MESH_MAX_LAYER));
esp_mesh_set_vote_percentage(1));
```

Tak przygotowaną strukturę `mesh_cfg_t` przekazujemy do funkcji `esp_mesh_set_config()`, co pozwala nam ostatecznie uruchomić sieć za pomocą wywołania `esp_mesh_start()`:

```
esp_mesh_set_config(&cfg);
esp_mesh_start();
```

Pełny kod funkcji `app_main()`, wraz z dodatkowymi makrami `ESP_ERROR_CHECK()`, umożliwiającymi śledzenie poprawności wykonania poszczególnych etapów inicjalizacji i konfiguracji sieci, pokazano na **listingu 1** (dostępny w materiałach dodatkowych).

Do przeprowadzenia pierwszej, poprawnej kompilacji programu niezbędne jest zdefiniowanie wskazanej uprzednio funkcji obsługi zdarzeń sieci Mesh – `mesh_event_handler()`. Wybrane zdarzenia, zgłaszane przez sieć, zostały przedstawione w **tabeli 1**.

Bazując na danych z tabeli 1, zaimplementujmy funkcję obsługi zdarzeń – `mesh_event_handler()`, która na obecnym etapie realizacji projektu swoją funkcjonalność ograniczy niemal wyłącznie do logowania zdarzeń w konsoli, z wykorzystaniem wywołań `ESP_LOGI()`. Pełny kod funkcji `mesh_event_handler()` został pokazany na **listingu 2** (dostępny w materiałach dodatkowych).

Kompilacja i zaprogramowanie modułu

Dzięki wyposażeniu zestawów ESP32-DEVKITC-32 w konwerter USB-UART oraz układ autoresetu (układ sterowania wyprowadzeniami *EN* oraz *BOOT* za pomocą linii *RTS* i *DTR*), kompilacja i wgranie programu zostaje ograniczone do dwóch komend:

eprasa.pl 1405f3fee5

```
idf.py build
idf.py -p <identyfikator_urządzenia> flash (np. idf.py -p /dev/ttyUSB0 flash)
```

Do monitorowania pracy poszczególnych węzłów możemy wykorzystać polecenie `idf.py` *monitor* lub dowolny inny emulator terminala, np. `picocom`:

```
idf.py -p /dev/ttyUSB0 monitor
picocom /dev/ttyUSB1 -b 115200
```

Analizując komunikaty wyświetlane poprzez interfejs szeregowy, sprawdźmy poprawność formowania sieci. Rozpoczynamy od podłączenia pierwszego z węzłów. Z szeregu komunikatów, dotyczących m.in. konfiguracji interfejsu Wi-Fi, wybierzmy te związane z protokołem ESP-MESH. Pierwsze z komunikatów dotyczą uruchomienia sieci z wybranym numerem identyfikacyjnym:

```
ESP-MESH: <MESH_EVENT_MESH_STARTED>ID:77:77:77:77:77:77
ESP-MESH: Mesh starts successfully: root not fixed
```

Następnie, po jednogłośnym „procesie wyborczym" (dostępny jest tylko jeden węzeł w systemie), urządzenie ROOT przystępuje do próby połączenia z wybranym punktem dostępowym/routerem. Poprawne połączenie spowoduje utworzenie pierwszej warstwy sieci – warstwę 0 stanowi punkt dostępowy o adresie 53:66:50:76:b2:b0; oraz warstwę drugą – węzeł ROOT o adresie 24:0a:c4:03:ac:85, któremu został przydzielony adres IP 192.168.0.17:

```
ESP-MESH: <MESH_EVENT_PARENT_CONNECTED>layer:0-->1, parent:53:66:50:76:b2:b0<ROOT>, ID:77:77:77:77:77:77
ESP-MESH: <MESH_EVENT_TODS_REACHABLE>state:0
ESP-MESH: <MESH_EVENT_ROOT_ADDRESS>root address:24:0a:c4:03:ac:85
ESP-MESH: <IP_EVENT_STA_GOT_IP> IP: 192.168.0.17
```

Włączenie zasilania drugiego z węzłów (o adresie sprzętowym bc:dd:c2:c1:d0:d4) skutkuje dołączeniem do węzła ROOT nowego węzła *child i* dodaniem nowego urządzenia do tablicy routingu. Po stronie urządzenia ROOT zostaną wówczas wyświetlone następujące komunikaty:

```
ESP-MESH: <MESH_EVENT_ROUTING_TABLE_ADD>add 1, new:2
ESP-MESH: <MESH_EVENT_CHILD_CONNECTED>aid:1, bc:dd:c2:c1:d0:d4
```

Natomiast w konsoli szeregowej dołączonego węzła znajdziemy:

```
ESP-MESH: <MESH_EVENT_PARENT_CONNECTED>layer:0-->2, parent:24:0a:c4:03:ac:85<layer2>, ID:77:77:77:77:77:77
ESP-MESH: <MESH_EVENT_TODS_REACHABLE>state:0
ESP-MESH: <MESH_EVENT_ROOT_ADDRESS>root address:24:0a:c4:03:ac:85
```

Tabela 1. Wybrane zdarzenia mesh_event_id_t

Zdarzenie mesh_event_id_t	Opis
MESH_EVENT_STARTED	sieć Mesh została uruchomiona
MESH_EVENT_STOPPED	sieć Mesh została zatrzymana
MESH_EVENT_CHANNEL_SWITCH	zmiana numeru kanału do komunikacji
MESH_EVENT_CHILD_CONNECTED	podłączenie węzła child do softAP
MESH_EVENT_CHILD_DISCONNECTED	odłączenie węzła child od softAP
MESH_EVENT_ROUTING_TABLE_ADD	dodanie nowego węzła do tablicy routingu
MESH_EVENT_ROUTING_TABLE_REMOVE	usunięcie węzła z tablicy routingu
MESH_EVENT_LAYER_CHANGE	zmiana numeru warstwy sieci
MESH_EVENT_VOTE_STARTED	rozpoczęcie procesu głosowania
MESH_EVENT_VOTE_STOPPED	zakończenie procesu głosowania
MESH_EVENT_ROOT_ADDRESS	adres węzła ROOT
MESH_EVENT_NETWORK_STATE	aktualny stan sieci

Tym samym została poprawnie uformowana druga warstwa sieci. Rodzicem nowego węzła jest węzeł ROOT o adresie 24:0a:c4:03:ac:85. W ostatnim kroku wykonamy test awarii węzła. Po wyłączeniu zasilania urządzenia ROOT jedyny węzeł drugiej warstwy sieci dokona detekcji zdarzenia i podejmie próbę ponownego połączenia z węzłem rodzicem. Każda nieudana próba zostaje zakończona komunikatem:

```
ESP-MESH: <MESH_EVENT_PARENT_DISCONNECTED>reason:2
```

Przy utrzymującym się stanie braku połączenia następuje automatyczne przełączenie węzła ROOT:

```
ESP-MESH: <MESH_EVENT_PARENT_CONNECTED>layer:2-->1, parent:54:67:51:77:b3:b0<ROOT>, ID:77:77:77:77:77:77
ESP-MESH: <MESH_EVENT_TODS_REACHABLE>state:0
ESP-MESH: <MESH_EVENT_ROOT_ADDRESS>root address:bc:dd:c2:c1:d0:d5
ESP-MESH: <IP_EVENT_STA_GOT_IP> IP: 192.168.0.38
```

W kolejnej części

Następnym etapem będzie rozbudowanie kodu programu o komunikację na poziomie węzeł-węzeł oraz węzeł-root.

Łukasz Skalski
contact@lukasz-skalski.com

Przypisy:

[4] kamami.pl, 22.07.2020 ***https://bit.ly/2D2n1Qr***

Bibliografia:

- ***https://bit.ly/3jO9Zqe***
- ***https://bit.ly/2XbOy8P***
- ***https://bit.ly/33boD54***

TRADYCYJNA **JESIENNA PROMOCJA** PRENUMERATY

10 = 12 + 3

PATRZ STRONĘ 2

eprasa.pl 1405f3fee5

Transile czy szybkie klucze?

Ochrona czułych wejść analogowych przed przepięciami (2)

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

Świadomość, że wysokie napięcie uszkadza czułe układy analogowe, jest wśród elektroników niekwestionowana. Większość z nas zdaje sobie również sprawę z tego, że takie napięcia można łatwo wygenerować elektrostatycznie. Ochrona przed wyładowaniami statycznymi to niezwykle istotny aspekt projektowania układów elektronicznych, szczególnie jeśli mamy do czynienia z układami analogowymi, których wejścia czy wyjścia wystawione są na świat zewnętrzny.

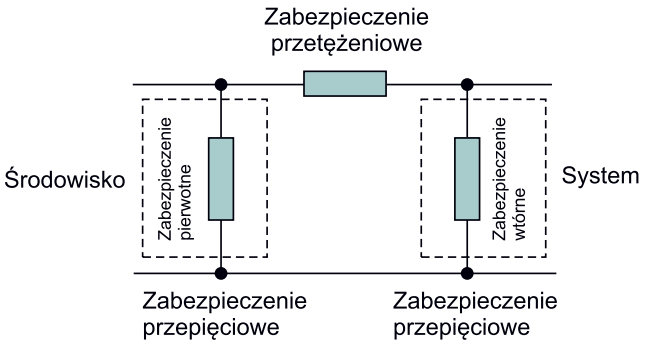
Jak zabezpieczać wejścia

Projektując zespół obwodów ochronnych dla wejść analogowych, projektant musi wziąć pod uwagę kilka głównych elementów:

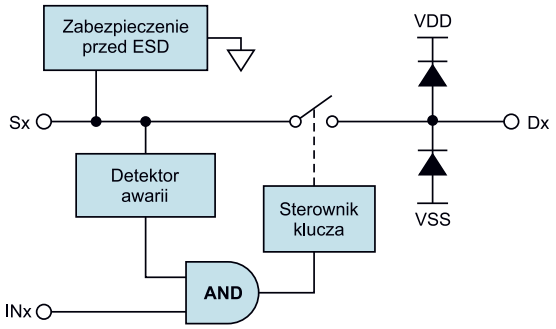
- Zespół obwodów ochronnych musi zapobiegać lub ograniczać uszkodzenia spowodowane przepięciem i umożliwiać powrót systemu do normalnej pracy przy minimalnym wpływie na jego parametry działania.
- System ochrony powinien być wystarczająco wytrzymały, aby poradzić sobie z każdym typem stanów nieustalonych, na jakie system może być narażony w terenie.
- Ważnym czynnikiem jest czas – w przypadku długotrwałych przepięć istotne są również efekty termiczne, które mogą spowodować awarię chroniących układ elementów.
- W normalnych warunkach pracy elementy ochronne nie powinny zakłócać działania systemu.
- Jeżeli obwód zabezpieczający ulegnie awarii podczas przeciążenia, powinien ulec awarii w taki sposób, aby uchronić system.

Na **rysunku 6** został pokazany typowy wielostopniowy system ochrony. Zawiera pierwotny i wtórny stopień ochrony, a ponadto wyposażony jest w zabezpieczenie nadprądowe, które rozłącza się w momencie przetężenia, co także dodatkowo zabezpiecza układ. Podstawowa ochrona, która kieruje większość energii przepięcia z dala od systemu, zwykle znajduje się na styku systemu z otoczeniem. Zabezpieczenia te zazwyczaj kierują energię do masy. Zabezpieczenie wtórne chroni dalsze części systemu przed przepięciami, które mogą przeniknąć do wnętrza układu. Jest ono zoptymalizowane do ochrony przed niższymi, resztkowymi energiami przepięcia, a jednocześnie umożliwia w pełni normalne działanie wrażliwych części systemu.

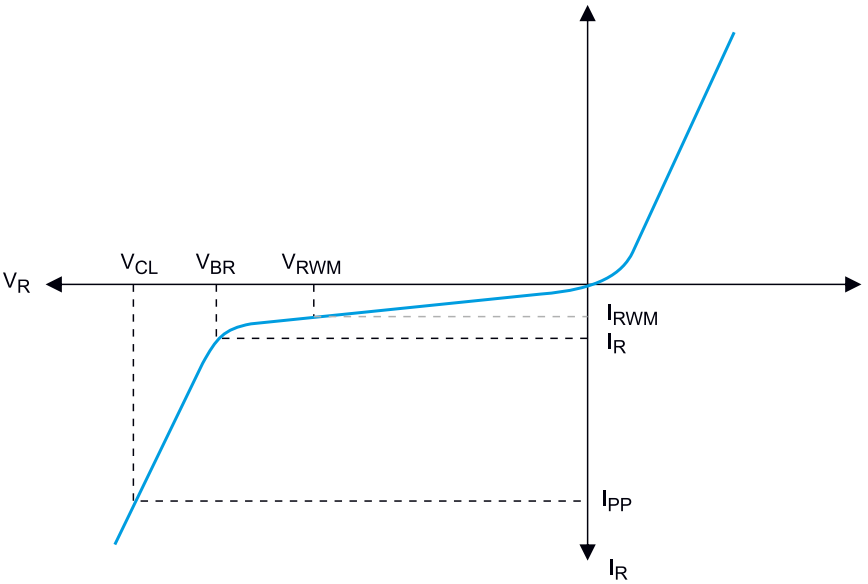
Alternatywnym podejściem jest zastosowanie szybkiego klucza, który odłączy chroniony układ w momencie detekcji przepięcia na wejściu systemu. Zastosowanie go w połączeniu z transilami



Rysunek 6. Uproszczony schemat wielostopniowego systemu ochrony przeciwprzepięciowej urządzenia elektronicznego



Rysunek 7. Uproszczony schemat ideowy systemu ochrony przeciwprzepięciowej, wykorzystujący sterowany elektronicznie klucz



Rysunek 8. Krzywa I-V typowego transila wraz z zaznaczonymi kluczowymi parametrami układu. Krzywa zmierzona dla polaryzacji w kierunku przewodzenia

eprasa.pl 1405f3fee5

może chronić wrażliwy obwód wyjściowy, ponieważ może być stosowany do skutecznego blokowania przepięć czy prądów różnicowych, które nie są odprowadzane do masy przez transile. Na **rysunku 7** pokazano uproszczony schemat układu ochronnego, wykorzystującego tego rodzaju elektroniczny przełącznik do ochrony systemu.

Transile a szybkie przełączniki

Transile charakteryzowane są szeregiem parametrów. Najważniejsze z nich to maksymalne napięcie pracy, napięcie przebicia, a także moc szczytowa, która pozwala ocenić, jak duże przepięcia transil może zewrzeć do masy przed uszkodzeniem. Różni producenci stosują nieco inne nazwy na poszczególne parametry. Na **rysunku 8** zaprezentowano krzywą I-V typowego transila, wykorzystywanego do ochrony przeciwprzepięciowej. Na wykresie tym zaznaczono podstawowe parametry, jakie wykorzystuje się do charakteryzowania tych elementów.

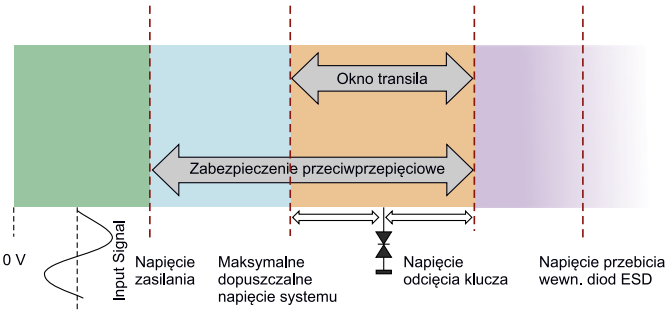
Ponieważ transil pracuje w układzie spolaryzowany zaporowo, parametry tego elementu nie są podawane jak dla zwykłej diody, a odwrotnie. Z pewnością ułatwia to dobór odpowiedniego elementu dla danego układu. Główne parametry tej diody zabezpieczającej to:

- robocze szczytowe napięcie wsteczne, maksymalne napięcie pracy diody VRWM (*Stand-off voltage*) – napięcie, poniżej którego nie występuje znaczące przewodzenie diody,
- napięcie przebicia VBR (*Breakdown voltage*) – napięcie, przy którym następuje przebicie i lawinowo zwiększa się prąd (do napięcia odcięcia lub niżej, zależnie od prądu),
- maksymalne napięcie odcięcia VCL (*Clamping voltage*) – maksymalne napięcie na elemencie podczas przewodzenia określonego prądu maksymalnego (IPP). Napięcia te mogą być podawane dla różnych warunków (przewodzonego prądu, czasu trwania napięcia),
- moc szczytowa (*Peak power*) – maksymalna moc, jaką układ jest w stanie rozproszyć w konkretnych warunkach. Najczęściej specyfikuje się maksymalną moc impulsu o określonych parametrach (czas trwania, prąd, kształt, itd.).

Ponadto dla transili specyfikuje się:

- prąd upływu (*Leakage current*) – prąd płynący przez spolaryzowaną zaporowo diodę, gdy napięcie wynosi poniżej szczytowego napięcia wstecznego (typowo dla napięcia, jakie normalnie może osiągać sygnał). Upływ jest dominującym źródłem błędu w systemach analogowych. Nawet niewielki prąd upływu może się przekładać na istotny błąd na wejściu o wysokiej impedancji wewnętrznej,
- pojemność pasożytnicza (*Junction capacitance*) – pojemność złącza diody zabezpieczającej. Nieprzewodząca dioda zachowuje się jak kondensator i powoduje wydłużanie czasów stabilizacji sygnałów na wejściu, a co za tym idzie ogranicza pasmo toru sygnałowego. Jest to parametr ważny do uwzględnienia przy zabezpieczaniu wejść o wysokiej przepustowości,
- indukcyjność pasożytnicza (*Parasitic Lead Inductance*) – indukcyjność wszystkich elementów doprowadzających prąd do złącza diody zabezpieczającej, także pól lutowniczych. Powoduje ona zmniejszenie prędkości działania układu zabezpieczającego.

Układ pokazany na rysunku 7 wykorzystuje szybki przełącznik półprzewodnikowy. Należy zauważyć, że nie ma on elementów zabezpieczających przed wyładowaniami elektrostatycznymi na wejściu. Zamiast tego system składa się z komórki zabezpieczającej przed wyładowaniami elektrostatycznymi, która działa powyżej maksymalnego napięcia roboczego pozostałych elementów układu. Dzięki temu układ zabezpieczony jest skutecznie przed szybkimi szpilkami o amplitudzie istotnie wyższej niż napięcie zasilania.

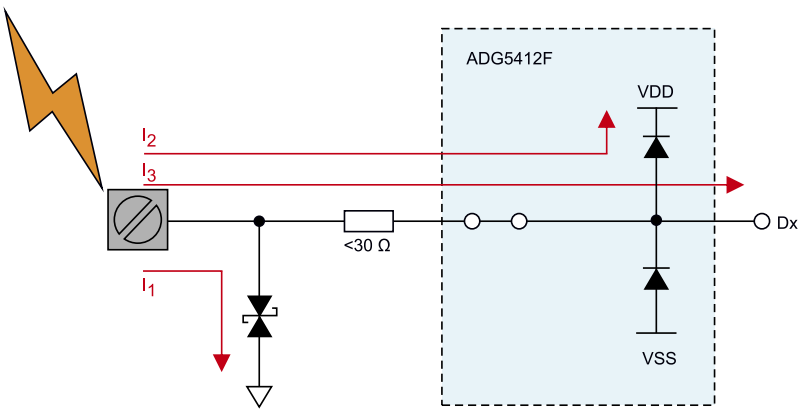


Rysunek 9. Regiony działania różnych zabezpieczeń przepięciowych

Ponieważ system analogowy zwykle wymaga, aby tylko styki przełącznika zabezpieczającego, znajdujące się po „wewnętrznej" stronie układu, były wyposażone w dodatkowe zabezpieczenia przeciwko ESD, to tam znaleźć można diody zabezpieczające. Elementy te służą jedynie jako dodatkowe urządzenie ochronne, które zadziała tylko w przypadku krótkich stanów przejściowych z szybkim czasem narastania, takich jak wydarzenia ESD czy EFT. Podczas dłuższych przepięć z powolnym czasem narastania impulsu napięcie na wyjściu przełącznika jest odcięte na poziomie definiowanym przez diody zabezpieczające do momentu, w którym zadziała wykrywacz awarii w przełączniku – w chwili, gdy aktywowane zostanie to zabezpieczenie przeciwprzepięciowe, klucz otworzy się, aby w pełni odizolować usterkę od zespołu obwodów wewnętrznych.

Na **rysunku 9** pokazano regiony działania różnych zabezpieczeń dla zewnętrznego wejścia systemu analogowego. Obszar najbardziej po lewej stronie (w kolorze zielonym) reprezentuje normalne działanie, w którym napięcie wejściowe znajduje się między napięciami zasilania obwodów wewnętrznych. Drugi od lewej obszar (w kolorze niebieskim) reprezentuje zakres dopuszczalnych długotrwałych przepięć (prądu stałego i przemiennego), które będą się pojawiać na wejściu. Po prawej stronie (w kolorze fioletowym) znajduje się również napięcie wyzwalające dla wewnętrznych diod zabezpieczających ESD zabezpieczenia przeciwprzepięciowego. Napięcie przebicia TVS (w kolorze pomarańczowym) musi być dobrane tak, aby było mniejsze niż maksymalne napięcie odcięcia układów zabezpieczenia nadnapięciowego, znajdujące się w scalonym kluczu, odcinającym sygnał w momencie przepięcia.

Na **rysunku 10** pokazano przykładowy układ ochrony przeciwprzepięciowej (ADG5412F firmy Analog Devices) wykorzystujący półprzewodnikowy klucz do ochrony układu. Wbudowane diody, dołączone do linii zasilania, odcinają przepięcia od napięć zasilania. W momencie wystąpienie krótkiego impulsu wyższego napięcia, energia odprowadzana jest do masy poprzez układ zabezpieczenia ESD. Z kolei w momencie wystąpienia długotrwałego przepięcia, które w normalnych warunkach mogłoby przegrzać diody czy



Rysunek 10. Przykładowy układ ochrony przeciwprzepięciowej wykorzystujący półprzewodnikowy klucz do ochrony układu

eprasa.pl 1405f3fee5

transile zabezpieczające, klucz rozłącza wejście, chroniąc układ przed uszkodzeniem.

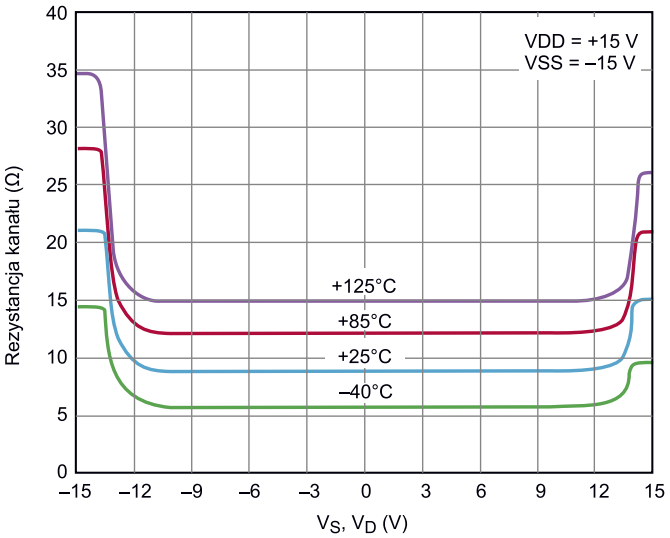
Podsumowanie

Oprócz osiągnięcia dużej odporności, opisane układy do zabezpieczania wejść charakteryzują się także dobrymi parametrami analogowymi. Parametry tego rodzaju klucza to zawsze kompromis między niską rezystancją kanału a małą pojemnością bramki. Wybór konkretnego przełącznika zwykle zależy od tego, czy obciążenie, znajdujące się za zabezpieczeniem, ma wysoką czy niską impedancję.

Dzięki wykorzystaniu w układzie zabezpieczającym tranzystorów NDMOS i PDMOS, oddzielonych od siebie izolującą warstwą tlenku, złącza pasożytnicze, które występują między tranzystorami w przełącznikach, są eliminowane, a wynikiem jest przełącznik, który jest odporny na zatrzaskiwanie we wszystkich wyobrażalnych okolicznościach. Na przykład układ ADG5412F przechodzi test zatrzaskowy zdefiniowany w JESD78D dla prądu ±500 mA i szerokości impulsu 1 sekundy, co jest najbardziej rygorystycznym testem w tej normie.

Niezależnie od impedancji wejściowej znajdujących się dalej układów, zastosowanie elektronicznego klucza do ochrony układów ma wiele zalet. W przypadku systemów z niską impedancją wejściową istotny jest fakt, że zastosowany w układzie tranzystor charakteryzuje się małym oporem kanału. Co więcej, rezystancja ta jest stała w szerokim zakresie napięć wejściowych i tylko nieznacznie, ale w znany sposób, zmienia się z temperaturą. Obrazuje to wykres rezystancji klucza w funkcji napięcia, pokazany na **rysunku 11**. Dzięki płaskiej charakterystyce oporu nie wprowadza on nieliniowości do czułego toru analogowego.

Z kolei w przypadku stosowania tego układu z odbiornikami o wysokiej impedancji istotna jest niska pojemność i upływność elementów zabezpieczających. Typowymi systemami tego rodzaju są czułe wejścia pomiarowe w systemach akwizycji danych – w takim układzie znajdują się wzmacniacze o niewielkim prądzie polaryzacji wejścia i wysokiej impedancji. Mały prąd upływu układu zabezpieczającego pozwala zagwarantować minimalizację błędu pomiarowego systemu. Nowoczesne układy zabezpieczające charakteryzują się prądem upływu na poziomie kilku nanoamperów. Co więcej, w przypadku systemów wielokanałowych (takich jak np. ADG5248F) nawet wystąpienie przepięcia w jednym z kanałów nie zwiększa upływu w pozostałych. Z kolei niewielka pojemność pasożytnicza zabezpieczenia (np. 19 pF dla ASG5248F) nie wpływa znacząco na szerokość pasma w zakresie wysokich częstotliwości.



Rysunek 11. Zależność rezystancji klucza od napięcia sygnału układu ADG5405F dla czterech różnych temperatur układu

Ostatnią z zalet zastosowania do zabezpieczenia przeciwprzepięciowego kluczy półprzewodnikowych jest możliwość monitorowania stanu sekcji wejściowej urządzenia. Układy zabezpieczające wyposażone są w piny informacyjne, które wystawiają flagi, informujące o wystąpieniu (lub trwaniu) przepięcia. Istotnie ułatwia to obsługę urządzenia i jego diagnostykę oraz serwis.

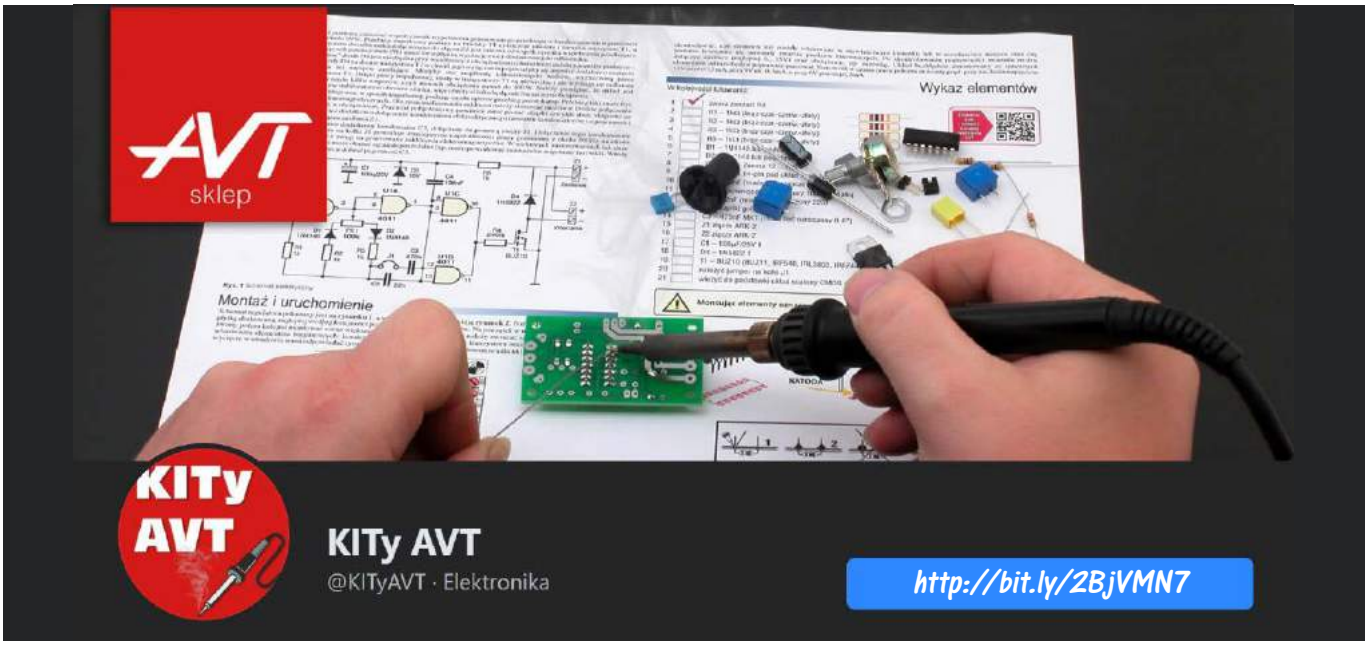
Zastąpienie tradycyjnych dyskretnych elementów zabezpieczających przełącznikami i multiplekserami półprzewodnikowymi zabezpieczonymi przed przepięciem zapewnia wiele korzyści systemowych w precyzyjnym torze sygnałowym. Oprócz oszczędności miejsca na płytce drukowanej, inne korzyści płynące z wymiany dyskretnych komponentów na odpowiednie układy scalone mogą być znaczące.

Nikodem Czechowski, EP

Źródła:

- *https://bit.ly/39BmD7d*
- *https://bit.ly/39zIfAU*
- *https://bit.ly/32Z7QSK*
- *https://bit.ly/3g7v0de*

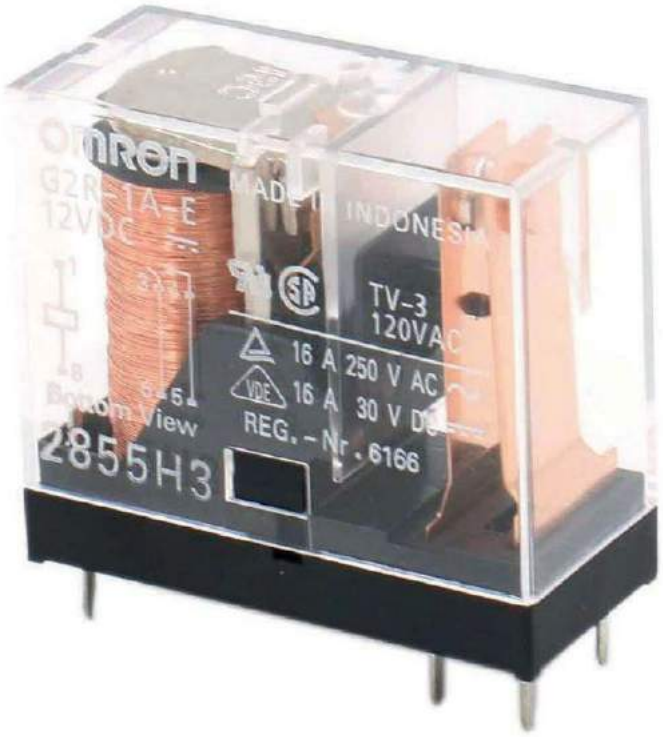
REKLAMA



eprasa.pl 1405f3fee5

Przekaźniki elektromagnetyczne

Przekaźniki elektromagnetyczne to proste urządzenia elektromechaniczne, których działanie oparte jest na zjawiskach znanych niemal od początku eksperymentów z elektromagnetyzmem. Pomimo silnej konkurencji przekaźników półprzewodnikowych (SSR) mają wiele zalet, a niekiedy są niezastąpione.



Zasada działania zwykłych przełączników stykowych polega na tym, że metalowe elementy stykają się i prąd może przez nie przepływać. Kiedy są od siebie odsunięte, powietrze między nimi stanowi nieprzekraczalną barierę. Natomiast o przekaźniku mówimy wtedy, gdy wspomniane styki poruszane są elektromagnesem, sterowanym przez odrębny układ.

Elektromagnes został wynaleziony na początku XIX wieku i od tamtej pory niewiele zmieniło się w jego konstrukcji. Mamy za to większą wiedzę oraz możliwości technologiczne, aby wykonywać elektromagnesy miniaturowe, o niskim poborze prądu, z możliwością zasilania prądem stałym lub zmiennym, itd.

Przekaźniki elektromagnetyczne lub po prostu przekaźniki (półprzewodnikowe powstały dużo później i dlatego są określane dodatkowym przymiotnikiem) to podzespoły, które najczęściej są zamknięte w prostopadłościennej obudowie z wyprowadzeniami do lutowania lub umieszczenia w podstawce. Wewnątrz znajduje się elektromagnes, metalowa kotwiczka poruszająca stykami oraz styki. Niby niewiele, ale zastosowań całe mnóstwo, a lista parametrów istotnych dla konstruktora jest jeszcze dłuższa…

Parametry

Dobór odpowiedniego przekaźnika jest bardzo ważny. Z reguły, kryterium wyboru ogranicza się do ceny lub zasobów szuflady. Jednak do tej kwestii można podejść bardziej fachowo i bez konieczności zaopatrywania się w dziesiątki różnych przekaźników, co udowodnię w dalszej części artykułu. Postaram się omówić mniej popularne parametry oraz spojrzeć na nie z innej strony, ponieważ znaczna ich część jest często interpretowana zbyt pobieżnie.

Napięcie zasilania cewki

Parametr z pozoru banalny, na obudowie przekaźnika jest napisane, np. 12 V, co oznacza, że wymaga 12 V. Jednak rzadko kiedy mamy do dyspozycji napięcie o dokładnie wymaganej wartości. Co zrobić, w sytuacji, gdy napięcie w układzie może spaść do 9 V albo wzrosnąć do 15 V? To „tylko" elektromagnes przyciągający kotwiczkę, ale wiąże się z nim kilka zagadnień.

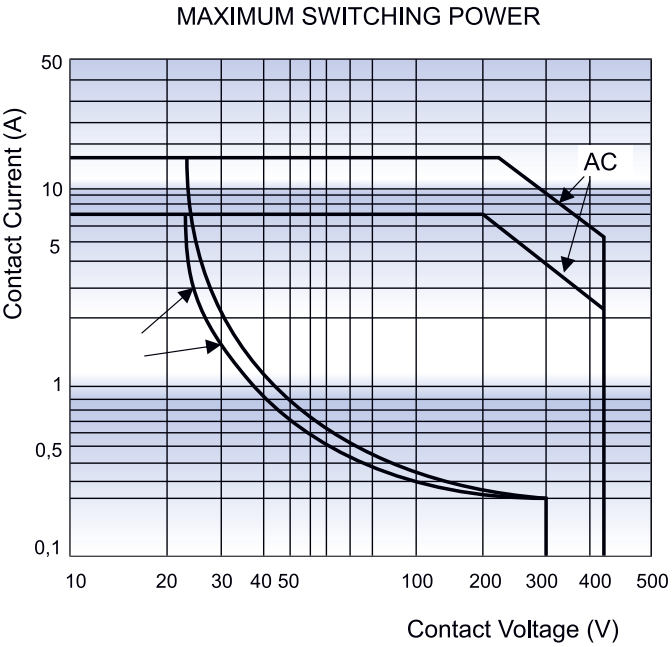
Jeżeli napięcie będzie zbyt wysokie, to cewka elektromagnesu, najczęściej hermetycznie zamknięta w małej obudowie z tworzywa sztucznego, po prostu się przegrzeje. Prawo Joule'a jest tutaj nieubłagane. Jednak istnieje pewien zapas napięcia „w górę", przewidziany przez producentów. Natomiast jeżeli napięcie byłoby zbyt niskie, to przez cewkę o stałej rezystancji popłynie mniejszy prąd, przez co kotwiczka będzie słabiej przyciągana. Jeżeli prąd będzie z kolei zbyt mały, to kotwiczka w ogóle się nie poruszy.

Termin „napięcie zasilania cewki" jest nieprecyzyjny, ponieważ każdy producent przekaźników powinien podać minimum dwa różne napięcia charakteryzujące cewkę. Pierwsze to napięcie załączenia (pickup voltage), a drugie napięcie rozłączenia (dropout voltage) [1]. Napięcie załączenia jest zbliżone do napięcia nadrukowanego na obudowie. W przypadku popularnych przekaźników HF115F marki Hongfa, wynosi ono 70% napięcia nominalnego. Jest to wartość, przy której producent gwarantuje załączenie styków. Wartość ta jest podawana dla ściśle określonej temperatury, najczęściej pokojowej lub podobnej. W wyższej temperaturze rezystancja drutu wzrasta, więc przyłożenie do cewki identycznego napięcia spowoduje przepływ prądu o niższym natężeniu (może być niewystarczający, aby poruszyć kotwiczkę). Napięcie rozłączenia informuje, do jakiej wartości trzeba obniżyć napięcie zasilające cewkę, aby styki wróciły do położenia spoczynkowego. Patrząc na notę katalogową [2], można być zaskoczonym – to tylko 10% nominalnego napięcia! Zatem przekaźnik, o podanym na obudowie napięciu zasilania 5 V, rozłączy się, gdy spadek napięcia przekroczy 0,5 V, a to przecież mniej, niż wynosi napięcie przewodzenia krzemowych złączy pn. Różnice procentowe spowodowane są histerezą magnetyczną materiału ferromagnetycznego, z jakiego jest wykonany rdzeń elektromagnesu. W przypadku HF115F jest ona dużym udogodnieniem, ponieważ pozwala znacząco zmniejszyć pobór mocy przez cewkę w stanie ustalonym. Przekaźnik o nominalnym napięciu zasilania 12 V wystarczy zasilić napięciem wyższym niż 8,4 V (np. 9 V), a następnie je obniżyć (do np. 2 V). Oszczędność energii elektrycznej, istotna w układach zasilanych akumulatorowo, będzie ogromna. Faktyczne napięcie zasilania cewki może różnić się od podanego na obudowie w dosyć szerokich granicach. Warto o tym pamiętać. Po przyciągnięciu kotwiczki przez elektromagnes można obniżyć napięcie zasilania cewki i zaoszczędzić energię elektryczną.

Maksymalna przełączana moc

Szukając przekaźników na stronach internetowych sklepów, można znaleźć opisy takie, jak „maksymalna przełączana moc: 4000 VA". Jest

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 1. Wykres zależności między maksymalnym napięciem a maksymalnym prądem dla przekaźnika HF115F [2]

Fotografia 1. Przekaźniki małosygnałowe z serii G6K firmy Omron [4]

to zgodne z wartością podawaną przez producentów w notach katalogowych, a oznacza iloczyn prądu maksymalnego i napięcia maksymalnego, jakie może ten przekaźnik przewodzić. Dla 16 A i 250 V AC to dokładnie 4000 VA, co często można znaleźć na pierwszej stronie noty katalogowej [2]. W istocie jest to bezużyteczna liczba. Wskazuje na to wykres zależności między napięciem w przełączanym odwodzie a prądem (Maximum switching power). O ile dla prądu przemiennego takie parametry, jak 16 A i 250 V AC są prawdziwe, to dla prądu stałego, już nie do końca (**rysunek 1)**.

Prąd stały ma cechę niepożądaną dla elementów stykowych. Podczas ich rozłączania powstaje łuk elektryczny, który nie gaśnie natychmiast, ale trwa, dopóki odległość między stykami nie będzie odpowiednio duża. W czasie trwania łuku styki są wypalane jak przy spawaniu. Prąd przemienny ma „łagodniejszą" naturę, ponieważ napięcie między stykami spadnie do zera najdalej za pół okresu, co w przypadku obwodów pracujących z częstotliwością 50 Hz daje tylko 10 ms. Dlatego maksymalna moc, jaką może przełączać ten sam przekaźnik umieszczony w obwodzie prądu stałego, będzie znacząco niższa od 4000 W. Przy wysokim napięciu, wynoszącym 300 V, maksymalny prąd może wynieść tylko 200 mA, czyli obciążenie może pobierać nie więcej niż zaledwie... 60 W.

Zdecydowana większość przekaźników średniej mocy dostępnych na rynku jest przeznaczona do pracy w obwodach prądu przemiennego (szczególnie egzemplarze z niższej półki cenowej). Prąd stały wymaga zaopatrzenia przekaźnika w dodatkowe elementy przyspieszające zgaszenie łuku elektrycznego, co podnosi jego cenę.

Minimalna przełączana moc

Parametr minimalnego prądu przewodzenia oraz minimalnej przełączanej mocy w notach katalogowych często nie jest podawany w sposób bezpośredni, lecz w formie komentarzy lub odnośników. Przykładowo, w specyfikacji HF115F [2] dopiero na trzeciej stronie można znaleźć informację, napisaną małą czcionką, że minimalne przełączane napięcie to 5 V DC, a minimalny przełączany prąd to 10 mA (w przypadku przekaźników ze stykami pokrytymi złotem). Wspomniane warunki muszą zostać spełnione jednocześnie [1].

Powód powyższego obostrzenia leży w samej naturze działania elementów stykowych. Kiedy przewodzą prąd o odpowiednio wysokim natężeniu, powstające w trakcie łączenia i rozłączania iskrzenie jest w stanie oczyścić ich powierzchnię z tlenków, siarczków i innych zanieczyszczeń. Jest to tzw. efekt samooczyszczania [3]. Producenci przekaźników muszą w tym celu odpowiednio dobrać siłę, z jaką styki są do siebie dociskane, aby owa warstwa mogła się ścierać. Jeśli ten proces nie przebiega prawidłowo, rezystancja styków może powoli wzrastać, aż w końcu pojawią się problemy z przewodzeniem prądu. Efekt jest szczególnie widoczny przy zastosowaniu przekaźników przeznaczonych do przełączania obciążeń średniej lub wysokiej mocy, w miejscach, gdzie przepływające prądy są śladowe, np. w torze sygnałowym audio. Zjawisko widać jeszcze lepiej, kiedy przekaźnik nie ma uszczelnionej, hermetycznej obudowy i atmosfera w jego wnętrzu zawiera zanieczyszczenia pochodzące z powietrza (głównym winowajcą jest tutaj siarka i jej związki). Dlatego przekaźniki tzw. niskosygnałowe powinny mieć, przede wszystkim, szczelną obudowę. Tylko wtedy można zagwarantować, że przez wiele lat pracy, w otoczeniu o różnym stopniu zanieczyszczenia, będą działały prawidłowo. Poza tym, styki powinny być pokryte odpowiednim metalem. Najczęściej do pokrywania używa się złota, ale zdarzają się np. stopy srebra i palladu [1], które cechują się zdecydowanie niższą rezystancją.

Do przełączania słabych sygnałów analogowych stosuje się przekaźniki z serii G6K firmy Omron [4] (**fotografia 1)**. Mają hermetyczną obudowę i dostępne są w wersji do montażu powierzchniowego (co przy produkcji seryjnej ma niebagatelne znaczenie). Mogą przewodzić prąd o natężeniu nawet do 1 A, więc załączanie niewielkich układów wykonawczych jest również możliwe.

Prąd przewodzenia styków

Zarówno styki, jak i metalowe doprowadzenia do nich to elementy o skończonym polu przekroju poprzecznego. Istnieje graniczna wartość natężenia prądu, jaki może przez nie przepływać, bez obawy o przegrzanie. Na wartość tego parametru ma wpływ kształt styków, powierzchnia kontaktu, materiał styków oraz siła ich docisku. W przypadku styków normalnie otwartych (NO) i normalnie zamkniętych (NC) identyczność pierwszych trzech parametrów jest prosta do osiągnięcia. Wystarczy bowiem, aby były produkowane z tego samego materiału, przy użyciu tych samych form.

Parametr siły docisku jest trudniejszy do powtórzenia. Styki NO zderzają się z dużą siłą, a następnie są przytrzymywane przez kotwiczkę. Docisk styków NC zapewnia jedynie sprężynka, która nie może być zbyt twarda, aby elektromagnes przekaźnika mógł ją wygiąć. Z tego powodu prąd, jaki mogą przewodzić styki NO, może być większy od tego, jaki może płynąć przez styki NC. Niektórzy producenci zastrzegają jednak, że maksymalny prąd przewodzenia styków NO jest dostępny przy nominalnym napięciu zasilania cewki. Wielu producentów bierze to pod uwagę i tak konstruuje swoje wyroby, aby nie było różnicy w parametrach między stykami NO i NC. Jeżeli styki

eprasa.pl 1405f3fee5

Contact Resistance	30mΩ Max.		
Contact Rating (Resistive Load)	NO : 40A/14VDC	NC : 30A/14VDC	<Special Request NO : 45A 14VDC>
Switching Voltage	DC 75V Max.		

Rysunek 2. Prąd przewodzenia styków w przekaźnikach z serii FRA2 [5]

NC mają być znacznie obciążone, warto zajrzeć do noty katalogowej i upewnić się, że to możliwe. Wspomniany aspekt został wyszczególniony, między innymi, w specyfikacji przekaźników z serii FRA2 produkcji FORWARD INDUSTRIAL [5]. Styk normalnie zwarty może przewodzić prąd do 30 A, a normalnie rozwarty do 40 A (**rysunek 2**).

Rodzaj obciążenia

Maksymalny prąd przewodzenia styków jest parametrem, który może się różnić dla prądu stałego i zmiennego. Może też rozróżniać się na obciążenia rezystancyjne i reaktancyjne. Najczęściej obciążenie rezystancyjne może pobierać większy prąd od reaktancyjnego.

Niektórzy producenci podają w notach katalogowych bardziej szczegółową specyfikację, np. z uwzględnieniem obciążenia silnikowego. Tak jest w przypadku przekaźnika RM83 firmy Relpol [6] (**rysunek 3**). Pomimo wysokiego maksymalnego prądu przewodzenia styków, który wynosi aż 16 A, największa moc sterowanego silnika może wynosić jedynie 650 W. Powód jest prosty – obciążenie indukcyjne to wyzwanie dla styków ze względu na powstające przepięcia i prądy rozruchowe. Dlatego „mocny" przekaźnik może okazać się niewystarczający w zastosowaniach, które z pozoru nie należą do szczególnie wymagających.

Czas przełączania

Warto przypomnieć, że przekaźniki są wolniejsze od elementów półprzewodnikowych. W niektórych zastosowaniach należy wprowadzić odpowiednie sekwencje przełączania. Podam na to przykład z własnego doświadczenia, czyli pasywne regulatory głośności. Szybkie przełączanie rezystorów wchodzących w skład dzielnika rezystancyjnego jest konieczne do uzyskania wrażenia płynności przy szybkiej zmianie głośności. Należy tutaj pamiętać, że pozostawienie obwodu otwartego chociażby na chwilę, kiedy to jeden przekaźnik już się rozłączył, a sąsiedni jeszcze nie zadziałał, może skutkować bardzo nieprzyjemnym dla ucha trzaskiem, dobiegającym z głośników. W sprzęcie audio wysokiej klasy jest to niedopuszczalne, a w studiu nagraniowym jakiekolwiek dodatki do dźwięku są jednoznacznie dyskwalifikujące.

Należy brać pod uwagę czas na załączenie następnego przekaźnika, zanim przestanie pracować poprzedni. W przypadku wspomnianych przeze mnie wcześniej przekaźników sygnałowych Omron z serii G6K czas wynosi około 3 ms. Trzeba jednak wziąć pod uwagę możliwą odchyłkę napięcia zasilającego w dół, a także podwyższoną temperaturę otoczenia (np. w urządzeniach lampowych), co wpływa na wydłużenie czasu załączania. Dlatego w konstruowanych przez siebie urządzeniach zakładam czas dwukrotnie większy od podanego w nocie katalogowej, czyli około 6 ms.

Obudowa

Przekaźniki z hermetyczną obudową stają się coraz popularniejsze, jednak wciąż dostępne są egzemplarze w nieszczelnej obudowie, mającej postać „osłony" z tworzywa sztucznego, mocowanej na zatrzaskach. Przy projektowaniu sprzętu działającego w warunkach domowych czy biurowych nie ma to większego znaczenia. Jednak w środowiskach zanieczyszczonych warto zwrócić na to uwagę.

Na pewno hermetycznie zamknięte przekaźniki powinny znaleźć się w środowisku o podwyższonej wilgotności. Jednak są też pomieszczenia o zupełnie innej specyfice np. kotłownie. Powietrze w nich jest najczęściej suche i ciepłe, ale zanieczyszczone pyłem węglowym i spalinami. Zanieczyszczenia są bogate w siarkę, która jest nieodłącznym towarzyszem wszelkiego rodzaju węgla. Jej spalanie w niewielkich kotłowniach (przydomowych czy osiedlowych) ma marginalny wpływ na środowisko, ale znajdująca się wewnątrz kotłowni elektronika może to odczuć. Większość przekaźników średniej mocy ma styki pokryte stopami srebra, które doskonale reagują z siarką, tworząc nierozpuszczalny i nieprzewodzący prądu elektrycznego siarczek srebra. Może się okazać, że w krótkim czasie styki przekaźników są zasiarczone. Z taką sytuacją spotkałem się w sterowniku miałowego pieca centralnego ogrzewania, gdzie użyto przekaźników bez hermetyzacji obudowy. Po dwóch latach piec zaczął „dziwnie pracować", aż w końcu przestał załączać pompy i podajnik. Przyczyną były silnie zasiarczone styki przekaźników. Wewnątrz aż lepiły się od smolistego kurzu. Po wymianie na egzemplarze ze szczelną obudową piec działa bezawaryjnie przez wiele lat.

Producenci zwracają uwagę w notach katalogowych, aby przekaźniki z nieszczelnymi obudowami stosować tylko w miejscach wolnych od kurzu oraz związków siarki i azotu. Ma to również przełożenie na klasę szczelności – egzemplarze z uszczelnioną obudową najczęściej mają klasę IP67, a „zwykłe" jedynie IP40.

Podstawka

Przekaźniki to elementy elektromechaniczne, więc ulegają zużyciu. Może to być pominięte w większości urządzeń produkowanych masowo – czas życia przekaźnika zazwyczaj jest dłuższy niż przewidywany czas eksploatacji danego urządzenia. Jeżeli nawet przekaźnik uległby awarii (np. zespawaniu styków) lub przedwczesnemu zużyciu, wymiana podzespołu w serwisie to czynność prosta i rutynowa.

Inaczej ma się sprawa z urządzeniami automatyki przemysłowej. Tam, gdzie nie da się zastosować przekaźników półprzewodnikowych (SSR) lub urządzenie nie należy do najnowszych, pozostaje regularna wymiana przekaźników. Należy wziąć pod uwagę, że często urządzenia pracują w bardzo złych warunkach, tj. podwyższonej wilgotności (powodujące korozję wyprowadzeń), wibracji, zapylenia (pogarszające izolację), czy skrajnie wysokiej lub skrajnie niskiej temperaturze. Nie pozostaje wtedy nic innego, jak użycie podstawki pod przekaźnik. Część z nich – na przykład wspomniany wcześniej RM83 – ma wyprowadzenia, pozwalające zarówno na wlutowanie w płytkę drukowaną, jak i montaż w podstawce z obejmą dociskową, zapobiegającą wypadnięciu.

Wiele podstawek ma wyprowadzenia zrobione w tym samym rozstawie, co montowane w nie przekaźniki. Dzięki temu można dodać

Znamionowy prąd (moc) obciążenia	AC1	16 A / 250 V AC	
w kategorii	AC15	6 A / 120 V	3 A / 240 V (A300)
	DC1	16 A / 24 V DC	
	DC13	0,22 A / 120 V	0,1 A / 250 V (R300)
Obciążenie silnikowe	wg UL 508	1/2 HP	240 V AC, 4,9 FLA, silnik jednofazowy ❶
	AC3 wg IEC 60947-4-1	0,65 kW	240 V AC, silnik jednofazowy

Rysunek 3. Fragment dokumentacji przekaźnika RM83 [6] szczegółowo opisujący maksymalną moc obciążenia

eprasa.pl 1405f3fee5

w urządzeniu podstawkę pod przekaźnik, bez zmiany w projekcie płytki drukowanej. Ma to szczególne znaczenie w sytuacji, gdy na etapie projektu jeszcze nie wiadomo, czy dany przekaźnik będzie ulegał częstym awariom. Dołożenie podstawki na etapie produkcji masowej, mając już gotowe obwody drukowane, nie będzie niczym trudnym.

Przekaźnik osadzony w podstawce zazwyczaj ma mniejszy dopuszczalny prąd przewodzenia styków. Zależy to od samej podstawki, ponieważ można dostać wersje mniej i bardziej „budżetowe". Przykładowo, do RM83 producent przewiduje trzy różne podstawki – jedna może przenieść prąd do 8 A, dwie pozostałe do 12 A. To nadal mniej niż 16 A, jaki oferuje sam przekaźnik.

Bistabilne/monostabilne

Przekaźniki bistabilne są coraz tańsze i bardziej dostępne, ale wielu konstruktorów omija je szerokim łukiem. W układach zasilanych z sieci, energooszczędność nie ma dużego znaczenia, ale w aplikacjach wymagających oszczędności w poborze mocy mogą być dużym ułatwieniem. Do utrzymania kotwiczki w jednym położeniu nie jest wymagana jakakolwiek energia. Pobór prądu odbywa się podczas przełączania styków, które trwa kilkadziesiąt milisekund, a potem można jego źródło odłączyć. Urządzenie pozostanie w ustalonym stanie przez dowolnie długi czas, stąd jego nazwa. Typowe przekaźniki mają tylko jedną pozycję stabilną, a utrzymanie drugiej wymaga ciągłego przepływu prądu przez cewkę.

Występują dwa rodzaje przekaźników bistabilnych: z jedną cewką i z dwiema cewkami. W przypadku przekaźników dwucewkowych sprawa jest prosta, ponieważ jedna z nich służy do jego „załączania", a druga do „wyłączania" – innymi słowy, do przestawiania styków w pozycje odpowiednio 1 i 2. Natomiast w przekaźnikach jednocewkowych trzeba zamieniać kierunek prądu płynącego przez cewkę, czyli biegunowość jej zasilania.

Przekaźniki bistabilne są dostępne zarówno jako niewielkie przekaźniki sygnałowe, jak i przekaźniki średniej mocy, do przełączania urządzeń zasilanych z sieci i pobierających prąd rzędu kilku amperów. Praktycznie każda duża firma zajmująca się przekaźnikami posiada je w swojej ofercie, dlatego wybór jest naprawdę duży.

Zdaniem konstruktora

Moje zastosowania przekaźników obejmują kilka obszarów. Największym z nich jest przełączanie sygnału analogowego audio. Jego częstotliwość nie jest wysoka, a długości połączeń są relatywnie małe, dlatego nie muszę martwić się o problemy związane z dopasowaniem impedancji. Jednak jest kilka szczegółów, na które muszę zwracać szczególną uwagę.

Przekaźniki pracujące w pasywnych regulatorach głośności oraz w selektorach źródła sygnału muszą charakteryzować się niewielką rezystancją styku, która utrzyma się przez długi czas. W zależności od rodzaju regulatora wykorzystuję styki NO lub NO i NC. Do regulacji są zazwyczaj dwa kanały (w przypadku niesymetrycznego sygnału stereo, np. z wyjściem RCA) lub cztery (dla symetrycznego źródła sygnału stereo, np. z wyjściem XLR). Jedno urządzenie może mieć nawet kilkadziesiąt przekaźników, dlatego istotne są małe gabaryty, łatwość montażu, niski pobór mocy oraz relatywnie przystępna cena. Przekaźnik powinien być możliwie uniwersalny, aby ten sam typ mógł pracować zarówno w selektorze, regulatorze głośności, jak i w części sterującej – np. do odłączania zasilania modułu Bluetooth. Warto, aby przełączały się możliwie szybko, a czas przełączania miał małe rozrzuty między poszczególnymi egzemplarzami. Nadają się jedynie przekaźniki sygnałowe w obudowach przystosowanych do montażu powierzchniowego, które są na rynku od wielu lat (dzięki temu można być pewnym ich powtarzalności) i nic nie wróży ich rychłego wycofania. Dlatego niezmiennie stosuję przytoczone już wcześniej przekaźniki G6K2FY produkcji Omron [4]. Spełniają wszystkie kryteria, a awaryjność jest wręcz zerowa – na kilkanaście tysięcy użytych egzemplarzy jak dotąd trafiło mi się tylko kilka sztuk, które nie działały prawidłowo. Nie ma jednak gwarancji, że nie zostały np. przegrzane podczas lutowania, więc ten odsetek może być jeszcze niższy. Poza tym są dostępne z cewką przeznaczoną do zasilania napięciem stałym o wartości 4,5 V. Producent gwarantuje, że poprawne działanie zaczyna się od 3,6 V, ale należy uwzględnić spadek napięcia na układzie wykonawczym. Ponieważ najczęściej stosuję do tego celu znane układy ULN2003, spadek napięcia (przy zasilaniu cewki jednego przekaźnika) wynosi około 0,7 V [7], co potwierdza moje obserwacje. Minimalne napięcie zasilające układ wynosi wtedy 4,3 V. Dla cyfrowych układów sterujących zasilanych napięciem o nominalnej wartości 5 V to dobra informacja. W przypadku przekaźników przeznaczonych do pracy z napięciem 5 V trzeba by zastosować inne układy wykonawcze, o mniejszym spadku napięcia.

W układach audio, szczególnie we wzmacniaczach mocy i przedwzmacniaczach lampowych, należy załączać transformator sieciowy lub odpowiednią przetwornicę impulsową. Tutaj moim typem jest HF115F produkcji Hongfa z cewką 5 V i stykami w konfiguracji DPST. Dwie pary styków przydają się do odłączania transformatorów przystosowanych do zasilania napięciem zarówno 115 V, jak i 230 V, gdzie trzeba przerwać przepływ prądu w dwóch połówkach uzwojenia pierwotnego jednocześnie. Przerwanie jednej żyły zasilania jest tu niewystarczające, gdyż za selektorem napięcia zasilającego jest włączony jeszcze jeden transformator, znacznie mniejszy, zasilający układy cyfrowe i przekaźniki. Ponieważ taki przekaźnik jest z reguły tylko jeden w całym urządzeniu, do sterowania używam tranzystora MOSFET lub bipolarnego, typu BC807. Spadek napięcia na przewodzącym tranzystorze jest tak mały, że przekaźnik z cewką na 5 V na pewno będzie pracował poprawnie.

Są też inne dziedziny elektroniki, w których działam na bieżąco. W niewielkich układach automatyki domowej i dla rolnictwa ważne są małe wymiary oraz niska cena. Dlatego sięgam po tanie i popularne przekaźniki JQX3FF z cewką 12 V, również produkcji Hongfa. Służą do załączania głównie elektrozaworów, niewielkich silników prądu przemiennego lub lamp sygnalizacyjnych. Zaletą tego typu przekaźników jest mnogość odpowiedników innych firm, na przykład LEG-12 produkowany przez RAYEX ELECTRONICS. Dzięki temu, w razie braku konkretnego typu w hurtowniach, można dobrać inny, będący na stanie, bez konieczności długotrwałego wstrzymywania produkcji.

W układach z branży automotive najczęściej używam przekaźników z serii FRA2 [5]. To nie tylko niski koszt i małe gabaryty, lecz także możliwość przełączania niskonapięciowych obciążeń, pobierających prąd stały o natężeniu do 40 A. W samochodach osobowych i ciężarowych ma to miejsce nieustannie, a wspomniane przekaźniki są do tego przeznaczone. Warto zwrócić uwagę na różny prąd przewodzenia styków NO i NC (rysunek 2) – co nie zdarza się zbyt często.

Jest jeszcze jeden powód, dla którego przekaźniki FRA2 warto wykorzystywać w samochodach. Minimalne napięcie załączenia cewki to tylko 57,5% nominalnej wartości napięcia zasilającego, a zwykle parametr ten oscyluje w przedziale 70…80%. W sytuacji nagłego obniżenia napięcia zasilającego, wywołanego rozładowanym akumulatorem lub rozruchem silnika, przekaźnik ten nadal ma szansę zadziałać poprawnie.

Otoczenie

Sam przekaźnik nie jest zbyt użyteczny. Należy go wysterować pod układ zarządzający pracą systemu, np. sterownik z mikrokontrolerem. Jednak między delikatny świat nowoczesnych układów scalonych a „brutalne" przekaźniki, które wymagają załączania cewek o niemałej indukcyjności, trzeba włączyć pewien pomost – najlepiej układ zawierający kilka struktur, typu otwarty kolektor, do którego można zaliczyć ULN2003A, mający siedem kanałów, oraz ULN2803A z jednym kanałem więcej. Niska cena, dostępność oraz wbudowane diody zabezpieczające to powody, dla których warto je stosować. Mogą być sterowane z układów pracujących w logice zarówno 5 V, jak i 3,3 V, ale trzeba przeanalizować natężenie prądu płynącego przez kolektor

eprasa.pl 1405f3fee5

tranzystora roboczego. W moich zastosowaniach, gdzie przez jeden kanał nie płynie więcej jak 150 mA, nie odnotowałem jakichkolwiek problemów. Natomiast niemałą wadą, która wymaga uwzględnienia podczas projektowania schematu ideowego, jest spadek napięcia na takim kluczu. Może ono wynosić od ok. 0,7 V do nawet 1,6 V [7], w zależności od prądu i temperatury. W urządzeniach zasilanych niskimi napięciami może to stanowić poważny problem.

Bardzo dobrą alternatywą, aczkolwiek trudniejszą do kupienia w Polsce, jest układ TPL7407L produkcji Texas Instruments. Tranzystory robocze MOSFET zapewniają mniejszy spadek napięcia przy małych prądach. Dla przykładu, przy prądzie drenu 100 mA, napięcie dren-źródło nie przekroczy 320 mV [8]. Ponadto wbudowane układy sterujące bramkami umożliwiają rozpoznanie wysokiego stanu logicznego na wejściu już od 1,5 V, więc mogą być sterowane przez układy cyfrowe zasilane napięciem 1,8 V.

Dla pojedynczych przekaźników, stosuję tranzystor BSS123 lub BC807, zależnie od dostępnej linii zasilającej, ponieważ używam ich w dużych liczbach, w wielu układach. Diodą zabezpieczającą najczęściej jest 1N4148 w obudowie MiniMELF. Taki zestaw stosuję od lat i nigdy nie sprawił mi problemów.

Poza ochroną elektroniki przed zgubnymi skutkami przełączania cewki (mam tu na myśli impuls samoindukcji, powstający podczas zanikania prądu w cewce) warto zabezpieczyć ją przed zakłóceniami, jakie generują iskrzące styki. Szczególnie odczuwają to mikrokontrolery, pracujące w otoczeniu przekaźników, które mogą doprowadzić do zawieszenia się programu. Z moich obserwacji wynika, że ma to miejsce zwłaszcza przy obciążeniach o wysokiej indukcyjności, jak elektrozawory zasilane napięciem 230 V AC. Przykładem takiego obwodu zabezpieczającego jest szeregowy układ RC, noszący trudną do spolszczenia nazwę snubber. Mogą to być inne konfiguracje, zawierające np. diodę typu transil lub, w obwodach prądu stałego, szybką diodę półprzewodnikową.

Teoretycznie obwód zabezpieczający powinien być dobrany do obciążenia, które generuje zakłócenia. O ile można to zrobić w przetwornicach impulsowych, gdzie znamy parametry przełączanego elementu indukcyjnego, o tyle w uniwersalnych sterownikach jest to skazane na niepowodzenie. Dane wyjście przekaźnikowe może czasem załączać elektrozawór tej albo innej firmy (o innych parametrach), może sterować lampą, a może też włączać niewielki wentylator. Poza tym nieznane mogą być parametry i długość przewodów połączeniowych. Dlatego trzeba w takich sytuacjach pójść na kompromis. Najczęściej używam rezystora 47 Ω, połączonego szeregowo z kondensatorem o pojemności 100 nF z dielektrykiem polipropylenowym, oznaczanym jako X2 (do zastosowań przeciwzakłóceniowych). Takie elementy są tanie, mają niewielkie gabaryty, a sprawdzają się zarówno w obwodach prądu stałego, jak i zmiennego.

Podsumowanie

Przekaźniki elektromagnetyczne, jakie znamy od lat, nie opuszczą rynku komponentów elektronicznych. Wręcz przeciwnie, producenci nadal rozwijają i inwestują w tę technologię, czego przykładem może być cała gama dostępnych materiałów na styki. Dzięki temu możliwy jest dobór chociażby odpowiedniego materiału stykowego do danego zastosowania.

Coraz popularniejsze stają się przekaźniki bistabilne, czego dowodem może być seria miniaturowych przekaźników sygnałowych firmy Finder. Ich cena jest przystępna, co zachęca do eksperymentów. Nacisk kładziony na redukcję poboru energii elektrycznej przez układy elektroniczne prawdopodobnie popchnie konstruktorów w tę architekturę, zwłaszcza tam, gdzie zasilaniem ma być źródło energii odnawialnej.

Polecam stosować przekaźniki z wyczuciem, biorąc pod uwagę często pomijane ograniczenia (np. wymóg minimalnego przełączanego prądu), a będą one służyły długo i bezawaryjnie.

Michał Kurzela, EP

Bibliografia

1. Relay Technical Information, ***https://bit.ly/3adZCaQ***, 2020.05.25.
2. HF115F Miniature High Power Relay, ***https://bit.ly/2DwOFWd***, 2020.05.25.
3. Materiał zestyków w przekaźniku, jakie ma znaczenie?, ***https://bit.ly/3gKNrol***, 2020.05.25.
4. G6K Surface Mounting Relay, ***https://bit.ly/3gMlbBI***, 2020.05.25.
5. FRA2 Relay, ***https://bit.ly/30KuHjt***, 2020.05.25.
6. Przekaźnik RM83, ***https://bit.ly/3fOz94O***, 2020.05.25.
7. ULN2002A/ULN2003A/ULN2004A, ***https://bit.ly/30IE9DJ***, 2020.05.25.
8. TPL7407L, ***https://bit.ly/2PIvTxf***, 2020.05.25.

REKLAMA

eprasa.pl 1405f3fee5

Przekaźniki z oferty firmy Micros

Przekaźniki elektromagnetyczne to jedne z najstarszych podzespołów elektronicznych. Połączenie takich cech, jak możliwość komutacji sygnałów dużej mocy, zarówno przy wysokim napięciu, jak i dużym natężeniu prądu, odporność na przepięcia i przeciążenia oraz separacja galwaniczna obwodu sterowanego od sterującego sprawia, że bardzo trudno je zastąpić alternatywnym komponentem o dobrych parametrach i umiarkowanej cenie.

Więcej informacji:
Micros sp.j. W. Kędra i J. Lic
tel. +48 12 636 95 66, bok@micros.com.pl
http://www.micros.com.pl

W ofercie firmy Micros znajduje się bogata oferta przekaźników marki Hongfa. Przekaźniki tego producenta dostępne są w znacznej liczbie modeli o zróżnicowanej konfiguracji styków i w wielu wersjach napięciowych i prądowych. Są to w większości wersje specjalizowane, ukierunkowane do konkretnych zadań.

Przekaźniki mocy

Przekaźniki serii **HF3FF** to miniaturowe przekaźniki mocy o wymiarach 19×15,5×15 mm, przeznaczone do montażu na PCB (**fotografia 1**). Dostępne są wersje z jednym stykiem zwiernym lub przełącznym o dużej zdolności obciążeniowej, do 15 A przy 277 VAC oraz 30 VDC. Izolacja pomiędzy cewką a stykami wynosi 1,5 kV. Moc pobierana przez cewkę wynosi jedynie 360 mW dla wersji sterowanych napięciami 5, 9, 12 i 24 VDC. Zakres temperatur pracy mieści się w przedziale od –40 do +70°C. Dzięki pokryciu styków stopem $AgSnO_2$, zapewniają wysoką odporność na duże szczytowe prądy rozruchowe, a ich trwałość sięga aż 10 mln przełączeń.

Fotografia 1. Przekaźniki serii HF3FF

Przekaźniki serii **HF32F** to miniaturowe przekaźniki mocy, o wymiarach 18,5×10×15,5 mm, przeznaczone do montażu na PCB (**fotografia 2**). Występuje on przede wszystkim w wersji z jednym stykiem zwiernym o obciążalności 5...10 A, przy 250 VAC oraz 30 VDC. Wersje z wyjściem przełącznym mają mniejszą obciążalność – do 3 A przy takich samych napięciach. Charakterystyczną cechą tego modelu jest zwiększona izolacja pomiędzy cewką a stykami, która wynosi 2,5 kV. Moc pobierana przez cewkę wynosi standardowo 450 mW, ale wersje o zwiększonej czułości (*Sensitive*) działają już przy 200 mW, przy sterowaniu napięciami 5, 9, 12 i 24 VDC. Zakres temperatur pracy mieści się w przedziale od –40 do +70°C. Najliczniejsze są wersje ze stykami pokrytymi stopem AgNi, który jest używany w przekaźnikach praktycznie od zawsze. Stosunkowo niewielka zawartość niklu (10%) służy mechanicznemu utwardzeniu srebra i zapewnia wzrost odporności na erozję powierzchni kontaktowych, dzięki czemu stają się bardziej wytrzymałe przy większych obciążeniach. Jest to idealne rozwiązanie do obciążeń o charakterze rezystancyjnym, aplikacji działających przy pełnym nominalnym prądzie zestyku i dla obciążeń innego typu, gdzie załączany prąd nie jest tak wysoki. Jest to ekonomiczny i dobrze sprawdzający się materiał ogólnego stosowania, bardzo często używany jako materiał dla wielu przekaźników mocy.

Fotografia 2. Przekaźniki serii HF32F

Fotografia 3. Przekaźniki serii HF46F

Przekaźniki serii **HF46F** to kolejne miniaturowe przekaźniki mocy, wyróżniające się wyjątkowo wąską obudową o wymiarach 20,5×7×15,5 mm, przeznaczone do montażu na PCB (**fotografia 3**). Dostępne są wyłącznie w wersji, z jednym stykiem zwiernym o obciążalności 5...10 A, przy 250 VAC oraz 30 VDC. Oprócz kształtu obudowy, wyróżniają się także zwiększoną izolacją pomiędzy cewką a stykami, która wynosi aż 4 k oraz 10 kV dla impulsu typu *surge*. Moc pobierana przez cewkę wynosi standardowo 200 mW, przy sterowaniu napięciami 5, 9, 12 i 24 VDC. Dostępne są wersje ze stykami pokrytymi stopem AgNi oraz $AgSnO_2$. Poszerzony zakres temperatur pracy, który sięga od –40 do +85°C, wyjątkowo niewielka masa, ok. 3 g, oraz szczególnie mała powierzchnia zajmowana na płytce PCB, pozwalają na nietypowe zastosowania tych komponentów.

Niektóre aplikacje wymagają zastosowania przekaźników o jeszcze większej obciążalności. Układy realizujące funkcje szybkiego ładowania akumulatorów lub sterowniki silników dużej mocy muszą mieć zdolność załączania znacznych prądów, a nie zawsze można to zrealizować komponentami półprzewodnikowymi. Do takich zastosowań zaprojektowano przekaźniki serii **HF105F.** Są to elementy dużej mocy w obudowie o wymiarach

Fotografia 4. Przekaźniki serii HF105F

eprasa.pl 1405f3fee5

32×27×20 mm, przeznaczone do montażu na PCB (**fotografia 4**). Dostępne są wersje z jednym stykiem zwiernym, rozwiernym lub przełącznym o wysokiej zdolności obciążeniowej, aż do 40 A przy 277 VAC oraz 28 VDC. Izolacja pomiędzy cewką a stykami wynosi 2,5 kV lub 4 kV w zależności od wersji. Moc pobierana przez cewkę wynosi 900 mW dla wersji sterowanych napięciami 5, 9, 12 i 24 VDC. Dostępne są modele sterowane napięciem przemiennym (AC) o typowych wartościach 12, 24, 220 VAC. Zakres temperatur pracy mieści się w przedziale od –55 do +85°C. Dzięki pokryciu styków stopem $AgSnO_2$ zapewniają wysoką odporność na duże szczytowe prądy rozruchowe.

Fotografia 5. Przekaźniki serii HF115F

Fotografia 6. Przekaźniki serii HF118F

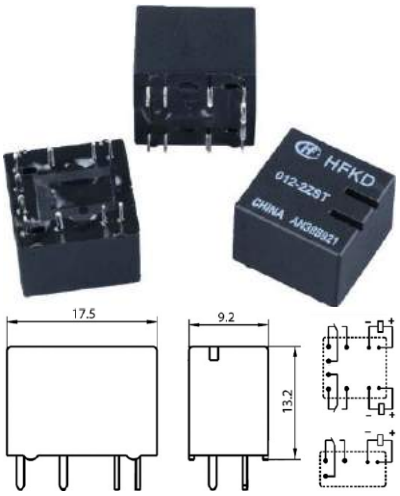
Jednymi z naj popularniejszych przekaźników są komponenty serii **HF115F**. Dostępne są dziesiątki różnych modeli do zastosowań uniwersalnych oraz specjalizowanych, a także wiele osprzętu, takiego jak gniazda do przekaźników. Przekaźniki serii HF115F to miniaturowe przekaźniki mocy o wymiarach 29×13×16 mm, przeznaczone do montażu na PCB (**fotografia 5**). Dostępne są wersje w konfiguracjach od jednego styku zwiernego do dwóch odseparowanych styków przełącznych. Zdolność obciążeniowa wynosi od 8 do 16 A przy 440 VAC oraz nawet do 300 VDC. Izolacja pomiędzy cewką a stykami wynosi od 2 do 4 kV. Moc pobierana przez cewkę to typowo 400 mW dla wersji sterowanych napięciami 5, 9, 12 i 24 VDC. Zakres temperatur pracy mieści się w przedziale od –40 do +85°C. Materiał pokrycia styków to przede wszystkim stop $AgSnO_2$.

Kolejnym przekaźnikiem produkcji Hongfa jest model **HF118F** do obwodów wykonawczych dużej mocy (**fotografia 6**). Ma jeden styk zwierny, rozwierny lub przełączający, którego obciążalność wynosi 10 A@250 VAC. Przy tej obciążalności moc pobierana przez cewkę jest bardzo mała – tylko 220...290 mW w zależność od napięcia znamionowego cewki. Przekaźnik pracuje w zakresie temperatur od –40°C do +85°C, ma niewielką masę 8 g przy wymiarach 28,5×10×12,5 mm. Uwagę zwraca ponadto wytrzymałość elektryczna 5 kV między stykami i cewką oraz 8-milimetrowa przerwa izolacyjna (*creepage*). Przekaźnik spełnia normy VDE 0700 i 0631 w zakresie jakości izolacji.

Przekaźniki do zastosowań w motoryzacji

Szczególnym typem przekaźników są przekaźniki tzw. samochodowe. Ich konstrukcja, a zwłaszcza styk są zoptymalizowane do pracy z napięciami stałymi o wartości rzędu 14...28 V. Typowymi modelami są przekaźniki serii **HFKx**, np. **HFKW**, czy **HFKD** (**fotografie 7** i **8**). Pomimo znacznych dopuszczalnych prądów obciążenia, wynoszących ok. 20...40 A, zamknięte są w zwartych niewielkich obudowach, np. **HFKW** ma wymiary 16×15,5×14 mm, a **HFKD** – 17,5×9×13 mm. Pobór mocy cewki wynosi ok. 600 mW, a napięcia sterujące to głównie 12 i 24 V. Niektóre modele dostępne są w wersjach podwójnych (double version), zawierających dwa zespoły styków i cewek sterujących (**fotografia 8**). Przeznaczone są one np. do sterowania dwukierunkowego silnikami prądu stałego.

Fotografia 7. Przekaźniki serii HFKW



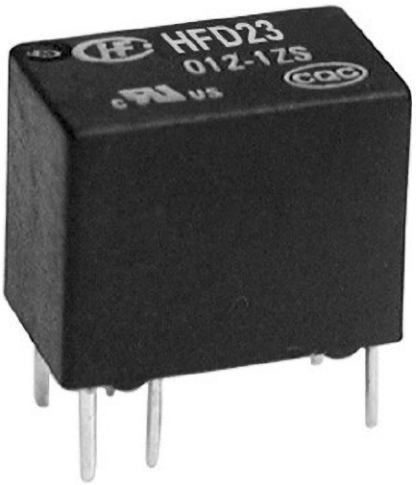
Fotografia 8. Przekaźniki serii HFKD wraz z opisem wyprowadzeń

Przekaźniki sygnałowe

Przekaźniki zwykle kojarzone są z obwodami wykonawczymi, ponieważ umożliwiają sterowanie znacznymi obciążeniami za pomocą niewielkich mocy wymaganych do zasilenia cewki elektromagnesu. Jednak konstrukcja przekaźników daje im inną bardzo istotną cechę – galwaniczne oddzielenie obwodów sterującego i sterowanego. Taka cecha może być kluczowa dla technologii pomiarowych czy medycznych. Z jednej strony daje pewność, że nie wpływamy w żaden sposób na obwód przełączany, a z drugiej strony spełniamy standardy bezpieczeństwa. Typowymi przekaźnikami „sygnałowymi", określanymi także jako „telekomunikacyjne", są przekaźniki typu **HFD23** i **HFD27** (**fotografie 9** i **10**). Są to komponenty o niewielkich wymiarach, dostosowane do załączania niewielkich obciążeń, max. 2 A. Moc cewki wynosi ok. 200 mW, a w wersjach o podwyższonej czułości jest obniżona nawet do 150 mW. Napięcie znamionowe cewki może wynosić nawet od 1,5 do 48 V.

Istotną cechą konstrukcyjną przekaźników sygnałowych jest pokrycie styków kombinacją materiałów AgNi + Au – czyli styk na bazie srebra dodatkowo pozłacany. Takie rozwiązanie gwarantuje pewne i niezawodne działanie elementu. Przy doborze przekaźnika sygnałowego należy zwrócić uwagę na minimalne obciążenie styków. Dla **HFD23** wynosi ono 1 mA i napięcie 5 V, natomiast dla **HFD27** osiągnięto zaskakujące wartości 10 μA i napięcie 10 mV, co pozwala na jego zastosowanie w torach urządzeń pomiarowych.

Micros



Fotografia 9. Przekaźniki serii HFD23

Fotografia 10. Przekaźniki serii HFD27

eprasa.pl 1405f3fee5

Nowe gniazda typu push-in firmy Relpol

Relpol rozszerzył ofertę o gniazda przekaźnikowe typu GZP80, GZP4 i GZ14P z zaciskami w technologii push-in. Nowa seria gniazd została zaprojektowana do zastosowania w najbardziej wymagających aplikacjach z myślą o instalatorach, integratorach i służbach utrzymania ruchu. Produkty są odpowiedzią Relpolu na potrzeby aplikacyjne użytkowników końcowych oraz firm zajmujących się prefabrykacją rozdzielnic automatyki przemysłowej.

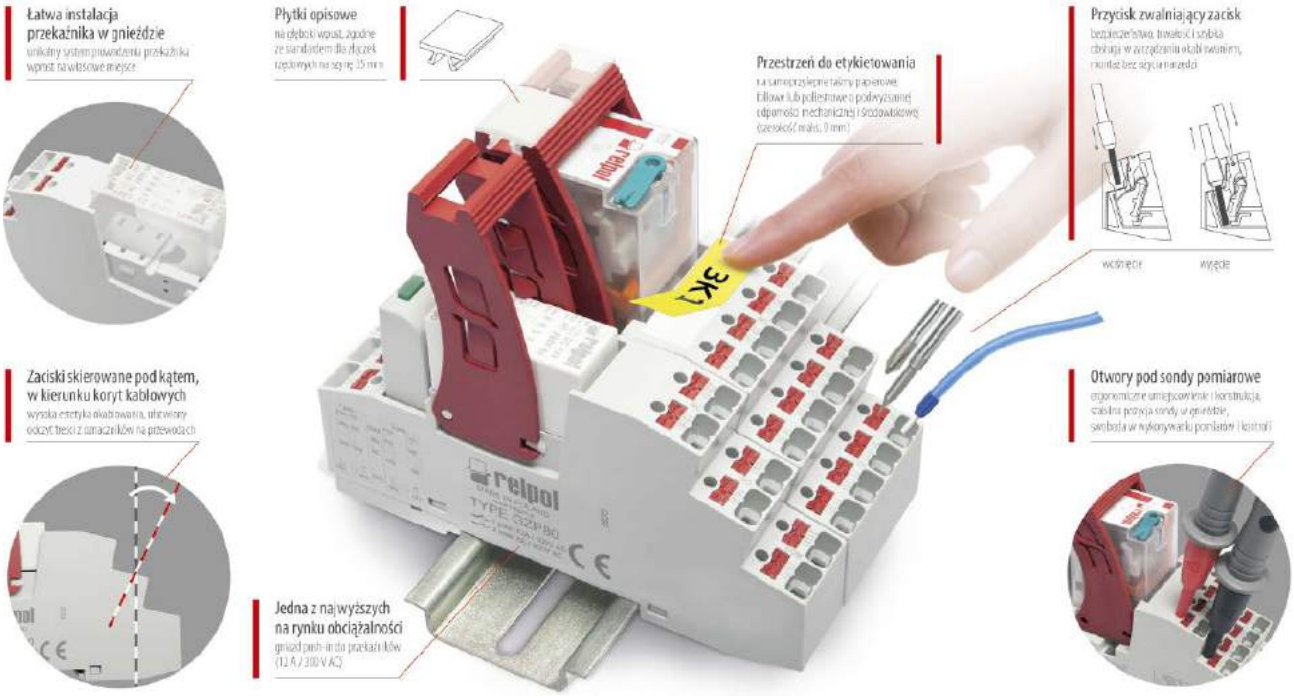
Więcej informacji:
RELPOL S.A.
ul. 11 Listopada 37, 68-200 Żary,
tel. +48 684 790 850, **https://www.relpol.pl/**
e-mail: sprzedaz@relpol.com.pl

Wraz z rozwojem technologii połączeń sprężynowych i coraz większą potrzebą stosowania komponentów wyposażonych w zaciski typu push-in, które umożliwiają szybki i pewny montaż okablowania bez użycia narzędzi, Relpol rozpoczął pracę nad własną konstrukcją nowych gniazd mogących sprostać funkcjonalnym i technicznym wymaganiom współczesnego rynku automatyki przemysłowej. Efektem prac są gniazda wykonane z wysokiej jakości materiałów o klasie palności V-0, których czas montażu i podłączania okablowania jest do 60% krótszy niż dla porównywalnych gniazd z zaciskami śrubowymi.

Dostępne typy gniazd i ich podstawowe parametry

Obecnie w ofercie firmy Relpol S.A. dostępne są trzy typy gniazd z zaciskami push-in:

- GZP80 – dla przekaźników jedno- i dwutorowych z serii RM84, RM85, RM87L i RM87P oraz RMP84, RMP85 z blokadą mechaniczną. Obciążalność znamionowa pojedynczego zacisku push-in w gniazdach GZP80 to 12 A / 300 VAC, a po zmostkowaniu 16 A. Maksymalna liczba i przekrój przewodów podłączanych do pojedynczego zacisku przekaźnika wynosi 2×1,5 mm² bez tulejki izolowanej oraz 2×1 mm² z tulejką izolowaną. Długość odizolowania przewodów to 8…10 mm.
- GZP4 – dla przekaźników dwu- i czterotorowych z serii R2N i R4N. Obciążalność pojedynczego zacisku wraz z przekaźnikiem



eprasa.pl 1405f3fee5

R2N wynosi 12 A/300 VAC, zaś przy obciążeniu czterech torów wynosi maksymalnie 8 A/300 VAC, co przewyższa znamionową obciążalność przekaźników R4N. Maksymalna liczba i przekrój podłączanych przewodów oraz ich odizolowanie są identyczne jak w przypadku GZP80.

- GZ14P – do zastosowań w energetyce do połączeń zatablicowych dla przekaźników R15-4P. Obciążalność czterech torów prądowych w tym przypadku wynosi maksymalnie 10 A/250 VAC. Dodatkowym atutem jest wtykowa konstrukcja bloku zacisków od gniazda oraz niezależne rozłączanie przewodów z uwagi na dwa niezależne zaciski sprężynowe pod jeden zacisk przekaźnika. Maksymalna liczba i przekrój przewodów podłączanych do pojedynczego zacisku przekaźnika wynosi: 2×2,5 mm² bez tulejki izolowanej oraz 2×1,5 mm² z tulejką izolowaną. Długość odizolowania przewodów to 10 mm.

Tabela 1. Parametry elektryczne gniazd

	GZP80	GZP4	GZ14P
Napięcie probiercze izolacji (tor-tor) (VAC) *)	3000	3000	2000
Napięcie probiercze izolacji (cewka-tor) (VAC) *)	5000	4000	2500
Rezystancja izolacji (MΩ)	>50	>50	>50
Rezystancja przejścia styku zacisku (mΩ)	<20	<20	<20
Izolacja wg PN-EN 60664-1:			
– znamionowe napięcia udarowe (kV)	4	3	3
– kategoria przepięć	3	2	2
– stopień zanieczyszczenia	3	2	2
Znamionowe napięcie izolacji (VAC)	300	300	250
Temperatura pracy (°C)	–20...+70	–20...+70	–20...+55
Temperatura składowania (°C)	–40...+85	–40...+85	–40...+85

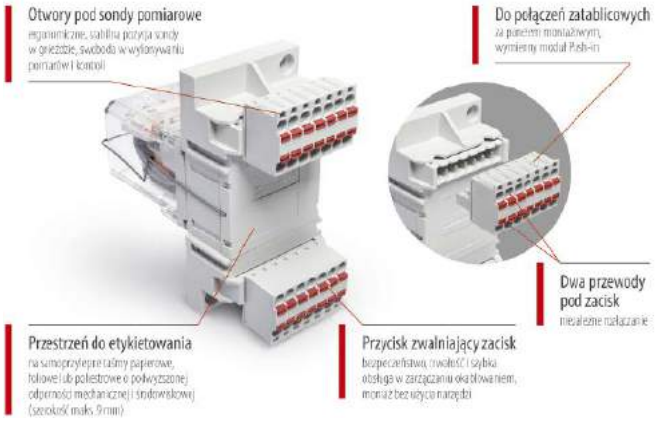
*) Dla częstotliwości 50/60 Hz przez min.

Maksymalne bezpieczeństwo i niezawodność

Zastosowanie przycisków zwalniających zacisk sprężynowy push-in zapewnia pełną ochronę przed porażeniem z uwagi na brak kontaktu z elementami pod napięciem. Dodatkowo elementy te poprawiają niezawodność mechaniczną, gdyż nie ma ryzyka, że do zwolnienia zacisku zostanie użyty niewłaściwych rozmiarów wkrętak, jak również że użyte w niewłaściwy sposób narzędzie spowoduje uszkodzenie sprężyny w zacisku. Oprócz tego zaciski sprężynowe zapewniają pewne trzymanie przewodów niezależnie od drgań, dzięki czemu nie istnieje konieczność sprawdzania pewności połączenia i dokręcania występująca w przypadku tradycyjnych połączeń śrubowych – np. po transporcie maszyny lub szafy sterowniczej.

Łatwość oraz swoboda znakowania i pomiarów

Od teraz przekaźniki można opisywać na dwa różne sposoby. Możliwy jest opis na szczycie obejmy wyrzutnikowej za pomocą standardowych płytek opisowych/oznaczników w wersji na tzw. głęboki wpust (zgodnych ze standardem obowiązującym dla złączek rzędowych na szynę TH 35 różnych producentów). Drugim sposobem jest korzystanie z ekonomicznych samoprzylepnych taśm papierowych, foliowych lub poliestrowych o podwyższonej odporności mechanicznej i środowiskowej do szerokości 9 mm. Opisy w tej formie naklejane są na stałe w dobrze widocznym miejscu bezpośrednio przy zainstalowanych przekaźnikach.



Oznaczniki oraz etykiety w formie taśm samoprzylepnych można znakować automatycznie, a ich uniwersalność i powszechność daje dużą swobodę wyboru oraz wygodę instalacji. Należy podkreślić, że etykiety i oznaczniki zainstalowane w ten sposób oznaczają aparat w rozdzielnicy na stałe, ponieważ gniazdo i wyrzutnik z reguły nie muszą być wymieniane w trakcie eksploatacji. W starego typu gniazdach, z uwagi na ograniczoną możliwość oznaczania przy użyciu powszechnie dostępnych akcesoriów i materiałów, etykiety były często naklejane bezpośrednio na obudowie przekaźnika, który podlegał późniejszym wymianom, co powodowało konieczność przeklejenia starej etykiety lub wydrukowania nowej.

Nowe gniazda dają możliwość wykonywania pomiarów nawet po podłączeniu przewodów dzięki przeznaczonym do tego otworom pod sondy pomiarowe. Ergonomiczne położenie i specjalna konstrukcja zapewniają stabilną pozycję sondy umieszczonej w otworze pomiarowym.

Konstrukcja przyjazna instalatorom

Unikalny kształt podstawy gniazd GZP80 i GZP4 oraz zaczepu na szynę TH umożliwia ekspresowy montaż, zaś wysoka precyzja wykonania i odpowiednia siła trzymania zaczepu zapewnia niezawodne trzymanie gniazda bez potrzeby stosowania tzw. stoperów. Brak ostrych krawędzi zwiększa komfort pracy instalatora, a zaciski skierowane pod kątem w stronę koryt kablowych wpływają na wysoką estetykę prowadzenia okablowania. Ułatwiają one też odczyt napisów z oznaczników na przewodach.

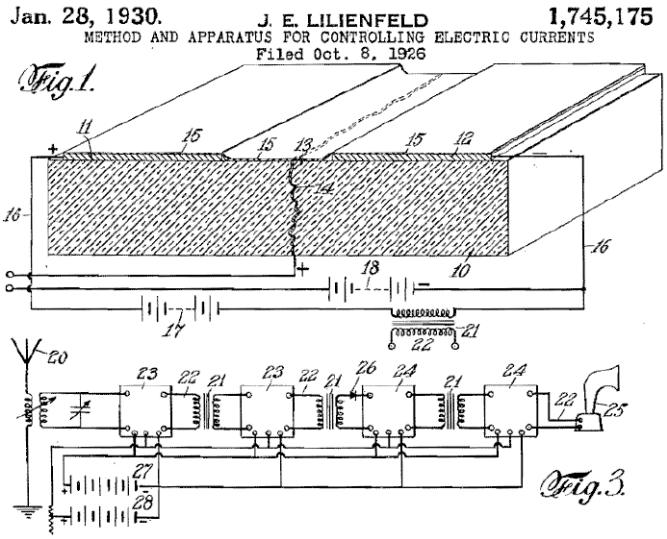
Dodatkowym atutem konstrukcji jest system prowadzenia przekaźnika wprost na właściwe miejsce przekaźnika w gnieździe. Rozwiązanie to przyśpiesza instalację. Konstruktorzy firmy Relpol nie zapomnieli o najmniejszych detalach. Dla gniazd dostępne są uniwersalne wyrzutniki dla niskich i wysokich przekaźników, a w ich konstrukcji można dopatrzeć się elementów logo firmy Relpol S.A.

Rafał Kluska

eprasa.pl 1405f3fee5

Elementy elektroniczne dużej mocy

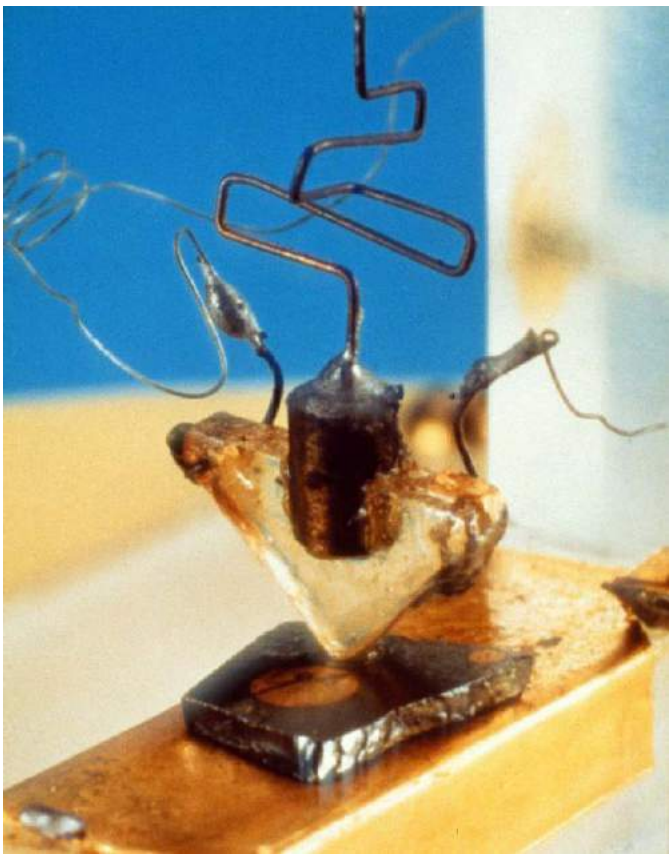
Zamieszczone obok fragmenty opisu patentowego złożonego w roku 1926 udowadniają, że już prawie 100 lat temu pochodzący z Polski (urodzony w 1882 we Lwowie który wtedy był częścią Austro-Węgier) naukowiec żydowskiego pochodzenia, Julius Edgar Lilienfeld, opatentował tranzystor – wzmacniający element półprzewodnikowy.



Co prawda patentowany przyrząd nie był nazwany tranzystorem, tylko *aparatem do wzmacniania prądu*, ale dziś powiemy, że jest to patent na odmianę złączowego tranzystora polowego (JFET – junction field effect transistor, a ściślej MESFET MEtal-Semiconductor Field Effect Transistor).

Patent pojawił się prawie sto lat temu, a idea, pomysł sporo wcześniej. Jednak ani Lilienfeldowi, ani innym naukowcom i wynalazcom przez kilkadziesiąt lat nie udało się stworzyć działającego, praktycznie użytecznego elementu według tej idei. A idea była prawidłowa i słuszna, o czym za chwilę.

Trzeba też mocno podkreślić, że wynalezienie tranzystora bipolarnego – **fotografia 1** – © Alcatel-Lucent USA Inc. w roku 1947 (Walter Brattain, John Bardeen, William Shockley) było przypadkiem i zaskoczeniem. Było to zdecydowanie bardziej odkrycie niż świadome wynalezienie. Celem tych badaczy wcale nie było stworzenie takiego właśnie trzywarstwowego elementu z dwoma złączami pn, wzmacniającego sygnały elektryczne. Ze zdziwieniem stwierdzili, że testowana dość specyficzna i dość skomplikowana struktura jest wzmacniaczem prądu. **Rysunek 2** przypomina, jakie dziś wykorzystujemy symbole graficzne tranzystorów bipolarnych i jak przedstawiamy w uproszczeniu ich budowę.

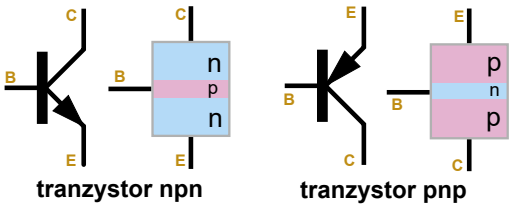


Fotografia 1.

Odkrycie takiego dziwnego elementu wzmacniającego było o tyle zaskoczeniem, że nie tylko ci, ale i inni naukowcy i wynalazcy, w tym William Shockley, już od szeregu lat pracowali nad stworzeniem wzmacniacza „solid state", czyli wzmacniającego elementu półprzewodnikowego, ale działającego na innej zasadzie. Na zasadzie bardzo prostej. Takiej, którą wykorzystują lampy elektronowe. A jak wiadomo, ich działanie polega na wpływie pola elektrycznego na swobodne, ruchome ładunki elektryczne.

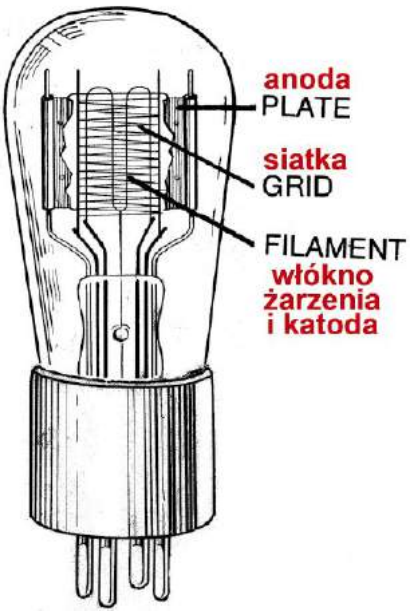
Ta atrakcyjna i słuszna idea jest następująca: jeżeli w przestrzeni mamy swobodne ładunki elektryczne i jeżeli w tej przestrzeni występuje pole elektryczne, to na ładunki te działa siła i poruszają się one w polu elektrycznym – w przestrzeni tej i w całym obwodzie elektrycznym płynie prąd. Sprytny pomysł wzmacniania polega na tym, że wprowadzamy drugie, pomocnicze, sterujące pole elektryczne, które też oddziałuje na nośniki prądu i najprościej mówiąc, może wypychać je z przestrzeni, w której mogą się poruszać. To drugie, pomocnicze pole elektryczne w sumie steruje liczbą czynnych nośników, a przez to reguluje wielkość prądu płynącego w głównym obwodzie.

Ta jasna i prosta idea dała się stosunkowo łatwo i szybko zrealizować w postaci klasycznej, próżniowej lampy elektronowej – triody. Przypomnijmy, że triodę (audion) wynalazł Lee de Forest w roku 1906.

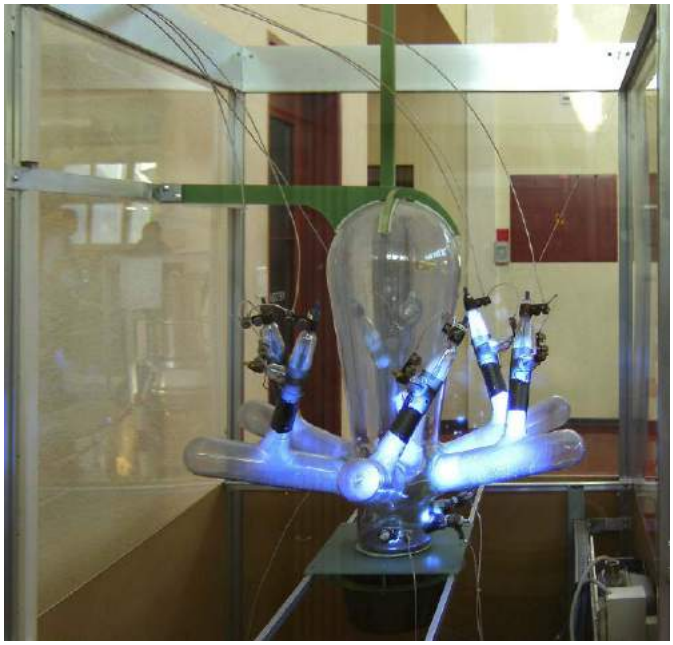


Rysunek 2.

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 3



Fotografia 4.

W triodzie swobodne nośniki to elektrony, poruszające się w próżni między emitującą elektrony gorącą katodą a anodą. Dodanie trzeciej elektrody – tak zwanej siatki, pozwala regulować przepływ prądu za pomocą niewielkiego napięcia, rzędu kilku woltów, podanego między katodę i siatkę. Schemat budowy prymitywnej elektronowej lampy próżniowej (z bezpośrednim żarzeniem) jest pokazany na **rysunku 3**. Przy okazji wyjaśnia się, dlaczego w angielskojęzycznych źródłach zza oceanu anoda nazywana jest *plate* (co można przetłumaczyć jako *płyta*).

Tę bardzo prostą zasadę sterowania, gdzie pole elektryczne odpycha lub przyciąga swobodne nośniki prądu, próbowano zastosować nie tylko przy wykorzystaniu elektronów w próżni. Niniejszy materiał poświęcony jest elementom elektronicznym dużej mocy, dlatego koniecznie trzeba wspomnieć też o innych rodzajach lamp. Otóż lampy próżniowe z uwagi na właściwości elektronów w próżni generalnie nie nadają się do pracy przy dużych prądach. Owszem, produkowano lampy próżniowe o dużych prądach, ale były to potężne i kosztowne konstrukcje, stosowane w nadajnikach radiowych. Tymczasem od dawna istniało zapotrzebowanie na elementy elektroniczne pracujące przy dużych prądach i niezbyt dużych napięciach. Do tego lampy próżniowe po prostu się nie nadawały. Przykładem mogą być szeroko stosowane w starych odbiornikach radiowych próżniowe lampy prostownicze. Nie nadają się one do pracy przy dużych prądach i niskich napięciach. I tu koniecznie należałoby wspomnieć o gazotronie, tyratronie i ignitronie.

Otóż już w XIX wieku powstały lampy gazowane, najpierw jako popularne do niedawna lampki – neonówki, potem inne interesujące odmiany. Gazotron to lampa prostownicza, odpowiednik próżniowej diody. Tyratron to lampa elektronowa budową bardzo podobna do triody. Kluczowa różnica to zastąpienie próżni gazem – najczęściej jednym z gazów szlachetnych, jak neon, ksenon, ewentualnie wodorem lub parami rtęci. I właśnie obecność gazu zmienia zdecydowanie właściwości. Najprościej biorąc, w normalnych warunkach tyratron nie przewodzi prądu. O przepływie prądu decyduje stosunkowo niewielkie napięcie siatki.

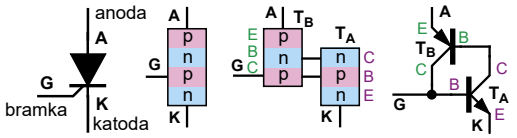
W kontekście głównego tematu artykułu bardzo istotną zaletą było to, że gazotrony i tyratrony mogły przewodzić prądy wielokrotnie większe niż podobne lampy próżniowe. Występuje jednak istotna różnica między triodą i tyratronem. Próżniowa trioda pozwala na płynną, liniową regulację prądu anody za pomocą niewielkiego napięcia siatki. Niemal identycznie zbudowany tyratron, który jest lampą gazowaną, nie pozwala na taką płynną, liniową regulację – jest elementem dwustanowym: albo jest zatkany i nie przewodzi, albo zostaje otwarty i po otwarciu zmiany napięcia siatki nie mają już żadnego wpływu na jego stan. Raz włączony tyratron pozostaje otwarty, prąd płynie i dopiero przerwanie przepływu prądu zatyka tyratron. Wynika to z zasady działania lamp gazowanych, gdzie w spoczynku gaz zawiera znikomą liczbę wolnych nośników ładunku i nie przewodzi prądu. Włączenie polega na lawinowym powielaniu nośników przez rozdzielanie molekuł gazu na swobodne elektrony i jony. W gazotronach, które są zwyczajnymi, niesterowanymi prostownikami, następuje to po prostu pod wpływem napięcia w obwodzie głównym, a w tyratronach ma na to wpływ także napięcie siatki. Dlatego tyratrony mogą służyć i przez długie lata służyły w roli impulsowych regulatorów – prostowników sterowanych. Odmianą tyratronu jest ignitron (**fotografia 4** z Wikipedii), który jest sterowanym prostownikiem rtęciowym. Duże ignitrony zawierały kilka litrów rtęci, pełniącej funkcję płynnej katody i mogły prostować prądy rzędu setek amperów, a nawet większe. To właśnie lampy gazowane, a nie próżniowe, były pierwszymi elektronicznymi elementami dużej mocy. Tyratrony i ignitrony w latach 30. zastąpiły wcześniejsze, jeszcze bardziej niedoskonałe prostowniki elektromechaniczne dużej mocy, a w pewnych zastosowaniach prostowniki elektrolityczne.

Lampy te nie tylko wytwarzały dużo niepotrzebnego ciepła (moc równa iloczynowi przepływającego prądu i spadku napięcia na prostowniku rzędu kilkunastu do kilkudziesięciu woltów), ale wydzielały też trujące pary rtęci oraz szkodliwe promieniowanie ultrafioletowe. Jednak potężne i groźne dla zdrowia osób obsługujących prostowniki rtęciowe pracowały co najmniej do lat 70., ponieważ zastąpienie ich półprzewodnikami nie było łatwe. Wspomnijmy, że prostowniki kuprytowe i selenowe, które też były elementami półprzewodnikowymi, miały kiepskie właściwości. Pierwsze nieco bardziej nowoczesne diody były wykonane z germanu, materiału o stosunkowo niskiej dopuszczalnej temperaturze pracy. Dopiero diody krzemowe, a potem potężne tyrystory zmieniły sytuację w zakresie prostowników bardzo dużej mocy.

Tyrystory

Jak wiadomo, dioda krzemowa składa się z dwóch warstw półprzewodnika: typu n i typu p. Niewiele bardziej skomplikowana struktura czterowarstwowa (n-p-n-p) daje dodatkowe możliwości: tworzy tyrystor, który jest dwustanowym (załącz/wyłącz) elementem sterowanym prądem bramki. W przybliżeniu można przyjąć, że czterowarstwowa struktura tyrystorowa to połączenie dwóch komplementarnych

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 5.

tranzystorów według **rysunku 5**. Z uwagi na podobne działanie nazwa pochodzi od tyratronu (thyristor = thyratron + transistor, czyli tranzystorowy tyratron). Tyrystor nazywany jest też sterowanym prostownikiem krzemowym – *silicon-controlled rectifier* (SCR).

Tyrystor to element dwustanowy: albo oba tranzystory składowe są zatkane, wyłączone, albo oba są w pełni otwarte i element zachowuje się jak pojedyncza dioda. Włączony tyrystor przewodzi, aż przestanie przezeń płynąć prąd (ściślej aż prąd ten zmniejszy się do bardzo małej wartości).

Wydawałoby się, że taki dwustanowy element nadaje się tylko do obwodów prądu zmiennego jako zamiennik tyratronów i ignitronów. Pierwsze tyrystory pojawiły się w roku 1956, gdy parametry tranzystorów dużej mocy były słabe, natomiast można było realizować tyrystory o dużych napięciach i prądach pracy. Wielu współczesnych elektroników ze zdziwieniem odkrywa, że kilkadziesiąt lat temu tyrystory wykorzystywano z powodzeniem także w obwodach prądu stałego, stosując sprytne sposoby ich wyłączania.

Do dziś z powodzeniem stosowane są w energetyce zarówno jako prostowniki, jak też w roli przełączników zastępujących przekaźniki.

Tyrystor jako sterowana dioda przewodzi prąd w jednym kierunku. Zamiast dwóch tyrystorów włączonych antyrównolegle opracowano pojedynczy element – tyrystor dwukierunkowy – triak. Ma on strukturę pieciowarstwową i może być włączany przy dowolnej biegunowości napięcia głównego i prądu bramki. Taka uniwersalność wiąże się jednak z pewnymi wadami i triaki są wykorzystywane w obwodach sieci 230 V 50 Hz przy prądach do kilkudziesięciu amperów. Wad takich nie ma w prostszych tyrystorach i już dawno budowano tyrystory o prądach setek amperów i napięciach pracy mocno ponad 1000 woltów. Powstały też potężne tyrystory, które można wyłączyć za pomocą bramki (*gate turn-off thyristor* – GTO).

Zakres zainteresowań

Większość elektroników mało interesuje się elementami o najwyższych mocach, o prądach rzędu setek i tysięcy amperów oraz napięciach tysięcy woltów. Elektronicy najczęściej mają do czynienia z elementami półprzewodnikowymi o prądach pracy rzędu kilku do kilkudziesięciu amperów, napięciach od kilku woltów do 650 V...700 V (podwojone szczytowe napięcie sieci 230 VAC), pracującymi w układach o mocach dziesiątek, co najwyżej setek watów, rzadko powyżej 1 kW.

Nie ma jednak ścisłej granicy między elementami małej mocy i dużej mocy, nie wspominając o elementach średniej mocy. W pierwszym przybliżeniu można po prostu przyjąć, że półprzewodnikowe elementy dużej mocy to takie, które wymagają dodatkowego chłodzenia – jakiegoś radiatora do odprowadzania ciepła ze struktury.

Fascynujące jest prześledzenie, jak ulepszano elektroniczne elementy mocy i jakie nowe rozwiązania wprowadzano z biegiem lat. Okazuje się bowiem, że historia zatoczyła koło. Nieprzypadkowo artykuł zaczęliśmy od patentu Lilienfelda, który opisywał element półprzewodnikowy, wykorzystujący zjawisko, dziś nazwane efektem polowym. Element mający sterowanie *napięciowe*, za pomocą pola elektrycznego. Sterowanie *napięciem* (z pomocą zmian pola elektrycznego przyciągającego i odpychającego nośniki ładunku elektrycznego) jest ideą prostą i oczywistą. Wykorzystano to w lampach: i próżniowych, i gazowanych. Takie były początki. Przypadkowe odkrycie pod koniec lat 40. tranzystora bipolarnego, elementu o sterowaniu *prądowym*, na jakiś czas zmieniło kierunek rozwoju elementów elektronicznych, także tych dużej mocy. Co jednak bardzo ciekawe, w kolejnych latach coraz częściej powracano do prostej idei sterowania napięciem (polem elektrycznym). Historia zatoczyła koło. I właśnie ten powrót do starej, prostej idei jest fascynującym wątkiem historii rozwoju półprzewodników, także tych dużej mocy.

Przyjrzyjmy się temu nieco bliżej.

Trudne początki

Lampa próżniowa trioda może mieć zaskakująco prymitywną budowę i przez to jest dobrym przykładem, jak łatwo można za pomocą pola elektrycznego (napięcia siatki) sterować przepływem swobodnych elektronów w próżni.

W próżni. Jednak próby wykorzystania takiego mechanizmu w ciałach stałych przez wiele lat kończyły się fiaskiem. Pole elektryczne można łatwo wytworzyć w materiałach, które są izolatorami, ale tam w normalnych warunkach nie ma swobodnych elektronów, czyli niemożliwy jest przepływ prądu. Przeciwnie jest w przewodnikach: tu swobodnych nośników prądu (elektronów) jest mnóstwo, ale nie sposób wytworzyć wewnątrz przewodnika sterującego pola elektrycznego, dodatkowo wpływającego na ruch tych elektronów. Najprościej biorąc, zewnętrzne pole elektryczne nie wnika do wnętrza przewodników, niejako jest wypychane przez swobodne elektrony.

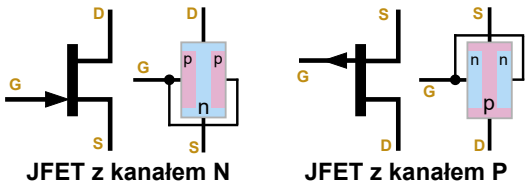
Słuszny pomysł Lilienfelda i innych badaczy polegał na tym, że należałoby wykorzystać materiał pośredni między izolatorem i przewodnikiem (półprzewodnik), który ma niedużo swobodnych elektronów, a przez to wytwarzane z zewnątrz pole elektryczne może wnikać do jego wnętrza i oddziaływać z obecnymi tam nośnikami ładunku (prądu). Jest to tak zwany efekt polowy – *field effect*, polegający na zmianach przewodności materiału pod wpływem pola elektrycznego. Takie rozumowanie było prawidłowe, jednak dwa główne czynniki długo nie pozwalały na praktyczną realizację:

- Na początku XX stulecia nie dysponowano odpowiednio jednorodnymi i czystymi półprzewodnikami.
- Nawet w praktycznie użytecznych, najczystszych półprzewodnikach głębokość wnikania zewnętrznego pola elektrycznego jest znikoma, powiedzmy rzędu mikrometrów.

Te dwa problemy rozwiązano dopiero w latach 50. XX wieku i wtedy powstał pierwszy tranzystor, wykorzystujący efekt polowy i wnikanie pola elektrycznego do wnętrza półprzewodnika. Mianowicie dopiero na początku lat 50. poinformowano (Bell Labs) o stworzeniu tranzystora polowego złączowego, czyli JFET – Junction Field Effect Transistor, który działał podobnie, jak opisywał to wygasły już wtedy patent Lilienfelda.

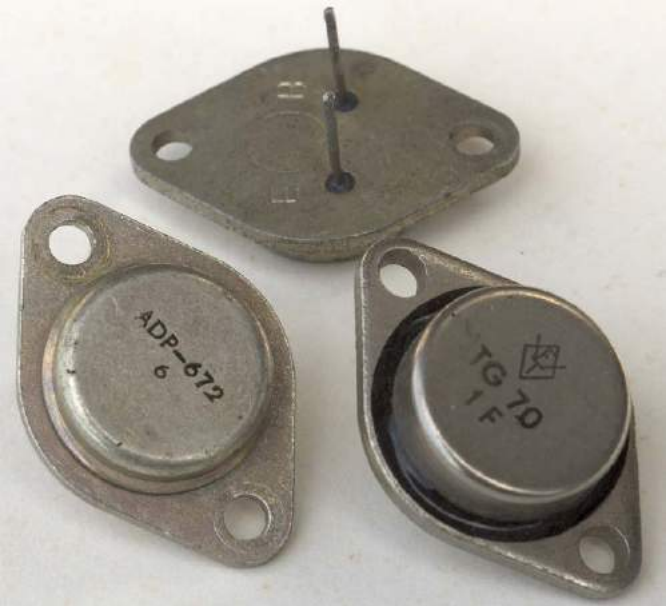
I zasada działania, i budowa tranzystora złączowego JFET jest bardzo prosta, zdecydowanie prostsza niż tranzystora bipolarnego, co pokazuje **rysunek 6**, a to wydaje się dużą zaletą.

Niestety okazało się, że długo oczekiwany tranzystor polowy JFET w praktyce wcale nie jest tak atrakcyjny, jak można się było spodziewać. W latach 50. w licznych laboratoriach prowadzono prace nad wytworzeniem praktycznie użytecznych tranzystorów polowych. Ale dość długo pozostawały one jedynie laboratoryjną ciekawostką, a nie użytecznymi elementami rynkowymi. Najprościej biorąc, z uwagi na to, że sterujące pole elektryczne wnika do półprzewodnika na znikomą głębokość, polowe tranzystory złączowe JFET z konieczności były elementami malutkimi, delikatnymi, małej mocy. Nie było sposobu, żeby zbudować tranzystory polowe JFET o dużej powierzchni struktur, czyli o dużym prądzie i dużej mocy. Tak długo oczekiwane i pożądane tranzystory polowe w końcu powstały i pojawiły się



Rysunek 6.

eprasa.pl 1405f3fee5



Fotografia 7.

na rynku, jednak okazały się nieprzydatne do układów większej mocy, a i w układach małej mocy tranzystory polowe stosowano rzadko. Przez ponad 30 lat dominowały przypadkowo odkryte tranzystory bipolarne, działające na zupełnie innej zasadzie. Nazwa **tranzystor** (połączenie *transfer resistor*) wskazuje na zmienną, sterowaną rezystancję, jednak tranzystor bipolarny nie ma właściwości rezystora, tylko źródła prądowego sterowanego prądem (bazy). Obwód sterujący (baza-emiter) to złącze diodowe p-n, przy czym większość prądu tego złącza, a konkretnie prądu emitera, jest w sprytny sposób przejmowana przez obwód kolektora.

Tranzystory bipolarne zaczęły się szybko upowszechniać już od początku lat 50. Pierwszy tranzystor był bardzo niedoskonałym, delikatnym tranzystorem ostrzowym (*point contact transistor*). Ale szybko zaczęto wykorzystywać inne technologie, co pozwoliło poprawić różne parametry, między innymi budować tranzystory o większym prądzie i większej mocy. A były one potrzebne w wielu zastosowaniach, na przykład jako elementy regulacyjne w stabilizatorach napięcia, a także we wzmacniaczach mocy audio. Duże znaczenie miało pojawienie się tranzystorów komplementarnych, czyli pnp i npn o podobnych właściwościach.

Wśród dawnych elektroników „lampowych", którzy pomału i z oporami przestawiali się na tranzystory, w większości tranzystory małej mocy kilkudziesięciu miliwatów, zdziwienie budziły tranzystory o mocach kilku czy kilkunastu watów. Najpierw były to elementy germanowe, żeby wymienić produkowane od roku 1960 krajowe 10-watowe TG70-TG72, oznaczane później ADP670...672 – **fotografia 7**.

Na szereg lat kultowym tranzystorem mocy, znanym na całym świecie, stał się krzemowy 2N3055, opracowany na początku lat 60. przez RCA. 2N3055 później produkowany był przez wielu wytwórców na całym świecie. W krajach obozu komunistycznego ten kultowy tranzystor był produkowany przez węgierski Tungsram (**fotografia 8**) i jego sławy nie przyćmiły na pozór silniejsze produkowane w Czechosłowacji KD502, KD503.

Fotografia 8.

Nie tylko na początku lat 60. tranzystor 2N3055 był rewelacją ze swoimi parametrami: prądem kolektora 15 A, napięciem U_{CE0}=60 V i mocą 117 W! Niebotyczna jak na owe czasy moc: ponad 100 watów, rozpalała wyobraźnię hobbystów, a mało kto spośród nich rozumiał, o jaką moc tu chodzi. Parametry wskazują, że tranzystor przy zasilaniu 60 V mógłby przełączać prąd 15 A, co daje moc sterowanego obciążenia aż 900 watów. Natomiast katalogowa moc 117 W to maksymalna dopuszczalna moc strat cieplnych wydzielających się w tranzystorze, ale tylko przy idealnych chłodzeniu, przy temperaturze obudowy (nie otoczenia) równej +25°C. W warunkach praktycznych idealnego chłodzenia się nie osiągnie, więc dopuszczalna moc strat jest zawsze mniejsza, zależna od zastosowanego radiatora. Moc strat nie przekłada się też bezpośrednio na moc wyjściową wzmacniacza audio. Choć nieświadomi tego hobbyści często przeciążali te tranzystory, słynęły one z dużej odporności zarówno na przegrzanie, jak i na drugie przebicie.

W każdym razie co najmniej do lat 80. dominującymi elementami mocy były tranzystory bipolarne. Pomimo pewnych wad, w większości aplikacji szybko okazały się dużo lepsze od lamp elektronowych, niekoniecznie ze względu na parametry, raczej z uwagi na wygodę stosowania i cenę. Tranzystory znalazły też i otworzyły szereg nowych zastosowań. Pojawiło się i rosło zapotrzebowanie na bipolarne tranzystory coraz większej mocy, w tym wysokonapięciowe. Przez różne sprytne rozwiązania poprawiano ich parametry dynamiczne – stawały się one coraz szybsze. Stopniowo ulepszano też sposoby przekazywania ciepła ze struktury do obudowy i dalej do otoczenia, co dawało tranzystory o coraz większej mocy strat. Niemniej bipolarne tranzystory wysokonapięciowe z uwagi na problem grubości bazy miały i mają małe wzmocnienie prądowe, niektóre tylko 10×, a nawet mniej. Także w układach impulsowych do sterowania potrzebny jest stosunkowo duży prąd bazy, by skutecznie nasycić tranzystor.

Pomimo postępu, dały o sobie znać nieuniknione, „wrodzone" i „nieuleczalne" wady, które w wielu zastosowaniach były i są bardzo poważnym ograniczeniem, wynikającym z fundamentalnych zasad pracy tranzystorów bipolarnych. Szukano różnych sposobów poprawy sytuacji. Po pierwsze, nadal równolegle prowadzono badania laboratoryjne nad elementami innymi niż tranzystory bipolarne, w szczególności nad różnymi odmianami tranzystorów polowych. Po drugie, okazało się, że parametry można zdecydowanie poprawić przez odpowiednie złożenie dwóch lub więcej tranzystorów, albo oddzielnych, albo zintegrowanych razem w jednym elemencie – można wspomnieć o układach Darlingtona i Sziklaiego, a inne przykłady omówimy za chwilę. Po trzecie, obok germanu (Ge) i krzemu (Si), zaczęto wykorzystywać różne inne materiały półprzewodnikowe, między innymi arsenek galu (GaAs), węglik krzemu (SiC) a od niedawna także azotek galu (GaN).

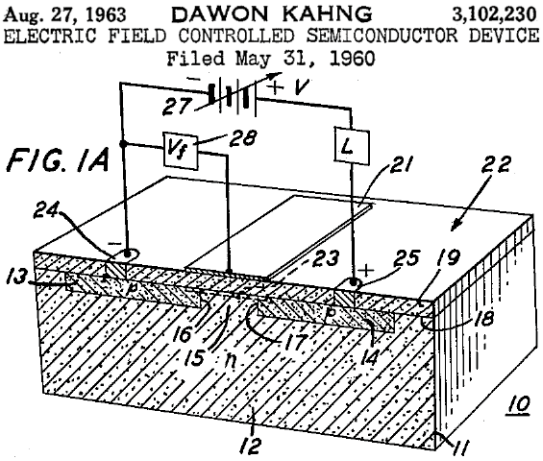
Historia spłatała figla: długo, z wielkimi nadziejami oczekiwane, sterowane napięciem tranzystory polowe z początku okazały się wielkim rozczarowaniem. Na co najmniej 30 lat rozpowszechniły się stworzone przypadkowo w roku 1947 tranzystory bipolarne. Jednak z biegiem czasu tranzystory polowe uzyskały, czy może raczej odzyskały dominującą pozycję.

Najprostsze w budowie tranzystory polowe złączowe (JFET) nie tylko były malutkie i delikatne, ale były niewygodne do sterowania. Najprościej biorąc, były to elementy normalnie otwarte i do ich zatkania, wyłączenia, potrzebne było napięcie sterujące ujemne, podobnie jak w lampach elektronowych. Tranzystory bipolarne były pod tym względem zdecydowanie wygodniejsze, bo były normalnie wyłączone, zatkane i do otwarcia nie wymagały napięcia sterującego, powiedzmy ujemnego. Dlatego przełomem było wynalezienie tranzystora polowego, normalnie zamkniętego, który nie wymagał „ujemnego" napięcia sterującego. Tranzystor taki powstał na początku lat 60. i upowszechniał się pomału przez ponad 20 lat.

MOSFET-y

Historia tranzystora MOSFET sięga przełomu lat 50. i 60. (D. Kahng + M.M. Attala z Bell Labs) i laboratoryjnych badań nad czymś tak

eprasa.pl 1405f3fee5



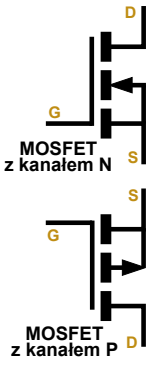
Rysunek 9.

specyficznym i zachowującym się bardzo nieintuicyjnie, jak zbudowany na powierzchni półprzewodnika kondensator MOS (ogólnie MIS – Metal, Insulator, Semiconductor). W kondensatorze takim występują zaskakujące zjawiska, dużo bardziej skomplikowane niż w prostym tranzystorze JFET. Dodanie do takiego specyficznego kondensatora dodatkowych elektrod daje tranzystor MOSFET o bardzo pożądanych właściwościach.

Nazwa MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) wskazuje na budowę tego elementu. Jest to tranzystor sterowany polem elektrycznym, czyli polowy, podobnie jak JFET, ale nie ma w nim złącza diodowego. Elektrodą sterującą jest metalowa (M) bramka, która jest oddzielona od półprzewodnikowego (S) kanału warstwą izolatora, którym jest cieniutka warstwa tlenku (O – oxide), a ściślej dwutlenku krzemu (SiO_2). Między izolowaną bramką a resztą tranzystora tworzą się kondensatory (pojemności), mające bardzo duży wpływ na dynamiczne właściwości tego elementu. **Rysunek 9** to fragment złożonego, jak widać, w roku 1960 zgłoszenia patentowego na tranzystor MOSFET, o budowie, którą dziś nazywamy lateralną (poziomą, płaską). Najpierw, jeszcze w latach 60. tranzystory te wykorzystano do budowy układów scalonych. Natomiast rynkowe wersje MOSFET-ów mocy o innej, wertykalnej, czyli pionowej budowie wewnętrznej (V-MOS, D-MOS, U-MOS, ...) zaczęły się pomału ukazywać i upowszechniać znacznie później, Na przykład tak cenione przez audiofilów HexFET-y o specyficznej, sześciokątnej budowie komórek elementarnych zaczęły pojawiać się na rynku od roku 1978 (IRF100). Popularność MOSFET-ów mocy przyniosły dopiero lata 80. i 90. A dziś ponad połowa produkowanych tranzystorów mocy to właśnie krzemowe MOSFET-y, najczęściej o budowie nazywanej *superjunction*.

Istnieje kilka odmian tranzystorów polowych z izolowaną bramką (IGFET – Insulated Gate FET), w tym MOSFET-ów z izolacją z tlenku. Co ważne, typowy tranzystor MOSFET jest normalnie zatkany (zamknięty). **Rysunek 10** pokazuje symbole komplementarnych tranzystorów MOSFET z kanałem wzbogacanym (*enhancement mode*) typu N i typu P, czyli normalnie zamkniętych.

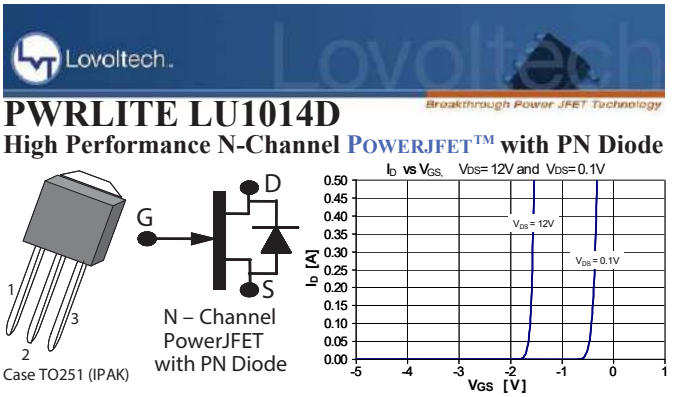
Przy zerowym napięciu elektrody sterującej taki MOSFET nie przewodzi prądu. Zostaje otwarty po podaniu na bramkę napięcia o biegunowości takiej, jak główne napięcie zasilające. Dziś mamy setki typów krzemowych tranzystorów MOSFET o mocy strat od kilkudziesięciu do kilkuset watów.



Rysunek 10.

JFET-y mocy?

Wcześniej mówiliśmy, że z uwagi na głębokość wnikania pola w półprzewodnik elementarne struktury tranzystorów złączowych JFET są maleńkie i nie sposób zbudować jednej potężnej struktury JFET dużej mocy.



Rysunek 11.

Generalnie jest to prawdą także w przypadku tranzystorów MOSFET. Tranzystory dużej mocy są w istocie złożeniem – połączeniem równoległym mnóstwa malutkich tranzystorków MOSFET.

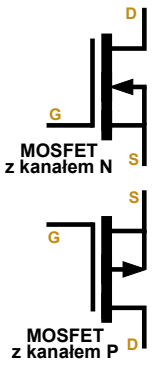
Jak najbardziej możliwa jest analogiczna realizacja krzemowych tranzystorów JFET dużej mocy. Jest możliwa, ale na rynku nie ma klasycznych krzemowych JFET-ów dużej mocy! Warto jednak wiedzieć, że już w latach 70. pojawiły się tranzystory SIT (Static Induction Transistor), m.in. słynne w środowisku audiofilów Sony 2SK28, które można traktować jako odmianę JFET-ów o dużej mocy. Jednak elementy te szybko znikły z rynku. Ciekawostką jest też fakt, że idea tranzystorów SIT została opracowana zaskakująco wcześnie, bo już w roku 1950 w Japonii (Nishizawa i Watanabe).

Nieco ponad 10 lat temu niewielka amerykańska firma Lovoltech oferowała krzemowe tranzystory JFET dużej mocy. **Rysunek 11** to fragmenty karty katalogowej JFET-a mocy (24 V, 50 A, 69 W) o oznaczeniu LU1014D. Wywołały one zrozumiałe zainteresowanie miłośników audio z uwagi na „lampopodobne" właściwości. Niestety, wygląda na to, że rynkowe zainteresowanie było zbyt małe, żeby produkcja tych interesujących elementów była opłacalna. Firma Lovoltech najpierw zmieniła nazwę na Qspeed, a potem (2011) została wykupiona przez Power Integrations Inc. Ale nie z uwagi na takie JFET-y mocy, tylko na ulepszone odmiany diod. JFET-ów mocy nie ma w ofercie Power Integrations, która dziś jest znana ze swoich sterowników sieciowych przetwornic indukcyjnych.

W Internecie można dziś znaleźć JFET-y dużej mocy i ich karty katalogowe, ale nie elementów krzemowych, tylko wykonanych z innego półprzewodnika, na przykład z węglika krzemu (SiC), materiału o którym jeszcze będziemy mówić.

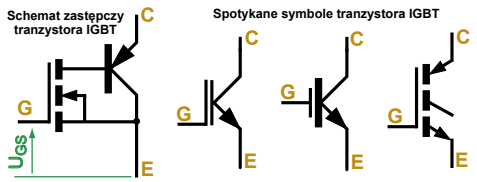
W każdym razie nie ma krzemowych JFET-ów mocy, ale dostępne są działające praktycznie tak samo krzemowe tranzystory MOSFET dużej mocy, które są normalnie otwarte. To są MOSFET-y z kanałem zubożanym (depletion mode). Na rynku dostępne są tylko MOSFET-y zubożane z kanałem N (nie ma wersji z kanałem P), a ich najczęściej używany symbol różni się od tranzystora MOSFET N – **rysunek 12**. Są one wykorzystywane w nielicznych aplikacjach. Mają budowę wewnętrzną praktycznie taką, jak klasyczne MOSFET-y normalnie zamknięte, czyli dużo bardziej skomplikowaną niż tranzystory złączowe JFET.

Absolutnie dominujące są dziś MOSFET-y mocy normalnie zatkane (enhancement mode), o najróżniejszych dopuszczalnych napięciach, prądach i mocach. Zadziwiająco dobre są właściwości MOSFET-ów niskonapięciowych. Dziś istnieją liczne typy, które po otwarciu mają rezystancję R_{DSon} poniżej 1 milioma. Prąd 100 amperów, płynąc przez rezystancję 1 mΩ, daje spadek napięcia tylko 100 mV i stosunkowo niewielką jak na taki prąd moc strat 10 W (100 A · 0,1 V). Niskonapięciowe MOSFET-y są przełącznikami



Rysunek 12.

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 13.

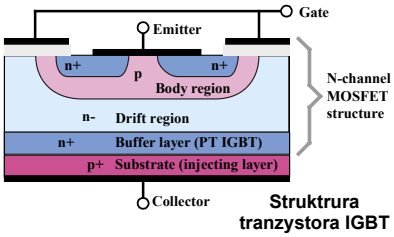
bliskimi ideału! Dla porównania warto dodać, że 10-centymetrowy odcinek miedzianego przewodu instalacyjnego o przekroju 1,5 mm^2 (średnicy 1,4 mm) ma rezystancję nieco powyżej 1,1 milioma...

Dużo gorzej jest z MOSFET-ami wysokonapięciowymi. Najprościej biorąc, aby w stanie zatkania wysokie napięcie nie przebiło struktury między źródłem i drenem, musi być ona odpowiednio gruba. A gruba warstwa półprzewodnika daje stosunkowo dużą rezystancję w stanie otwarcia, a tym samym duże spadki napięcia i duże moce strat. Nie ma problemu, żeby wytworzyć MOSFET-y mocy o napięciach pracy kilkaset woltów czy nawet kilku tysięcy woltów. Jednak ze wzrostem napięcia maksymalnego nieproporcjonalnie rośnie rezystancja, a tym samym straty mocy w stanie otwarcia stają się nieakceptowalnie duże. Pod tym względem wysokonapięciowe MOSFET-y okazują się dużo gorsze od wysokonapięciowych tranzystorów bipolarnych. I tak dochodzimy do...

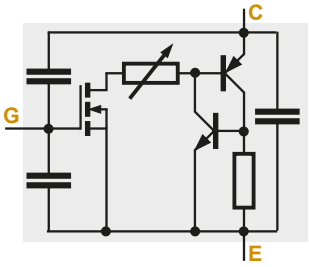
IGBT

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) to inaczej tranzystor bipolarny z izolowaną bramką. **Rysunek 13** pokazuje uproszczony schemat zastępczy i spotykane symbole tranzystora IGBT. Tranzystory IGBT zostały wynalezione w latach 80., a na rynku stały się dostępne w latach 90. Są to tranzystory dużej mocy, łączące zalety MOSFET-ów (łatwość sterowania) i klasycznych bipolarnych tranzystorów złączowych BJT (duży prąd i napięcie pracy, niskie napięcie nasycenia). Są one sterowane napięciowo, tak jak MOSFET-y, więc wyeliminowana zostaje główna wada bipolarnych tranzystorów wysokonapięciowych – konieczność zapewnienia dużego prądu bazy. Jednocześnie pozostaje główna zaleta tranzystorów bipolarnych – wysokie napięcie pracy oraz stosunkowo małe napięcie nasycenia przy dużych prądach przewodzenia.

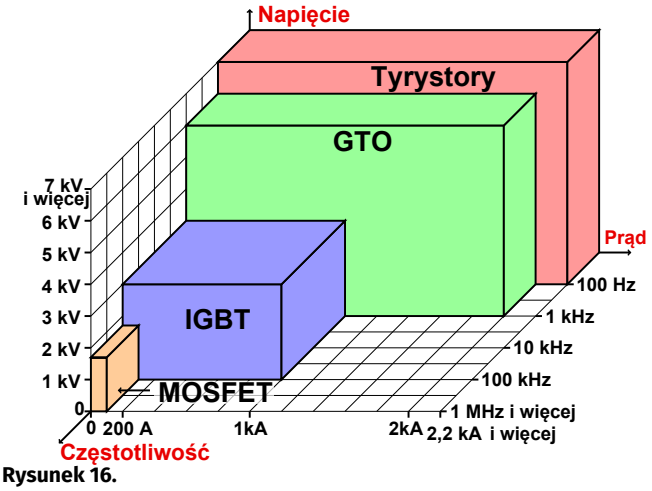
Rysunek 13 sugeruje, że IGBT to połączenie dwóch niezależnych tranzystorów. W rzeczywistości IGBT to pojedyncza struktura półprzewodnikowa (**rysunek 14**) o specyficznych cechach, a rysunek 13 jest zbyt mocno uproszczony, by pokazać kluczowe właściwości. Taka dość prosta struktura półprzewodnikowa ma specyficzne cechy i ograniczenia. Zagadnienie jest skomplikowane, a jakieś pojęcie



Rysunek 14.



Rysunek 15.



Rysunek 16.

o ograniczeniach daje **rysunek 15**, pokazujący nieco dokładniejszy schemat zastępczy takiego elementu.

Dla porządku warto nadmienić, że nie ma tranzystorów IGBT niskonapięciowych ani IGBT małej mocy. Dziś tranzystory IGBT znajdują szereg zastosowań tam, gdzie występują wysokie napięcia i płyną duże prądy. Dostępne są moduły IGBT o napięciach co najmniej kilkuset woltów i prądach nawet setek amperów. Wykorzystywane są m. in. do budowy coraz popularniejszych płyt – kuchni indukcyjnych (ale nie mikrofalowych), falowników, spawarek inwertorowych, nagrzewnic indukcyjnych, przecinarek plazmowych, itd. Nieprzekraczalnym ograniczeniem jest w nich maksymalna szybkość przełączania struktury bipolarnej pnp, co najwyżej kilkaset kiloherców, w praktyce do 100 kHz. A wiele współczesnych urządzeń musi pracować przy częstotliwościach wyższych. I wtedy znów trzeba wrócić do tranzystorów polowych.

Znany z wielu źródeł **rysunek 16** pokazuje, w jakich zakresach prądów, napięć i częstotliwości do niedawna pracowały poszczególne półprzewodnikowe elementy dużej mocy. W ostatnich latach sytuacja znacząco się zmienia za sprawą pojawienia się nowych elementów SiC i GaN, o czym za chwilę.

Święty Graal i szybkość tranzystorów

Na początku, w latach 50., gdy pojawiały się pierwsze tranzystory, konstruktorzy urządzeń analizowali, w jakich zastosowaniach dostępne wtedy tranzystory mogą zastąpić lampy elektronowe oraz czy dostępne tranzystory dałoby się wykorzystać w zupełnie nowych urządzeniach, których nie można zbudować na prądożernych i niewygodnych, dużych lampach.

Z upływem czasu naukowcy i wytwórcy półprzewodników opracowywali coraz to lepsze technologie produkcji, co dawało lepsze tranzystory. Na rynku pojawiały się nowe, w tym szybsze i potężniejsze tranzystory. Szybko okazało się, że nie można zrealizować tranzystorów uniwersalnych „do wszystkiego". Wprowadzano na rynek tranzystory optymalizowane i przeznaczone do konkretnych, ściśle określonych zastosowań. W wielu z nich potrzebne były jak najszybsze tranzystory mocy. Tu należy podkreślić, że w jednych zastosowaniach tranzystory takie miały pracować w trybie liniowym jako wzmacniacze sygnałów w.cz., a w innych jako jak najszybsze klucze – przełączniki załącz/wyłącz. Między innymi pojawiły się tranzystory bipolarne, pracujące przy częstotliwościach ponad 1000 MHz. Jednak w przypadku większych napięć i większych mocy możliwości koncepcji i technologii bipolarnych się wyczerpały. Szczególnie w przypadku bipolarnych tranzystorów przełączających, gdzie kluczowym problemem jest zachowanie nośników prądu w obszarze bazy podczas wyłączania. Nie ulegało wątpliwości, że trzeba odejść od tranzystorów bipolarnych, które okazały się ślepą uliczką i wrócić do polowych. Szybko okazało się, że na pozór bliskie ideału MOSFET-y też mają poważne wady, jeżeli mają pracować jako bardzo

eprasa.pl 1405f3fee5

szybkie przełączniki przy dużych prądach i napięciach. A w ciągu ostatnich lat gwałtownie rośnie zapotrzebowanie na coraz szybsze tranzystory przełączające dużej mocy, głównie do wszelkiego rodzaju impulsowych zasilaczy dołączonych do sieci 230 V.

Czymś bardzo pożądanym, świętym Graalem elektroniki jest dziś bardzo szybki przełącznik – klucz dużej mocy.

W zakresie niskich napięć do 100 V potrzeby zaspokajają klasyczne krzemowe MOSFET-y. Obiektem poszukiwań są jak najszybsze przełączniki – klucze wysokonapięciowe. Moduły IGBT są do tego celu zbyt powolne z uwagi na tzw. ogon prądowy (*current tail*) podczas wyłączania. Wysokonapięciowe krzemowe MOSFET-y okazują się mocno niedoskonałe, bowiem najprościej biorąc: wysokie napięcie pracy wymusza znaczną grubość struktur i tym zwiększa rezystancję w stanie otwarcia. Wprawdzie rezystancję R_{DSon} można dowolnie zmniejszyć, zwiększając powierzchnię struktury, ale wtedy rosną nieuniknione pojemności, co mocno utrudnia szybkie przełączanie i powoduje duże straty dynamiczne.

Aby uzyskać bardzo szybkie wysokonapięciowe tranzystory przełączające, trzeba było szukać innych rozwiązań, które co ciekawe, wcześniej zastosowano w liniowych wzmacniaczach w.cz. Dlatego choć liniowe wzmacniacze w.cz. dużej mocy to specyficzny i wąski zakres zastosowań, trzeba się z nimi zapoznać, ponieważ wyznaczyły one drogę do świętego Graala współczesnej elektroniki – do szybkiego przełącznika wysokonapięciowego.

Tranzystory w.cz. dużej mocy

Zasadniczo tranzystory mocy pracujące w zakresie mikrofalowym, przy częstotliwościach ponad 1 GHz, interesują tylko wąskie grono profesjonalistów. Podkreślmy, że nie są to elementy przełączające, tylko liniowe wzmacniacze sygnałów mikrofalowych o częstotliwościach od pojedynczych gigaherców do nawet setek gigaherców.

Warto przypomnieć, że od wielu lat do wzmacniania mikrofalowych sygnałów małej mocy wykorzystywano odcinek charakterystyki przejściowej o ujemnej rezystancji rozmaitych diod (diody waraktorowe, tunelowe, Gunna, IMPATT, BARITT...). Natomiast wzmacniacze mikrofalowe dużej mocy realizowano wyłącznie na specyficznych mikrofalowych lampach elektronowych, takich jak klistrony, lampy z falą bieżącą (TWT) i magnetrony. Magnetrony o mocy wyjściowej rzędu 1 kilowata są zresztą powszechnie wykorzystywane do dziś w dobrze nam znanych kuchenkach mikrofalowych.

Postęp technologii półprzewodników spowodował, że aktualnie do wzmacniania sygnałów mikrofalowych coraz częściej wykorzystuje się tranzystory, także dużej mocy, we wzmacniaczach o mocach ponad 100 W i przy częstotliwościach grubo ponad 1 GHz.

Dziś na rynku dostępne są rozmaite mikrofalowe tranzystory, takie jak: bipolarne Si, SiGe i GaAs HBT a także unipolarne krzemowe LDMOSFET oraz MESFET i pHEMT z innych półprzewodników, między innymi z GaAs, ale coraz częściej także z SiC i GaN.

Rozszyfrujmy szczegóły!

W opowieści o poszukiwaniu świętego Graala elektroniki mniej interesuje nas fakt, że dostępne są bipolarne tranzystory krzemowe mocy, mogące wzmacniać sygnały o częstotliwościach do kilku gigaherców. Zupełnie nie interesują nas też skądinąd intrygujące tranzystory SiGe, czyli krzemowo-germanowe, o których do niedawna było głośno i które mogą pracować do 200 GHz. Po prostu nie ma tranzystorów SiGe dużej mocy, choć były próby wprowadzenia takich na rynek. Zasługują na wzmiankę tylko dla porządku: są to tranzystory bipolarne, ale oznaczane są HBT. Chodzi o *Heterojunction Bipolar Transistor* – heterozłączowy tranzystor bipolarny. Przypomnijmy, że heterozłącze to złącze pn z różnych materiałów półprzewodnikowych, gdzie szerokość przerwy energetycznej po obu stronach złącza nie jest jednakowa. Pomysł nie jest nowy – patent na tego rodzaju tranzystory pochodzi z roku 1951. A pierwszy laboratoryjny model mikrofalowego tranzystora HBT przedstawiono w roku 1971.

Wzmianka o HBT jest tu potrzebna o tyle, że tranzystory heterozłączowe można też realizować z półprzewodników innych niż krzem i german. I tak oto doszliśmy do innych materiałów półprzewodnikowych, których niektóre właściwości są dużo lepsze niż germanu i krzemu. Często oznaczane są WBG – WideBand Gap, bo mają szerszą przerwę energetyczną niż german i krzem.

Pierwszym znaczącym „innym" półprzewodnikiem był arsenek galu – GaAs. Niektóre właściwości GaAs są znacznie lepsze niż krzemu, między innymi mniejszy jest wpływ temperatury, mniejsze są szumy, a większa ruchliwość nośników pozwala zrealizować tranzystory o częstotliwościach pracy teoretycznie ponad 250 GHz.

Pierwsze komercyjne elementy GaAs, a mianowicie podczerwone diody laserowe, zostały wykonane w roku 1962. A pierwszy eksperymentalny bipolarny tranzystor GaAs powstał już w roku 1961. Około roku 1966 powstały pierwsze tranzystory polowe GaAs. Od wczesnych lat 70. zaczęły się pojawiać doniesienia o tranzystorowych wzmacniaczach GaAs. W roku 1976 przedstawiono pierwszy MMIC, czyli mikrofalowy układ scalony GaAs. Dopiero jednak w latach 80. tranzystory GaAs zaczęły się upowszechniać. W latach 80. z arsenku galu wykonywano też bardzo szybkie mikroprocesory, które pracowały m.in. w słynnych swego czasu superkomputerach Cray. Na początku lat 90. przedstawiono wzmacniacz GaAs pracujący w mikrofalowym paśmie W, a więc przy częstotliwościach rzędu 100000 MHz, czyli 100 GHz.

Opracowano liczne tranzystory bipolarne GaAs, ale nie są to „zwykłe" tranzystory bipolarne (BJT), tylko głównie HBT, czyli tranzystory heterozłączowe, na przykład AlGaAs/GaAs, mogące pracować aż do 150 GHz. Od dawna z GaAs wykonuje się też tranzystory polowe (FET). Mogą to być klasyczne tranzystory FET normalnie otwarte ze złączem pn, także tranzystory polowe SIT.

Interesujące są też tranzystory polowe złączowe MESFET. W „zwykłych" JFET-ach występuje klasyczne złącze półprzewodnikowe, czyli złącze pn, składające się z dwóch obszarów różnie domieszkowanego półprzewodnika. Natomiast w diodach Schottky'ego wykorzystuje się złącze metal–półprzewodnik (MEtal – Semiconductor). I takie złącze może być wykorzystane w tranzystorze polowym. Wtedy zamiast klasycznego JFET-a, otrzymujemy MESFET (koncepcja patentowa Lilienfelda z ilustracji tytułowej najbliższa jest właśnie tranzystorowi MESFET). Wykonano MESFET-y z GaAs, ale są to tranzystory małej mocy, mało i trudno dostępne.

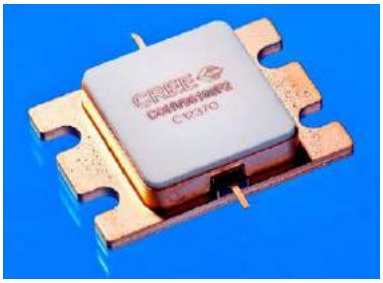
Popularną odmianą i rozwinięciem tranzystora polowego MESFET jest HEMT – High Electron Mobility Transistor. Jego inna, nieco mniej strasząca nazwa to HFET (Heterostructure FET) oraz MODFET (Modulation-Doped FET). HEMT to tranzystor polowy MESFET zawierający w swej strukturze złącze Schottky'ego, a ponadto inne dodatkowe warstwy. Pierwszy tranzystor HEMT zademonstrowano w roku 1979. Wiązało się to z badaniami nad strukturami, w których występował tak zwany dwuwymiarowy gaz elektronowy (*2-dimensional electron gas* – w skrócie 2DEG). Obecność tych specyficznych struktur z „bardzo szybkim" gazem elektronowym pozwala zdecydowanie zwiększyć szybkość tranzystorów. Najpierw były to tranzystory z GaAs/AlGaAs. Potem w kanale dodano warstwę InGaAs. Powstały odmiany, zwane pHEMT (pseudomorphic HEMT) zawierające dodatkowe warstwy, przyspieszające ruch elektronów. W efekcie pHEMT teoretycznie mogą pracować przy częstotliwościach rzędu 100 GHz.

Istnieją tranzystory mocy pHEMT z GaAs i innych materiałów. Dominują HEMT normalnie otwarte (*depletion mode*), jak klasyczne JFET-y. Jednak istnieją też wersje normalnie zatkane (*enhancement mode*). Przykładem GaAs E-pHEMT (Enhancement Mode Pseudomorphic HEMT) jest AVAGO ATF-50189. Jest to w zasadzie JFET ze złączem Schottky'ego małej mocy, ale wspominamy o nim, bowiem ma ścisły związek z głównym wątkiem artykułu. Zachowuje się podobnie jak klasyczny MOSFET (o niekorzystnie niskim napięciu progowym U_{GSth} typowo 0,38 V). Takich dziwolągów, wykraczających poza klasyczne, popularne tranzystory w zastosowaniach w.cz. znajdziemy dziś więcej, o czym za chwilę.

W zakresie bardzo wysokich częstotliwości wykorzystuje się też inne materiały półprzewodnikowe. Bipolarne tranzystory

eprasa.pl 1405f3fee5

heterozłączowe (HBT) można zrealizować z wykorzystaniem m.in. następujących zestawów półprzewodników: InGaAs/InP, InGaP/GaAs, AlInAs/InGaAs i InP/InGaAs. Do realizacji różnych odmian tranzystorów polowych FET są wykorzystywane związki glinu (Al), galu (Ga), indu (In) z azotem (N), fosforem (P) i arsenem (As). I tak na przykład fosforek indu (InP) pozwala wytworzyć tranzystory i wzmacniacze na zakres częstotliwości ponad 500 GHz.



Fotografia 17.

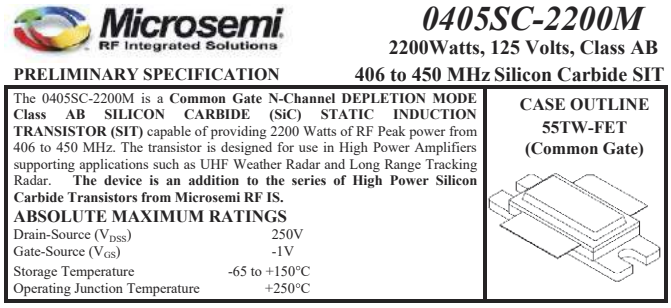
Aktualnie najbardziej dynamicznie rozwija się rynek wzmacniaczy mocy w.cz. wykonanych z azotku galu (GaN). Tranzystory HEMT GaN pojawiły się na rynku w latach 2004–2005, a prace nad nimi prowadzono już od wczesnych lat 90. Dużym krokiem naprzód było opracowane technologii wytwarzania warstw GaN na podłożu SiC (węglika krzemu).

Na **fotografii 17** pokazany jest mikrofalowy tranzystor mocy produkcji słynnej firmy Cree CGHV96100F2 o rozmiarach około 24×17,5×5 mm. Moc strat wynosi ponad 100 W, napięcie maksymalne 100 V, maksymalny prąd pracy to 12 A. Jest to GaN HEMT (na podłożu SiC), a więc w sumie tranzystor polowy FET normalnie otwarty. Zakres dopuszczalnych napięć bramki wynosi –10...+2 V. Jak z tego widać, przy napięciu +2 V złącze bramkowe jeszcze (znacząco) nie przewodzi, bo napięcie przewodzenia złącza diodowego GaN jest dużo wyższe niż krzemowej. Prąd nasycenia maksymalnie otwartego tranzystora I_{DS} typowo wynoszący 26 A określany jest właśnie przy napięciu U_{GS}=+2 V.

Rysunek 18 pokazuje fragment strony internetowej Macom z opisem 500-watowego tranzystora mikrofalowego. Jest to tranzystor HEMT GaN-on-Si, czyli czynna struktura GaN jest umieszczona na podłożu krzemowym (Si). Co prawda zakres pracy to „tylko" 1,2...1,4 GHz, ale moc jest imponująca.

Rysunek 18.

Rysunek 19.



Rysunek 20.

Innym przykładem może być tranzystor HEMT GaN-on-SiC Integra IGN1300CW300 o mocy ciągłej 300 W, przeznaczony do zastosowania w lotnictwie – **rysunek 19**. Tu struktura GaN umieszczona jest na podłożu z węglika krzemu (SiC).

Rysunek 20 to fragmenty karty katalogowej Microsemi 0405SC-2200M. Jest to Silicon Carbide SIT, czyli odmiana tranzystora FET, zwana SIT (Static Induction Transistor). Tranzystor ten ma napięcie pracy do 250 V, moc w impulsie ponad 2 kW, a struktura z węglika krzemu może pracować w temperaturze nawet +250°C.

Postęp techniczny powoduje, że na rynku dostępne są tranzystory mikrofalowe o coraz większej mocy i pojawiły się pierwsze realizacje kuchenek mikrofalowych, które nie zawierają lampy – magnetronu.

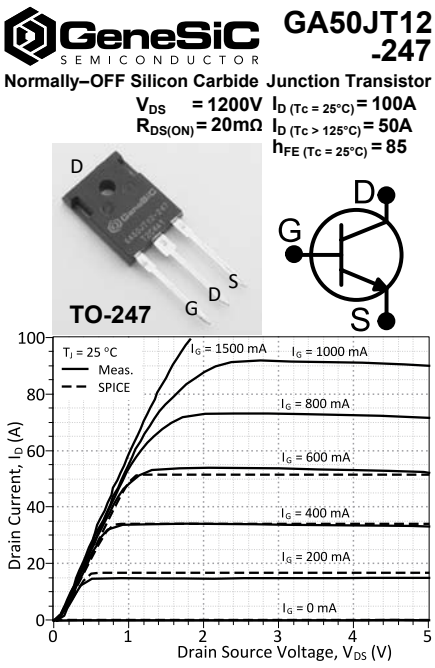
W kontekście poszukiwania świętego Graala współczesnej elektroniki, informacje o potężnych i bardzo szybkich tranzystorach mikrofalowych z SiC i GaN są wprowadzeniem do tematyki tranzystorów, o których dziś najgłośniej. Przypomnijmy, że w zakresie niskich napięć, poniżej 100 V, w większości zastosowań wystarczająco dobrze radzą sobie klasyczne krzemowe MOSFET-y, a poszukiwanym świętym Graalem są wysokonapięciowe tranzystory przełączające dużej mocy o napięciu pracy co najmniej 650 V.

Przełączające tranzystory SiC i GaN

Prawie wszystkie przeznaczone do liniowych wzmacniaczy mikrofalowe tranzystory mocy SiC i GaN są odmianami złączowych tranzystorów JFET i są normalnie otwarte, co jednak w takich zastosowaniach nie jest żadną przeszkodą. Z węglika krzemu i azotku galu można wykonać podobne wysokonapięciowe tranzystory mocy, optymalizowane nie do wzmacniaczy liniowych, tylko do roli szybkich przełączników.

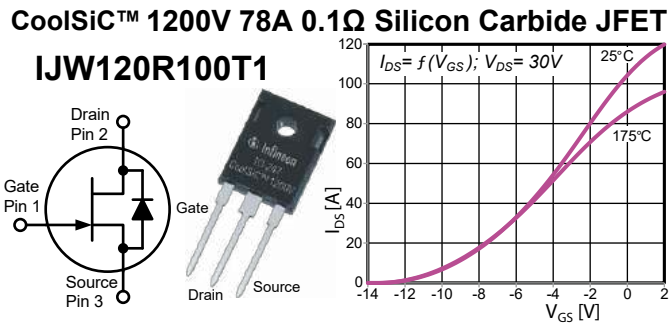
I takie wysokonapięciowe przełączniki powstały. Ciekawostką jest też fakt, że z węglika krzemu wykonuje się tranzystory bipolarne! **Rysunek 21** pokazuje fragmenty katalogu GeneSiC GA506JT12-247. Choć elektrody oznaczone są jak w tranzystorze MOSFET i podana jest rezystancja R_{DSon}, jest to tranzystor bipolarny. Ale to wyjątek.

Rysunek 22 to fragmenty karty katalogowej bardzo poważnego producenta, koncernu Infineon. Karta



Rysunek 21.

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 22.

katalogowa tranzystora IJW120R100T1 pochodzi z roku 2013 i nie jest już dostępna na stronie ***www.infineon.com***.

JFET-y mocy pojawiły się w ofercie United Silicon Carbide Inc. (USCi), na przykład 1200-woltowy, 38-amperowy UJN1205K. **Rysunek 23** pokazuje fragmenty jego karty katalogowej.

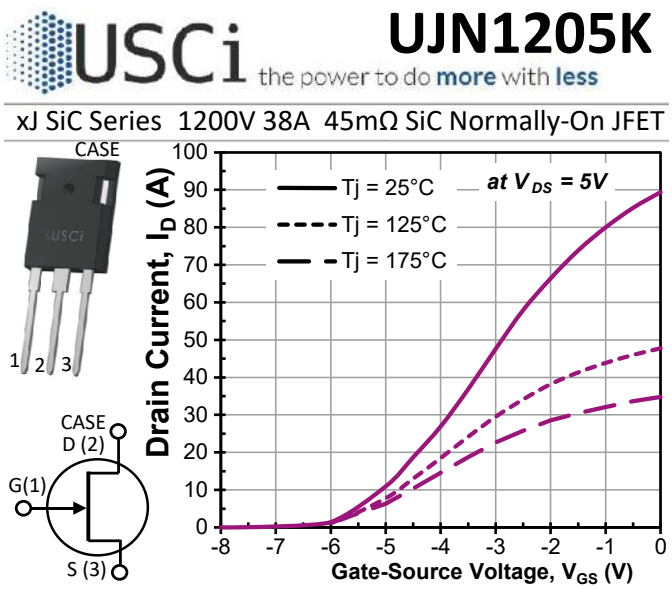
Dziś takie tranzystory należy uznać za przestarzałe. Nie wchodząc w szczegóły, problem w tym, że są to nietypowe przełączniki, normalnie otwarte, zatykane „ujemnym" napięciem bramki, jak większość tranzystorów JFET. A takie przełączniki nie mogłyby być atrakcyjną alternatywą dla dotychczasowych przełączników – kluczy, jakimi są klasyczne MOSFET-y oraz identycznie sterowane tranzystory IGBT. Choćby tylko dlatego, że wymagałyby zmiany nie tylko przyzwyczajeń konstruktorów, ale też wprowadzenia jakichś całkiem nowych sterowników dla takich przełączników.

Jednak zapotrzebowanie na szybkie przełączniki jest ogromne i wciąż rośnie, ale muszą to być tranzystory normalnie zamknięte, otwierane napięciem „dodatnim".

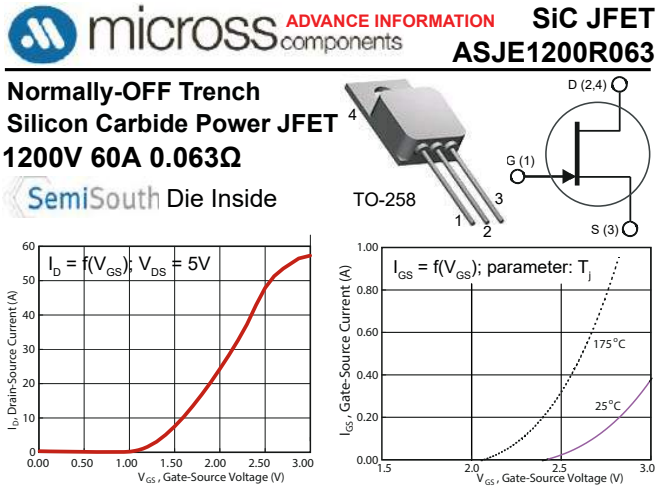
Powraca... nowe, czyli normalnie zatkane tranzystory SiC i GaN

Najprościej mówiąc, potrzebne byłyby dużo szybsze od krzemowych, normalnie zatkane wysokonapięciowe MOSFET-y N. Różne czynniki powodują, że nie mają tu szans tranzystory z GaAs, a użytecznymi materiałami są węglik krzemu (SiC), a jeszcze lepszym azotek galu (GaN). Jednak realizacja MOSFET-ów z tych materiałów jest z różnych względów trudna, a nawet bardzo trudna. Dlatego najpierw zaczęły się pojawiać pewne nietypowe rozwiązania.

I tak pod adresem: ***https://bit.ly/3k3pafv***, można znaleźć karty katalogowe JFET-ów mocy pod marką Micross Components. Jak jednak widać na **rysunku 24**, charakterystyka przejściowa mało przypomina charakterystykę klasycznego JFET-a, bo przy zerowym napięciu



Rysunek 23.

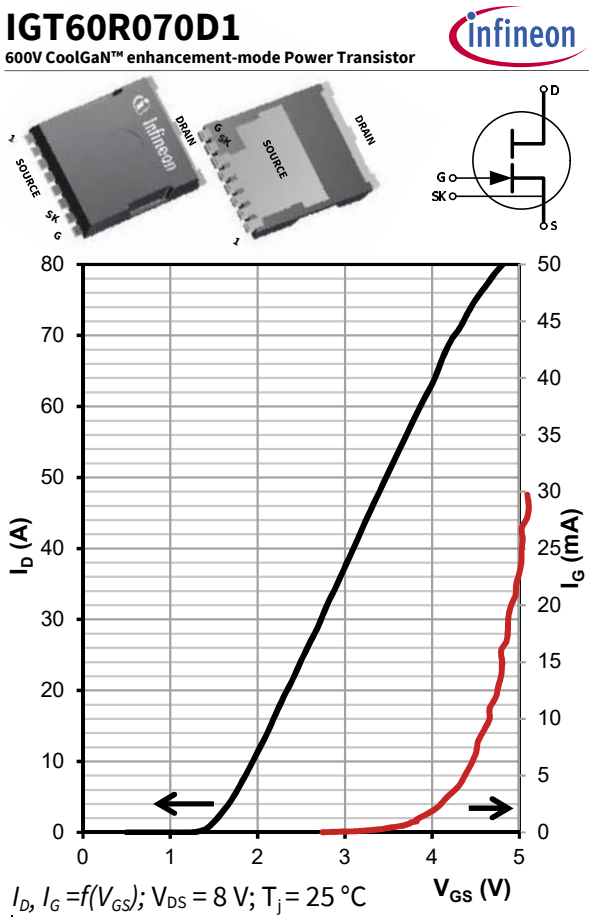


Rysunek 24.

bramki jest on... zatkany. Zaczyna się otwierać dopiero przy dodatnim napięciu bramki około 1 V. Jest to możliwe m.in. dzięki zastosowaniu SiC, przez co napięcie przewodzenia złącza wejściowego jest wysokie, w temperaturze pokojowej wynosi około 2,4 V.

Podobny tranzystor, wykonany z GaN, znajdziemy choćby w ofercie Infineona. **Rysunek 25** pokazuje charakterystykę przejściową tranzystora IGT60R070D1, a druga, czerwona krzywa pokazuje... prąd bramki, pojawiający się przy zwiększaniu (dodatniego) napięcia bramki! Podobne tranzystory znajdziemy i u innych producentów. Mamy tu nietypowe tranzystory JFET normalnie zatkane, w których dopuszcza się przepływ prądu bramki.

Na rynku są i inne nieco zaskakujące, skuteczne rozwiązania. Normalnie otwarty tranzystor jest stosunkowo prosty i ma znakomite właściwości jako wysokonapięciowy przełącznik. Wadę, że jest normalnie otwarty, likwiduje dodanie klasycznego, niskonapięciowego



Rysunek 25.

eprasa.pl 1405f3fee5

MOSFET-a według **rysunku 26**. Taka hybryda ma istotne zalety: dobre właściwości i „klasyczny” sposób sterowania. Wadą jest konieczność montażu w obudowie dwóch struktur.

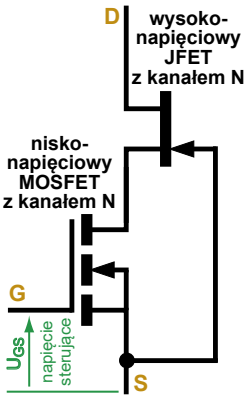
Przykład kaskody SiC można znaleźć na przykład pod adresem: ***https://bit.ly/2BWE1ad***.

Niedawno takie tranzystory GaN + Si wypuściła Nexperia (NXP, dawniej Philips) – **rysunek 27**.

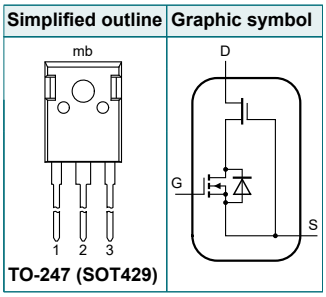
Jeżeli chodzi o prawdziwe tranzystory MOSFET z materiałów WBG, to znana firma Cree, od dawna wykorzystująca SiC, między innymi do wczesnych niebieskich diod LED, wprowadziła pierwszy SiC MOSFET w styczniu 2011. Kosztowny jak na tamte lata tranzystor CMF20120D w obudowie TO-247 miał moc 215 W, 1200 V, 42 A (T_C=25°C), 80 mΩ.

Dziś dostępnych jest wiele wysokonapięciowych MOSFET-ów SiC (nie ma niskonapięciowych). Tranzystory takie ma w swej ofercie wiele firm, w tym choćby tacy giganci jak ST czy Infineon. Przykład na **rysunku 28**.

Interesującym pytaniem jest: czy dostępne są też „prawdziwe” MOSFET-y GaN? Czy istnieją tranzystory GaN z izolowaną bramką?



Rysunek 26.

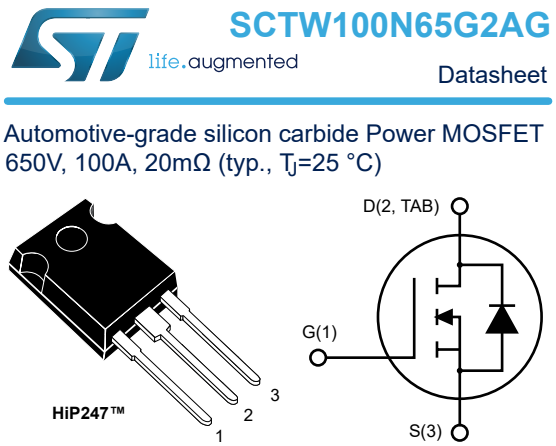


Rysunek 27.

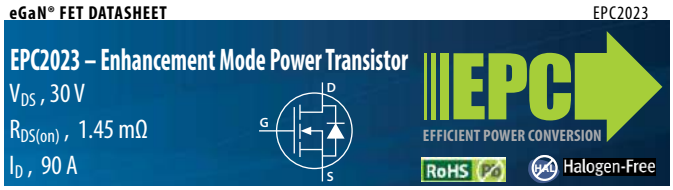
MOSFET-y i układy scalone GaN?

Odpowiedź jest interesująca i zaskakująca. Jeżeli weźmiemy kartę katalogową tranzystora e-GaN z Efficient Power Conversion Corporation (EPC), to zobaczymy tam dobrze znany graficzny symbol MOSFET-a N. Tak, ale zaskakuje informacja, że prąd upływu bramka-źródło w temperaturze +125°C maksymalnie może sięgnąć 5 mA, co zupełnie nie pasuje do MOSFET-a, czyli tranzystora z izolowaną bramką. Ze zdziwieniem odnotujemy też, że firma ta ma w ofercie przede wszystkim niskonapięciowe bardzo szybkie przełączające tranzystory z GaN – przykład na **rysunku 29**. Można to dokładniej sprawdzić na stronie: ***https://bit.ly/2XpqBv2***.

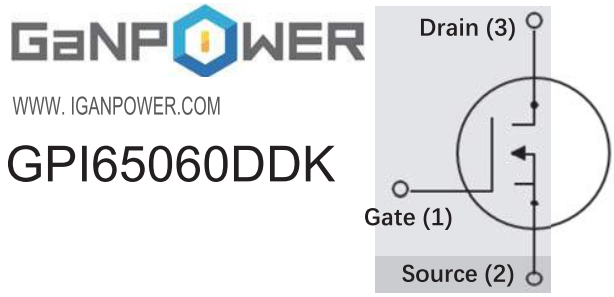
Jeżeli chodzi o pytanie o „prawdziwe MOSFET-y”, to gdy otworzymy kartę katalogową kanadyjskiej firmy GaNPower International Inc., zobaczymy dziwny symbol tranzystora podobnego do MOSFET-a, ale jakby niekompletny, pokazany na **rysunku 30**. A z zawartych



Rysunek 28.



Rysunek 29.



Rysunek 30.

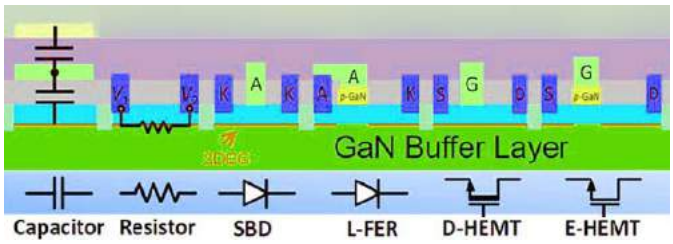
Rysunek 31.

w karcie parametrów wynika, że przy napięciu bramki U_{GS}, typowy prąd upływu bramki wynosi około 0,3 mA, co też oczywiście nie pasuje do tranzystora MOSFET...

W kartach katalogowych GaN Systems znajdziemy symbol tranzystora jak na **rysunku 31** i wzmiankę, że przy maksymalnym napięciu U_{GS}=6 V może popłynąć prąd bramki do 1 mA.

Symbole normalnie zatkanych tranzystorów GaN są różne. Różnie oznaczane są też kaskodowe hybrydy GaN+Si. Dlatego mocno mylić mogą takie różne dziwne oznaczenia – symbole, a także nazwy – opisy: *Enhancement Mode Power Transistor, E-mode GaN transistor*, wskazujące na wzbogacanie i to, że w spoczynku tranzystor jest zatkany jak klasyczny MOSFET. Pewne podobieństwa z (lateralnym) MOSFET-em są, ale kluczowe szczegóły są inne, zdecydowanie bardziej skomplikowane. Z innych źródeł niż karty katalogowe można się dowiedzieć, że normalnie zatkane przełączniki GaN to nie jest kopia klasycznych MOSFET-ów zrealizowana z GaN. Aktualnie wszystkie normalnie zatkane tranzystory GaN to w istocie ***GaN Power HEMT***, czyli specyficzne odmiany tranzystorów złączowych MESFET, czyli też JFET, a nie MOSFET. Garść szczegółów na przykład w pierwszej części tutoriala na stronie: ***https://bit.ly/3gpWTgM***.

Jak na razie na rynku nie ma tranzystorów MOSFET GaN. Są one jedynie obiektem eksperymentów i badań laboratoryjnych. Najprościej biorąc, wszystkie dzisiejsze tranzystory GaN to lateralne, poziome



Rysunek 32.

eprasa.pl 1405f3fee5

MESFET-y (HEMT), a wersje normalnie otwarte (D – depletion) różnią się od normalnie zatkanych (E – enhancement) obecnością w obwodzie bramki dodatkowej warstwy półprzewodnika p-GaN, co jednak tylko na pozór jest drobną różnicą. Co interesujące, lateralna budowa pozwala budować na powierzchni półprzewodnika nie tylko pojedyncze tranzystory, ale też układy scalone. Ilustruje to **rysunek 32**.

Można powiedzieć, że jak na razie historia zatoczyła koło i w przypadku najszybszych dziś przełączników-kluczy GaN wróciliśmy do pierwotnej koncepcji sprzed stu lat, przedstawionej przez Lilienfelda.

Sterowanie SiC i GaN

W każdym razie aktualnie oferowane tranzystory przełączające GaN nie są tranzystorami MOSFET (z izolowaną bramką) i znacznie różnią się od krzemowych MOSFET-ów. Inne są poziomy napięć potrzebnych do sterowania bramkąi tranzystorów GaN – ogólnie biorąc, 0 V (zatkanie) i 6 V (pełne otwarcie), a to zaletą nie jest z uwagi na bardzo niską wartość napięcia progowego.

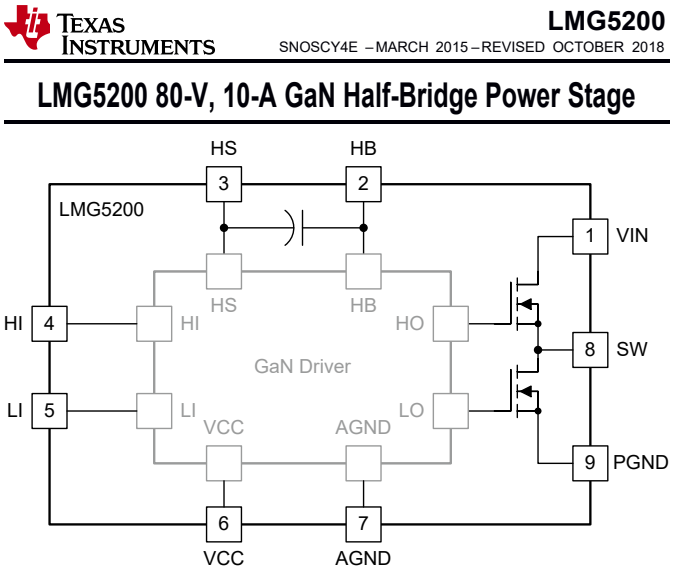
Prawdziwe MOSFET-y SiC istnieją, ale wymagają jeszcze innych napięć sterujących. Generalnie do otwarcia MOSFET-ów SiC potrzebne jest napięcie około 18...20 V, czyli znacząco wyższe niż w krzemowych MOSFET-ach (gdzie wynosi 5...12 V), a do szybkiego ich wyłączania stosuje się niewielkie napięcie ujemne, rzędu kilku woltów.

Tylko rozwiązania kaskodowe z oczywistego względu są sterowane praktycznie identycznie, jak klasyczne MOSFET-y.

Nie tylko dlatego omawiane tranzystory SiC i GaN nie mogą tak po prostu zastąpić klasycznych MOSFET-ów. Inne napięcia sterujące bramki to tylko jeden z aspektów zagadnienia. Omawiane nowe tranzystory WBG są dużo szybsze, a przy ogromnej stromości zmian prądu poważnie dają o sobie znać problemy pasożytniczych indukcyjności doprowadzeń samego tranzystora oraz ścieżek i przewodów. Głównie z uwagi na minimalizację pasożytniczych indukcyjności tranzystory mocy GaN najczęściej mają inne obudowy niż klasyczne. Duża stromość impulsów prądu i napięcia drenu poważnie nasila też problemy związane z pojemnością Millera (Crss), co stawia dodatkowe wymagania obwodom sterowania bramki.

Ponieważ w wysokonapięciowych kluczach stosowane są różne rozwiązania technologiczne i konstrukcyjne, inne są ich niektóre ważne właściwości, jak możliwość przewodzenia prądu w „niewłaściwym" kierunku. W niektórych wbudowana jest dioda między źródłem i drenem jak w MOSFET-ach, krzemowa w układach kaskodowych i dioda WBG w innych. Ale istnieją też odmiany, gdzie takiej diody nie ma. Ponieważ są to tranzystory unipolarne z jednym typem nośników, w stanie otwarcia mogą przewodzić prąd obu kierunkach. Jednak szczegóły są różne i koniecznie trzeba to uwzględnić w niektórych zastosowaniach, na przykład w tak modnych od niedawna przetwornicach rezonansowych.

Na pewno wykorzystanie tranzystorów SiC i GaN wymaga dodatkowej wiedzy, ale jest ona dostępna w publikacjach wiodących producentów. Konstruktor wykorzystujący krzemowe MOSFET-y dość łatwo dostosuje się do specyfiki SiC i GaN. Ułatwieniem i atrakcyjną alternatywą są też gotowe scalone sterowniki dla nowych tranzystorów oraz tranzystory i półmostki z wbudowanym sterownikiem. Przykładem mogą być elementy oferowane przez TI. **Rysunek 33** pokazuje



Rysunek 33.

uproszczony schemat wewnętrzny układu LMG5200 – (niskonapięciowego) półmostka GaN z wbudowanym sterownikiem.

Nadzieje i rzeczywistość

Aktualnie w roli przełączników dominują MOSFET-y superjunction oraz IGBT w zakresie wysokich napięć, dużych prądów i częstotliwości do 100 kHz.

Zamieszczane w niektórych publikacjach porównania właściwości krzemu z SiC i GaN budzi oczekiwania, że tranzystory z tych materiałów WBG będą o wiele lepsze niż dzisiejsze krzemowe.

O wiele, czyli o ile?

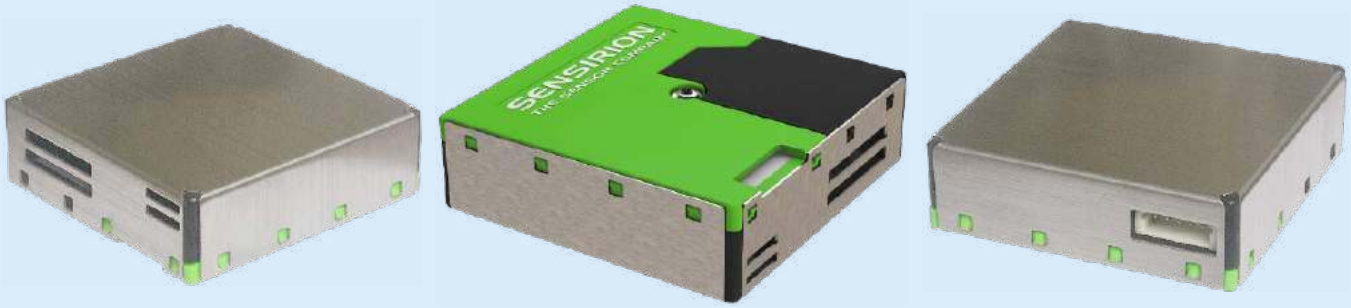
Oczywiście nie da się precyzyjnie odpowiedzieć na to pytanie. Porównanie podstawowych parametrów samych materiałów rodzi duże nadzieje, ale trzeba mieć świadomość, że technologia krzemowa jest dobrze opanowana, a technologie WBG jeszcze nie. Dziś najnowsze oferowane krzemowe MOSFET-y w wielu popularnych aplikacjach okazują się niewiele gorsze od oferowanych dzisiaj, znacząco droższych SiC czy GaN. W grę wchodzi nie tylko miara jakości (FOM – Figure of Merit) będąca iloczynem rezystancji R_{DSon} i ładunku bramki Qg. Duże znaczenie mają różne właściwości dynamiczne i związane z tym specyficzne zagadnienia i problemy. Oraz oczywiście cena.

Wprawdzie nowe technologie WBG wyszły już ze stadium dziecięcego, niemniej jest to początek ich rozwoju i do doskonałości jeszcze daleko. Interesujące jest, czy i kiedy ukażą się „prawdziwe" MOSFET-y GaN, bo współczesne normalnie zatkane wersje e-GaN HEMT oprócz zalet mają też istotne wady. Jak na razie, rynek tranzystorów GaN i SiC jest nieporównanie mniejszy od rynku MOSFET-ów krzemowych, jednak dynamicznie rośnie, a ceny spadają. Jesteśmy na początku transformacji. Na pewno trzeba interesować się nowymi tranzystorami SiC i GaN, bo wszystko wskazuje, iż to do nich należy przyszłość ważnych gałęzi elektroniki, w szczególności sieciowych przetwornic impulsowych.

Piotr Górecki

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

eprasa.pl 1405f3fee5



Systemy dla Internetu Rzeczy (41)

FTP Wszystkie poprzednie odcinki kursu są dostępne na stronie www.media.avt.pl

Czujnik pomiaru pyłów SPS30 firmy Sensirion

Pomiar poziomu smogu stał się istotnym zagadnieniem. Pojawienie się niedrogich czujników pyłów spowodowało ich szerokie zastosowanie w Internecie Rzeczy. Niektóre z nowszych konstrukcji osiągają wyniki porównywalne z profesjonalnymi monitorami przy nawet stukrotnie niższej cenie. Jedną z najlepszych konstrukcji jest czujnik pomiaru pyłów SPS30 firmy Sensirion.

Typowe czujniki pyłów różnych producentów zostały omówione w jednym z wcześniejszych artykułów [S38]. Porównanie zawiera opis rodzajów cząstek, w skrócie „PM" (*Particulate Matter*), ostatnio nazywanych pyłem zawieszonym. Zostały również zaprezentowane reprezentatywne układy scalone różnych producentów, z cyfrowym interfejsem UART, czasami I²C lub PWM. Dla wszystkich czujników zostały podane istotne parametry.

Wartości PM mierzone są w [μg/m³] jako „stężenie masowe" (*mass concentration*) lub jako stężenie liczbowe, wyrażone w: [liczba cząstek/cm³]. Różne kategorie cząstek stałych są zwykle określane zgodnie ze wspólną nomenklaturą PM.x, gdzie „x" określa maksymalną średnicę cząstek w mieszance cząstek w powietrzu lub „aerozolu" [1]. Typowa definicja PM obejmuje cząstki o wielkości od 0,1 do 10 mikrometrów. Najczęściej spotykaną klasyfikacją ze względu na wielkość cząstek jest podział na dwie frakcje [2]:

- PM2.5 – wszystkie aerozole atmosferyczne o wielkości cząstek 2,5 mikrometra lub mniejszej, w skład których wchodzą zwykle stosunkowo reaktywne związki organiczne i nieorganiczne (np. azotan amonu), smog, bakterie, drobny kurz;
- PM10 – wszystkie cząstki o wielkości 10 mikrometrów lub mniejszej, w skład których wchodzą zwykle stosunkowo obojętne chemicznie związki, takie jak krzemionka i tlenki metali, kurz, pyłki roślinne, zarodniki pleśni;

Nowe kategorie, takie jak PM1.0 i PM4.0, znajdują zastosowanie także w urządzeniach do monitorowania jakości powietrza, ponieważ dostarczają dodatkowych informacji do tradycyjnych poziomów PM10 i PM2.5, umożliwiając lepszą analizę zanieczyszczenia cząsteczkami i konstruowanie nowych urządzeń – oparte na wykrytym typie aerozolu (np. kurz domowy lub dym) [1].

Optyczne liczniki cząstek w czasie rzeczywistym (OPC, *optical particle counters*) oparte są najczęściej na zasadach rozpraszania światła (*scattering*). Cząstka przechodzi w nich przez światło (zwykle wiązkę laserową) i powoduje rozproszenie lub absorpcję przychodzącego światła, które jest wykrywane przez fotodiodę, a następnie przekształcane w liczbę cząstek w czasie rzeczywistym i wartości stężenia masy. Konstrukcja urządzenia ma bardzo duży wpływ na dokładność i dryft pomiarów, ponieważ cząsteczki mogą łatwo gromadzić się na elementach optycznych (laser, fotodioda, pochłaniacz wiązki) i powodować degradowanie działania. Swoistym poligonem pomiarowym jest Pekin.

Podziękowania dla panów Cezarego Rodziewicza oraz Mateusza Choromańskiego, inżynierów aplikacyjnych z firmy Arrow Electronics Poland, za udostępnienie modułu SPS30 oraz kabla konwertera USB.

Czujnik pomiaru pyłów SPS30 firmy Sensirion

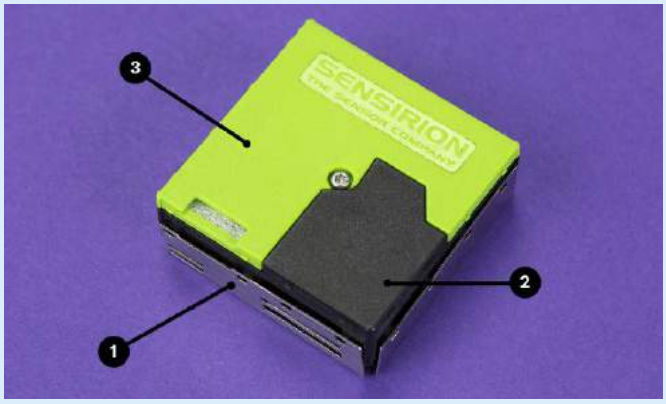
SPS30 (*Sensirion Particulate Matter Sensor*) to wysokiej jakości, kompaktowy, optyczny czujnik cząstek firmy Sensirion, który wykorzystuje rozpraszanie laserowe i innowacyjną technologię odporności na zanieczyszczenia celem uzyskania doskonałego określenia przedziałów pomiarowych frakcji pyłów (fotografie tytułowe). Jest pierwszym na rynku optycznym licznikiem cząstek, działającym w czasie rzeczywistym, jak i pierwszym masowym czujnikiem cząstek stałych, który otrzymał certyfikat MCERTS [5]. SPS30 przeszedł testy laboratoryjne i terenowe, gdzie udowodniono, że spełnia najnowsze europejskie normy jakości powietrza DIN EN 15267.

Parametry czujnika SPS30:

- zasada działania: rozpraszanie laserowe,
- minimalny rozmiar wykrywanych cząstek: 0,3 μm,
- przedziały pomiarowe rozmiaru pyłów:
  - stężenie masowe: PM1.0, PM2.5, PM4 i PM10 [μg/m³],
  - stężenie liczbowe: PM0.5, PM1.0, PM2.5, PM4 oraz PM10 [N/cm³],
- zakres stężenia masy: od 1 do 1000 μg/m³,
- rozdzielczość stężenia masy: 1 μg/m³,
- dokładność stężenia masy (dla PM2.5 25°C):
  - ±10 μg/m³ przy 0 do 100 μg/m³,
  - ±10% przy 100 do 1000 μg/m³,

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 1. Obudowa czujnika SPS30 [6]

- zakres temperaturowy pracy: –10...60°C,
- dopuszczalna wilgotność pracy: 0...95% RH (bez kondensacji pary wodnej),
- minimalny interwał próbkowania: 1 s (tryb ciągły),
- czas pracy: >8 lat działania nieprzerwanie 24 godziny na dobę,
- hałas emitowany (0,2 m): 25 dB(A),
- wymiary: 40,6×40,6×12,2 mm,
- waga: 26 g,
- napięcie zasilania: 4,5...5,5 V,
- średni prąd zasilania (częstotliwości pomiaru 1 Hz): <60 mA,
- maksymalny prąd (pierwsze 200 ms po starcie pomiaru): 80 mA,
- prąd uśpienia: <8 mA,
- interfejs cyfrowy: UART oraz I²C.

We wcześniejszym artykule serii [S38] omówiona była zasada działania układu SPS30, oparta na rozpraszaniu laserowym, a także sposób rozpoznawania przez czujnik składu cząstek oraz jego odporność na kurz. Dane pomiarowe czujnika SPS30 są konwertowane w czasie rzeczywistym do stężenia liczbowego, wyrażonego w N/cm³ oraz stężenia masowego, wyrażonego w μg/m³. Pomimo że zliczanie cząstek jest wykonywane podobnie w różnych urządzeniach, algorytmy konwersji danych do jednostek wynikowych są zupełnie różne. Dokładne omówienie zagadnień porównywania jakości pracy i sposobów kalibracji jest omówione w [4].

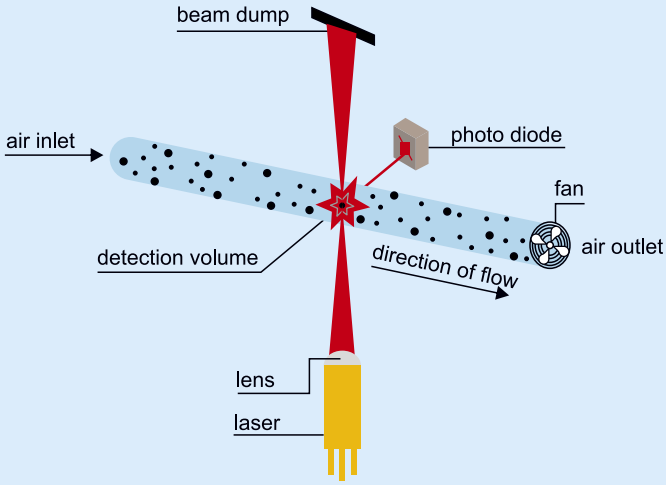
Nie ma ogólnie akceptowanego standardu specyfikowania parametrów czujników PM ani wykonywania ich pomiaru. Dlatego trudno zrozumieć i porównywać parametry podawane przez różnych producentów. Istotnym problemem jest występowanie w typowych aerozolach smogu zdecydowanie mniejszej frakcji wagowej cząstek większych PM10 niż mniejszych PM1 (nawet 5500 razy). Uzyskanie podobnej dokładności pomiarów wymaga zbierania danych dla PM10 przez wiele godzin. Dlatego wartości pomiarowe PM4 i PM10 czujnika SPS30 są obliczane jako aproksymacja pomiarów PM0.5, PM1.0 oraz PM2.5 dla typowych składów mierzonych aerozoli [4].

Duże znaczenie dla czujnika pracującego w sposób ciągły ma poziom hałasu. Zależy on od pracy wiatraczka oraz od wibracji obudowy. Problemem może być przenoszenie wibracji poprzez mocowanie mechaniczne czujnika. Istotnym zagadnieniem dla długiej pracy czujnika jest dryft długoterminowy dokładności pomiarowej. Zależy on od temperatury pracy (szczególnie podwyższonej) oraz od cyklicznych zmian temperatury (powtarzalna niska i wysoka temperatura). Najważniejszym parametrem jest odporność na kurz. Jest ona testowana w warunkach obliczonych dla wysokiej koncentracji pyłów 44 μg/m³ przez 10 lat.

Budowa konstrukcyjna czujnika SPS30

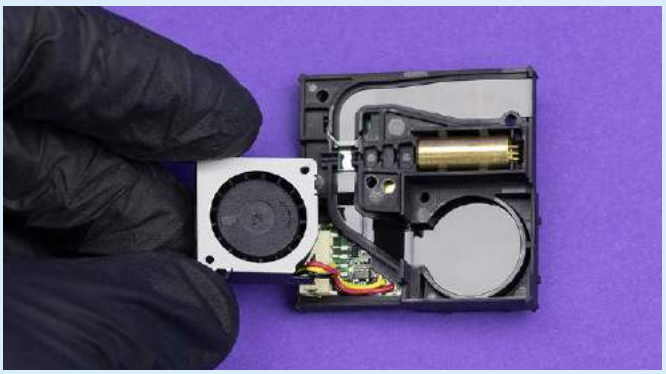
Bardzo dobry opis rezultatu rozbierania czujnika SPS30 znajdziemy w Internecie [6]. Część (1) to gięta obudowa z blachy aluminiowej, zatrzaskiwana na obudowie plastikowej (2). W okolicach wlotu powietrza tworzy ona ruszty, służące (prawdopodobnie) do ograniczenia przepływu powietrza i/lub do ochrony przed wnikaniem większych cząstek lub zanieczyszczeń (**rysunek 1**).

Pod jasnozieloną osłoną znajduje się mały filtr HEPA, który służy do oczyszczania przychodzącego „powietrza osłonowego" (opisany jest w dalszej części artykułu – **rysunek 5**). Zasysane jest tam czyste powietrze, które poprzez otwory w płytce drukowanej wpada na fotodiodę. W ten sposób pozostaje ona czysta. Zasysany strumień powietrza jest następnie kierowany przez wiązkę światła laserowego, która odbija się od wszelkich cząstek znajdujących się w strumieniu powietrza (**rysunek 2**). Te jasne punkty można następnie wykryć za pomocą fotorezystora pod spodem. Poprzez „zliczanie jasnych punktów" czujnik pokazuje, ile cząstek stałych (zanieczyszczeń) znajduje się w dopływającym strumieniu powietrza. Rozmieszczenie lasera (5), ścieżki dolotowej powietrza (6) oraz czujnika światłoczułego (7) pokazuje **rysunek 3**.



Rysunek 2. Zasada działania toru optycznego [4]

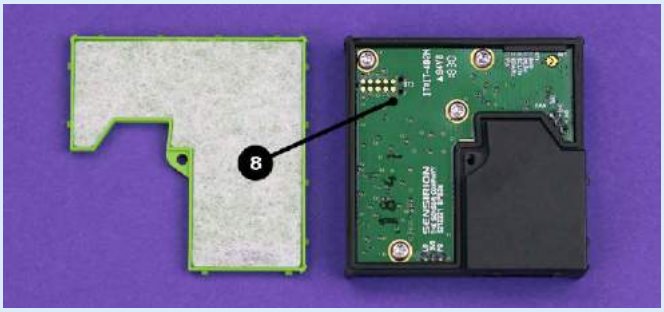
Rysunek 3. Laser i czujnik światłoczuły [6]



Rysunek 4. Wentylator odśrodkowy [6]

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 1405f3fee5



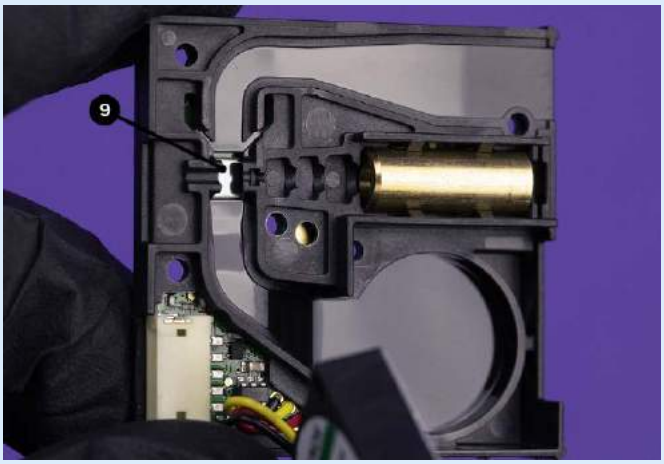
Rysunek 5. Wloty powietrza osłonowego i filtr HEPA [6]

Kluczowe znaczenie w tego typu projektach ma:
- zapobieganie turbulencjom/przepływowi wstecznemu w strumieniu powietrza,
- zapobieganie gromadzeniu się pyłu,
- utrzymywanie fotodiody w czystości,
- bezpieczne zarządzanie światłem lasera.

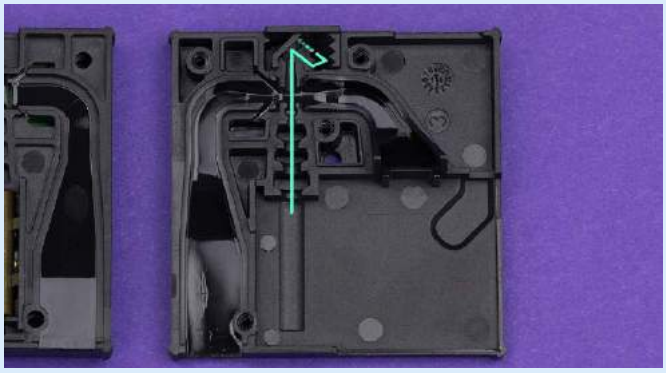
Spojrzenie pod wentylator Sunon daje lepszy obraz jego działania. Jest to miniaturowy wentylator odśrodkowy, który wtłacza powietrze do systemu dolotowego (**rysunek 4**). Pod wentylatorem znajduje się niewielka kieszeń, która działa jak jej wlot. Powietrze jest następnie wyciągane przez wentylator i usuwane z drugiej strony. Kanał dolotowy powietrza ma charakterystyczny kształt, który służy do tworzenia laminarnego przepływu strumienia powietrza w komorze pomiarowej (rysunek 3). Zmniejszenie przekroju jest stopniowe, a promień łuku wokół narożnika jest zaprojektowany tak, aby zapobiec przepływowi turbulentnemu. Jest to ważne, ponieważ przepływ turbulentny może powodować przepływ wsteczny, a przez to wprowadzać błędy do odczytów, takie jak cząstki poruszające się tam i z powrotem nad czujnikiem. Turbulencje mogą również powodować, że cząsteczki pyłu utkną w rogach, co z czasem pogorszy działanie urządzenia. Inną cechą widoczną w całym kanale przepływu powietrza jest prawie lustrzane wykończenie powierzchni. Taka konstrukcja zdecydowanie poprawia dokładność pomiaru pojedynczych cząstek.

Wydaje się, że filtr HEPA służy do tworzenia powietrza osłonowego (**rysunek 5**). Powietrze jest wyciągane przez ten sam wentylator i przechodzi przez filtr, a następnie przepływa przez górę płytki drukowanej i spływa przez małe dziurki (8). Czyste powietrze opływa fotoczujnik (9) w sposób ciągły, co pomaga uchronić go przed gromadzeniem się pyłu, który jest jednym z głównych źródeł błędów w tego rodzaju czujnikach (**rysunek 6**).

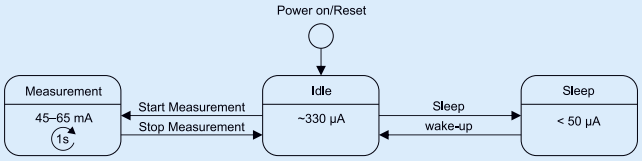
Światło lasera przechodzi przez serię przegród, co pomaga zmniejszyć rozproszenie i tworzy czysto skupioną wiązkę, która dochodzi do fotodetektora (**rysunek 7**). Po drugiej stronie fotodiody umieszczona jest komora rozpraszania wiązki. Światło lasera po wejściu do tej komory ulega bezpiecznemu rozproszeniu.



Rysunek 6. Kanał przepływu powietrza mierzonego [6]



Rysunek 7. Droga wiązki laserowej [6]



Rysunek 8. Tryby pracy czujnika SPS30 [3]

Tryby pracy czujnika SPS30

Czujnik SPS30 obsługuje komunikację w standardzie UART oraz I²C. Dla kabli połączeniowych dłuższych niż 20 cm (a nawet 10 cm) zaleca się stosować komunikację UART [3]. Nóżka GND (5) gniazdka ma połączenie z ekranem, dlatego należy zastosować izolowane zamocowanie czujnika. Przepływ prądu pomiędzy nóżką masy a ekranem może spowodować zniszczenie czujnika i niebezpieczeństwo przegrzania.

Są trzy tryby pracy czujnika SPS30 (**rysunek 8**):

1. Tryb oczekiwania (Idle):
   - tryb aktywny po włączeniu zasilania,
   - większość układów elektronicznych jest wyłączona,
   - wiatraczek i laser są wyłączone,
   - moduł obsługuje odczyt poleceń ze złącza komunikacyjnego.
2. Tryb pomiaru (Measurement):
   - do trybu można przejść tylko z trybu czuwania,
   - wszystkie układy elektroniczne są włączone, pobierany jest maksymalny pobór mocy,
   - pomiary są wykonywane w sposób ciągły z przetwarzaniem danych pomiarowych,
   - wyniki nowego pomiaru są dostępne co jedną sekundę.
3. Tryb uśpienia (Sleep):
   - do trybu można przejść tylko z trybu czuwania,
   - większość układów elektronicznych jest wyłączona,
   - wiatraczek i laser są wyłączony,
   - mikroprocesor jest w stanie uśpienia,
   - interfejs komunikacyjny UART/I²C jest wyłączony.

Wybudzanie czujnika z trybu uśpienia następuje poprzez podanie impulsu niskiego poziomu na wejściu RX/SDA, a następnie do czujnika wysyłane jest polecenie Wakeup. Jeśli polecenie zostanie odebrane w ciągu 100 ms, czujnik przechodzi do trybu oczekiwania. W przeciwnym przypadku czujnik powraca do stanu uśpienia.

Automatyczne czyszczenie wiatraczka

W trybie pomiaru wykonywana jest okresowo procedura czyszczenia wiatraczka. Wykonywane jest zwiększenie obrotów wiatraczka do wartości maksymalnej na 10 sekund, aby usunąć kurz zgromadzony wewnątrz wiatraczka. Podczas wykonywania procedury czyszczenia dane pomiarowe nie są aktualizowane.

Domyślny odstęp czasu dla uruchamiania procedury czyszczenia jest ustawiony na 604800 s (czyli co 168 godz. lub co tydzień) z dokładnością ±3%. Odstęp czasu może być konfigurowany poleceniem *Set Automatic Cleaning Interval*. Ustawienia odstępu czasu

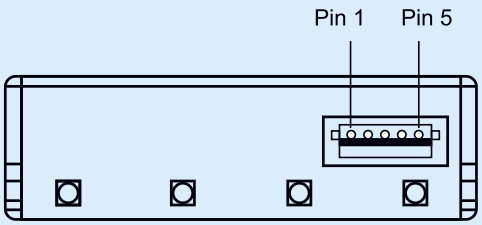
Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 1405f3fee5

10 maja 2020 po raz pierwszy (odkąd sięgamy pamięcią), szczyt Mount Everest, mierzący 8848 m n.p.m., był widoczny gołym okiem z oddalonego o blisko 200 km Katmandu – donosi „Nepal Times" [7]. Zdjęcie Mount Everestu zrobił Abhushana Gautama w wiosce Chobar, która z perspektywy Mount Everestu leży nawet dalej, za Katmandu.
Jeszcze dwa miesiące temu nie byłoby to możliwe, bo wszechobecny smog i emisje spalin, które są największym źródłem zanieczyszczenia powietrza w dolinie Katmandu, nie pozwoliłyby na to. Globalna blokada, aby zapobiec rozprzestrzenianiu się koronawirusa, sprawiła jednak, że z dróg zniknęły pojazdy, a przemysł się zatrzymał. W pierwszym tygodniu od wprowadzenia ograniczeń sprzedaż benzyny w całym kraju spadła do sześciu procent. Oczyściło to powietrze nad Katmandu i nad całym Nepalem.

Tabela 1. Sygnały interfejsu cyfrowego czujnika SPS30 [3]

Numer wyprowadzenia w złączu	Nazwa	Opis	Komentarz
1	VDD	Zasilanie	5 V ± 10%
2	RX	UART: wejście odbiornika	Kompatybilne z TTL 5 V oraz LVTTL 3,3 V
	SDA	I²C: dane we/wy	
3	TX	UART: wyjście nadajnika	Kompatybilne z TTL 5 V oraz LVTTL 3,3 V
	SCL	I²C: sygnał zegarowy	
4	SEL	Wybór typu interfejsu cyfrowego	Pozostaw niepodłączone dla wyboru UART
			Dołącz do GND dla wyboru I²C
5	GND	Masa	Obudowa i GND



Rysunek 9. Złącze interfejsu cyfrowego czujnika SPS30 [3]

są przechowywane w pamięci nieulotnej, ustawienie wartości zerowej odstępu wyłącza automatyczne czyszczenie wiatraczka.

Procedura może zostać uruchomiona ręcznie poprzez wysłanie polecenia *Start Cleaning*. Wyłączenie zasilania czujnika powoduje wyzerowanie licznika odstępu czasu czyszczenia. Przy pracy okresowej czujnika, np. raz na dzień, należy zapewnić wykonywanie procedury czyszczenia wiatraczka co najmniej raz na tydzień.

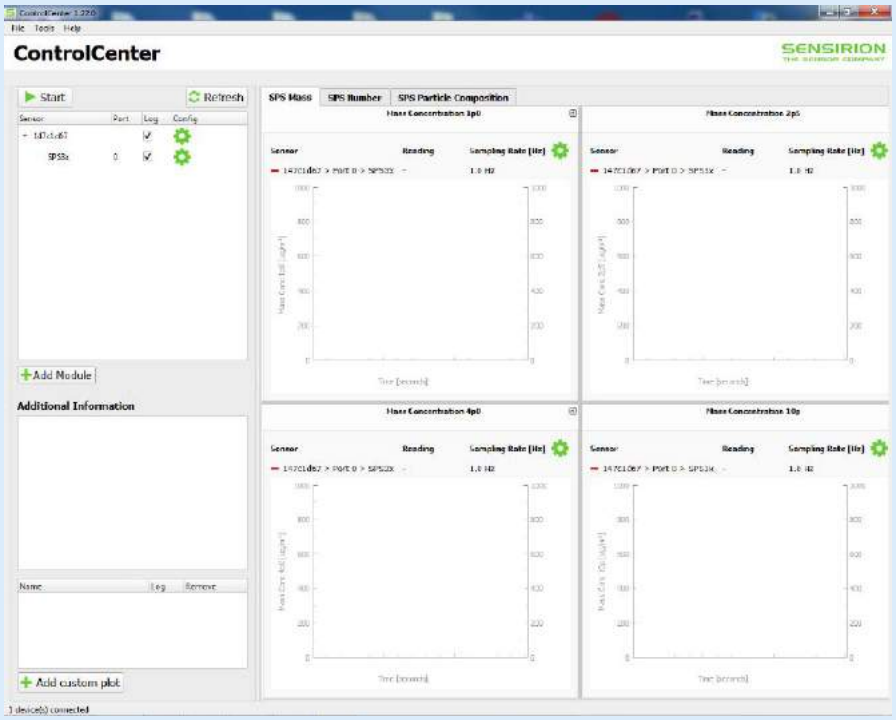
Cyfrowy interfejs komunikacyjny

Złącze interfejsu cyfrowego jest zlokalizowane na ściance przeciwnej niż wlot/wylot powietrza. Pasuje do niego wtyczka ZHR5 firmy JST Sales America Inc. Lokalizację tę pokazuje **rysunek 9.**

Do podłączenia modułu SPS30 do komputera zastosowany został kabel konwertera USB na UART z sygnałami o poziomie napięcia 3,3 V o oznaczeniu TTL232R3V3WE firmy FTDI. Bazuje on na układzie scalonym FT232RQ firmy FTDI i dodatkowo dostarcza zasilanie 5 V o prądzie do 75 mA. Umożliwia szybkie i łatwe łączenie urządzeń z szeregowym interfejsem UART do portu USB. Strona USB kabla jest zasilana z USB i kompatybilna ze standardem USB 2.0, na drugim końcu są nieosłonięte i ocynowane przewody. Na czterech przewodach (VCC, RXD, TXD, GND) została zamontowana wtyczka ZHR5 (JST Sales America Inc) [3]. Umożliwia to dołączenie kabla konwertera do odpowiednich wyprowadzeń (VDD, RX, TX, GND) złącza interfejsu cyfrowego czujnika SPS30. Wejście SEL tego złącza pozostaje niepodłączone, co oznacza wybór pracy czujnika SPS30 z protokołem UART.

Aplikacja ControlCenter

Do pracy z czujnikiem SPS30 została zastosowana aplikacja *ControlCenter* firmy Sensirion. Jej instalowanie i użytkowanie zostało dokładnie omówione w jednym z poprzednich artykułów pt. „Pomiary z czujnikami jakości gazu SGP30, SPGPC3 oraz dwutlenku węgla SCD30 firmy



Rysunek 10. Okno główne aplikacji ControlCenter po uruchomieniu

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 1405f3fee5

Wybrane pozostałe artykuły kursu „Systemy dla Internetu Rzeczy”

[S32] Scalone czujniki cyfrowe wilgotności i temperatury, EP 12/2019
[S35] Cyfrowe czujniki gazu, EP 3/2020
[S38] Cyfrowe czujniki pyłów, EP 6/2020
[S39] Pomiary z czujnikami jakości gazu SGP30, SPGPC3 oraz dwutlenku węgla SCD30 firmy Sensirion, EP 7/2020

Literatura

[1] Particulate Matter Sensing for Air Quality Measurements, Livio Lattanzio, Sensirion, ***https://bit.ly/2XygRhc***
[2] Aerozole atmosferyczne, Wikipedia, 4 luty 2020, ***https://bit.ly/2X7oAUv***
[3] Datasheet SPS30, Particulate Matter Sensor for Air Quality Monitoring and Control, Version 1.0, March 2020, Sensirion, ***https://bit.ly/3g0gses***
[4] Sensor Specification Statement, How to Understand Specifications of Sensirion Particulate Matter Sensors, Version 1, March 2020, Sensirion, ***https://bit.ly/3kQ0ZBp***
[5] Particulate Matter Sensor SPS30, Sensirion, ***https://bit.ly/3aulMpi***
[6] Teardown: Sensirion, 04.25.2019, Angela May, MistyWest, ***https://bit.ly/2yDTPwU***
[7] Mount Everest był widoczny gołym okiem z prawie 200 km. „Niedawno byłoby to niemożliwe” Bartłomiej Kubiak, 22.05.2020, SPORT.PL, ***https://bit.ly/3iFtfVF***

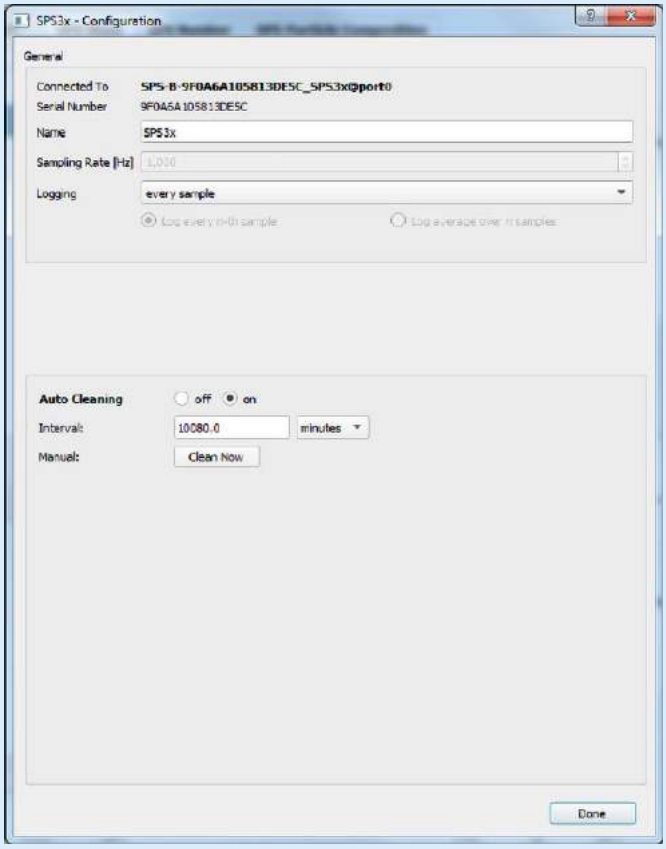
Sensirion” [S39]. Po podłączeniu czujnika SPS30 kablem konwertera USB do komputera instalowane są sterowniki USB. Po uruchomieniu aplikacji *ControlCenter* automatycznie znajdowany jest czujnik SPS30 i wyświetlane jest okno główne aplikacji (**rysunek 10**). W lewym górnym rogu okna aplikacji wyświetlana jest lista wykrytych urządzeń. Pierwsza linia dotyczy konwertera USB. Po kliknięciu na ikonkę w postaci koła zębatego otwierane jest okno konfiguracyjne wybranego urządzenia. Dla konwertera USB pokazywane są tylko numer wirtualnego portu COM oraz prędkość transmisji (115200).

Okno konfigurowania czujnika SPS30 umożliwia ustawienie liczby pomiarów do uśredniania (1 – każda, 2, 5, 10, 100, 1000) oraz zapisanie logu z przerzedzaniem lub z uśrednianiem (**rysunek 11**). Można też ustawić odstęp czasu, co ile wykonywana będzie procedura czyszczenia wiatraczka (*Auto Cleanning*).

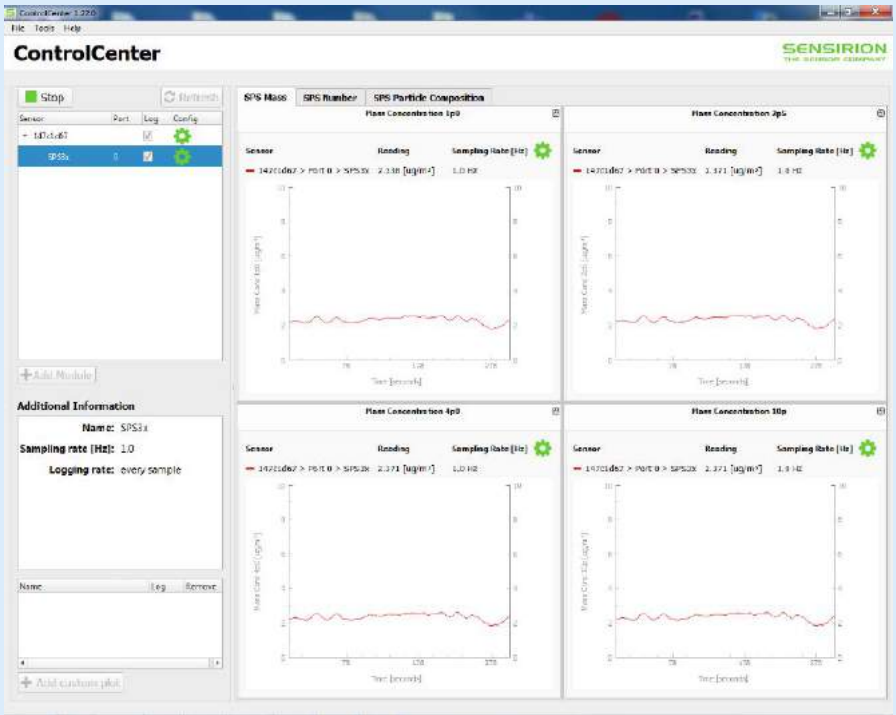
Wykresy danych z czujników są pokazywane w prawym panelu okna aplikacji (rysunek 10), zgrupowane wedle typów w osobne zakładki. Po prawej stronie każdego wykresu znajduje się ikonka w postaci koła zębatego. Wyświetla ona okno *Plot Settings* z możliwością ustawienia przedziału czasu pokazywanego przebiegu (domyślnie 300 s), częstotliwości aktualizacji wykresu (domyślnie 1 Hz), wyboru automatycznego skalowania oraz ustawienia formatu skali czasowej: w sekundach (czas bieżący od początku akwizycji) lub czas zegarowy. Dodatkowo można ustawić zakres skali wartości (domyślnie 10 μg/m³, N/cm³ oraz 2 μm). Po kliknięciu na pole wykresu można go przeciągać w górę i w dół, a kółkiem myszy zmieniać zakres skali wartości. Podwójne kliknięcie powoduje przywrócenie ustawień domyślnych.

Badania

Porównanie działania czujników jest bardzo trudne ze względu na konieczność zapewnienia stabilnych warunków pracy. Do referencyjnego pomiaru warunków pomiarowych zastosowano zestaw *SHT31 Smart Gadget* firmy Sensirion, z czujnikami SHT31. Poprzednie próby, opisane w artykule pt. „Scalone czujniki cyfrowe wilgotności i temperatury”, pokazały bardzo stabilne, precyzyjne i wiarygodne działanie tego zestawu [S32]. Pomiary wykonywane były w warunkach domowych, po długim okresie przelotnych deszczów, przy temperaturze ok. 25°C i wilgotności na poziomie ok. 45%, czyli typowe pogodne lato.



Rysunek 11. Okno konfiguracyjne czujnika SPS30

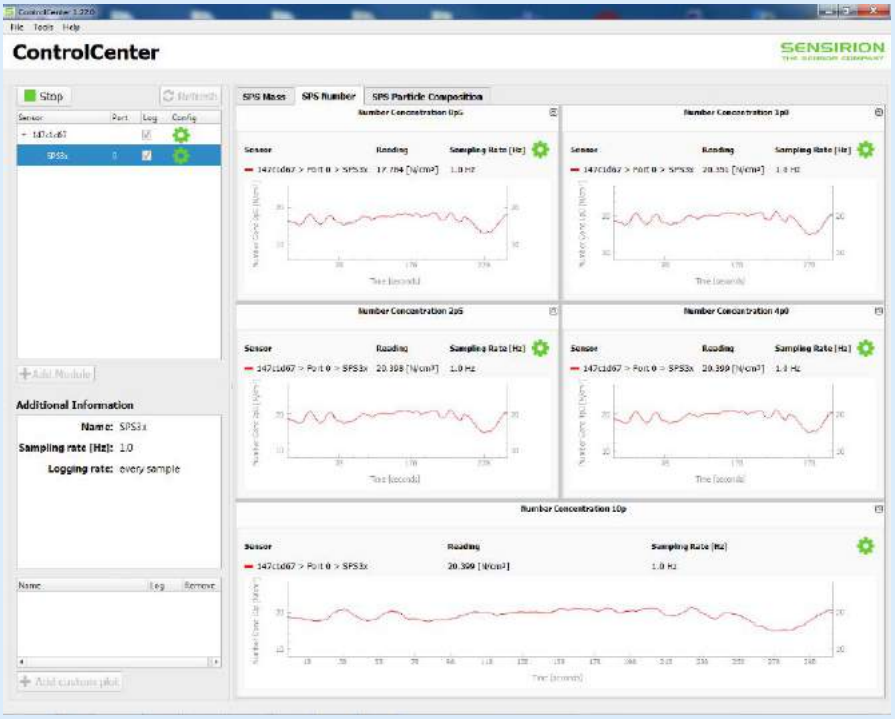


Rysunek 12. Czujnik SPS30 – pomiar stężenia masowego

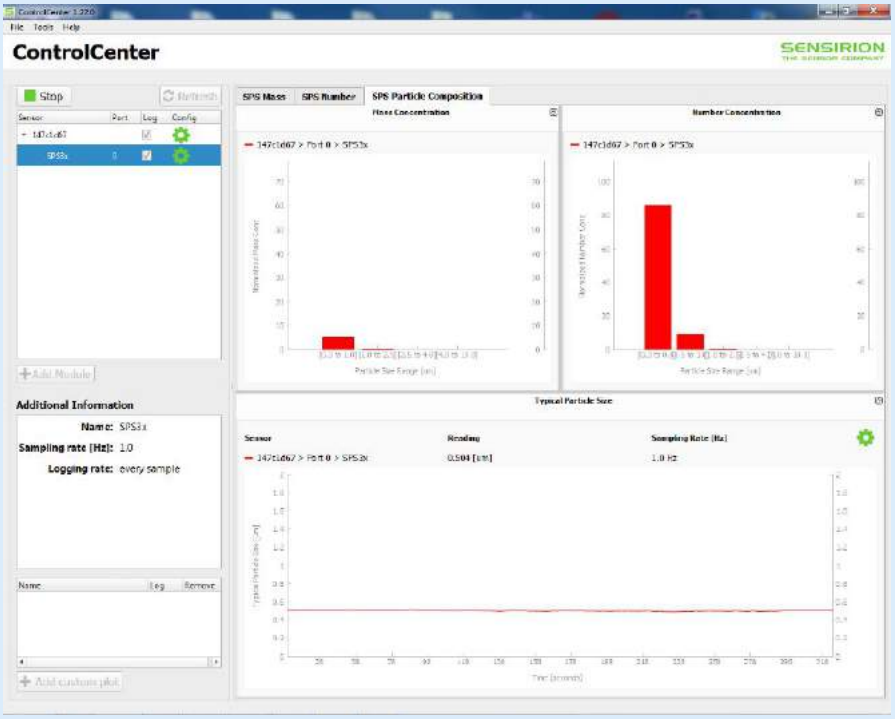
Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 1405f3fee5

Na panelu SPS Mass pokazywane są cztery wykresy pomiaru stężenia masowego w jednostkach µg/m³ osobno dla pomiarów PM1.0, PM2.5, PM4 oraz PM10. **Rysunek 12** pokazuje przykładowy pomiar pierwszych 300 s po włączeniu czujnika SPS30. Jak widać, czujnik od razu wykonuje skalibrowane pomiary. Na panelu *SPS Number* pokazywane jest pięć wykresów pomiaru stężenia liczbowego w jednostkach N/cm³, osobno dla PM0.5, PM1.0, PM2.5, PM4 oraz PM10. **Rysunek 13** pokazuje przykładowy pomiar pierwszych 300 s po włączeniu czujnika SPS30, tych samych co na rysunku 12. Na panelu *SPS Particle Composition* pokazywane są dwa wykresy słupkowe rozkładu pomiarów stężenia masowego oraz liczbowego (**rysunek 14**). Osobny wykres pokazuje typowy rozmiar cząstek pyłu w µm. Wykrywanie większości cząstek o małych rozmiarach jest zgodne z publikowanymi pomiarami kurzu domowego [1].



Rysunek 13. Czujnik SPS30 – pomiar stężenia liczbowego



Rysunek 14. Czujnik SPS30 – rozkład statystyczny danych pomiarowych

Podsumowanie

Zastosowanie czujnika SPS30, obsługiwanego przez firmową aplikację SEKControlCenter, umożliwia szybką i profesjonalną pracę z pomiarem poziomu pyłów. Jest on pomocny ze względu na skomplikowaną obsługę interfejsu cyfrowego czujników i konieczność spełnienia wymagań sprzętowych, np. zasilania i poziomów logicznych sygnałów. Problematyczne jest też przetwarzanie surowych danych odczytanych z czujników. Wygoda jest jednak okupiona ograniczeniami w skonfigurowaniu zestawu pomiarowego oraz w dopasowaniu konfiguracji aplikacji do potrzeb.

Powyższy opis jest relacją z pierwszych prób użycia czujnika SPS30. Pomimo łatwości rozpoczęcia pracy i szybkiego uzyskania wyników pomiarów, ich interpretacja wymaga już sporej wiedzy dotyczącej metodologii pomiarów parametrów środowiska, technologii pomiarowej czujników oraz metod i procedur kalibracji czujnika.

Odporność czujnika SPS30 na kurz i zaawansowane technologie kategoryzowania rozmiaru cząstek stanowią zaletę w wielu zastosowaniach, np. monitorowanie jakości powietrza, oczyszczacze powietrza i HVAC. Czujnik, który poprawnie działa przez cały okres użytkowania urządzenia, gwarantuje dobrą jakość powietrza końcowemu użytkownikowi oraz zwiększa efektywność energetyczną. Zwiększona liczba przedziałów pomiarowych frakcji pyłów i wyższa dokładność, pomagają wykonywać określone działania w oparciu na wykrywanym składzie cząstek i poprawiają monitorowanie żywotności czujnika, w oparciu na informacjach o typie zanieczyszczenia, zebranym podczas pracy urządzenia. Pomiary podczas testów czujnika SPS30 były przeprowadzone w Pekinie. Wyniki uzyskane w czasie rzeczywistym pokrywały się w 97% z wynikami z ambasady USA (BAM1020), oddalonej około 1,4 km od ambasady Szwajcarii, gdzie zamontowano czujnik SPS30.

Obecnie rynek czujników pyłów jest napędzany głównie przez układy oczyszczania powietrza, wentylację i klimatyzację. Obniżenie ceny, wydłużenie czasu poprawnej pracy oraz zwiększenie łatwości użycia czujników pyłów spowoduje znaczący wzrost ich użycia w aplikacjach konsumenckich oraz IoT, szczególnie w czasach pandemii COVID-19.

Henryk A. Kowalski
Politechnika Warszawska
Instytut Informatyki

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie **www.media.avt.pl**

eprasa.pl 1405f3fee5

Eksperymenty z FPGA (10)

Podłączamy mikrofon

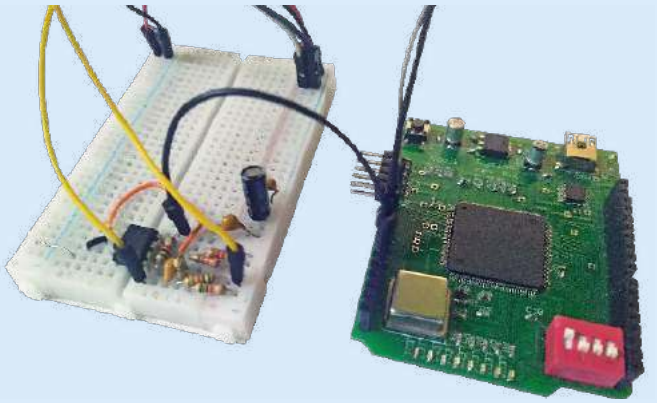
FTP
WSZYSTKIE POPRZEDNIE ODCINKI KURSU SĄ DOSTĘPNE NA STRONIE WWW.MEDIA.AVT.PL

W tym odcinku wracamy do przetwornika ADC. Jednak zamiast potencjometru podłączymy do niego mikrofon. Dzięki temu wykonamy eksperymenty z cyfrowego przetwarzania sygnałów. Przed przystąpieniem do pracy jak zwykle przypominam o aktualizacji repozytorium z przykładami (poprzez wywołanie polecenia `git pull`).

Do eksperymentów zastosujemy popularny mikrofon elektretowy. Niestety zmiany napięcia na jego wyjściu są zbyt małe, aby można je było zmierzyć za pomocą naszego przetwornika ADC. Musimy więc zbudować prosty przedwzmacniacz. Użyjemy do tego celu wzmacniacza operacyjnego LM358 i kilku elementów pasywnych. Schemat układu został pokazany na **rysunku 1**. Rezystory R3 i R4 tworzą dzielnik napięcia ustalający „sztuczną masę" dla naszego przedwzmacniacza. Kondensator C1 usuwa składową stałą z wejścia wzmacniacza operacyjnego. Zmieniając wartość R5, możemy regulować wzmocnienie. Na wyjściu znajduje się prosty filtr RC złożony z R6 i C2. Jego częstotliwość graniczna to:

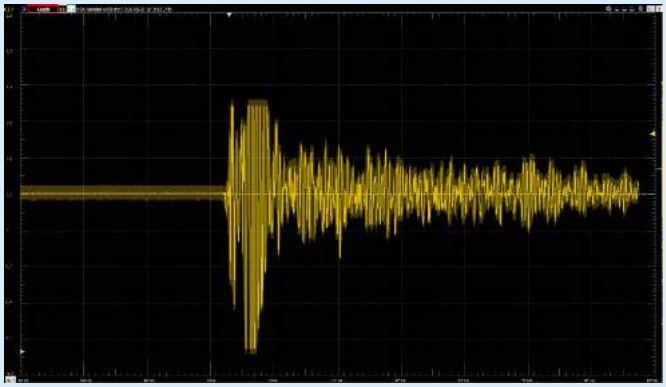
$$f = \frac{1}{2\pi R_6 C_2} \approx\sim 3100Hz$$

Sygnał podłączamy do analogowego wejścia A0 płytki *Rysino*. Musimy jeszcze zatroszczyć się o niewykorzystaną połowę LM358. Wyjście drugiego wzmacniacza zostało połączone z jego wejściem odwracającym, natomiast wejście nieodwracające zwarto do masy. Realizacja na płytce stykowej jest pokazana na **fotografii 1**. Działanie układu najłatwiej sprawdzić za pomocą oscyloskopu. Na **rysunku 2** widoczna jest rejestracja mowy. Widać na nim, że sztuczna masa naszego układu odpowiada napięciu około 1,3 V. Natomiast rejestrowane sygnały znajdują się w przedziale napięciowym 1,15 V…1,45 V. Aby sprawdzić, przy jakich wartościach następuje nasycenie, na **rysunku 3** pokazano zapis klaśnięcia. Wynika z niego, że roboczy zakres napięciowy zawiera się pomiędzy wartościami około 0,05 V a 2 V.

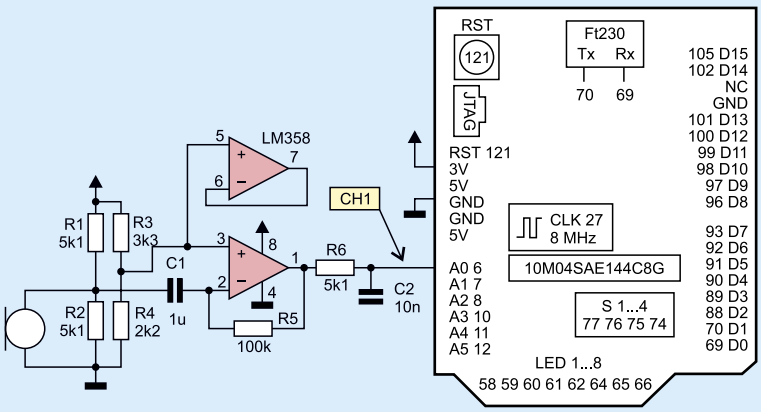


Fotografia 1. Układ eksperymentalny zbudowany na płytce stykowej

Rysunek 2. Napięcia na wejściu ADC przy rejestracji mowy



Rysunek 3. Napięcia na wejściu ADC przy rejestracji klaśnięcia



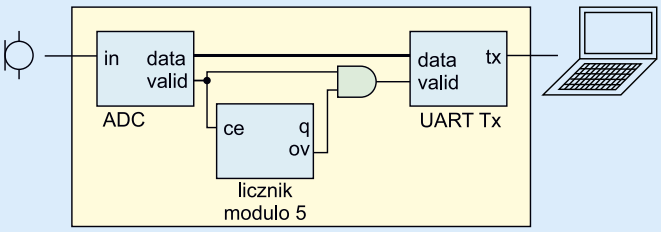
Rysunek 1. Schemat podłączenia mikrofonu

Rejestracja dźwięku

Kiedy mamy już gotowy układ doświadczalny, możemy zabrać się do przygotowania wsadu dla układu FPGA. Naszym pierwszym celem będzie wysłanie pomiarów z przetwornika ADC przez port szeregowy. Uproszczony schemat tego modułu pokazuje **rysunek 4**. Aby nie komplikować projektu, będziemy przesyłać jedynie 8 bitów danych. Musimy także zdecydować się na częstotliwość próbkowania. Przyjmuje się, że w mowie występują częstotliwości do około 3 kHz. Oznacza to, że wystarczyłoby

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 1405f3fee5

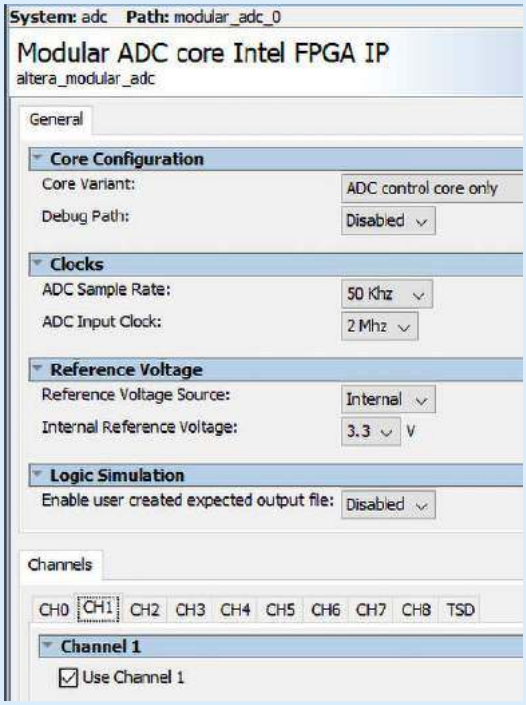


Rysunek 4. Schemat rejestratora dźwięku

próbkować z częstotliwością około 6 kHz. Jednak nie możemy wybrać dowolnej wartości. Ich lista jest dostępna w dokumentacji [1]. Kiedy wybierzemy 50 kHz, możemy łatwo otrzymać próbkowanie z częstotliwością 10 kHz poprzez zwykłe odrzucanie czterech i przepuszczanie co piątej wartości. Uzyskamy to przez wygaszanie sygnału `valid`. Czynność ta spowoduje, że dane mimo że przejdą przez magistralę, nie zostaną wysłane. Wykorzystamy tu dobrze nam znany licznik modulo. Do przesłania dziesięciu tysięcy 8-bitowych pomiarów, po doliczeniu bitów startu i stopu, uzyskamy minimalną prędkość transmisji równą 100 kbd. Możemy więc skonfigurować UART do standardowej prędkości 115,200 kbd, tak jak w poprzednich eksperymentach, i nadal będziemy mieli pewien zapas.

Budowę rozpoczniemy od wygenerowania bloku IP, obsługującego przetwornik analogowo-cyfrowy. Konfigurację pokazuje **rysunek 5**. Ustawiamy tam wybraną przez nas częstotliwość próbkowania. Zegar taktujący ADC ustawiamy na 2 MHz (będziemy musieli także odpowiednio skonfigurować pętlę PLL). Tym razem włączamy tylko kanał numer 1.

Główny moduł naszego projektu pokazuje **listing 1**. W liniach 30…44 mamy instancję modułu ADC. W tym przypadku konfiguracja magistrali wejściowej jest bardzo prosta, ponieważ chcemy czytać tylko jeden kanał z maksymalną częstotliwością. Wpisujemy numer kanału w sygnale `command_channel` i ustawiamy `command_valid` na 1. W linii 50 ustawiamy wysyłanie tylko ośmiu najstarszych bitów. Dalej znajduje się moduł licznika, który zlicza kolejne pomiary z przetwornika, a dla co piątej próbki następuje ustawienie sygnału `ce_5`. Linia 59 przygotowuje sygnał wyzwalający transmisję. Musimy zastosować bramkę `AND`, ponieważ sygnał przepełnienia licznika pozostanie aktywny, aż zakończy się następny pomiar. Mogłoby to spowodować



Rysunek 5. Konfiguracja przetwornika ADC

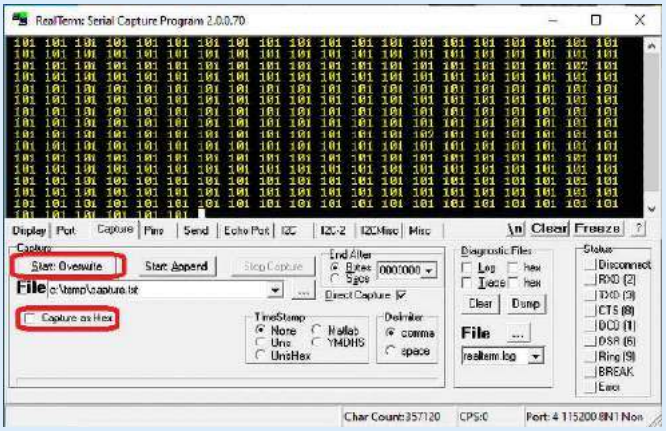
```
Listing 1. Kod modułu nagrywającego (10_record/rec.sv)
30 adc adc_inst (
31  .clock_clk(clk),
32  .reset_sink_reset_n(rst),
33  .adc_pll_clock_clk(clk_adc),
34  .adc_pll_locked_export(clk_adc_locked),
35  .command_valid(1'b1),
36  .command_channel(1'b1),
37  .command_startofpacket(1'b0),
38  .command_endofpacket(1'b0),
39  .command_ready(),
40  .response_valid(adc_valid_out),
41  .response_channel(),
42  .response_data(adc_data_out),
43  .response_startofpacket(),
44  .response_endofpacket());

