

ELEKTRONIKA
PRAKTYCZNA

EP W TOKU
NA EP.COM.PL

tylko Prenumeratorzy
mają dostęp do artykułów przed ich publikacją w EP

inspirujące, użyteczne projekty

tDimmer – regulator oświetlenia sieciowego

- Bezprzewodowy system powiadamiania z informacją zwrotną
- 7-pasmowy korektor graficzny
- Sterowanie diod WS2812 poprzez DMX
- Energooszczędny czujnik odbiciowy
- Wykrywacz zadanej rezystancji
- Przedłużacz magistrali I²C
- Liniowy sterownik LED 3 W
- Model kontrolera PID z kamerą, belką i piłką
- Smartwatch Arduino rozpoznający gesty

podzespoły, sprzęt, aplikacje

Praktyczne aplikacje scalonych układów AFE. Podział funkcjonalny front-endów. Podstawy pomiarów biomedycznych • Przetworniki obrazu dla systemów embedded

tutoriale

Wsparcie dla start-upów • Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora.

Symulacje z zastosowaniem funkcyjnych logicznych

- Projektowanie wielowarstwowych płytek drukowanych
- OpenSTLinux dla procesorów z rodziny STM32MP1
- Projektowanie interfejsów graficznych z użyciem TouchGFX
- Wizualizacja pomiarów skanera LIDAR

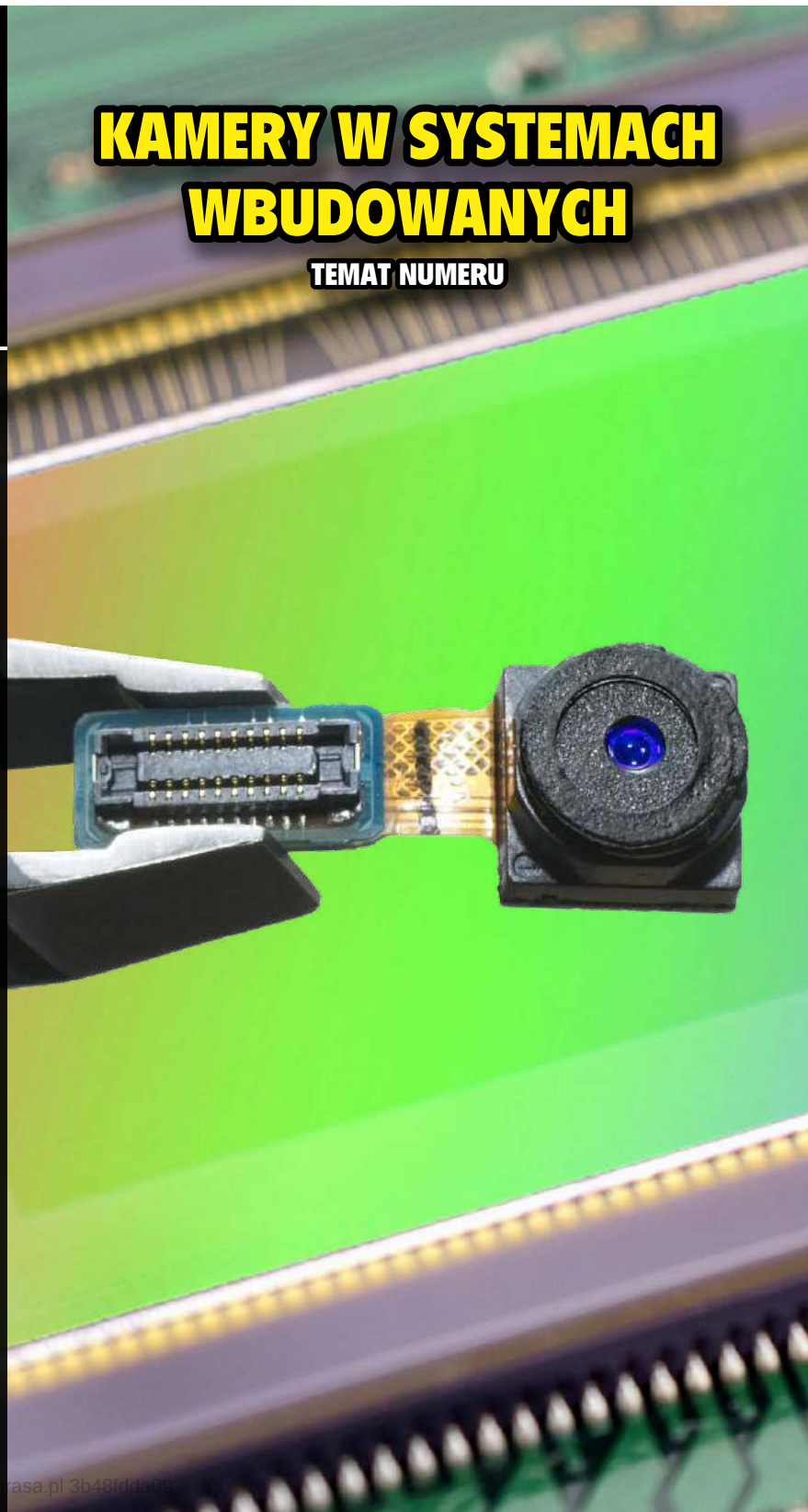
kursy

Systemy dla Internetu Rzeczy. Czujniki temperatury

- Eksperymenty z FPGA. Interfejs VGA

KAMERY W SYSTEMACH WBUDOWANYCH

TEMAT NUMERU



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

ISSN 1230-3526 Indeks 357677



9 771230 352214



**Zaprenumeruj
Elektronikę Praktyczną,
a zawsze dostaniesz
najnowszy numer wprost
do Twojej skrzynki!**

**na start
do 6* wydań gratis**

**po 5 latach
nieprzerwanej
prenumeraty
do 12* wydań gratis**

PREZENT

do każdej opłaconej prenumeraty

* Cena prenumeraty rocznej **na start** wynosi 207,90 zł. Przy zamówieniu prenumeraty dwuletniej za 340,20 zł oszczędność wynosi równowartość sześciu wydań Elektroniki Praktycznej.

Przedłużasz prenumeratę? Aby otrzymać zniżkę lojalnościową, przedłuż prenumeratę po zalogowaniu się do swojego panelu na www.avt.pl, gdzie znajdziesz atrakcyjną ofertę prenumeraty, która uwzględnia przysługujące Ci zniżki za lojalność. Po 5 latach nieprzerwanej prenumeraty otrzymasz **rabat 50%** na prenumeratę dwuletnią. Oferta dotyczy prenumeraty drukowanej.

Każdorazowo opłacenie prenumeraty jest premiowane prezentem. W tym numerze do wyboru mamy: koszulkę z logo Elektroniki Praktycznej (rozmiary L, XL) lub płytę muzyczną Jason Derulo „Tattoos”. Zgłoś się po prezent mailowo – prenumerata@avt.pl.

**Wszystkie opcje prenumeraty i e-prenumeraty znajdziesz na stronie
www.UlubionyKiosk.pl**

prenumerata@avt.pl

AVT-Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczyńska 11, 03-197 Warszawa, konto 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013

eprasa.pl 3b48fdda09

Skazani na ARM?

Niedawno słyszeliśmy o tym, że ARM ma zmienić właściciela. Przejęcia miała dokonać firma Nvidia za ogromną kwotę. Na razie transakcja nie doszła do skutku i nie wiadomo czy dojdzie. Jednak sam fakt wywołał wiele, często niepokojących opinii. W ostatnich dniach znów usłyszeliśmy o ARM. Tym razem firma zapowiedziała pierwszą od ponad dekadę nową architekturę procesorów – ARMv9. Chociaż jeszcze nie wiadomo, kiedy na rynek trafią pierwsze procesory z nową architekturą, to osoby związane z branżą elektroniczną na pewno nie przeoczyły tej informacji.

Dlaczego ARM jest dla nas tak ważny? Dlaczego ta architektura jest lepsza od konkurencyjnych rozwiązań? Z technicznego punktu widzenia jest to architektura, która gwarantuje wysoką wydajność oraz niskie zużycie energii. Oczywiście nie osiągniemy obu tych właściwości jednocześnie, ponieważ procesor ARM wykonujący złożone operacje również ma „apetyt”, jednak jego konstrukcja pozwala elastycznie balansować pomiędzy wydajnością a zapotrzebowaniem na energię. Parametrem, który określa zapotrzebowanie energetyczne układu, jest TDP (Thermal Design Power). Trudno podać jego jednoznaczną definicję, ponieważ jest różnie interpretowany przez różnych producentów, ale określa pobór mocy układu wykonującego normalne zadania. Dla wydajnych procesorów aplikacyjnych ARM serii Cortex-A parametr ten zwykle wynosi kilka watów. Głównym konkurentem procesorów ARM są procesory z architekturą x86 Intel. Dla nich parametr TDP wynosi zwykle kilkadziesiąt watów, a dla jednostek najbardziej oszczędnych energetycznie schodzi do ok. 15 W.

Zasadnicza różnica pomiędzy tymi architekturami powstała w czasach gdy projektowano pierwsze układy przeznaczone do komputerów powszechnego użytku. ARM bazuje na RISC (Reduced Instruction Set Computer), czyli komputerze o niewielkim zestawie prostych, szybko wykonywanych instrukcji. Natomiast x86 to komputer z zestawem złożonych instrukcji CISC (Complex Instruction Set Computer) o różnym czasie wykonywania. Choć pierwsze rozwiązanie obarczało programistę odpowiedzialnością za budowę złożonych funkcji programów, to umożliwiło budowę prostych i szybkich układów, a na kolejnych etapach rozwoju pozwoliło na równoległe wykonywanie instrukcji.

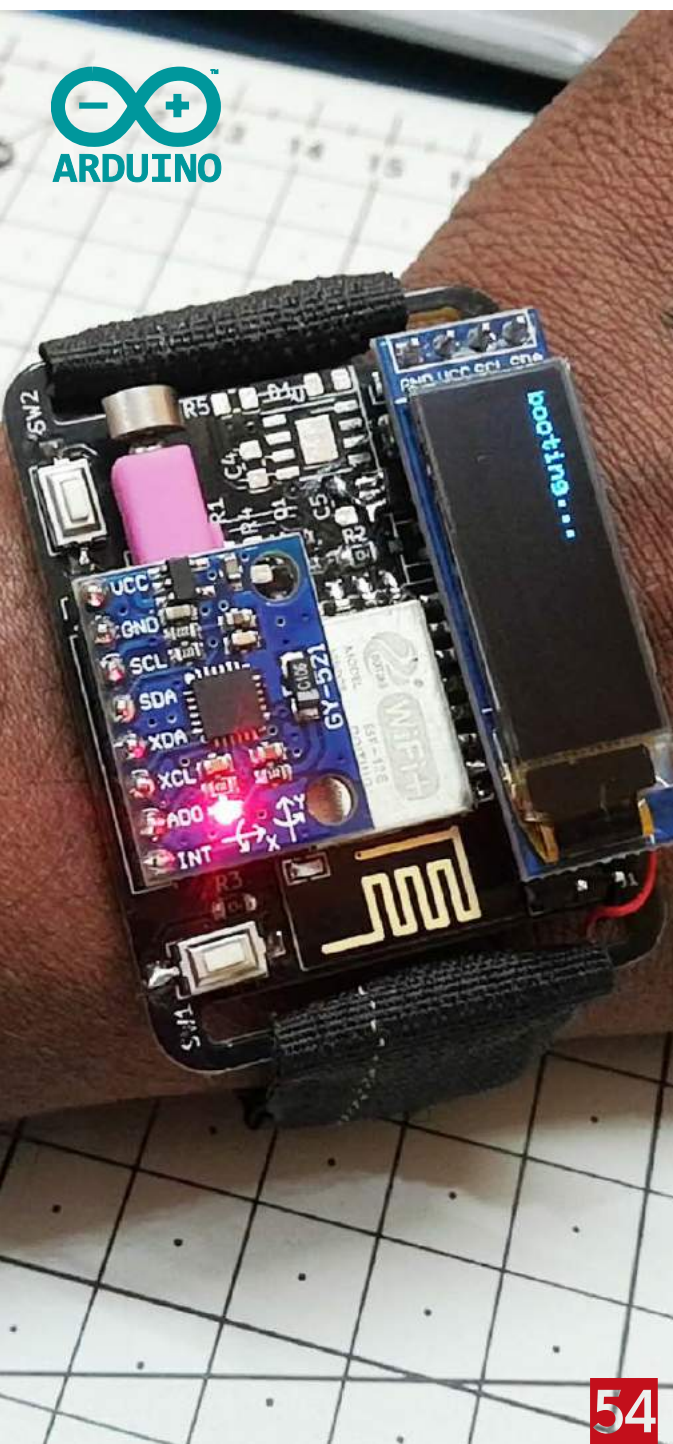
Odnosząc się do dzisiejszych rozwiązań, należy wskazać różnice w długości bufora na kolejną instrukcję. Procesory ARM używają bufora na ok. 200...300 poleceń, natomiast dzisiejsze procesory x86 mają bufor o pojemności 50...150 instrukcji. Firma Apple stosuje układy z kolejkami szacowanymi na 500...600 instrukcji. Takie rozwiązanie pozwala na optymalne zaplanowanie równoległego wykonywania poleceń. Drugim rozwiązaniem, charakterystycznym dla układów z architekturą ARM jest stosowanie w jednym układzie wielu rdzeni różnych typów. Powszechne są kombinacje z rdzeniami aplikacyjnymi Cortex-A oraz małymi, oszczędnymi rdzeniami Cortex-M. Odpowiednie przypisanie zadań do tej maszyny, która najlepiej sobie z nimi poradzi, pozwala uzyskać najlepszą efektywność energetyczną. Oczywiście dynamiczne wykorzystanie rdzeni szybszych i wolniejszych wymaga odpowiednio dopracowanego kodu, ale daje rewelacyjne efekty. Porównując teraz architekturę x86, osiągniemy efektywne zużycie energii 5...10 razy wyższe, a wydajność podobną.

Procesory z rdzeniami ARM opanowały rynek urządzeń mobilnych, urządzeń smart i wkradają się w wiele gałęzi przemysłu. Są dobrze znane elektronikom konstruktorom i programistom. Bardzo możliwe, że staną się standardem, także w komputerach osobistych i serwerach.



Rysunek 1. Porównanie wydajności i zapotrzebowania na energię procesorów z rdzeniem x86(x64) i ARM (<https://bit.ly/3sZzKrP>)

Damian Sosnowski



Smartwatch Arduino rozpoznający gesty

Rozpoznawanie gestów umożliwia opracowywanie intuicyjnych i łatwych w obsłudze interfejsów użytkownika, które rewolucjonizują to, jak obsługujemy urządzenia elektroniczne. Technologia ta staje się coraz lepsza i sprawia, że interakcja z gadżetami i rzeczami wokół nas staje się prawdziwie futurystyczna i wygodna. Zaprezentowany projekt to inteligentny zegarek (smartwatch), który dzięki algorytmom uczenia maszynowego, zastosowanym do wykrywania gestów, potrafi je interpretować i uruchamiać odpowiednie funkcje.

Nie przeocz

Nowe podzespoły.....	5
Dodaj do obserwowanych	11
Koktajl newsów.....	90

Projekty

tDimmer – regulator oświetlenia sieciowego	16
Bezprzewodowy system powiadamiania z informacją zwrotną.....	20
7-pasmowy korektor graficzny.....	24
Sterowanie diod WS2812 poprzez DMX	28

Miniprojekty

Energooszczędny czujnik odbiciowy.....	36
Wykrywacz zadanej rezystancji.....	38
Przedłużacz magistrali I ² C.....	39
Liniowy sterownik LED 3 W	40

Projekty soft

Model kontrolera PID z kamerą, belką i piłką.....	50
Smartwatch Arduino rozpoznający gesty	54

Temat numeru: Kamery w systemach wbudowanych

Przetworniki obrazu dla systemów embedded	42
---	----

Prezentacje

Wsparcie dla start-upów	58
-------------------------------	----

Wybór konstruktora:

Projektowanie wielowarstwowych płytek drukowanych.....	68
--	----

Notatnik konstruktora

OpenSTLinux dla procesorów z rodziny STM32MP1 (5)	
Projektowanie interfejsów graficznych z użyciem TouchGFX (2).....	64
Wizualizacja pomiarów skanera LIDAR	74
Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (21).	
Symulacje z zastosowaniem funktorów logicznych.....	77

Poradnik implementacji

Praktyczne aplikacje scalonych układów AFE (2). Podział funkcjonalny front-endów. Podstawy pomiarów biomedycznych.....	84
--	----

Kursy

Systemy dla Internetu Rzeczy (47). Czujniki temperatury.....	93
Eksperymenty z FPGA (17). Interfejs VGA.....	99
Prenumerata	2
Od wydawcy.....	3
Kramik i rynek	106
Hity następnego numeru	107

nowe podzespóły

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

Moduł inercyjny 6-osiowy do aplikacji samochodowych

Firma TDK wprowadza na rynek nowy 6-osiowy moduł inercyjny InvenSense IAM-20680HP do aplikacji samochodowych, będący następcą wcześniejszej wersji IAM-20680. Jest to moduł z kwalifikacją AEC-Q100 Grade 2 zaprojektowany do pracy w temperaturze otoczenia od -40 do $+105^{\circ}\text{C}$, który znajdzie zastosowanie w systemach wizyjnych, zabezpieczających i telematycznych oraz innych, niezwiązanych z bezpieczeństwem. Zawiera 3-osiowy żyroskop, 3-osiowy czujnik przyspieszenia i pamięć FIFO o pojemności 4096 bajtów, zamknięte w obudowie LGA-16 o wymiarach $3 \times 3 \times 0,75$ mm. Pamięć FIFO pozwala zmniejszyć ruch na szynie szeregowej i obniżyć pobór mocy dzięki wysyłaniu przez mikroprocesor paczek danych, pomiędzy którymi przechodzi on w tryb uśpienia.

Moduł IAM-20680HP jest kompatybilny pod względem rozkładu wyprowadzeń i konfiguracji wewnętrznych rejestrów z wcześniejszą wersją IAM-20680 oraz z 3-osiowym żyroskopem IAM-20380 i 3-osiowym czujnikiem przyspieszenia IAM-20381. Charakteryzuje się bardzo dobrą stabilnością temperaturową, odpornością na silne udary mechaniczne do 10 tys. g i małymi szumami. Udostępnia zakresy pomiarowe żyroskopu od ± 250 do ± 2000 dps i zakresy pomiarowe czujnika przyspieszenia od ± 2 do ± 16 g. Z pozostałych cech należy wymienić zestaw programowalnych filtrów cyfrowych, wbudowany czujnik temperatury i przerwania programowalne. Oba wewnętrzne czujniki są skalibrowane fabrycznie. Układ pracuje z napięciem zasilania z zakresu od 1,71 do 3,6 V i komunikuje się przez interfejsy szeregowo I²C/SPI.

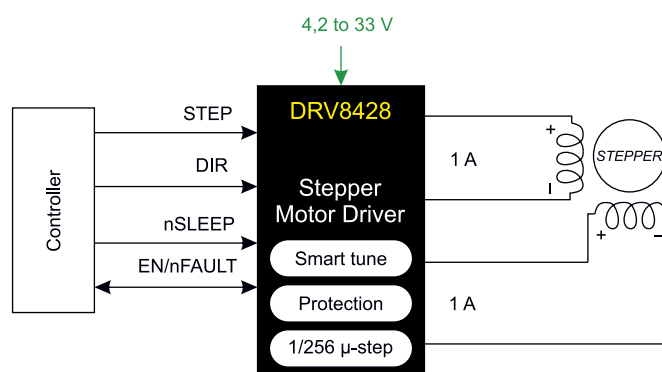
W ofercie TDK dostępny jest też zestaw deweloperski DK-20680HP z płytą ewaluacyjną i zestawem aplikacji projektowych.

www.invensense.tdk.com

Miniaturowy sterownik silników krokowych o prądzie 1 A

Układ DRV8428 to jeden z najmniejszych na rynku sterowników silników krokowych, który znajdzie zastosowanie w drukarkach i skanerach, kamerach systemów bezpieczeństwa, aparaturze medycznej i robotyce. Jest produkowany w trzech typach miniaturowych obudów, w tym WQFN-16 o powierzchni 3×3 mm. Zawiera dwa wyjściowe tranzystory MOSFET połączone w układzie półmostkowym, czujnik prądu, indeks mikro krokowy 1/256 i prosty interfejs STEP/DIR.

Zapewnia dokładność pomiaru prądu wyjściowego wynoszącą $\pm 6\%$ FS bez potrzeby stosowania zewnętrznych rezystorów szeregowych. W zależności od projektu płytki drukowanej może pracować z prądem wyjściowym pełnej skali do 1 A. Zawiera zestaw zabezpieczeń:



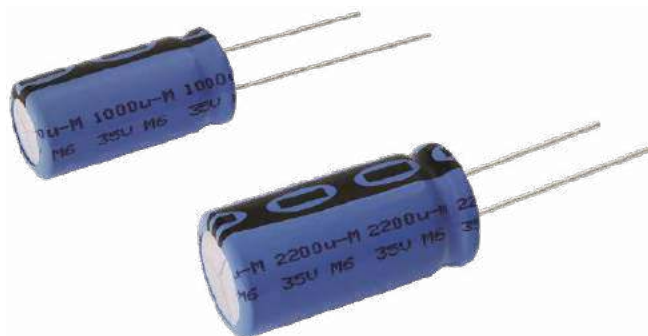
podnapięciowe, nadprądowe, zwarciovowe i termiczne oraz wyjście alarmowe do sygnalizacji stanów awaryjnych. Przy braku aktywności może być przełączany w tryb uśpienia, w którym pobór prądu jest ograniczany do zaledwie $2 \mu\text{A}$.

Układ realizuje regulację prądu z wykorzystaniem modulacji PWM w dwóch trybach: *smart tune* i *mixed Decay*. Tryb automatycznej regulacji *smart tune* zapewnia kompensację parametrów silnika i efektów starzenia oraz redukuje przydźwięk silnika w paśmie akustycznym. Dodatkową zaletą układu jest modulacja spread spectrum, obniżająca poziom generowanych zaburzeń elektromagnetycznych.

Najważniejsze parametry układu to:

- zakres napięcia zasilania: 4,2...33 V,
- prąd wyjściowy pełnej skali: 1 A (1,7 A peak, 0,7 A rms),
- $R_{\text{DS(ON)}}$: 1500 m Ω dla pary tranzystorów HS + LS (24 V, $+25^{\circ}\text{C}$),
- akceptowane poziomy napięć logicznych: 1,8 V, 3,3 V, 5,0 V,
- tryby pracy: od full-step do mikrokrokowego 1/128,
- zabezpieczenie ESD: do ± 2000 V HBM,
- zakres temperatury pracy: od -40 do $+85^{\circ}\text{C}$.

www.ti.com



Kondensatory elektrolityczne o prądzie tętnienia do 3,36 A

Kondensatory elektrolityczne aluminiowe nowej serii 190 RTL firmy Vishay BCcomponents wyróżniają się dużym dopuszczalnym prądem tętnienia wynoszącym do 3,36 A i szerokim zakresem dopuszczalnej temperatury pracy od -55 do $+125^{\circ}\text{C}$. Dodatkowo,



są to elementy o długim czasie użyteczności, wynoszącym 6000 h przy +125°C, pozwalające zaoszczędzić przestrzeń na płycie drukowanej w aplikacjach pracujących w ekstremalnych warunkach środowiskowych. Uzyskały kwalifikację AEC-Q200, pozwalającą na zastosowania w motoryzacji.

W porównaniu z wcześniejszymi seriami, kondensatory 190 RTL charakteryzują się mniejszą impedancją (od 0,017 Ω @ 100 kHz) i większym o 10...15% dopuszczalnym prądem tętnienia, co pozwala na ograniczenie liczby elementów w obwodzie i zmniejszenie wymaganej powierzchni PCB. Są produkowane na zakres pojemności od 100 do 6800 μ F i zamykane w obudowach o wymiarach od $\varnothing$ 10×12 mm do $\varnothing$ 18×35 mm.

www.vishay.com



Mikrokontrolery ARM Cortex-M33 z technologią Arm TrustZone

Oferta mikrokontrolerów firmy Renesas z technologią izolacji ARM TrustZone powiększyła się o nową serię układów, stanowiących rozszerzenie rodziny RA4. Mikrokontrolery RA4M3 bazują na rdzeniu ARM Cortex-M33 taktowanym z częstotliwością 100 MHz, opartym na architekturze ARMv8-M. Umożliwiają realizację bezpiecznych urządzeń IoT edge do energooszczędnych aplikacji z sektora przemysłowego, HVAC i pomiarowego. Stanowią tańsze wersje szybkich mikrokontrolerów RA6M4 z zaawansowanymi funkcjami bezpieczeństwa danych, przeznaczone do mniej wymagających zastosowań. Oferują również skuteczne mechanizmy ochrony danych, natomiast zapewniają zrównoważony stosunek szybkości obliczeniowej do poboru mocy. Ponadto ich zaletą jest duża elastyczność, jeśli chodzi o współpracę z pamięciami zewnętrznymi.

Mikrokontrolery RA4M3 łączą technologię izolacji obwodów bezpieczeństwa TrustZone z zaprojektowaną przez Renesas jednostką kryptograficzną Secure Crypto Engine. Obejmuje ona zestaw akceleratorów do kryptografii symetrycznej i asymetrycznej oraz funkcje m.in. bezpiecznego zarządzania kluczami, wykrywania prób manipulacji i ochrony przed atakami wykorzystującymi analizę poboru mocy.

Mikrokontrolery RA4M3 charakteryzują się poborem prądu wynoszącym 119 μ A/MHz w stanie aktywnym i 1,6 mA w trybie standby oraz krótkim czasem powrotu do stanu aktywnego (30 μ s). Zawierają wewnętrzną pamięć Flash oraz zestaw interfejsów do współpracy z pamięciami zewnętrznymi (6×SCI, 2×I²C, SPI, QSPI, USB, 2×CAN, SD/MMC Host, SSIE). Dzięki wbudowanej opcji Flash Bank SWAP umożliwiają aktualizację oprogramowania firmware w tle podczas normalnej pracy. Zwiększona pojemność pamięci RAM z kontrolą parzystości/ECC czynią te układy idealnymi również w aplikacjach safety-critical.

Mikrokontrolery RA4M3 oferują kilka cech pozwalających ograniczyć liczbę elementów zewnętrznych. Są to: wbudowany kontroler interfejsu pojemnościowego, pamięć Flash o pojemności do 1 MB oraz zestaw analogowych, cyfrowych i komunikacyjnych funkcji

peryferyjnych, w tym 12-bitowe przetworniki A/C i C/A, czujnik temperatury, zestaw timerów i interfejsów oraz jednostka kryptograficzna Secure Crypto Engine 9 z obsługą standardów szyfrowania asymetrycznego (AES), symetrycznego (RSA, ECC, DSA) i funkcji skrótu (SHA224, SHA256, GHASH).

Mikrokontrolery RA4M3 wraz z pakietem oprogramowania FSP (Flexible Software Package) umożliwiają ponowne wykorzystanie kodu stworzonego dla układów wcześniejszych generacji i łączenie go z oprogramowaniem firm partnerskich tworzących oprogramowanie dla środowiska ARM. Pakiet FSP obejmuje m.in. system FreeRTOS i oprogramowanie middleware do komunikacji z usługami w chmurze obliczeniowej.

www.renesas.com



Podwójne sterowniki szczotkowych silników DC w obudowach QFN

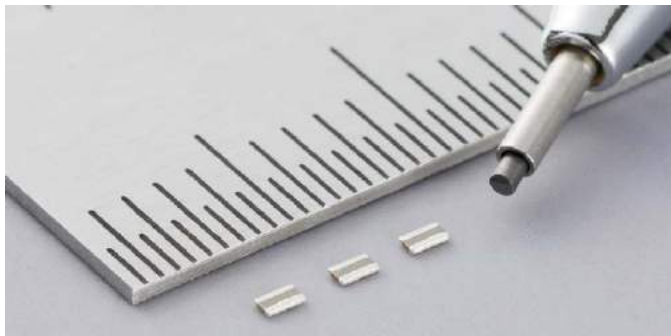
Toshiba Electronics wprowadza do sprzedaży nowe 2-kanalowe sterowniki mostkowe TB9054FTG i TB9053FTG (H-bridge) do silników szczotkowych DC. Są to układy z kwalifikacją AEC-Q100 Grade 1, mogące pracować w temperaturze złącza do +150°C. Zostały zaprojektowane do zastosowań w motoryzacji, np. do sterowania pracą przepustnicy i zaworów oraz do mechanizmów składania lusterek i elektrycznej blokady drzwi. Zostały zrealizowane w procesie DMOS FET, pozwalającym na uzyskanie małej rezystancji $R_{DS(ON)}$ wewnętrznych tranzystorów. Charakteryzują się dużym stopniem integracji, pozwalającym wyeliminować część elementów współpracujących (m.in. kondensatory współpracujące z wewnętrznym konwerterem z przełączanymi pojemnościami).

TB9054FTG i TB9053FTG pracują z napięciem zasilania od 4,5 do 28 V i maksymalnym prądem wyjściowym 6,5 A. Zawierają interfejs SPI, jak również mogą być sterowane bezpośrednio sygnałami PWM. Wbudowany obwód diagnostyczny umożliwia monitorowanie pracy układu, pomiar prądów wyjściowych i programowanie parametrów progowych. Standardowo oba układy zawierają też zabezpieczenie nadprądowe, termiczne, nadnapięciowe i podnapięciowe. Różnią się rodzajem obudowy (P-QFN40-0606-0.5 w przypadku TB9053FTG i P-VQFN40-0606-0.5 dla TB9054FTG).

www.toshiba.semicon-storage.com

Ultratłoki kondensator ceramiczny MLCC 1 μ F/4 V_{DC}

Firma Murata wprowadza na rynek ultratłoki kondensator ceramiczny MLCC o małej indukcyjności szeregowej, produkowany w obudowie SMD 0204 (1005M) o powierzchni 1,0×0,5 mm i maksymalnej grubości 0,22 mm. Kondensator o oznaczeniu LLC152D70G105ME01 ma pojemność 1,0 μ F ($\pm$ 20%) i napięcie znamionowe 4 V_{DC}. Jest odpowiedni do zastosowań



w samochodowych systemach wspomagania kierowcy. Pracuje w zakresie dopuszczalnej temperatury otoczenia od -55 do $+125^{\circ}\text{C}$. Może być montowany od spodu płytki drukowanej, przyczyniając się do obniżenia impedancji linii zasilającej. W odróżnieniu od większości kondensatorów MLCC, dostępnych na rynku, zawiera wyprowadzenia usytuowane na dłuższych krawędziach obudowy, co zapewnia skuteczniejsze tłumienie szumów w aplikacjach w.cz.

www.murata.com

Diody Schottky'ego SiC o napięciu przebicia do 1700 V

UnitedSiC, jeden z czołowych producentów wysokoprądowych podzespołów półprzewodnikowych z węgla krzemu (SiC), wprowadza do oferty cztery nowe diody Schottky'ego o dużej odporności na impulsy udarowe. Diody UJ3D, dostępne w wersjach o napięciu przebicia 1200 V i 1700 V, wykazują mniejszy o 12...15% współczynnik FoM ($V_F \times Q_F$) od podobnych diod z oferty innych producentów, dzięki czemu nadają się do zastosowań wymagających dużej sprawności



przy pracy z dużą częstotliwością przełączania. Zapewniają odstępy izolacyjny wynoszący co najmniej 8,8 mm pomiędzy anodą i katodą, zwiększający bezpieczeństwo pracy w środowiskach o znacznym poziomie zanieczyszczeń, w których mogą pojawiać się przepięcia. Przy pracy wysokoprądowej specjalnie zaprojektowane złącze PN umożliwia wstrzykiwanie dodatkowych nośników ładunku, dzięki czemu uzyskano odporność na znacznie większe prądy udarowe niż w przypadku diod konkurencyjnych (do 12-krotnej wartości prądu znamionowego).

Nowa oferta obejmuje diodę o napięciu przebicia 1700 V i dopuszczalnym prądzie przewodzenia 25 A (UJ3D1725K2) oraz trzy warianty o napięciu 1200 V i prądzie 10 A, 20 A i 50 A o oznaczeniach odpowiednio UJ3D1210K2, UJ3D1220K2 i UJ3D1250K2. Są to diody z kwalifikacją AEC-Q101, dostarczane w obudowach TO247-2L oraz w postaci nieobudowanych struktur półprzewodnikowych. Producent zaleca je do zastosowań m.in. w samochodowych systemach szybkiego ładowania, napędach przemysłowych i falownikach systemów fotowoltaicznych.

www.unitedsic.com

REKLAMA

COMPUTER CONTROLS

Oficjalny dystrybutor **Arm Keil** w Polsce

arm KEIL

Bezpieczeństwo w projektach Keil - MDK Professional
to między innymi:

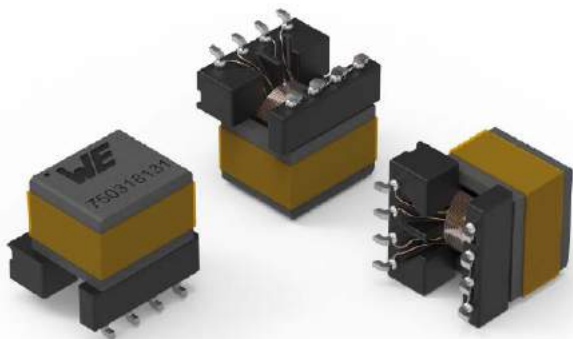
- **Certyfikowany kompilator C/C++**
- **Qualification Kit** - dostarcza ważnych informacji o działaniu łańcucha narzędzi, zalecanym użyciu i możliwościach diagnostycznych
- **Modele symulacyjne** -MDK-Professional umożliwia niezawodne testy na poziomie funkcji i modułów przy użyciu modeli **Fixed Virtual Platforms**
- **Debugowanie i optymalizacja systemu RTOS**

Promocja – 15% na MDK Professional
oraz na wszystkie produkty ARM Development Studio

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



Transformatory SMD do sterowników bramek tranzystorów SiC MOSFET

Transformatory SMD nowej serii WE-AGDT zostały zaprojektowane specjalnie do zastosowań w sterownikach bramek tranzystorów SiC MOSFET. Są to podzespoły małogabarytowe, produkowane w obudowach EP7 rozmiaru 11,94×11,3×10,95 mm. Charakteryzują się szerokim zakresem napięcia wejściowego od 9 do 36 V, dużym prądem nasycenia do 4,5 A oraz bardzo małą indukcyjnością upływu i bardzo małą pojemnością między uzwojeniami (6,8 pF). Pozwala to uzyskać duży współczynnik CMTI (*common-mode transient immunity*) w układzie sterowania bramki.

Seria WE-AGDT obejmuje obecnie 6 typów transformatorów. Dzięki dwóm oddzielnym uzwojeniom po stronie wtórnej mogą one pracować z unipolarnym (+15...19 V) lub bipolarnym (+15 V, -4 V) napięciem wyjściowym. Ich maksymalna częstotliwość przełączania wynosi 350 kHz, a zakres dopuszczalnej temperatury pracy mieści się w przedziale od -40 do +130°C.

Transformatory WE-AGDT zostały zoptymalizowane do sterowania tranzystorów SiC, ale mogą też zapewnić optymalną kontrolę pracy tranzystorów IGBT i MOSFET dużej mocy, a po zastosowaniu odpowiedniego konwertera DC-DC również wysokonapięciowych tranzystorów GaN FET. Firma Würth Elektronik oferuje do nich zestawy referencyjne.

www.we-online.com



Płaskie kondensatory elektrolityczne odporne na wibracje do 80 g i temperaturę do +150°C

Płaskie aluminiowe kondensatory elektrolityczne nowej serii NHR z oferty firmy Cornell Dubilier wyróżniają się odpornością na ekstremalną temperaturę i silne wibracje. Zostały zaprojektowane do najbardziej wymagających zastosowań m.in. w górnictwie, lotnictwie i sprzęcie wojskowym, gdzie mogą stanowić tańsze zamienniki stosowanych dotąd zestawów kondensatorów z ciekłym elektrolitem. Są produkowane w prostokątnych obudowach ze stali nierdzewnej ze spawaniem laserowo wieczkiem,

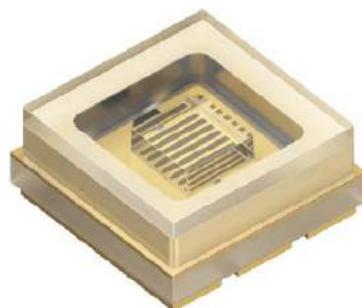
zapobiegającym wysychaniu. Ich żywotność wynosi 3000 h w temperaturze +150°C.

W ramach serii NHR dostępne są kondensatory o pojemności od 60 do 960 µF, produkowane na napięcia znamionowe od 75 do 300 V_{DC}. Są one zamykane w obudowach o długości od 38,1 do 76,2 mm i szerokości od 12,7 do 25,4 mm. Mogą pracować w zakresie temperatur od -55 do +150°C. Są odporne na wibracje do 80 g. Ponadto przeszły testy wysokościowe w zakresie do 24000 m.

www.cde.com

Diody LED UV-C do eliminacji drobnoustrojów na przedmiotach, w powietrzu i w wodzie

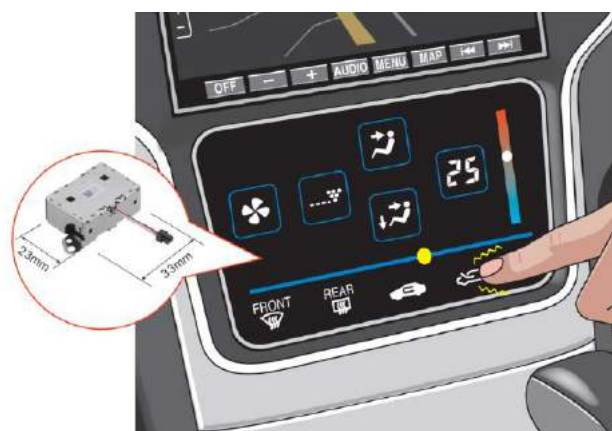
Naświetlanie promieniami UV-C powoduje rozpad wiązań chemicznych w helisie RNA lub DNA patogenów, dzięki czemu nie mogą się one rozmnażać i stają się nieszkodliwe. Światło UV-C było używane od wielu lat do dezynfekcji powietrza lub wody, ale często do jego wytwarzania stosowano duże



lampy oparte na konwencjonalnych technologiach świetlnych. Zaletą nowoczesnych emiterów UV-C opartych na diodach LED są małe rozmiary, pozwalające na ich łatwe zamontowanie tam, gdzie zachodzi bezpośrednia interakcja z odkażaną substancją. Przykładem mogą być kranie oraz samochodowe systemy klimatyzacji. Dodatkową zaletą jest to, że wysokoenergetyczne światło UV-C nie dociera do otoczenia, a tym samym nie stanowi zagrożenia dla ludzi. W przeciwieństwie do tradycyjnych technologii oświetleniowych, diody LED są bardzo wytrzymałe i niewrażliwe na wstrząsy zewnętrzne.

Osłon UV 3636 to pierwsza dioda UV-C LED firmy Osram, dostępna w wersjach low- i mid-power, pracujących na długości fali 275 nm. Jest zamykana w obudowie o powierzchni 3,6×3,6 mm. Została zaprojektowana do dezynfekcji, pozwalając na wyeliminowanie nawet 99,9% bakterii i wirusów znajdujących się na przedmiotach, w powietrzu i wodzie pitnej. Wersja low-power charakteryzuje się mocą wyjściową 4,5 mW @ 30 mA, a dla wersji mid-power parametry te wynoszą 42 mW @ 350 mA.

www.osram-os.com



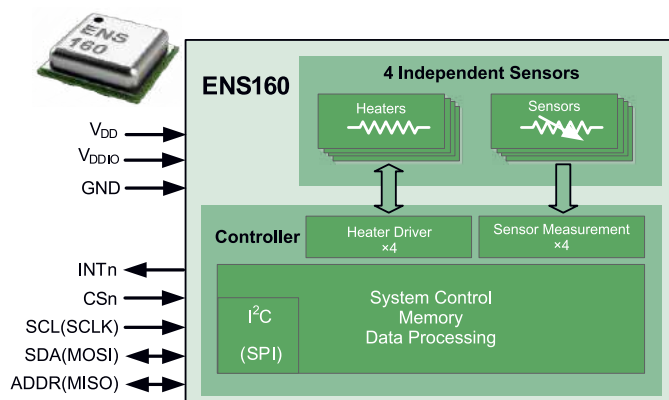
Moduł haptyczny o dużej sile wibracji do konsoli samochodowych

Alps Alpine rozszerza ofertę modułów haptycznych o wersję zaprojektowaną specjalnie do konsoli samochodowych. Dzięki dużej sile wytwarzanych wibracji, HAPTIC Reactor Heavy Type zapewnia dobrze

wyczuwalne sprzężenie zwrotne, co pozwala kierowcy skoncentrować się na prowadzeniu pojazdu zamiast szukaniu wzrokiem ikon na wyświetlaczu. Przykładem zastosowań mogą być samochodowe systemy informacyjno-rozrywkowe, klimatyzacji i wentylacji oraz systemy ostrzegawcze np. o opuszczeniu pasa ruchu lub zbliżeniu do innego pojazdu, sygnalizowane wibracją kierownicy lub siedzenia kierowcy.

Nowy model HAPTIC Reactor Heavy Type pracuje na częstotliwości 130 Hz. Pomimo małych gabarytów (33×23×13 mm) charakteryzuje się pięciokrotnie większą siłą wibracji od wcześniejszych wersji, wynoszącą 15 g przy masie modułu docelowego wynoszącej 0,1 kg. Dzięki niskiemu napięciu zasilania (7 V) nie wymaga konwertera boost. Rozpoczęcie masowej produkcji tego modelu przewidziano na styczeń 2021 r.

www.alpsalpine.com



Czujnik jakości powietrza o charakterystyce odpowiadającej naturalnej reakcji człowieka

Nowy wieloelementowy czujnik gazów ENS160 firmy ScioSense oferuje algorytmy zapewniające charakterystykę najbardziej zbliżoną do naturalnej reakcji człowieka na pogorszoną jakość powietrza. Zawiera on po cztery niezależne mikroplątki grzewcze i pomiarowe MEMS oraz kontroler z interfejsem I²C/SPI. Zapewnia automatyczną kompensację wilgoci oraz oferuje funkcję automatycznej korekty wartości bazowej, która w inteligentny sposób wyznacza lokalny próg jakości powietrza, zapewniając, że ENS160 może wykrywać zmiany poziomów zanieczyszczenia i zapachów w pomieszczeniach, bez względu na lokalizację. Zapewnia również lepszą ocenę stężenia dwutlenku węgla ekwiwalentnego (eCO₂), który oprócz wydychanego dwutlenku węgla uwzględnia też gazy zanieczyszczające i zapachowe, wytwarzane przez działalność człowieka.

Te unikalne funkcje znacznie dokładniej odzwierciedlają wpływ zanieczyszczeń powietrza i zapachów na osoby przebywające w pomieszczeniach. Oczyszczacze powietrza, systemy wentylacji na żądanie i okapy kuchenne oparte na ENS160 mogą dzięki temu dokładniej monitorować jakość powietrza w pomieszczeniach, eliminując koszty i straty energii związane z niepotrzebnym uruchamianiem urządzeń do oczyszczania powietrza. Wewnętrzne mikroplątki i inteligentne elementy sterujące są odporne na zanieczyszczenie siloksanami, zapewniając długą żywotność w każdym wnętrzu mieszkalnym i komercyjnym oraz w kabinach pojazdów.

Wieloelementowa technologia TrueVOC, na której oparty jest czujnik ENS160, zapewnia czułość na gazy utleniające, takie jak ozon, a także na szeroką gamę lotnych związków organicznych (VOC), takich jak toluen, etanol, metan, dwutlenek siarki i tlenek węgla. Algorytmy dostarczone z ENS160 generują trzy wartości pomiarowe:

- całkowitego stężenia lotnych związków organicznych (TVOC),
- eCO₂, powszechnie stosowanego pomiaru zastępczego, określającego zagęszczenie osób przebywających w pomieszczeniach,
- różnych wskaźników jakości powietrza, zgodnych z międzynarodowymi normami.

ENS160 może również realizować pomiar stężenia poszczególnych rodzajów gazów dla producentów OEM, chcących stosować własne algorytmy. Jest najszybszym czujnikiem jakości powietrza dostępnym na rynku, charakteryzującym się krótkim czasem rozruchu przy pierwszym użyciu i krótkim czasem nagrzewania. Dodatkowo, charakteryzuje się małymi gabarytami. Jest zamykany w obudowie SMD o wymiarach 3×3×0,9 mm, doskonale przystosowanej do integracji w niewielkich urządzeniach konsumenckich. Ponieważ wszystkie algorytmy są wykonywane autonomicznie, układ nie obciąża współpracującego mikroprocesora host.

www.sciosense.com

Dwukanałowy detektor piroelektryczny o dużych możliwościach konfiguracji

Dwukanałowy detektor piroelektryczny ezPyro SMD Dual firmy Pyreos zawiera dwie grubowarstwowe struktury PZT rozmieszczone w odległości 1,6 mm od siebie. Oznacza to, że oba elementy pracują w niemal identycznym środowisku, zapewniając możliwie najlepszą kompensację wartości referencyjnej. Duży stopień integracji tego układu zmniejsza koszt i liczbę elementów współpracujących.

ezPyro SMD Dual umożliwia wykrywanie obecności dwutlenku węgla (CO₂), metanu (CH₄), węglowodorów, czynników chłodniczych, tlenków azotu (NO_x) i tlenków siarki (SO_x), jak również może być wykorzystany do wykrywania płomieni. Został oparty na wcześniejszej wersji jednokanałowej ezPyro SMD – najmniejszym i najszybszym czujniku piroelektrycznym dostępnym obecnie na rynku, charakteryzującym się małym poborem mocy, łatwą integracją, wbudowanym interfejsem cyfrowym i niską ceną.

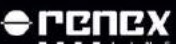
W porównaniu z innymi czujnikami piroelektrycznymi i termistami, czujniki rodziny ezPyro SMD są bardziej czułe i energooszczędne oraz szybsze, a ponadto wymagają mniejszej liczby elementów współpracujących. Mogą być wykorzystywane do wykrywania gazów, płomieni, ruchu i gestów. Bazują na unikalnych sensorach grubowarstwowych ezPyro o dużym współczynniku SNR i szerokim zakresie dynamicznym, współpracujących z wewnętrznym układem ASIC. Zawierają zestaw konfigurowalnych filtrów optycznych do wykrywania promieniowania o określonej długości fali. Komunikują się za pośrednictwem interfejsu I²C, co pozwala na współpracę z większością mikrokontrolerów.

REKLAMA

ZAJRZYJ NA TE STRONY

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

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

RENEX  **RENEX**  **RENEX** 
www.renecom.pl www.ipctraining.pl www.reneline.pl

Producent oferuje zestawy ewaluacyjne do pracy w trybach wykrywania gazów, płomieni, ruchu lub gestów. Ponadto udostępnia oprogramowanie Pyreos na komputery PC, umożliwiające ocenę pracy detektora bez konieczności tworzenia oprogramowania oraz sterownik ezPyro API, zapewniający dostęp na poziomie oprogramowania firmware do wszystkich funkcji układu.

Detektor ezPyro SMD Dual doskonale nadaje się do zastosowań w aplikacjach energooszczędnych. Pobiera mniej niż 100 μA prądu w stanie aktywnym oraz $<1 \mu\text{A}$ w trybie oszczędnościowym. W aplikacjach wykrywania ruchu i gestów może przebywać przez większość czasu w trybie oszczędnościowym, zapewniając krótki czas przejścia w stan aktywny. Jest w stanie wykrywać impulsy IR o czasie trwania od 25 ms – ponad dziesięciokrotnie mniejszym niż w przypadku czujników z termostosem.

Firma Pyreos oferuje prototypy detektorów ezPyro SMD Dual w wersji z różnymi filtrami optycznymi na zakres długości fali od 2,55 do 12,23 μm .

www.pyreos.com



Bezpieczniki resetowalne PPTC rozmiaru 0603

Bezpieczniki resetowalne PPTC (*Polymer Positive Temperature Coefficient*) nowej serii MF-FSHT zostały zaprojektowane do realizacji zabezpieczeń nadprądowych w urządzeniach pracujących w środowiskach wysokotemperaturowych (do $+125^{\circ}\text{C}$), gdzie pozwalają ograniczyć ryzyko przypadkowego zadziałania. Drugą zaletą są małe gabaryty – elementy te są zamykane w obudowach SMD rozmiaru EIA 0603.

Seria MF-FSHT obejmuje bezpieczniki o maksymalnym napięciu pracy 12 V i prądzie znamionowym (I_{hold}) z zakresu od 50 do 160 mA. Są one produkowane z polimerów o wysokiej temperaturze topnienia i wypełniaczy przewodzących na bazie węgla, zapewniających niezawodne zabezpieczenie nadprądowe w środowiskach wysokotemperaturowych. Specjalnie dobrana mieszanka polimerów zapewnia równocześnie odporność na działanie olejów, substancji smarujących i rozpuszczalników, co ma znaczenie w przypadku zastosowań m.in. w środowiskach przemysłowych i w transporcie.

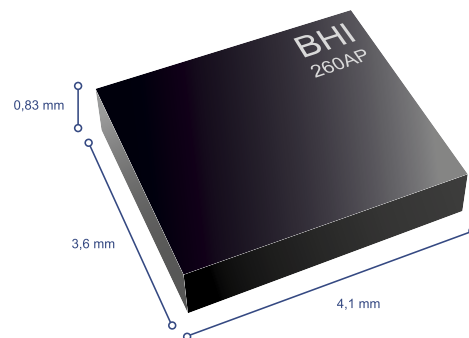
Oferta firmy Bourns obejmuje również wysokotemperaturowe bezpieczniki resetowalne serii MF-RHT, zamykane w obudowach z wyprowadzeniami osiowymi oraz serii MF-SMHT, MF-USHT, MF-NSHT i MF-PSHT, zamykane w obudowach SMD.

www.bourns.com

Czujnik ruchu z wbudowanymi mechanizmami sztucznej inteligencji

Wiele trackerów fitness i smartwatchy oferuje mało funkcji śledzenia i nie rozpoznaje prawidłowo konkretnej aktywności z powodu np. różnic wzrostu, sposobu poruszania się lub energii wydatkowanej przez użytkownika. Problem ten pomaga rozwiązać nowy, uczący się czujnik ruchu BHI260AP firmy Bosch Sensortec z wbudowanymi mechanizmami sztucznej inteligencji. Zapewnia on spersonalizowane śledzenie zachowania użytkownika za pomocą

oprogramowania AI. Rozpoznaje i dostosowuje się do szerokiej gamy ruchów i jest w stanie nauczyć się każdej nowej aktywności fitness, opartej na powtarzalnych, cyklicznych wzorach.



Oprogramowanie AI zawiera standardowy zestaw kilkunastu wstępnie wytrenowanych ćwiczeń fitness. Oferuje funkcje uczenia, personalizacji, automatycznego śledzenia i rozbudowy. Pozwala na dodawanie nowych, wcześniej nieobsługiwanych aktywności, dostosowując urządzenie do indywidualnych potrzeb użytkownika. Funkcja personalizacji pozwala na dostosowanie istniejących, wyuczonych wcześniej modeli do własnego, indywidualnego stylu poruszania się użytkownika, zwiększając dokładność liczenia kalorii i analizy aktywności. Dzięki funkcji automatycznego śledzenia użytkownicy mogą automatycznie analizować aktywność fizyczną bez jakiegokolwiek interwencji manualnej według rodzaju aktywności i w czasie, co pozwala na prowadzenie treningu wytrzymałościowego i siłowego. Funkcja rozbudowy pozwala producentom na dodawanie nowych ćwiczeń bez konieczności modyfikowania oprogramowania ani posiadania oryginalnego zestawu danych. Te transferowalne ćwiczenia mogą być dostarczane przez trenerów lub wybitnych sportowców, umożliwiając porównanie własnych wyników z najlepszymi i uczenie się od ekspertów lub od innych użytkowników. Cecha ta pozwala wyróżnić urządzenia na tle konkurencji.

Funkcje AI działające w samym czujniku oznaczają, że nie jest konieczna łączność z chmurą obliczeniową ani smartfonem. Dzięki temu dane pozostają prywatne, a działania mogą być stale śledzone i analizowane lokalnie, bez konieczności łączenia się z siecią. Funkcje AI minimalizują również opóźnienia i pobór mocy, co pozwala na szybsze uzyskiwanie informacji zwrotnych i wydłużenie czasu pracy na akumulatorze.

Nowy czujnik jest dostarczany w postaci zestawu SiP (*System in Package*) obejmującego sprzęt i oprogramowanie, co zmniejsza koszty i skraca czas wprowadzania urządzeń na rynek. Oprócz uczącego się oprogramowania AI, firma Bosch Sensortec oferuje szeroką gamę aplikacji do BHI260AP. Producenci trackerów mogą załadować do czujnika oprogramowanie odpowiednie do aktywności, w tym śledzenia orientacji i położenia (PDR) oraz pływania. Czujnik rozpoznaje cztery style pływania: motylkowy, grzbietowy, klasyczny i dowolny. Ponieważ BHI260AP jest czujnikiem w pełni programowalnym, producenci mogą tworzyć własne oprogramowanie, które jest chronione przez mechanizm podpisu cyfrowego. Aby jeszcze bardziej ułatwić projektowanie, firma Bosch Sensortec opracowała płytkę aplikacyjną wraz z płytką czujnikową BHI260AP, która może się komunikować ze smartfonami przez Bluetooth.

Najważniejsze dane techniczne:

- jednostka CPU ARC EM4 z zestawem instrukcji 16-/32-bitowych ARCV2 (do 3,6 CoreMark/MHz),
- jednostka obliczeń zmiennoprzecinkowych (FPU) + jednostka ochrony pamięci (MPU),
- 4-kanałowy kontroler DMA,
- czujnik IMU z 16-bitowym 3-osiowym akcelerometrem i żyroskopem,
- napięcie zasilania: 1,8 V,
- pobór prądu: aktywny układ AI: 249...386 μA , standby: 8 μA ,
- czas uczenia AI/personalizacji: $<30 \text{ s}$,
- wskaźnik rozpoznawania (F1): 0,95...1,0.

www.bosch-sensortec.com

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.



Dekadowy zegar binarny oparty na układzie 4017

Ian Dunn i steverddrf, użytkownicy Hackaday.io, opisują swój projekt tak: „Chcieliśmy zbudować zegar binarny, odkąd byliśmy dziećmi, i w końcu się do tego zabraliśmy. Celem było stworzenie zegara binarnego, który używa tylko cyfrowych układów scalonych do prezentowania czasu. Mikrokontroler wydaje się tutaj oszustwem...”.

Zaprezentowany zegar jest pierwszym z serii podobnych zegarów, jakie planują skonstruować. Pozostałe dwa zegary mają wyświetlać czas w postaci liczby dziesiętnej zakodowanej binarnie (BCD). Choć ten jest trochę łatwiejszy do odczytania, następne dwa zegary będą wymagały od użytkownika odrobiny matematyki, aby określić czas.

Podstawowym celem autorów jest finalizacja projektu i zamiana go w gotowy produkt, który będzie dostępny jako zestaw do samodzielnego montażu (można go zakupić, finansując projekt poprzez akcję crowdfundingową na Kickstarterze).