50 assign bus.data = adc_data_out[11-:8];
51
52 counter #(.N(5)) every5 (
53  .clk(clk),
54  .rst(rst),
55  .ce(adc_valid_out),
56  .q(),
57  .ov(ce_5));
58
59 assign bus.valid = ce_5 & adc_valid_out;
60
61 uart_tx #(
62  .F(F),
63  .BAUD(115200)
64 ) uart (
65  .bus(bus),
66  .tx(tx));
```

kilkukrotne wysłanie pojedynczej próbki. Teoretycznie nie powinno tak się zdarzyć, ponieważ wysłanie jednego bajtu zajmuje więcej czasu niż wynosi odstęp pomiędzy pomiarami przetwornika. Na samym końcu umieszczony został moduł nadajnika portu szeregowego.

Kiedy mamy już gotowy kod, możemy otworzyć w środowisku *Quartus* projekt *10_record/10_rec.qpf* i rozpocząć jego budowę. Po wgraniu bitstreamu do układu FPGA przechodzimy do odczytywania danych. W tym celu można wykorzystać znany nam już program *RealTerm*. Aby wyświetlane dane były bardziej czytelne, możemy w zakładce *Display* wybrać opcję *uint8* (*unsigned int 8* – 8-bitowa liczba całkowita bez znaku), co pokazuje **rysunek 6**.

Rysunek 6. Wybór sposobu wyświetlania danych

Kiedy powiemy coś do mikrofonu, dane powinny się zmieniać, ale pojawiają się zbyt szybko, by zaobserwować to wyraźnie na ekranie konsoli. Dlatego zapiszemy odbierane informacje w pliku tekstowym do późniejszej analizy. W tym celu otwieramy zakładkę *Capture* (przechwytywanie), co zaprezentowano na **rysunku 7**. Następnie wybieramy plik docelowy i zaznaczamy opcję *Capture as Hex* (przechwytuj w formacie szesnastkowym). Rozpoczynamy naciśnięciem *Start: Overwrite* (zacznij: nadpisz), mówimy do mikrofonu i klikamy przycisk *Stop Capture* (zatrzymaj przechwytywanie).



Rysunek 7. Przechwytywanie danych w programie RealTerm

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 1405f3fee5

Listing 2. Skrypt w języku Python parsujący odebrane dane (10_record/parse/Parse.ipynb)

```
01 %matplotlib inline
02
03 import matplotlib
04 import numpy as np.
05 import matplotlib.pyplot as plt
06 from scipy.io.wavfile import write
07
08 def pairwise(iterable):
09   "s -> (s0, s1), (s2, s3), (s4, s5), …"
10   a = iter(iterable)
11   return zip(a, a)
12
13 file="voice.txt"
14 with open(file) as f:
15  data = f.read()
16 x = []
17 for a,b in pairwise(data):
18  s = a + b
19  x.append(int(s, 16))
20 xn = np.uint8(x)
21
22 plt.plot(xn)
23 plt.xlabel("czas, próbki")
24 plt.ylabel("amplituda, j.w.")
25
26 write('voice.wav', 10000, xn)
```

Wykonane przeze mnie przykładowe nagranie znajduje się w pliku *10_record/parse/voice.txt*. Kiedy go otworzymy, zobaczymy jedną, długą linię bez żadnych przerw:

`656565656565`

Każde dwa kolejne znaki odpowiadają kolejnym odebranym bajtom. Są one zapisane w formacie szesnastkowym. Aby je zdekodować oraz zmienić na format dźwiękowy, przygotujemy krótki skrypt w języku Python. Do jego uruchomienia wykorzystam notatnik *Jupyter*. Można go pobrać razem z pakietem *Anaconda* [2]. Domyślnie notatnik jako swój główny katalog uznaje folder użytkownika. Jeżeli przechowujemy pliki projektu w innym miejscu, można uzyskać do nich dostęp poprzez stworzenie dowiązania do wybranego katalogu, na przykład wywołaniem w wierszu poleceń komendy:

```
mklink /D c c:\
```

Powyższe działanie spowoduje stworzenie dowiązania *c*, które wskazuje na dysk *C:*. Parametr `/D` informuje, że mamy do czynienia z katalogiem. Teraz możemy załadować notatnik *10_record/parse/Parse.ipynb*. Zawarty w nim kod pokazuje **listing 2**. W pierwszej linii konfigurujemy wyświetlanie wykresów. Następnie ładujemy niezbędne biblioteki. *Matplotlib* umożliwi nam tworzenie wykresów, a *Numpy* pozwala na wykonywanie obliczeń numerycznych. *Scipy* jest rozbudowaną biblioteką ułatwiającą obliczenia naukowe. Wykorzystamy z niej jedynie moduł, pozwalający zapisywać pliki w dźwiękowym formacie *wav*. W liniach 8…11 znajdziemy funkcję `pairwise`, która ułatwi nam wczytywanie dwóch kolejnych znaków. Wiersz 13 zawiera nazwę pliku z zapisanymi danymi. Otwieramy go i wczytujemy zawartość do zmiennej `data`. Następnie w pętli wczytujemy po dwa znaki i konwertujemy je na liczbę. W linii 20 konwertujemy otrzymaną tablicę na wektor liczb 8-bitowych bez znaku. Na końcu wyrysowujemy wykres z zebranych danych i zapisujemy plik dźwiękowy *voice.wav*.

Uzyskany wykres pokazuje **rysunek 8**. Sygnał oscyluje wokół liczby 100. Jego wartości mieszczą się w przedziale 80…115. Oznacza to, że większość z dostępnego nam zakresu (0…255) jest niewykorzystana. Używamy jedynie przedziału o szerokości poniżej 35. Odpowiada on nieco ponad pięciu bitom danych, przy czym przesyłamy ich aż osiem. W dalszej części spróbujemy poprawić ten wynik.

Sposób zbierania danych oraz konwersji ich do pliku tekstowego został także przedstawiony na filmie [3].

Usuwanie składowej stałej

Jak zauważyliśmy już przy analizie na rysunku 8, nasz sygnał z mikrofonu nie oscyluje wokół 0, co oznacza, że znajduje się w nim pewna składowa stała. Jest ona równa napięciu na dzielniku, złożonym z oporników R3 i R4. Istnieje kilka sposobów, aby ją usunąć. Możemy ustalić stałą, którą będziemy odejmować od pomiarów, albo mierzyć napięcie na dzielniku za pomocą drugiego kanału przetwornika. Zastosujemy jednak filtr górnoprzepustowy o nieskończonej odpowiedzi impulsowej: NOI. Często spotyka się także oznaczenie IIR, co pochodzi od angielskiego *Infinite Impulse Response* [4]. Jego transmitancję wylicza się wzorem:

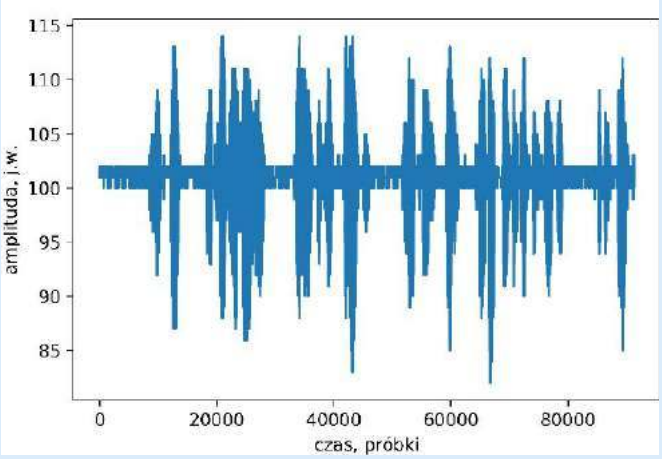
$$H(z)=\frac{1-z^{-1}}{1-\alpha z^{-1}}$$

Taki filtr ma interesującą charakterystykę amplitudową, która wynosi 0 dla składowej stałej, a następnie szybko rośnie. Wyrysujemy ją w notatniku *Jupyter*. Odpowiedzialny za to kod pokazany jest na **listingu 3**. Na początku przyjmujemy współczynnik α równy 31/32. Warto tu zwrócić uwagę, że język Python pozwala nam używać greckich liter jako nazw zmiennych. Można dyskutować, czy jest to dobra praktyka, ale jest to dopuszczalne. Korzystając z biblioteki *Scipy*, definiujemy transmitancję H. W formie wektorów podajemy współczynniki wielomianów, składających się na jej licznik oraz mianownik. Ostatni parametr to okres próbkowania. Podajemy tu 100 µs, co odpowiada częstotliwości 10 kHz, z którą pracuje nasz przetwornik. Na końcu generujemy i wyrysowujemy charakterystykę amplitudową (zwaną także charakterystyką Bodego). Uzyskany wykres pokazuje **rysunek 9**.

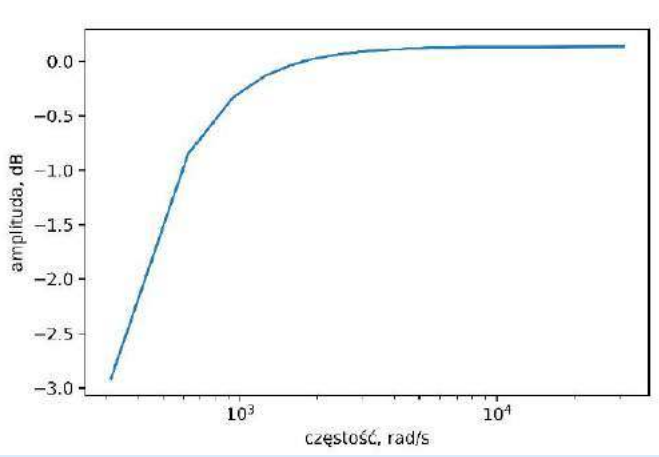
Przed przygotowaniem realizacji filtra w strukturze układu FPGA najpierw pokażmy jego transmitancję w formie graficznej.

Listing 3. Generowanie charakterystyki amplitudowej w Pythonie (11_dc_r\parse\dc_r.ipynb)