Wszystko zaczęło się od naszkicowanego schematu zegara. Przetastowany został na płytce uniwersalnej, jednak to był dopiero początek drogi do powstania gotowego urządzenia. Konstrukcja urządzenia jest dosyć prosta. Źródłem sygnału zegarowego jest oscylator kwarcowy 32,768 kHz, który podaje sygnał do 14-stopniowego binarnego licznika 4060. Ten dzieli sygnał do przebiegu 2 Hz. Zegar o częstotliwości 2 Hz jest podawany następnie do przerzutnika 4027, aby uzyskać sygnał 1 Hz, który jest podawany do stopnia odpowiedzialnego za zliczanie sekund. Drugi stopień liczy do dziesięciu, a następnie resetuje się do zera i przesuwają sekundy o dziesiątki. Dziesiątki sekund zliczane są co 5, a następnie resetują się do zera i zwiększają licznik minut. Minuty liczą się tak samo jak sekundy, a godziny zwiększają się, gdy licznik osiągnie wartość 60. Godziny liczą się w górę

od 1 i są resetowane do 1, gdy wartość tego licznika osiągnie 13. Zresetowanie wartości do 1, a nie 0, i liczenie do 12 jest trochę trudniejsze – aby to zrobić, autor użył bramki AND, która resetuje się, gdy godziny są równe 13. Aby zresetować do 1 zamiast zera, wyświetlacz godzin jest przesunięty o jeden – jedna dioda, zamiast podłączenia jednego wyjścia układu 4017, jest podłączona do zera.

Obecnie, jak piszą autorzy konstrukcji, „zegar prawie działa”. Skończyli oni montaż elementów na nowej wersji PCB i uruchomili cały system. Wymagało to kilku zmian w projekcie – głównie wymiany diod 1N4148 na diody Zenera 4,3 V oraz dodania kilku kondensatorów. Dlatego też uruchomienie tego układu we własnym zakresie nie powinno być problemem.

<https://bit.ly/39EnFRf>



Kontroler diod LED RGB LedBoxV2

Jest to niewielki moduł do sterowania 3- i 4-przewodowymi adresowalnymi taśmami LED RGB, takimi jak WS2812, SK6812 itp. Opiera się na potężnym mikrokontrolerze ESP32 ze zintegrowanym interfejsem Wi-Fi, Bluetooth i wystarczającą mocą do przetwarzania danych, aby w czasie zbliżonym do rzeczywistego przetwarzać różne sygnały.

Moduł został wyposażony w przetwornicę obniżającą napięcie, która pozwala na bezproblemowe zastosowanie zarówno zasilaczy 5 V, jak i 12 V do zasilania systemu. Ponadto moduł zawiera czipy mikrofon MEMS, przycisk boczny, odbiornik podczerwieni 32 kHz, resetowalny bezpiecznik 10 A, kondensator filtrujący zasilanie 1000 µF dla diod, konwerter poziomów 3,3/5 V dla linii danych i zegara wraz z rezystorem dopasowującym impedancję. Cechy te zapewniają maksymalną funkcjonalność, bezpieczeństwo i kompatybilność modułu z różnymi taśmami LED. Wszystko to dostępne



jest w małej (54×32×18 mm) obudowie z możliwością wydrukowania w drukarce 3D.

Napisanie własnego oprogramowania to opcja, która daje nieograniczone możliwości temu компактowemu modułowi, jednakże jest on domyślnie w pełni kompatybilny z oprogramowaniem WLED i Sound Reactive WLED do sterowania systemem poprzez Wi-Fi.

<https://bit.ly/3woy25y>



Annoy-A-Tron – nowa wersja popularnego pipka dręczyciela

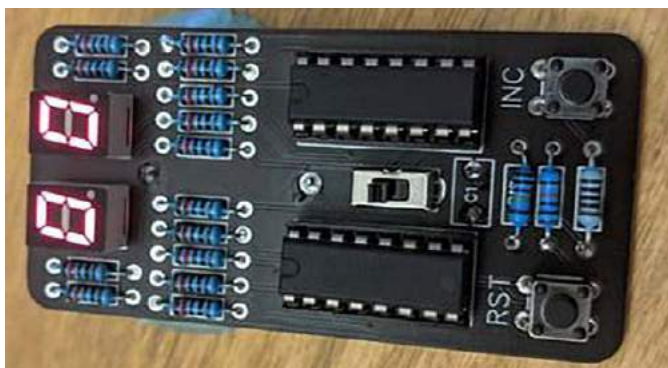
Zaprezentowany układ to duchowy sukcesor popularnego niegdyś wśród elektroników „pipka dręczyciela” – prostego układu, którego jedynym zadaniem było pieszczanie i wkurzanie osób w swoim otoczeniu. Nowy układ korzysta z postępu w elektronice i wchodzi na zupełnie nowy poziom w zakresie robienia dowcipów...



„Zaprojektowałem ten układ jako część mojego cotygodniowego wyzwania PCB w 2020 roku. Chciałem zrobić kawał moim współpracownikom, odtwarzając przypadkowe dźwięki w biurze, więc złożyłem ten prosty układ”, komentuje swoje dzieło Jim Heaney, odpowiedzialny za Annoy-A-Trona. Obwód wyposażony jest w mikrokontroler AVR (ATMEGA328P) do odczytania losowego pliku audio z karty SD, a następnie odtworzenia go przez wbudowany w system głośnik. Po odtworzeniu tego pliku obwód przechodzi w stan uśpienia na losowy czas. Średnią długość czasu uśpienia można regulować jednym z dwóch potencjometrów. Drugi odpowiedzialny jest za ustawienie głośności.

Układ może być zasilany z baterii litowo-polimerowej lub zasilacza ze złączem USB-C. Po podłączeniu zasilacza płytkę ładuje również dołączone ogniwo Li-Po, co stanowczo ułatwia utrzymanie układu w stanie zawsze gotowym do płatania figli.

<https://bit.ly/31HcaUN>



Licznik na CD4026

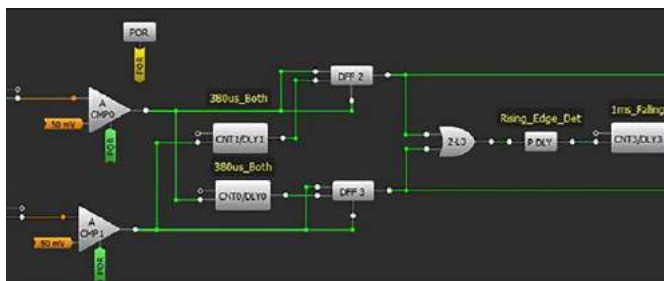
Kolejnym projektem Jima Heaneya, jaki powstał w ramach jego wyzwania PCB 2020, jest prosty licznik, oparty na układzie CD4026. „Jesienią 2020 roku rzuciłem sobie wyzwanie, aby wykonać jeden projekt elektroniczny z PCB w tygodniu, by zdobyć więcej doświadczenia w realizacji takich projektów, szczególnie w zakresie integracji układów, projektowania PCB i generowania BoM (listy materiałowej). To mój czwarty projekt”, pisze autor. „Czy kiedykolwiek



musiałeś coś liczyć, ale wciąż traciłeś wartość z pamięci? Często mam ten problem, czyli stworzyłem ten mały licznik, aby sobie pomóc!”, opisuje inspirację Heaney.

Ten prosty licznik używa dwóch układów CD4026 do zliczania, ile razy naciśnięto przycisk INC, znajdujący się na liczniku. Drugi przycisk na płycie resetuje licznik. Aktualna wartość licznika wyświetlana jest na dwóch wyświetlaczach 7-segmentowych.

<https://bit.ly/3rj2kw9>



Enkoder inkrementalny ze starego dysku twardego

Enkodery są szeroko stosowane do przekształcania ruchu obrotowego lub liniowego na sygnały cyfrowe. Są przydatne do monitorowania lub kontrolowania parametrów, takich jak prędkość, szybkość, kierunek, przebyta odległość lub położenie elementów mechanicznych. Stosuje się je jako sprzężenie zwrotne do silników elektrycznych, do pomiarów liniowych i pozycjonowania elementów w przestrzeni. Enkodery można znaleźć wszędzie – od złożonych maszyn ze sterowaniem numerycznym (CNC) po myszki komputerowe.



Istnieje kilka typów enkoderów obrotowych. Enkodery absolutne i względne (przyrostowe) to dwa główne typy tych elementów. Enkoder absolutny generuje wartość proporcjonalną do aktualnego położenia, podczas gdy enkoder inkrementalny generuje impulsy tylko w czasie zmiany pozycji, informując o kierunku tej zmiany. Aby zbudować niezawodny, prawie niezniszczalny enkoder przyrostowy, dobrym rozwiązaniem może być użycie elementów z silnika dysku twardego. Tak właśnie zrobili inżynierowie z Dialog Semiconductor, którzy zaprezentowali swój projekt na portalu Hackaday. Użyli oni silnika z dysku twardego w połączeniu z unikatowym układem z rodziny GreenPAK, który produkuje firma Dialog Semi.

W artykule na portalu Hackaday opisano krok po kroku, w jaki sposób można zbudować tego rodzaju enkoder. Silnik dysku twardego to bezszczotkowy silnik prądu stałego (BLDC). Silnik taki ma dwie główne części: wirnik (część obrotową) i stojan (część stacjonarną). Ważnymi elementami obu części są uzwojenia stojana i magnesy wirnika. W konstrukcji z zewnętrznym wirnikiem uzwojenia znajdują się w rdzeniu silnika, a magnesy wirnika otaczają uzwojenia stojana.

Standardowe obwody trójfazowe łączone są w jedną z dwóch form (z nazwami, które reprezentują sposób, w jaki sieci są połączone: w gwiazdę, połączenie w Y oraz w trójkąt, symbolizowana przez Δ).

W tym przypadku zastosowano połączenie Y. Silnik, jako enkoder, działa odwrotnie niż normalnie – to obrót osi silnika powoduje zmianę napięcia na uzwojeniach. Do analizy prądu w tych uzwojeniach służy układ GreenPAK.

Układy GreenPAK to programowalne układy analogowo-cyfrowe, które mogą w swojej strukturze zawierać całe tory analogowe i cyfrowe, dzięki czemu pozwalają na zmniejszenie układu w porównaniu do rozwiązania dyskretnego, i na przyspieszenie rozwoju systemu. W układzie w omawianym systemie znajdują się dwa komparatory analogowe podłączone do odpowiednich wejść w celu monitorowania napięcia na uzwojeniach silnika. Następnie umieszczone są dwie linie opóźniające, skonfigurowane dla obu krawędzi, aby odfiltrować możliwy szum z wejść. Bloki DFF przejmują rolę przełączników zależnych od sekwencji sygnału. Dokładny opis działania systemu zawarty jest na stronie z projektem na portalu Hackaday.

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



Wszystko w jednym – uniwersalna płytką dla modułów Arduino

Każdy, kto konstruował systemy zbudowane z modułów Arduino, zna problem łączenia wielu komponentów w urządzeniu. Dużo projektów wymaga oprócz samego modułu Arduino kilku czy nawet kilkunastu modułów z sensorami, układami wykonawczymi, ekranami itp. Często prowadzi to do powstania urządzeń, w których znajduje się gąszcz kabli łączących moduły. Utrudnia to uruchamianie tych konstrukcji, a także ich debugowanie czy naprawę.

Zaprezentowany projekt to odpowiedź na opisany powyżej problem. Pozwala na podłączenie nie dwóch czy trzech modułów, ale aż do 11 komponentów w jednym systemie. Ponadto płytka ta ma także stabilizator 5 V oraz 9 V, zabezpieczenie przed niepoprawną polaryzacją zasilania oraz diodę LED do sygnalizacji podłączenia zasilania. W systemie wbudowano również driver silnika krokowego z możliwością wyboru kilku napięć zasilania (5 V lub 9 V lub 12 V) oraz ręcznego ustawiania mikrokroków.

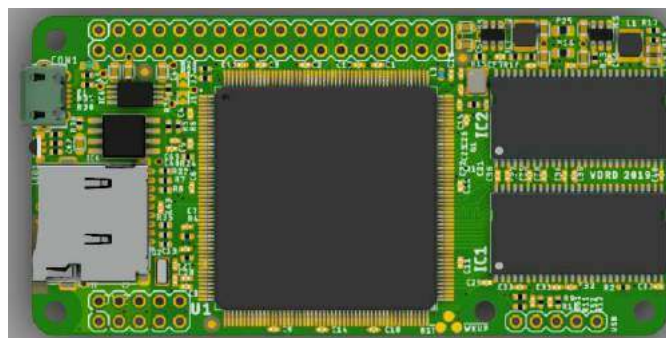
Szeroki zakres napięć zasilających (od 9 V do 24 V) pozwala na łatwe stosowanie układu w dowolnym projekcie. Ta wielozadaniowa płytka współpracująca z Arduino Nano zaprojektowana jest tak, aby można było bez problemu uruchomić na niej 2 silniki krokowe, 2 silniki prądu stałego i 2 serwomechanizmy w tym samym czasie. Dodatkowo można w tym czasie zainstalować również moduł Bluetooth, interfejs enkodera obrotowego, urządzenie z interfejsem I²C i podłączyć potencjometr.

Płytką ma być bardzo pomocna w budowaniu dowolnego projektu. PCB zaprojektowano w programie Easyeda. Lista komponentów, które można podłączyć:

- 2 silniki DC (od 9 do 24 V),
- 2 potencjometry,
- 2 serwosilniki (od 5 V do 9 V),

- 1 moduł z interfejsem szeregowym (moduł BT, HMI, moduł komunikacyjny itp.),
- 1 enkoder (2 styki przerywania i 1 styk PB),
- 1 urządzenie I²C (wyświetlacz, MPU6050 itp.),
- 2 silniki krokowe.

<https://bit.ly/31HTLXT>



Komputer jednopłytkowy z układem AT91SAM9260

Zaprezentowany komputer jednopłytkowy został opracowany przez Vadima Radu z Rumunii. Jak pisze autor, jest to już drugie jego podejście do zbudowania tego rodzaju modułu opartego na mikrokontrolerze z rodziny AT91 z obsługą systemu operacyjnego Linux. Jest to zaktualizowana wersja poprzedniej konstrukcji, która bazowała na układzie AT91RM9200. Moduł zawiera kompaktową, czterowarstwową płytkę drukowaną, na której znajduje się mikrokontroler w obudowie PQFP, kości pamięci RAM, złącze karty pamięci oraz układy odpowiedzialne za uruchamianie i zasilanie mikrokontrolera. Podstawowe cechy tego modułu:



- procesor AT91SAM9260 (ARM926EJ taktowany zegarem 200 MHz),
- do 1 Gb pamięci SDRAM (obsługiwane są pamięci w standardzie 3.3 V i 1.8 V),
- flashowanie danych do układu AT45DB dla U-boot (bootloadera),
- gniazdo karty microSD,
- interfejs klienta microUSB,
- wyprowadzenie interfejsu USB hosta,
- interfejs RMII do podłączenia modułu z interfejsem Ethernet,
- port rozszerzeń w standardzie Apollo.IoT.

Na czas pisania tego artykułu płytka została już wstępnie uruchomiona i przetestowana z użyciem narzędzia SAM-BA od Microchipsa. Aby uruchomić na module pełną dystrybucję Linuksa konieczne jest jeszcze wiele pracy, w szczególności:

- konfiguracja AT91Bootstrap i wgranie go do pamięci NOR,
- konfiguracja bootloadera uBoot i jego walidacja dla tej płytki,
- konfiguracja jądra systemu (wybrany mikrokontroler ma pełne wsparcie, więc nie powinno być to złożone),
- implementacja rootfs (prostego środowiska, które idealnie nadaje się do tego rodzaju amatorskich projektów).

<https://bit.ly/3ua17jc>





Oświetlenie LED do uprawy roślin w module Feather

„Jednym z moich poprzednich projektów był system hydroponiczny do uprawy truskawek, do którego użyłam lampy do uprawy roślin z IKEA”, opisuje inspiracje do powstania tego modułu autorka, Alexandra Covor. „Jedna rzecz, której nie wziął pod uwagę podczas budowania tamtego systemu, to fakt, że rośliny, tak jak ludzie, również potrzebują przerw. Cykle światło-ciemność są bardzo ważne dla roślin, a stała ekspozycja na światło może im bardziej zaszkodzić, niż pomóc”, tłumaczy.

Cykl nocy i dnia u roślin jest wymagany do biofizycznych przemian w tych organizmach żywych i dla sposobu, w jaki działają systemy fotosyntetyczne w komórkach roślin. Dokładne potrzeby świetlne różnią się w zależności od rodzaju rośliny czy etapu jej wzrostu. Na przykład światło czerwone jest ważniejsze na etapie kwitnienia i wytwarzania owoców, podczas gdy światło niebieskie jest ważne dla wzrostu silnych łodyg i liści. Potrzeby te doprowadziły autorkę konstrukcji do pomysłu opracowania miniaturowego światła do uprawy roślin, które może być używane z płytą deweloperską Adafruit Feather Huzzah. Moduł ten może oddzielnie regulować intensywność niebieskiego i czerwonego światła za pomocą sygnałów PWM. Możliwa jest także kontrola dziennej ilości światła i zachowanie pełnego cyklu dnia i nocy dla roślin uprawianych bez dostępu do światła słonecznego. To wszystko ze zdalną kontrolą i sterowaniem.

Ten kompaktowy moduł idealnie nadaje się do uprawy niektórych małych roślin czy domowej uprawy ziół. Moduł Feather Wing steruje zarówno diodami LED, jak i modulem Adafruit Feather Huzzah (w którym znajduje się stabilizator napięcia 5 V), więc nie ma potrzeby dzielenia zasilania dla obu płyt. Cały system zasilany może być zasilaczem prądu stałego o napięciu od 9 do 12 V z prądem wyjściowym nie mniejszym niż 2 A. Ma on wbudowane niebieskie i czerwone diody LED, które mogą być indywidualnie sterowane za pomocą GPIO 15 i 16 z modułu Feather.

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



Sensor ruchu do integracji z systemem IoT

Użytkownik portalu Hackaday.io ukrywający się pod nickiem Sylwester przygotowuje wiele ciekawych systemów Internetu Rzeczy, między innymi kieszonkowe sensory, które mogą pracować, zasilane z pojedynczej baterii AAA itp. W opisanym projekcie prezentuje zasilany bateryjnie czujnik ruchu z Wi-Fi



z powiadomieniami e-mail. Za każdym razem, gdy omawiany czujnik wykryje ruch, wysyła powiadomienia na wskazany adres e-mail.

W urządzeniu zastosowano moduł czujnika PIR (HC-SR501), który jest niedrogi i łatwo dostępny w handlu. Moduł wykrywa ruch i wystawia na pinie OUT stan wysoki na skonfigurowany wcześniej moment. Powoduje to wybudzenie modułu IoT i wysłanie powiadomienia na e-mail poprzez IFTTT.

Moduł PIR może być zasilany napięciem od 4,5 do 20 V. Autor, jako źródło zasilania, wybrał baterię 9 V. Z tego samego źródła zasilany jest również moduł IoT Cricket, który potrzebuje napięcia w zakresie od 1 do 3,5 V. Nie można podłączyć baterii bezpośrednio do modułu IoT, konieczne jest więc dodanie do urządzenia stabilizatora impulsowego, aby w wydajny sposób zasilic mikrokontroler. Do stabilizacji napięcia zasilania dla mikrokontrolera został użyty moduł obniżający napięcie, oparty na MP1584EN, którego napięcie wyjściowe można regulować w zakresie od 0,9 V do 20 V. Podczas instalacji w systemie należy się upewnić, że moduł ustawiony jest na napięcie wyjściowe równe 3,3 V.

Czujnik ruchu ma również dwa potencjometry do regulacji czułości i czasu trwania sygnału wyjściowego. Moduł Cricket wybudza się po dostarczeniu stanu wysokiego na pinie WAKE_UP. Następnie wysyła on powiadomienie do chmury – usługi IFTTT (*if this then that*) i wyłącza się, aby czekać na kolejny sygnał WAKE_UP. Cały proces trwa około 5 sekund. Czas działania czujnika ruchu można ustawić w zakresie od 3 s do 1 minuty. Musimy ustawić to na minimalny czas, aby uniknąć wielokrotnego powiadamiania przy pojedynczym wykryciu. Potencjometr należy obrócić maksymalnie w kierunku przeciwnym do ruchu wskazówek zegara, aby ustawić czas trwania sygnału wyjściowego na 3 sekundy.

<https://bit.ly/31EtZnw>



Quad-ROS-bot – platforma robotyczna dla agrokultury

Przedmiotem tego projektu jest mały elektryczny quad, zmodyfikowany do samodzielnego poruszania się po terenie np. gospodarstwa rolnego. „Potrzebowaliśmy czegoś małego i lekkiego, ale wystarczająco dużego, aby pomieścić cały sprzęt komputerowy i czujniki do szybkiej prototypowej autonomicznej nawigacji i omijania przeszkód za pomocą sterowania systemem operacyjnym ROS (*Robot Operating System*)”, pisze autor konstrukcji, Tegwyn na portalu Hackaday, gdzie prezentuje szczegółowy opis konstrukcji tego robota.

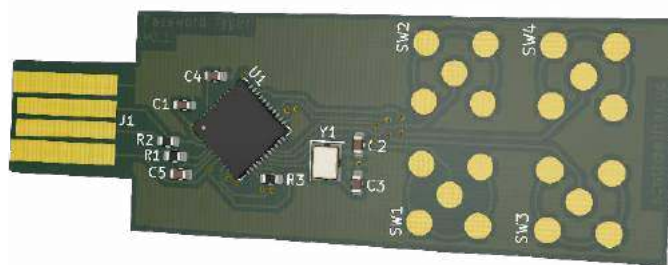
Platforma bazuje na komercyjnym, elektrycznym quadzie, który sterowany jest z pomocą modułów Arduino. Podstawowe elementy wykonawcze to kontrola przepustnicy oraz kierownicy. Moduł Arduino Uno podaje sygnał analogowy do wejścia przepustnicy, udając znajdujący się tam normalnie układ. Sygnał analogowy wytwarzany jest przez Arduino i przebieg PWM do konwersji cyfrowo-analogowej.



Instalacja siłownika sterującego kierownicą była trudniejszym zadaniem. Zastosowano potężny siłownik o sile 4000 N, który może dosłownie rozerwać całą maszynę na strzępy, jeśli nie jest sterowany ostrożnie. Siłownik musi mieć możliwość nieznacznego obrotu na każdym końcu, dlatego jest on zamontowany na wspornikach ze stali nierdzewnej, aby ruch taki był możliwy. Ponadto siłownik musi działać dokładnie pod kątem 90 stopni do kolumny kierownicy, w przeciwnym razie wystąpi niepożądane skręcenie w siłowniku podczas wsuwania i wysuwania, co mogłoby uszkodzić mocowania na jego końcach. Siłownik wymaga zasilania dużym prądem przy napięciu 12 V i może być sterowany za pomocą przełączników mechanicznych lub tranzystorów MOSFET. MOSFETY są znacznie droższe, ale bardziej niezawodne i mogą być sterowane bezpośrednio z mikroprocesora, takiego jak Arduino, podczas gdy przełączniki wymagają układu pośredniczącego, takiego jak L293E, aby możliwe było wystawianie cewek.

Na stronie projektu można obejrzeć filmy, prezentujące wstępne testy platformy robotycznej w docelowym, wiejskim środowisku.

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



Komputerowy „wpisywacz” do hasła na USB

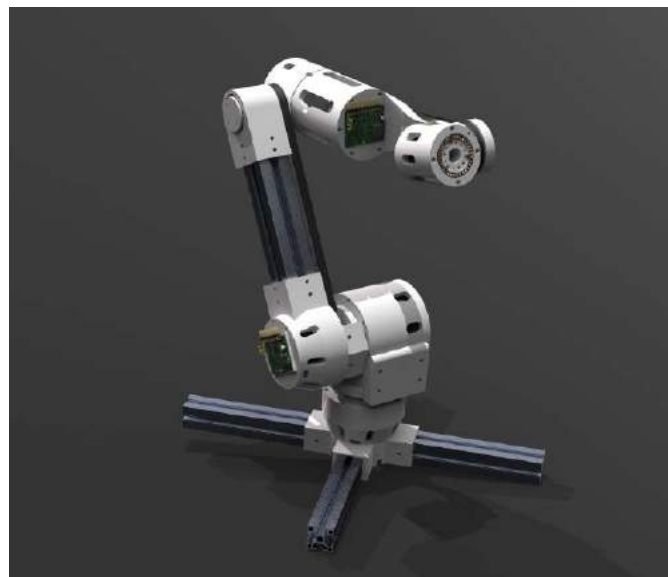
„Ludzie w moim dziale narzekają na losowe hasła, które wygenerowałem za pomocą KeePass, aby zabezpieczyć nasze konto administratora. Zasugerowałem, aby wzięli KeePass i nauczyli się go używać (jest przydatny na wiele innych sposobów, oprócz generowania bezpiecznych haseł i zapamiętywania ich za ciebie), ale jeszcze do tego nie dojrżeli. Wtedy wpadłem na ten pomysł: mały gadżet, który podłącza się do portu USB on wpisuje za nich hasło administratora”, opisuje na portalu Hackaday.io inspirację do swojego projektu Scott Alfter.

W opracowanym przez niego module jest więcej niż jeden przycisk, więc zapamiętać można więcej niż jeden ciąg znaków. Przyciski są cztery, układ może zapamiętać cztery hasła. Podstawowym założeniem dla urządzenia jest miniaturyzacja, żeby można było mieć je przy sobie cały czas. Wtyczka USB jest częścią PCB, więc nie zwiększa wielkości modułu. Metalowe przełączniki dotykowe z kopolką mają niemalże pomijalne wymiary. Nawet z obudową wydrukowaną w 3D (jeszcze niezaplanowaną), układ będzie miał nie więcej niż kilka milimetrów grubości.

Zaprezentowane urządzenie to prosty wpisywacz haseł... a może najmniejsza, najbardziej przenośna klawiatura makr? Zależy, jak na to spojrzeć. Oprócz wyświetlania się w komputerze, jako klawiatury USB, dostępny jest port szeregowy, przez który można skonfigurować urządzenie za pomocą dowolnego terminalu. Po skonfigurowaniu go w dosyć prostym trybie (9600 bps 8/N/1), wystarczy nacisnąć Enter, aby wyświetlić pomoc. Można wtedy ustawić, co układ ma wpisywać, po naciśnięciu odpowiedniego przycisku.

Projekt płytki powstał z pomocą KiCad. Oprogramowanie układowe jest zbudowane za pomocą PlatformIO, działającego pod kontrolą VSCode. Źródło można łatwo dostosować do większej lub mniejszej liczby zapisanych kluczy i wyzwalających je przycisków.

<https://bit.ly/39CWlmh>



CM6 – podatne ramię robotyczne wykonane z elementów z druku 3D

Celem CM6 jest uruchomienie szkieletu ramienia robota dla osób zainteresowanych robotyką. CM6 wykorzystuje 6 silników BLDC w połączeniu z małymi przełożeniami (od 1:5 do 1:9), dzięki czemu jest pasywne i bezpieczne. Każdy przegub zawiera sterownik S-Drive dla silnika BLDC, który jest zamontowany w modułowych sterownikach siłowników. Konstrukcję można łatwo zmienić, używając różnych rozmiarów profili aluminiowych lub zmieniając przełożenie modułowych przekładni.

Całkowita cena pierwszej wersji ramienia to około 1000 dolarów (w materiałach). Autor uważa jednak, że przyszłą wersję można będzie skonstruować za mniej – około 700...800 dolarów.

Dziś każdy inżynier, konstruktor i majsterkowicz może uzyskać dostęp do porządnej drukarki 3D za mniej niż 300 dolarów. Przemysłowe ramiona robotów są jednak zbyt drogie, a jedyną alternatywą są ramiona robotów do samodzielnego montażu, które w większości przypadków nie są łatwe do zaprogramowania, nie są bezpieczne dla użytkownika lub nie są w stanie wykonywać realnych zadań. CM6 to ramię, które może wypełnić tę lukę. Jest bezpieczne, podatne i przede wszystkim tanie. CM6 to ramię robota typu COBOT, oparte w dużej mierze na elementach z druku 3D. Ramię zawiera QDD (siłowniki z napędem quasi-bezpośrednim), co zapewnia pasywną zgodność CM6, dzięki czemu zachowuje się jak ludzka ręka.

<https://bit.ly/39EQuNn>

Nikodem Czechowski, EP



REKLAMA

BORNICO Teraz większe MOŻLIWOŚCI

bornico.com.pl

- montaż kontraktowy elektroniki
- projektowanie urządzeń i systemów

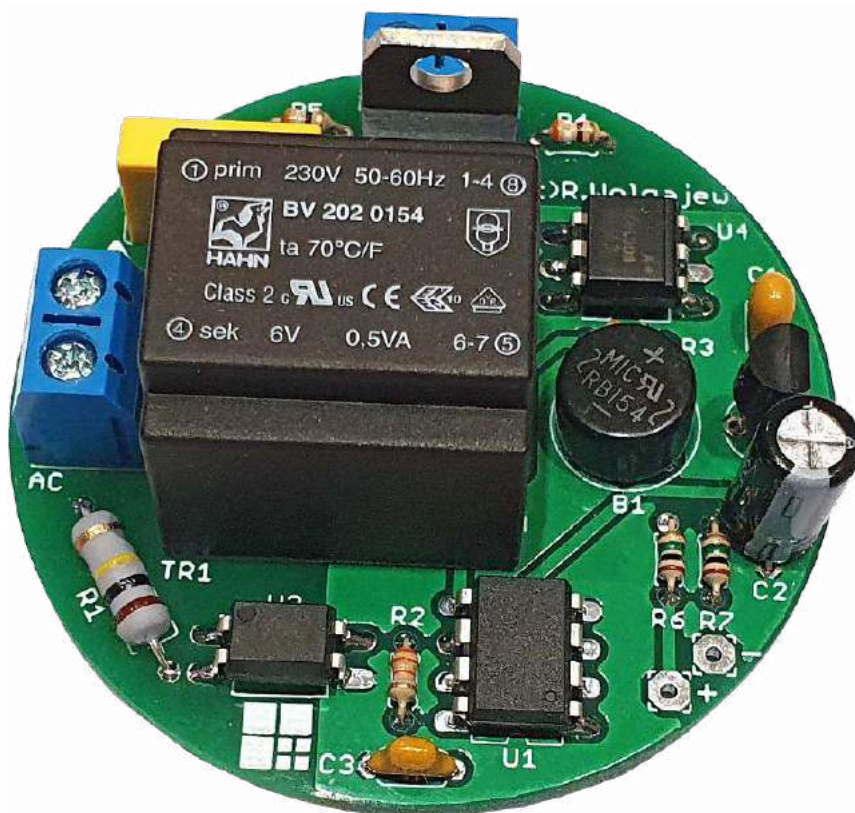
Zakład Elektroniczny BORNICO

ul. Małczyńska 25
26-600 Radom
tel. +48 48 365 58 22
bornico@bornico.com.pl



tDimmer – regulator oświetlenia sieciowego

Mikrokontrolery znajdują się dzisiaj prawie wszędzie, od prostych urządzeń AGD po skomplikowane systemy stosowane w wojsku, medycynie czy nauce. Dzięki nim rośnie funkcjonalność urządzeń a jednocześnie maleje cena ich wytworzenia. Biorąc pod uwagę stały spadek cen mikrokontrolerów i towarzyszący mu wzrost ich możliwości, celowe wydaje się stosowanie tych komponentów nawet w urządzeniach, które można byłoby zbudować bez ich udziału. Dzięki temu zyskujemy zwiększoną funkcjonalność, łatwość sterowania i obsługi, a nierzadko nawet zmniejszenie kosztów produkcji. Przykładem takiego zastosowania jest zaprezentowany w artykule regulator oświetlenia sieciowego.



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

W ofercie AVT* AVT5852

Podstawowe parametry:

- sterowany dwubiegunowym łącznikiem żaluzjowym lub zwykłymi mikroprzełącznikami,
- 16-stopniowa regulacja jasności oświetlenia,
- regulacja realizowana metodą sterowania fazowego,
- przeznaczony do sterowania źródłami światła o niewielkiej mocy – do 200 W.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

- Niskonapięciowy regulator mocy AC (EP 6/2020)
- AVT-5664 Uniwersalny moduł regulacji mocy AC (EP 4/2019)
- AVT-5643 Mikroprocesorowy regulator mocy z oscyloskopem (EP 2/2019)
- AVT-3218 Regulator mocy z wyświetlaczem LCD (Edw 3/2018)
- AVT-2623 Uniwersalny regulator mocy (EP 12/2016)
- AVT-1860 Wzmocniony regulator mocy odbiorników 230 V AC (EP 8/2015)
- AVT-1813 Regulator wentylatora z silnikiem klatkowym (EP 8/2014)

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

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

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

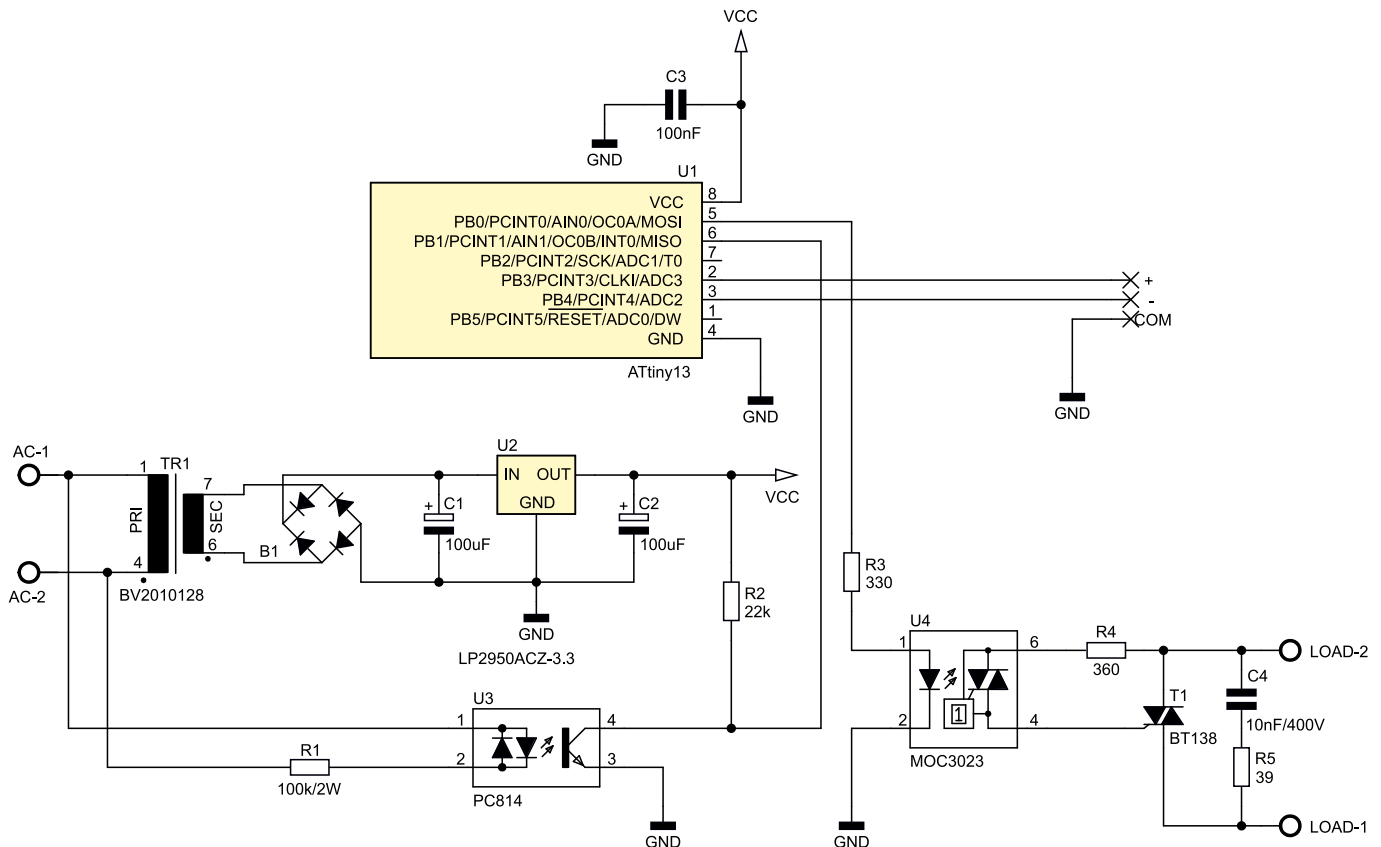
Dzięki zastosowaniu popularnego mikrokontrolera układ ściemniacza oświetlenia sieciowego odznacza się dodatkowymi funkcjami oraz ergonomią obsługi. Jest sterowany dwubiegunowym łącznikiem żaluzjowym lub zwykłymi mikroprzełącznikami. Zastosowano dobrze znane sterowanie fazowe mocą odbiornika napięcia przemiennego. Trzeba uczciwie przyznać, że to zadanie, mimo że proste, jest niezmiernie ciekawe. Polega na ograniczeniu prądu płynącego przez odbiornik zasilany napięciem sieciowym 230 VAC (w naszym przypadku żarówkę) poprzez wycięcie części przebiegu napięcia zasilającego w każdym okresie takiego przebiegu (podobnie jak to ma miejsce przy sterowaniu PWM, tyle że tutaj regulujemy „wypełnienie” sinusoidy napięcia zasilającego). Regulacja odbywa się poprzez zmianę czasu, jaki upływa od przejścia przebiegu

napięcia zasilającego przez zero do czasu załączenia elementu wykonawczego – triaka. Im większe jest to opóźnienie, tym mniejsza średnia moc dostarczana do odbiornika.

Budowa i działanie

Schemat ideowy urządzenia został pokazany na **rysunku 1**. Jest to dość prosty system mikroprocesorowy, którego sercem a zarazem elementem odpowiedzialnym za realizację całej, założonej funkcjonalności jest niewielki mikrokontroler firmy Microchip (dawniej Atmel) typu ATtiny13. Jątkowany jest wewnętrznym, wysokostabilnym generatorem RC o częstotliwości 1,2 MHz. Jest odpowiedzialny za obsługę łącznika żaluzjowego podłączonego do wyprowadzeń „+” (PB3) i „-” (PB4) mikrokontrolera oraz za sterowanie odbiornikiem prądu przemiennego przyłączonego do wyprowadzeń „LOAD” urządzenia.

UWAGA! Na płycie urządzenia zbudowano kompletny układ zasilający łącznie z transformatorem zasilanym napięciem sieciowym 230 V oraz zamontowano elementy będące na potencjale tego napięcia. Istnieje niebezpieczeństwo porażenia prądem elektrycznym, co może stanowić zagrożenie dla życia i zdrowia człowieka. W związku z tym montaż i uruchomienie układu muszą być wykonane pod nadzorem wykwalifikowanej osoby.



Rysunek 1. Schemat ideowy urządzenia tDimmer

Listing 1. Funkcja konfiguruje peryferia mikrokontrolera do realizacji sterowania fazowego

```
void initDimmer(void){
    ZERO_DETECTOR_PORT |= (1<<ZERO_DETECTOR_NR); //Podciągnięcie portu INT0 detektora zera sieci do VCC
    OPTOTRIAC_DDR |= (1<<OPTOTRIAC_NR); //Port sterujący optotriakiem jako wyjściowy -> 0 (wyłączony)

    //Konfiguracja detektora przejścia przez zero -> przerwanie INT0
    MCUCR = (1<<ISC01)|(1<<ISC00); //Zbocze narastające wyzwala przerwanie INT0
    GIMSK = (1<<INT0); //Zezwolenie na przerwanie INT0

    //Konfiguracja Timera0 w trybie CTC: Preskaler = 8, OCR2 = 90. Wywołanie przerwania TIM0_COMPA_vect
    //wystąpi co 606us, co oznacza, iż 16 takich przerw wykona się w 9.8ms, czyli w czasie jednej połowki
    //sinusoidej pomniejszonej o 0.2ms (połowę czasu szpilki z detektora przejścia przez zero)
    OCR0A = 90;
    TCCR0A = (1<<WGM01); //Tryb CTC
    TCCR0B = (1<<CS01); //Preskaler = 8
    TIMSK0 = (1<<OCIE0A); //Zezwolenie na przerwanie TIM0_COMPA_vect
}
```

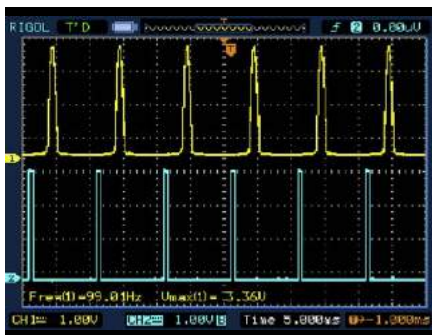
Do realizacji regulacji fazowej niezbędny jest dokładny układ synchronizujący nasz algorytm z przebiegiem napięcia sieciowego. W tym celu zastosowano popularny optoizolator PC814, który w swojej strukturze integruje dwie diody LED połączone przeciwnie i fototranzystor wyjściowy. Dzięki temu na wyjściu tego elementu (kolektor wbudowanego fototranzystora) otrzymujemy

bardzo wąską szpilkę dla każdego przejścia napięcia sieciowego przez zero.

Narastające zbocze szpilki wyzwala przerwanie zewnętrzne INT0, którego procedura obsługi odpowiedzialna jest za programowy mechanizm obsługi wspomnianej regulacji fazowej. W procedurze tej uruchamiany jest układ czasowo-licznikowy Timer0 w trybie CTC, dla którego parametry pracy dobrano w taki sposób, aby w czasie jednej połowki przebiegu napięcia zasilającego (10 ms,

pomniejszonej o połowę szerokości szpilki wyzwalałającej) nastąpiło 16 przerw *TIM0_COMPA_vect* – od porównania zawartości licznika TCNT0 z wartością rejestru porównania OCR0A. Przerwanie to realizuje regulację fazową w 16 krokach poprzez cykliczne załączanie triaka T1 w chwili zależnej od wartości zmiennej globalnej definiującej poziom jasności.

Regulacja taka niesie ze sobą niedogodność w postaci silnych zniekształceń prądu



Rysunek 2. Rzeczywiste przebiegi napięć sterujących w układzie regulacji fazowej

Listing 2. Funkcje obsługi przerw systemowych realizujące właściwy mechanizm sterowania fazowego

```
ISR(INT0_vect){
    dimSteps = 15;
    //Podwójne buforowanie, synchronizacja do 50Hz
    dimBuffer = dimValue;
    //Obsługa timera debouncingu
    //niezwiązane ze sterowaniem fazowym
    if(debTimer) --debTimer;
    TCNT0 = 0;
}

ISR(TIM0_COMPA_vect){
    OPTOTRIAC_OFF;
    if(dimBuffer && (dimSteps == dimBuffer)) OPTOTRIAC_ON;
    --dimSteps;
}
```

plynącego przez odbiornik, a co za tym idzie, powstanie harmonicznych wyższego rzędu powodujących zakłócenia radioelektryczne (zwłaszcza w zakresie fal długich i średnich). Dlatego zastosowano prosty układ gasika (elementy C4, R5) na wyjściu zmniejszający poziom wspomnianych zakłóceń.

Na **rysunku 2** pokazano zrzut ekranu oscyloskopu ukazujący rzeczywiste przebiegi: napięcia na wyjściu układu detekcji przejścia napięcia sieciowego przez zero (przebieg górny) oraz napięcia sterującego regulacją fazową (końcówka PB0 mikrokontrolera, przebieg dolny). Rejestrację sporządzono dla ustawionej wartości jasności około 30%. Idea sterowania, mimo że dość prosta, sprawdza się w 100% w układzie rzeczywistym.

Program sterujący

Na **listingu 1** została pokazana funkcja konfiguracyjna peryferia mikrokontrolera (Timer0 oraz przerwanie INT0) do realizacji sterowania fazowego. Dalej, na **listingu 2**, znajduje się kod dwóch prostych i bardzo krótkich funkcji obsługi przerw systemowych (INT0 i od porównania Timer0) realizujących właściwy mechanizm sterowania fazowego.

Przejdźmy zatem do drugiego zagadnienia, którym zajmuje się nasz niewielki mikrokontroler, czyli obsługi łącznika żaluzji dwubiegunowego, który jest niczym innym jak dwoma mikroprzełącznikami chwilowymi. Są one oznaczone strzałkami w górę i w dół, przez co idealnie nadają się do regulacji jasności. Warto zaznaczyć, że obsługa tego komponentu została zaimplementowana jako obsługa nieblokująca pętli głównej programu, gdyż korzysta z timera programowego w postaci zmiennej *debTimer*. Jest ona dekrementowana co 10 ms w funkcji obsługi przerwania INT0 (jako funkcjonalność

Listing 3. Funkcja przeznaczona do obsługi mikroprzełączników (lub też łącznika żaluzjiowego)

```
enum {IDLE, SHORT, LONG, REPEAT}; //Możliwe stany klawisza

//Definicje dla pinów klawiatury lokalnej
#define KEYBOARD_PORT PORTB
#define KEYBOARD_PIN PINB
#define PLUS_NR PB3
#define MINUS_NR PB4

uint8_t keyPressed(uint8_t PINNR, uint8_t *keyStatus){
    enum {action_idle, action_debounce, action_check, action_repeat};

    if(!(KEYBOARD_PIN & (1<<PINNR))){
        switch(*keyStatus){
            case action_idle:
                *keyStatus = action_debounce;
                debTimer = 5; //50ms na debouncing
                break;

            case action_debounce:
                if(!debTimer){
                    *keyStatus = action_check;
                    //500ms na sprawdzenie czy to krótkie
                    //czy długie przycisnięcie
                    debTimer = 50;
                }
                break;

            case action_check:
                if(!debTimer){
                    *keyStatus = action_repeat;
                    //300ms na sprawdzenie czy klawisz nadal wciśnięty
                    //(start funkcji REPEAT)
                    debTimer = 30;
                    return LONG;
                }
                break;

            case action_repeat:
                if(!debTimer){
                    //100ms - czas powtarzania funkcji REPEAT
                    debTimer = 10;
                    return REPEAT;
                }
                break;
        }
    }
    else if(*keyStatus == action_check){
        if(!debTimer){
            *keyStatus = action_idle;
            //Zwracamy SHORT, gdyż zwolniliśmy klawisz
            //zanim upłynął czas 500ms (LONG)
            return SHORT;
        }
    }
    else *keyStatus = action_idle;
    return IDLE;
}
```

dodatkowa tego przerwania). Ponadto wspomniana implementacja obsługuje krótkie i długie naciśnięcie przycisku oraz jego przytrzymanie, co jest wykorzystywane w programie obsługi aplikacji urządzenia. Kod funkcji obsługującej mikroprzełączniki „+” i „-” (czy też łącznik żaluzjiowy) został pokazany na **listingu 3**.

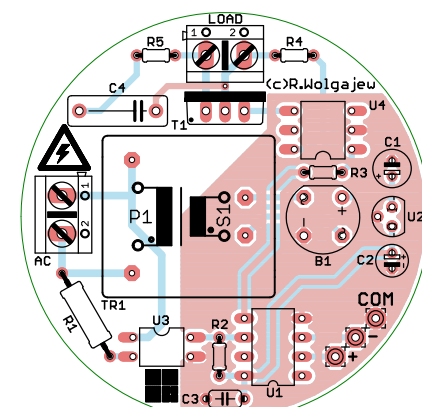
Tyle w kwestiach programowych. Nie powinno to specjalnie dziwić, gdyż urządzenie jest niezmiernie proste, w związku z tym i kod aplikacji nie jest zbyt rozległy. Prostotę tę uzyskano w dużej mierze dzięki wykorzystaniu zasobów sprzętowych mikrokontrolera, przez co skompilowany kod aplikacji zajmuje tylko 438 bajtów (a i tak jest wydatnie zwiększony, tylko i wyłącznie dzięki implementacji obsługi długiego i krótkiego przyciśnięcia mikroprzełączników).

Montaż i uruchomienie

Schemat montażowy urządzenia został pokazany na **rysunku 3**. Zaprojektowano dwustronną, niewielką płytkę drukowaną z zastosowaniem wyłącznie elementów przewlekanych montowanych po stronie TOP. Co ważne, rozmiar płytki drukowanej został dobrany w taki sposób, by można było ją bez

problemu umieścić w typowej puszcze podtynkowej o średnicy 60 mm.

Montaż urządzenia rozpoczynamy od przylutowania wszystkich rezystorów, następnie lutujemy kondensatory, później wszystkie elementy półprzewodnikowe a na samym końcu złącza AC i LOAD oraz transformator TR1. Na koniec można pociąć ścieżki obwodu drukowanego, które będą przewodziły większe prądy i których nie pokryto z tego powodu tzw. solder



Rysunek 3. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów

Wykaz elementów:

Rezystory: (miniaturowe 1/4 W, jeśli nie zaznaczono inaczej)

R1: 100 kΩ/2 W
R2: 22 kΩ
R3: 330 Ω
R4: 360 Ω
R5: 39 Ω

Kondensatory:

C1: 100 μF/16 V
C2: 100 μF/6,3 V
C3: 100 nF ceramiczny
C4: 10 nF/400 V polipropylenowy, raster 0,4"

Półprzewodniki:

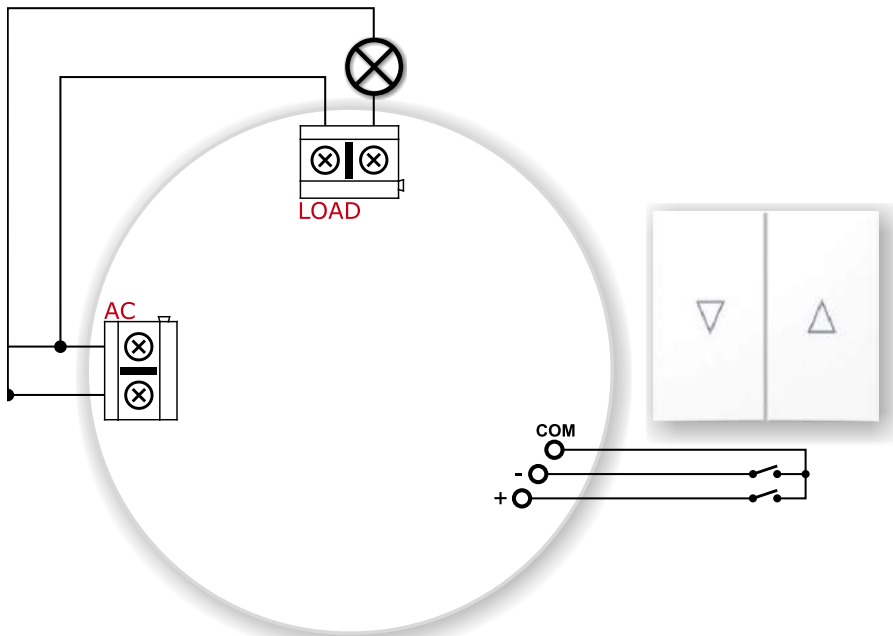
U1: ATtiny13 (DIP-08)
U2: LP2950ACZ-3.3 (TO-92)
U3: PC814 (DIP-04)
U4: MOC3023 (DIP-06)
T1: BT138 (TO-220)
B1: mostek prostowniczy 1 A

Pozostałe:

AC, LOAD: złącze śrubowe AK500/2
TR1: transformator BV2010128 (PCB, 6 V, 0,35 VA)

Ustawienia Fusebitów:

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



Rysunek 4. Sposób podłączenia urządzenia tDimmer do sieci zasilającej

maską. Mowa o ścieżkach pomiędzy wyprowadzeniami triaka T1 a gniazdem przyłączeniowym LOAD. Sposób podłączenia urządzenia tDimmer do sieci zasilającej

(w tym podłączenie żarówki) pokazano na **rysunku 4**.

Z uwagi na brak radiatora na elemencie wykonawczym T1 urządzenie nadaje się

do sterowania źródłami światła o niewielkiej mocy, rzędu 100...200 W. Wyposażenie triaka w stosowny do mocy radiator znacznie poprawi możliwości układu w tym zakresie, gdyż dopuszczalny prąd zastosowanego elementu wynosi aż 12 A.

Obsługa

Kilka słów wyjaśnienia wymaga sposób obsługi urządzenia. Do regulacji jasności przyłączonej żarówki przewidziano łącznik żaluzjowy lub najwyklesze mikroprzełączniki chwilowe (TACT), które należy dołączyć do trzech pól lutowniczych oznaczonych „+”, „-” oraz „COM”. Każdorazowe, krótkie naciśnięcie odpowiedniego przełącznika zwiększa lub zmniejsza jasność regulowanego źródła światła w 16 krokach regulacji (0...15). Długie naciśnięcie przełącznika „+” powoduje natychmiastowe, maksymalne rozświetlenie podłączonego źródła światła (maksymalna jasność), zaś długie naciśnięcie przełącznika „-” powoduje natychmiastowe jego wygaszenie. Stanem domyślnym po włączeniu zasilania jest wygaszenie źródła światła, a więc ustawienie jasności na wartość 0.

Robert Wołgajew, EP

REKLAMA

NIE PRZEGAP! INTERESUJĄCYCH MATERIAŁÓW W SIOSTRZANYM CZASOPIŚMIE



W kwietniowym wydaniu Elektroniki dla Wszystkich między innymi:

Uniwersalna przystawka pomiarowa do komputerowej karty dźwiękowej

Nieskomplikowana przystawka, która rozszerza możliwości komputerowej karty dźwiękowej. Pozwoli precyzyjnie mierzyć impedancje, badać charakterystyki przenoszenia i przeprowadzać różne inne pomiary.

Schematy EdW we Fritzingu

Na potrzeby EdW już dawno temu opracowaliśmy sposób wykonywania schematów i podobnych rysunków, w różnych programach. Teraz jeden z Czytelników przeniósł ten pomysł do coraz bardziej popularnego Fritzinga.

Modułowe mierniki napięcia i prądu stałego

Większość tanich modułów wykorzystuje niezbyt precyzyjne przetworniki ADC wbudowane w mikroprocesor. Jednak niektóre zawierają precyzyjny przetwornik zewnętrzny, na przykład aż 18-bitowy MCP3421.

Wzmocniacze klasy D. Impulsowa klasa G

Pracujące według różnych zasad wzmacniacze impulsowe klasy D stają się coraz bardziej popularne. Okazuje się jednak, że nadal atrakcyjne są klasyczne wzmacniacze klasy G, a także ich cyfrowe wersje klasy D.

... z potrzeby chwili: Zasilacz z elektronicznym bezpiecznikiem

Przystawka do dowolnego transformatora o napięciu od 10 VAC, prostująca i filtrująca napięcie, wyposażona w regulowany bezpiecznik i monitor napięcia i prądu.

Ponadto w numerze:

- Z potrzeby chwili... MAX232 w roli przetwornicy napięcia, czyli XY-Plotter konwerter
- Analizatory NWT – modyfikacja analizatora D6
- Wzmocniacze klasy D
- Szkoła Konstruktorów:
 - Elektroniczny sposób pomiaru/regulacji poziomu wody w zbiorniku
 - Zaproponuj, jak wdrażać dzieci i wnuki w arkana techniki, w szczególności elektroniki, logiki oraz programowania

ELPORTAL.pl

EdW możesz zamówić na
www.ulubionykiosk.pl

lub w Empikach i wszystkich
większych kioskach z prasą.

Masz może pomysł na ciekawy artykuł lub projekt? Skonstruowałeś urządzenie, które jest godne zaprezentowania szerszej publiczności? Możesz napisać artykuł edukacyjny? Chcesz podzielić się doświadczeniem?