```
01 α = 31/32
02 H = signal.TransferFunction([1, -1], [1, -α], dt=1e-4)
03 w, mag, phase = H.bode()
04 axi = plt.semilogx(w, mag)
05 plt.xlabel("częstość, rad/s")
06 plt.ylabel("amplituda, dB")
```



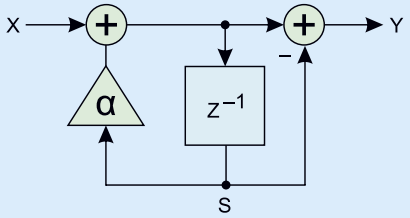
Rysunek 8. Wykres wygenerowany z zebranych danych



Rysunek 9. Charakterystyka amplitudowa dla α=31/32

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 10. Schemat filtra realizującego transmitancję H(z)

Na **rysunku 10** widzimy jedną z wielu możliwych realizacji. X symbolizuje wejście, a Y wyjście. Blok z^{-1} oznacza operację opóźnienia o jeden krok. Możemy łatwo pokazać, że nasz schemat naprawdę odpowiada transmitancji H. Najpierw rozpiszmy wartość w punkcie oznaczonym jako S:

$$S = z^{-1}\left(X + \alpha S\right)$$

Po przeniesieniu S na jedną stronę równania i uporządkowaniu współczynników otrzymamy:

$$S = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}\alpha} X$$

Teraz możemy rozpisać równanie na wyjście:

$$Y = X + \alpha S - S = X - \left(1 - \alpha\right) S$$

Podstawiając wcześniej obliczoną wartość S, otrzymujemy:

$$Y = X - \left(1 - \alpha\right)\frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}\alpha} X = \frac{1 - z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}} X$$

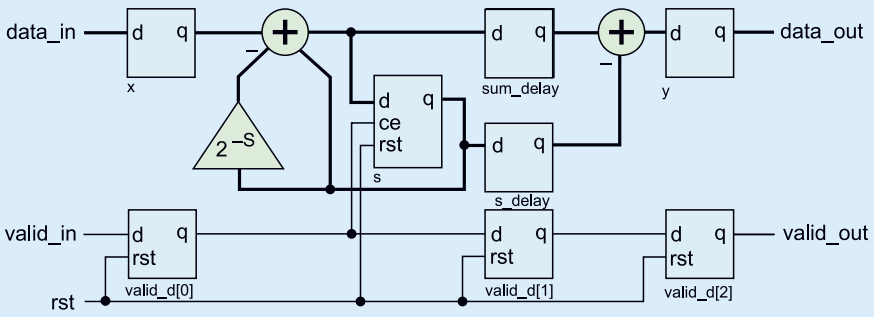
Stąd dzieląc przez X, otrzymujemy naszą wyjściową transmitancję:

$$H(z) = \frac{Y}{X} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}}$$

Przekładając schemat z rysunku 10 na coś, co można zaimplementować w strukturze układu FPGA, otrzymujemy bardziej złożony schemat pokazany na **rysunku 11**. Pierwsza rzecz, która rzuca się w oczy, to znacznie większa liczba przerzutników. Zostały one dodane w celu uzyskania wyższej częstotliwości pracy (co prawdopodobnie nie jest potrzebne w naszym, taktowanym z niską częstotliwością 8 MHz projekcie). Zwracam uwagę, że jedynym przerzutnikiem z wejściem ce jest ten oznaczony jako *S*. Jest on włączany przez sygnał `valid`. To główna różnica pomiędzy opóźnieniami wynikającymi z logiki projektu (z^{-1}) a tymi „technicznymi", ułatwiającymi realizację w krzemie. W punkcie *S* ma zostać zapisana ostatnia „poprawna" (*valid*) wartość.

Usuwanie składowej stałej realizowane jest w trzech krokach. Pierwszy polega na zatrzaśnięciu wejść. Odpowiadają za to przerzutniki `x` i `valid_d[0]`. W drugim kroku przygotowujemy cząstkowe wyniki i zapisujemy je w rejestrach `sum_delay` i `s_delay`. Razem z nimi, w `valid_d[1]` podąża sygnał sterujący. W ostatnim etapie, w przerzutnikach `y` i `valid_d[2]` zapisujemy wyjście filtru. Warto zauważyć, że sygnał kontrolny `valid` niejako płynie przez filtr równolegle z danymi.

Drugi szczegół implantacyjny polega na założeniu, że współczynnik α będzie miał postać $1-2^{S}$, gdzie s jest liczbą naturalną. Pozwoli to zastąpić mnożenie za pomocą przesunięcia bitowego i odejmowania. Są to operacje dużo łatwiejsze w realizacji (w FPGA) niż mnożenie.



Rysunek 11. Realizacja filtru w układzie FPGA

Listing 4. Moduł usuwający składową stałą (11_dc_r/dc_r.sv)