W takim razie zapraszamy do współpracy na łamach Elektroniki dla Wszystkich. Kontakt: edw@elportal.pl

Bezprzewodowy system powiadamiania z informacją zwrotną

Systemy bezprzewodowego powiadamiania są dobrze znane – za pomocą urządzenia nadawczego użytkownik wysyła informację do urządzenia odbiorczego. Odebranie transmisji może oznaczać, że potrzebna jest pomoc lub inna reakcja. Jednak w szczególnych sytuacjach, np. przy nadzorowaniu stanu zdrowia osoby ciężko chorej, warto mieć pewność, że przesyłana informacja została zarejestrowana przez odbiornik.

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

W ofercie AVT* AVT5855

Podstawowe parametry:

- dwustronna komunikacja pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem,
- możliwość pracy z potwierdzeniem (ACK) lub bez (NACK),
- powiadamianie wysyłane po wciśnięciu przycisku,
- optyczna i akustyczna sygnalizacja powiadomienia i optyczna sygnalizacja potwierdzenia,
- łączą radiowo w paśmie 868 MHz,
- napięcie zasilania 3,3 V lub 5...15 V.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

- AVT-5731 Radiowy sterownik serwo mechanizmów (EP 12/2019)
- AVT-5590 Zdalny włącznik radiowy (EP 6/2017)
- AVT-5455 Zdalny włącznik dwukanałowy (EP 6/2014)
- AVT-5290 3-kanalowa aparatura do zdalnego sterowania modelem (EP 5/2011)
- AVT-1540 Zdalny miernik napięcia (EP 9/2009)
- AVT-1468 Lokalne radiopowiadomienie (EP 7/2008)

* Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu.

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

- Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:
- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wylutowane w płytkę PCB)
 - wersja [A] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji Kitu w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
 - wersja [A+] – płytkę drukowaną [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentacja
 - wersja [UK] – zaprogramowany układ

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



Zaprezentowany układ może mieć zastosowanie w sytuacjach, kiedy użytkownik wysyłający powiadomienie musi mieć pewność, że jego zgłoszenie zostało odebrane. Kimś takim może być osoba chora, która znajduje się w innym pomieszczeniu niż reszta domowników. Znajdzie zastosowanie również w systemach wymagających komunikacji na drodze człowiek–maszyna. Kiedy urządzenie zgłosi operatorowi, że np. nastąpiło zablokowanie podajnika, to operator podejmuje działania zaradcze. Kiedy skończy, wysyła informację zwrotną do maszyny, że możliwe jest wznowienie pracy.

Całe urządzenie składa się z dwóch modułów: nadawczego i odbiorczego. Moduł nadawczy jest nadrzędny w stosunku do odbiorczego, ponieważ to on inicjuje komunikację. Odbiornik jedynie wysyła informację zwrotną, będącą odpowiedzią na sygnał z nadajnika.

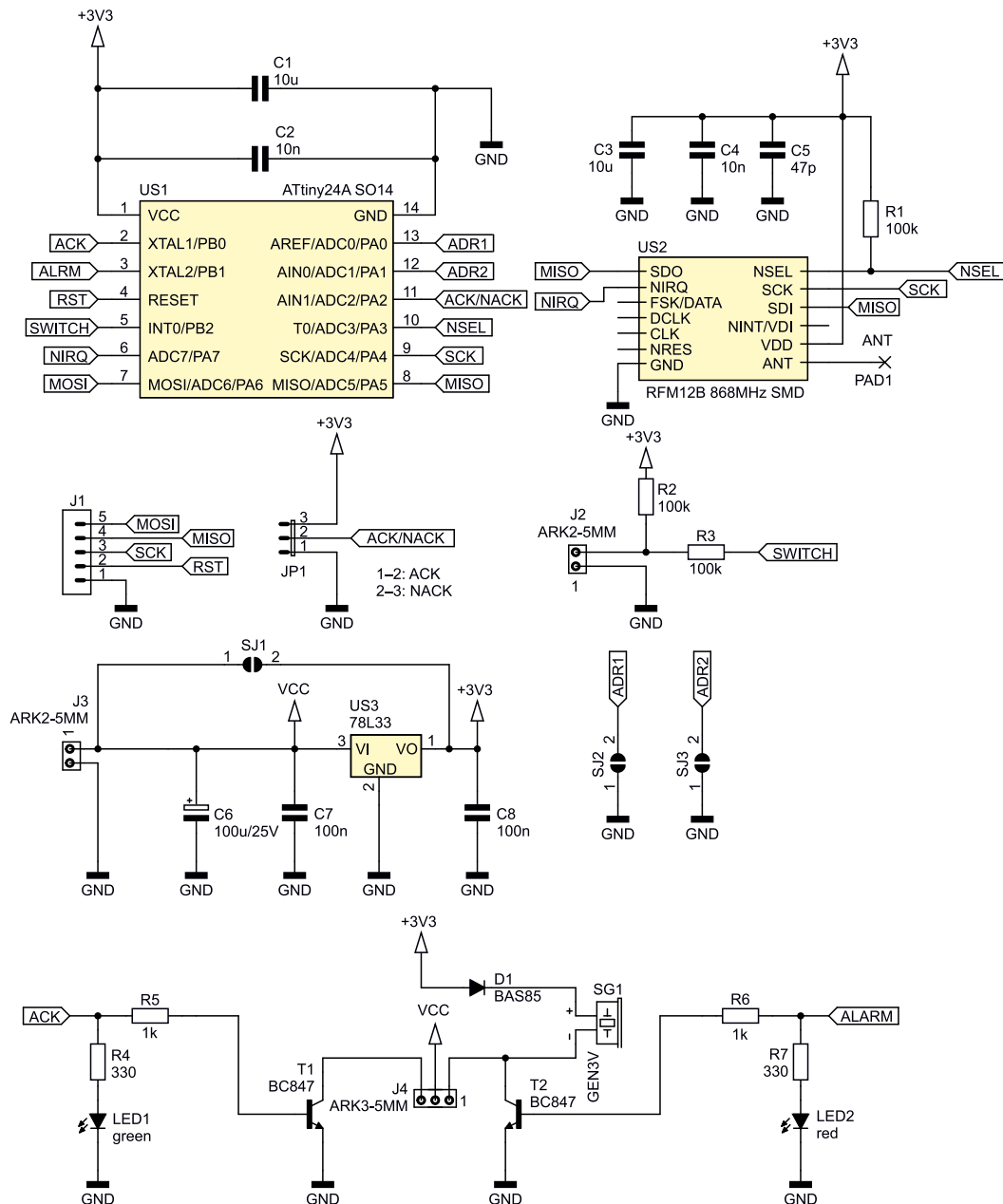
Budowa i działanie

Schemat ideowy układu został pokazany na **rysunku 1**. Zarówno nadajnik,

jak i odbiornik mają identyczny układ elektryczny i taki sam schemat płytki drukowanej. Różnią się oprogramowaniem mikrokontrolera.

W projekcie zastosowano dobrze znany układ ATtiny24A. Ma on wystarczającą ilość pamięci Flash oraz liczbę wyprowadzeń do realizacji tego zadania. Taktowany jest sygnałem zegarowym o częstotliwości 8 MHz pochodzącym z wbudowanego generatora RC i zarządza pracą modułu transceivera radiowego typu RFM12B. Oba podzespoły wymagają zasilania napięciem 3,3 V. Tor radiowy pracuje w paśmie 868 MHz, które nie wymaga pozwoleń na nadawanie, o ile odbywa się ono z określoną, niewielką mocą. Moduł radiowy nie ma wbudowanej anteny, dołącza się ją do płytki oddzielnie, co zostanie wyjaśnione w dalszej części artykułu.

Do zaprogramowania pamięci Flash oraz konfiguracji fusebitów jest przewidziane złącze J1. Można posłużyć się stosownym klipsem na układy w obudowach SO14, jednak złącza szpilkowe są zdecydowanie pewniejsze pod względem niezawodności styku.



Rysunek 1. Schemat ideowy jednego modułu

Wykaz elementów: (jeden moduł)

Rezystory: (SMD 0805)

R1...R3: 100 kΩ
R4, R7: 330 Ω
R5, R6: 1 kΩ

Kondensatory:

C1, C3: 10 μF 16 V SMD 0805
C2, C4: 10 nF SMD 0805
C5: 47 pF SMD 0805
C6: 100 μF 25 V raster 2,5 mm
C7, C8: 100 nF SMD 0805

Półprzewodniki:

D1: BAS85 MiniMELF (opis w tekście)
LED1: zielona SMD 0805
LED2: czerwona SMD 0805
T1, T2: BC847 (SOT23) lub podobne
US1: ATtiny24A (SO14)
US2: RFM12B 868 MHz SMD
US3: 78L33 (SOT89, opis w tekście)

Pozostałe:

J1: goldpin 5 pin męski THT 2,54 mm
J2, J3: ARK2/500
J4: ARK3/500
JP1: goldpin 3 pin męski 2,54 mm THT
SG1: piezo z generatorem 3 V
Antena (opis w tekście)
Zworka 2,54 mm

Zarówno programowanie mikrokontrolera, jak i komunikacja z modulem radiowym odbywają się przez te same wyprowadzenia interfejsu SPI. Aby nie dochodziło do kolizji programatora z transceiverem, został dodany rezystor R1. Kiedy mikrokontroler jest w stanie zerowania, co ma miejsce np. podczas programowania, zadaniem tego rezystora jest podciąganie wyprowadzenia NSEL w układzie radiowym do potencjału odpowiadającego logicznej „1”. Po wznowieniu pracy przez mikrokontroler stan logiczny tej linii zostaje zmieniony na „0” i część odpowiedzialna za komunikację modułu radiowego poprzez SPI zostaje uruchomiona.

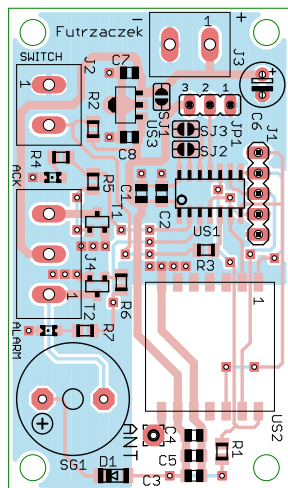
Wyboru trybu pracy (z potwierdzeniem/bez potwierdzenia) dokonuje się poprzez nałożenie zworki na wyprowadzenia JP1. Z kolei wybór adresu układu odbywa się poprzez nałożenie kropli spoiwa lutowniczego na pola SJ1 i SJ2. Umożliwia to jednoczesną

pracę czterech takich systemów na jednym obszarze, bez wzajemnego zakłócania się. Zostały tu wykorzystane wewnętrzne rezystory podciągające mikrokontrolera, by nie powiększać niepotrzebnie rozmiarów płytki.

Złącze J2 służy do podłączenia przycisku. Ponieważ odległość między nim a płytką może wynosić kilkadziesiąt centymetrów lub więcej, zostało uwzględnione zabezpieczenie tego wejścia przed wyładowaniami elektrostatycznymi oraz zakłóceniami elektromagnetycznymi. Rezystor R3 włączony w szereg z wyprowadzeniem mikrokontrolera ogranicza prąd diod zabezpieczających to wejście. Zwiększa także czas narastania napięcia na nich. Ponieważ jego rezystancja jest znacząca, został wyłączony wewnętrzny rezystor podciągający to wejście, aby możliwe było wymuszenie na nim stanu niskiego po wciśnięciu przycisku. Jego funkcję pełni R2, którego rezystancja jest duża, aby przypadkowe dotknięcie (nawet moką ręką) odsłoniętych części przycisku nie groziło porażeniem. Napięcie, które tam panuje, jest bardzo małe, a prąd zwarcia dodatkowo ograniczony do ok. 30 μA.

Zasilanie układu odbywa się poprzez złącze J3. Jeżeli dysponujemy napięciem o wartości z przedziału 5,5...15 V, wbudowany stabilizator US3 ograniczy je i ustabilizuje. Jeżeli zaś jest dostępne napięcie 3...3,3 V, można stabilizator US3 wymontować, a zworkę SJ3 zalać kroplą spoiwa lutowniczego. Górna granica dopuszczalnego napięcia zasilającego układ wynika ze strat na stabilizatorze US3. Założono, że może on wytracić moc nieprzekraczającą 500 mW. Trzeba tutaj wziąć pod uwagę najgorszy możliwy scenariusz, czyli ciągłą pracę sygnalizatora akustycznego, który pobiera znaczny prąd.

Dwa wyjścia sygnalizujące stan układu są typu „otwarty kolektor”, obsługują je tranzystory T1 i T2. Można do nich podłączyć superjasne diody LED lub przełączniki, przekazujące większe prądy. W przypadku tych drugich trzeba pamiętać o dodatkowej diodzie włączonej równolegle do cewki. Na płycie zostały uwzględnione niewielkie diody



Rysunek 2. Schemat płytki PCB z rozmieszczeniem elementów

LED w obudowach SMD0805, które również sygnalizują stan układu. Dodatkowo wyjście alarmu jest obsługiwane przez niewielki sygnalizator akustyczny. Dioda D1, która jest z nim włączona szeregowo, zapobiega nieprawidłowemu zasilaniu przez podłączone do zacisków złącza J4 dodatkowe obciążenie. Jeżeli napięcie VCC wynosi np. 12 V i do tranzystora T2 będzie podłączony dodatkowy element wykonawczy (np. przekaźnik), to dioda D1 zostanie zatkana. Po nasyceniu T2 oba podzespoły zaczną działać, gdyż potencjał jego kolektora niemal zrówna się z potencjałem masy. W przypadku, gdy nie będzie dodatkowego obciążenia, można nieznacznie

Tabela 1. Scenariusz użytkownika przy pracy bez potwierdzenia (NACK)

Kolejność działań	Akcja nadajnika (TX)	Akcja odbiornika (RX)
1.	Oczekuje na wciśnięcie przycisku ACK: wyłączone ALARM: wyłączone	Oczekuje na sygnał z nadajnika ACK: wyłączone ALARM: wyłączone
2.	Nadaje komunikat po wciśnięciu przycisku ACK: pulsuje w czasie nadawania ALARM: wyłączone	Oczekuje na sygnał z nadajnika ACK: wyłączone ALARM: wyłączone
3.	Przechodzi w stan spoczynku ACK: wyłączone ALARM: wyłączone	Odbiera i dekoduje sygnał z nadajnika ACK: wyłączone ALARM: załączone (sygnalizator piszczy)
4.	Oczekuje na wciśnięcie przycisku ACK: wyłączone ALARM: wyłączone	Oczekuje na wciśnięcie przycisku ACK: wyłączone ALARM: załączone (sygnalizator piszczy)
5.	Oczekuje na wciśnięcie przycisku ACK: wyłączone ALARM: wyłączone	Wyłącza alarm po wciśnięciu przycisku ACK: wyłączone ALARM: wyłączone
6.	Oczekuje na wciśnięcie przycisku ACK: wyłączone ALARM: wyłączone	Oczekuje na sygnał z nadajnika ACK: wyłączone ALARM: wyłączone

podnieść głośność sygnalizatora SG1 poprzez zwarcie diody D1 cienkim drucikiem.

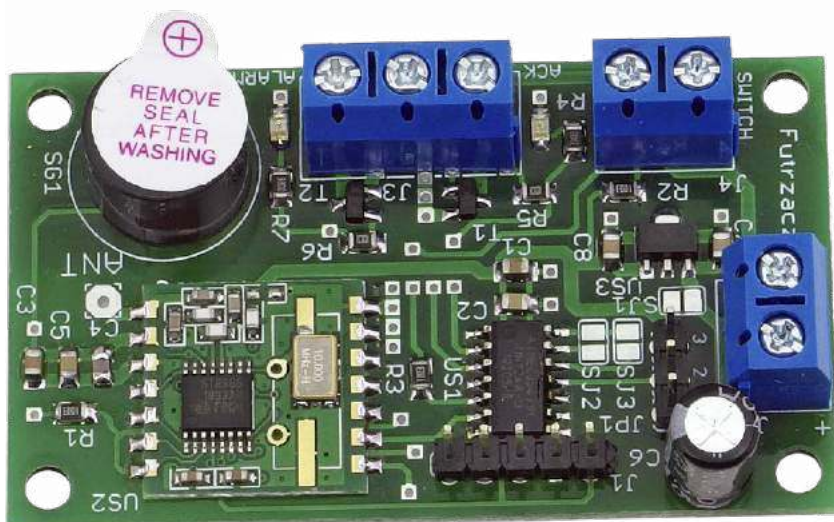
Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 60×35 mm, której schemat wraz z rozmieszczeniem elementów został pokazany na **rysunku 2**.

W odległości 3 mm od krawędzi płytki znalazły się otwory montażowe o średnicy 3,2 mm. Montaż płytki, pomimo dość gęstego upakowania elementów, nie powinien sprawić trudności. Istotne jest, aby zacząć od elementów montowanych powierzchniowo. Manewrowanie pośród nich grotem lutownicy przy wlotowanych np. złączach zaciskowych może

Tabela 2. Scenariusz użytkownika przy pracy z potwierdzeniem (ACK)

Kolejność działań	Akcja nadajnika (TX)	Akcja odbiornika (RX)
1.	Oczekuje na wciśnięcie przycisku ACK: wyłączone ALARM: wyłączone	Oczekuje na sygnał z nadajnika ACK: wyłączone ALARM: wyłączone
2.	Nadaje komunikat po wciśnięciu przycisku ACK: pulsuje w czasie nadawania ALARM: wyłączone	Oczekuje na sygnał z nadajnika ACK: wyłączone ALARM: wyłączone
3.	Oczekuje na potwierdzenie z odbiornika ACK: załączone ALARM: wyłączone	Odbiera i dekoduje sygnał z nadajnika ACK: wyłączone ALARM: załączone (sygnalizator piszczy)
4.	Oczekuje na potwierdzenie z odbiornika ACK: załączone ALARM: wyłączone	Oczekuje na wciśnięcie przycisku ACK: wyłączone ALARM: załączone (sygnalizator piszczy)
5.	Oczekuje na potwierdzenie z odbiornika ACK: załączone ALARM: wyłączone	Wyłącza alarm i nadaje potwierdzenie po wciśnięciu przycisku ACK: pulsuje w czasie nadawania ALARM: wyłączone
6.	Odbiera potwierdzenie z odbiornika ACK: załączone ALARM: załączone	Przechodzi w stan spoczynku ACK: wyłączone ALARM: wyłączone
7.	Oczekuje na reakcję użytkownika i wciśnięcie przycisku ACK: załączone ALARM: załączone	Oczekuje na sygnał z nadajnika ACK: wyłączone ALARM: wyłączone
8.	Wyłącza potwierdzenie po wciśnięciu przycisku ACK: wyłączone ALARM: wyłączone	Oczekuje na sygnał z nadajnika ACK: wyłączone ALARM: wyłączone
9.	Oczekuje na wciśnięcie przycisku ACK: wyłączone ALARM: wyłączone	Oczekuje na sygnał z nadajnika ACK: wyłączone ALARM: wyłączone



Fotografia 1. Zmontowany moduł

Tabela 3. Pobór prądu ze źródła zasilania

Moduł	Pobór prądu	Stan pracy
Nadawczy (TX)	28 mA	Spoczynek – oczekiwanie na akcję
	45 mA	Odebranie potwierdzenia od odbiornika
Odbiorczy (RX)	17 mA	Spoczynek – oczekiwanie na akcję
	38 mA	Odebranie żądania od nadajnika

doprowadzić do ich uszkodzenia. Na sam koniec proponuję zostawić moduł radiowy US2, aby nie uległ uszkodzeniu od przypadkowego wyładowania elektrostatycznego. Zmontowaną płytkę pokazuje **fotografia 1**.

Anteny dla modułów można wykonać z odcinka przewodu w izolacji. Jego długość powinna wynosić ok. 17,5 cm, ale można poeksperymentować z innymi długościami dla uzyskania jak najlepszych osiągnięć.

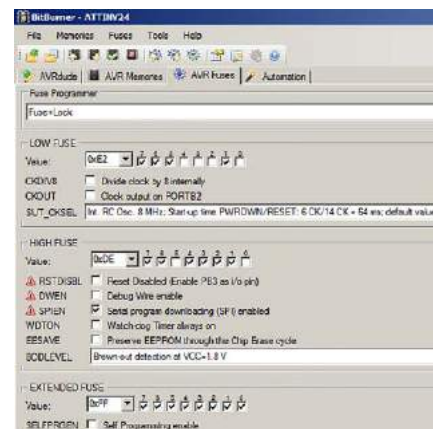
Jeżeli montaż przebiegł bez problemów, można przejść do zaprogramowania mikrokontrolera. W tym celu należy podłączyć napięcie stałe, o opisanej wcześniej wartości, do zacisków złącza J3. Konfiguracja fusesów powinna być następująca:

High Fuse: 0xDE
Low Fuse: 0xE2

Szczegóły znajdują się na **rysunku 3** zawierającym widok okna konfiguracji bitów w programie Bit Burner. Takie ustawienie spowoduje wyłączenie preskalera sygnału taktującego i ustawienie zabezpieczenia Brown-Out Detector na wartość ok. 1,8 V.

Na końcu wystarczy zaprogramować pamięć Flash w obu modułach za pomocą dostarczonych wsadów w postaci plików hex.

Teraz ostatni etap, czyli wybór adresów oraz trybu pracy. Jeżeli w pobliżu nie będzie innych tego typu układów, można zostawić pola SJ1 i SJ2 w stanie niezmienionym. W przeciwnym razie trzeba na płytce odbiornika i nadajnika skonfigurować je identycznie. W ten sam sposób trzeba również wybrać tryb pracy układu nadawczego i odbiorczego zworką JP1:



Rysunek 3. Widok konfiguracji fusebitów

- zwarte wyprowadzenia 1 i 2: praca z potwierdzeniem (ACK),
- zwarte wyprowadzenia 2 i 3: praca bez potwierdzenia (NACK).

Gdy nadajnik i odbiornik będą inaczej ustawione, to nie będą się prawidłowo komunikowały. W przypadku braku zworki wewnętrzny rezystor podciągający spowoduje ustawienie trybu pracy bez potwierdzenia.

Obsługa

Moduły są gotowe do działania zaraz po zaprogramowaniu. Scenariusze użytkownika przy pracy bez potwierdzenia i z nim różnią się, dlatego zostały opisane oddzielnie w **tabeli 1** i **tabeli 2**. Warto dodać, że układ nie ma wbudowanych ograniczeń czasowych, czyli będzie trwał w zadanym stanie przez dowolnie długi czas, aż nie zostanie podjęta odpowiednia akcja lub wyłączone zasilanie.

Pobór prądu przez układ nadawczy i odbiorczy różni się w zależności od aktualnego stanu. W **tabeli 3** zostały zebrane wyniki pomiarów poboru prądu przez oba moduły przy zasilaniu ich napięciem 9 V bez dołączonych dodatkowych układów wykonawczych czy sygnalizacyjnych.

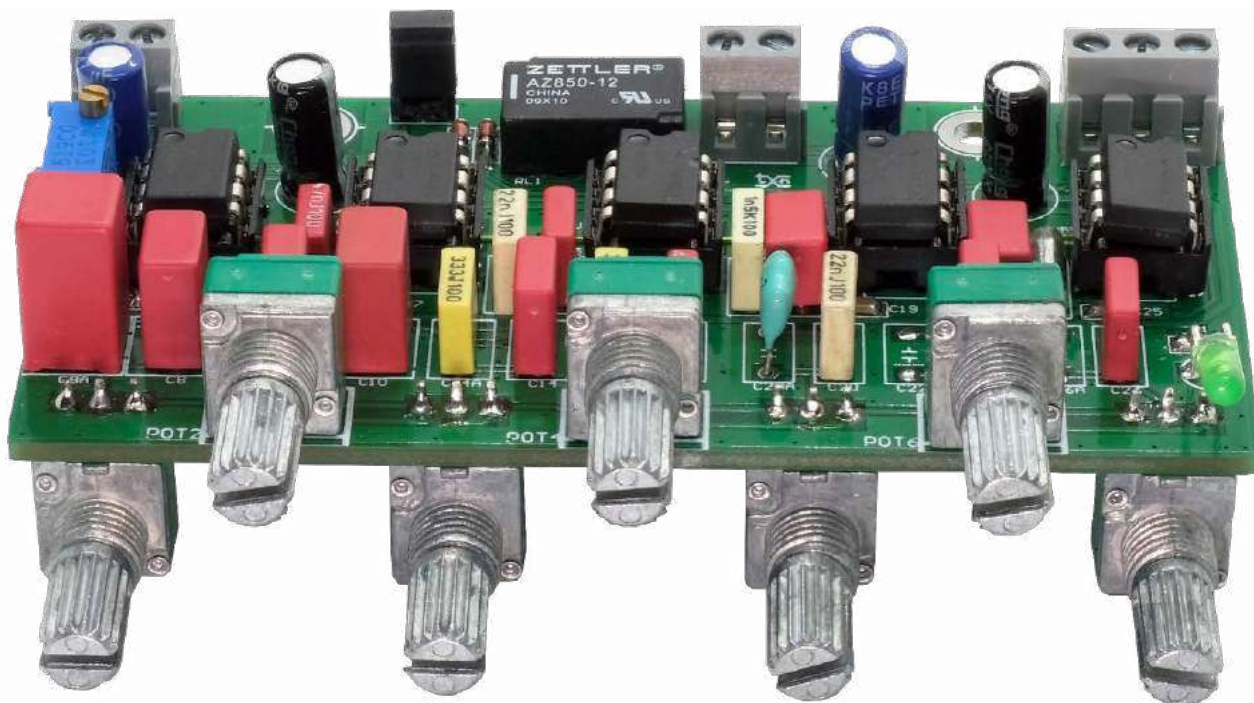
Michał Kurzela, EP

Chcesz czytać nasze najnowsze artykuły
jeszcze przed wydrukowaniem w EP?

Zajrzyj na

www.ep.com.pl/EPwtoku





7-pasmowy korektor graficzny

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

W ofercie AVT* AVT5851

Podstawowe parametry:

- zawiera siedem niezależnie regulowanych zakresów częstotliwości: 31,5 Hz, 100 Hz, 315 Hz, 1 kHz, 3 kHz, 15 kHz, 10 kHz, 31,5 kHz,
- możliwość zmiany zakresów poprzez odpowiedni dobór elementów,
- bazuje na symulacji indukcyjności za pomocą wzmacniacza operacyjnego w układzie żyratora,
- jest wyposażony w funkcję bypass, która ułatwia budowę torów szeregowych,
- wymaga zasilania symetrycznego ± 15 V, ok. 200 mA.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

- AVT-5816 Regulator balansu tonów (EP 10/2020)
- AVT-5637 Wielokanałowy regulator głośności VCA (EP 8/2018)
- AVT-5629 Cyfrowy regulator głośności z układem PT2257 (EP 6/2018)
- AVT-3222 Sterowany dowolnym pilotem potencjometr audio z przełącznikiem (Edw 5/2018)

* Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu.

Wymagana umiejętność lutowania!

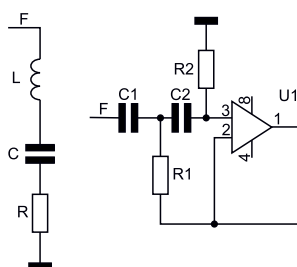
Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która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

Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

- wersja [C] – zamontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw
 - wersja [B] (elementy wlutowane w płytkę PCB)
 - wersja [A] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji
 - wersja [A+] – płytkę drukowaną [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentacja
 - wersja [UK] – zaprogramowany układ
- Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik pdf! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz!
- <http://sklep.avt.pl>. W przypadku braku dostępności na <http://sklep.avt.pl>, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

Korektor graficzny jest często używanym elementem toru audio domowego studia lub systemu nagłośnienia. Umożliwia kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej obrabianego sygnału w znacznie bardziej precyzyjny sposób niż klasyczny regulator barwy dźwięku. Pozwala dostroić brzmienie głosu lub instrumentu pod kątem realizacji nagrania lub skorygować charakterystykę pomieszczenia w celu eliminacji rezonansów lub tłumienia sygnału.

Opisany moduł jest klasycznym układem korektora graficznego opartego na symulacji indukcyjności za pomocą wzmacniacza operacyjnego w układzie żyratora. Eliminuje to konieczność użycia drogich i trudno dostępnych cewek indukcyjnych. Schemat żyratora został pokazany na **rysunku 1**. Podstawowy model zawiera siedem niezależnie regulowanych zakresów częstotliwości: 31,5 Hz, 100 Hz, 315 Hz, 1 kHz, 3 kHz, 15 kHz, 10 kHz, 31,5 kHz.



Rysunek 1. Schemat żyratora

W zależności od zastosowania korektora, poprzez odpowiedni dobór elementów zakresy mogą zostać zmienione, np. na następujące: 100 Hz, 200 Hz, 400 Hz, 800 Hz, 1,6 kHz, 3,2 kHz, 6,4 kHz, 62 Hz, 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz, 50 Hz, 120 Hz, 400 Hz, 500 Hz, 600 Hz, 4,5 kHz, 10 kHz.

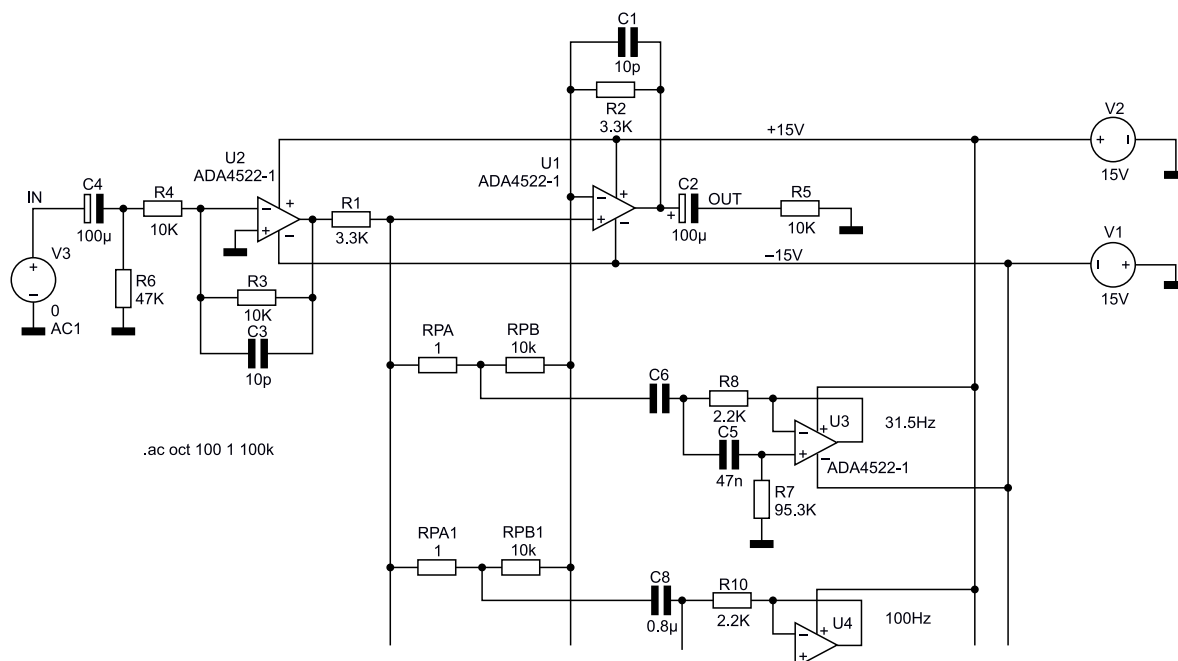
W celu obliczenia wartości elementów przyjmujemy dobrą Q (w modelu $Q \approx 0,9$) przy ustalonej wartości $R1=1,0...4,7$ k Ω (2,2 k Ω), $R2=100$ k Ω i ustalonej częstotliwości regulacji f obliczamy wartość $C1$, starając się ją dobrać z dostępnych wartości pojemności:

$$C_1 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_1 \cdot Q)}$$

Następnie obliczamy indukcyjność:

$$L = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot C_1}$$

i pojemność $C2$:



Rysunek 2. Fragment schematu symulacyjnego modelu korektora

Wykaz elementów:**Rezystory:**

R1, R3, R22, R23: 10 kΩ 1% SMD 1206
 R2: 47 kΩ 1% SMD 1206
 R4: 6,8 kΩ 1% SMD 1206
 R5, R6: 3,3 kΩ 1% SMD 1206
 R9, R11, R13, R15, R17, R19, R20: 2,2 kΩ 1% SMD 1206
 R7: 470 kΩ 1% SMD 1206
 R8, R12, R14: 95,3 kΩ 1% SMD 1206
 R10: 68 kΩ 1% SMD 1206
 R16: 100 kΩ 1% SMD 1206
 R18: 75 kΩ 1% SMD 1206
 R21: 62 kΩ 1% SMD 1206
 LEV0: helitrim pionowy 10 kΩ 3296W
 Pot1..Pot7: potencjometr 10 kΩ liniowy typ PTD90

Kondensatory: (kondensator foliowy 5% R=5 mm, o ile nie oznaczono inaczej)

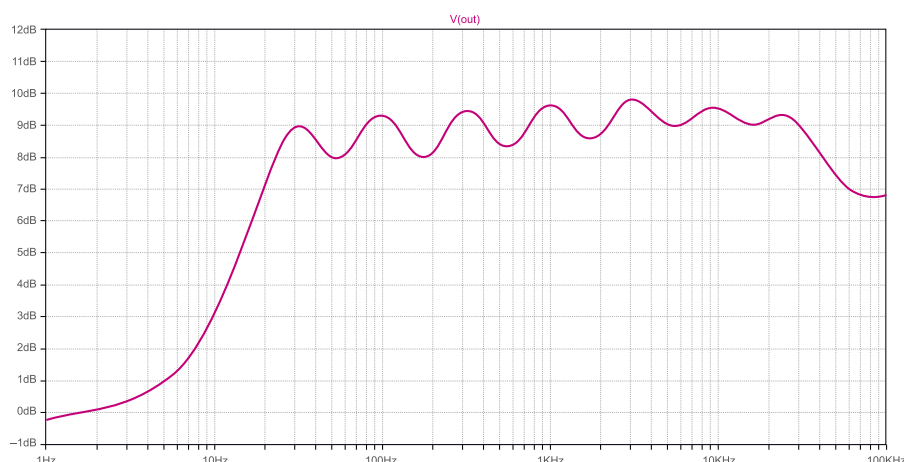
C1, C2, C5, C28: 47 pF SMD 1206
 C3, C4, C6, C7, C12, C13, C18, C19, C24, C25: 0,1 μF X5R 25 V SMD 805
 C8: 2,2 μF
 C9, C16: 47 nF
 C10: 0,47 μF
 C11, C20: 22 nF
 C14: 220 nF
 C15: 4,7 nF
 C17: 1,5 nF
 C21: 470 pF
 C22: 10 nF
 C23: 150 pF
 C26: 2,2 nF
 C27: 100 pF
 C10A: 0,33 μF
 C14A: 33 nF
 C16A: 33 nF
 C20A: 3,3 nF
 C22A, C26A: 0 nF
 C8A: 330 nF
 CE1..CE4: 47 μF kondensator elektrolityczny 25 V (6,3 mm)

Półprzewodniki:

D1, D2: 1N4148 SMD 1206
 INL LED0, LED1: dioda LED 3 mm
 U1, U2, U3, U4, U5: NE5532 (lub SSM2135, LM833, LM4562)

Pozostałe:

IN, OUT: złącze śrubowe DG 3,81 mm 2 pin
 PWR: złącze śrubowe DG 3,81 mm 3 pin
 BVP: złącze SIP 2 + przełącznik dźwigniowy 2-pozycyjny
 RL1: przekaźnik 12 V AZ850



Rysunek 3. Wynik symulacji korektora

$$C_2 = \frac{L}{(R_1 \cdot R_2)}$$

Można też dla wygody dobrać zamiast stałej R2, typową pojemność C2 i obliczenia przekształcić:

$$R_2 = \frac{L}{(R_1 \cdot C_2)}$$

Ostatecznie weryfikujemy dobrane elementy i wpływ na zmiany f i Q:

$$L' = C_2 \cdot R_1 \cdot R_2$$

$$f' = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L \cdot C_1)})}$$

$$Q' = \frac{(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L)}{R_1}$$

W przypadku doboru częstotliwości f i dobroci filtru Q należy zwrócić uwagę na możliwość wpływu sąsiednich pasm na przebieg regulacji. Nie zawsze musi być to cecha negatywna, ale należy mieć świadomość zachowania korektora. Niewielkie odstępstwa częstotliwości regulacji, takie jak występują w korektorach instrumentalnych np.: 400 Hz, 500 Hz, 600 Hz, jeżeli wzajemny

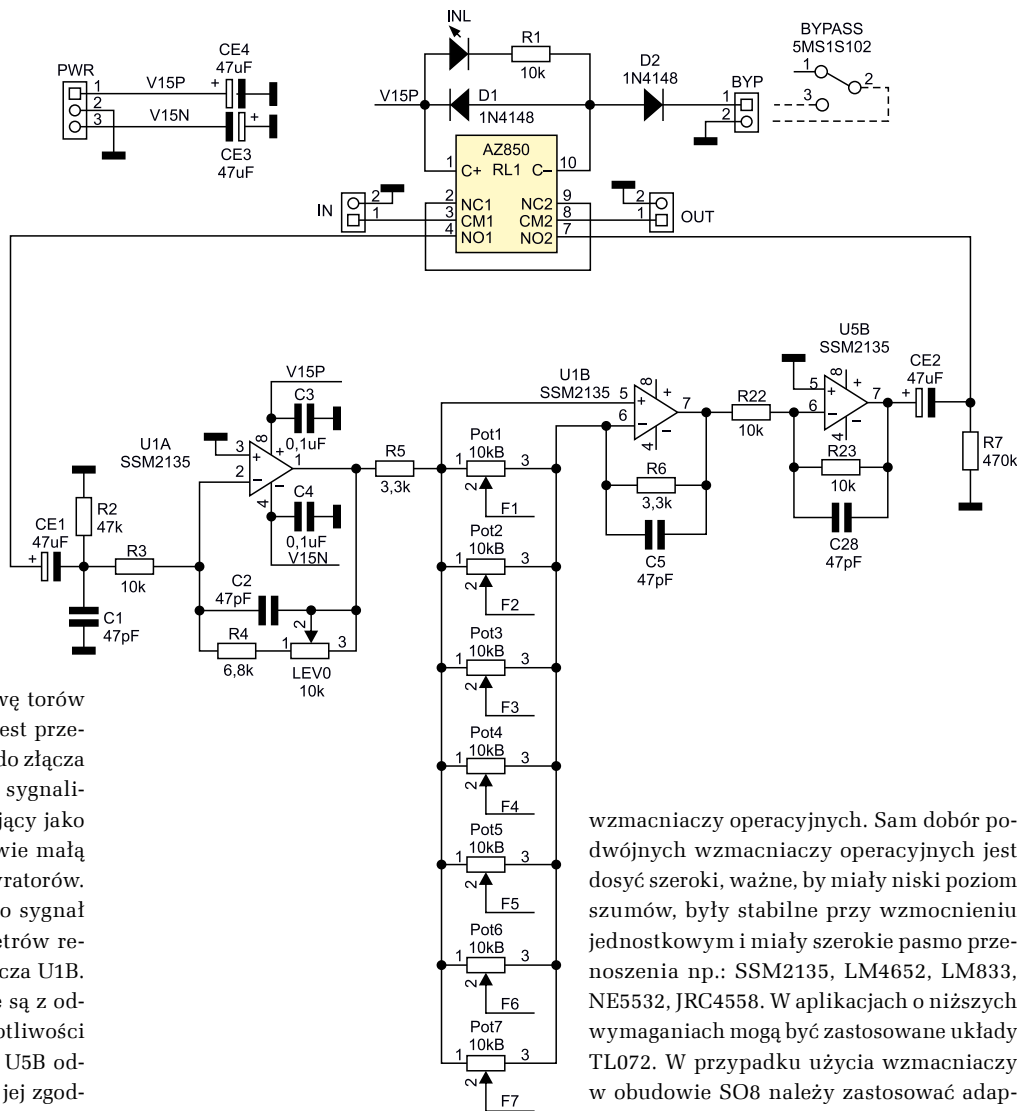
wpływ pasm i utrata selektywności układu nie jest pożądana, wymagają odpowiedniej korekty dobroci układu. Nie zawsze będzie to możliwe do realizacji z typowymi wartościami elementów. Ciekawe opracowanie na temat publikuje firma Rane *Perfect-Q™ The Next Step in Graphic EQ Design* (<http://bit.ly/3f0mzTj>), polecam jego lekturę.

Budowa i działanie

Układ korektora został zasymulowany w LT-Spice. Ułatwiło to dobór wartości elementów oraz umożliwiło sprawdzenie konsekwencji zmiany dobroci. Fragment schematu został pokazany na **rysunku 2** i jest on dostępny w materiałach dodatkowych. Wybrany inny typ wzmacniaczy operacyjnych nie ma znaczącego wpływu na analizę częstotliwościową układu. Dla częstotliwości: 31,5 Hz, 100 Hz, 315 Hz, 1 kHz, 3 kHz, 15 kHz, 100 kHz, 31,5 kHz i maksymalnych podbić sygnału uzyskano przebieg regulacji pokazany na **rysunku 3**. Ze względu na niewielką dobroć widać zafalowania w regulacji poszczególnych

pasm, nie jest to jednak w docelowym zastosowaniu szkodliwe.

Schemat rzeczywistego układu korektora podzielony jest na dwa bloki. Pierwszy to część wzmacniająca, która została pokazana na **rysunku 4**, drugi to układy żyratorów pokazane na **rysunku 5**. Sygnał wejściowy z gniazda IN doprowadzony jest do stopnia o regulowanym wzmocnieniu, opartym na wzmacniaczu U1A. Układ umożliwia dopasowanie potencjometrem LEV0 czułości wejściowej i ustawienie wzmocnienia układu na 0 dB przy potencjometrach ustawionych w zerowych położeniach. Przekaznik RL1 odpowiedzialny jest za funkcję bypass korektora, przekazuje sygnał z wejścia na wyjście, bez jakiegokolwiek zmiany, gdy układ jest pozbawiony zasilania (ułatwia to budowę torów szeregowych) lub gdy wyłączony jest przełącznikiem BYPASS podłączonym do złącza BYP. Pracę korektora w torze audio sygnalizuje dioda INL. Układ U1A, pracujący jako bufor wejściowy, zapewnia możliwie małą impedancję sterującą układami żyratorów. Z wyjścia wzmacniacza wstępnego sygnał doprowadzony jest do potencjometrów regulacyjnych Pot1...Pot7 wzmacniacza U1B. Suwaki potencjometrów połączone są z odpowiadającymi za ustalenie częstotliwości regulacji żyratorami. Wzmacniacz U5B odwraca fazę sygnału, aby zapewnić jej zgodność z sygnałem wejściowym.



Rysunek 4. Część wzmacniająca korektora

wzmacniaczy operacyjnych. Sam dobór podwójnych wzmacniaczy operacyjnych jest dosyć szeroki, ważne, by miały niski poziom szumów, były stabilne przy wzmocnieniu jednostkowym i miały szerokie pasmo przenoszenia np.: SSM2135, LM4652, LM833, NE5532, JRC4558. W aplikacjach o niższych wymaganiach mogą być zastosowane układy TL072. W przypadku użycia wzmacniaczy w obudowie SO8 należy zastosować adaptery DIP8/SO8.

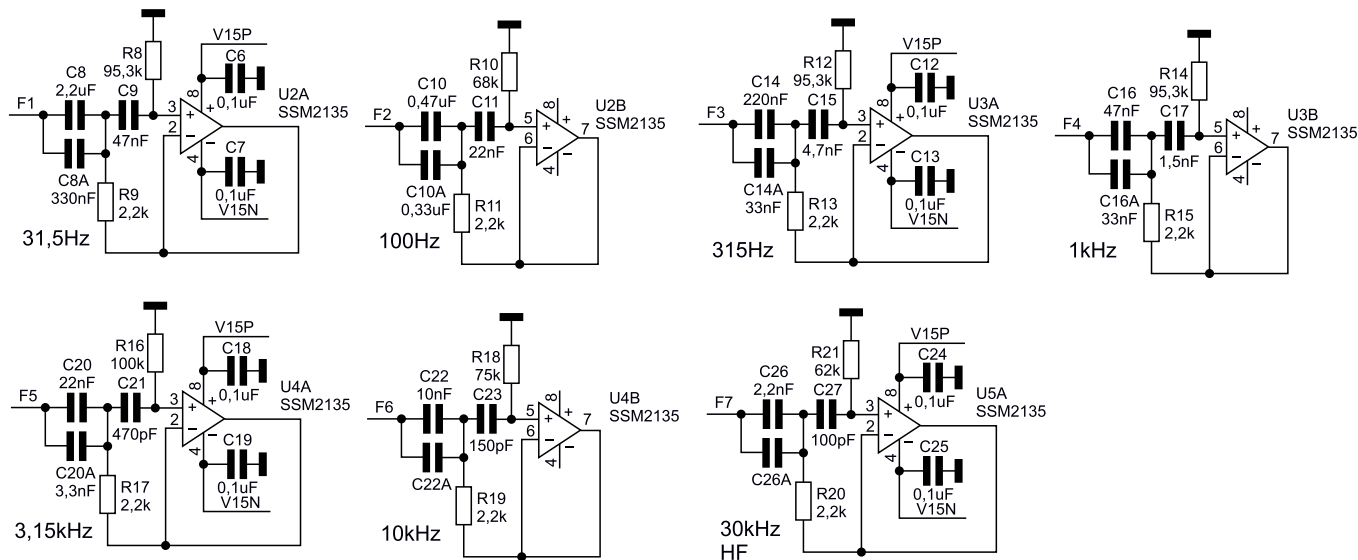
Podczas uruchomienia korektora należy w położeniach zerowych potencjometrów Pot1...Pot7 ustawić wzmocnienie układu 0 dB za pomocą potencjometru LEV0. Przykładowe charakterystyki regulacji osiągnięte w modelu zostały pokazane na **rysunku 7**. Dosyć dokładnie pokrywają

Montaż i uruchomienie

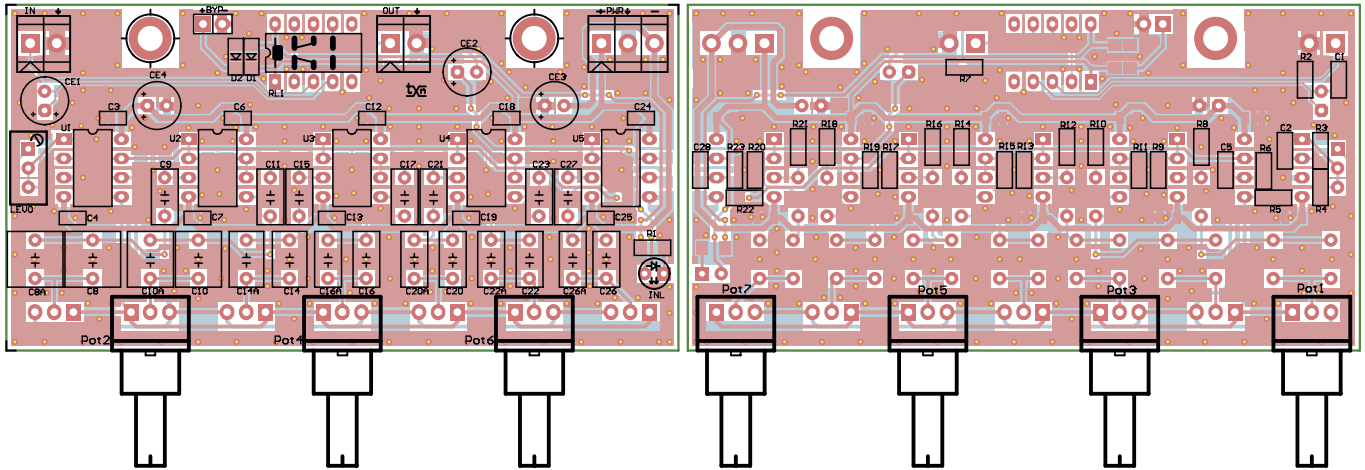
Układ korektora został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej, której schemat wraz z rozmieszczeniem elementów został pokazany na **rysunku 6**. Sposób montażu jest klasyczny i nie wymaga dokładnego opisu.

Zmontowany moduł pokazano na fotografii tytułowej.

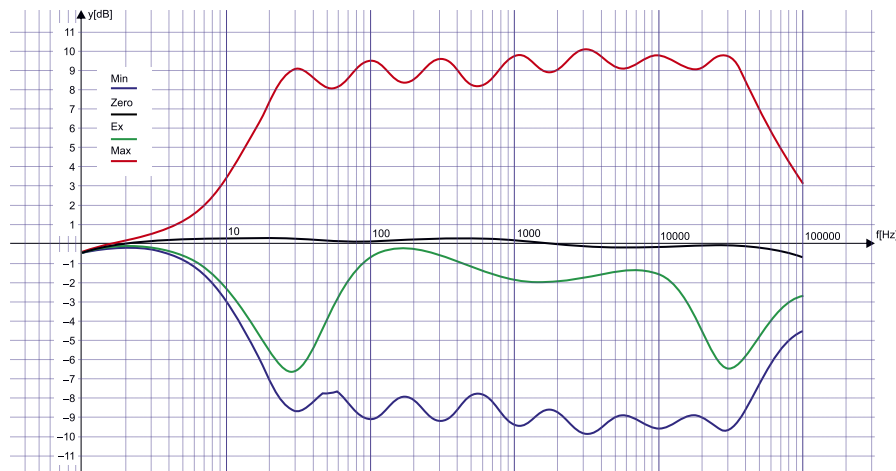
Moduł wymaga zasilania symetrycznego ± 15 V i wydajności zależnej praktycznie tylko od poboru prądu zastosowanych



Rysunek 5. Blok żyratorów



Rysunek 6. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów



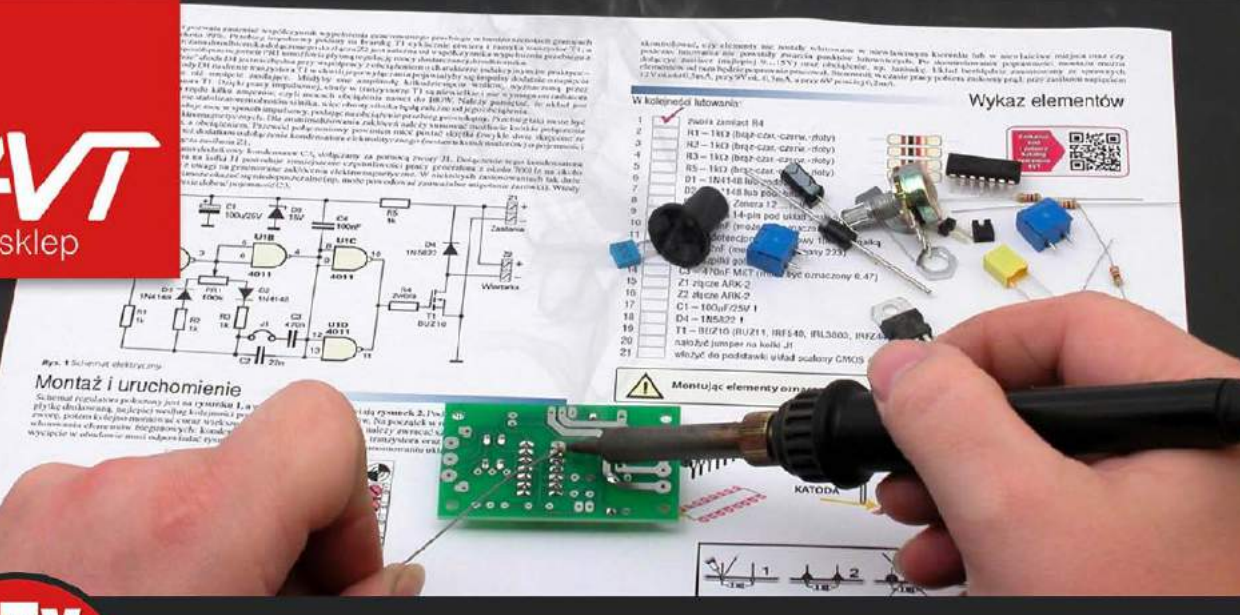
Rysunek 7. Charakterystyki regulacji uzyskane w modelu

się z charakterystykami uzyskanymi podczas symulacji. Pomiary przenoszenia wykonano za pomocą Analog Discovery 2. Dla pomiarów audio warto wypróbować też oprogramowanie alternatywne dla WaveForms – Audio Analyzer Suite. W przypadku wszystkich typów korektorów należy zwrócić uwagę na poziom sygnału wejściowego, aby przy maksymalnym podbiciu nie przesterować kolejnego elementu toru lub samego korektora. Przy zasilaniu ± 15 V maksymalne napięcie wejściowe wynosi 2,8 Vrms dla wszystkich potencjometrów ustawionych w położeniach maksymalnego podbicia. Po regulacji poziomu układ jest gotowy do pracy i można go podłączyć w docelowym torze audio.

Adam Tatuś, EP

REKLAMA

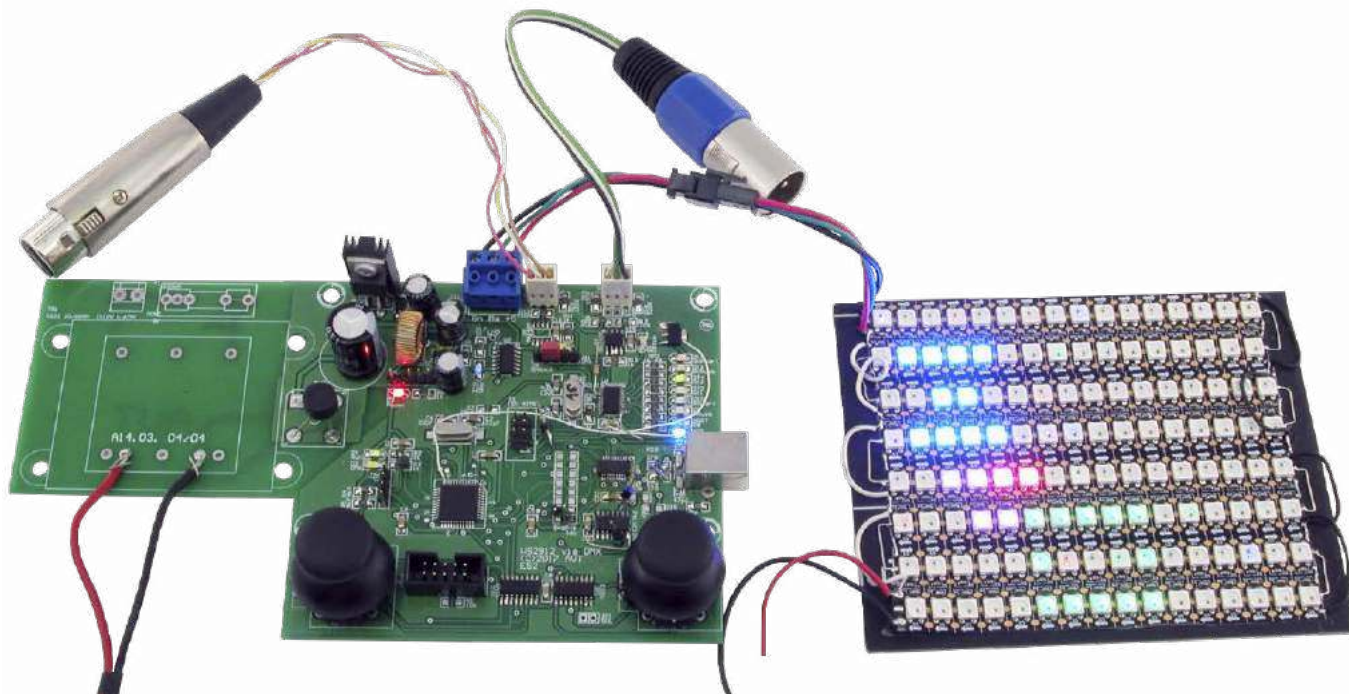






KITY AVT
@KITyAVT · Elektronika

<http://bit.ly/2BjVMN7>



Sterowanie diod WS2812 poprzez DMX

Sterowanie diodami WS2812 za pośrednictwem DMX nie jest pomysłem wyjątkowym, jednak zrealizowanie tego zadania z użyciem interfejsu UART i systemu przerwań na bazie mikrokontrolera AVR nie jest zadaniem łatwym. Natomiast praca w tym samym czasie jako urządzenie DMX oraz odbiór sygnału z USB, z prędkością 1 Mb/s, wydaje się niemożliwe. Opracowanie takiego systemu wymagało zastosowania nieszablonowych rozwiązań.

Głównym zadaniem urządzenia jest sterowanie diodami WS2812 poprzez interfejs DMX. W ten sposób można kontrolować 170 diod z 24-bitową paletą kolorów lub 512 diod z paletą 8-bitową. Sterownik może obsługiwać kilka wirtualnych ekranów (warstw) niezależnych od siebie. Warstwy można użyć do połączenia dwu strumieni DMX (jedynym ograniczeniem może być tylko wydajność mikrokontrolera) lub naniesienia na obraz z DMX innych, niezależnie animowanych obiektów. Ekrany mają priorytety tak jak duszki (sprite's) w C-64 czy Atari. Warstwa o najniższym numerze ma najwyższy priorytet i zasłania wszystko, co się pod nią znajduje. Aby zademonstrować możliwości sterownika, diody ułożono w prostokąt 16×8 LED.

Budowa i działanie

Schemat urządzenia podzielono na bloki, których schematy pokazane zostały na rysunkach 1...5. Mikrokontroler taktowany

zegarem 20 MHz (ATmega1284 to nieliczny układ z rodziny AVR Mega, który może być taktowany zegarem większym niż 16 MHz) steruje diodami LED oraz odbiera transmisję DMX. Układ został wyposażony w 16 kB pamięci RAM. Tak duża pamięć jest wymagana dlatego, że obsługa jednej diody z użyciem UART wymaga 8 bajtów pamięci (z użyciem SPI 9 bajtów). Przy 512 diodach daje to 4 kB pamięci, a trzeba gdzieś jeszcze umieścić dane, stos, bufor DMX. Większość dużych mikrokontrolerów AVR ma 4 kB, nieliczne 8 kB lub więcej. Pamięć RAM można zaoszczędzić, dekodując dane dla diod metodą „w locie”, niestety zastosowany układ jest zbyt wolny. Co prawda diodami dałoby się sterować, ale na dekodowanie DMX pewnie nie starczyłoby już czasu.

Zasilacz urządzenia zrealizowano w typowym układzie aplikacyjnym stabilizatora impulsowego LM2576. Może dostarczyć prąd o wartości do 3 A, do zasilania diod LED oraz układów sterujących. Można zastosować

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

W ofercie AVT* AVT5607

Podstawowe parametry:

- sterowanie diodami WS2812 poprzez interfejs DMX,
- umożliwia kontrolowanie 170 diod z 24-bitową paletą kolorów lub 512 diod z paletą 8-bitową,
- obsługa kilku wirtualnych ekranów (warstw),
- sterowanie uwzględnia korektę gamma,
- sterowanie zarówno w trybie konwertera DMX (odbior danych z USB), jak i poprzez odbieranie z RS485/422,
- zaimplementowane dwie proste gry: Tenisa i Galaga, dla zaprezentowania możliwości urządzenia.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

- AVT-5816 Regulator balansu tonów (EP 10/2020)
- AVT-5637 Wielokanałowy regulator głośności VCA (EP 8/2018)
- AVT-5629 Cyfrowy regulator głośności z układem PT2257 (EP 6/2018)
- AVT-3222 Sterowany dowolnym pilotem potencjometr audio z przekątnikiem (Edw 5/2018)

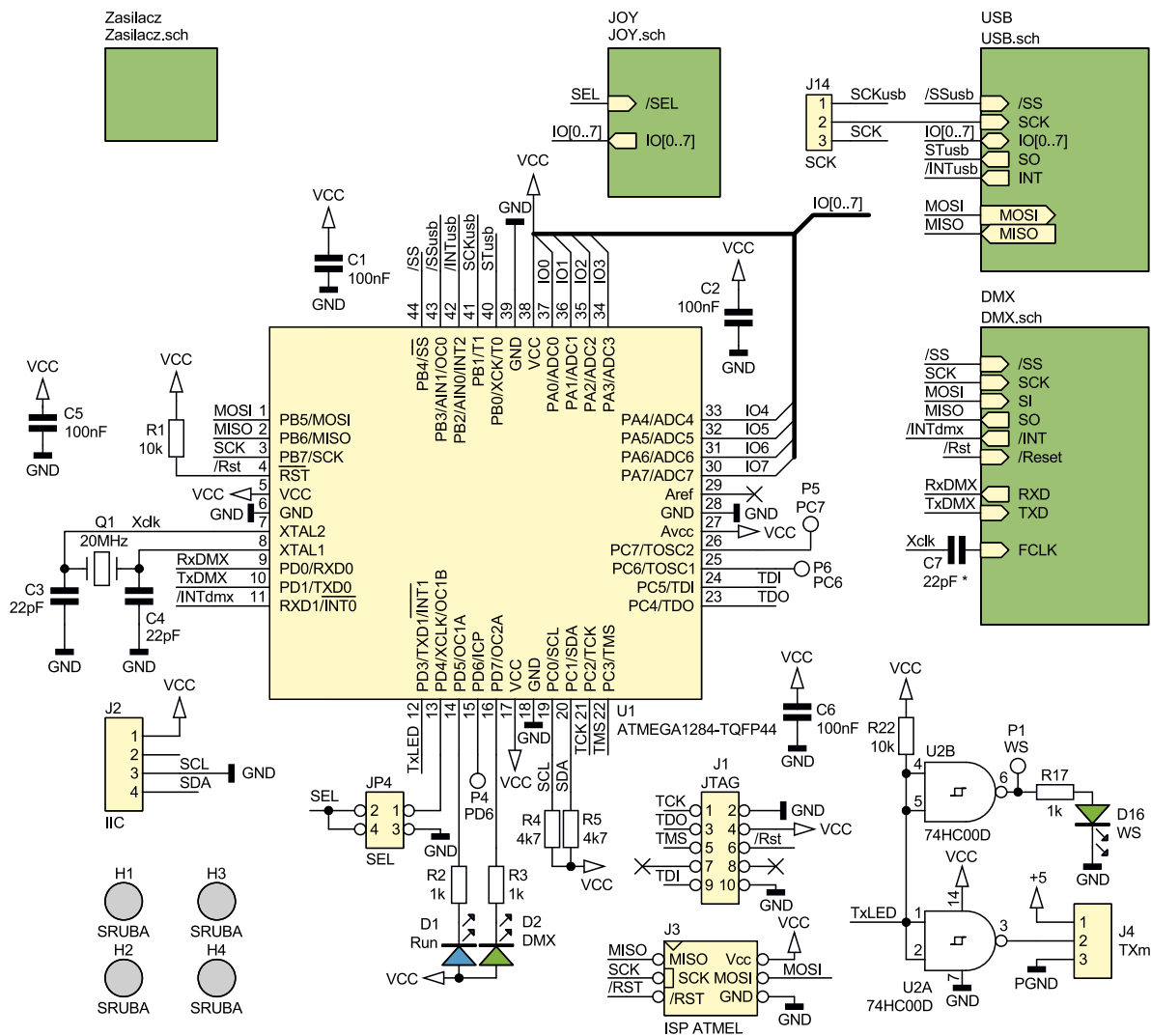
Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!

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

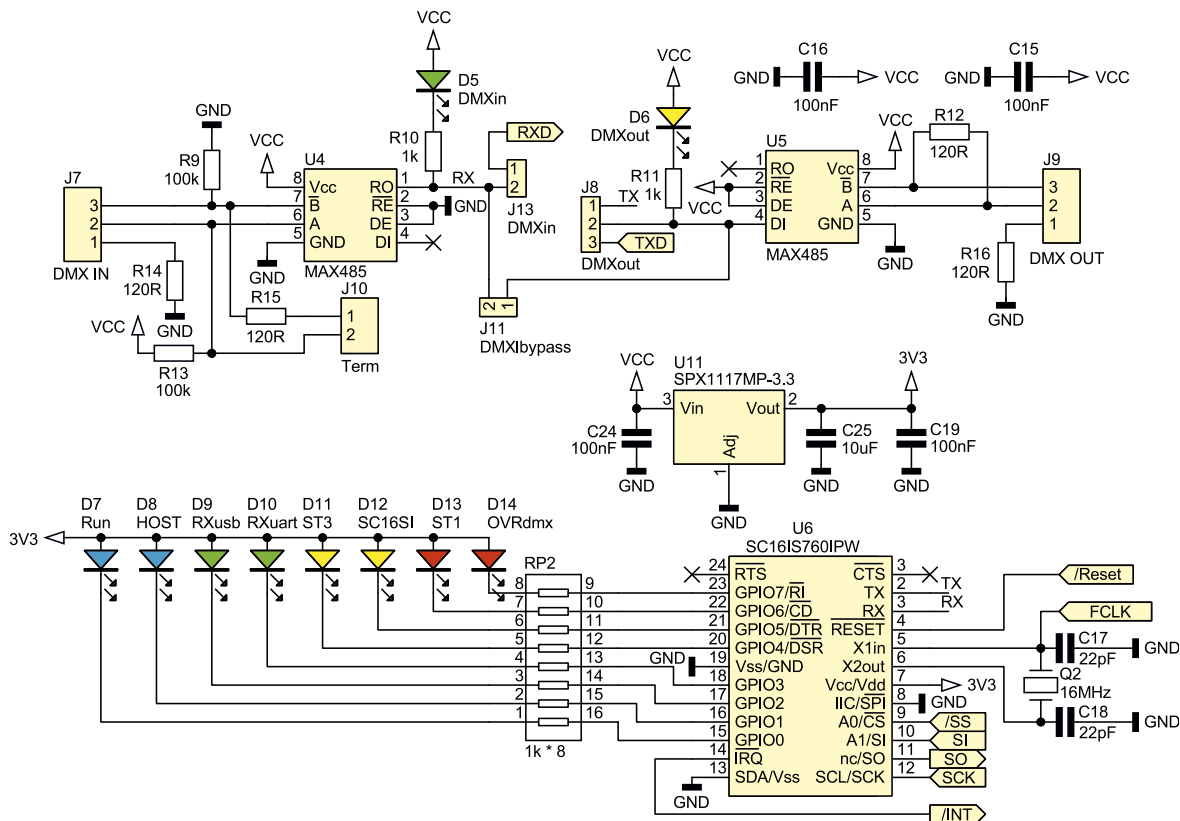
- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wylutowane w płytkę PCB)
- wersja [A] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji
- Kity w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
 - wersja [A+] – płytkę drukowaną [A]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

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik pdf! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz!

<http://sklep.avt.pl>. W przypadku braku dostępności na <http://sklep.avt.pl>, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.



Rysunek 1. Schemat bloku głównego z mikrokontrolerem sterującym



Rysunek 2. Schemat bloku interfejsu DMX

układ z ustalonym napięciem (wersja oznaczona -5.0), jak i regulowanym (oznaczenie -ADJ). Zależnie od typu układu trzeba zastosować odpowiednie rezystory R6 i R7. Maksymalne napięcie wejściowe wynosi 40 V. Trzeba pamiętać, aby wejściowy kondensator filtrujący miał odpowiednie napięcie znamionowe.

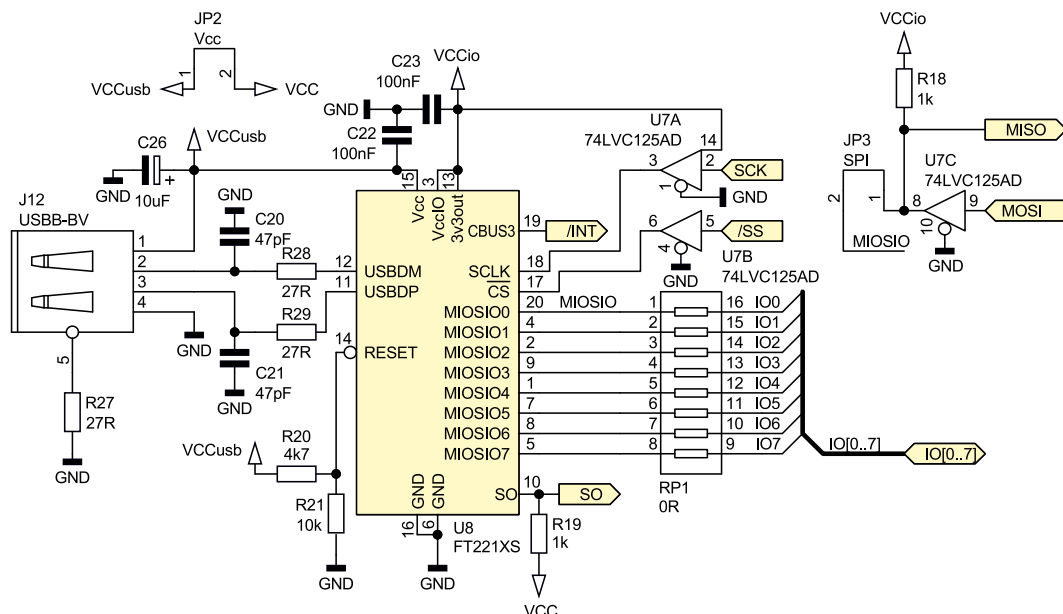
Prąd pobierany przez sterownik bez dołączonych diod LED wynosi ok. 100 mA. Maksymalny pobór prądu przez jedną diodę to blisko 50 mA (dla diod w obudowie 5050 przypada 16 mA na każdą z diod RGB). Wydajność zasilacza (3 A) wystarczy na zaświecenie na biało z maksymalną jasnością około 60 diod. Jednak w praktyce rzadko się zdarza, aby wszystkie diody świeciły jednocześnie na biało.

Sterowanie diodami za pomocą UART

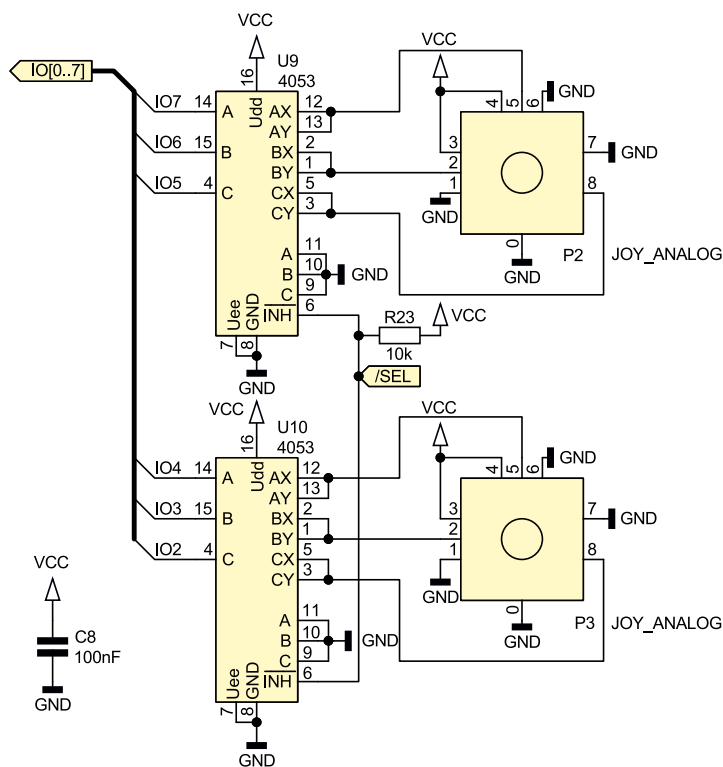
Diody sterowane są impulsami o okresie $1,25 \mu s \pm 600 ns$ (rysunek 6), co daje przepływność na poziomie 800 kb/s. Transmisja każdego bitu jest podzielona na trzy odcinki czasowe, z których pierwszy zawsze jest stanem wysokim, drugi decyduje o wartości przesyłanej informacji a trzeci zawsze ma stan niski (rysunek 7). Zatem przepływność UART powinna wynosić 2,4 Mb/s (1,6...4,6 Mb). Ramka transmisyjna UART 7N1 składa się z dziewięciu odcinków czasowych – bit startu, 7 bitów danych i 1 bit stopu. W jednym bajcie można przesyłać 3 bity sterujące diodą typu WS2812. Bit startu i stopu ma z góry ustaloną wartość. Niestety bit startu to zero, a bit stopu jeden. Po zanegowaniu sygnału UART otrzymujemy sygnał wymagany przez sterownik diod LED typu WS2812. Aby wysłać trzy bity o wartości 0 poprzez UART, należy wpisać wartość \$26 (binarnie 100110). Działanie tego rozwiązania zostało zobrazowane za pomocą tabeli 1.

Na pomarańczowo zaznaczono bity startu i stopu, na żółto stałą wartość jaka musi być wysyłana poprzez UART, litery A, B, C ustalają wartości bitów 1, 2, 3, przesyłanych do diody LED.

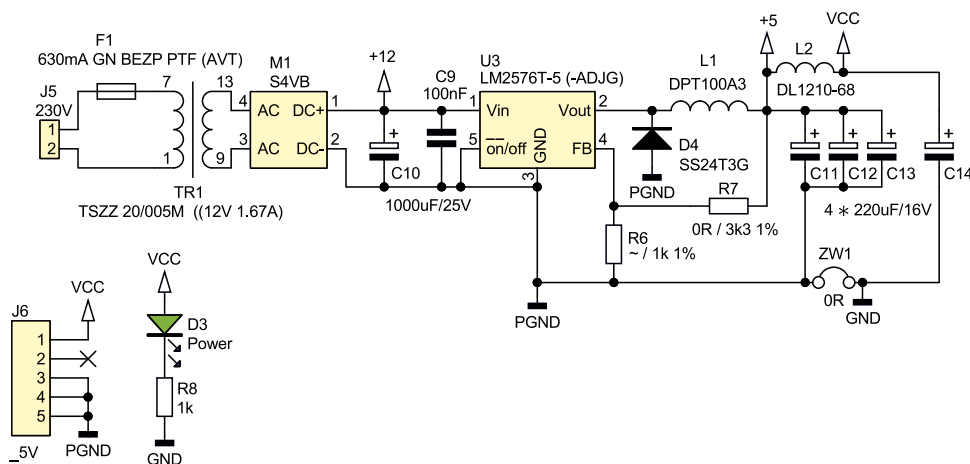
Jaką maksymalną przepływność można uzyskać za pomocą UART w AVR? Według noty katalogowej: $F_{osc}/8 \cdot UBRR+1$. Dla 20 MHz i $UBRR=1$ otrzymamy 1,25 Mb/s, czyli dwa razy za wolno. Okazało się, że wpisując zero dla $UBRR$, otrzymujemy przepływność 2,5 Mb/s (rysunek 8).



Rysunek 3. Schemat bloku komunikacji USB



Rysunek 4. Schemat bloku z joystickami



Rysunek 5. Schemat bloku zasilania

Data transfer time(TH+TL=1.25µs±600ns)

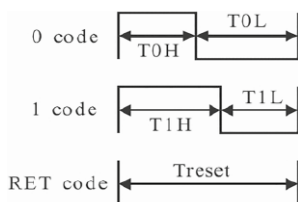
T0H	0 code ,high voltage time	0.4µs	±150ns
T1H	1 code ,high voltage time	0.8µs	±150ns
T0L	0 code , low voltage time	0.85µs	±150ns
T1L	1 code ,low voltage time	0.45µs	±150ns
RES	low voltage time	Above 50µs	

Rysunek 6. Fragment dokumentacji diod LED typu WS2812 pokazujący czasy impulsów sterujących

Tabela 1. Transmisja danych poprzez UART przekształcona na sygnał sterujący diodami typu WS2812

	Bit startu	7	6	5	4	3	2	1	Bit stopu
Transmisja z UART	0	A	1	0	B	1	0	C	1
Zanegowane wyjście UART	1	/A	0	1	/B	0	1	/C	0

Transmisję da się zrealizować na przerwaniach nawet bez wstawki w asemblerze, co pokazuje listing 1. Wynik działania programu obsługi przerwania został pokazany na rysunku 9. Czas obsługi przerwania wynosi 4,44 µs, więc na pewno nie będzie zinterpretowany przez diody jako reset. Po optymalizacji kodu, której wynik pokazano na listingu 2 (niepotrzebne operacje zakomentowano), czas przerwania zmniejszył się do 4,08 µs. Łączna oszczędność 7 rozkazów/cykli ma dość duże znaczenie z racji bardzo częstego wywoływania przerwania. Efekt działania zoptymalizowanej procedury został pokazany na rysunku 10. Niebieski przebieg obrazuje działanie pętli głównej programu, która po skompilowaniu wykonuje się w czterech cyklach maszynowych (listing 3). Jak łatwo zauważyć, pomiędzy przerwaniem programu głównego wykonuje około 16 rozkazów. Dość mało i niewiele da się zrobić w takim czasie. Jeśli jednak weźmiemy pod uwagę to, że transmisja nie musi trwać bez przerwy i pomiędzy paczkami wstawimy pauzę o długości 20 ms, co da



Rysunek 7. Fragment dokumentacji diod LED typu WS2812 pokazujący podstawowe przebiegi sterujące

odświeżanie zawartości LED na poziomie 50 Hz, to przy 60 diodach LED otrzymamy: 60·1,2 µs=72 µs ok. 1,7 ms, czyli zajętość CPU na poziomie 8,5%. Przykładowe obliczenia obciążenia CPU dla innych parametrów pokazano w tabeli 2.

Sygnał DMX

Sygnał przesyłany poprzez DMX jest konwertowany w układzie U4, natomiast układ

U6 typu SC16IS760 odbiera dane. Można je z niego odczytać poprzez interfejs I²C lub SPI. W urządzeniu wybrano tryb SPI (można 8 zwarta z masą), który jest dużo szybszy. Może pracować z szybkością do 15 Mb/s (1,5 MB/s) i nie ma potrzeby adresowania. Układ SC16IS760 to interesujący kontroler UART, ma 64-bajtowy bufor FIFO do nadawania i odbioru, a na poziomie rejestrów jest kompatybilny z 16C55x/16C45x. Ponadto może automatycznie sterować/reagować na linie sprzętowego przesyłu danych RTS/CTS. Taką funkcję miały tylko dwa układy: intelowski 8251 i Z-80 SIO. Inną zaletą kontrolera

Wykaz elementów:

Rezystory: (SMD1206, o ile nie zaznaczono inaczej)
R1, R21, R22, R23: 10 kΩ
R2, R3, R8, R10, R11, R17...R19: 1 kΩ
R4, R5, R20: 4,7 kΩ
R6: nie montować/1 kΩ 1%, opis w tekście
R7: 0 Ω/3,3 kΩ 1%, opis w tekście
R9, R13: 100 kΩ
R12, R14...R16: 120 Ω
R27...R29: 27 Ω
RP1: 8×0 Ω opis w tekście
RP2: 8×1 kΩ
ZW1: 0 Ω
P2, P3: joystick typu JV1603-B10K/SW11 + gałka

Kondensatory: (SMD1206, o ile nie zaznaczono inaczej)
C1, C2, C5, C6, C8, C9, C15, C16, C19, C22...C24: 100 nF
C3, C4: 22 pF
C10: 1000 µF/25 V (lub 63 V) opis w tekście
C11, C12, C13, C14: 220 µF/16 V
C17, C18: 22 pF opis w tekście
C20 C21: 47 pF
C23, C26: 10 µF/16 V

Półprzewodniki:

D1 (Run): dioda LED SMD1206 niebieska
D2 (DMX): dioda LED SMD1206 zielona
D3 (Power): dioda LED SMD1206 zielona
D4: SS24
D5 (DMXin): dioda LED SMD1206 zielona
D6 (DMXout): dioda LED SMD1206 żółta
D7 (Run): dioda LED SMD1206 niebieska
D8 (HOST): dioda LED SMD1206 niebieska
D9 (RXusb): dioda LED SMD1206 zielona
D10 (RXuart): dioda LED SMD1206 zielona
D12 (SC16SI): dioda LED SMD1206 żółta
D11 (ST3): dioda LED SMD1206 żółta
D13 (ST1): dioda LED SMD1206 czerwona
D14 (OVRdmx): dioda LED SMD1206 czerwona
D16 (WS): dioda LED SMD1206 zielona
M1: mostek prostowniczy S4VB
U1: ATMEGA1284 (TQFP44)
U2: 74HC00D (SO-14)
U3: LM2576T-5/-ADJG (TO-220V)
U4, U5: MAX485 (SO-08)
U6: SC16IS760IPW (SSOP-24)
U7: 74LVC125AD (SO-14)
U8: FT221XS (SSOP-20)
U9, U10: 4053 (SO-16)
U11: SPX1117MP-3.3 (SOT-223)

Pozostałe:

Q2: rezonator kwarcowy SMD 16 MHz
Q1: rezonator kwarcowy SMD 20 MHz
L1: 100 µH 3 A SMD DPT100A3
L2: 68 µH SMD1210 DL1210-68
TR1: TSZZ 20/005M (12 V, 1,67 A)
F1: bezpiecznik 630 mA + GN BEZP PTF J5 (230V): ARK2
J7 (DMX IN): XRL3 wtyk
J9: (DMX OUT): XRL3 gniazdo
J13: (DMXin): goldpin 1×2
J11: (DMXbypass): goldpin 1×2
J8 (DMXout): goldpin 1×3
J2 (IIC): goldpin 1×4
J3 (ISP): T821-1-06-S1
J1 (JTAG): WS10
J14 (SCK): goldpin 1×3
JP4 (SEL): goldpin 2×2
JP3 (SPI): goldpin 1×2
J4 (Txm): ARK3
J10 (Term): goldpin 1×2
J12 (USBB-BV): gniazdo USB
JP2 (Vcc): goldpin 1×2

Listing 1. Kod realizujący transmisję za pomocą przerwania

```
SIGNAL(USART1_TX_vect){
    if (pozScr){
        UDR1 = *(scr+pozScr++);
        pozScr &= SCRLen-1;
    }
    if (pozScr >= SCRLen) FL_TransEnd=true;
}
```

Listing 2. Kod obsługi przerwania po optymalizacji

```
ISR(USART1_TX_vect, ISR_NAKED){
    asm volatile (
        // usunięta operacja na nieużywanym R1 i R0
        // "push r1 \n\t"
        // "push r0 \n\t"
        // "in r0, 0x3f \n\t" // SREG
        // "push r0 \n\t"
        // "eor r1, r1 \n\t"
        // "push r18 \n\t"
        //SREG na stos przy użyciu używanego później R18 (+3)
        "in r18, 0x3f \n\t" // SREG
        "push r18 \n\t"
        //Dalej tak jak zrobił kopilator
        "push r24 \n\t"
        "push r25 \n\t"
        "push r30 \n\t"
        "push r31 \n\t"
    );
    //I dotychczasowy kod:
    if ( pozScr ){
        UDR1 = *(scr+pozScr++);
        pozScr &= SCRLen-1;
    }
    if (pozScr >= SCRLen) FL_TransEnd=true;
    asm volatile (
        "pop r31 \n\t"
        "pop r30 \n\t"
        "pop r25 \n\t"
        "pop r24 \n\t"
        //Dodane SREG przy użyciu R18
        "pop r18 \n\t"
        "out 0x3f, r18\n\t"
        //Dalej normalnie R18
        "pop r18 \n\t"
        //Usunięte operacje na R0 i R1
        // "pop r0 \n\t"
        // "out 0x3f, r0\n\t"
        // "pop r0 \n\t"
        // "pop r1 \n\t"
    );
    reti();
}
```

Listing 3. Kod testowej pętli głównej

```

loop:
    wdg();
    PORTA |= _BV(PA3);
    PORTA &= ~_BV(PA3);

```

jest automatyczna zmiana kierunku transmisji dla RS485/422. Układ może sprzętowo obsługiwać Xon/Xoff, składające się z jednego lub dwu bajtów. Dostępne są jeden lub dwa interfejsy UART w jednej obudowie. Dodatkowe 8 (10) portów IO z możliwością generowania przerwań też jest zaletą. Często umożliwi to rezygnację z popularnego PCF8574, a pracuje w trybie FAST (400 kHz), a nie standardowym (100 kHz). Dodatkowe rejestry kontrolera (23 rejestry na 16 adresach, a nie 10 na 8, jak w przypadku 16C55x) umożliwiają ustawienie progu sygnalizacji wypełniania FIFO w zakresie 4...64 bajty z rozdzielczością 4 bajtów. Inne rejestry przechowują informacje o liczbie znaków w FIFO nadawczym i odbiorczym. W urządzeniu skorzystano z tej funkcji.

Po wykryciu pojawienia się znaku w kontrolerze UART wykonywany jest program z listingu 4. Podczas nadawania także używany jest bufor FIFO. Cała procedura nadawania jest bardziej skomplikowana i oparta na maszynie stanów.

Kontroler UART wymaga jeszcze kilku słów wyjaśnienia. Aby zapewnić funkcjonalną kompatybilność z pierwowzorem i przypadkowo nie uaktywnić dodatkowych funkcji, wprowadzono specyficzny sposób dostępu do niektórych rejestrów. Aby dostać się do TCR i TLR, należy uaktywnić między innymi bit 4 w EFR. Bit w EFR będzie dostępny natomiast po wpisaniu do LCR wartości \$BF. Wszystko jest opisane w notcie katalogowej, ale, aby ułatwić zmagania z układem, procedura inicjalizacji została pokazana na listingu 5. Funkcje obsługi układu sprowadzają się do:

```

byte Write_SC16IS(byte slave,
byte reg, byte data)
void WriteBlock_SC16IS(byte
slave, byte reg, byte *buf,
byte len)
byte Read_SC16IS(byte slave,
byte reg)
void ReadBlock_SC16IS(byte slave,
byte reg, byte *buf, byte len)

```

Dodam jeszcze, że zanim zrealizowałem projekt konwertera DMX, wykonałem próby dekodowania DMX z użyciem interfejsu UART mikrokontrolera podczas transmisji do WS2812. Ze względu na to, że niezalecane jest używanie innych przerwań blokowanych (SIGNAL lub ISR bez atrybutu NOBLOCK) poza tymi do obsługi diod LED, a takimi przerwaniami muszą być przerwania odbiorcze od UART, w przerwanieniach nieblokowanych (INTERRUPT lub ISR z atrybutem BLOCK) od timera wywoływanych



Rysunek 8. Zmierzona maksymalna przepływność interfejsu UART



Rysunek 9. Efekt działania transmisji z kodem bez optymalizacji



Rysunek 10. Efekt działania transmisji ze zoptymalizowanym kodem



Rysunek 11. Pomiary czasów realizacji funkcji w trakcie działania pętli main

Tabela 2. Przykładowe obliczenia obciążenia CPU

Liczba LED	Odświeżanie	Częstotliwość odświeżania	Czas transmisji	Zajętość CPU
400	20 ms	50 Hz	11,5 ms	57%
400	50 ms	20 Hz	11,5 ms	23,00%
60	50 ms	20 Hz	1,7 ms	3,40%

co 33 μ s (co 3 przerwania 11 μ s) sprawdzam UART.

Test obciążenia CPU

Na rysunku 11 zostały pokazane pomiary czasów realizacji funkcji w trakcie działania pętli *main*. Przebiegi obrazują następujące funkcje:

- żółty – linia danych WS2812,

- błękitny – przerwanie TX UART obsługujące SPI,
- fioletowy – linia UART DMX512 (bajt \$FF),
- niebieski – pętla *main*.

Widać tam bardzo silne obciążenie CPU (dochodzą jeszcze przerwania od timera0, ADC, których nie pokazano na oscylogramie), w pętli głównej wykonuje się

Listing 4. Kod wykonywany po wykryciu znaku w kontrolerze UART

```
// Jeśli BREAK lub RX
while( (stat=Read_SC16IS(0, SC16IS_LSR)) & 0b1001){
//===== Obiór =====//
// Czy znak w odbiorniku ?
if (stat & 1){
// Jeśli błąd FIFO (w danych znajduje się BREAK)
if (stat & 0x80){
// Czytaj bajt po bajcie
if(!errOvr) DekodujDMX(Read_SC16IS(0, SC16IS_RHR));
block = false;
// Jeśli nie ma błędu
} else {
// Czytaj blokowo
byte static buf[64];
// Liczba znaków w FIFO
byte rxlvl = Read_SC16IS(0, SC16IS_RXLVL);
// Czytaj blok
ReadBlock_SC16IS(0, SC16IS_RXLVL, &buf, rxlvl);
if(!errOvr) for(byte x=0; x<rxlvl; x++) DekodujDMX(buf[x]);
}
// Jeśli BREAK
if (stat & 0x10){
errOvr = false;
TimeOutUsbLoock = 1000;
TimLedRxUart = TIM_FLASH_LED; SetLed(LED_RX_UART);
DekodujDMX(0xFFFF);
// Sygnalizacja błędu przepełnienia bufora
} else if (stat & 2+8){
TimLedOvrUart = TIM_FLASH_LED; SetLed(LED_OVR_DMx);
}
}
}
```

Listing 5. Procedura inicjalizacji kontrolera UART

```
//=====//
// Inicjalizuje SC16IS. Jeśli nie wykryje układu zwraca false
//=====//
byte Init_SC16IS(byte slave){
byte hi, lo;

slave &= SC16IS_MAX-1;
SPI_UART_SSH();
// Speed=max, Master, MSB First, SpiMode=0
SpiInit(0, true, true, 0);

#define BAUD_SC16IS_VAL CLK_SC16IS / 1UL / ( BAUD_SC16IS * 16UL)
#define BAUD_SC16IS_VAL_L ( BAUD_SC16IS_VAL & 0xFF )
#define BAUD_SC16IS_VAL_H ( BAUD_SC16IS_VAL >> 8 )

// Udostępnienie EFR
Write_SC16IS(slave, SC16IS_LCR, 0xBF);
// Udostępnienie funkcji rozszerzonych
Write_SC16IS(slave, SC16IS_EFR, 0x10);

// Wybór rejestru prędkości
Write_SC16IS(slave, SC16IS_LCR, 0x80 );
Write_SC16IS(slave, SC16IS_DLL, lo=BAUD_SC16IS_VAL_L);
Write_SC16IS(slave, SC16IS_DLH, hi=BAUD_SC16IS_VAL_H);

//----- Weryfikacja-----
if (Read_SC16IS(slave, SC16IS_DLL) != lo) return(sc16is_st[slave]=false);
if (Read_SC16IS(slave, SC16IS_DLH) != hi) return(sc16is_st[slave]=false);

//B7-latch, B6-BREAK, SetParity, EvenParity, ParityEn, B2-Stop, D1,B0 - Lenght
// Wybór formatu ramki 8N2
Write_SC16IS(slave, SC16IS_LCR, 0b00000111);
// Włączenie FIFO, RX gdy 16 bajtów
Write_SC16IS(slave, SC16IS_FCR, 0b01000001);
// Przerwania odbiorcze
Write_SC16IS(slave, SC16IS_IER, 0b00000001);

return (sc16is_st[slave]=true);
}
```

po 12 czasem tylko 2 rozkazy pomiędzy przerwaniami. Wydaje się, że taki program nie ma prawa działać, ale program główny „nadrabia” w dwu przypadkach:

- pomiędzy transmisjami do LED występuje przerwa 50 ms,
- sygnał DMX ma stosunkowo długą przerwę po wysłaniu ramki DMX.

Niestety w praktyce okazało się, że taki mechanizm czasami powoduje gubienie danych DMX. Problemu nie byłoby, gdyby UART mikrokontrolera miał np. 16, a nie 2 bajty FIFO. Na szczęście przewidziałem miejsce na zewnętrzny UART. Oczywiście możliwa jest próba dopracowania procedur obsługi DMX przez UART mikrokontrolera, ponieważ linia DMX jest do niego doprowadzona. W kodzie źródłowym znajdują się linie `#define DMX_IN` i `#define DMX_OUT` umożliwiające wyłączenie zewnętrznego UART.

USB

Konwersję komunikacji USB zapewnia układ FT221. Jego zaletą jest szybka komunikacja po SPI oraz dostęp do pamięci konfiguracji. Możliwości układów były już opisywane na łamach EP (pierwszy odcinek kursu w EP 7/2017). Układ FT221 nie wymaga konwersji poziomów na liniach. Rezystory o wartości 0 Ω zastosowano w innym celu. Przy komunikacji z FT221 przez programowe SPI montujemy tylko rezystor 0 Ω pomiędzy pinami 8 i 9 drabinki RP1. Jeśli zasłabły potrzeba komunikacji równoległej, należy zamontować wszystkie rezystory, a podczas komunikacji z układem odłączać klucze 4053 odczytujące stan joysticków (sygnał SEL), co z kolei spowoduje konieczność modyfikacji odczytu stanów joysticków i prawdopodobnie przeniesienie tej funkcjonalności z przerw do pętli głównej.

Z układem można komunikować się także przez sprzętowe SPI. W tym celu używa się bramki trójstanowej realizującej funkcję bramki OC (U7C). Poza modyfikacją programu należy zamontować zwrór JP3. Trzeba pamiętać, że SPI jest używane do komunikacji z kontrolerem UART, który może wykorzystywać mechanizm przerw. Trzeba o tym pamiętać i zastosować mechanizm semaforów. Z tego właśnie powodu zdecydowano się na programowe SPI.

Dane DMX przychodzące przez RS485/422 mają większy priorytet niż DMX przez USB. Jeśli więc dane będą przychodzić po RS, informacja po USB będzie ignorowana.

Joysticki

Aby zademonstrować możliwości diod, płytkę wyposażono w dwa joysticki analogowe z przyciskiem. Można je odłączyć, ustawiając linie SEL w stanie wysokim, co dezaktywuje klucze 4053. Jeśli opcja sterowania kluczami nie jest potrzebna, można zewrzeć piny 3–4 JP4, a port PD4

Tabela 3. Opis znaczenia zworek znajdujących się na płycie urządzenia (* – ustawienie domyślne)

Oznaczenie/ nazwa	Funkcja	Uwagi
JP2/Vcc	Zasilanie konwertera z USB	Rozwarty* – zasilanie zewnętrzne Zwarty – zasilanie z USB
JP3/SPI	Sprzętowe SPI dla FT221	Rozwarty* – SPI programowe Zwarty – SPI sprzętowe
J13/SCK	Interfejs SPI dla FT221	1-2* – programowe SPI dla FT221 2-3 – sprzętowe SPI dla FT221
JP4/SEL	Przyłączenie joysticków do wejścia multiplexera analogowego mikrokontrolera	1-2* – sterowanie portem PD4 2-3 – joysticki zawsze podłączone do ADC
J8/DmxOut	Wybór nadajnika DMX	1-2* – zewnętrzny UART 2-3 – UART mikrokontrolera
J10/Term	Terminowanie linii	Rozwarty* – terminator wyłączony Zwarty – terminator włączony
J11/DMXbypass	Przestanie sygnału odbieranego z DMX bezpośrednio do nadajnika	Rozwarty* – sygnał nie jest retransmitowany Zwarty – sygnał jest retransmitowany
J13/DMXin	Odłączenie odbiornika DMX od mikrokontrolera	Rozwarty* – odbiornik odłączony, PD0 nieużywany Zwarty – odbiornik podłączony do mikrokontrolera

wykorzystać w innym celu. Przy braku transmisji DMX uruchamia się jedna z wybranych gier. Opcję tę można, wyłączyć konfigurując urządzenie przez USB.

Praca jako konwerter USB-DMX

Urządzenie może pracować jako konwerter USB-DMX. Zdekodowany sygnał, poza sterowaniem diodami WS2812, dostępny jest na złączu J9. Niestety FT221 nie potrafi wykryć sygnału BREAK synchronizującego początek ramki DMX. Z tego powodu realizowane jest to programowo na zasadzie wykrycia długiego sygnału MARK. W konsekwencji praca w tym trybie nie jest gwarantowana z każdym programem. Prototyp

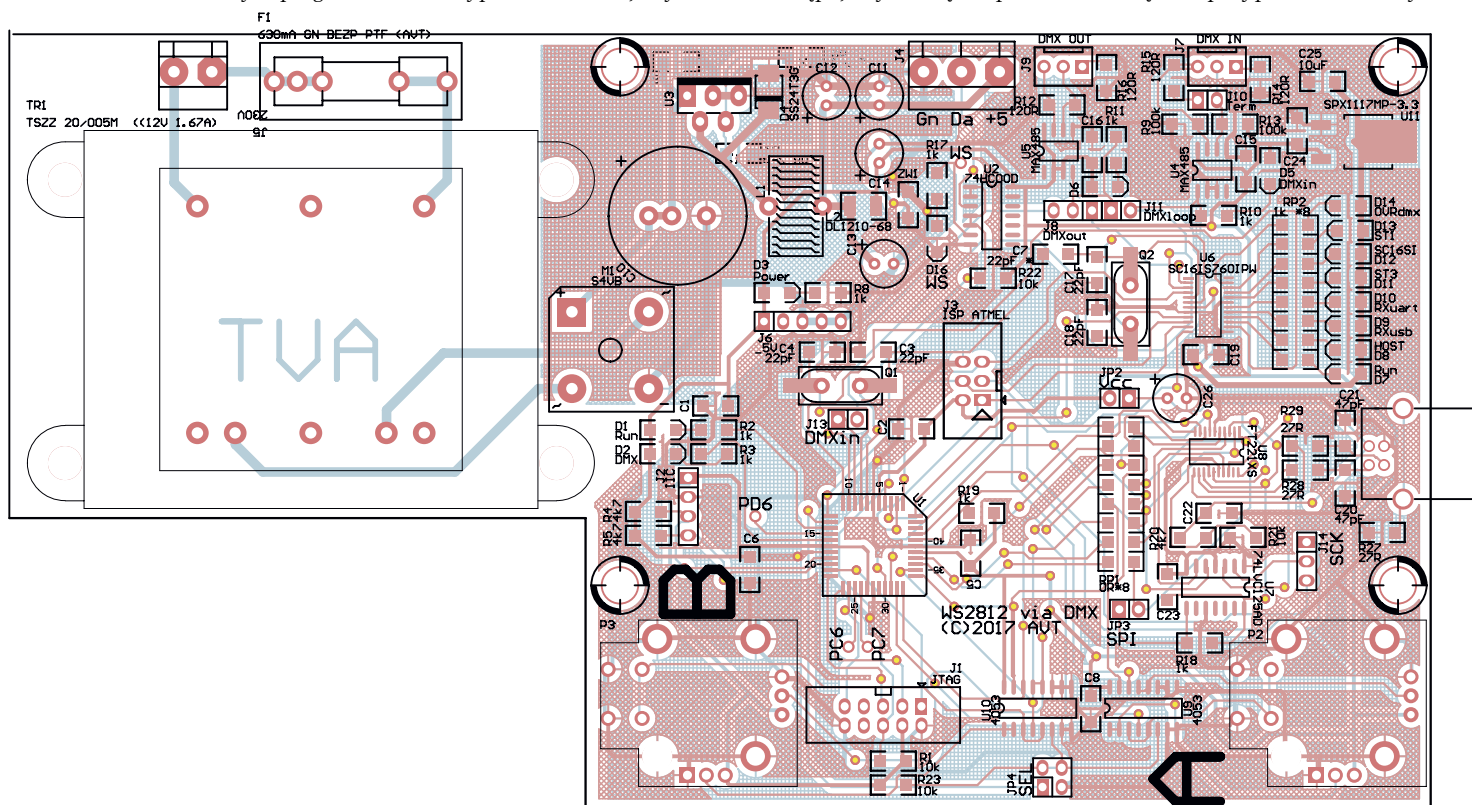
bez większych problemów działał z DMX512 Light Control, ale współpraca z USB2D-MX512DEMO napisanym w Delphi była niemożliwa. Dane na wyjście DMX są transmitowane zarówno w trybie konwerter DMX (odbior danych z USB), jak i gdy są odbierane z RS485/422.

Montaż i uruchomienie

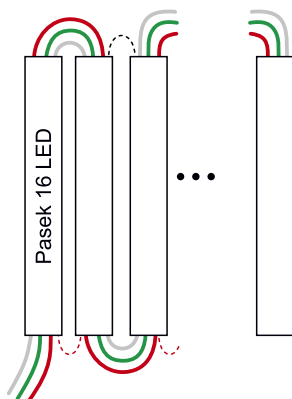
Schemat płytki drukowanej został pokazany na **rysunku 12**. Montaż jest typowy i nie wymaga szczegółowego omawiania. Zwróć tylko uwagę na kilka istotnych szczegółów. Uruchomienie urządzenia najlepiej rozpocząć od zasilacza. Jeśli użyjemy LM2576T-5, nie montujemy R6, a R7 zastępujemy zworą.

Gdy użyjemy LM2576T-ADJG, wartości rezystorów są następujące: R6=1 kΩ, R7=3,3 kΩ. Wskazane jest użycie rezystorów 1%. Gdy wydajność zasilacza jest mała (przy obciążeniu prądem 1,5...2 A napięcie spada do 4 V lub mniej), winny jest dławik (wchodzi w nasycenie) lub kondensatory C11, C14 mają dużą wartość ESR. Zła jakość C9 też może powodować takie efekty. W takiej sytuacji pomaga dołączenie kondensatora 100 μF jak najbliższej wyprowadzeń 1 i 3 układu U3.

Nie należy ignorować roli rezystora R1 podciągającego linie reset mikrokontrolera do zasilania. Ponieważ linia ta jest podłączona także do kontrolera UART, jego brak powodować będzie przypadkowe resety.



Rysunek 12. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów



Rysunek 13. Sposób połączenia pasków diodowych dla zademonstrowania możliwości urządzenia

Rezystor R22 można pominąć, jego rola sprowadza się do ustalenia stabilnego poziomu niskiego na wejściu danych diod WS2812 w czasie wgrywania programu do mikrokontrolera. Jego brak powodował przypadkowe zaświecanie się diod w czasie transmisji danych do układu. Podczas pisania oprogramowania bywało, że wszystkie zaświecały się na białą, co powodowało duży pobór prądu, na tyle duży, że przy 264 diodach (dwa paski 60 LED + jeden 144 LED) włączało się ograniczenie prądowe. To powodowało, że mikrokontroler wychodził z trybu *debug*.

W interfejsie USB montujemy tylko rezystor 0 Ω. Zwora JP2 umożliwia zasilanie układu z USB. Jeśli także diody LED mają być zasilane z tego źródła, należy być świadomym ograniczenia prądowego wnoszonego przez USB.

Moduł UART jest taktowany kwarcem przyłączonym do niego. Możliwe jest taktowanie zegarem CPU. W takiej sytuacji należy usunąć kwarc Q2 oraz elementy C17 i C18. Konieczne jest wlutowanie C7 oraz zmiana w kodzie źródłowym (zmiana `#define CLK_SC16IS` na `20000000`). Takie użycie sygnału zegarowego CPU nie jest zalecane. Wskazane jest ustawienie bitu konfiguracyjnego CKOUT i pobranie sygnału z wyprowadzenia CPU udostępniającego taki sygnał. Dla M1284 jest to PB1 użyty w roli programowego portu SPI. Dla lepszej przejrzystości znaczenie wszystkich zwojek konfiguracyjnych znajdujących się na PCB zestawiono w tabeli 3, natomiast w tabeli 4 zostały opisane funkcje diod sygnalizacyjnych.

Jeśli chcemy zobaczyć demonstrację możliwości sterownika w postaci gier, należy zmontować ekran według rysunku 13. Liniami przerywanymi oznaczono mostki, które zaleca się wykonać. Zmniejszając one spadek napięcia na ścieżkach doprowadzających zasilanie.

Aby zwiększyć kontrast wyświetlacza, należy zastosować filtr. W przypadku wyświetlacza o jednym kolorze sprawa jest prosta, natomiast w przypadku wielobarwnego nie można zastosować filtra jednokolorowego. Filtr powinien być szary lub brązowy. Zakup odpowiedniego filtra nie jest łatwy, ale w tej

Tabela 4. Opis znaczenia diod LED

Oznaczenie/nazwa	Funkcja/uwagi
D3/Power	Sygnalizuje zasilanie
D1/Run	Pulsuje w czasie pracy mikrokontrolera
D2/DMX	Świeci, jeśli wykryto sygnał DMX z RS485/422 lub USB
D5/DMXin	Fizyczny stan linii odbiorczej DMX
D6/DMXout	Fizyczny stan linii nadawczej DMX
D7/Run	Miga w czasie pracy mikrokontrolera
D8/Host	Świeci, jeśli wykryto sygnał DMX z RS485/422 lub USB
D9/RXusb	Rozbłyska na 100 ms po odebraniu bajtu z USB
D10/TXuart	Rozbłyska na 100 ms po odebraniu bajtu z RS485/422
D11/ST3	Status/nie używane
D12/SC16SI	Poprawne zainicjowanie UART
D13/ST1	Status/nie używane
D14/OVRdmx	Przepiętnienie bufora odbiorczego UART
D16/WS	Świeci w czasie przesyłania „1” do diod WS2812

roli doskonale sprawdza się folia do przeciemiań szyb samochodowych, którą należy nakleić na kawałek szyby lub pleksi.

Komendy sterujące

Komendy są interpretowane, gdy nie trwa transmisja DMX po RS485/422 lub USB. Transmisja jest sygnalizowana cykliczną zmianą stanu sygnału CD (*Carrier Detect*) w terminalu. Komendy można wydawać z terminalu przez USB (wirtualny port COM dla FT221). Parametry transmisji (prędkość, format ramki) nie są istotne. Komendę rozpoczyna znak „:” kończy CR lub CR+LF. Każda komenda jest potwierdzana komunikatem na ekranie (najczęściej wyświetlenie wprowadzonych parametrów). W tabeli 5 znajduje się spis komend (komendy wprowadzamy bez spacji, dodano je dla lepszej czytelności).

Możliwość zmian

W urządzeniu nie przewidziano możliwości wyboru adresu bazowego, który aktualnie jest ustawiony na pierwszy kanał DMX. Jeśli zajdzie taka potrzeba, można zmodyfikować kody źródłowe celem wprowadzenia takiej funkcjonalności. Istnieje także możliwość udostępnienia konfigurowania urządzenia przez RS485/422. Niestety w takiej sytuacji nie ma informacji zwrotnej, ponieważ DMX512 w podstawowej wersji jest jednokierunkowy.

Można zastanowić się nad konfigurowaniem niektórych parametrów, takich jak timeout rozpoznający koniec ramki DMX przy dekodowaniu jej przez USB. Podobnie jest z reakcją na nadawanie DMX w przypadku zaniku

sygnału z komputera. Tych funkcji nie wprowadzono, uznając je za mało przydatne, a przedłużyłyby znacznie prace nad projektem. W przypadku dużego zainteresowania takimi funkcjonalnościami autor wprowadzi stosowne modyfikacje. Proszę też pisać o innych pomysłach związanych z konwerterem czy zastosowaniem diod WS2812.

W materiałach dodatkowych, poza kodami źródłowymi, znajdują się oscylogramy i logi z SaleAE robione na różnych etapach pracy urządzenia.

Sas
sas@elportal.pl

Tabela 5.

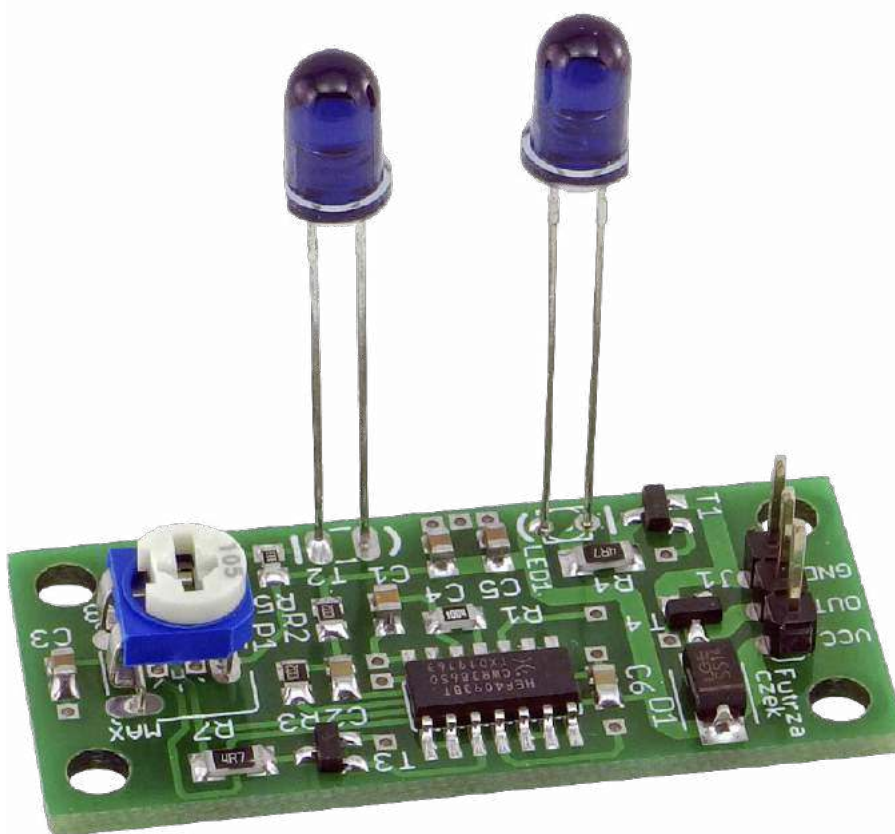
Komenda	Opis
: h	Wyświetla pomoc, przykład: Help: :R – Restart :c – Colors [4, 8, 24-bit] :g – Demo games [0, 1] :o – Off-line: [b]lank, [m]emory, [g]ames
: ?	Wyświetla status, np.: ?: c=24-bit colors o=Game g=0 Tennis gdzie: c – tryb wyświetlania barw (24-, 8- lub 4-bitowy) o – zachowanie w trybie off-line g – tryb gry w trybie off-line
: R	Wywołuje restart konwertera
: c x	Liczba bitów palety barw, gdzie x: 24 – 24-bitowy 4 – 4-bitowy, 16-barw 8 – 8-bitowy, 216 „bezpiecznych” barw *
: o x	Zachowanie w trybie off-line, gdzie x: b – wygaszenie wyświetlacza** m – wyświetlenie ostatnio odebranej ramki DMX** g – wyświetlenie gry ustawionej komendą g
: g x	Wybór gry w trybie off-line, gdzie x: 0 – Tennis 1 – Galaga

* Paleta bezpiecznych barw miała na celu ujednolicenie kolorów na różnych komputerach

** Ustawienie tego trybu wyłącza demo w trybie off-line oraz ekran powitalny

Energooszczędny czujnik odbiciowy

Czujnik odbiciowy pozwala na wykrywanie obecności obiektu, takiego jak np. dłoń, który znajdując się w zasięgu wiązki promieniowania podczerwonego, przynajmniej częściowo je odbija. Zaprezentowany układ może załączać na zadany czas np. pompkę w automatycznym podajniku mydła lub płynu dezynfekującego. Można go zasilać bateriami, ponieważ pobiera bardzo mało energii.