```
10 module dc_r #(
11  parameter N = 8,
12  parameter S = 5
13 ) (
14  StreamBus in,
15  StreamBus out
16 );
17  parameter L = N+S;
18  logic [2:0]valid_d;
19  logic signed [N:0]x;
20  logic signed [L:0]s;
21  logic signed [L:0]sum;
22  logic signed [L:0]s_delay;
23  logic signed [L:0]sum_delay;
24  logic signed [L+1:0]y;
25
26  always_ff @(posedge in.clk or negedge in.rst)
27  if (!in.rst)
28      valid_d <= '0;
29  else
30      valid_d <= {valid_d[1:0], in.valid};
31
32  always_ff @(posedge in.clk)
33  x <= {1'd0, in.data};
34
35  assign sum = s - (s >>> S) + x;
36
37  always_ff @(posedge in.clk or negedge in.rst)
38  if (!in.rst)
39      s <= '0;
40  else if (valid_d[0])
41      s <= sum[L:0];
42
43  always_ff @(posedge in.clk) begin
44      s_delay <= s;
45      sum_delay <= sum[L:0];
46  end
47
48  always_ff @(posedge in.clk)
49  y <= sum_delay - s_delay;
50
51  assign out.data = y[N-1:0];
52  assign out.valid = valid_d[2];
53 endmodule
```

Musimy jeszcze zastanowić się, ile bitów musimy przeznaczyć na reprezentację stanu. W tym celu przejdźmy do opisu w dziedzinie czasu. Możemy wyrazić wartość w rejestrze s w chwili k+1 jako:

$$s_{k+1} = \alpha s_k + x_k$$

Dla danego (stałego) wejścia x po pewnym czasie stan się ustali. Oznacza to, że wartość s_{k+1} będzie równa s_k. Możemy wtedy zapisać:

$$s = \alpha s + x$$

I obliczyć wartość stanu ustalonego:

$$s = \frac{1}{1 - \alpha} x$$

Gdy podstawimy przyjętą przez nas wcześniej wartość współczynnika:

$$\alpha = 1 - 2^{-S}$$

Otrzymamy zależność:

$$s = 2^{S} x$$

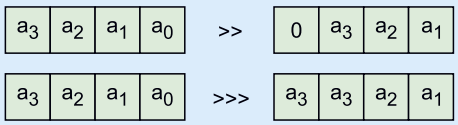
Teraz, jeżeli nasze wejście x ma długość N bitów, to do zapisania stanu s potrzebować będziemy L=N+S bitów.

Mamy już wszystkie niezbędne informacje, aby rozpocząć implementację. Kod napisany w języku SystemVerilog znajdziemy na **listingu 4**. Na początku definiujemy dwa znane nam już parametry. N oznacza liczbę bitów przeznaczonych na wejście, a `s` ustala wartość współczynnika α. Następnie utworzone są dwa interfejsy: wejściowy `in` i wyjściowy `out`. Dla uproszczenia nie będziemy implementować sygnału `ready`. W liniach 17…24 zdefiniowane zostały sygnały wykorzystywane wewnątrz modułu. Te, które przechowują liczby ze znakiem, mają dodatkowy parametr `signed`.

Pierwszy blok `always` (linie 26…30) buduje linie opóźniającą dla sygnału `valid`. W wierszach 32…33 zatrzaskujemy wartość wejściową w rejestrze x. Dodatkowo, poprzez dołączenie na początek bitu równego `0`, dokonujemy konwersji z liczby bez znaku do dodatniej liczby ze znakiem. Z tego powodu, mimo że wchodząca wartość jest zapisana na N bitach, nasz rejestr `x` musi mieć długość N+1 bitów.

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 12. Różnica pomiędzy logicznym (>>) i arytmetycznym (>>>) przesunięciem bitowym

Listing 5. Testbench dla modułu dc_r (11_dc_r/dc_r_tb.sv)

```
12 module dc_r_tb;
13  parameter N = 10;
14  logic clk, rst;
15  StreamBus #(.N(N)) in (.clk(clk), .rst(rst));
16  StreamBus #(.N(N)) out (.clk(clk), .rst(rst));
17
18  initial begin
19      clk <= 1'b0;
20      forever #1 clk <= ~clk;
21  end
22
23  initial begin
24      rst <= 1'b0;
25      #4 rst <= 1'b1;
26  end
27
28  initial begin
29      in.valid = 1'b1;
30      for (int i = 0; i < 1000; i++) begin
31          @(posedge clk);
32          in.data = 120*$sin(2*pi*i/100)+480;
33      end
34      $stop;
35  end
36
37  dc_r #(.N(N), .S(5)) dut (
38  .in(in),
39  .out(out));
40 endmodule
```

Linia 35 definiuje logikę kombinacyjną, która oblicza wartość pomocniczą sum. Korzystamy tu z operatora arytmetycznego przesunięcia bitowego. W przeciwieństwie do przesunięcia logicznego, zachowuje ono znak. Różnica pomiędzy nimi została pokazana na **rysunku 12**.

Blok synchroniczny z linii 37…41 realizuje obsługę stanu. Wartość początkowa, ustawiana przy resecie, to 0. Natomiast wartość z sygnału sum jest zatrzaskiwana tylko wtedy, gdy (odpowiednio opóźniony) sygnał `valid` jest aktywny. Następnie w wierszach 43…46 wykonujemy drugi krok obliczeń. W rejestrach `s_delay` i `sum_delay` zatrzaskujemy wartości, których użyjemy do obliczeń. Wynik uzyskujemy w kroku numer trzy (48…49). Zwracam uwagę, że do zapisania różnicy dwóch liczb ze znakiem potrzebujemy rejestru o jeden bit dłuższego niż najdłuższa z wejściowych liczb. Jednak w naszym przypadku z powrotem na wyjście wypisujemy jedynie N najmłodszych bitów.

Musimy teraz przygotować testbench dla nowego modułu, którego kod pokazuje **listing 5**. Najpierw definiujemy parametr `N`, który określa długość szyny danych. Wykorzystamy go dalej do stworzenia interfejsów: wejściowego i wyjściowego. Następnie w dwóch osobnych blokach `initial` generujemy sygnał zegarowy oraz reset. Linie 28…35 odpowiadają za stworzenie danych. Tworzymy sinusoidę o amplitudzie 120, z przesunięciem 480. Generujemy w pętli 1000 próbek, po czym kończymy symulację. Na samym końcu został umieszczony testowany moduł. Włączamy symulację, wywołując w programie *ModelSim* komendę:

```
do dc_r_sim.do
```

Skrypt jest bardzo podobny do tych, których używaliśmy wcześniej. Warto jednak zwrócić uwagę na nowy przełącznik `-decimal`. Powoduje on, że dany sygnał jest interpretowany jako liczba ze znakiem i wyświetlany w systemie dziesiętnym.

Wynik symulacji widoczny jest na **rysunku 13**. Dwa pierwsze wiersze to sygnał zegarowy oraz reset. Następnie widzimy dane wejściowe i ich wersję skonwertowaną na liczbę ze znakiem (oznaczone jako `x`). Dalej mamy cząstkowy sygnał `sum` i `s`. Możemy zaobserwować, jak narastają one w początkowym okresie. Powiązane jest to ze znikaniem składowej stałej w wyjściowym sygnale `data`, pokazanym w ostatnim wierszu. Po ustabilizowaniu się sygnału wyjściowego otrzymujemy sygnał oscylujący wokół zera. Na zaprezentowanym rysunku nie są widoczne wszystkie detale, dlatego zachęcam do samodzielnego uruchomienia symulacji.

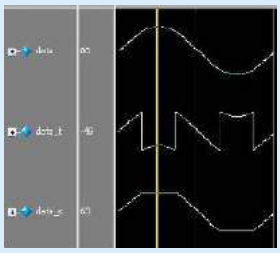
Nasycenie

Wiemy już w jaki sposób usunąć składową stałą. Nadal jednak musimy zmniejszyć liczbę bitów. Dwie najbardziej popularne opcje to obcięcie albo nasycenie. Ich porównanie widzimy na **rysunku 14**, wygenerowane w programie *ModelSim* za pomocą komendy:

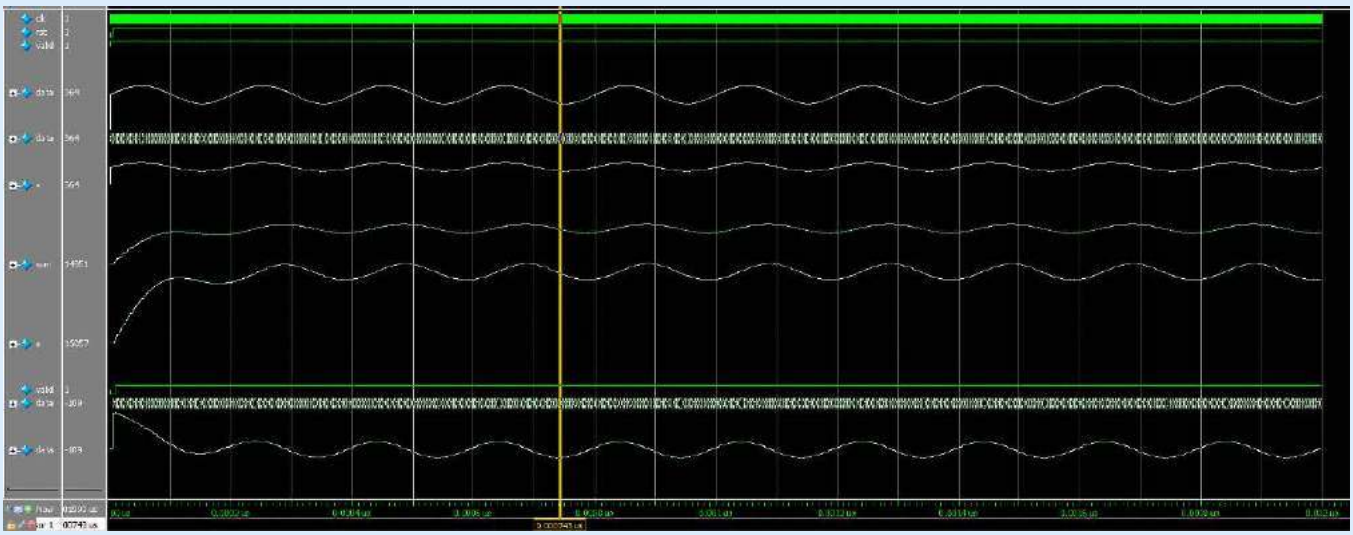
```
do truncation_saturation.do
```

Kod do generowania pokazuje **listing 6**. Na górnym wykresie widać zawartość 8-bitowego rejestru data. Linia 21 wskazuje, że zawiera on sinusoidę o amplitudzie 80. Kolejne dwa wykresy zawierają tę samą funkcję, ale przyciętą do długości siedmiu bitów. Możliwa jest prezentacja sygnału z zakresu –64…63. Następuje więc strata części informacji.

Zmienna `data_t` pokazuje co się stanie, gdy odetniemy najstarszy bit. Kiedy przekraczamy maksymalną wartość, bit znaku, który wcześniej był równy zero, zostaje nadpisany jedynką, pochodzącą



Rysunek 14. Porównanie obcięcia i nasycenia



Rysunek 13. Wynik symulacji modułu dc_r

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

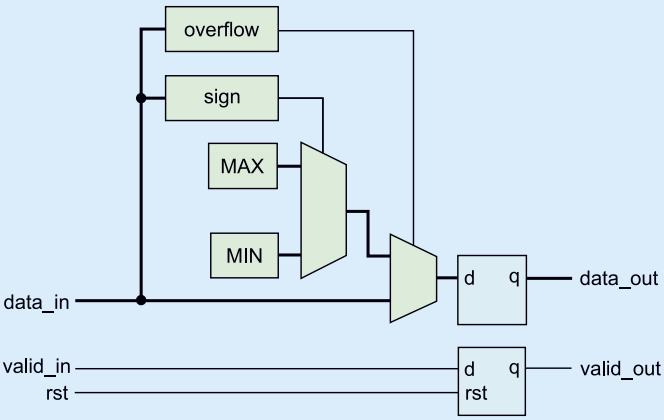
eprasa.pl 1405f3fee5

Listing 6. Generowanie wykresów z rysunku 15 (11_dc_r/truncation_saturation.sv)

```
12 module truncation_saturation;
13  parameter N = 8;
14  logic signed [N-1:0]data;
15  logic signed [N-2:0]data_t;
16  logic signed [N-2:0]data_s;
17
18  initial begin
19      for (int i = 0; i < 100; i++) begin
20          #1;
21          data = 80*$sin(2*pi*i/100);
22          data_t = data[N-2:0];
23          if (data > 2**(N-2)-1)
24              data_s = 2**(N-2)-1;
25          else if (data < -(2**(N-2)))
26              data_s = -2**(N-2);
27          else
28              data_s = data[N-2:0];
29      end
30      $stop;
31  end
32 endmodule
```

Listing 8. Testbench dla modułu stauration (11_dc_r/saturation_tb.sv)

```
12 module saturation_tb;
13  parameter N_IN = 10;
14  parameter N_OUT = 8;
15
16  logic clk, rst;
17  StreamBus #(.N(N_IN)) in (.clk(clk), .rst(rst));
18  StreamBus #(.N(N_OUT)) out (.clk(clk), .rst(rst));
19
30  initial begin
31      in.valid = 1'b1;
32      for (int i = -2**(N_IN-1); i < 2**(N_IN-1); i++) begin
33          @(posedge clk);
34          in.data = i;
35      end
36      $stop;
37  end
38
39  saturation dut (
40      .in(in),
41      .out(out)
42  );
43 endmodule
```



Rysunek 15. Realizacja saturacji w układzie FPGA

z danych, co powoduje zmianę znaku. W przypadku przetwarzania sygnałów dźwięku jest to zjawisko bardzo niekorzystne. Sygnał opisany jako `data_s` prezentuje sytuację, gdy zastosujemy nasycenie. Uzyskany przebieg jest bliższy wartościom wejściowym. Przed dokonaniem obcięcia sprawdzamy, czy nastąpiło przepełnienie. Jeżeli tak, to zamiast wejściowych danych na wyjście podajemy minimalną albo maksymalną możliwą wartość – w zależności od znaku odebranych danych.

Przykładową realizację modułu pokazuje **rysunek 15**. Mamy w nim dwa bloki kombinacyjne. Pierwszy z nich, nazwany `overflow`, wykrywa, czy przy obcięciu wystąpi przepełnienie. Na jego podstawie zewnętrzny multiplekser ustala, czy przekazujemy na wyjście wejściowe dane, czy którąś ze stałych. Wyboru stałej dokonuje pierwszy multiplekser na podstawie znaku wejściowych danych. Jest on zwracany przez blok oznaczony jako `sign`. Na końcu wynik jest zatrzaskiwany w rejestrze. Jak zwykle sygnał `valid` płynie razem z danymi przez drugi, tym razem resetowany przerzutnik.

Listing 7. Moduł realizujący skalowanie z nasyceniem(11_dc_r/saturation.sv)

```
10 module saturation #(
11  parameter N_IN = 10,
12  parameter N_OUT = 8
13 ) (
14  StreamBus in,
15  StreamBus out
16 );
17 logic overflow, sign;
18 logic [N_IN-1:N_OUT-1]truncated;
19 logic [N_OUT-1:0]data_out;
20
21  always_comb begin
22      sign = in.data[N_IN-1];
23      truncated = in.data[N_IN-1:N_OUT-1];
24      overflow = &truncated != |truncated;
25      if (overflow)
26          data_out = (sign) ? 2**(N_OUT-1) : 2**(N_OUT-1)-1;
27      else
28          data_out = in.data[N_OUT-1:0];
29  end
30
31  always_ff @(posedge in.clk)
32  out.data <= data_out;
33
34  always_ff @(posedge in.clk or negedge in.rst)
35  if (!in.rst)
36      out.valid <= '0;
37  else
38      out.valid <= in.valid;
39
40 endmodule
```

Przejdźmy teraz do implementacji, którą pokazuje **listing 7**. Moduł `saturation` przyjmuje dwa parametry: `N_IN` i `N_OUT`, określające szerokość wejścia i wyjścia. Dalej, podobnie jak w module `dc_r`, mamy zdefiniowane interfejs wchodzący i wychodzący z modułu. Główna część logiki znajduje się w bloku `always_comb`. W linii 22 wykrywamy znak wejściowych danych. Jest to bardzo prosta operacja: wystarczy wyciągnąć najstarszy bit. Następnie przygotowujemy wektor zawierający wszystkie bity, które zostaną obcięte i jeden (najstarszy), który zostanie nowym bitem znaku. Wektor ten został nazwany `truncated`. W kolejnym wierszu wykrywamy, czy nastąpiło przepełnienie. Korzystamy tutaj z prostej zależności. Jeśli nie nastąpiło przepełnienie, wtedy wszystkie obcięte bity (oraz nowy bit znaku) mają tę samą wartość. Jest to równoważne stwierdzeniu, że logiczna operacja i wykonana na tym wektorze dadzą taki sam wynik jak logiczne `OR`. Następnie w liniach 25…29 zrealizowane są oba multipleksery z rysunku 16. Pierwszy za pomocą operatora `?:`, a drugi z wykorzystaniem instrukcji `if/else`.

Zostało nam już tylko zaimplementowanie dwóch przerzutników, zatrzaskujących obliczone wyjście. Pierwszy z nich (31…32) obsługuje dane, a drugi (34…38), wyposażony w reset, dba o kontrolny sygnał `valid`.

Testbench dla naszego modułu znajduje się na **listingu 8**. Na początku definiujemy dwa parametry określające rozmiar wejścia i wyjścia. Zostały one później wykorzystane przy tworzeniu interfejsów. Generowanie sygnałów zegarowego i resetu jest identyczne jak w poprzednim testbenchu, dlatego zostały pominięte. Zmiana następuje przy generowaniu danych. Za pomocą pętli `for` (linia 32) generujemy funkcje liniową, która przechodzi przez wszystkie dopuszczalne wartości wejścia. Dla 10 bitów rozpoczniemy więc od –512 i dojdziemy do wartości 511, po czym zakończymy symulację.

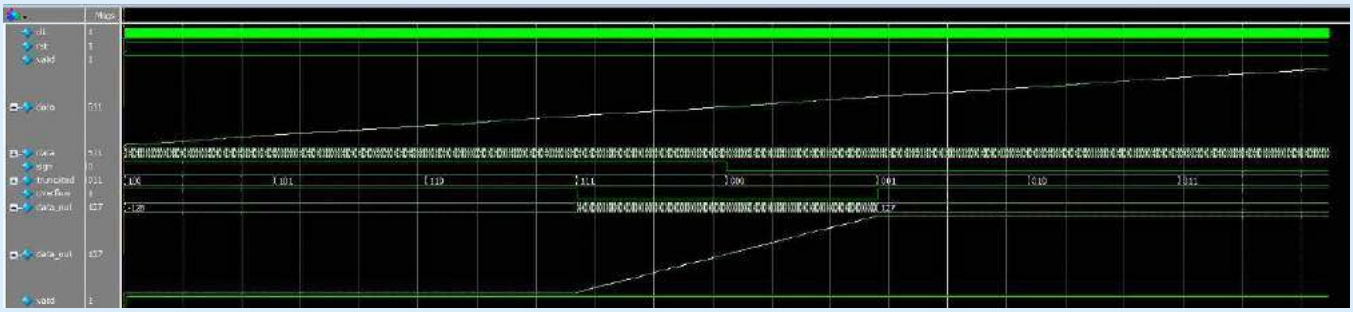
Teraz w programie *ModelSim* możemy wywołać polecenie:

```
do saturation_sim.do
```

Pojawią się przebiegi podobne do tych z **rysunku 16**. W pierwszych trzech wierszach znajdują się sygnały: zegarowy, resetu oraz `valid`. Następnie znajdziemy dane wejściowe przedstawione w formie wykresu. Pod nim są wewnętrzne sygnały modułu. Linia `sign` (znak) zmienia się z `1` na `0`, gdy dane wejściowe staną się nieujemne. Dwa kolejne wiersze to wektor `truncated` oraz sygnał `overflow`. Widzimy, że dla bardzo małych i bardzo dużych wejść bity wektora `truncated` mają różne wartości, co powoduje pojawienie się jedynki logicznej w sygnale `overflow`. Pod nim znajdziemy dane wyjściowe. Dla mocno ujemnych

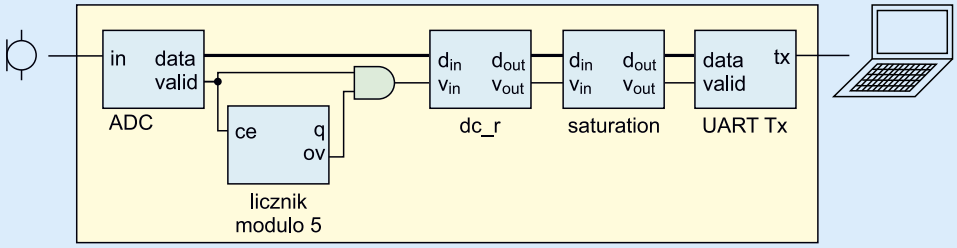
Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 16. Symulacja modułu saturation

wymuszeń otrzymujemy na wyjściu stałą wartość ujemną. Następnie, gdy pojawi się sygnał, który mieści się w obsługiwanym przedziale, zobaczymy funkcję liniową, która narasta, aż do osiągnięcia maksymalnej wartości dodatniej, gdzie znowu ulega nasyceniu.



Rysunek 17. Nagrywanie dźwięku z usunięciem składowej stałej

Nagrywamy po raz drugi

Mamy już przygotowane i przetestowane nowe bloki, więc możemy je teraz połączyć razem. Schemat naszego drugiego projektu został zaprezentowany na **rysunku 17**. Jest on bardzo podobny do pierwszej wersji z rysunku 4. Po prostu pojawiły się dwa dodatkowe moduły, przez które przepływają nasze dane.

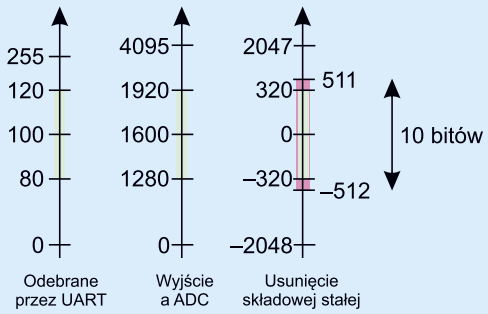
Musimy jeszcze ustalić, ile bitów danych z wejścia ADC potrzebujemy. Jak pamiętamy z wykresu przedstawionego na rysunku 8, gdy przekazywaliśmy osiem najstarszych bitów pomiaru, użyteczny sygnał mieścił się, mniej więcej (z pewnym marginesem bezpieczeństwa), w zakresie 80…120. Dla przypomnienia zostało to pokazane na pierwszym słupku z **rysunku 18**.

Ponieważ przetwornik zwraca nam 12 bitów danych, oznacza to, że nasz sygnał znajduje się pomiędzy wartościami 1280…1920. Pokazuje to środkowy słupek. Potrafimy już usunąć składową stałą, która wynosi około 1600. Po odjęciu jej okaże się, że użyteczne dane mieszczą się w zakresie około –320…320. Oznacza to, że można bez problemu zmieścić go w 10-bitowej liczbie ze znakiem. Ponieważ, tak jak poprzednio, chcemy wysyłać po 8 bitów danych na jeden pomiar, możemy od razu na blok `dc_r` podać jedynie 10 najstarszych bitów, co będzie odpowiadało podzieleniu przez cztery.

Przejdźmy teraz do kodu, którego fragmenty znajdziemy na **listingu 9**. Najpierw definiujemy pomocniczo dwie stałe `N_ADC` i `N`, które będą określać szerokości interfejsów. Zostały one zdefiniowane w liniach 26…28. Do pierwszej magistrali `bus_adc` podłączamy wyjście z przetwornika ADC. Niżej znajdują się instancje modułów składowych.

Listing 9. Połączenie przygotowanych modułów (11_dc_r\rec.sv)

```
18 parameter N_ADC = 10;
19 parameter N = 8;

26 StreamBus #(.N(N_ADC)) bus_adc(clk, rst);
27 StreamBus #(.N(N_ADC)) bus_dc(clk, rst);
28 StreamBus #(.N(N)) bus_uart(clk, rst);

55 assign bus_adc.data = adc_data_out[11-:N_ADC];

65 dc_r #(.N(N_ADC)) dc_remove (
66  .in(bus_adc),
67  .out(bus_dc));
68
69 saturation #(.N_IN(N_ADC), .N_OUT(N)) sat (
70  .in(bus_dc),
71  .out(bus_uart));
72
73 uart_tx #(
74  .F(F),
75  .BAUD(115200)
76 ) uart (
77  .bus(bus_uart),
78  .tx(tx));
```



Rysunek 18. Ile bitów danych zbieramy

Tym razem zmodyfikujemy sposób symulacji przetwornika ADC. Skorzystamy z możliwości dodania własnego pliku z listą kolejnych wartości napięcia. Najpierw jednak przygotujemy nowy sygnał testowy, który przyda nam się także w kolejnych projektach. Zamiast mowy wygenerujemy sygnał *chirp*. Po polsku czasami nazywa się go świergot albo ćwierkanie. Jest to sygnał sinusoidalny, ale z liniową zmianą częstości pomiędzy początkową wartością ω_0, a końcową ω_1. Oznacza to, że w momencie t chwilowa częstość jest równa:

$$\omega = \left(1 - \frac{t}{T}\right)\omega_0 + \frac{t}{T}\omega_1$$

Wyjściowy sygnał otrzymujemy po obliczeniu funkcji sinus dla aktualnej częstości:

$$y = A\sin(\omega t)$$

Na **rysunku 19** pokazany jest przykładowy przebieg częstości, zmieniającej się od 1 do 2 radianów na sekundę.

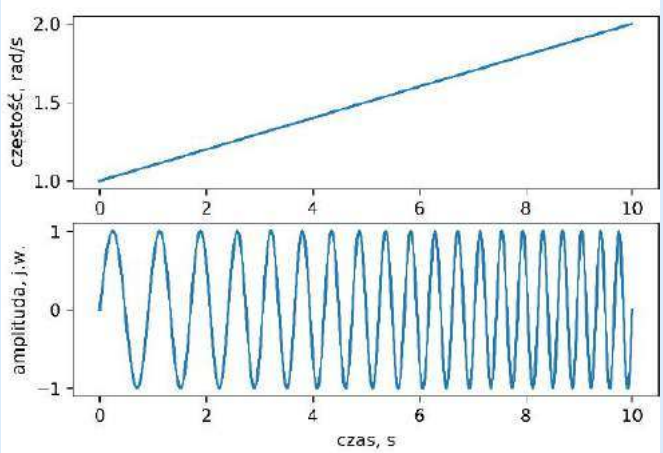
Do wygenerowania pliku dźwiękowego został wykorzystany program *Audacity* [5]. Jego główne okno pokazuje **rysunek 20**. Na pasku zadań wybieramy opcję *Generuj*. Z rozwiniętego menu wybieramy opcję *Świergot*.

Pojawi się nowe okno (**rysunek 21**), gdzie możemy skonfigurować parametry naszego sygnału. Jako częstotliwość początkową wybieramy 0, a końcową 5000 Hz. Amplitudę (zarówno początkową, jak i końcową) zmieniamy na 1. Klikamy *OK*. Teraz naciskając zielony przycisk *Play*, możemy odegrać sygnał. Uwaga, jest to dość głośny i nieprzyjemny odgłos. W repozytorium znajduje się także plik mp3 *11_dc_r\parse\chirp_0_5.mp3*, zawierający stworzony przebieg.

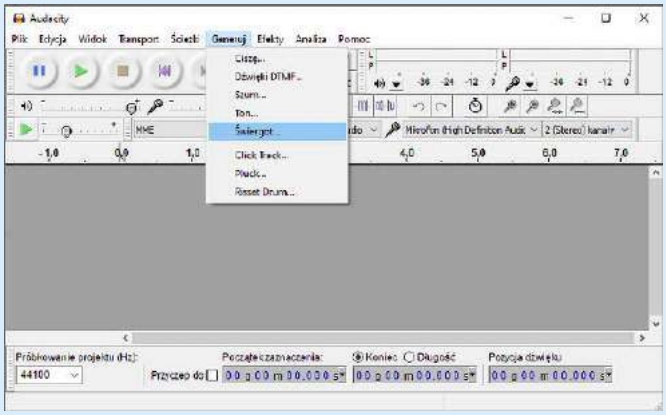
Do zarejestrowania danych ponownie wykorzystujemy projekt *10_record/10_rec.qpf*. Tym razem zamiast zapisać wynik z powrotem do pliku dźwiękowego, stworzymy plik tekstowy, w którym w każdej linii znajduje się numer próbki, a następnie liczba

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 1405f3fee5



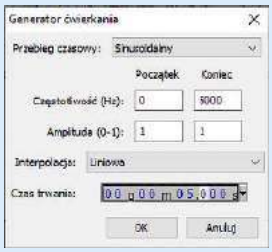
Rysunek 19. Sygnał chirp (świergot, ćwierkanie)



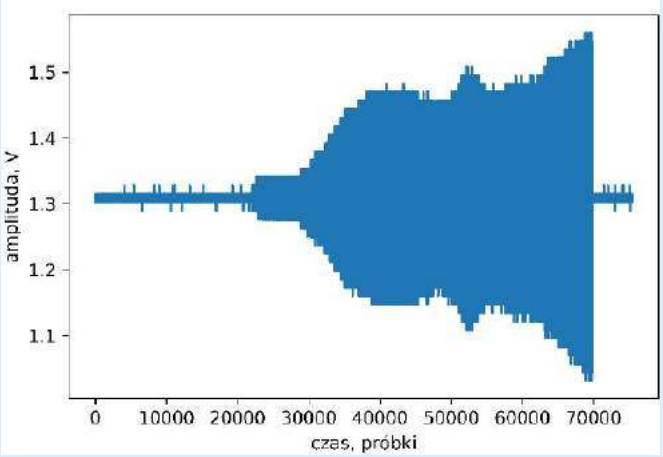
Rysunek 20. Okno programu *Audacity*

zmiennoprzecinkowa, odpowiadająca napięciu. Przykładową zawartość pokazuje **listing 10**.

Do wygenerowania pliku tekstowego użyjemy kolejnego skryptu. Jego fragment znajdziemy na **listingu 11**. Najpierw odczytane z portu szeregowego wartości zmieniamy na wolty, mnożąc przez wartość napięcia odniesienia 3,3 V, a następnie dzieląc przez odpowiadającą jej wartość 256. Dalej w pętli tworzymy nasz plik do symulacji. Ponieważ przesyłamy tylko co piątą próbkę, musimy każdy pomiar zapisać w pliku pięciokrotnie. Aby symulacja nie trwała zbyt długo, wybieramy tylko fragment zebranych danych. Uzyskane wartości napięcia możemy także wyrysować w formie wykresu, który został pokazany na **rysunku 22**.



Rysunek 21. Okno generowania sygnału chirp



Rysunek 22. Zmiana napięcia w funkcji czasu

Listing 10. Fragment danych do symulacji (11_dc_r\parse\adc_sample.txt)

```
01 39877 1.2761718034744263
02 39878 1.2761718034744263
03 39879 1.2761718034744263
04 39880 1.2890625
05 39881 1.2890625
06 39882 1.2890625
07 39883 1.2890625
08 39884 1.2890625
09 39885 1.3019530773162842
10 39886 1.3019530773162842
```

Listing 11. Skrypt w języku Python przygotowujący dane do symulacji (11_dc_r\parse\adc_sample.ipynb)

```
01 Vmax = 3.3
02 ADC_max = 256
03 v = np.float32(xn)*Vmax/ADC_max
04 plt.plot(v)
05
06 file="adc_sample.txt"
07 vp = v[20000:30000]
08 with open(file, 'w') as f:
09  for i in range(len(vp)):
10  for j in range(5):
11      f.write("{} {}\n".format(5*i+j, vp[i]))
```

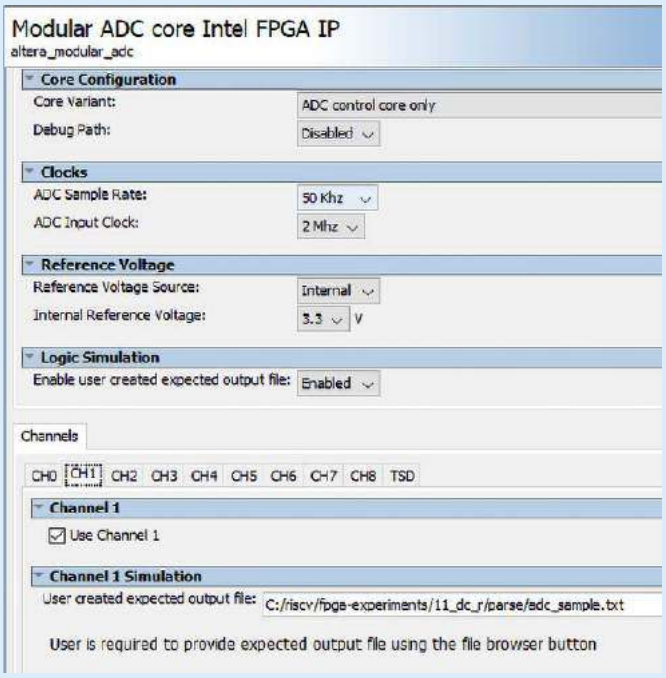
Teraz, generując blok ADC dla nowego projektu, możemy w zakładce *Logic Simulation* (*symulacja logiki*) wybrać opcję *Enable (włączone)*, a następnie, przy konfiguracji kanału 1 (CH1), dodać ścieżkę do wygenerowanego przez nas pliku. Kiedy przyjrzymy się wygenerowanym modułom, zobaczymy, że pojawiła się tam odpowiednia konfiguracja, co zostało pokazane na **listingu 12**.

Pozostaje jeszcze przygotowanie testbenchu. Jest on bardzo prosty, ponieważ tym razem generujemy jedynie sygnał zegarowy i reset. Dane będą odczytywane z pliku i dostarczane przez blok ADC. Tym razem, pomiędzy kolejnymi próbkami, będziemy mieli długą przerwę ze stanem nieustalonym. Dlatego, aby wyrysować czytelne wykresy, stworzymy dodatkowe sygnały, gdzie będziemy zatrzaskiwać jedynie poprawne dane. Odpowiadający za to kod przedstawiony jest na **listingu 13**.

Symulację uruchamiamy komendą:

```
do ./rec_sim.do
```

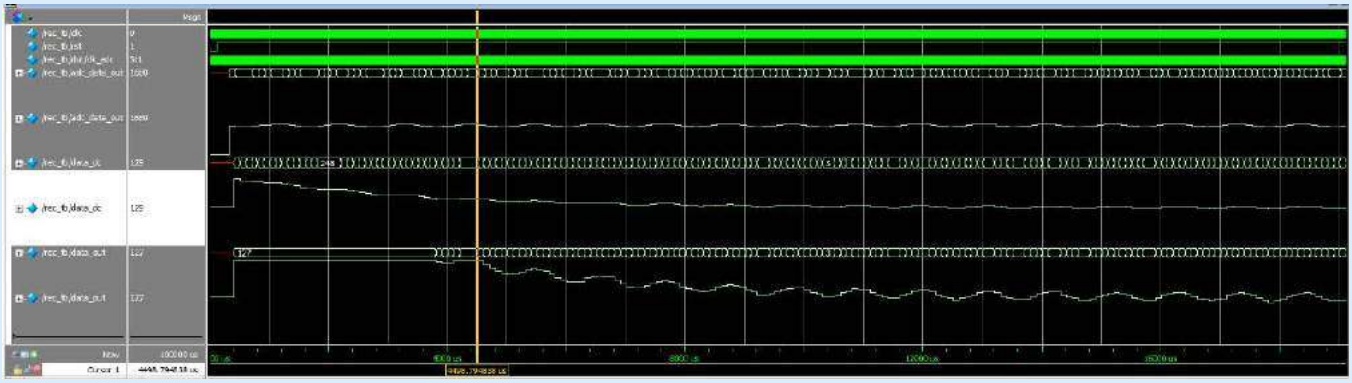
Ponieważ symulujemy czas kilku sekund, jej wykonanie może zająć nawet kilkanaście minut. Fragment uzyskanego wyniku pokazuje **rysunek 24**.



Rysunek 23. Konfiguracja danych symulacyjnych dla bloku ADC

Poprzednie części kursu i dodatkowe materiały dostępne są na stronie www.media.avt.pl

eprasa.pl 1405f3fee5



Rysunek 24. Symulacja całego modułu nagrywania

Listing 12. Konfiguracja pliku z danymi dla ADC (11_dc_r\adc\simulation\submodules\adc_modular_adc_0.v)

```
26 altera_modular_adc_control #(
39  .simfilename_ch0 (""),
40  .simfilename_ch1 ("C:/riscv/fpga-experiments/11_dc_r/parse/adc_sample.txt"),
41  .simfilename_ch2 (""),
```

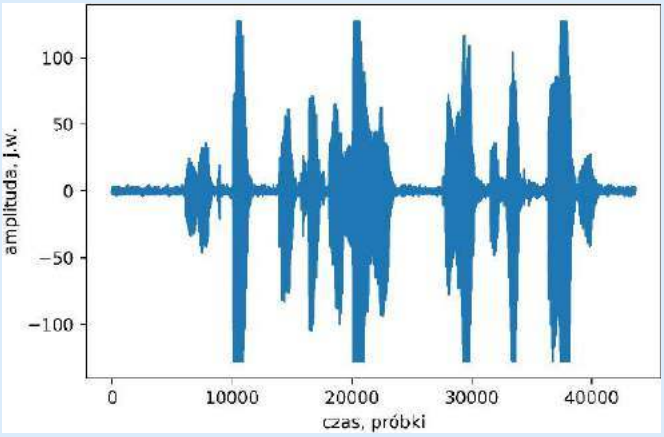
Listing 13. Zapisywanie danych w testbenchu (11_dc_r\rec_tb.sv)

```
33 always_ff @(posedge clk) begin
34  if (dut.adc_valid_out)
35      adc_data_out <= dut.adc_data_out;
36  if (dut.bus_dc.valid)
37      data_dc <= dut.bus_dc.data;
38  if (dut.bus_uart.valid)
39      data_out <= dut.bus_uart.data;
40 end
```

Na końcu otwórzmy projekt *11_dc_r/11_rec.qpf* w środowisku Quartus i rozpocznijmy jego budowę. Kiedy się zakończy, możemy wgrać bitstream i zarejestrować kolejny fragment nagrania. Do jego konwersji na format dźwiękowy możemy wykorzystać skrypt *11_dc_r/parse/Parse.ipynb*. Od pokazanego na listingu 2 różni się traktowaniem odebranych danych jako liczby ze znakiem:

```
xn = np.int8(x)
```

Wykres z zarejestrowanymi danymi przedstawia **rysunek 25**. Widzimy, że gdy wartości przechodzą poza dopuszczalne wartości 127, albo –128, następuje nasycenie.



Rysunek 25. Mowa zarejestrowana przez układ z usuwaniem składowej stałej

Podsumowanie

W tym odcinku rozpoczęliśmy eksperymenty z przetwarzaniem dźwięku w układzie FPGA. W następnej części zaimplementujemy transformatę *Fouriera* i będziemy prezentować aktualne spektrum odbieranego sygnału na diodach LED.

Rafał Kozik
rafkozik@gmail.com

[1] Intel MAX 10 Analog to Digital Converter User Guide, 2020-08-15, *https://intel.ly/3iIQ6Q2*
[2] anaconda.com, 2020-08-15, *https://bit.ly/3iN89oi*
[3] Film pokazujący, jak skonwertować nagranie *https://bit.ly/3iMh5u4*
[4] Lyons r.G., *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 2010
[5] Audacity, 2020-08-15, *https://bit.ly/3h5vjWz*

Miesięcznik **„Elektronika Praktyczna”** (12 numerów w roku) jest wydawany przez AVT-Korporacja Sp. z o.o. we współpracy z wieloma redakcjami zagranicznymi.

Wydawnictwo:
AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel. 22 257 84 99, faks 22 257 84 00

Wydawca:
Wiesław Marciniak

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:
Damian Sosnowski

Redaktor Programowy, Przewodniczący Rady Programowej:
Piotr Zbysiński

Zastępca Redaktora Naczelnego, Menedżer Magazynu:
Marcin Karbowniczek

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Grzegorz Becker

Redakcja strony internetowej *www.ep.com.pl*
MAD Sp. z o.o.

Zespół marketingu i reklamy:
Katarzyna Gugała, tel. 22 257 84 64
Bożena Krzykawska, tel. 22 257 84 42
Grzegorz Krzykawski, tel. 22 257 84 60

Sekretarz Redakcji:
Grzegorz Krzykawski, tel. 22 257 84 60

DTP i okładka:
MAD Sp. z o.o.

Stali Współpracownicy:
Nikodem Czechowski, Jakub Tyburski, Lucjan Bryndza, Jarosław Doliński, Andrzej Gawryluk, Krzysztof Górski, Tomasz Jabłoński, Michał Kurzela, Szymon Panecki, Sławomir Skrzyński, Ryszard 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 1405f3fee5

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:

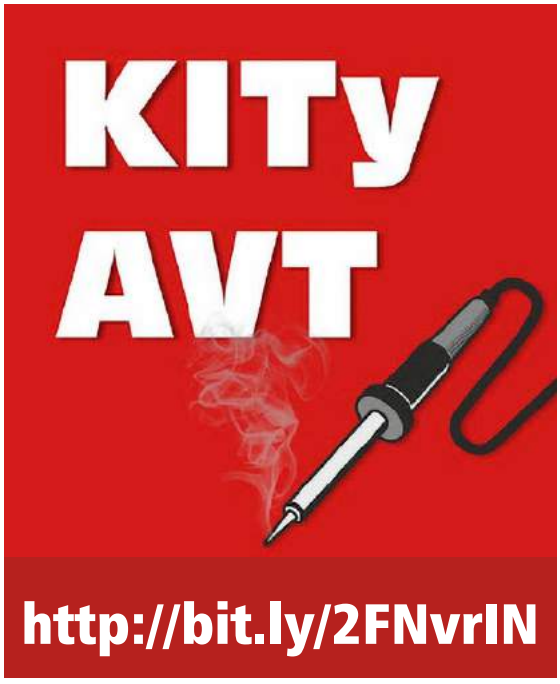
• publikacja fragmentów cennika w ramce o wielkości: 8 modułów w pionie cena 264 zł + VAT, 9 modułów w poziomie 305 zł + VAT

• 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 2020 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.

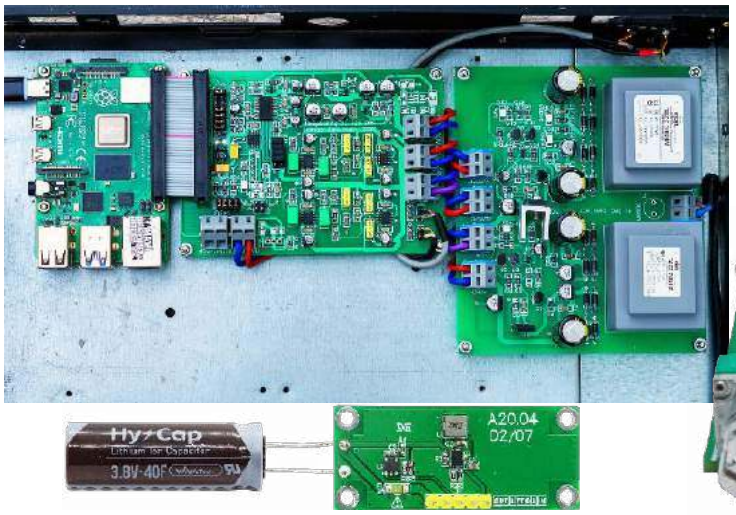
Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczonych w Elektronice Praktycznej



NINIEJSZE OGŁOSZENIA SĄ INFORMACJĄ HANDLOWĄ I NIE STANOWIĄ OFERTY W MYŚL ART. 66, § 1 KODEKSU CYWILNEGO. EWENTUALNIE PODANE CENY MOGĄ ULEC ZMIANIE.

eprasa.pl 1405f3fee5

Hity następnego numeru • „Elektronika Praktyczna” 10/2020



Odtwarzacz audio Raspberry PI

Komputerek Rasberry Pi stał się wygodnym źródłem cyfrowego audio. Można na nim uruchomić specjalizowane darmowe oprogramowanie odtwarzacza muzycznego, na przykład Volumio lub podobny, oraz ma interfejs I²S przeznaczony do przesyłania danych audio między innymi do przetworników cyfrowo-analogowych. Komputerek Raspbbery Pi może też wysyłać dane audio przez port USB lub sygnał S/PDIF (AES3). Pozostaje dołączyć przetwornik analogowo-cyfrowy i możemy cieszyć się muzyką. Tematem tego projektu jest taki przetwornik odtwarzający muzykę z wysoką jakością.

Zegar NIXIE z ESP8266

Historia lamp nixie sięga początku lat 50. Niegdyś stosowane były w urządzeniach pomiarowych, dziś poszukiwane są głównie do budowy zegarów. Powstało wiele różnych konstrukcji zegarów, na których czas był prezentowany właśnie na tym rodzaju wyświetlaczy. Zaprezentujemy całkowicie zautomatyzowane urządzenie, które będzie pracowało z bardzo dużą dokładnością, wykorzystując do tego celu popularny moduł Wi-Fi ESP8266.

Ładowarka superkondensatorów

Superkondensator litowy LiCAP (LiC) jest kondensatorem hybrydowym, wykorzystującym do gromadzenia ładunku nie tylko właściwości dielektryka i elektrod, ale także reakcje chemiczne zachodzące podczas jego ładowania i rozładowania. Zbudowany jest asymetrycznie, jedna z elektrod domieszkowana jest litem, druga tak jak w klasycznym superkondensatorze wykonana jest z węgla aktywowanego. Zaprezentowany układ umożliwia rozpoczęcie eksperymentów z superkondensatorami hybrydowymi wykonanymi w technologii LiCAP. Może zostać podstawą aplikacji zasilania awaryjnego dla urządzeń IoT, modułów SBC, itp.

Regulator balansu tonów

Korektor charakterystyki barwy dźwięku jest podstawowym elementem toru audio „domowego” studio lub systemu nagłośnienia. Regulator balansu tonów jest specjalistycznym korektorem niespotykanym praktycznie w domowych systemach audio. Umożliwia on kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej obrabianego sygnału, w którym chcemy zmienić jednocześnie stosunek tonów niskich do wysokich. Jego charakterystyka przypomina regulację balansu stereo, gdzie poszczególne kanały stereo są zastąpione pasmami sygnału audio.

a ponadto tematy wiodące EP 10/2020:

FREZARKI CNC, DRUKARKI 3D

OBWODY DRUKOWANE

TRANSFORMATORY I ELEMENTY INDUKCYJNE

Wykaz firm ogłaszających się w tym numerze „Elektroniki Praktycznej”

Reklamy stron internetowych na str. 9

AKSOTRONIK.....114
ARMEL.....114
BORNICO.....6
COMPUTER CONTROLS.....7
CONTRANS TI.....15
DELTA-OPTI.....114
ELMAX.....114
FERYSTER.....9
GAMMA.....9
MICROS.....84
PIEKARZ.....9
RELPOL.....11, 86
RENEX.....9
RUTRONIK.....31
ST MICROELECTRONICS.....5, 29, 33, 37, 43
TELIT.....60, 61

eprasa.pl 1405f3fee5

Zdalne sterowanie

AVT 1840 Włącznik 230V sterowany dowolnym pilotem

Układ zdalnie sterowanego włącznika pozwalający sterować pracą dowolnego odbiornika energii elektrycznej. Zasilany bezpośrednio z sieci, współpracuje praktycznie z dowolnym pilotem na podczerwień.

Wybrane parametry:

- umożliwia załączanie i wyłączanie dowolnego odbiornika energii elektrycznej
- współpracuje z prawie każdym pilotem
- niezwykle prosta i intuicyjna procedura nauki kodów pilota
- sygnalizacja stanu przy pomocy diody LED
- współpracuje z każdym rodzajem obciążenia: (żarówki, świetlówki, LED i inne)
- wyjście: przekaźnik 230 VAC / 8 A
- zasilanie: 230 VAC
- niewielkie wymiary: 75×31×20 mm

230V IR

AVT 5455 Zdalny włącznik dwukanałowy

System radiowy, który umożliwia zdalne załączanie dwóch odbiorników energii elektrycznej 230 V/5 A. Przekaźniki mogą pracować w trybie bistabilnym lub impulsowym, co pozwala na sterowanie napędem bramy wjazdowej lub drzwi garażowych.

Wybrane parametry:

- sterowanie drogą radiową w paśmie 433 MHz
- 2 wyjścia przekaźnikowe o obciążalności: 230 VAC/5 A
- zasięg około 30 m
- praca bistabilna (włącz/wyłącz) lub monostabilna (impulsowa)
- zasilanie pilota: bateria LR23 12 V
- zasilanie odbiornika: 9...12 VAC lub 9...15 VDC, pobór prądu max 120 mA
- wymiary płytek: 85×29 mm i 38×25 mm

RADIO

AVT 3088 Klaskacz 230V

Układ reaguje na pojedyncze klaśniecie w dłonie. Wykazuje przy tym niewielką czułość na typowe dla otoczenia dźwięki (może reagować na szczekanie psa czy dźwięk upadającej łyżeczki). Każde kolejne wyzwolenie zmienia stan przekaźnika na przeciwny sygnalizując to dwukolorową diodą LED.

Wybrane parametry:

- zasięg: około 5m
- wyzwalanie klaśnięciem (może reagować na inne głośne, przypadkowe dźwięki)
- sygnalizacja stanu dwukolorową diodą LED
- zasilanie 230 VAC
- układ wyjściowy: przekaźnik 8 A / 230 VAC
- wymiary: średnica 54 mm, wysokość 25 mm (wraz z zamontowanymi elementami)

230V

AVT 3138 8-kanałowy przełącznik na podczerwień

Przełącznik umożliwia zdalne sterowanie ośmioma urządzeniami za pomocą dowolnych pilotów na podczerwień stosowanych w sprzęcie RTV. Zestaw doskonale sprawdzi się jako włącznik zasilania urządzeń, przełącznik sygnałów lub sterownik oświetlenia.

Wybrane parametry:

- współpracuje z prawie każdym pilotem na podczerwień
- możliwość przypisania do każdego z wyjść dowolnego przycisku, dowolnego pilota IR
- sterowanie wyjściami w sposób bistabilny (włącz/wyłącz) lub monostabilny (impulsowy)
- sposób sterowania ustawiany indywidualnie dla każdego wyjścia
- obciążalność każdego z wyjść 8 A/230 V
- zasilanie 9...12 VDC
- wymiary płytki: 61×137 mm

IR

AVT 1520 Zdalny włącznik radiowy

Zestaw składa się z nadajnika i odbiornika, których układ radiowy pracuje w paśmie 433 MHz. Odbiornik można zasilać wprost z sieci 230 V/50 Hz lub z zasilacza 12 VAC/DC. Zestaw może pracować jako tradycyjny przełącznik włącz/wyłącz lub z odliczaniem czasu do wyłączenia.

Wybrane parametry:

- sterowanie drogą radiową w paśmie 433 MHz
- sygnalizacja stanu nadajnika: dwukolorowa dioda LED
- układ wykonawczy odbiornika: przekaźnik 230 V / 8A
- możliwość pracy odbiornika jako przekaźnik bistabilny lub czasowo z regulacją od 5 sek. do 15 min.
- sygnalizacja stanu odbiornika - dwukolorowa dioda LED
- zasilanie: bateria 12 V (nadajnik - pilot), 230 VAC lub 12DC (odbiornik)
- wymiary płytek: 50×57mm (odbiornik) i 30×35mm (pilot)

230V RADIO

AVT 3125 Włącznik sterowany dowolnym pilotem

Prosty układ zdalnie sterowanego włącznika, który współpracuje praktycznie z dowolnym pilotem na podczerwień. Elementem wykonawczym jest 8-amperowy przekaźnik. Układ zasilany jest bezpiecznym napięciem 12V, a do wyjścia można dołączyć bezpośrednio żarówki LED 12V.

Wybrane parametry:

- umożliwia załączanie i wyłączanie urządzeń 12V
- współpracuje z prawie każdym pilotem
- niezwykle prosta i intuicyjna procedura nauki kodów pilota
- sygnalizacja stanu pracy przy pomocy diody LED
- wyjście: przekaźnik 8 A
- zasilanie: 12 VDC
- wymiary płytki: 44×30 mm

IR

AVT 1815 4-kanałowy przełącznik na podczerwień

Prosty układ zdalnie sterowanego przełącznika pozwalający na sterowanie 4 odbiornikami energii elektrycznej. Jego niewątpliwym atutem jest możliwość współpracy praktycznie z dowolnym pilotem na podczerwień, a procedura nauki kodów pilota sprowadza się do kilku prostych czynności.

Wybrane parametry:

- współpracuje z prawie każdym pilotem
- niezwykle prosta i intuicyjna procedura nauki kodów pilota
- sterowany ręcznie lub zdalnie za pomocą pilota na podczerwień
- umożliwia załączanie i wyłączanie czterech niezależnych urządzeń
- zasilanie: 9...14VDC, 200mA
- wymiary płytki: 83×98 mm

IR

AVT 1835 Mikroprocesorowy włącznik akustyczny

Włącznik akustyczny typu „klaskacz", dzięki zastosowaniu mikrokontrolera bezbłędnie reaguje na dwa klaśnięcia w dłonie. Moduł wyposażony jest w przekaźnik za pośrednictwem którego można sterować na przykład oświetleniem w bardzo wygodny i efektowny sposób.

Wybrane parametry:

- reakcja na podwójne klaśnięcie
- zredukowana do minimum podatność na inne dźwięki i tym samym przypadkowe zadziałanie
- sygnalizacja stanu pracy przy pomocy diody LED
- regulacja czułości
- zasilanie 230 VAC
- wyjście 230 VAC max 200 W
- współpracuje z każdym rodzajem obciążenia (żarówki, świetlówki, LED oraz inne)
- wymiary płytki: 84×33 mm

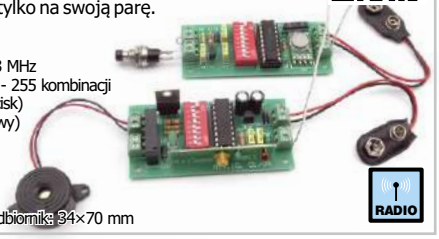
230V

AVT 1468 Lokalne radiopowiadomienie

Jest to proste zdalne sterowanie jednokanałowe. Informacja przesyłana jest drogą radiową. Stan na wejściu nadajnika przenoszony jest na wyjście odbiornika. Urządzenie daje możliwość ustawienia unikalnego kodu, dzięki temu na jednym obszarze może pracować wiele takich zestawów i każdy będzie reagował tylko na swoją parę.

Wybrane parametry:

- sterowanie drogą radiową w paśmie 433 MHz
- ustalanie adresu: przełącznik 8 sekcyjny - 255 kombinacji
- wejście: reagujące na zwarcie (np. przycisk) lub na przerwę (np. czujnik kontaktronowy)
- wyjście: napięciowe max. 16 VDC / 2 A oraz przekaźnikowe max. 230 VAC / 2 A
- zasilanie nadajnika 7...16 VDC
- zasilanie odbiornika 7...16 VDC
- wymiary płytek: nadajnik 29×70 mm, odbiornik 34×70 mm



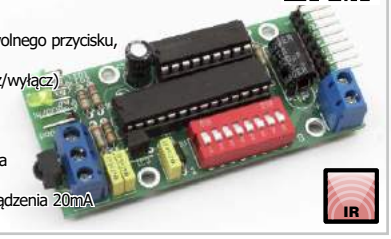
RADIO

AVT 390 8-kanałowy przełącznik na podczerwień

Urządzenie umożliwia załączanie do 8 urządzeń. Do każdego wyjścia można przypisać dowolny przycisk, praktycznie dowolnego pilota IR. Do wyjść układu można dołączyć bezpośrednio przekaźniki lub żarówki LED na 12V.

Wybrane parametry:

- możliwość przypisania do każdego z wyjść dowolnego przycisku, dowolnego pilota
- sterownie wyjściami w sposób bistabilny (włącz/wyłącz) lub monostabilny (impulsowy)
- sposób sterowania ustawiany indywidualnie dla każdego wyjścia
- wyjścia typu OC - stan aktywny: minus zasilania
- obciążalność każdego z wyjść: 200 mA
- zasilanie: 7...20 VDC, pobór prądu samego urządzenia 20mA
- wymiary płytki: 73×35 mm



IR

eprasa.pl 1405f3fee5