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

W ofercie AVT* AVT5853

Podstawowe parametry:

- wykrywanie obiektów przy użyciu promieniowania podczerwonego,
- zasięg około 5 cm,
- wyjście typu otwarty dren,
- regulowany czas załączenia wyjścia: od ok. 0,84 do 8,2 sekundy,
- zasilanie napięciem 3..6 V,
- średni pobór prądu 35 µA przy zasilaniu napięciem 3 V.

Wykaz elementów:

- R1: 1 MΩ SMD0805
- R2, R3, R6: 10 kΩ SMD0805
- R4, R7: 4,7 Ω SMD1206
- R8: 100 kΩ SMD0805
- P1: 1 MΩ potencjometr montażowy leżący
- C1: 1 µF SMD0805
- C2, C6: 10 nF SMD0805
- C3..C5: 10 µF 16 V SMD0805
- D1: SS14 lub podobna
- LED1: L-53F3BT
- T1, T3, T4: IRLML2502 (SOT23)
- T2: L-53P3BT
- U1: CD4093 (S014)
- J1: goldpin 3 pin męski 2,54 mm THT

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

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

Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wzlutowane w płytkę PCB)
 - wersja [A] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji
 - wersja [A+] – płytkę drukowaną [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentacja
 - wersja [UK] – zaprogramowany układ
- Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik pdf! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz!
- <http://sklep.avt.pl>. W przypadku braku dostępności na <http://sklep.avt.pl>, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

Bezdotykowa obsługa urządzeń codziennego użytku zyskuje na znaczeniu w obecnych czasach. Dzięki eliminacji fizycznego kontaktu skóry z powierzchnią, na przykład przełącznika, zachowujemy całkowitą higienę i minimalizujemy ryzyko przeniesienia chorób. Zaprezentowany układ okresowo „sonduje” swoje otoczenie przy użyciu krótkich impulsów światła podczerwonego i sprawdza, czy się odbijają. Jeżeli tak, załącza wyjście na ustalony czas. Jeżeli nie wykryje odbicia impulsu, pozostaje w spoczynku. Układ wyróżnia się tym, że pobiera prąd o znikomo małym natężeniu, co pozwala pracować na komplecie baterii przez bardzo długi czas.

Budowa i działanie

Schemat ideowy energooszczędnego czujnika odbiciowego został pokazany na rysunku 1. Można go podzielić na dwie części: nadawczą i odbiorczą. W części nadawczej znajduje się generator ciągłej fali prostokątnej, który został wykonany z użyciem elementów R1, C1 i bramki US1B, która ma wejścia z przerzutnikiem Schmitta. Okres generowanego sygnału wynosi około 770 ms. Ustala czas pomiędzy kolejnymi momentami kontrolowania otoczenia.

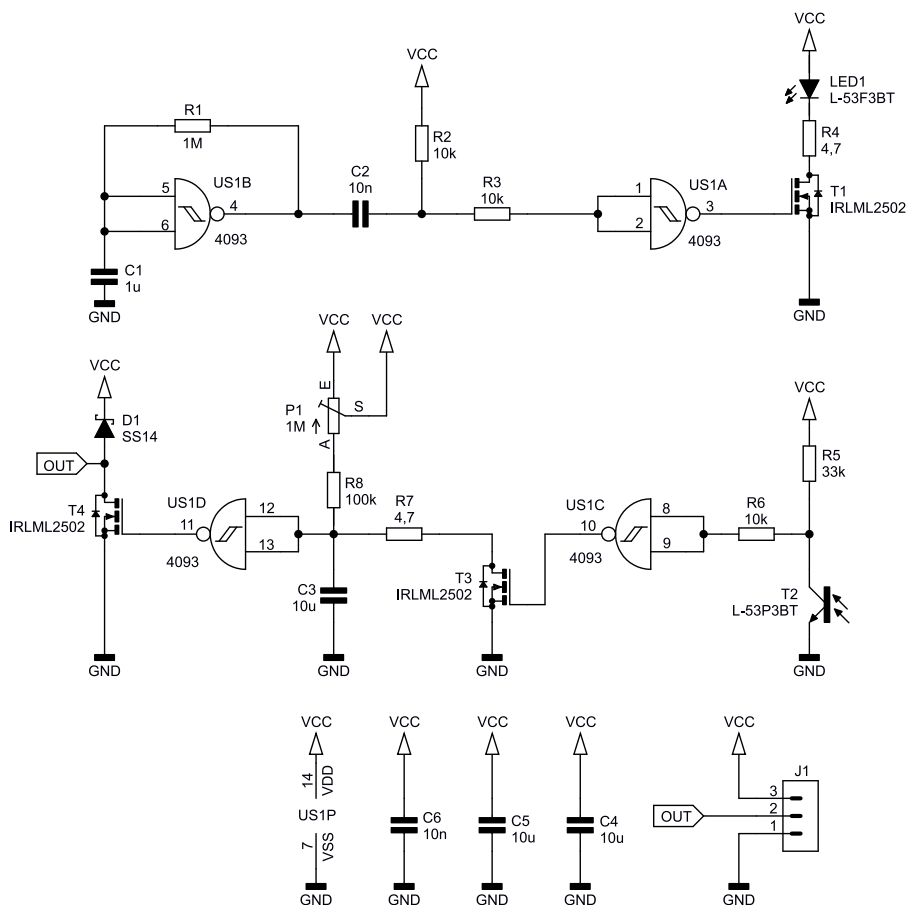
Za bramką US1B znajduje się obwód różniczkujący C2, R2, którego zadaniem jest formowanie krótkich impulsów w czasie

występowania zboczy wygenerowanego sygnału prostokątnego. Podłączenie rezystora R2 do dodatniej linii zasilania powoduje, że w stanie spoczynku na wejściu bramki US1A jest wysoki stan logiczny.

Rolą rezystora R3 jest ograniczenie prądu płynącego przez diody zabezpieczające wejście bramki US1A. Takie impulsy będą występowały w momencie podania na lewe wyprowadzenie C2 zbocza narastającego – chwilowy potencjał wejścia US1A „chciałby” osiągnąć dwukrotność napięcia zasilającego, ale diody zawarte w strukturze CMOS uniemożliwiają to. W każdej innej sytuacji przez ten rezystor nie będzie płynął prąd, więc nie wystąpi na nim spadek napięcia.

Wyjście bramki US1A okresowo, co 770 ms, przyjmuje stan wysoki na około 110 µs. Jego źródłem są różniczkowane zbocza opadające sygnału wytwarzanego przez bramkę US1B. Powstałe szpilki załączają tranzystor T1, przez co dioda LED1 emituje silny impuls światła podczerwonego. Prąd płynący przez tę diodę jest ograniczany przez rezystor R4 i, według producenta diody, firmy Kingbright, nie może przekroczyć natężenia 1,2 A.

Tor odbiorczy układu zaczyna się od fototranzystora T2. Jest on wyczulony na promieniowanie o dokładnie tej samej długości fali, którą emituje dioda LED1. Oświetlenie



Rysunek 1. Schemat ideowy energooszczędnego czujnika odbiciowego

go światłem odbitym powoduje przepływ prądu przez jego kolektor, co skutkuje powstaniem spadku napięcia na rezystorze R5.

W stanie ustalonym wejście bramki US1C jest spolaryzowane napięciem odpowiadającym wysokiemu stanowi logicznemu, toteż na jej wyjściu panuje stan niski. Oświetlenie T2 w stopniu na tyle znaczącym, aby dokonać przełączenia jej wyjścia, powoduje otwarcie tranzystora T3. Po zaniku impulsu oświetlającego tranzystor ten przestaje przewodzić. Rezystor R6, włączony szeregowo z wejściami bramki, chroni je przed uszkodzeniem spowodowanym wyładowaniami elektrostatycznymi lub silnymi zakłóceniami elektromagnetycznymi, jakie mogłyby tam wystąpić, gdyby między tranzystorem T2 a płytką znalazły się przewody połączeniowe o znacznej długości.

Zadaniem T3 jest rozładowanie kondensatora C3. Prąd tego rozładowania ogranicza rezystor R7. W stanie ustalonym kondensator ten jest naładowany do napięcia równego napięciu zasilającemu układ, przez co bramka US1D „widzi” wysoki stan logiczny. Po gwałtownym rozładowaniu tej pojemności stan logiczny zmienia się na niski i wyjście bramki przełącza się.

Jeżeli kondensator C3 został rozładowany, to oznacza, że odebrano impuls odbity od przeszkody. Układ informuje o tym przez spolaryzowanie swojego wyjścia OUT potencjałem masy. Realizuje to tranzystor T4. Można w ten

sposób załączać silniczek, lampkę lub wysyłać informację do centrali alarmowej poprzez zwarcie jej linii wejściowej do masy.

Po zaniku impulsu świetlnego kondensator C3 zaczyna się ładować. Tempo tego procesu ustala rezystancja szeregowego połączenia elementów: rezystora R8 i potencjometru P1. Im większa, tym wolniej będzie przebiegało ładowanie, więc impuls wygenerowany na wyjściu będzie dłuższy. Rezystor R8 ustala minimalny czas trwania tego impulsu i ogranicza jednocześnie prąd ładowania C3, aby tranzystor T3 i rezystor R7 nie uległy uszkodzeniu w razie ustale potencjometrem P1 zerowej rezystancji. Może to się zdarzyć w skrajnym położeniu ślizgacza P1. Co ciekawe, impuls wyjściowy może zostać przedłużony, jeżeli przeszkoda nadal znajduje się w zasięgu działania czujnika. Dzieje się tak, ponieważ C3 jest regularnie rozładowywany, a nawet maksymalne tempo jego ładowania (840 ms) jest mniejsze od okresu powtarzania impulsów przez diodę LED1 (770 ms). Wszystkie długości odcińków czasowych zmierzono przy napięciu zasilania wynoszącym 3 V.

W układzie zastosowano cztery bramki NAND z wejściami Schmitta typu CD4093, ale wszystkie zostały użyte w roli negatorów. Tę samą funkcję mógłby spełnić układ CD40106, ale wtedy dwa funktory pozostałyby niewykorzystane – dlatego wybrano CD4093.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na niewielkiej, dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 45×20 mm. Wzór ścieżek oraz schemat montażowy płytki został pokazany na **rysunku 2**. W odległości 3 mm od krawędzi płytki znalazły się otwory montażowe, każdy o średnicy 3,2 mm.

Montaż należy rozpocząć od elementów lutowanych powierzchniowo, które znajdują się tylko na wierzchniej stronie płytki. Po ich przylutowaniu można przejść do potencjometru P1 i złącza J1, które są montowane techniką przewlekaną (THT).

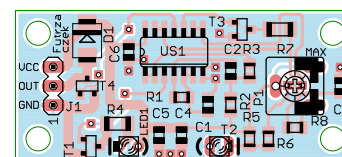
Na koniec polecam zostawić zamontowanie diody LED1 i fototranzystora T2 tak, aby można było dociąć ich wyprowadzenia na docelową długość i ewentualnie wygiąć, jeżeli zachodzi taka potrzeba. Na warstwie opisowej płytki zostały umieszczone znaki symbolizujące płaską i zaokrągloną krawędź obudowy tych elementów. Ułatwią one ustalenie ich polaryzacji.

Prawidłowo zmontowany układ jest od razu gotowy do działania. Wymaga zasilania napięciem stałym, dobrze odfiltrowanym, lecz niekoniecznie stabilizowanym, o wartości z przedziału 3...6 V. Średni pobór prądu wynosi około 35 μA przy zasilaniu napięciem 3 V. Zakładając, że baterie AA mają pojemność 2500 mAh, pozwoli to na, teoretycznie, 8 lat pracy.

Jedyną czynnością uruchomieniową, jaką należy wykonać, jest ustalenie czasu załączenia wyjścia za pomocą potencjometru P1. Przekręcając go w prawą stronę (ślizgacz przesuwają się w stronę napisu MAX), czas wydłużamy. Minimalna wartość tego czasu to ok. 0,84 s, a maksymalna około 8,2 s (zmierzone podczas zasilania układu napięciem o wartości 3 V).

Może tak się zdarzyć, że część światła emitowanego przez diodę nadawczą będzie padała wprost na fototranzystor, co prowadzi do samoczynnego wzbudzenia się układu. Wówczas między te elementy trzeba włożyć niewielką przegrodkę, wykonaną z materiału nieprzezroczystego dla podczerwieni. Innym rozwiązaniem może być odsunięcie od siebie tych dwóch elementów na taką odległość, aby do tego zjawiska nie dochodziło.

Zasięg detekcji, rozumiany jako maksymalna odległość przeszkody od elementów optoelektronicznych tego układu, przy której następuje załączenie wyjścia, wynosi około 5 cm w przypadku dłoni i przy zasilaniu



Rysunek 2. Schemat montażowy i wzór ścieżek płytki PCB

układu napięciem 3 V. Zasięg ten może się zmienić w zależności od:

- napięcia zasilania układu,
- wielkości i struktury powierzchni przeszkody,
- umiejscowienia diody nadawczej i fototranzystora.

Wyjściem układu jest dren tranzystora typu MOSFET z kanałem N. Zwiera on śródkowe wyprowadzenie złącza J1 z masą na zadany czas. Jego napięcie progowe wynosi nie więcej niż 1,2 V, zatem po przyłożeniu napięcia bramka-źródło o wartości 3 V (lub więcej) można go uznać za całkowicie otwarty. Zważywszy na szerokość ścieżek na płytce, zalecam, aby przez to wyjście płynął prąd o natężeniu nie większym niż 2 A. Tranzystor obsługujący wyjście został

zabezpieczony przy użyciu diody D1, mającej na celu zwieranie impulsów generowanych przez obciążenia indukcyjne, które powstają w momencie ich odłączania. Jeżeli dane obciążenie miałoby być zasilane z napięcia wyższego niż to, które zasila układ, należy wymontować diodę D1 i zamontować drugą diodę zabezpieczającą, antyrównoległą do zacisków tego obciążenia. Maksymalne napięcie dren-źródło tranzystora IRLML2502 wynosi 20 V, co należy traktować jako maksymalne napięcie zasilające podłączone obciążenie.

Gdyby diodę D1 pozostawić, uległaby ona otwarciu dzięki spolaryzowaniu jej anody potencjałem wyższym niż katody. Układ mógłby ulec zniszczeniu przez podniesienie jego napięcia zasilającego. Maksymalną

wartość napięcia zasilającego na poziomie 6 V ustalono na podstawie natężenia prądu, jaki płynie przez diodę LED1 w momencie jej załączenia.

Gdyby zmienić rezystor R4 na egzemplarz o większej rezystancji, aby utrzymać tę samą wartość maksymalną prądu, można układ zasiląć wyższym napięciem. Nieprzekraczalną wartością jest 12 V, ponieważ tyle wynosi maksymalne napięcie bramka-źródło użytych w projekcie tranzystorów MOSFET.

Układ nie szyfruje transmitowanej wiadomości. Oznacza to, że może zostać pobudzony światłem pochodzącym z innego nadajnika promieniowania podczerwonego, na przykład z pilota zdalnego sterowania.

Michał Kurzela, EP

Wykrywacz zadanej rezystancji

Szukanie zwarć w układach i systemach elektronicznych to niełatwe zadanie. Można się o tym przekonać zwłaszcza wtedy, kiedy szukany upływ ma rezystancję kilkudziesięciu lub kilkaset omów, na co nie reagują typowe sygnalizatory akustyczne w multimetrach. Próg detekcji w prezentowanym układzie jest płynnie regulowany, przez co można nim szybko „przedzwoić” podejrzany obwód.

Prezentowany układ jest jak rozbudowany „piszczyk” znany z multimetrów cyfrowych, którym można wykrywać zwarcia w układzie. Typowa wartość maksymalnej rezystancji, która skutkuje zadziałaniem wbudowanego buzzera, jest rzędu kilkudziesięciu omów. W prezentowanym układzie próg zadziałania jest płynnie regulowany, nawet do 1 kΩ, więc można nim bardzo szybko znaleźć uporczywe zwarcia, zlokalizowane np. na końcu długiego, cienkiego przewodu telekomunikacyjnego lub wywołane osadem z wylanych baterii.

Budowa i działanie

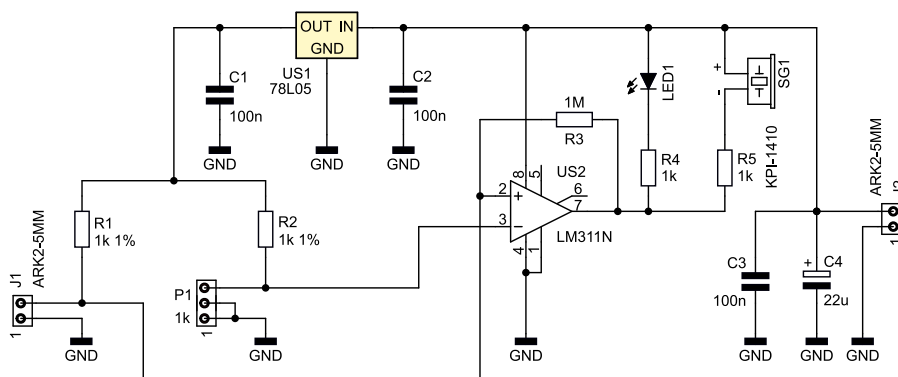
Schemat ideowy został pokazany na rysunku 1. Idea wykrywania zadanej rezystancji polega na porównaniu napięć wytwarzanych przez dwa dzielniki napięcia. Jeden z nich, referencyjny, składa się z potencjometru P1 i rezystora R2. Użyte z niego napięcie zawiera się w przedziale od 0 do ok. 4,5 V.

Drugim dzielnikiem jest rezystor R1, o identycznej rezystancji co R2, oraz badany

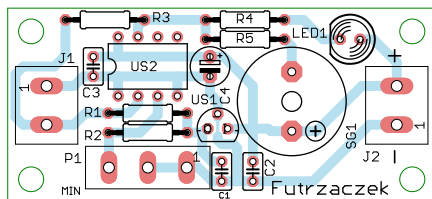


obwód, dołączany do zacisków J1. Jeżeli rezystancja tego obwodu będzie niższa niż potencjometru P1, niższe będzie również wytwarzane przezeń napięcie.

Oba napięcia są porównywane przez komparator US2. Jeżeli napięcie odkładające się na badanym fragmencie obwodu jest niższe niż na potencjometrze P1 – czyli jego



Rysunek 1. Schemat ideowy układu



Rysunek 2. Schemat montażowy i wzór ścieżek płytki PCB

rezystancja jest niższa – tranzystor wyjściowy komparatora nasycza się. To powoduje zaświecenie diody LED1 oraz dzwienienie sygnalizatora SG1. Rezystor R3 wprowadza do układu niewielką histerezę, która poprawia załączanie i wyłączanie tranzystora wyjściowego komparatora, bez występowania stanów pośrednich związanych ze skończonym wzmocnieniem układu LM311.

Prąd płynący przez sygnalizator SG1 został ograniczony rezystorem R5, aby emitowany przez niego dźwięk nie był dokuczliwy ani nie przeszkadzał podczas pracy w skupieniu. Wartość tego rezystora można dowolnie zmieniać.

Dzielniki napięcia są zasilane ze stabilizatora liniowego o napięciu wyjściowym 5 V. Celem takiego posunięcia było zapewnienie komparatorowi LM311 prawidłowych warunków pracy jego obwodów wejściowych. Maksymalne napięcie wejściowe, jakie obsługuje on poprawnie, jest około 2 V niższe od zasilającego. Aby uniknąć problemów

związanych z polaryzacją diody Zenera, zdecydowano się na użycie prostego i taniego stabilizatora, przy którym kwestia natężenia pobieranego zeń prądu nie jest istotna. Kondensatory C1 i C2 zapobiegają jego wzbudzeniu.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na jednostronnej płytce drukowanej o wymiarach 55×25 mm, a wzór ścieżek oraz schemat montażowy został pokazany na **rysunku 2**. W odległości 3 mm od krawędzi płytki znalazły się otwory montażowe. Montaż proponuję przeprowadzić w sposób typowy, od elementów najniższych po najwyższe. Pod układ US2 można zastosować podstawkę.

Po podłączeniu zasilania z przedziału 9...12 V (np. baterii 6F22) układ może rozpocząć pracę. Potencjometrem P1 ustawia się rezystancję, która ma być maksymalnym progiem czułości układu – po przyłożeniu takiej samej lub mniejszej do zacisków złącza J1 dioda LED zaświeci się, a sygnalizator zapiszczy. Pobór prądu w stanie czuwania wynosi około 7 mA, a podczas sygnalizacji około 22 mA – przy zasilaniu napięciem 9 V.

Można przygotować układ do detekcji rezystancji o większej wartości niż 1 kΩ – wystarczy proporcjonalnie zwiększyć wartości rezystorów R1 i R2 oraz potencjometru P1.

Michał Kurzela, EP

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

W ofercie AVT* AVT5856

Podstawowe parametry:

- sygnalizacja upływności między zaciskami wejściowymi,
- regulowany próg zadziałania w zakresie 0...1000 Ω,
- informacja świetlna i dźwiękowa,
- zasilanie 9...12 V.

Wykaz elementów:

R1, R2: 1 kΩ 1% 0,6 W THT
R3: 1 MΩ 0,25 W THT
R4, R5: 1 kΩ 0,25 W THT
P1: 1 kΩ liniowy 16 mm
C1...C3: 100 nF ceramiczne 2,54 mm THT
C4: 22 μF/25 V THT
LED1: zielona 5 mm
US1: 78L05 T092
US2: LM311 DIP8
J1, J2: ARK2/500
SG1: KPI-1410
Podstawka DIP8

Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu.

Wymagana umiejętność lutowania!

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

Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wlutowane w płytkę PCB)
- wersja [A] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji
- wersja [A+] – płytkę drukowaną [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentację
- 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.

Przedłużacz magistrali I²C

Magistrala I²C jest bardzo wygodnym i tanim sposobem wymiany informacji pomiędzy układami scalonymi w obrębie urządzenia. Dobrze mieć możliwość przedłużenia zasięgu magistrali nawet o kilka metrów. Ułatwia to komunikację np. z czujnikami, bez potrzeby stosowania interfejsów szeregowych o większym zasięgu takich jak RS232 czy RS485 lub uciekania się do stosowania transmisji radiowej.

Opisany minimoduł umożliwia przedłużenie magistrali I²C przy zastosowaniu transmisji różnicowej i typowej skrętki CAT5. Dzięki wyposażeniu modułu w zestaw złączy dla najpopularniejszych standardów płytek prototypowych (Grove, Qwiic, Arduino) pełni funkcję huba pomiędzy systemami, zwalniając z konieczności stosowania przejściówek.

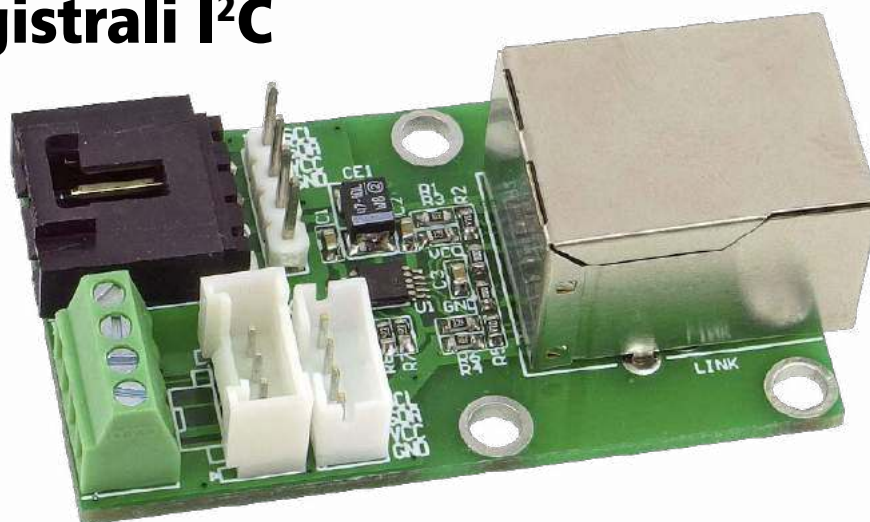
Moduł bazuje na specjalizowanym układzie bufora i kontrolera hot-swap magistrali I²C typu PCA9615 firmy NXP. Budowę

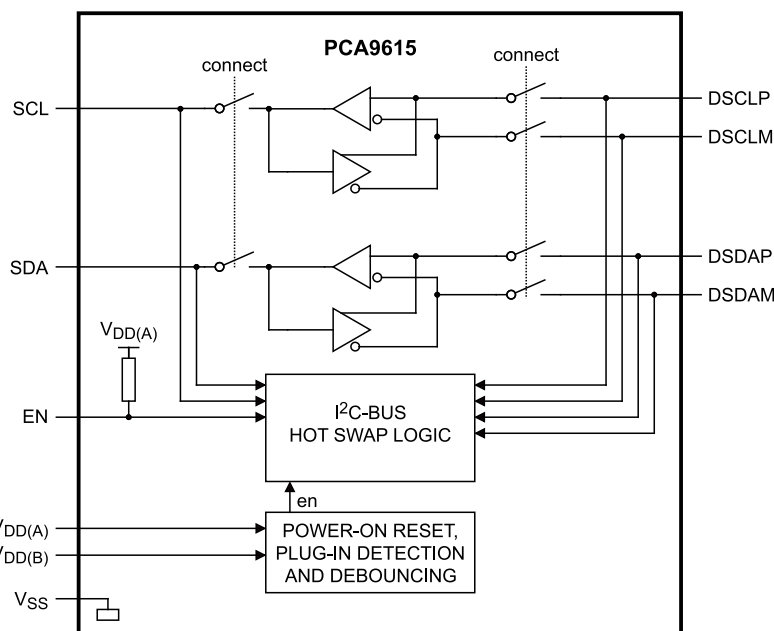
wewnętrzną pokazano na **rysunku 1**. W swej strukturze układ zawiera kluczowane bufor sygnałów SDA, SCL sterowane sygnałem EN. Bufory izolują część magistrali od strony wejścia (SDA/SCL) i zapewniają zgodność ze standardem I²C, a od strony wyjścia (DSCLP/LM, DSDAP/AM) skonfigurowane są jako sygnały różnicowe – zapewniają większy zasięg i odporność na zakłócenia. Według noty producenta zasięg wynosi ok. 3 m dla trybu FM+ i może zostać zwiększony

dla mniejszych prędkości. Oczywiście do poprawnego działania potrzebne są dwa układy, zapewniające pełną konwersję sygnału.

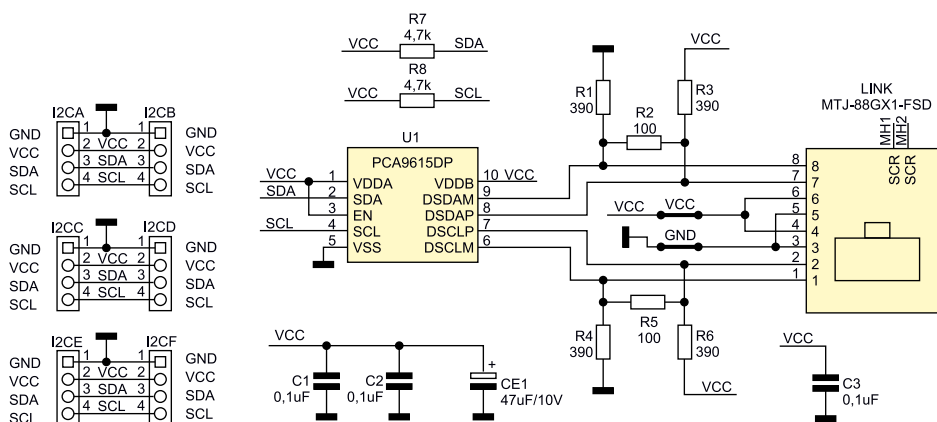
Budowa i działanie

Schemat modułu został pokazany na **rysunku 2**. Magistrala I²C doprowadzona jest do złączy I2CA...I2CF, rezystory R7 i R8 zapewniają odpowiednią polaryzację. Układ U1 konwertuje sygnały do postaci symetrycznej dla linii danych SDA i zegara SCL, które





Rysunek 1. Struktura wewnętrzna układu PCA9615



Rysunek 2. Schemat ideowy modułu

po dopasowaniu za pomocą elementów R1... R6 doprowadzone są do złącza LINK typu RJ45. Do połączenia pomiędzy modułami wykorzystany jest typowy kabel CAT5 (1:1).

Zwory VCC i GND umożliwiają wyprowadzenie zasilania, gdy chcemy oprócz transmisji zasilić współpracujący układ. Ze względu na niewielki przekrój przewodów i niskie napięcie zasilania modułu należy sprawdzić, czy spadki napięcia będą mieścić się w wymaganej tolerancji.

Z przeprowadzonych praktycznie eksperymentów wynika, że przy połączeniu dobrej jakości możliwe jest zasilanie i transmisja na odległość 10 m w trybie standardowym (100 kHz). Umożliwia to dołączenie typowych czujników środowiskowych o niewielkim poborze mocy typu BME280, LM75, a nawet modułu ekspandera PCF8574 obsługującego wyświetlacz OLED i kilka diod LED. Zwory VCC, GND muszą być wlutowane w przypadku wyprowadzenia zasilania w obu modułach magistrali.

Liniowy sterownik LED 3 W

Zaprezentowany sterownik pozwala na zasilanie łańcucha lub pojedynczej białej diody LED o mocy do 3 W (12 V/400 mA). Oprócz stabilizacji i regulacji prądu umożliwia płynne załączanie i wyłączanie diody, a cała aplikacja zawiera zaledwie kilka elementów.

Sterownik został zbudowany na bazie układu IS32LT3120 firmy ISSI, którego schemat wewnętrzny został pokazany na **rysunku 1**. Układ zawiera programowane źródło prądowe z regulacją. Wartość prądu ustawiana jest zewnętrznym rezystorem, a blok płynnego załączania i wyłączania LED współpracuje z przyciskiem chwilowym. Układ IS32LT3120 zawiera dwa identyczne bloki mogące dostarczyć do 200 mA

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

W ofercie AVT* AVT5854

Podstawowe parametry:

- transmisja sygnałami różnicowymi zapewnia duży zasięg i odporność na zakłócenia,
- zasięg wynosi ok. 3 m dla trybu FM+ i może zostać zwiększony dla mniejszych prędkości (10 m w trybie standardowym 100 kHz),
- pracuje poprawnie w zakresie zasilania 3,3...5 V.

Wykaz elementów:

R1, R3: 100 Ω SMD0603 1%
R7, R8: 4,7 kΩ SMD0603 1%
VCC, GND: zwora 0 Ω
C1, C2, C3: 0,1 μF SMD0603
CE1: 47 μF/10 V SMD3528 tantalowy
U1: PCA9615DP (TSSOP10)
I2CA: złącze EH4 kątowe
I2CB: złącze JST4 1 mm
I2CC: złącze SIP4 proste męskie
I2CD: złącze JST 2 mm proste
I2CE: złącze Grove proste
I2CF: złącze śrubowe 2,54 mm
LINK: złącze RJ45 MTJ-88GX1-FSD

Uwagi! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu.

Wymagana umiejętność lutowania!

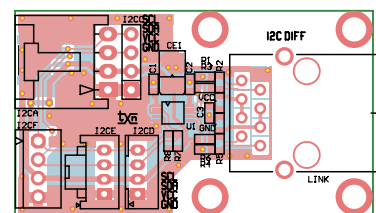
Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym UKŁ) – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która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

Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw
 - [B] (elementy wlutowane w płytkę PCB)
 - wersja [A] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji
- Kity w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [A*] – płytkę drukowaną [A] + zaprogramowany układ [UKŁ] 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 3. Schemat płytki PCB wraz z rozmieszczeniem elementów

Montaż i uruchomienie

Moduł został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej. Jej schemat z rozmieszczeniem elementów został pokazany na **rysunku 3**. Montaż jest typowy i nie wymaga opisu. Poprawnie zmontowany układ nie wymaga uruchamiania i jest gotowy do pracy po podłączeniu zasilania.

Adam Tatus
adam.tatus@ep.com.pl

lub po połączeniu równoległym do 400 mA. Napięcie zasilania układu powinno mieścić się w zakresie 6...45 V.

Budowa i działanie

Schemat ideowy został pokazany na **rysunku 2**. W modelu oba kanały układu U1 połączone są równolegle, co umożliwia dostarczenie prądu o wartości do 400 mA. Układ zaprojektowany

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

W ofercie AVT* AVT5857

Podstawowe parametry:

- zasilanie łańcucha lub pojedynczej białej diody LED o mocy do 3 W,
- umożliwia płynne załączanie i wyłączenie LED,
- umożliwia regulację jasności świecenia LED,
- napięcie zasilania 12 V (ale możliwy zakres wynosi 6...45 V).

Wykaz elementów:

R1: 220 kΩ SMD1206 1%
R2: 10 kΩ SMD1206 1%
RV: 100 kΩ potencjometr montażowy
C1: 0,1 μF SMD1206
CE1: 47 μF/35 V
U1: IS31LT3120-GRLA (S08TP)
CTRL: złącze PH 3 pin 2 mm (opcjonalnie)
LED, PWR: złącze śrubowe DG 3,5 mm 2 pin
SW: przycisk chwilowy 6x4,5 mm

* Uwaga! Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu.

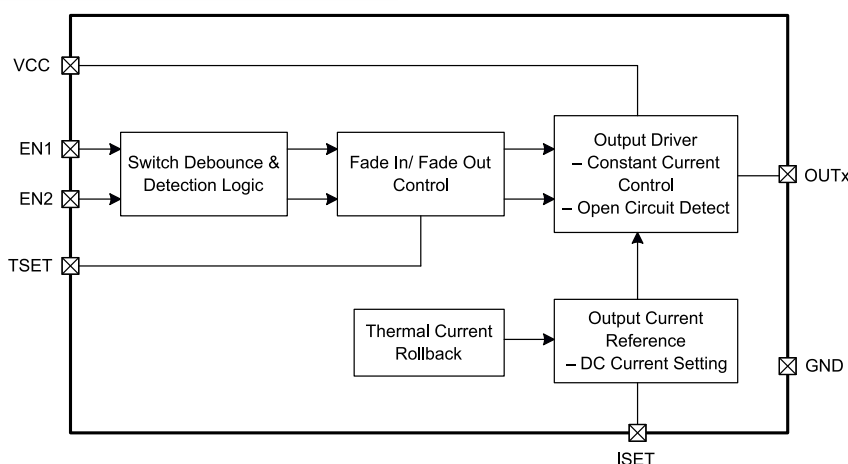
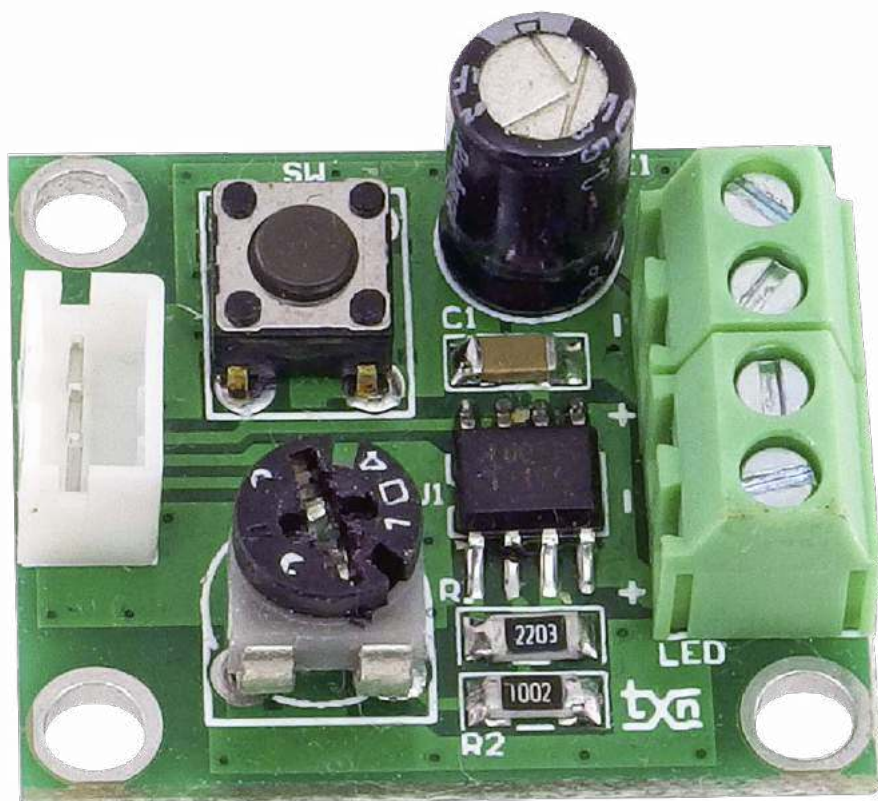
Wymagana umiejętność lutowania!

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.

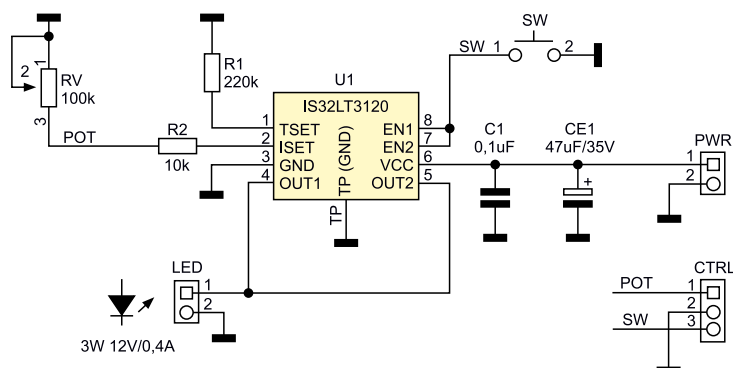


Rysunek 1. Schemat wewnętrzny układu IS32LT3120

jest do napięcia zasilania 12 V i typowej diody LED 3 W. Po przeliczeniu mocy strat możliwe jest dopasowanie do posiadanej diody lub łańcucha w szerokim zakresie zasilania.

W modelu źródła prądowe OUT1 i OUT2 połączone są równolegle. Potencjometrem RV

regulowana jest jasność diody LED poprzez zmianę prądu wyjściowego. Prąd określa wartość rezystora podłączonego do wyprowadzenia ISET, który określony jest wzorem $I = 2000 / (RV + R1)$ i powinien zawierać się w zakresie 10...100 kΩ.



Rysunek 2. Schemat ideowy sterownika

Przycisk SW służy do załączenia lub wyłączenia LED, wejścia aktywujące kanały EN1 i EN2 połączone są razem dla jednoczesnego sterowania obu źródeł prądowych. Wbudowany filtr eliminuje skutki ewentualnego drgania styków. Rezystor R1 określa czas rozjaśniania i ściemniania diody, czas wynosi $t = R1 \cdot 2,5 \mu s$ dla R1 z zakresu 100...600 kΩ.

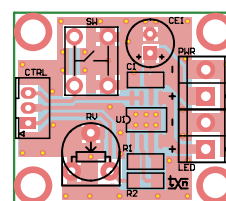
Układ zasilany jest poprzez złącze PWR, dioda podłączona jest do złącza LED. Złącze CTRL umożliwia podłączenie zewnętrznego przełącznika i potencjometru, w tym przypadku nie montujemy ich na płytce.

Montaż i uruchomienie

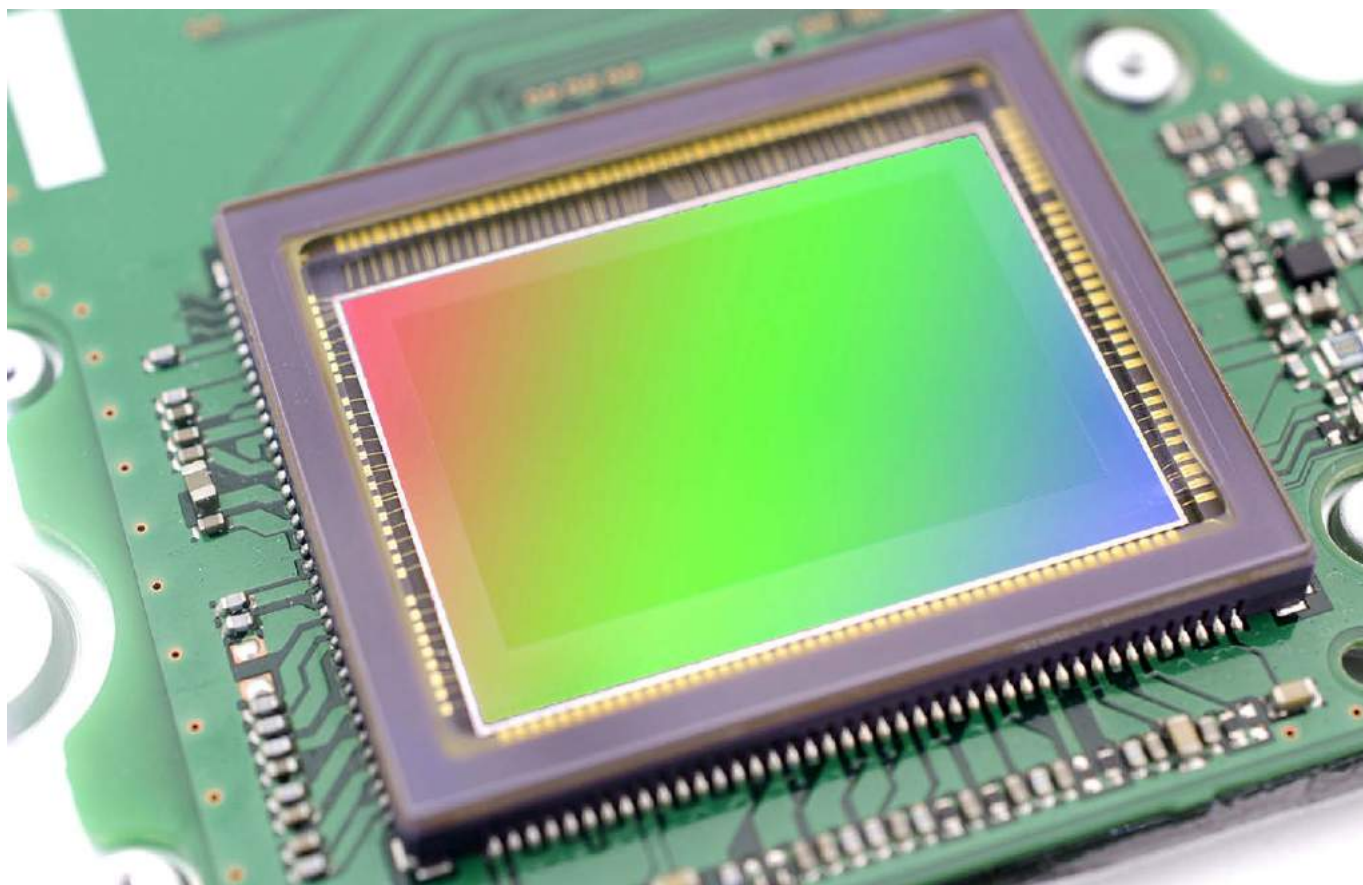
Układ zmontowany jest na niewielkiej dwustronnej płytce drukowanej. Jej schemat został pokazany na rysunku 3. Montaż nie wymaga opisu, należy tylko poprawnie przylutować pad termiczny U1.

Pierwsze uruchomienie warto wykonać, zasilając układ z zasilacza laboratoryjnego z ograniczeniem prądu. Po podłączeniu LED, należy sprawdzić działanie przycisku i wartości prądu LED przy zmianie RV.

Adam Tatus
adam.tatus@ep.com.pl



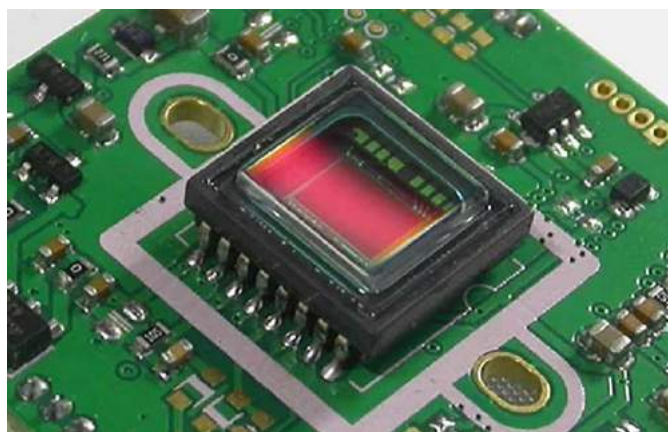
Rysunek 3. Schemat płytki PCB z rozmieszczeniem elementów



Przetworniki obrazu dla systemów embedded

Wzrok jest najważniejszym zmysłem. Umożliwia nam orientację w przestrzeni i szacowanie odległości, pozwala rozpoznawać przedmioty i osoby oraz rozróżniać barwy. Zawdzięczamy mu bardzo sprawne dostarczanie mnóstwa informacji o otaczającym nas świecie. Wyposażenie systemu elektronicznego w sensor obrazu stwarza wiele możliwości, od rejestrowania i przesyłania obrazu, do analizowania jego treści i sterowania różnymi procesami. Ale rozpoczęcie działań w tej dziedzinie wymaga zrozumienia podstawowych zagadnień i poznania dostępnych rozwiązań. W artykule omówimy rodzaje, parametry i zastosowania przetworników obrazu przeznaczonych do systemów mikroprocesorowych.

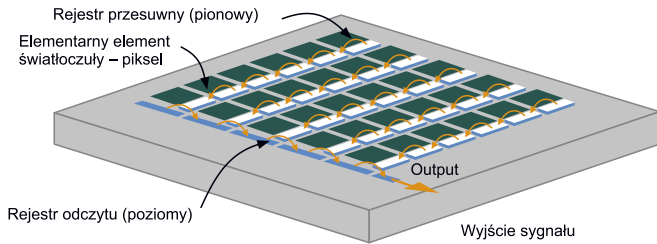
Przetwarzanie obrazu na sygnał elektryczny znane jest od dawna, pierwsze komponenty realizujące taką funkcję datuje się na lata 60. XX wieku. Jednak w artykule pominiemy historię ewolucji technologicznej przetworników obrazu, odwołamy się tylko do niektórych istotnych fragmentów. Skupimy się na omówieniu aktualnie dostępnych podzespołów należących do tej grupy, a w szczególności na opisaniu znaczenia ich parametrów. Oprócz tych czysto elektronicznych, niektóre parametry są ściśle powiązane z optyką czy



Fotografia 1. Kompletny moduł przetwornika obrazu CCD

uwarunkowane przez branżę fotograficzną i w efekcie nie takie oczywiste dla elektronika.

Podstawowym elementem przetwornika obrazu jest matryca światłoczuła. Rozróżniamy dwa podstawowe rodzaje matryc: CCD i CMOS. Pierwszy typ przez wiele lat dominował w kamerach, aparatach i wszystkich pozostałych zastosowaniach. Matryce typu CMOS, pomimo, że wyróżniały się m.in. dużą szybkością działania czy niewielkim zapotrzebowaniem na energię, to oferowały gorsze parametry



Rysunek 1. Uproszczona budowa matrycy CCD

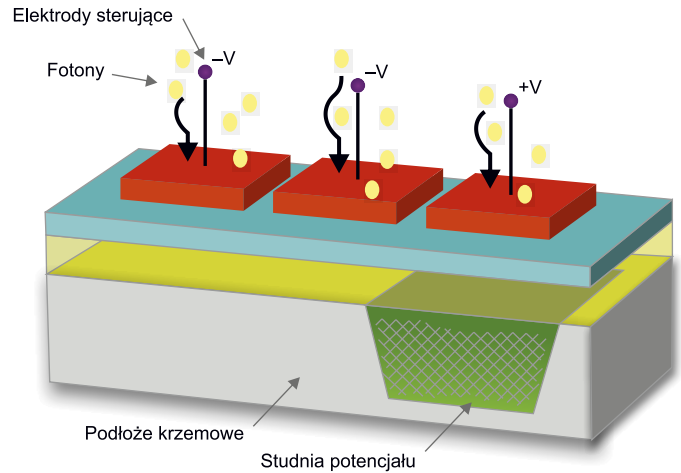
obrazu i przez to miały ograniczone zastosowanie. Jednak były one stale udoskonalane, aż w końcu dorównały jakością obrazu matrycom CCD i ostatecznie zdominowały rynek. Dziś praktycznie wszystkie nowe przetworniki obrazu wyposażone są w matryce CMOS. Dla zachowania chronologii, ale także z tego powodu, że matryce CCD ciągle działają w wielu systemach, urządzeniach czy na liniach produkcyjnych, zaczniemy opis właśnie od nich.

Przetwornik CCD

Skrót CCD (*Charge Coupled Device*) oznacza przetwornik wizyjny o sprzężeniu ładunkowym, wygląd kompletnego modułu przetwornika CCD został pokazany na **fotografii 1**. Matryca ma postać krzemowej płytki składającej się, przede wszystkim, z regularnego układu odizolowanych światłoczułych komórek, które będziemy nazywali pikselami. Jej uproszczona budowa została pokazana na **rysunku 1**.

Piksele mogą być wykonane jako **fotodiody**, w których struktura krzemowa typu P-N jest spolaryzowana zaporowo (**rysunek 2a**). Padające światło powoduje generowanie elektronów o całkowitym ładunku proporcjonalnym do padającego światła, które zostają zatrzymane w warstwie zubożonej. Jednak częściej jest spotykane rozwiązanie z pikselami wykonanymi jako **kondensatory MOS** (**rysunek 2b**). Jedną okładzinę stanowi przewodząca i jednocześnie przepuszczająca światło warstwa krzemu. Pełni ona funkcję elektrody sterującej – przyłożenie dodatniego potencjału powoduje powstanie obszaru zubożonego. W reakcji na padające światło, podobnie jak w fotodiodzie, generowane są elektrony i zatrzymywane w warstwie zubożonej. Jest ona nazywana **studnią potencjału** (**rysunek 3**). Ładunek, jaki może zgromadzić, jest proporcjonalny do natężenia promieniowania oświetlającego, czasu akumulacji i wartości przyłożonego napięcia. W przypadku przekroczenia któregoś z tych parametrów może dojść do przelania ładunku do sąsiednich, niezapełnionych studni. Czasami efekt taki widać na zdjęciach bardzo jasnych obiektów – źródło światła zajmuje wtedy większy obszar niż w rzeczywistości, jest to tzw. **blooming**. Przykład został pokazany na **fotografii 2**, gdzie dobrze widać także inne zjawisko w postaci pionowych smug. Mechanizm jego powstawania zostanie wyjaśniony przy opisie matryc FT. Dla wyeliminowania efektu blooming piksele mają dodatkowo tzw. bramkę nadmiaru ładunku (OFG – *Overflow Gate*) połączoną z drenem nadmiarowym (OFD – *Overflow Drain*) umożliwiającym bezpieczne odprowadzenie nadmiarowego ładunku.

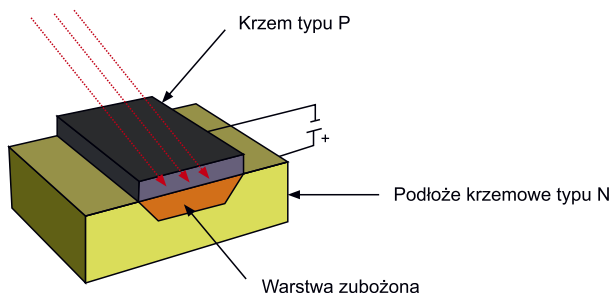
Po zakończeniu akumulacji następuje transfer ładunku przez kolejne elementy pojemnościowe, aż do komórki pamięci znajdującej



Rysunek 3. Fragment budowy matrycy CCD ze wskazaniem studni potencjału

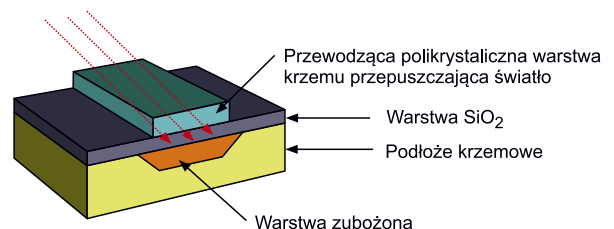
Fotografia 2. Efekt wywołany zjawiskiem przelania ładunku ze studni potencjału na sąsiednie piksele (źródło <http://bit.ly/2NQPF6g>)

się w rejestrze odczytu. Najpierw przykładany jest potencjał o odpowiedniej wartości do elektrody sąsiadującej z tą, pod którą znajduje się studnia potencjału, co powoduje częściowe przesunięcie ładunku. Następnie odłączany jest potencjał elektrody znad studni i w efekcie następuje całkowite przeniesienie ładunku. Sekwencyjne powtarzanie tego procesu pozwala na transfer ładunku na zewnątrz matrycy, aż do elektrody odczytującej. Proces ten może zachodzić na kilka sposobów: w cyklu dwufazowym, trójfazowym i czterofazowym, a także pseudodwufazowym i jednofazowym. Wszystkie różnią się liczbą przykładanych jednocześnie potencjałów oraz liczbą bramek składających się na pojedynczy piksel. Matryce odczytywane w taki sposób są określane jako **Full Frame Transfer Matrix** i wymagają zastosowania tzw. migawki. Odpowiada ona za odcięcie dostępu

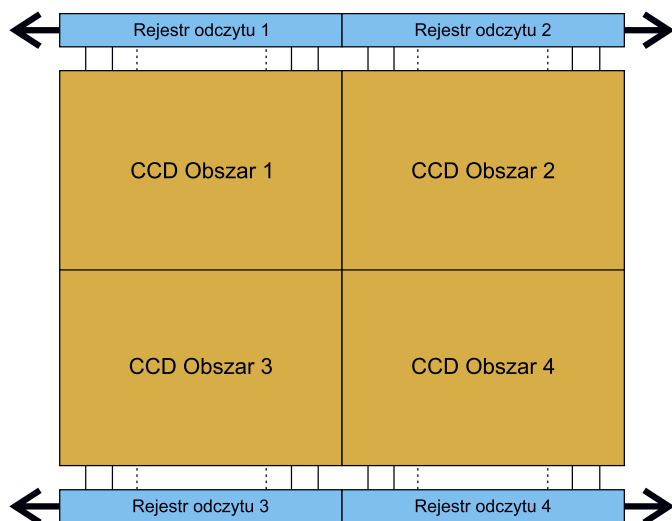


a) Piksel wykonany jako fotodiody

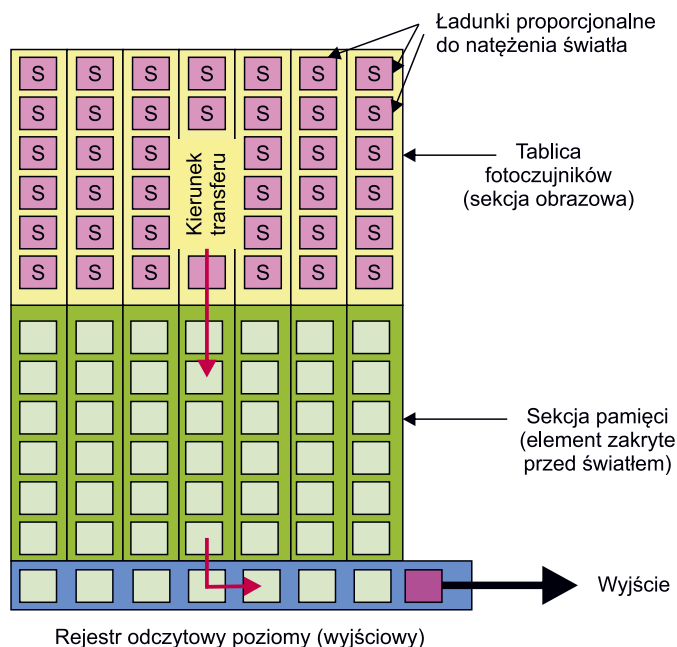
Rysunek 2. Sposoby wykonania struktur światłoczułych



b) Piksel wykonany jako kondensator MOS



Rysunek 4. Przyspieszenie odczytu matrycy CCD poprzez podzielenie na obszary z niezależnymi torami odczytu



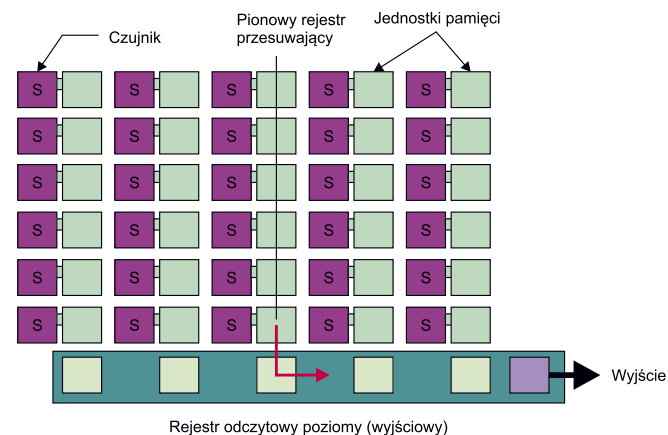
Rysunek 5. Schematyczna budowa matrycy FT

promieniowania do matrycy w czasie transferu, w przeciwnym razie obraz staje się rozmyty.

CCD FT

Transfer jest procesem czasochłonnym, dlatego powstały różne rozwiązania mające na celu zabezpieczenie zawartości pikseli przed wpływem oświetlenia w czasie transferu oraz przyspieszające transfer. Najprostszą metodą było podzielenie obszaru matrycy np. na 4 części i dodanie oddzielnych kanałów transferu ładunku, co umożliwiło równoczesny odczyt wszystkich obszarów (rysunek 4).

Lepszym rozwiązaniem, wymagającym jednak bardziej złożonej konstrukcji, jest matryca z transferem ramki FT (Frame Transfer), której uproszczony schemat budowy został pokazany na rysunku 5. Oprócz sekcji czujników, na których jest rejestrowany obraz, zawiera dodatkową sekcję pamięci zasłoniętą przed oświetleniem, o takiej samej liczbie komórek jak matryca sensorów. Po zebraniu ładunków następuje ich przesunięcie do sekcji pamięci. Proces ten uwalnia sensory, umożliwiając im gromadzenie ładunku pochodzącego z oświetlenia następnej ramki. Zawartość pamięci jest w tym czasie przesuwana do rejestru wyjściowego jak w trakcie normalnego transferu.



Rysunek 6. Schematyczna budowa matrycy IT

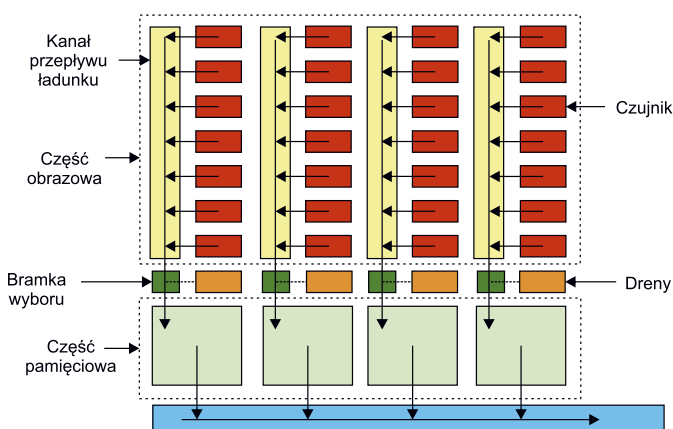
Struktura matrycy FT stwarza problemy związane z pojawianiem się pionowych smug powyżej i pod jasnymi plamkami obrazu – **smea-ring** (fotografia 2). Dzieje się tak, ponieważ oświetlona matryca czujników może przechwytywać niewielkie, fałszywe ładunki z sekcji pamięci w momencie transferu. W związku z tym konieczne jest stosowanie migawki uniemożliwiającej naświetlanie sekcji fotoczujników w trakcie transferu ładunków, co komplikuje całą konstrukcję.

CCD IT

Opisane zakłócenia można eliminować przez stosowanie matrycy z przesuwem międzyliniowym IT (Interline Transfer). Sensory podłączone do elementów magazynujących (studni potencjału) są umieszczone w pionowych kolumnach naprzemiennie z komórkami pamięci pionowego rejestru przesuwającego (rysunek 6). Po naświetleniu pojedynczej ramki ładunki zgromadzone przez czujniki w każdej kolumnie są przesuwane do sąsiadującego rejestru. W ten sposób sensor jest szybko uwalniany i gotowy do zbierania ładunków następnej ramki, natomiast ładunki są transferowane do rejestru poziomego i odczytywane jako sygnał video. Skuteczny czas naświetlenia dla każdego fotosensora może być skrócony przez zastosowanie elektronicznej migawki, co spowoduje transfer elektronów wytworzonych w czasie trwania tylko części każdej ramki. W podstawowym kształcie tej struktury komórki rejestru pionowego znajdują się na poziomie fotosensorów i muszą być osłonięte przed działaniem światła. W efekcie tylko 30...50% powierzchni matrycy to warstwa światłoczuła. Jest to naturalna wada matrycy typu IT.

CCD FIT

Uzyskanie matrycy CCD o wysokiej czułości, charakterystycznej dla przesuwu ramkowego, ale z odpornością na powstawanie smug i bez konieczności stosowania mechanicznej migawki, charakterystycznej dla struktury z przesuwem międzyliniowym wymagało opracowania nowego rozwiązania. Tak powstała matryca z przesuwem



Rysunek 7. Schematyczna budowa matrycy FIT

ramkowo-międzyliniowym FIT (*Frame Interline Transfer*). Część obrazowa zbudowana jest podobnie jak w matrycy FT, jednak transfer ładunków do części pamięciowej odbywa się za pomocą odpowiedniego kanału (drenu), który jest otwierany sygnałem na bramce wyboru (**rysunek 7**). Ładunki z czujników szybko przesuwają się do odpowiednich sekcji pamięci i uwalniają sensory, umożliwiając im gromadzenie ładunku pochodzącego z oświetlenia następnej ramki. W takiej strukturze sygnał z wyjścia każdego fotosensora musi być przełączany po kolei w czasie odczytywania każdej ramki, co wymaga, bardzo dużej szybkości taktowania, rzędu dziesiątek MHz. Ponieważ impedancje obwodów CCD mają charakter pojemnościowy, powoduje to przepływ znacznego prądu. Przetworniki CCD typu FIT, ze względu na swą złożoność, są kosztowne i stosowane głównie w kamerach profesjonalnych.

CCD HAD

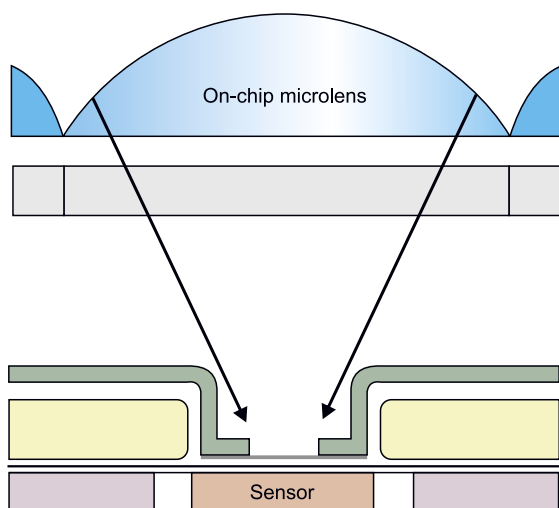
Ograniczony obszar aktywny każdego piksela zmniejsza rozdzielczość przestrzenną i czułość całego przetwornika. Jest to problem, który dotyczy wszystkich rodzajów matryc i z tego powodu wprowadzono kilka metod zwiększania czułości CCD. Często stosowane rozwiązanie bazuje na fotosensorach w postaci fotodiody ze złączeniem P-N o bardzo wysoko domieszkowanej warstwie P. Przetworniki takie określane są jako matryce CCD typu HAD. Ich dodatkowym usprawnieniem jest także zastosowanie pionowego kanału odprowadzania ładunku (w standardowych wersjach kanał ten jest umieszczony poziomo), co poprawia stosunek powierzchni światłoczułej do całkowitej powierzchni struktury, a więc wpływa na zwiększenie czułości.

Zastosowanie przetwornika CCD typu HAD umożliwia wyposażenie kamer w elektroniczną migawkę o regulowanych czasach otwarcia, co ma istotne znaczenie przy filmowaniu w pomieszczeniach oświetlanych migającym źródłem światła, np. świetłówkami. Otwierając migawkę synchronicznie z fazą zasilania oświetlenia, można uzyskać stały średni poziom światła podczas rejestracji obrazu.

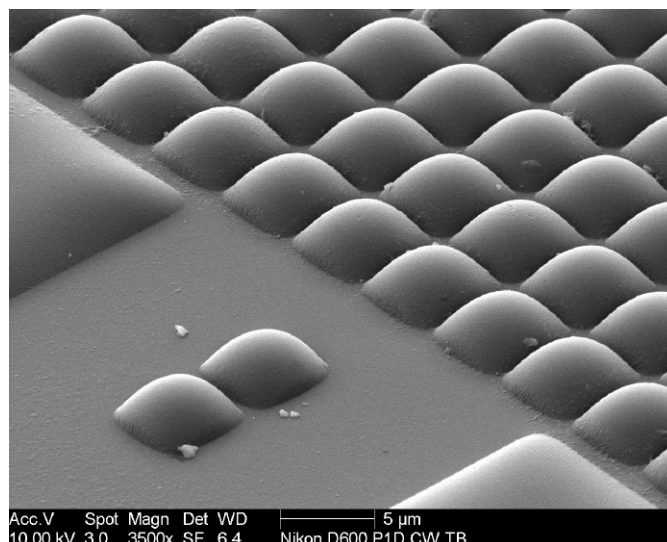
Czułość matrycy CCD można zwiększyć również dzięki zamocowaniu z przodu matrycy warstwy mikrosoczewek, po jednej na każdym fotoczułniku. Soczewki skupiają światło, pochodzące z obrazu na obszar piksela. Tym samym następuje zwiększenie czułości (skuteczności). Przetworniki HAD z dodatkową warstwą mikrosoczewek nazywane są **Hyper HAD** lub **Super HAD**. Przykład konstrukcji takiego czujnika został pokazany na **rysunku 8**, a wygląd powierzchni przetwornika z mikrosoczewkami na **fotografii 3**.

EMCCD

Tradycyjne przetworniki CCD oferowały wysoką czułość przy niskim poziomie szumów, ale kosztem wolnego odczytu, dlatego często



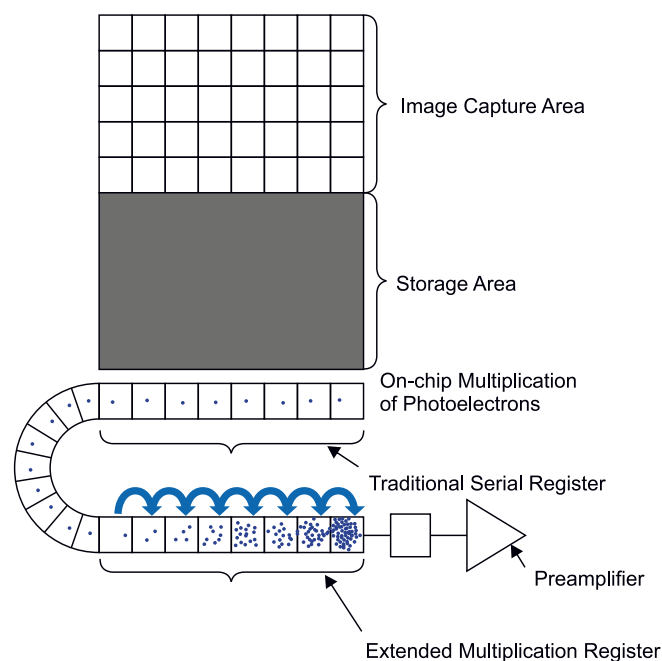
Rysunek 8. Konstrukcja przetwornika HAD z dodatkową warstwą mikrosoczewek



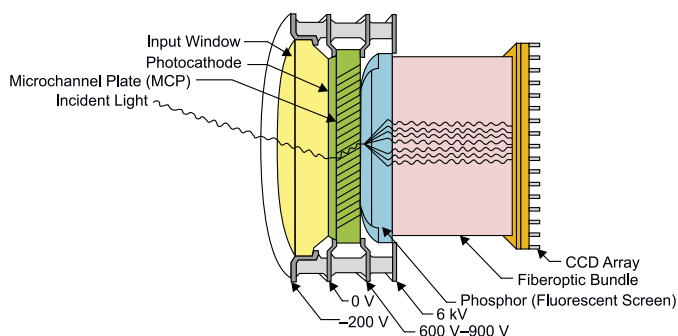
Fotografia 3. Wygląd przetwornika obrazu typu HAD obserwowanego pod mikroskopem

nazywano je wolno skanującymi (*slow scan*). Aby osiągnąć dużą prędkość działania, szerokość pasma wzmacniacza ładunku musi być jak największa, ale poziom szumu skaluje się z szerokością pasma wzmacniacza, stąd wzmacniacze o większych prędkościach mają wyższy szum. Dla zapewnienia wysokiej czułości przy dużej szybkości opracowano matryce z powielaniem elektronów **EMCCD** (*Electron Multiplying CCD*). Są one czujnikami obrazu zdolnymi do wykrywania pojedynczych fotonów bez wzmacniacza obrazu. Technologia ta została osiągnięta dzięki unikalnej strukturze zwielowkującej elektrony, wbudowanej w przetwornik. Wzmacniając sygnał przed wzmacniaczem ładunku, przetwornik osiąga niespotykaną czułość przy dużych prędkościach. Jednocześnie szum odczytu jest skutecznie omijany.

Struktura przetwornika EMCCD została pokazana na **rysunku 9**. Jest rozbudowaną wersją przetwornika CCD FT. Podczas akwizycji obszar czujnika jest wystawiany na działanie światła i rejestruje obraz, który jest następnie automatycznie przesuwany do osłoniętego obszaru przechowywania. Przy odczytywaniu czujnika ładunek jest przesuwany przez rejestr odczytowy i przez rejestr mnożenia, gdzie następuje powielenie ładunku jeszcze przed wzmocnieniem i odczytem.



Rysunek 9. Schematyczna budowa przetwornika EMCCD



Rysunek 10. Budowa przetwornika ze wzmacniaczem obrazu ICCD



Fotografia 4. Przykładowe wykonanie wzmacniaczy obrazu

Prawdopodobieństwo zwielokrotnienia ładunku zmienia się wraz z temperaturą – im niższa temperatura, tym większe prawdopodobieństwo. Aby zwiększyć czułość strukturę EMCCD, schładza się do temperatury np. -100°C . Dodatkowo niezbędna jest dobra stabilizacja chłodzenia, bo zmiana temperatury o 1°C może powodować zmianę wzmocnienia o około 7%. System chłodzenia wiąże się z dodatkowymi kosztami dla kamery EMCCD i często powoduje poważne problemy z kondensacją pary.

Prawdopodobieństwo zwielokrotnienia ładunku zależy również od napięcia przyłożonego do rejestru mnożenia – rośnie wraz ze wzrostem napięcia. Dostosowując temperaturę i napięcie przyłożone do czujnika, przetwornik EMCCD może osiągnąć wzmocnienie od praktycznie jedności do tysięcy. Kamery z przetwornikiem EMCCD są w stanie rejestrować pojedyncze fotony, dlatego są szeroko stosowane np. w urządzeniach do obserwacji astronomicznych.

ICCD

Innym rodzajem przetwornika CCD, który również odznacza się wysoką czułością, jest przetwornik ze wzmacniaczem obrazu ICCD (*Intensified CCD*). Wzmacniacz obrazu jest zamontowany przed matrycą CCD. Zawiera trzy elementy funkcjonalne: fotokatodę, płytkę mikrokanalikową MCP (*Micro-Channel Plate*) i ekran fosforowy, zamontowane jeden za drugim (rysunek 10). Fotony pochodzące ze źródła światła padają na fotokatodę, generując w ten sposób elektrony. Elektrony są przyspieszane w kierunku MCP przez odpowiednie napięcie sterujące, a następnie są pomnażane wewnątrz MCP i przyspieszane w kierunku ekranu fosforowego. Ekran fosforowy ostatecznie przekształca zwielokrotnione elektrony w fotony, które są kierowane do CCD przez światłowód lub soczewkę.

Wzmacniacz obrazu z natury zawiera funkcję migawki dzięki kontrolowanemu napięciu na wzmacniaczu obrazu. Jeśli napięcie zmieni polaryzację, to elektrony przyspieszają w kierunku fotokatody, a nie MCP. Zapobiega to przedostawaniu się fotonów przez wzmacniacz do CCD – jest tzw. bramkowanie.

Oprócz niezwykle wysokiej czułości kamer ICCD, które umożliwiają detekcję pojedynczych fotonów, możliwość bramkowania jest jedną z głównych zalet ICCD nad kamerami EMCCD. Kamery ICCD są nieco droższe niż kamery EMCCD, ponieważ wymagają drogiego wzmacniacza obrazu. Z drugiej strony kamery EMCCD wymagają układu chłodzenia. Przetworniki ICCD są używane w noktowizorach oraz w różnych zastosowaniach naukowych, przykładowe wykonania zostały pokazane na fotografii 4.

emlCCD

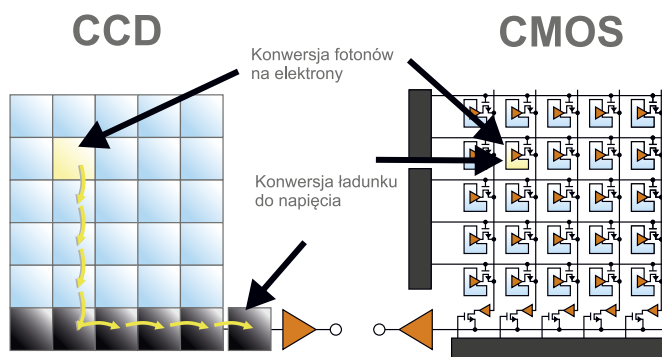
Czujniki ICCD są w stanie obrazować z czasem ekspozycji poniżej nanosekund. Mechanizm bramkujący jest sterowany napięciem na wzmacniaczu i można go łatwo kontrolować w bardzo dokładnych, krótkich przedziałach czasowych. Głównym ograniczeniem technologii ICCD jest liniowość, która zostaje zniekształcana z powodu efektu nasycenia MCP. Jest to efekt uboczny stosowania dużego wzmocnienia przez długi czas, jednak można go rozwiązać za pomocą przetworników emlCCD, które łączą w sobie technologię ICCD i EMCCD, aby zapewnić efekt podwójnego zwielokrotnienia elektronów. Pozwala to na maksymalne wzmocnienie, zapewniając wysoką czułość, liniowość i zakres dynamiczny. Czujniki tego rodzaju są idealne do zastosowań wymagających detekcji pojedynczego fotonu.

Technologie CCD i CMOS

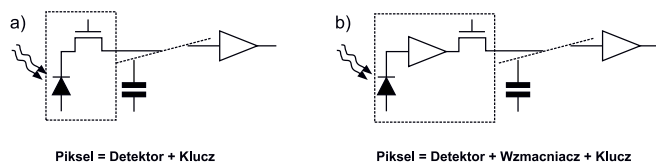
Przetworniki obrazu wykonane na bazie półprzewodników określane są jako CMOS (*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*). Jest to technologia, która istnieje od lat 90. Ogólna zasada działania jest identyczna jak dla CCD, polega na zamianie ładunku nagromadzonego pod wpływem oddziaływania światła na impuls elektryczny. Zasadnicza różnica matryc CMOS w stosunku do CCD polega na sposobie konwersji i transmisji sygnału. W matrycy CCD sygnały z pikseli odczytywane są całymi rzędami, nie ma możliwości odczytania tylko pojedynczego piksela. Następnie trafiają do jednego przetwornika A/D, na wyjściu którego dostajemy dane cyfrowe. Zatem odczyt całej zawartości matrycy odbywa się przez jeden węzeł wyjściowy. Matryce CMOS także gromadzą dane o intensywności światła w postaci ładunku elektrycznego. Jednak każdy piksel wyposażony jest we wzmacniacz sygnału i klucz, które są połączone z szynami adresowymi wierszy i kolumn (rysunek 11). Takie rozwiązanie pozwala przede wszystkim na zwiększenie prędkości odczytu danych, ale też odznacza się dużo mniejszym zapotrzebowaniem na energię.

CMOS PPS i APS

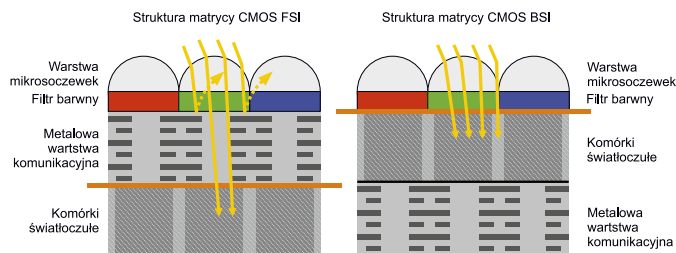
Najprostszy rodzaj matrycy CMOS jest zbudowany z pikseli pasywnych PPS (*passive pixel sensor*). Jest to układ złożony tylko z detektora i tranzystora przełączającego (rysunek 12a). Charakteryzuje się



Rysunek 11. Porównanie budowy przetwornika CCD i CMOS



Rysunek 12. Schemat piksela pasywnego i aktywnego



Rysunek 13. Konstrukcja matrycy typu FSI i BSI

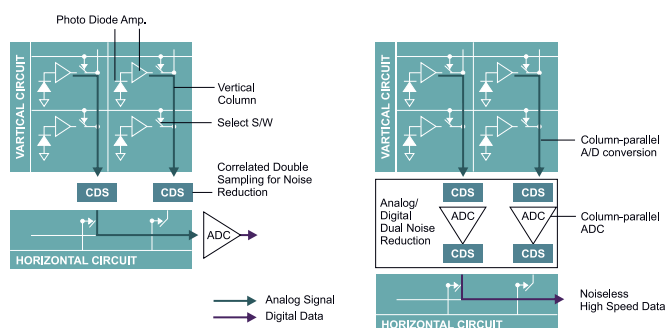
dużym, sięgającym 80% współczynnikiem wypełnienia matrycy powierzchnią aktywną, ale też mniejszą szybkością odczytu. Nowocześniejszym rozwiązaniem jest matryca z pikselami aktywnymi APS (*active pixel sensor*). Taki układ składa się z detektora, wzmacniacza przetwarzającego ilość ładunku na napięcie i tranzystora przełączającego (rysunek 12b). Umieszczenie przedwzmacniacza w pikselu aktywnym powoduje zwiększenie wymiarów matrycy i zmniejszenie współczynnika wypełnienia matrycy do wartości 30...50%, ale przyspiesza odczyt treści matrycy.

CMOS FSI i BSI

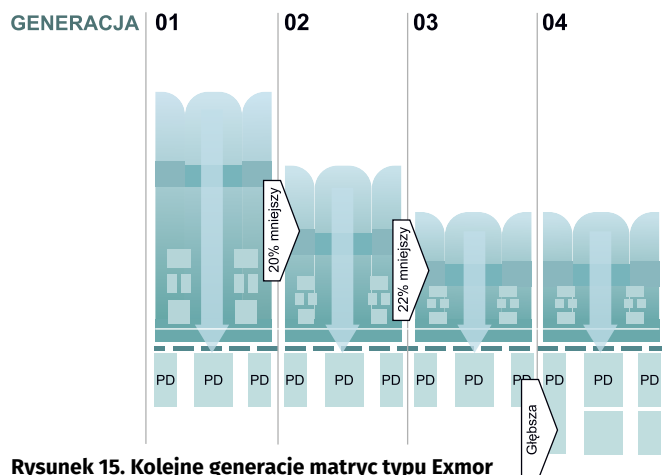
Konstrukcja matrycy może różnić się w zależności od położenia elementów światłoczułych w strukturze przetwornika. Matryca CMOS FSI (*Front-Illuminated Structure*) to tradycyjny rodzaj architektury przetwornika CMOS z fotodiodami ułożonymi pod warstwą przewodów i tranzystorów (rysunek 13a). Powoduje dużą utratę fotonów, które muszą najpierw przebić się przez tę warstwę zanim dotrą do matrycy światłoczułej. Lepsze rozwiązanie zastosowano w matrycach CMOS BSI (*Back-Illuminated Structure*). Jest to nowy rodzaj architektury, w którym warstwy metalu i dielektryków zostały umieszczone pod warstwą światłoczułą, tworząc w ten sposób bardziej bezpośrednią drogę dla światła w kierunku piksela (rysunek 13b).

CMOS Exmor, Exmor R i Exmor RS

Podstawową wadą sensorów CMOS był wysoki poziom szumów, przez co obraz (zwłaszcza zdjęcia) był gorszej jakości. Część tych zakłóceń powstawała podczas transportu sygnału analogowego z pikseli do przetwornika. Inżynierowie Sony podjęli działania w celu opracowania struktury o zminimalizowanych szumach. Efektem prac była technologia CMOS Exmor. Zasadniczym udoskonaleniem było zastosowanie niezależnych układów redukcji szumów i przetwarzania analogowo-cyfrowego dla każdej kolumny matrycy. Porównanie budowy klasycznej matrycy CMOS i Exmor CMOS zostało pokazane na rysunku 14.

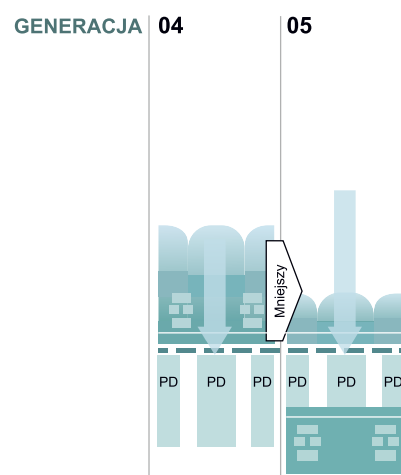


Rysunek 14. Porównanie budowy klasycznej matrycy CMOS i Exmor CMOS



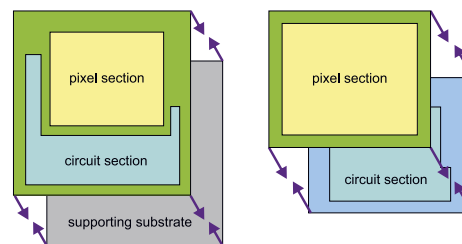
Rysunek 15. Kolejne generacje matryc typu Exmor

Nowy rodzaj matrycy był intensywnie rozwijany i powstawały kolejne generacje, które różniły się przede wszystkim grubością warstwy półprzewodnikowej (rysunek 15). Miało to istotne znaczenie, ponieważ były to matryce typu FSI. Istotną zmianę przyniosła piąta generacja tego typu matryc. Została wykonana jako matryca typu BSI (rysunek 16), przez co rejestruje ona więcej światła. Jest to technologia szczególnie ważna dla niewielkich matryc smartfonów czy aparatów kompaktowych. Nowe rozwiązanie zostało nazwane CMOS Exmor r.

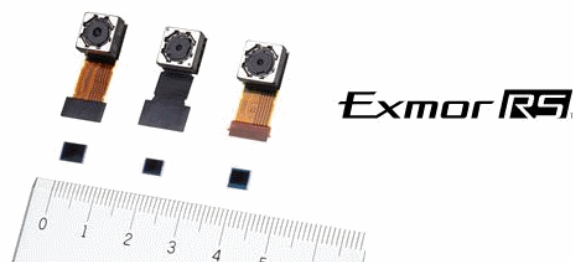


Rysunek 16. Piąta generacja matrycy CMOS Exmor wykonana jako matryca typu BSI

Wraz z upowszechnianiem się przetworników CMOS w urządzeniach przenośnych istotnym parametrem stała się powierzchnia matrycy. Obwody półprzewodnikowe znajdujące się na tej samej warstwie co elementy światłoczułe wpływały na powiększanie powierzchni i jednocześnie na bardzo niski współczynnik wypełnienia matrycy CMOS (rysunek 17a). Sytuację zmieniła technologia CMOS



Rysunek 17. Porównanie budowy matrycy Exmor i Exmor RS



Fotografia 5. Przykładowe przetworniki obrazu typu Exmor RS

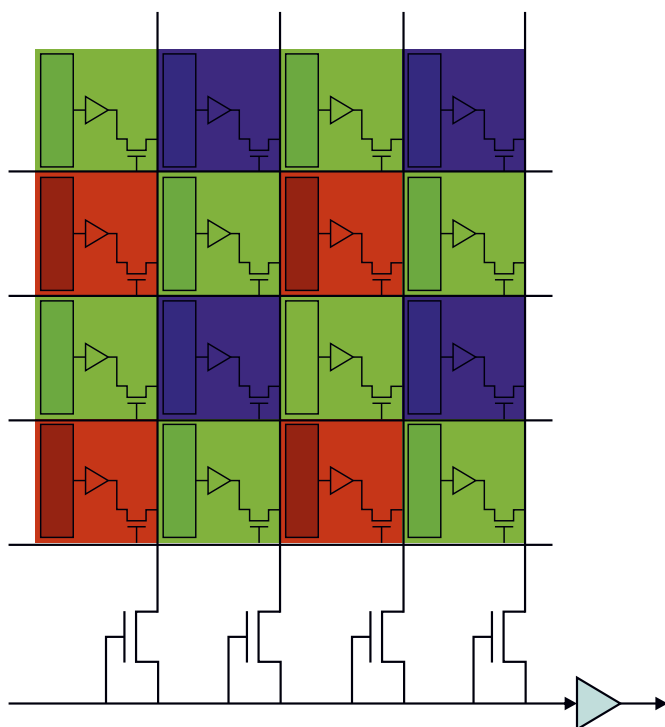
Exmor RS, czyli przetwornik obrazu o unikalnej strukturze warstwowej. Warstwę obwodów półprzewodnikowych przeniesiono pod warstwę elementów światłoczułych, w miejsce podłoża pomocniczego (rysunek 17b). Wyższa warstwa zawiera jedynie piksele, a więc cała powierzchnia wystawiona na światło jest aktywna. Dzięki temu stopień wypełnienia matrycy osiąga ponad 80%. Przykładowe przetworniki tego typu zostały pokazane na fotografii 5.

Przetworniki obrazu kolorowego

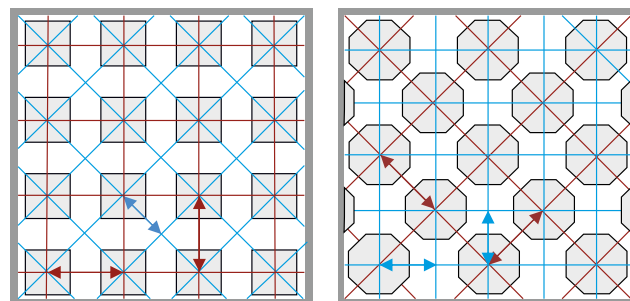
Rozpatrywaliśmy przetworniki obrazu jako elementy, które pozwalają uzyskać jedynie dane o natężeniu promieniowania, lecz nie informacje na temat barw. Aby otrzymać obraz kolorowy, należy użyć filtrów barwnych zawierających trzy podstawowe kolory: czerwony, zielony i niebieski. Stosuje się trzy techniki uzyskiwania kolorowego obrazu:

- Poprzez rejestrację obrazu przez trzy przetworniki, z których każdy zawiera filtr w jednej z trzech barw – rozwiązanie to zapewnia dużą rozdzielczość, ale jest najbardziej skomplikowane technicznie i kosztowne;
- Dzięki filtrom napyłonym w trakcie procesu produkcji na elementy światłoczułe lub umieszczone nad nimi, jak to zostało pokazane na rysunku 13. Każdy piksel ma przypisany jeden filtr o danym kolorze, struktura matrycy CMOS wygląda tak, jak na rysunku 18. Jest to najczęściej stosowane rozwiązanie.
- Ostatnim, już niestosowanym, rozwiązaniem jest wirujący zestaw filtrów przesuwany nad kolejnymi pikselami jednego przetwornika. Ta metoda była używana głównie do rejestracji obrazów statycznych lub wolnozmiennych ze względu na niską efektywną częstotliwość przetwarzania.

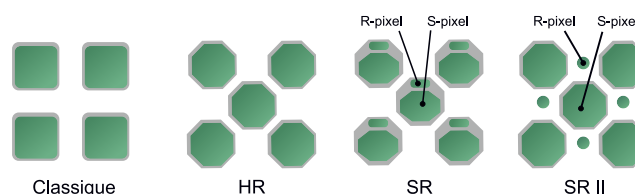
Ponieważ dopiero teraz poruszamy kwestię przetwarzania obrazu kolorowego, musimy jeszcze wrócić do przetworników CCD. Tam również stosowane są filtry podstawowych barw, przy czym producenci skupili się na maksymalizacji współczynnika wypełnienia matrycy, a tym samym na pokryciu przestrzeni obrazu jak największą liczbą wrażliwych pikseli. Jednak wzrost liczby pikseli dla uzyskania lepszej rozdzielczości prowadzi do pogorszenia stosunku sygnału do szumu oraz zmniejszenia czułości z powodu mniejszych pikseli. Z tego powodu opracowano matryce o innym kształcie pikseli, rozlokowanych według niestandardowej siatki.



Rysunek 18. Struktura matrycy CMOS z pikselami zawierającymi filtry barwowe



Rysunek 19. Rozmieszczenie i kształt pikseli matrycy Super-CCD



Rysunek 20. Porównanie rozmieszczenia i kształtu pikseli matryc HR, SR i SR II

Fotoelementy o kształcie ośmiokąta i rozmieszczeniu w kształcie plastra miodu pozwoliły na uzyskanie większej powierzchni dla każdego fotoelementu niż dla konwencjonalnej matrycy CCD tej samej wielkości (rysunek 19). W ten sposób powstały matryce serii **Super-CCD**, a standardowa wersja określana jest jako **Super-CCD HR**. Dla uzyskania szerszego zakresu natężenia światła opracowano kolejne wersje przetworników tego typu wyposażonych w dwa różne typy fotoczułników. Elementy S mają większą powierzchnię i są bardzo czułe, uchwycą ciemniejsze i słabo widoczne elementy obrazu. Natomiast elementy R mają mniejszą powierzchnię i są mniej czułe, ale mogą dostrzec szczegóły w jaśniejszych obszarach. W zależności od sposobu rozmieszczenia tych pikseli rozróżniamy matryce w wersji **SR** i **SR II** (rysunek 20).

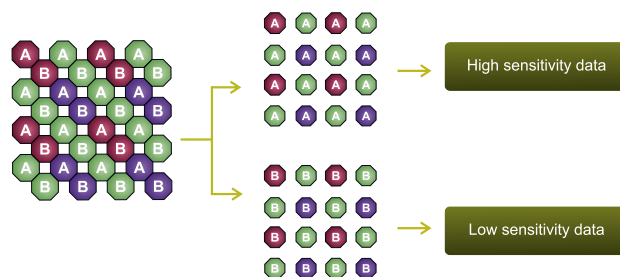
Z połączenia wersji HR i SR powstała matryca **Super-CCD EXR**. Jej konstrukcja bazuje na grupowaniu sąsiednich pikseli dla tego samego koloru, przy czym mają one różne czułości, wysoką dla jednej połowy fotoczułników i niską dla drugiej połowy. Zatem piksele A rejestrują szczegóły w ciemnych odcieniach, natomiast piksele B rejestrują wyraźne odcienie (rysunek 21). Połączenie obu obrazów pomaga zachować dobrą dynamikę oświetlenia całego obrazu.

Parametry przetworników obrazu

Niezależnie od budowy i typu, przetworniki obrazu charakteryzuje wiele parametrów. Wymienimy te, które są najistotniejsze dla przetworników obrazu dla systemów wbudowanych. Wyjaśnimy też, jaki jest wpływ tych parametrów na działanie kamery.

Rozmiar

Parametr ten jest wyrażany w calach i definiuje wielkość geometryczną przetwornika. Metoda oznaczania wywodzi się z czasów pierwszych doświadczeń z aparatami fotograficznymi i kamerami, i na początku może wprowadzić w błąd. Należy pamiętać, że jest to oznaczenie symboliczne oznaczające wielkość, ale nie jest to rozmiar przetwornika. Z tej wartości nie można w prosty sposób obliczyć prawdziwej wielkości matrycy.



Rysunek 21. Zasada działania matrycy Super-CCD EXR

Tabela 1. Popularne oznaczenia rozmiaru matryc oraz ich rzeczywiste wymiary

Oznaczenie [cale]	Proporcje	Długość [mm]	Szerokość [mm]	Przekątna [mm]
1/6	4:3	2,30	1,73	2,88
1/4	4:3	3,20	2,40	4,00
1/3,6	4:3	4,00	3,00	5,00
1/3,2	4:3	4,54	3,42	5,68
1/3	4:3	4,80	3,60	6,00
1/2,7	4:3	5,27	3,96	6,59
1/2	4:3	6,40	4,80	8,00
1/1,8	4:3	7,18	5,32	8,93
2/3	4:3	8,80	6,60	11,0
1	4:3	12,8	9,60	16,0
4/3	4:3	18,0	13,5	22,5
APS-C	3:2	25,1	16,7	30,1
35MM	3:2	36,0	24,0	43,3

Przeważnie im większa matryca przetwornika, tym lepsza jakość obrazu, ponieważ pozwala na ulokowanie większej liczby pikseli lub o większej powierzchni aktywnej. Rozmiar przetwornika określa także rodzaj obiektywu, który można zastosować. Możliwe jest użycie obiektywu takiego samego lub większego. W tabeli 1 zestawiono popularne oznaczenia rozmiaru z rzeczywistymi wymiarami matrycy.

Rozdzielczość

Określa zdolność przetwornika do odwzorowywania drobnych szczegółów obrazu. Im większa rozdzielczość, tym obraz dokładniej odwzorowany. Zwykle wyrażana jest w liczbie pikseli w osiach poziomej i pionowej przetwornika, jednak czasami podawana jest jako liczba wszystkich pikseli przetwornika. Im większa rozdzielczość, tym większy obraz wytwarza kamera. W tabeli 2 zestawiono przykładowe rozdzielczości przetworników zapisane na oba sposoby.

Rozmiar piksela

W odniesieniu do przetworników obrazu piksele oznaczają elementarne struktury światłoczułe, którymi pokryta jest matryca. Wyrażane są jako wymiar poziomy i pionowy piksela, a jednostką jest μm , np. $1,55 \text{ (H)} \times 1,55 \text{ (V)} \mu\text{m}$ dla przetwornika Sony IMX412C lub $6,90 \text{ (H)} \times 6,90 \text{ (V)} \mu\text{m}$ dla przetwornika Sony IMX297. Większe piksele są w stanie zebrać więcej fotonów i w efekcie zwiększają czułość matrycy. Mniejsze piksele umożliwiają osiągnięcie wyższej rozdzielczości, ale wychwytyują mniej fotonów.

Tabela 2. Przykładowe rozdzielczości przetworników obrazu zapisane w różnych formach

Rozdzielczość (liczba wszystkich pikseli)	Rozdzielczość (liczba pikseli poziomo × pionowo)	Proporcja
1MP/720P	1280×720	16:9
SXGA/960P	1280×960	4:3
1,3MP	1280×1024	5:4
2MP/1080P	1920×1080	16:9
2.3MP	1920×1200	16:10
3MP	2048×1536	4:3
4MP	2592×1520	16:9
5MP	2560×1960	4:3
6MP	3072×2048	3:2
4K Ultra HD	3840×2160	16:9
8K Ultra HD	7680×4320	16:9

Migawka

W klasycznych aparatach migawka jest urządzeniem zamontowanym przed matrycą światłoczułą i zasłania ją przed światłem wpadającym przez obiektyw. W momencie robienia zdjęcia migawka odsłania matrycę na określony czas i wówczas obraz rzucany przez obiektyw jest rejestrowany przez elementy światłoczułe. Migawka wyznacza czas naświetlania elementu światłoczułego, inaczej – czas ekspozycji. Dlaczego możliwość skrócenia czasu ekspozycji jest tak ważna? Przede wszystkim pozwala zamrażać ruch szybko poruszających się obiektów i rejestrować zjawiska zachodzące w ułamku sekundy, które mogą być niedostrzegalne gołym okiem.

W rozwiązaniach cyfrowych migawka pełni taką samą funkcję ale realizowana jest zupełnie inaczej. W dużym uproszczeniu jest to sygnał sterujący, który na określony czas uaktywnia elementy światłoczułe matrycy. Wyrażany jest w ułamkach sekundy np. 1/4000 sekundy.

Rozróżniamy dwa typy migawki elektronicznej: globalną (*global shutter*) – wszystkie piksele matrycy jednocześnie rozpoczynają i kończą naświetlanie; szczelinową tzw. *rolling shutter* – naświetlanie i odczytywanie odbywa się w sposób ciągły linia po linii i może powodować zniekształcenia obrazów w ruchu.

Parametry określające jakość obrazu

Jest kilka parametrów, które wpływają na jakość obrazu uzyskanego z przetwornika. Szczegółowe wyjaśnienie tych zagadnień wykracza poza zakres artykułu, ale warto przynajmniej wymienić niektóre z nich.

Stosunek sygnału do szumu SNR (*Signal to Noise Ratio*) definiuje się jako związek między sygnałem użytecznym a szumem generowanym w pikselu. Parametr często jest mylony z poziomem szarości tła obrazu, w rzeczywistości szum jest błędem fundamentalnym i nieuniknionym, ponieważ jest częściowo spowodowany naturalnymi fluktuacjami fotonów w układzie.

Wydajność kwantowa QE (*Quantum Efficiency*) mówi o tym, jaki odsetek fotonów padających na urządzenie obrazujące można przekształcić w elektrony. Wartość QE jest inna dla każdej technologii czujnika, przy czym wysokiej klasy czujniki naukowe osiągają wartości na poziomie 95%. Parametr zależy od długości fali wykrywanego światła i materiału półprzewodnikowego matrycy światłoczułej.

Zakres dynamiczny (*Dynamic Range*) wyraża stosunek największego możliwego do otrzymania sygnału elektrycznego do najmniejszego, który generuje piksel nieoświetlony.

Im większa jest dynamika matrycy, tym lepiej oddane są na jednym zdjęciu obszary ciemne i jasne. Mała dynamika powoduje, że obszary jasne, bardzo jasne i wyjątkowo jasne będą jednakowo jasne, a do tego niewiele jaśniejsze od obszarów ciemnych. Istnieją specjalne techniki obróbki cyfrowej, tzw. HDR, które pozwalają z kilku zdjęć naświetlonych w różnym stopniu uzyskać jedno, na którym widoczne są szczegóły zarówno w obszarach jasnych, jak i ciemnych.

Parametry elektryczne

Ostatnią grupą parametrów są parametry elektryczne, do których należą: rozdzielczość przetwornika ADC (np. 8, 10, 12 bitów), interfejs komunikacyjny (np. CSI wraz z oznaczeniem liczby kanałów, np. CSI-2), prędkość przesyłu danych (np. 1,5 Gb) czy napięcie i prąd zasilania. Są to zagadnienia nieobce elektronikom i nie ma potrzeby ich szczegółowego omawiania.

Damian Sosnowski, EP

Bibliografia:

- <http://bit.ly/2PmB613>
- <http://bit.ly/2P4lMWO>
- <https://bit.ly/3vNkQa5>
- <https://bit.ly/3f9PyUH>
- <https://bit.ly/3r9zDs0>
- <http://bit.ly/3u1iEKv>
- <https://bit.ly/3d6h2bw>
- <https://bit.ly/3f7B2gl>
- <http://bit.ly/31c9aj2>
- <http://bit.ly/318aZxm>
- <http://bit.ly/3cgZ0UK>
- <http://bit.ly/3cYEszs>

Model kontrolera PID z kamerą, belką i piłką

Kamery pozwalają rejestrować obraz i dźwięk. Podczas codziennego życia nie zwracamy na nie uwagi, a tak naprawdę obserwują nas na każdym kroku – na drogach, w sklepach, w pojazdach komunikacji miejskiej. Kamery mają na celu poprawić jakość naszego życia poprzez ułatwienie wykonywania pewnych czynności czy zapewnienie bezpieczeństwa. Połączenie kamer z systemami analizy obrazu daje duże możliwości.

Klasycznym przykładem zastosowania kamer są skrzyżowania uliczne. Sygnalizacją świetlną towarzyszą specjalnie ustawione kamery umieszczone nad każdym pasem ruchu i skierowane na linie warunkowego zatrzymania. Zintegrowanie tego systemu z sygnalizacją świetlną pozwala rejestrować auta przejeżdżające na czerwonym świetle.

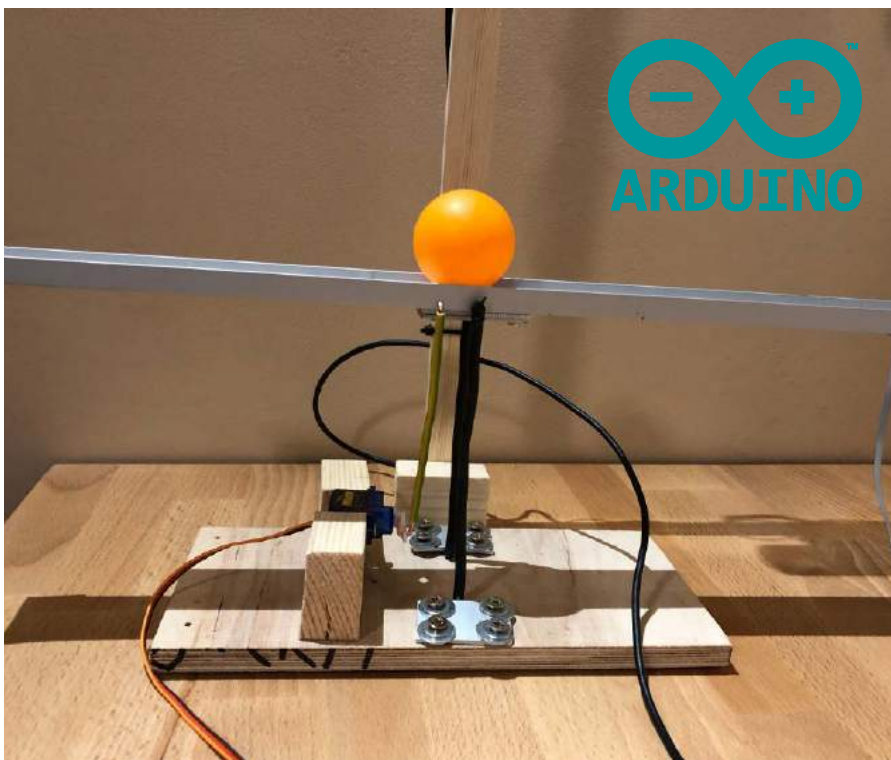
Zdjęcie wykonane przez kamerę podlega procesom analizy obrazu z użyciem techniki OCR (optical character recognition) – optycznego rozpoznawania znaków. Dzięki temu odczytywane są numery rejestracyjne auta zarejestrowanego na zdjęciu. Podobna technika stosowana jest do odczytywania danych z kart płatniczych, tak jak to pokazano na **fotografii 1**.

Analizę obrazu realizuje oprogramowanie. Interesującym narzędziem, które pozwala rozpocząć próby z tą techniką, jest biblioteka OpenCV (Open Source Computer Vision Library), dostępna z poziomu języka Python. Z zastosowaniem tej metody został opracowany poniższy projekt. Jego celem była wizualizacja działania kontrolera PID dla modelu belki z piłką. Zadaniem układu jest ustawienie piłeczki w zadanym miejscu na belce tak, aby pozostała w bezruchu.

Model układu sterowania

Głównym zadaniem było opracowanie regulatora PID, który na wyjściu będzie generował wartość odpowiadającą położeniu serwomechanizmu tak, aby piłka pozostała w bezruchu. Na **rysunku 1** został pokazany schemat blokowy układu. Równanie opisujące regulator wygląda następująco:

$$u(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot \int_0^t e(t) dt + k_d \cdot e'(t)$$



gdzie:

- $u(t)$ to wartość, o którą trzeba przestawić serwo mechanizm (od pozycji 90°)
- $e(t)$ to wartość błędu w danym momencie symulacji ($x_{\text{zadane}} - \text{aktualny_x}$)

Wyliczenie poszczególnych członów regulatora w programie wykonałem w następujący sposób:

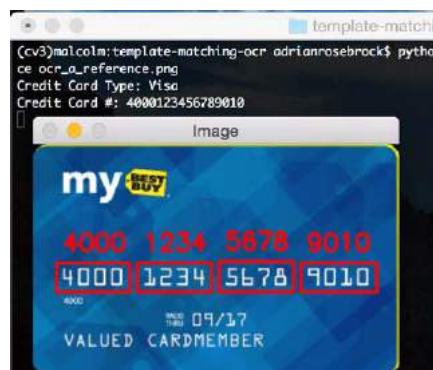
- Człon proporcjonalny: $k_p \cdot e$, gdzie e to aktualny błąd.
- Człon całkujący: $k_i \cdot \text{całka}$, gdzie całka to wartość w której przechowywane są sumy iloczynów $e \cdot h$ (e to aktualny błąd).
- Człon różniczkujący: $k_d \cdot (e_{\text{Poprzedni}} - e) / h$.

Konstrukcja

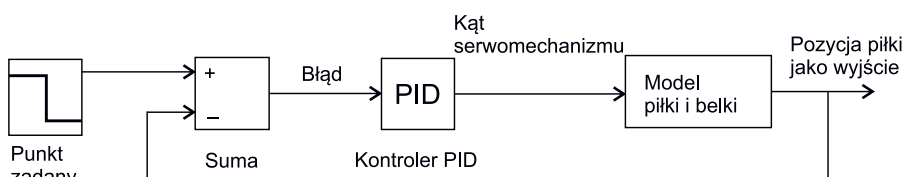
Pierwszym krokiem było przygotowanie wizualizacji 3D. Ta część zadania została wykonana z użyciem programu Sketchup. Wynik prac został pokazany na **rysunku 2**.

Następnie należało skompletować listę komponentów potrzebnych do wykonania konstrukcji, są to:

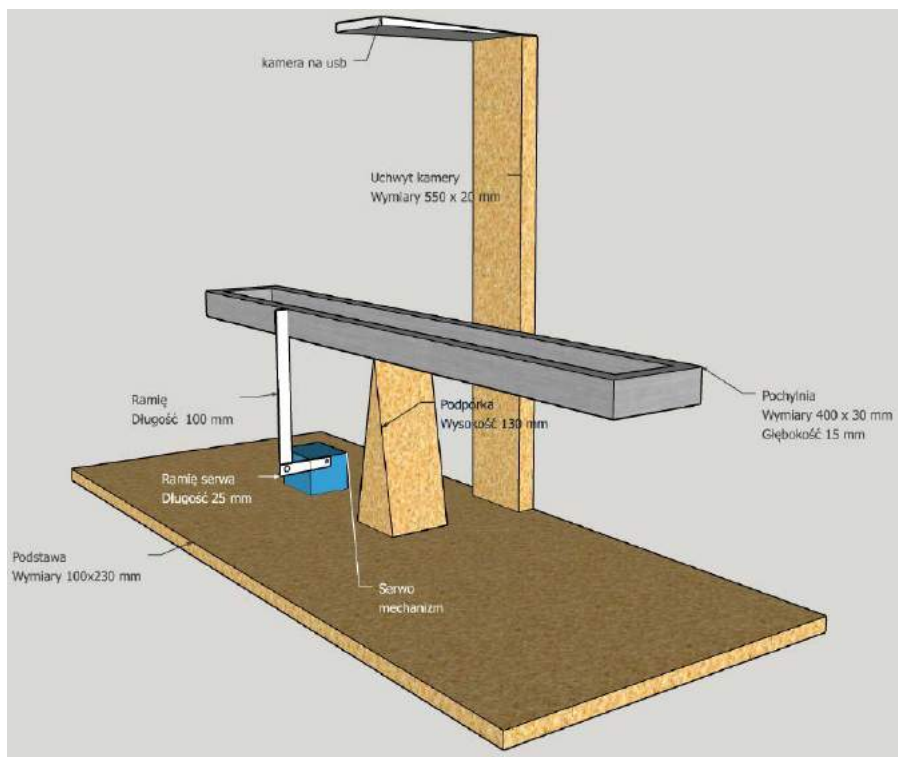
- płytki Arduino Uno,
- serwo mechanizm (tower pro micro servo 9g),



Fotografia 1. Użycie techniki OCR do odczytu danych z karty kredytowej



Rysunek 1. Model układu sterowania



Rysunek 2. Wizualizacja modelu testowego

Listing 1. Kod szkicu Arduino odpowiadający za sterowanie serwomechanizmem

```

1: #include <Servo.h>
2: Servo servo;
3: int servoPin = 3;
4: int radius = 90;
5:
6: void setup() {
7:   Serial.begin(115200);
8:   servo.attach(servoPin);
9:   servo.write(radius);
10: }
11:
12: void loop() {
13:   if (Serial.available()) {
14:     radius = Serial.read();
15:     servo.write(radius);
16:   }
17: }

```

- kamera na USB,
- korytko, po którym będzie się poruszała piłka,
- podstawa,
- listewka, która posłuży za uchwyt do kamery,

Listing 2. Kod w języku Python odpowiadający za śledzenie ruchu piłki

```

1: import cv2
2: cap = cv2.VideoCapture(0)
3: lowerbound = np.array([10, 100, 120])
4: upperbound = np.array([25, 255, 255])
5: while (True):
6:   ret, image = cap.read()
7:   resized_image = cv2.resize(image, (480, 320))
8:   blurred = cv2.GaussianBlur(resized_image, (11, 11), 0)
9:   hsv = cv2.cvtColor(blurred, cv2.COLOR_BGR2HSV)
10:  mask = cv2.inRange(hsv, lowerbound, upperbound)
11:  mask = cv2.erode(mask, None, iterations=2)
12:  mask = cv2.dilate(mask, None, iterations=2)
13:  cnts = cv2.findContours(mask.copy(), cv2.RETR_EXTERNAL, cv2.CHAIN_APPROX_NONE)[1]
14:  if len(cnts) > 0:
15:    m = max(cnts, key=cv2.contourArea)
16:    M = cv2.moments(m)
17:    x = int(M["m10"] / M["m00"])
18:    y = int(M["m01"] / M["m00"])
19:    cv2.drawContours(resized_image, [m], -1, (0, 255, 0), 2)
20:    cv2.circle(resized_image, (x, y), 7, (255, 255, 255), -1)
21:    cv2.line(resized_image, (240, 0), (240, 320), (0, 0, 255), 2)
22:    cv2.line(resized_image, (x, 0), (x, 320), (0, 255, 255), 2)
23:    cv2.imshow('frame', resized_image)
24:    cv2.imshow('mask', mask)
25:    if cv2.waitKey(1) & 0xFF == ord('q'):
26:      break

```

- drut, który posłuży do połączenia ramienia serwa z korytkiem,
- elementy do wykonania podpory korytka (odpowiednio ukształtowany grubszy drut),
- piłka.

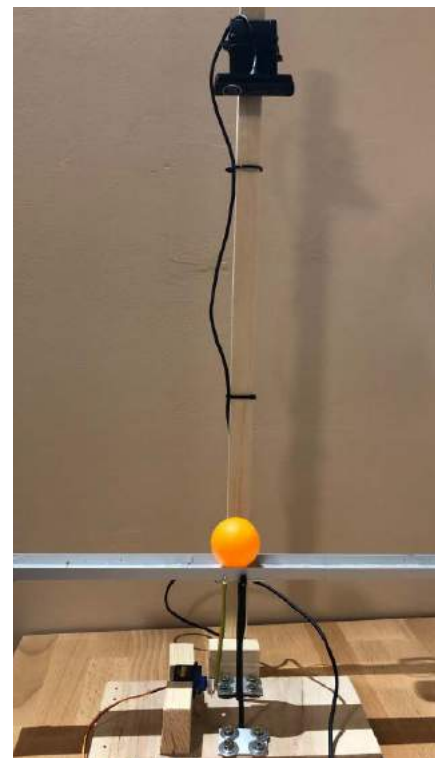
Po zmontowaniu wszystkich elementów konstrukcji ostatnim krokiem jest podłączenie serwomechanizmu do płytki Arduino. Należy to wykonać według następującego schematu:

- czerwony przewód serwa – GND,
- brązowy przewód serwa – 5 V,
- pomarańczowy przewód serwa – PIN 3.

Gotowa konstrukcja została pokazana na fotografii 2.

Oprogramowanie sterujące

W pierwszej kolejności zostanie omówiony prosty szkic Arduino. Jego zadanie polega



Fotografia 2. Wygląd wykonanego prototypu

na odczytywaniu wartości liczbowych przesyłanych poprzez interfejs szeregowy i odpowiednim ustawianiu osi serwomechanizmu.

Kod programu został pokazany na **listingu 1**. Najpierw importowana jest biblioteka potrzebna do obsługi serwa (wiersz nr 1). W metodzie *setup* ustawiana jest prędkość transmisji danych i wybierany jest pin sterujący serwem oraz jego położenie początkowe odpowiadające ustawieniu 90°. W metodzie *loop* w wierszu nr 13 sprawdzana jest możliwość odczytu danych z interfejsu szeregowego. Jeśli została odebrana nowa wartość, to kąt serwa jest ustawiany zgodnie z nią (wiersz nr 15). Przesyłane wartości zawierają się w zakresie 60...120, więc pominięto warunki sprawdzające.

Po zaprogramowaniu Arduino przyszedł czas na przygotowanie kodu w Pythonie. Jego zadanie będzie polegało na odebraniu obrazu z kamery, obliczeniu odległości piłki od zadanej pozycji, wykonaniu odpowiednich obliczeń dla regulatora PID oraz wysłaniu wartości sterującej serwomechanizmem.

Analizowanie obrazu z kamery odbywa się z użyciem biblioteki OpenCV. Żeby program rozpoznał i śledził ruch piłki, musi wykonać następujące działania:

- zdefiniować zakres barw,
- lekko rozmyć obraz poprzez rozmycie Gaussa,
- utworzyć maskę dla danego zakresu,
- na podstawie stworzonej maski znaleźć kontur,
- na podstawie konturu znaleźć centroid oraz narysować linię wokół obiektu.

Kod programu został pokazany na **listingu 2**. Na początku dodawana jest



Rysunek 3. Efekt działania programu używającego bibliotekę OpenCV

biblioteka oraz inicjowana jest zmienna *cap*, która kontroluje kamerę (wiersz nr 10). Wartość w metodzie *VideoCapture* wskazuje numer kamery w systemie (gdy jest dołączonych więcej urządzeń). W linii nr 39 rozpoczyna się pętla, która zostanie przerwana dopiero po wciśnięciu na klawiaturze litery q.

W pętli najpierw odczytywana jest klatka obrazu. Zmienna *ret* przyjmuje wartości true/false, w zależności od tego, czy klatka została przechwycona, czy nie. Zmienna *image* odnosi się do przechwyconej klatki. Następnie zmieniany jest rozmiar przechwyconej klatki (wiersz nr 41), potem obraz jest poddany delikatnemu rozmyciu, aby kontury nie były zbyt szczegółowe (wiersz nr 42) i zmieniany

jest model przestrzeni barw z BGR na HSV (wiersz nr 43). Wiersze 44...46 tworzą maskę, która usuwa drobne niedoskonałości.

Zmienna *cnts* reprezentuje kontur obiektu. W wierszach 49...56 wyszukiwany jest maksymalny kontur, następnie jest znajdowany centroid, rysowany zielony kontur piłki, rysowane białe kołko, które reprezentuje środek piłki, oraz rysowane są dwie linie. Jedna dzieli ekran na pół a druga reprezentuje środek piłki (dla lepszej widoczności). W wierszach 57 i 58 rysowane są okna wygenerowanego obrazu oraz wygenerowanej maski. Efekt działania tej części programu został pokazany na **rysunku 3**.

Krótkiego omówienia wymaga jeszcze kod odpowiedzialny za obliczenia regulatora

PID. Na **listingu 3** zostały pokazane wartości początkowe układu, natomiast obliczenia znajdują się na **listingu 4**. Na początku obliczany jest błąd *e*. Jest to różnica między położeniem piłki a pozycją zadaną. W wierszach 95...97 wyliczany jest czas, jaki upłynął od poprzedniego pomiaru, a wiersz 99 to wyliczanie wartości członu proporcjonalnego. Wiersze 102 i 103 odpowiadają za obliczenie wartości członu całkującego, a wiersze 106 i 107 to wartość członu różniczkującego.

W linii 111 utworzona jest zmienna *radius*, która przechowuje wartość kąta dla położenia osi serwomechanizmu. Wartość ta jest ograniczana do zakresu 60...120°, jest to związane z budową modelu. W wierszu

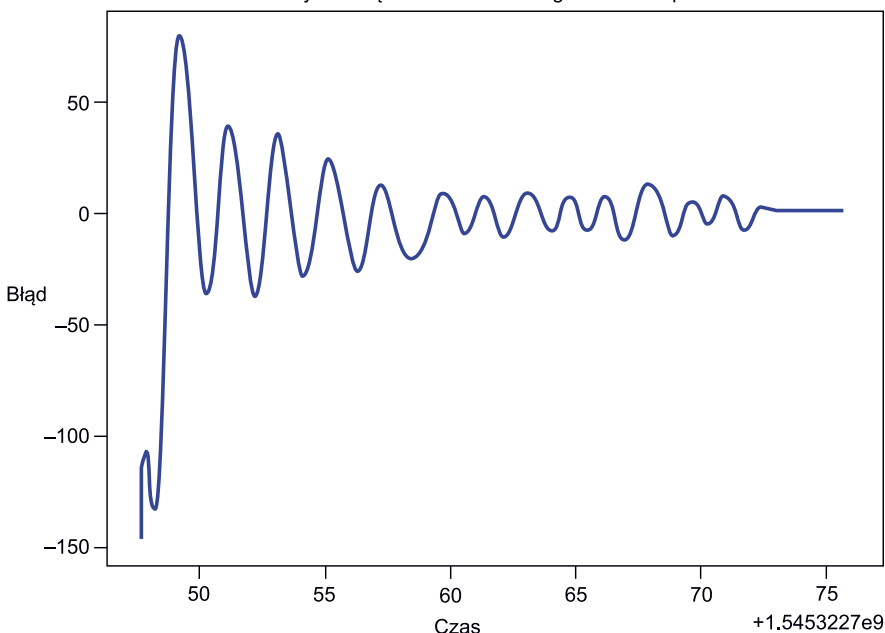
Listing 3. Wartości początkowe układu

```
13: position = 240
14: P = 0
15: I = 0
16: D = 0
17: kp = 0.1
18: ki = 0
19: kd = -0.04
20: h_actual = 0
21: calka = 0
22: pochodna = 0
23: e_previous = 0
```

Listing 4. Kod regulatora PID

```
92: e = (position - x)
93:
94: # calculate elapsed time
95: h_previous = h_actual
96: h_actual = time.time()
97: h = h_actual - h_previous
98: # Proportional
99: P = kp * e
100:
101: # Integral
102: calka += e * ki
103: I = ki * calka
104:
105: # Derivative
106: pochodna = (e_previous - e) / h
107: e_previous = e
108:
109: D = kd * pochodna
110:
111: radius = 90 + (P + I + D)
112:
113: if radius <= 60:
114:     radius = 60
115: if radius >= 120:
116:     radius = 120
117: arduinoSerial.
118: write(str(chr(int(radius))))
119: xar.append(e)
120: yar.append(h_actual)
```

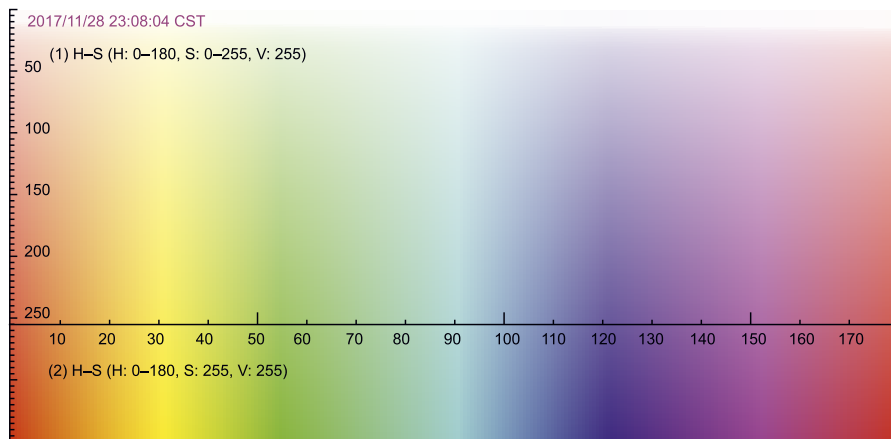
Wykres błędu od czasu dla regulatora PID piłki



Rysunek 4. Przykładowy wykres wartości błędu w funkcji czasu

Listing 5. Kod umożliwiający narysowanie wykresu błędu w funkcji czasu

```
137: plt.plot(yar, xar)
138: plt.title("Wykres błędu od czasu dla regulatora PID piłki")
139: plt.xlabel("Błąd")
140: plt.ylabel("Czas")
141: plt.show()
142: cap.release()
143: cv2.destroyAllWindows()
```



Rysunek 5. Diagram ułatwiający operowanie na palecie barw HSV

117 następuje wysyłanie obliczonych wartości do Arduino.

Na końcu zapisywany jest aktualny błąd i czas w postaci listy, aby po zakończeniu symulacji utworzyć wykres błędu w czasie. Kod realizujący tę funkcję został pokazany na **listingu 5**, a efekt jego działania pokazuje **rysunek 4**.

Cały kod jest dostępny na: <https://bit.ly/3wrecGQ>.

Wyniki testów

Na wejście regulatora była podawana aktualna pozycja piłki. Regulator obliczał błąd, czyli różnicę między zadaną pozycją piłki a aktualną, czas, jaki upłynął od poprzedniego kroku symulacji oraz kąt, o jaki powinien się obrócić serwo mechanizm. Główny problem polegał na tym, żeby regulator ustawił piłkę w dokładnie zadanej pozycji. Wynikał z tego, że serwo mechanizm może wykonać krok co najmniej o jeden stopień więc wartości z regulatora PID należało zaokrąglić w górę, przez co sterowanie nie było zbyt precyzyjne. Dopiero po kilku próbach udało się ruszyć piłkę z takiej pozycji, aby regulator ustawił ją idealnie w zadanej pozycji.

Błąd, który widać na samym początku wykresu z rysunku 4, związany jest z ustawianiem piłki na pochylni. Drobne anomalie występujące pod koniec wykresu związane są z wyżej wymienionym zaokrągleniem oraz minimalnymi luzami w konstrukcji. Ostatecznie regulator spełnił swoje zadanie. W początkowej fazie bardzo szybko zareagował na duży błąd, przez co bardzo szybko ustabilizował piłkę na właściwej pozycji.

Wnioski, uwagi, rekomendacje

Bardzo ważną rzeczą przy budowie konstrukcji jest eliminacja luzów, które mogą się pojawić na ramieniu łączącym serwo mechanizm z pochylnią i na łączeniu pochylni z podporą.

Ważą podpowiedzią dla tych, którzy będą chcieli wykonać własne modyfikacje, jest to, że Arduino podczas przyjmowania danych z interfejsu szeregowego zamienia znaki na kody ASCII a przyjmuje te dane jako typ String. Dlatego podczas wysyłania danych z programu należy najpierw rzutować zmienną *radius* do typu całkowitego (wartości z regulatora są typu double, a serwo mechanizm działa na wartościach całkowitych), następnie należy ją zamienić na typ char, który potem wysyłany jest jako String.

Tabela 1. Zakresy palety HSV dostosowane do biblioteki OpenCV

	HSV	OpenCV
H	0...359°	0...179
S	0...100%	0...255
V	0...255	0...255

Maskę w bibliotece OpenCV tworzy się w przestrzeni barw HSV, dlatego należy wykonać konwersję z BGR na HSV. Biblioteka OpenCV operuje na mapowanych zakresach HSV. **Tabela 1** zawiera zmapowane wartości. W wybieraniu dolnego i górnego zakresu pomocny jest **rysunek 5**. Wartość V można dobrać, bazując na popularnych Color pickerach dostępnych w Internecie.

Przy wyborze punktów do narysowania konturu należy wybrać te maksymalne, by zniwelować ewentualne luki spowodowane oświetleniem obiektu. Gdy dany punkt obiektu jest mocno oświetlony, wtedy kamera widzi go jako inny kolor. Gdy nie ma go w zdefiniowanym przez nas zakresie barw maski, to w tym miejscu pojawi się czarna plama. Wybierając minimalne punkty do narysowania konturu, spowodujemy, że ten punkt będzie znajdował poza konturami obiektu. Dla wartości $k_p=0,1$, $k_i=0$, $k_d=-0,04$, otrzymano najlepsze rezultaty.

inż. Michał Urban
dev.michael.urban@gmail.com

Bibliografia

- Dokumentacja OpenCV: <https://bit.ly/39EA3kh>
- Poradniki, jak wykrywać obiekty i je śledzić: <https://bit.ly/31Iydu6>
<https://bit.ly/31Hh3NL>
- Informacje na temat przestrzeni barw HSV: <https://bit.ly/3dMde5Z>
- Informacje, jak prawidłowo definiować zakres barw HSV: <https://bit.ly/3rQYfWK>



O projektach, mini,
soft i wielu innych
dyskutuj na
[https://forum.
ep.com.pl](https://forum.ep.com.pl)

Smartwatch Arduino rozpoznający gesty

Rozpoznawanie gestów umożliwia opracowywanie intuicyjnych i łatwych w obsłudze interfejsów użytkownika, które rewolucjonizują to, jak obsługujemy urządzenia elektroniczne. Technologia ta staje się coraz lepsza i sprawia, że interakcja z gadżetami i rzeczami wokół nas staje się prawdziwie futurystyczna i wygodna. Zaprezentowany projekt to inteligentny zegarek (smartwatch), który dzięki algorytmom uczenia maszynowego, zastosowanym do wykrywania gestów, potrafi je interpretować i uruchamiać odpowiednie funkcje.

Listingi 1 i 3, ze względu na znaczną objętość, dostępne są w materiałach dodatkowych do artykułu

Autor już od długiego czasu rozwija projekt smartwatcha. Teraz postanowił dodać do projektu funkcjonalność uczenia maszynowego. Początkowo wydawało się to proste, jednak podczas prac okazało się to dużo bardziej skomplikowane. Wdrożenie algorytmu wykrywania gestów, bazującego na uczeniu maszynowym, okazało się bardziej złożone i wymagało frustrującego zbierania danych i trenowania modelu.

System powstał z użyciem frameworku TinyML, dedykowanego do implementacji algorytmów uczenia maszynowego na systemach wbudowanych, w szczególności na małych układach, takich jak mikrokontrolery stosowane w modułach Arduino Nano i Uno.

Potrzebne elementy

Do zestawienia urządzenia potrzebne będą następujące moduły i elementy elektroniczne:

- moduł ESP-12E,
- wyświetlacz OLED,
- moduł z układem MPU6050,
- moduł z konwerterem USB – interfejs szeregowy,
- złącze USB,
- silnik vibracyjny (do sprzęgu haptycznego),
- stabilizator napięcia 3,3 V,
- akumulator 105 mAh,
- złącza (proste i kątowe),



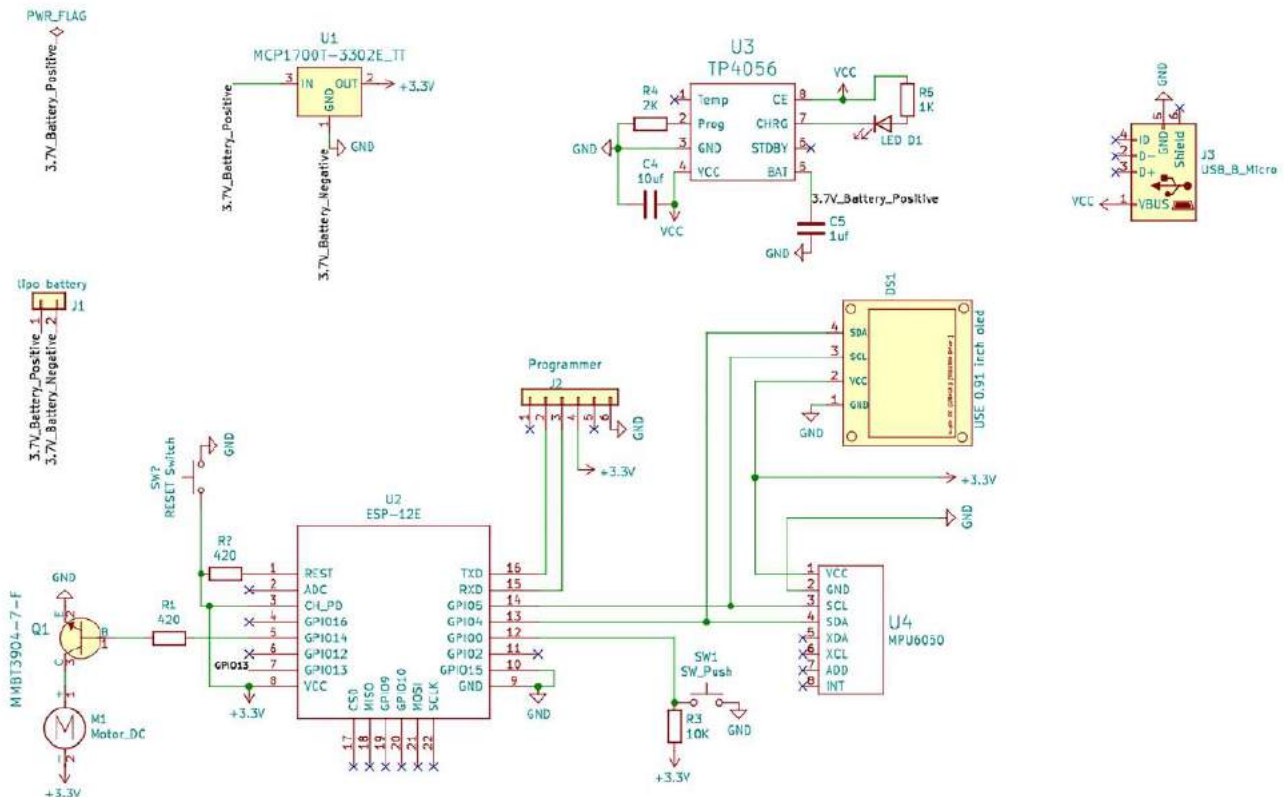
- kable połączeniowe,
- rzep.

Montaż zegarka

Montaż smartwatcha jest bardzo prosty i nie zajmuje dużo czasu. Wszystko dzięki zastosowaniu odpowiedniej płytki drukowanej, na której znajdują się wszystkie elementy zegarka. Montaż płytki należy rozpocząć od montażu elementów SMD. Najpierw trzeba sobie przygotować wszystkie elementy, a potem przylutować je po kolei do płytki drukowanej, postępując według schematu, pokazanego na **rysunku 1**. Aby ułatwić lutowanie, należy przejść od lutowania mniejszych elementów SMD (rezystory, kondensatory, drobne układy scalone, takie jak stabilizatory) do większych elementów SMD, a następnie do elementów

przewlekanych (moduły z MPU6050 czy wyświetlacz OLED). Podczas lutowania trzeba szczególnie uważać na baterię litowo-polimerową, która musi być umieszczona pomiędzy płytką a wyświetlaczem OLED. Aby bateria się nie przesunęła, dobrze jest umocować ją za pomocą dwustronnie klejącej taśmy.

Dostępne są dwie wersje urządzenia, różniące się zastosowanym stabilizatorem. Jak pisze autor, typowo w swoich projektach stosuje scalony stabilizator liniowy AMS1117, ponieważ jest on znacznie tańszy i łatwiejszy do znalezienia niż inne układy. Jednak, aby ten projekt był znacznie sprawniejszy energetycznie niż poprzednie układy, konieczne było użycie przetwornicy impulsowej. Na płytce drukowanej znajduje się miejsce na MCP1700 lub LSD3985. Należy zamontować tylko jeden z tych układów.



Rysunek 1. Schemat smartwatcha

Uruchomienie

Autor znalazł na płycie drukowanej miejsce do podłączenia modułu FTDI, aby uprościć programowanie modułu. Pozwala to na nawiązanie komunikacji z komputerem PC i przesłanie do procesora kodu. Aby zaprogramować płytkę, należy uruchomić ESP8266 w trybie flashowania (trzymając naciśnięty przycisk, który podłączony jest do GPIO0 modułu ESP12E podczas podłączania zegarka do zasilania np. z USB).

Aby sprawdzić, czy moduł działa, można wgrać prosty przykład testowy, który zawarty jest w repozytorium autora na GitHubie (<https://bit.ly/3fJBulc>). Program pozwala na przetestowanie podstawowych funkcjonalności zegarka, takich jak pobieranie czasu NTP, wybudzenie systemu i obsługa ekranu. Jeśli wszystko działa, to dobrze – zakończyliśmy część sprzętową i możemy przyjrzeć się dokładniej oprogramowaniu do uczenia maszynowego i rozpoznawania gestów.

Uczenie maszynowe

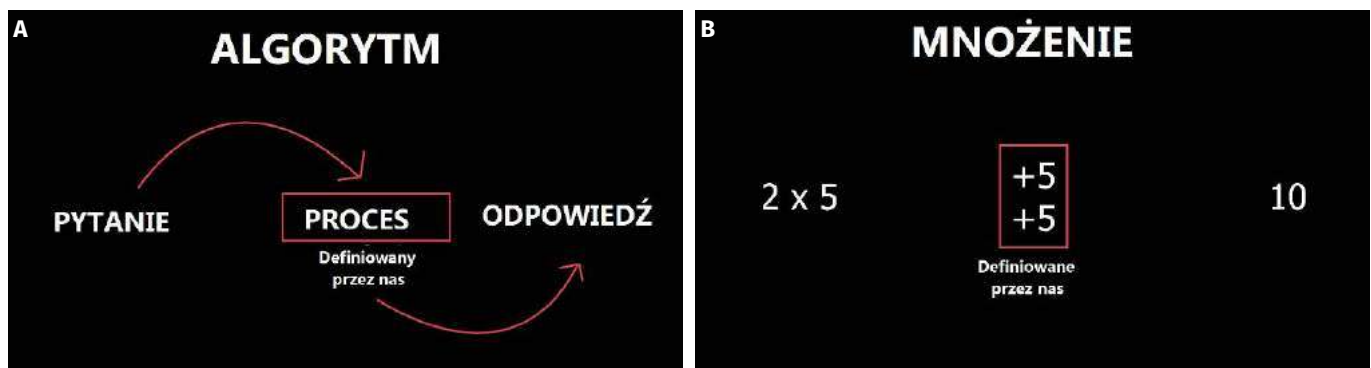
Hasło „uczenie maszynowe” brzmi fantazyjnie i skomplikowanie. W rzeczywistości jest dosyć prostym konceptem, szczególnie w porównaniu do niektórych złożonych konwencjonalnych algorytmów. W przypadku większości algorytmów, gdy trzeba znaleźć odpowiedź na jakieś pytanie, musimy zaprogramować pewną sekwencję procesów, które system musi wykonać, aby uzyskać wynik końcowy. Ujęto to schematycznie na **rysunku 2**, prostym przykładem może być mnożenie. Jeśli chcemy znaleźć odpowiedź na problem w postaci mnożenia, znaleźć iloczyn liczb 2 i 5, możemy po prostu powiedzieć komputerowi, aby wykonał odpowiednio wiele działań dodawania i uzyskał poszukiwaną odpowiedź. Dokładnie tak, jak pokazano na rysunku 2b.

Uczenie maszynowe działa trochę inaczej. W tego rodzaju algorytmie wskazujemy komputerowi kilka pytań i kilka odpowiedzi

na nie, a następnie nakazujemy mu samodzielnie odnaleźć sposób lub proces, który pozwala doprowadzić do tych odpowiedzi (**rysunek 3**), bez konieczności ręcznego programowania. Weźmy jako przykład odnajdywanie jabłka na zdjęciu. Jest to bardzo łatwe dla człowieka, ale dość trudno jest zapisać w kodzie programu to, czym jest jabłko i sprawić, by komputer zrozumiał wszystkie funkcje jabłka. Nie jest to niemożliwe, ale jest bardzo żmudne i trudne. Zamiast tego możemy napisać algorytm, który sam się uczy, po prostu patrząc na tysiące zdjęć jabłek. Jest jeszcze jedna zaleta korzystania z algorytmów uczenia maszynowego – mogą one nawet wymyślić nowe sposoby znajdowania jabłek na zdjęciach, o których człowiek nawet by nie pomyślał. Proces ten zilustrowano na **rysunku 4**.

Algorytm klasyfikacyjny

Istnieje wiele sposobów i technik w uczeniu maszynowym, stosowanych



Rysunek 2. Schemat (a) i przykład (b) działania algorytmu

do rozwiązywania problemów technicznych. W zaprezentowanym przypadku do wykrywania gestów autor postanowił użyć techniki zwanej klasyfikacją. Dlaczego klasyfikacja? Bo idealnie wychwytuje wzory i powtarzające się układy w analizowanych danych. Wystarczy spojrzeć na wykresy pokazane na rysunku 5.

Dane z akcelerometrów wydają się zupełnie przewidywalne, przynajmniej dla ludzkich oczu, po tym, jak ruch jest cyklicznie powtarzany. Po wykonaniu danego ruchu można w miarę łatwo odgadnąć, jaki to ruch, na podstawie samych wykresów. Człowiek może to robić nawet dla innych gestów i ruchów. Dzieje się tak, ponieważ nasz mózg łatwo przypisuje różne nazwy różnym wzorom, które obserwuje.

Podobnie, jeśli możemy wielokrotnie pokazać ten sam wzór danych algorytmowi uczenia maszynowego, jest on w stanie „zrozumieć” te dane i umieścić je w różnych grupach. Można powiedzieć, że algorytm klasyfikuje próbki danych do różnych klas. Więc następnym razem, gdy zobaczy podobny wzorek w danych, będzie w stanie zidentyfikować, jaki to rodzaj ruchu lub gestu. Dlatego do rozwiązania problemu rozpoznawania gestów autor konstrukcji wybrał algorytm klasyfikacyjny. Dokładniej mówiąc, wybrał algorytm losowego lasu decyzyjnego (*random forest*), który polega na tworzeniu wielu drzew decyzyjnych na etapie uczenia i wyboru najlepszego z nich.

Zbieranie danych

Uczenie algorytmu należy rozpocząć od zebrania danych, które będą potrzebne do trenowania algorytmu uczenia maszynowego. Aby rozwiązać ten problem, autor przygotował prosty program (**listing 1**), który gromadzi dane z modułu inercyjnego i przesyła je później do komputera. Aplikacja ta pracuje na układzie ESP8266. Dla większej wygody stan zbierania i zapisywania danych wyświetlany jest na ekranie OLED.

Po przesłaniu kodu do zegarka, aby go przetestować, należy trzymać rękę nieruchomo, gdy tylko urządzenie się uruchomi. Początkowo układ skalibruje akcelerometr i żyroskop. Można już wtedy zacząć zbierać



Rysunek 3. Schemat działania algorytmu uczenia maszynowego



Rysunek 4. Przykład działania algorytmu uczenia maszynowego

dane. Wystarczy nacisnąć przycisk, do którego jest podłączone GPIO-0, a urządzenie utworzy nowy zbiór. Trzeba zacząć poruszać ręką, aby zarejestrować ruch. Im więcej zbierzemy próbek, tym lepiej nauczymy algorytm rozpoznawania gestów. Autor rekomenduje, żeby każdy gest powtórzyć, co najmniej 25...30 razy, aby system nie miał problemu z klasyfikacją.

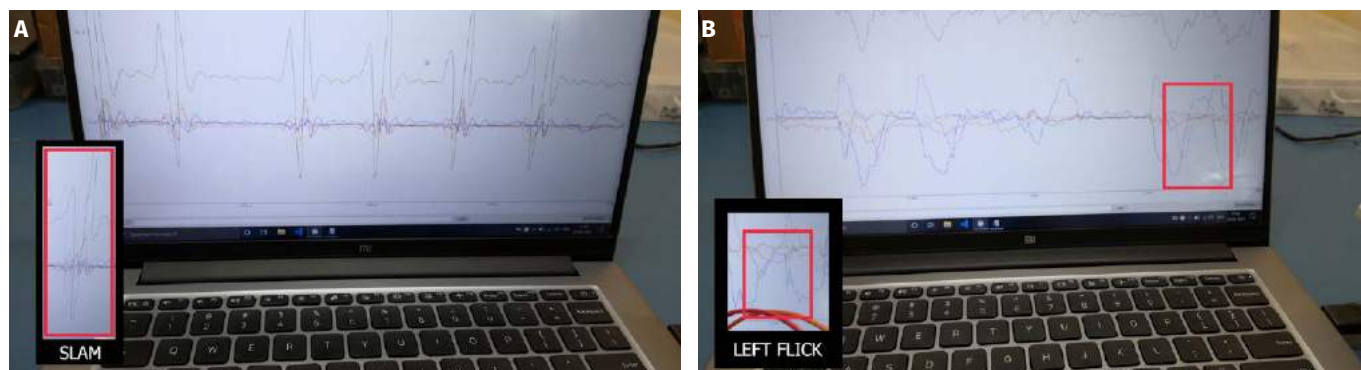
Przetwarzanie danych

Po zebraniu odpowiedniej liczby zapisów dla wszystkich gestów, jakie chcemy rozpoznawać, można zgrać je do komputera. Wystarczy podłączyć zegarek do PC za pomocą konwertera USB-UART, a następnie zgrać wszystkie dane poprzez port szeregowy i zapisać je w pliku tekstowym. Plik ten należy

podzielić na trzy pliki CSV, używając arkusza Excel, dla każdego z gestów, jakie będą wykrywane. Tych danych nie można używać bezpośrednio po zebraniu, muszą zostać przetworzone w celu usunięcia szumu, aby algorytm mógł dokładniej klasyfikować gesty. Autor pominął opis tego etapu dla uproszczenia opisu procedury.

Trenowanie algorytmu

Po zebraniu i przygotowaniu danych można rozpocząć naukę algorytmu. Autor do treningu stosuje program w języku Python, który trenuje model i konwertuje go do pliku w języku C, którego możemy używać z Arduino IDE. Kod ten (**listing 2**) odczytuje plik CSV i trenuje model, aby nauczył się gestu, który został wcześniej zarejestrowany. Jeśli



Rysunek 5. Wykresy danych z akcelerometrów i żyroskopu w czasie dla różnych gestów

Listing 2. Program do nauki algorytmu

```
import numpy as np
from glob import glob
from os.path import basename
from sklearn.ensemble import RandomForestClassifier
from micromlgen import port

fileNames = ["Gesture\LeftSwipeGesture.csv", "Gesture\RightSwipeGesture.csv", "Gesture\SlamGesture.csv"] # lista plików

def load_features(files):
    dataset = None
    classmap = {}
    for class_idx, filename in enumerate(files):
        class_name = basename(filename)[:4]
        classmap[class_idx] = class_name
        samples = np.genfromtxt(filename, delimiter=',', filling_values=0.0)
        labels = np.ones((len(samples), 1)) * class_idx
        samples = np.hstack((samples, labels))
        dataset = samples if dataset is None else np.vstack((dataset, samples))

    return dataset, classmap

def get_classifier(features):
    X, y = features[:, :-1], features[:, -1]
    return RandomForestClassifier(20, max_depth=10).fit(X, y)

if __name__ == '__main__':
    features, classmap = load_features(fileNames)
    classifier = get_classifier(features)
    c_code = port(classifier, classmap=classmap)
    print("Writing to a file")
    modelFile = open("model.h", "w")
    modelFile.write(c_code)
    modelFile.close()
    print("Model file created")
```

chcemy użyć kilku różnych plików dla różnych gestów, wystarczy w zmiennej *fileNames* wpisać ich ścieżki. Po uruchomieniu tego kodu otrzymamy plik *model.h*. Plik ten zawiera wytrenowany model identyfikujący przechwycone gesty. Aby po prostu przetestować model, należy wkleić plik *model.h* do folderu z testowym szkicem, pokazanym na listingu 3, skompilować go i wgrać do zegarka.

Implementacja algorytmu i inferencja

Algorytm uczenia maszynowego, po przesłaniu kodu, nie uczy się już bardziej. Wykorzystuje tylko kod, wgrany do niego

i opracowany wcześniej na podstawie zbioru uczącego. Po pomyślnym przesłaniu programu można wykonać dowolny gest, a wyświetlacz OLED powinien poinformować o wykrytym geście. Algorytm wygenerowany przez autora wykrywał gesty poprawnie w 95% przypadków. Prawdopodobnie wynika to z faktu, że zebrane dane zawierały szum, gest nie był wykonany poprawnie lub zbiór uczący był zbyt mały.

Podsumowanie

Jest jeszcze wiele rzeczy, które można zrobić, aby ulepszyć opisaną konstrukcję lub dodać do niej dodatkowe funkcje. Można również wykorzystać zawartą w tym artykule

wiedzę, by zaimplementować podobne możliwości w innym produkcie lub projekcie. Można także wiele rzeczy zrobić lepiej niż w opisanym systemie – zwiększyć częstotliwość próbkowania podczas zbierania danych, zwiększyć liczbę zebranych próbek, wyczyścić z szumu dane po ich zebraniu, dodać przetwarzanie sygnału w układzie w celu usunięcia szumów, itp. Jednakże, z punktu widzenia nauki tego, jak wdrożyć się w hobbystyczne zastosowanie uczenia maszynowego, opisany przykład jest w stu procentach wystarczający.

Nikodem Czechowski, EP

Źródło: <https://bit.ly/3rOuvTQ>

REKLAMA

m.technik
Ciekawi świata są zawsze młodzi

w prezencie na każdą okazję



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

przejrzyj i kupisz na

www.ulubionykiosk.pl





Wsparcie dla start-upów

Stwierdzenie, że rozpoczęcie własnej działalności produkcyjnej jest procesem trudnym, to ogromne niedomówienie. Jednak dla wielu przedsiębiorczych ludzi z pomysłem na produkt jest to bariera nie do pokonania. Zakładane z ideą start-upy często są skazane na porażkę ze względu na brak niezbędnego doświadczenia w zakresie montażu przemysłowego. Czym innym jest wykonanie pojedynczych sztuk urządzenia, a czym innym opracowanie produktu tak, by mógł być produkowany masowo i z zyskiem. Poza samą funkcjonalnością i potencjałem rynkowym, do uwzględnienia jest wiele kwestii takich jak: dostępność komponentów teraz i w przyszłości, ich cena czy też zgodność projektu z możliwościami linii produkcyjnych.

Problem montażu przemysłowego narasta w sytuacji, kiedy opracowywany produkt wymaga wielu poprawek i inwestycji dużych środków. Potrzebna do osiągnięcia celu wiedza, często wynikająca bardziej z doświadczenia w opracowywaniu podobnych projektów niż teorii, jest z reguły niedostępna dla nowych przedsiębiorców. Często błędy wynikają z nieznaności terminów dostaw komponentów czy niezgodności opracowywanych projektów z realnymi możliwościami montażu. Równie dużą barierą jest dostęp do niezbędnych urządzeń i szerokiego zakresu komponentów pozwalających na produkcję prototypową i wprowadzanie szybkich korekt eliminujących wychwycone problemy.

Więcej informacji:

RENEX
87-800 Włocławek, al. Kazimierza Wielkiego 6E
tel. +48 54 231 10 05, +48601432615
centrum@renex.pl, www.renex.pl



Zaplecze infrastrukturalne i know-how

Rozwiązaniem takich problemów jest uzyskanie wsparcia od podmiotu posiadającego niezbędne zaplecze infrastrukturalne i know-how. Takim podmiotem w Polsce jest CENTRUM TECHNOLOGICZNO-SZKOLENIOWE RENEX. Ośrodek doradczy, szkoleniowy i badawczo-rozwojowy, który powstał dzięki jednej z największych i najdłużej działających polskich firm z branży elektronicznej – RENEX Group. Poprzez Centrum firma realizuje swoją misję wspierania branży elektronicznej. Zgodnie z przewodnimi założeniami, pomoc innym przedsiębiorcom, niezależnie od ich skali działalności, w udoskonalaniu ich procesów produkcji przekłada się na rozwój całej sfery produkcji i naprawy urządzeń elektronicznych w Polsce.

Za pośrednictwem CENTRUM TECHNOLOGICZNO-SZKOLENIOWEGO RENEX, Grupa dostarcza szeroką pomoc w zakresie szkoleń, serwisu oraz, co szczególnie istotne z punktu widzenia tego opracowania, wsparcia doradczego. Zainteresowane podmioty, w tym start-upy, mają możliwość czerpania wiedzy i korzystania z dostępnych na miejscu zaawansowanych urządzeń produkcyjnych w opracowywaniu własnych procesów. Co szczególnie istotne, wiedza ta i zaplecze nie są ograniczone jedynie do sfery produkcji SMT, ale rozciągają się na wszystkie specjalizacje Grupy RENEX, takie jak: robotyka przemysłowa, produkcja metalowa czy też technologia pomieszczeń podwyższonej czystości typu

cleanroom. W CENTRUM TECHNOLOGICZNO-SZKOLENIOWYM RENEX dostępne są na miejscu kompletne linie produkcji pakietów elektronicznych, obejmujące m.in. drukarki pasty lutowniczej, automaty Pick & Place i systemy AOI firmy YAMAHA, roboty przemysłowe REECO, fale lutownicze, urządzenia inspekcji rentgenowskiej firmy SEC, urządzenia do reworkingu czy uniwersalne roboty przemysłowe firmy YAMAHA. Ponadto w obrębie Centrum zlokalizowany jest park precyzyjnej obróbki metalowej, a także nowoczesna malarnia proszkowa.

Poziom wiedzy specjalistów CENTRUM TECHNOLOGICZNO-SZKOLENIOWEGO RENEX został właśnie potwierdzony przyznaniem nagrody NAJLEPSZEGO SERWISU URZĄDZEŃ YAMAHA SMT W EUROPIE.

Optymalizacja pod kątem masowej produkcji

Udzielająca wsparcia wykwalifikowana kadra obejmuje specjalistów ze wszystkich dziedzin działalności RENEX. Pomocy w opracowywaniu urządzeń i procesów udzielają m.in. doświadczeni inżynierowie, operatorzy urządzeń SMT, programiści oraz trenerzy IPC. Zgromadzona wiedza praktyczna, obejmująca wszystkie stadia tworzenia i funkcjonowania produktu, pozwala z wyprzedzeniem odnajdywać w projektach elementy problematyczne i usuwać je na wczesnych etapach prac.

W zakresie produkcji pakietów elektronicznych zespół inżynierów RENEX Group wspiera zgłaszające się do niej firmy na wszystkich etapach tworzenia nowego produktu. Każdy pomysł jest skrupulatnie analizowany i weryfikowany. Przeprowadzony audyt określa etap, na jakim znajduje się projekt i stanowi bazę do opracowania planu jego realizacji.

Pracujący wspólnie zespół doświadczonych projektantów i inżynierów CENTRUM TECHNOLOGICZNO-SZKOLENIOWEGO RENEX pomaga następnie zoptymalizować koszty masowej produkcji przy zachowaniu założeń technologicznych i funkcjonalnych produktu. Właściwe rozmieszczenie komponentów SMD, THT, BGA pozwala zachować jakość i funkcjonalność pakietu przy jednoczesnym wyeliminowaniu problemów montażowych. Na tym etapie specjaliści RENEX pomagają również kompleksowo w rozwinięciu projektu do jego pełnego kształtu obejmującego np. kwestie obudowy i tworzyw, z jakich ma zostać wytworzony docelowy produkt.

Zaopatrzenie

Długość życia produktu bardzo często zależy od dostępności komponentów. Zespół inżynierów Centrum na bieżąco weryfikuje dostępność kluczowych komponentów i ich cykl życia. Dzięki temu ryzyko zatrzymania przyszłej produkcji jest na najniższym możliwym poziomie. W sytuacji, w której komponenty miałyby jednak przestać być dostępne na rynku, partnerzy są z możliwym wyprzedzeniem informowani o tym fakcie i są im proponowane odpowiednie zamienniki. Działania te umożliwiają zabezpieczenie stocku komponentów i zachowanie płynności dostaw do czasu przygotowania i wdrożenia nowych produktów. Tak zoptymalizowany projekt gwarantuje ciągłość i powtarzalność planowanej produkcji oraz spokojną głowę pozwalającą skupić się na promocji wprowadzanego na rynek produktu i rozwijaniu kolejnych projektów.

Prototypowanie

Na bazie gotowego, wstępnego projektu i z użyciem urządzeń dostępnych na miejscu wytwarzane są prototypy. Są one następnie oceniane w środowisku testującym wygenerowanym w oparciu na wymaganiach klienta, a wykryte błędy są usuwane. Proces ten jest powtarzany, tak aby wykluczyć wady, jakie mogłyby się pojawić w procesie produkcji seryjnej bądź, co gorsza, już po wprowadzeniu produktu na rynek. Pozwala to zminimalizować ryzyko przestojów, wadliwych partii urządzeń, wycofywania wadliwych produktów, niezadowolonych z działania urządzenia klientów i naturalnej konsekwencji tych zdarzeń – znaczących strat finansowych.

Ponadto ważnym aspektem jest to, że cały proces wprowadzenia na rynek nowego produktu jest łatwiejszy, jeżeli w fazie



prototypowania używane są profesjonalne urządzenia produkcyjne YAMAHA odpowiadające tym, jakie konieczne będą na etapie produkcji.

Kompleksowe działania

Dzięki rozbudowanej infrastrukturze, obejmującej m.in. dostępny na miejscu park obróbki metalowej, lakiernię i urządzenia specjalistyczne, w toku całego procesu specjaliści CENTRUM TECHNOLOGICZNO-SZKOLENIOWEGO RENEX wspomagają nie tylko opracowywanie pakietu elektronicznego, ale również obudowy, opakowania czy też etykiet, instrukcji i akcesoriów. To sprawia, że dostarczane rozwiązania są kompleksowe i obejmują wszystkie aspekty opracowywania nowego produktu elektronicznego oraz są indywidualnie dobierane do potrzeb danego projektu. Wszystkie te działania prowadzą do docelowego, samodzielnego produkowania projektowanych urządzeń.

Produkcja

Grupa RENEX, będąc partnerem i dystrybutorem takich światowych marek jak YAMAHA czy też HELLER, dostarcza kompletne linie do montażu SMT, instaluje je, prowadzi szkolenia z ich prawidłowej obsługi i doradza, w jaki sposób optymalizować procesy. W tym miejscu należy również nadmienić, że zakres wsparcia oferowany przez CENTRUM TECHNOLOGICZNO-SZKOLENIOWE RENEX jest dalece szerszy niż omówione wyżej możliwości współpracy ze start-upami. Centrum wspomaga również procesy w działających już na rynku przedsiębiorstwach. Dotyczy to w szczególności tych podmiotów, które rozwijają bądź wdrażają własną produkcję pakietów i urządzeń elektronicznych lub tych, które dążą do automatyzacji swoich szeroko już w tym miejscu rozumianych procesów poprzez implementację robotów przemysłowych. Centrum prowadzi również szeroką działalność doradczą w zakresie ochrony ESD oraz tworzenia i prawidłowego utrzymywania EPA (strefy ochrony przed wyładowaniami elektrostatycznymi). Ponadto w ramach Centrum działają podmioty dostarczające specjalistyczne kursy, w tym w zakresie robotyki (AUTORYZOWANE CENTRUM SZKOLENIOWE YAMAHA) oraz w zakresie standardów (szkolenia dla elektroników realizowane przez największe i najdłużej działające w Europie Środkowo-Wschodniej AUTORYZOWANE CENTRUM SZKOLENIOWE IPC – RENEX EEC).

Doradztwo i szkolenia

Przejdzie od pomysłu do produkcji jest procesem bardzo trudnym. Dla wielu nowych przedsiębiorców, zwłaszcza tych, którzy nie zabezpieczą odpowiedniego wsparcia technologicznego, może okazać się wręcz niewykonalnym. Dlatego kluczowy jest dobór podmiotu doradczego i wspomagającego dany projekt swoim zapleczem przemysłowym i wiedzą. Takim podmiotem jest w Polsce i w regionie Europy Środkowo-Wschodniej CENTRUM TECHNOLOGICZNO-SZKOLENIOWE RENEX. Takie podejście pozwala przedsiębiorcy skupić swoje siły na tworzeniu rozwiązań, marketingu i sprzedaży, pozostawiając kwestie produkcyjne i techniczne doświadczonemu partnerowi.

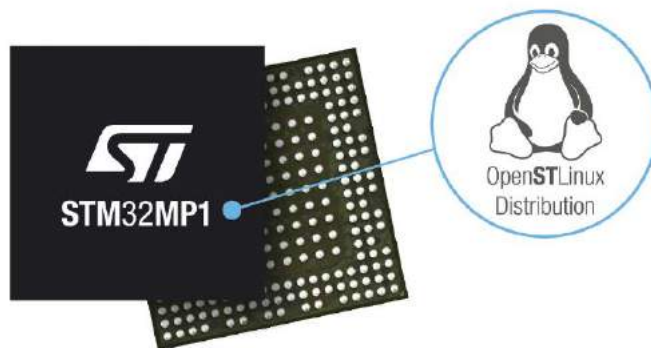
Więcej na www.renex.pl.

OpenSTLinux

dla procesorów z rodziny STM32MP1 (5)



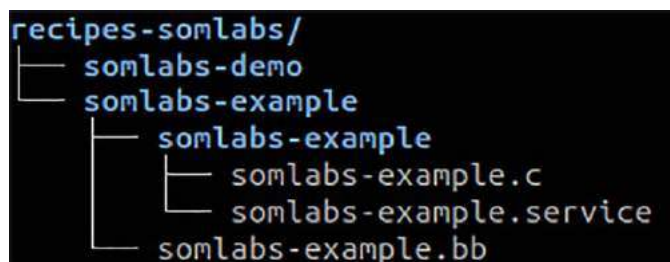
Do tej pory omawialiśmy budowanie aplikacji przy użyciu pakietu SDK. Tym razem zapoznamy się z możliwością włączenia kompilacji naszej aplikacji do procesu budowania obrazu systemu. W kolejnej części artykułu omówimy sposób utworzenia prostego serwisu webowego, dzięki któremu będziemy mogli skomunikować się z modułem VisionSOM-STM32MP1 za pomocą przeglądarki internetowej.



Dodanie nowego komponentu do tworzonego obrazu systemu wymaga utworzenia dla niego pliku receptury oraz dołączenia wszystkich niezbędnych plików. Pliki receptur (*.bb) zawierają szczegółowe instrukcje na temat lokalizacji źródeł, sposobu ich kompilacji oraz instalacji w finalnym systemie plików. W zaprezentowanym przykładzie użyjemy kodu aplikacji z pierwszej części cyklu, który zostanie skompilowany i zainstalowany zgodnie z instrukcjami zawartymi w recepturze. Dodatkowo skonfigurujemy serwis *systemd*, uruchamiający naszą aplikację automatycznie przy starcie systemu.

Przygotowanie nowej receptury

Na początku musimy utworzyć odpowiednią strukturę plików w warstwie *meta-somlabs*, która została pokazana na rysunku 1. W katalogu *recipes-somlabs*, w którym domyślnie znajduje się receptura aplikacji



Rysunek 1. Struktura plików nowej receptury

demo, dodajemy nowy katalog o nazwie *somlabs-example*. W tym katalogu będą umieszczone wszystkie źródła niezbędne do zbudowania naszej nowej aplikacji.

W katalogu tym tworzymy plik receptury – *somlabs-example.bb*, zawierający instrukcje dotyczące kompilacji i instalacji programu. Jego zawartość została pokazana na **listingu 1**. Za nagłówkiem zawierającym opis i informacje licencyjne musimy podać listę wszystkich źródeł używanych podczas budowania. Muszą się na niej znaleźć zarówno źródła używane podczas kompilacji (*somlabs-example.c*), jak i wszystkie skrypty instalowane w docelowym systemie plików. W naszym przypadku jest to plik serwisu *somlabs-example.service* odpowiedzialny za start aplikacji podczas uruchamiania systemu. Automatyczne uruchamianie aplikacji jest zadaniem menedżera systemu – *systemd*, dlatego nasza receptura musi dziedziczyć po klasie *systemd.bbclass*, dzięki czemu konfiguracja serwisu zostanie wykonana podczas budowania obrazu systemu. Jest ona wykonywana na bazie zmiennych *SYSTEMD_AUTO_ENABLE* i *SYSTEMD_SERVICE_\${PN}* zawierających odpowiednio informacje o tym, czy serwis ma być domyślnie włączony i jaka jest jego nazwa (musi być ona zgodna z instalowanym plikiem serwisu z listy źródeł).

W kolejnych liniach przechodzimy już do procesu kompilacji. Na początku w zmiennej *S* definiujemy lokalizację źródeł dla kompilatora. Możemy tutaj użyć zmiennej środowiskowej *WORKSPACE*, która jest

Listing 1. Zawartość pliku receptury – *somlabs-example.bb*

```
DESCRIPTION = "Example application"
LICENSE = "BSD-3-Clause"
LIC_FILES_CHKSUM = "file://${COREBASE}/meta/files/common-licenses/BSD-3-Clause;md5=550794465ba0ec5312d6919e203a55f9"

SRC_URI = " \
    file://somlabs-example.c \
    file://somlabs-example.service \
"

inherit systemd

SYSTEMD_AUTO_ENABLE = "enable"
SYSTEMD_SERVICE_${PN} = "somlabs-example.service"

S = "${WORKDIR}"

do_compile() {
    ${CC} ${LDFLAGS} somlabs-example.c -o somlabs-example
}

do_install() {
    install -d ${D}/usr/bin/
    install -m 0755 somlabs-example ${D}/usr/bin/

    install -d ${D}/${systemd_unitdir}/system
    install -m 0644 ${WORKDIR}/somlabs-example.service ${D}/${systemd_unitdir}/system/
}

FILES_${PN} = " /usr/bin/somlabs-example ${systemd_unitdir}/system/somlabs-example.service"
```

Listing 2. Kod programu somlabs-example.c

```
#include <fcntl.h>
#include <unistd.h>

#define LED_PATH "/sys/class/leds/led3/brightness"
#define LED_BLINKS 2

int main(void) {
    int fd;
    fd = open(LED_PATH, O_WRONLY);
    for(int i=0; i<LED_BLINKS; i++) {
        write(fd, "1", 1);
        sleep(1);
        write(fd, "0", 1);
        sleep(1);
    }
    close(fd);
    return 0;
}
```

Listing 3. Kod serwisu somlabs-example.service

```
[Unit]
Description=Example application

[Service]
ExecStart=/usr/bin/somlabs-example

[Install]
WantedBy=multi-user.target
```

automatycznie ustawiana na podkatalog receptury identyczny z jej nazwą (*somlabs-example*). Proces kompilacji jest definiowany w funkcji *do_compile*, w której umieszczamy polecenie analogiczne do tego z pierwszego odcinka cyklu, gdzie używaliśmy kompilatora z SDK.

Po kompilacji wywoływana jest jeszcze funkcja *do_install*, która umieszcza pliki w obrazie docelowego systemu. Kopiujemy więc plik wyjściowy z kompilacji do katalogu */usr/bin* oraz plik serwisu do */etc/systemd/system*. Warto zwrócić uwagę na to, że proces budowania definiuje zmienne opisujące używane katalogi systemowe, np. *systemd_unitdir*, dzięki czemu nie trzeba podawać ich ścieżek bezwzględnych. Dodatkowo ścieżka do docelowego systemu plików znajduje się w zmiennej *D*. Na samym końcu receptury powinniśmy podać jeszcze listę zainstalowanych przez nas plików i katalogów, uzupełniając odpowiednią zmienną – *FILES_\${PN}*.

Kod programu *somlabs-example* znajduje się na **listingu 2**. Jego zadaniem jest dwukrotne zaświecenie diodą LED3 podłączoną do wprowadzenia PG12. Program korzysta z pliku *brightness* tworzonego przez sterownik LED jądra Linuxa.

Na koniec zobaczymy jeszcze, w jaki sposób zdefiniowany jest serwis uruchamiający aplikację. Znajduje się on na **listingu 3** i został utworzony zgodnie z dokumentacją dostępną na stronie <https://bit.ly/2PSrU4E>. Jest w nim ogólny opis, program uruchamiany przy starcie serwisu oraz moment uruchomienia serwisu – *multi-user.target* oznacza, że jest już gotowa niegraficzna powłoka systemowa.

Nasza receptura jest w tym momencie gotowa, ale nie zostanie zbudowana, dopóki nie znajdzie się na liście wymaganych pakietów. Możemy to zrobić, modyfikując plik *recipes-st/images/st-image-weston.bbappend* w warstwie *meta-somlabs* i dopisując pakiet *somlabs-example* do listy *IMAGE_INSTALL*. Po zbudowaniu i uruchomieniu systemu program *somlabs-example* zostanie uruchomiony automatycznie, o czym będzie świadczyć dwukrotne zaświecenie diody LED3.

Listing 4. Lista pakietów w pliku st-image-weston.bbappend

```
IMAGE_INSTALL += " \
    qtbase-dev \
    qtbase-mkspecs \
    qtbase-tools \
    qtdeclarative-qmlplugins \
    qtquickcontrols2-qmlplugins \
    qtwayland \
    gstreamer1.0 \
    gstreamer1.0-plugins-good \
    somlabs-example \
    apache2 \
    mod_wsgi \
    python3-flask \
"
```

Instalacja Python Flask i serwera Apache2

W tej części omówimy krótko możliwość zrobienia prostej aplikacji webowej, dzięki której będzie można sterować diodami znajdującymi się na płycie bazowej VisionCB-STD-STM32MP1. Będziemy do tego potrzebować dodatkowych pakietów zainstalowanych w OpenSTLinuxie – frameworka *python-flask* i jednego z dostępnych serwerów HTTP implementujących interfejs WSGI. W naszym przykładzie użyjemy serwera *Apache2* z modulem *mod_wsgi*, dzięki któremu nasz serwer będzie mógł obsługiwać aplikacje webowe napisane w języku Python.

Receptura budowania pakietu *Apache2* znajduje się w warstwie *meta-openembedded/meta-webserver*, która jest wśród pobranych przez nas źródeł projektu OpenSTLinux, jednak moduł *mod_wsgi* wymaga od nas pobrania dodatkowych metawarstw: *meta-cloud-services* i *meta-virtualization*. Pobieramy je do katalogu *layers* za pomocą następujących poleceń, pamiętając o tym, że musimy za każdym razem trzymać się wersji *dunfell*:

```
git clone git://git.yoctoproject.org/meta-
virtualization -b dunfell
```

```
git clone git://git.yoctoproject.org/meta-cloud-
services -b dunfell
```

Po pobraniu dodatkowych plików nasz katalog *layers* powinien wyglądać tak, jak na **rysunku 2**.

Do poprawnej kompilacji potrzebujemy także brakującego pliku *python3targetconfig.bbclass*, który możemy pobrać z repozytorium *openembedded* do katalogu *classes* w warstwie *meta-somlabs*:

```
mkdir -p meta-st/meta-somlabs/classes
```

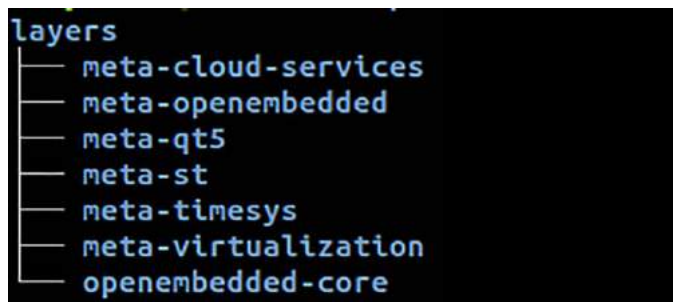
```
cd meta-st/meta-somlabs/classes
```

```
wget https://raw.githubusercontent.com/openembedded/
openembedded-core/dunfell/meta/classes/
python3targetconfig.bbclass
```

Wszystkie dodatkowe pakiety możemy teraz dopisać do listy w pliku *recipes-st/images/st-image-weston.bbappend* znajdującym się w warstwie *meta-somlabs*. Zmodyfikowana lista *IMAGE_INSTALL* została pokazana na **listingu 4**. Dodanie wymienionych pakietów wymaga od nas także zwiększenia rozmiaru partycji. Domyślna wartość 746 MB jest zdefiniowana w pliku *conf/machine/include/st-machine-common-stm32mp.inc* warstwy *meta-st-stm32mp*. Możemy tę wartość modyfikować bezpośrednio lub korzystając z pliku maszyny *stm32mp157a-vision-som-rgb-sd-mx.conf*. Drugie rozwiązanie jest lepsze, ponieważ wszystkie nasze zmiany będą dotyczyły wyłącznie warstwy *meta-somlabs*, dlatego dopisujemy linijkę *IMAGE_ROOTFS_MAXSIZE = "1048576"* na końcu pliku *conf/machine/stm32mp157a-vision-som-rgb-sd-mx.conf* w warstwie *meta-somlabs*. W ten sposób ustalimy wielkość partycji systemowej na 1 GB, co umożliwi instalację wszystkich wymaganych pakietów.

Ostatnim krokiem przed rozpoczęciem kompilacji jest dodanie nowych warstw do pliku *build-openstlinuxweston-stm32mp157a-vision-som-rgb-sd-mx/conf/bblayers.conf*, tak jak na **rysunku 3**. Możemy teraz zbudować nowy obraz systemu i przetestować działanie serwera *Apache2*.

Po uruchomieniu nowej wersji systemu musimy podłączyć urządzenie do sieci. Możemy to zrobić za pośrednictwem interfejsów *eth0* lub *wlan0*, dzięki czemu urządzenie będzie widoczne w sieci lokalnej.



Rysunek 2. Katalog layers po pobraniu dodatkowych metawarstw

```
# specific bsp selected
BBLAYERS += "/home/krzysztof/dev/st-yocto/openstlinux-5.4-dunfell-mp1-20-11-12_ep/layers/meta-st/meta-somlabs"

BBLAYERS += "/home/krzysztof/dev/st-yocto/openstlinux-5.4-dunfell-mp1-20-11-12_ep/layers/meta-virtualization"
BBLAYERS += "/home/krzysztof/dev/st-yocto/openstlinux-5.4-dunfell-mp1-20-11-12_ep/layers/meta-cloud-services"
BBLAYERS += "/home/krzysztof/dev/st-yocto/openstlinux-5.4-dunfell-mp1-20-11-12_ep/layers/meta-cloud-services/meta-openstack"
```

Rysunek 3. Lista nowych warstw w pliku *bblayers.conf*

```
root@stm32mp157a-visionsom-rgb-sd-mx:~# ip a
1: lo: <LOOPBACK,UP,LOWER_UP> mtu 65536 qdisc noqueue state UNKNOWN group default qlen 1000
    link/loopback 00:00:00:00:00:00 brd 00:00:00:00:00:00
    inet 127.0.0.1/8 scope host lo
        valid_lft forever preferred_lft forever
    inet6 ::1/128 scope host
        valid_lft forever preferred_lft forever
2: sit0@NONE: <NOARP> mtu 1480 qdisc noop state DOWN group default qlen 1000
    link/sit 0.0.0.0 brd 0.0.0.0
3: eth0: <BROADCAST,MULTICAST,UP,LOWER_UP> mtu 1500 qdisc mq state UP group default qlen 1000
    link/ether 9e:c7:b0:4a:e9:25 brd ff:ff:ff:ff:ff:ff
    inet 10.71.164.180/20 brd 10.71.175.255 scope global dynamic eth0
        valid_lft 172798sec preferred_lft 172798sec
    inet6 fe80::9cc7:b0ff:fe4a:e925/64 scope link
        valid_lft forever preferred_lft forever
4: wlan0: <BROADCAST,MULTICAST> mtu 1500 qdisc noop state DOWN group default qlen 1000
    link/ether a0:cc:2b:2c:5c:00 brd ff:ff:ff:ff:ff:ff
5: usb0: <BROADCAST,MULTICAST,UP,LOWER_UP> mtu 1500 qdisc pfifo_fast state UP group default qlen 1000
    link/ether de:5c:3d:2f:0f:6e brd ff:ff:ff:ff:ff:ff
    inet 192.168.7.1/24 brd 192.168.7.255 scope global usb0
        valid_lft forever preferred_lft forever
    inet6 fe80::dc5c:3dff:fe2f:f6e/64 scope link
        valid_lft forever preferred_lft forever
root@stm32mp157a-visionsom-rgb-sd-mx:~#
```

Rysunek 4. Dostępne interfejsy sieciowe modułu VisionSOM-STM32MP1

Alternatywnie możemy również skorzystać z portu USB-OTG, ponieważ w OpenSTLinux jest on domyślnie skonfigurowany jako Ethernet-over-USB. Dodatkowo widoczny w systemie interfejs `usb0` ma skonfigurowany serwer DHCP, dzięki czemu komputer, do którego podłączymy urządzenie, otrzyma automatycznie adres IP i będzie mógł się komunikować z modulem VisionSOM tak samo jak w sieci lokalnej. Wszystkie dostępne interfejsy sieciowe oraz przydzielone im adresy IP możemy zobaczyć, wywołując polecenie `ip a` w terminalu szeregowym, co widać na **rysunku 4**.

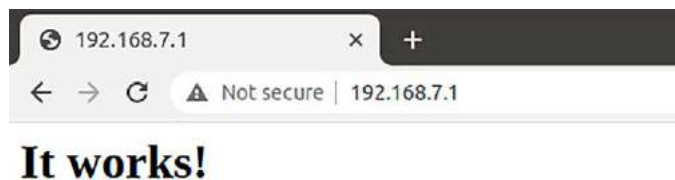
Kiedy zdecydujemy się na metodę połączenia i poznamy adres IP naszego urządzenia, możemy go wpisać w przeglądarkę, aby sprawdzić, czy serwer Apache2 jest uruchomiony. Jeżeli wszystko zostało zainstalowane poprawnie, to w oknie przeglądarki zobaczymy komunikat "It works!", tak jak na **rysunku 5**. Możemy teraz przystąpić do implementacji aplikacji.

Tworzenie aplikacji webowej

Dzięki frameworkowi python-flask implementacja aplikacji sprowadza się do napisania kodu obsługującego dostęp do poszczególnych adresów URL. W odpowiedzi na zapytanie przeglądarki serwer odpowie kodem HTML zwróconym przez aplikację. Jej kod znajduje się na **listingu 5**.

Na początku importujemy niezbędne biblioteki i tworzymy obiekt `app` reprezentujący aplikację. Następnie implementujemy obsługę poszczególnych adresów URL. Bazowym adresem w naszym przykładzie jest `/`, który będzie odpowiadał wpisaniu w przeglądarce adresu IP. W odpowiedzi na takie zapytanie zwracamy kod, w którym znajdują się dwa przyciski służące do włączania i wyłączania diody na płytce bazowej. Aby uniknąć przepisywania go wielokrotnie, został on umieszczony w zmiennej `page`.

Wciśnięcie każdego z przycisków prowadzi do innego adresu URL: `/turnon` i `/turnoff`. Ich obsługa również została zaimplementowana w aplikacji – w zależności od adresu włączamy lub wyłączamy diodę oraz zwracamy ten sam kod HTML w każdym przypadku. Wszystkie zapytania od przeglądarki w tym przykładzie są typu GET, dlatego



Rysunek 5. Domyślna strona serwera Apache2

nie odczytujemy z nich żadnych dodatkowych danych – wystarczy nam żądany adres URL.

Po zapisaniu kodu do pliku `flask_example.py` możemy uruchomić naszą aplikację za pomocą polecenia

```
FLASK_APP=flask_example.py python3 -m flask run
--host=0.0.0.0.
```

Listing 5. Kod aplikacji używającej python-flask

```
from flask import Flask
from os import system

app = Flask(__name__)

page = '\
<form action="/turnon"><button>Turn On</button></form> \
<form action="/turnoff"><button>Turn Off</button></form> \
'

@app.route('/')
def main():
    return page

@app.route('/turnon')
def turn_on():
    system('echo 1 > /sys/class/leds/led3/brightness')
    return page

@app.route('/turnoff')
def turn_off():
    system('echo 0 > /sys/class/leds/led3/brightness')
    return page
```

Efekt jego wywołania możemy zobaczyć na **rysunku 6**. Do aplikacji możemy się dostać, wpisując w przeglądarce komputera znajdującego się w sieci lokalnej adres IP urządzenia z portem 5000, tak jak na **rysunku 7**. Dodatkowo w terminalu, w którym uruchomiliśmy aplikację, zobaczymy logi informujące o dostępie do poszczególnych adresów URL.

```
* Serving Flask app "flask_example.py"
* Environment: production
  WARNING: This is a development server. Do not use it in a production deployment.
  Use a production WSGI server instead.
* Debug mode: off
* Running on http://0.0.0.0:5000/ (Press CTRL+C to quit)
10.71.160.80 - - [06/Mar/2021 15:31:15] "GET / HTTP/1.1" 200 -
10.71.160.80 - - [06/Mar/2021 15:31:15] "GET /favicon.ico HTTP/1.1" 404 -
10.71.160.80 - - [06/Mar/2021 15:31:25] "GET /turnon HTTP/1.1" 200 -
10.71.160.80 - - [06/Mar/2021 15:31:27] "GET /turnoff HTTP/1.1" 200 -
```

Rysunek 6. Uruchomienie aplikacji na serwerze testowym

Konfiguracja serwera Apache2

Polecenie, które wywołaliśmy w poprzednim rozdziale, uruchomiło naszą aplikację na prostym serwerze testowym, o czym informuje nas ostrzeżenie wyświetlane w logach na **rysunku 6**. Z tego względu powinniśmy umieścić nasz serwis na jednym z dostępnych serwerów produkcyjnych – w naszym przykładzie będzie to Apache2, który zdążyliśmy już zainstalować.

Pliki konfiguracyjne serwera znajdują się w katalogu `/etc/apache2`. Naszą konfigurację dodamy w podkatalogu `conf.d`, tworząc tam plik `flask_example.conf`, pokazany na **listingu 6**. Definiujemy w nim proces odpowiedzialny za interfejs WSGI, dostępny na wszystkich przydzielonych do urządzenia adresach IP. Proces ten zostanie uruchomiony z poziomu użytkownika `som` i grupy `som` i będzie umożliwiał dostęp do katalogu `/usr/share/apache2/flask_example/`. Ponieważ w systemie OpenSTLinux domyślnie znajduje się wyłącznie użytkownik `root`, musimy utworzyć nowego użytkownika wraz z grupą i przypisać im prawa do wspomnianego katalogu:

```
useradd -m som
passwd som
mkdir /usr/share/apache2/flask_example
chown som /usr/share/apache2/flask_example
chgrp som /usr/share/apache2/flask_example
```

Listing 8. Zawartość pliku `99-leds.rules`

```
ACTION=="add", SUBSYSTEM=="leds", RUN+="/bin/chgrp -R led /sys%p", RUN+="/bin/chmod -R g+w /sys%p"
```

W katalogu `/usr/share/apache2/flask_example` musimy umieścić naszą aplikację z **listingu 5**. (kod musi być zapisany w pliku `flask_example.py`) oraz plik `flask_example.wsgi` wymagany przez proces serwera. Ostatni z plików został pokazany na **listingu 7**. Dodajemy w nim nową ścieżkę do poszukiwania importowanych modułów Pythona oraz importujemy obiekt aplikacji, który utworzyliśmy w pliku `flask_example.py`. Możemy także zrezygnować z podawania ścieżki, ale wówczas będziemy musieli umieścić plik `flask_example.py` razem z innymi modułami Pythona widocznymi globalnie w systemie.

Serwer oraz aplikacja są już gotowe do uruchomienia, jednak pozostał nam do rozwiązania ostatni problem. Uruchomienie aplikacji z poziomu użytkownika `som` uniemożliwi jej dostęp do pliku `brightness` diody. Rozwiązaliśmy to przez utworzenie nowej grupy – `led`, która będzie miała dostęp do plików sterownika, i dodanie do niej użytkownika `som`:



Rysunek 7. Interfejs aplikacji widoczny w przeglądarce

Listing 6. Plik konfiguracyjny dla serwera Apache2

```
<VirtualHost *>
  WSGIDaemonProcess flask_example user=som group=som threads=5
  WSGIScriptAlias / /usr/share/apache2/flask_example/flask_example.wsgi

  <Directory /usr/share/apache2/flask_example>
    WSGIProcessGroup flask_example
    WSGIApplicationGroup %{GLOBAL}
    Require all granted
  </Directory>
</VirtualHost>
```

Listing 7. Plik `flask_example.wsgi` wymagany przez proces WSGI

```
import sys
sys.path.insert(0, '/usr/share/apache2/flask_example')
from flask_example import app as application
```

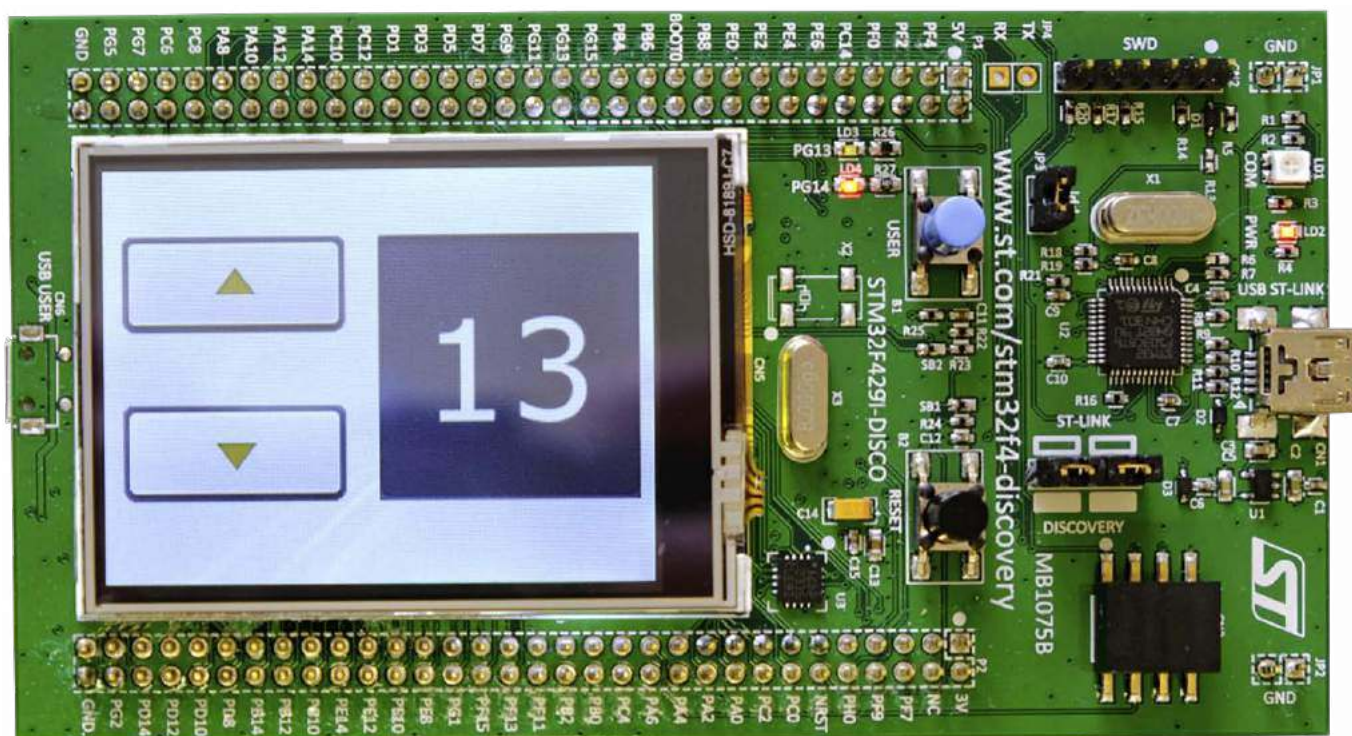
```
groupadd led
usermod -a -G led som
```

Teraz pozostało już tylko dodanie reguły dla menedżera urządzeń `udev`, aby po utworzeniu plików urządzeń w `/sys/class/leds` zmienił im grupę i dodał jej prawo do zapisu. Możemy to zrobić, dodając plik `99-leds.rules` do katalogu `/etc/udev/rules.d`, skąd zostanie odczytany przez `udev` podczas rozruchu systemu. Zawartość pliku znajduje się na **listingu 8**.

Po restarcie systemu serwer Apache2 automatycznie uruchomi naszą aplikację, do której dostaniemy się, wpisując adres IP urządzenia, tym razem bez podawania portu. Jeżeli poprawnie dodaliśmy wspomniane reguły `udev`, to będziemy mogli zapalać i gasić diodę LED3 za pomocą przycisków w przeglądarce.

Krzysztof Chojnowski

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



Projektowanie interfejsów graficznych z użyciem TouchGFX (2)



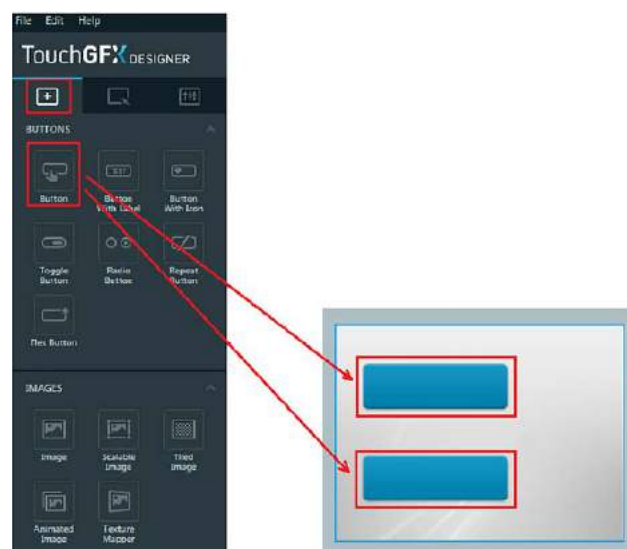
Standardy komunikacji pomiędzy urządzeniem a operatorem są wyznaczane przez producentów smartfonów. Wiele użytkowników całkiem słusznie postrzega stosowane tam rozwiązania za atrakcyjne i wygodne. TouchGFX oferuje możliwość tworzenia podobnych rozwiązań: przeciągania, przewijania, wstawiania efektów 3D, przezroczystości, mieszania czcionek itd., a dodatkowo położono nacisk na bardzo szybką reakcję aplikacji na dotyk ekranu wyświetlacza.

Pierwszą czynnością, w drugiej części cyklu artykułów, będzie dodanie dwu widżetów przycisków do naszego prostego przykładowego interfejsu. Następnie nadamy im odpowiedni wygląd i przypiszemy wykonywanie akcji.

Dodawanie przycisków

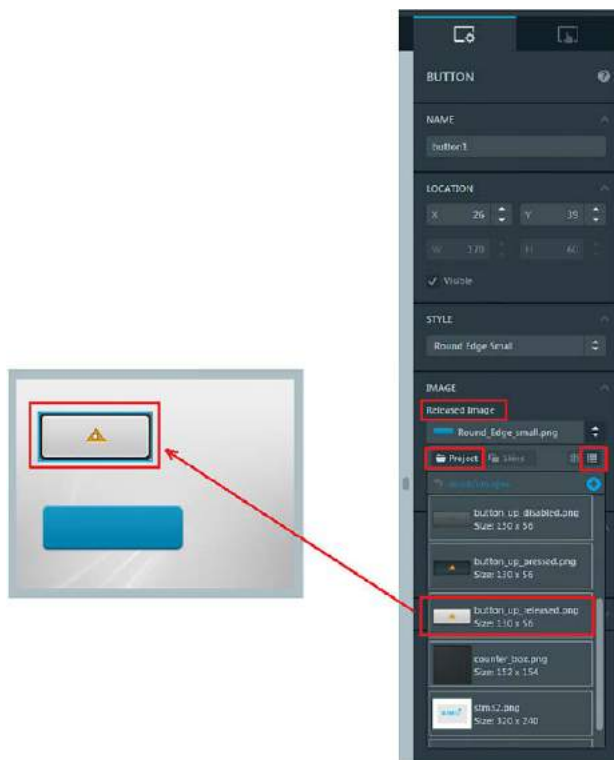
Z przybornika z widżetami wybieramy element *Button* i stawiamy go na ekranie (**rysunek 1**). Graficznie przyciski to bitmapy o określonym kształcie, wielkości i kolorze. Wszystkie te cechy można zmieniać przez wczytanie przygotowanego własnego pliku .png. Właściwości aktywnego widżetu *Button* są wyświetlane w oknie po prawej stronie ekranu TouchGFX Designer. Można tam:

- nadać dowolną nazwę w polu *NAME*,

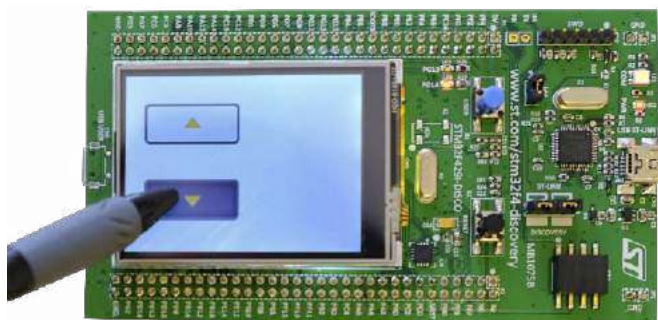


Rysunek 1. Dodanie dwóch widżetów przycisku

- ustalić położenie (współrzędne x i y) w polu *LOCATION* (położenie widżetu można też zmieniać przez przesuwanie aktywnego elementu myszką),
- wybrać styl przycisku w polu *STYLE* (prostokątny, zaokrąglony, kwadratowy itp.),



Rysunek 2. Zmiana bitmapy widżetu Button



Fotografia 1. Ekran z dwoma przyciskami

- wybrać bitmapę reprezentującą przycisk w polu **IMAGE** (tylko w taki sposób można zmieniać wielkość przycisku).

Bitmapy reprezentujące przycisk można wybrać z menu **Skins** (skórki) lub z menu **Projects**. Skórki są dostarczane z programem i użytkownik może wybrać sobie jedną z nich, ale nie może ich modyfikować czy dodawać. Jeżeli żadna ze skórek nam nie odpowiada, to można wybrać bitmapę z menu **Projects**. Wcześniej przygotowane bitmapy dodajemy do listy image dokładnie tak samo jak w przypadku dodawania własnego tła w widżecie **Image** (EP 3/21). Każdy przycisk jest animowany przez dwie równe bitmapy – dla przycisku wciśniętego i dla przycisku zwolnionego. Okno właściwości przycisku zostało pokazane na **rysunku 2**.

Żeby zmienić wczytane wcześniej bitmapy przycisku, trzeba:

- zaznaczyć widżet przycisku,
- w polu **IMAGE Released Image** wybieramy z listy bitmapę przeznaczoną do wyświetlania przycisku, kiedy nie jest naciśnięty (jest zwolniony). Jeżeli wybrana bitmapa ma inny rozmiar niż wybrana dotychczas, to Designer będzie informował o błędzie,
- w polu **Pressed Image** wybieramy bitmapę wyświetlaną, kiedy przycisk jest

naciśnięty. Ta bitmapa musi mieć dokładnie taki sam rozmiar jak bitmapa przycisku zwolnionego.

Dokładnie w taki sam sposób możemy zmienić wygląd drugiego przycisku.

Wynik tych zmian został pokazany na **fotografii 1**. Dolny przycisk jest naciśnięty i jego kolor zmienia się na właściwy dla ustawień **Press Image**. W interfejsach użytkownika dwa przyciski „w górę” i „w dół” mogą być wykorzystane do ustawienia jakiejś wartości liczbowej. Każde naciśnięcie przycisku „w górę” powoduje zwiększenie ustawianej wartości o zadany krok, a przycisku „w dół” zmniejszenie ustawianej wartości o zadany krok.

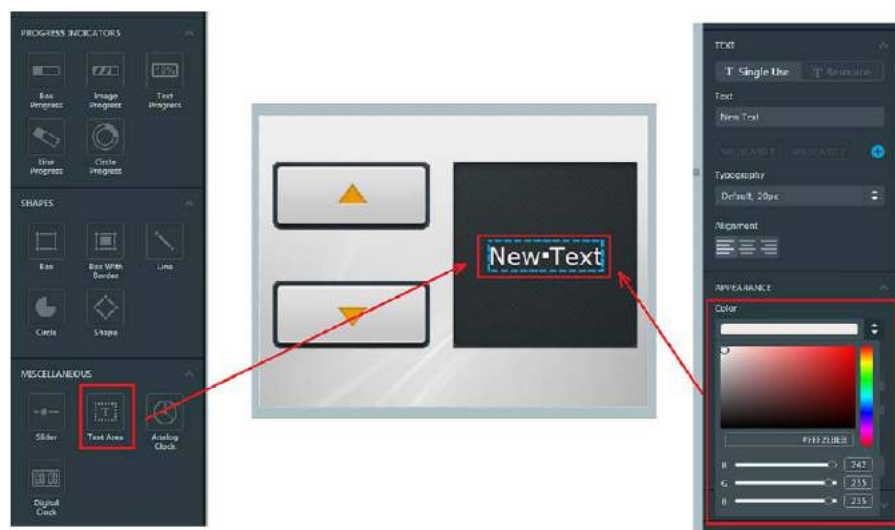
Ustawiana wartość będzie wyświetlana na ekranie, by można było na bieżąco ją kontrolować. Zaczynamy od postawienia na ekranie wcześniej przygotowanego i dodanego prostokątnego czarnego obrazka o rozmiarze 154×152 piksele, który będzie tłem dla elementu wyświetlającego ustawioną wartość. Dodaje się go dokładnie tak samo jak tło, czyli za pomocą widżetu **Image**. To nie jest niezbędny element, ale poprawi czytelność interfejsu.

Elementem, który będzie wyświetlał ustawianą wartość, jest widżet **Text Area**. Wybieramy go z przybornika widżetów, stawiamy na czarnym tle i zmieniamy kolor tekstu z domyślnego czarnego na biały (**rysunek 3**). W właściwościach widżetu **Text Area** odznaczamy opcję **Auto Size** i myszką powiększamy tekst tak, żeby się zmieścił w prostokącie czarnego tła.

Każdy wyświetlany tekst ma swoje atrybuty: krój czcionki i wielkość. We właściwościach **Text Area** atrybuty czcionki są wyświetlane w oknie **Typography**. Domyślnie można tam wybierać z trzech krojów czcionki: domyślna Verdana 20 pix, duża Verdana 40 pix i mała Verdana 10 pix. Ponieważ my chcemy, żeby wyświetlany tekst był jak największy, zmienimy wielkość domyślną czcionki do wielkości 80 pikseli. W tym celu w górnym pasku narzędzi klikamy na narzędzie **Tekst** i na **Aa Typography**. W wyświetlanej liście **Typography** zmieniamy na **Default** i rozmiar w oknie **Size** z 20 na 80. Możemy też zmienić krój czcionki z Verdana na dowolny oferowany przez Designera. Zmiana domyślną czcionki została pokazana na **rysunku 4**.

Chcemy teraz, żeby **Text Area** wyświetlał liczbę, której wartość będziemy zmieniać za pomocą przycisków. Program musi w jakiś sposób konwertować zmienianą przez nas wartość liczbową na wyświetlany tekst. TouchGFX Designer używa do tego celu symbolu wieloznacznego (**wildcard**) w postaci sekwencji znaków **<d>**. Okno właściwości widżetu **Text Area** zawiera pole **Text**, w którym wpisujemy wyświetlany tekst. Teraz w polu **WILCARD1** inicjujemy wartość zmiennej na 0 i określamy wielkość bufora na 10 (**rysunek 5**).

W tym momencie interfejs jest graficznie kompletny. Na ekranie umieściliśmy wszystkie niezbędne elementy (widżety): przyciski



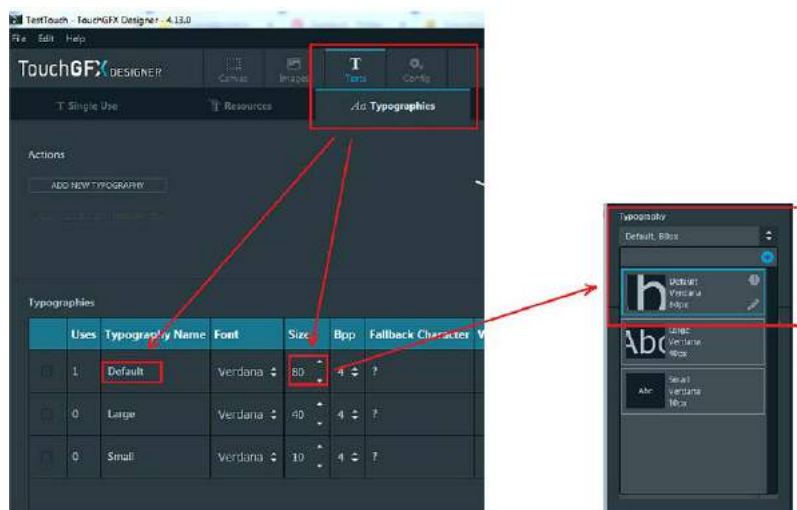
Rysunek 3. Dodanie widżetu Text Area

górze, dół i okno z możliwością wyświetlenia wartości liczbowej.

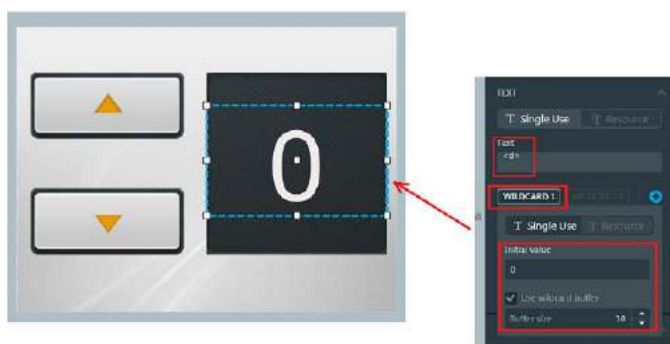
Interakcje

Teraz zajmiemy się interakcją pomiędzy zdarzeniami naciśnięcia przycisków i zmianą ustawianej i wyświetlanej wartości. W programie TouchGFX Designer interakcję dodajemy po kliknięciu na ikonę dodaj interakcję (*create interactions*), tak jak to zostało pokazane na **rysunku 6**. Dodawana interakcja dotyczy wybranego elementu (widżetu) *Text Area*. Dodawaną interakcję konfigurujemy w kilku polach:

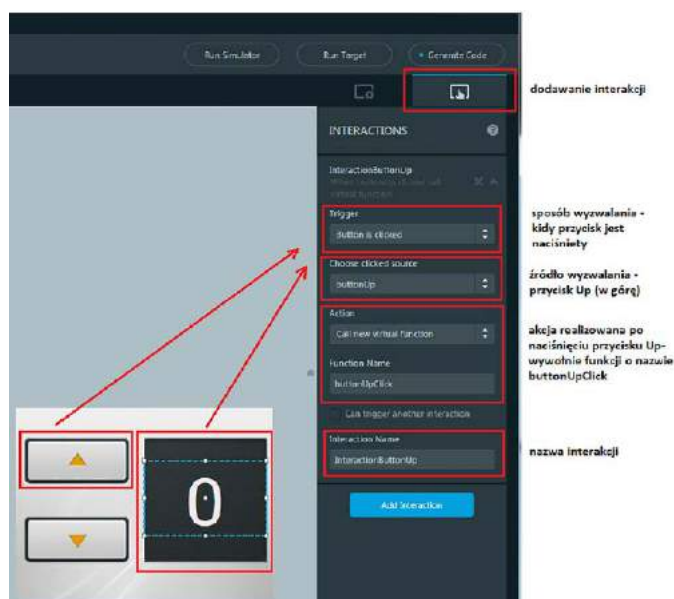
- *Trigger* – określa, co wyzwała interakcję. W naszym przypadku będzie to przyciśnięcie przycisku (element button);
- *Choose clicked source* – określa źródło wyzwolenia. W naszym przypadku źródłem mogą być przyciski. Wybieramy przycisk „w górę” (*buttonUp*);



Rysunek 4. Zamiana domyślnej czcionki



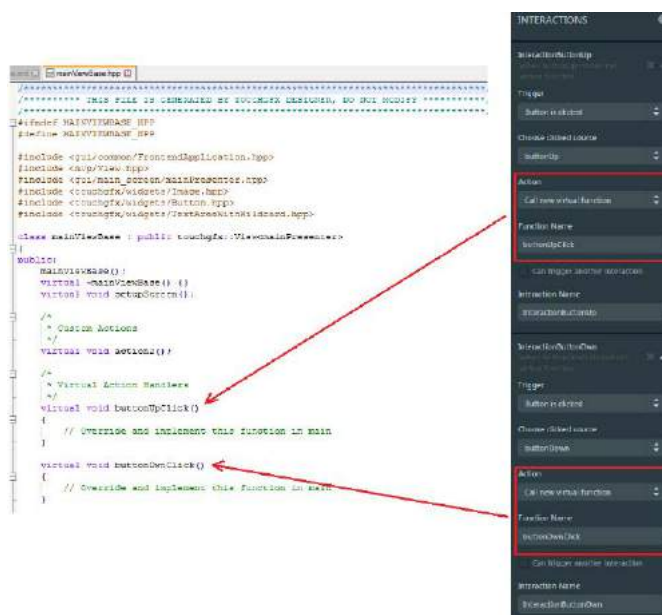
Rysunek 5. Konfiguracja wyświetlania wartości zmiennej



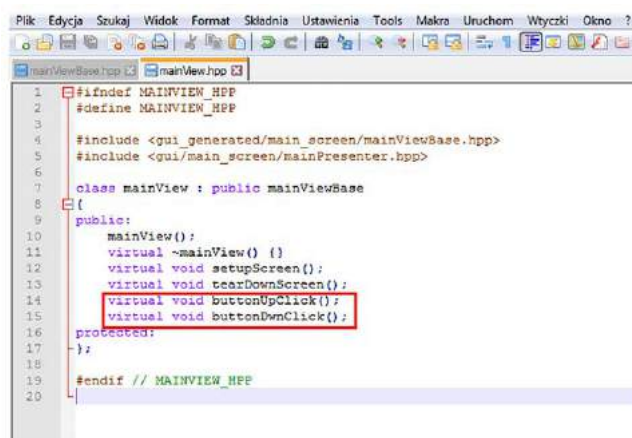
Rysunek 6. Dodawanie i konfiguracja interakcji

- *Action* – określa, jak akcja ma być realizowana po zaistnieniu wyzwolenia. W naszym przypadku będzie to wywołanie funkcji, która zmodyfikuje wartość zmiennej i wyświetli ją w polu *Text Area*. Nazwę funkcji określamy w polu *Function Name*.

Po skonfigurowaniu interakcji dla klawisza „w górę” klikamy na niebieski przycisk *Add Interaction* i podobnie konfigurujemy interakcję dla klawisza „w dół”. Teraz TouchGFX Designer po kliknięciu na przycisk *Generate Code* wygeneruje kod w C++ ze szkieletem, który będzie trzeba uzupełnić własnym kodem. Po wygenerowaniu kodu klikamy na *Browse Code* i otwieramy plik *mainViewBase.hpp* zapisany w lokalizacji *NazwaProjektu\generated\gui_generated*

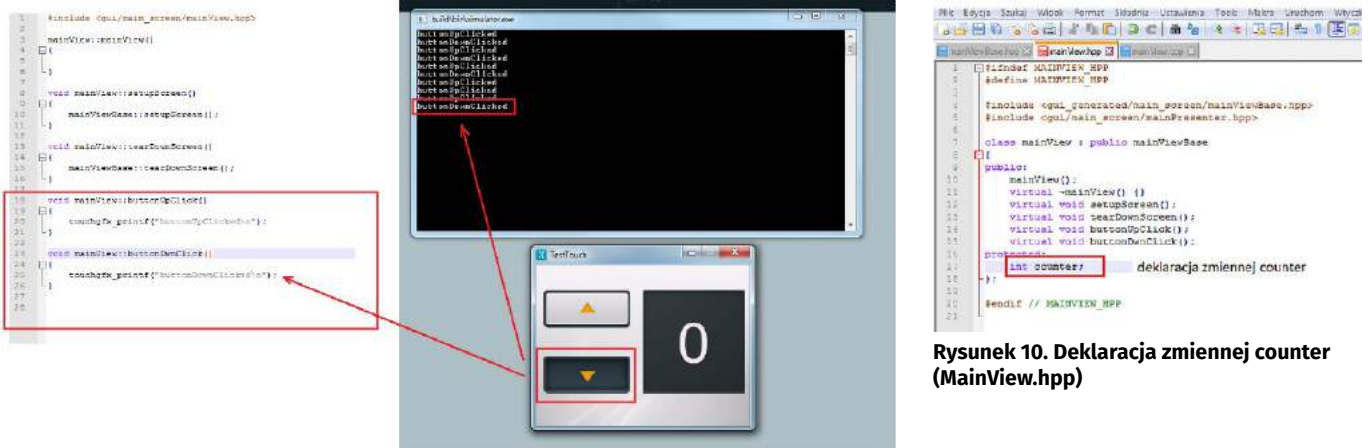


Rysunek 7. Wygenerowane przez TouchGFX Designer dwie wirtualne metody



Rysunek 8. Dodanie deklaracji

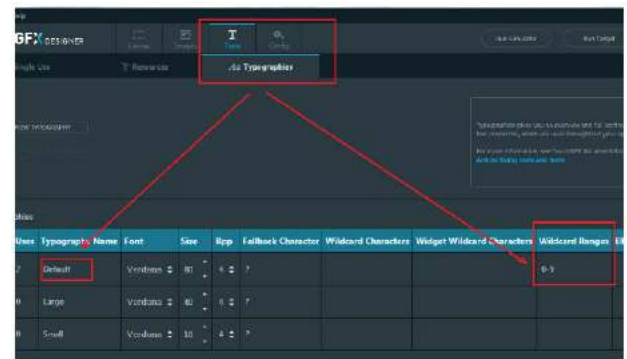
include\gui_generated\main_screen. W tym pliku są zadeklarowane 2 wirtualne metody *buttonUpClick()* i *buttonDownClick()* wygenerowane na podstawie ustawień interakcji (**rysunek 7**). Te metody będą wykorzystywane do zmiany wartości licznika, gdy użytkownik naciśnie przyciski. Odszukujemy plik *MainView.hpp* w lokalizacji *NazwaProjektu\gui\include\gui\main_screen* i dopisujemy



Rysunek 9. Testowanie prawidłowości działania przycisków (interakcji) w symulatorze



Rysunek 11. Uzupełnione procedury interakcji z przyciskami



Rysunek 12. Określenie zakresu wyświetlanych znaków

dwie deklaracje do klasy *MainView*, tak jak to zostało pokazane na (rysunek 8).

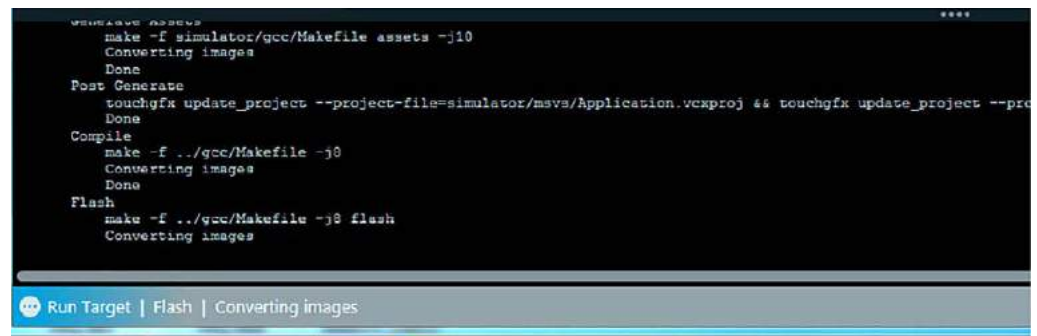
Wszystkie te poprawki plików źródłowych edytujemy w dowolnym edytorze tekstowym nie dodając do tekstu znaków formatowania. Może to być nawet notatnik.

Możemy sprawdzić w symulatorze (na razie nie w module ewaluacyjnym), czy i jak działa interakcja. W tym celu do pliku *mainView.cpp* umieszczonego w folderze *nazwaProjektu\gui\src\main_screen* dopisujemy dwie metody *buttonUpClick()* i *buttonDwnClick()* odpowiedzialne za obsługę interakcji z przyciskami. Po uruchomieniu symulatora po każdym naciśnięciu jednego z przycisków wywoływana jest funkcja *touchgfx_printf*, która w oknie programu *simulator.exe* wypisuje tekst z argumentu funkcji. Zostało to pokazane na rysunku 9. Ten fragment programu działa tylko w symulatorze i nie ma żadnego znaczenia w przypadku uruchamiania programu na płycie testowej.

Zadeklarujmy teraz zmienną *counter* w klasie *MainView*, która będzie licznikiem zmienianym w trakcie naciśnięcia przycisków (rysunek 10). Teraz w pliku *mainView.cpp* uzupełniamy metody *buttonUpClick()* i *buttonDwnClick()* z pliku *MainView.cpp* (rysunek 11). Ostatnią czynnością jest ustawienie zakresu wyświetlanych znaków od 0 do 9 w właściwościach domyślnej typografii, tak jak to zostało pokazane na rysunku 12.

Uruchomienie interfejsu

Podłączamy teraz moduł do gniazda USB komputera i z poziomu TouchGFX uruchamiamy kompilację połączoną z załadowaniem wygenerowanego pliku wynikowego do pamięci mikrokontrolera modułu



Rysunek 13. Przebieg kompilacji

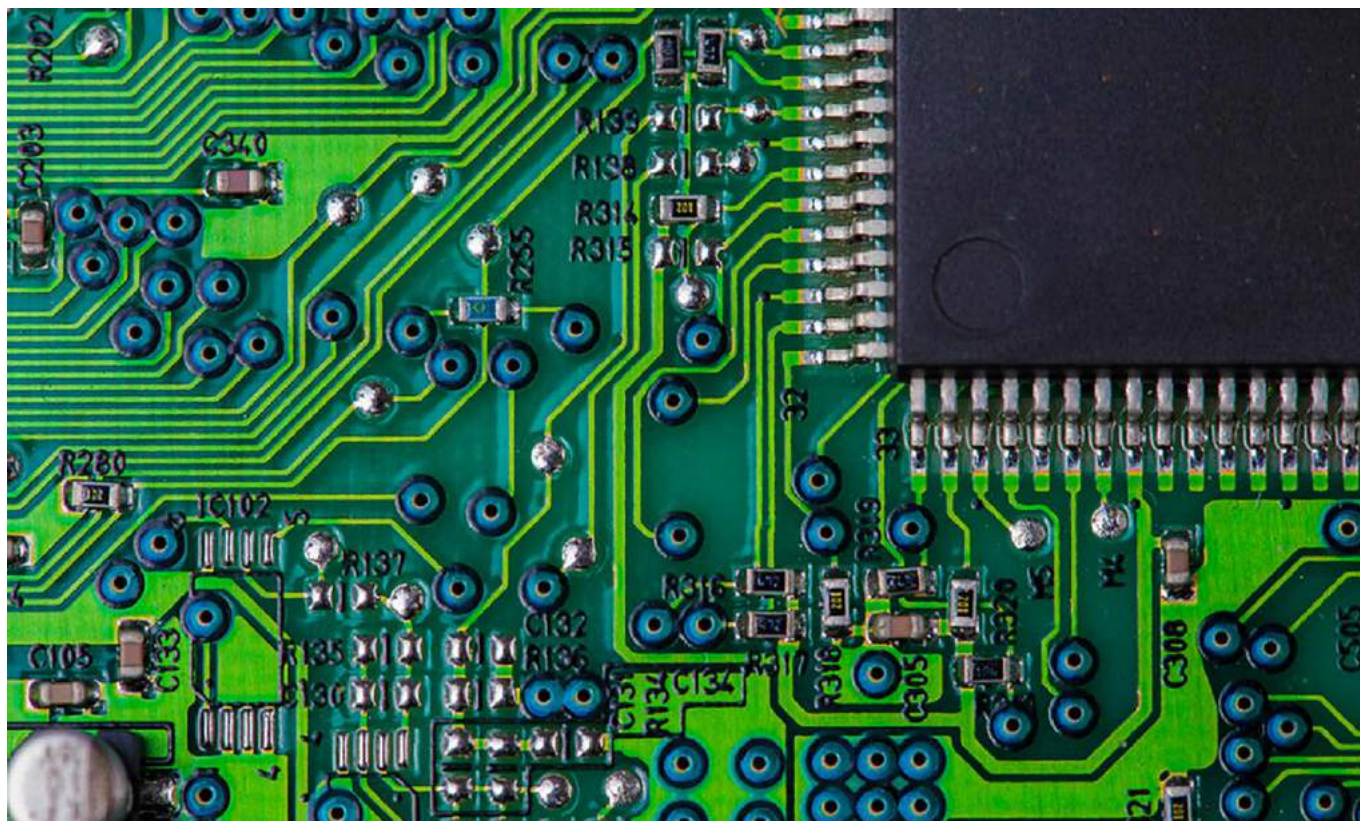
STM32F429I Disco – przycisk *Run Target*. Jeżeli wszystkie kroki projektu zostały wykonane prawidłowo, to kompilacja przebiegnie bez błędów. Designer uruchomi STM32 Link Utility i zaprogramuje pamięć mikrokontrolera. Postęp kompilacji i programowania można obserwować w oknie uruchamianym przez Detailed Log i w pasku na dole okna programu (rysunek 13). Końcowy efekt został pokazany na fotografii tytułowej.

Ten prosty przykład pokazuje, że jeżeli mamy moduł ewaluacyjny całkowicie wspierany przez TouchGFX Designer, to w relatywnie krótkim czasie jesteśmy w stanie zaprojektować i wykonać bardzo prosty element interfejsu z ekranem dotykowym.

Co dalej?

Pokazany wyżej przykład jest świetną zachętą do dalszych eksperymentów. Trzeba sobie zdawać sprawę, że zastosowany moduł ma zbyt małe zasoby, głównie pamięć Flash i pamięć RAM do poważniejszych zastosowań. Przyjęty sposób edycji plików w zewnętrznym edytorze nadaje się do bardzo prostych testów. Chociaż TouchGFX wykonuje za nas olbrzymią pracę, to programista musi uzupełniać wygenerowany kod o swoje procedury. Dlatego musimy użyć zespołu narzędzi gwarantujących wygodną pracę i o tym opowiemy w kolejnej części cyklu.

Tomasz Jabłoński, EP

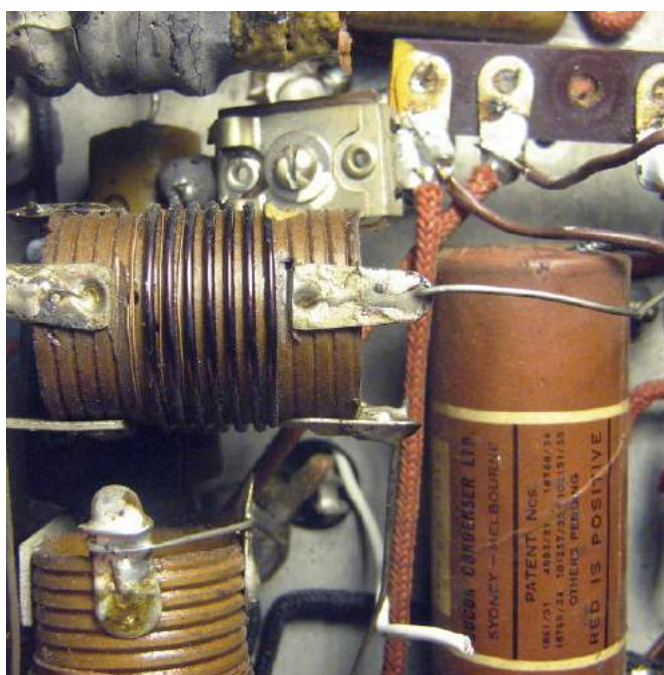


Projektowanie wielowarstwowych płytek drukowanych

Płytki drukowane to kluczowy element niemalże każdego urządzenia elektronicznego. Wraz z poziomem skomplikowania systemów elektronicznych rośnie też złożoność PCB. Wielowarstwowe ścieżki drukowane są obecnie normą w większości urządzeń cyfrowych, dlatego warto jest przyjrzeć im się bliżej.

Przed wynalezieniem płytek drukowanych obwody elektryczne i elektroniczne były realizowane poprzez połączenia punkt-punkt pomiędzy wyprowadzeniami elementów. Zwykle w takim urządzeniu obudowa składała się z ramy lub płyty. Komponenty były mocowane do obudowy, za pomocą izolujących wsporników, a następnie łączone były bezpośrednio lub za pomocą przewodów połączeniowych przez lutowanie, zaciskanych lub owijanie. Obwody takie były duże, nieporęczne, ciężkie i stosunkowo delikatne, a produkcja wymagała dużego nakładu pracy, więc produkty były drogie. Przykład obwodu typu punkt-punkt został pokazany na **fotografii 1**.

Rozwój nowoczesnych PCB rozpoczął się na początku XX wieku. W 1903 roku niemiecki wynalazca Albert Hanson stworzył płaskie przewodniki składające się z izolującej płytki laminowanej przewodzącą folią. Również Thomas Edison eksperymentował z podobnym rozwiązaniem – szmacianym papierem chemicznie



Fotografia 1. Montaż elementów typu punkt-punkt

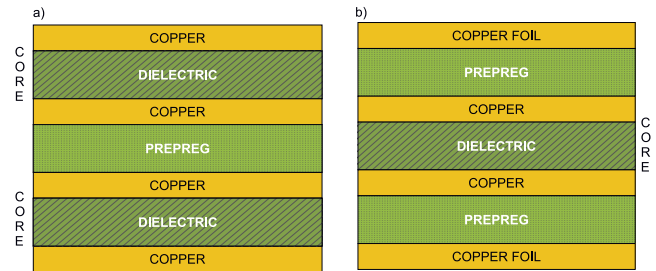
pokrytym przewodzącą, metaliczną warstwą. W 1913 roku Arthur Berry opatentował metodę druku i wytrawiania płytek drukowanych w Wielkiej Brytanii, a w Stanach Zjednoczonych Max Schoop uzyskał patent na nanoszenie metalu przez maskę. Charles Ducas w 1927 roku opatentował metodę galwanicznego osadzania ścieżek płytek drukowanych.

Austriacki inżynier Paul Eisler wynalazł obwód drukowany taki, jaki znamy dzisiaj. Został opracowany jako część zestawu radiowego podczas pracy w Wielkiej Brytanii około 1936 roku. W 1941 roku wielowarstwowy obwód drukowany został użyty w niemieckich minach morskich z detekcją magnetyczną. Od ok. 1943 roku Stany Zjednoczone zaczęły stosować tę technologię na dużą skalę do wytwarzania zapalników zbliżeniowych do użytku podczas II wojny światowej.

Po wojnie, w 1948 roku, Stany Zjednoczone wprowadziły ten wynalazek do użytku komercyjnego. Obwody drukowane stały się powszechne w elektronice użytkowej od połowy lat pięćdziesiątych XX wieku. Szczególnie że mniej więcej w tym czasie opracowano, również w USA, system do montażu automatycznego. Uczyniło to PCB i urządzenia elektroniczne tańszymi i bardziej dostępnymi, jednakże nadal, ze względu na cenę, dominowały płytki jednowarstwowe czy nawet połączenia elementów typu punkt-punkt.

Od lat 80. XX wieku coraz częściej stosowane są małe części do montażu powierzchniowego zamiast elementów przewlekanych. Było to punktem zwrotnym w budowie płytek drukowanych. Zwiększyło to wymagania coraz mniejszych płytek, a jednocześnie wymagano coraz niższych kosztów produkcji.

W latach 90. coraz częściej stało się stosowanie wielowarstwowych płytek drukowanych. W rezultacie rozmiary zostały jeszcze bardziej zredukowane, a zarówno elastyczne, jak i sztywne płytki drukowane trafiły do miniaturowych urządzeń elektronicznych o niespotykanie



Rysunek 1. Czterowarstwowa płytka drukowana w przekroju:

a) Typu 3, b) Typu 4, zgodnie z IPC 222

małych rozmiarach. W 1995 roku producenci PCB wdrożyli technologię *microvia* (mikroprzelotki) do produkcji PCB o dużej gęstości (HDI). Technologia ta pozwala na gęstsze upakowanie ścieżek i coraz mniejszych elementów na płytkach drukowanych. W rezultacie komponenty mogą być bliżej, a ścieżki między nimi krótsze. Systemy HDI używają również tzw. ślepych i zagrzebanych przelotek do formowania połączeń pomiędzy ścieżkami wielowarstwowych obwodów drukowanych HDI, aby jeszcze dalej redukować wymiary systemów elektronicznych.

Stosowane współcześnie płytki drukowane podzielić możemy na następujące rodzaje:

- jednowarstwowe,
- dwuwarstwowe,
- wielowarstwowe,
- elastyczne (flex),
- flex-rigid (z elementami sztywnymi i elastycznymi),
- niestandardowe, np. z laminatem ceramicznym czy teflonowym do zastosowań RF lub z warstwą aluminium, dodawaną celem poprawy przewodności termicznej PCB.

REKLAMA



KOMPLEKSOWE USŁUGI EMS

Montaż płytek w technologii: RIGID, FLEX, RIGID-FLEX i SEMI-FLEX

Montaż według najwyższych wymagań IPC:
- klasa 2 i 3

Mycie i kontrola czystości jonowej PCB

Selektywne lakierowanie PCB

Inspekcja AOI

Kontrola i analiza X-Ray

Kompletacja materiałów

Kontrola łańcucha dostaw elementów i PCB

Wykwalifikowana kadra – certyfikaty IPC

Jakość i niezawodność montowanych produktów



Norma medyczna
ISO 13485:2016



ISO 9001:2015
ISO 14001:2015
AQAP 2110:2016



AS 9120 rev. B



Innowacyjne produkty
Innowacyjne technologie

Dział Produkcyjny - montaż PCB

ul. Ezopa 71a, 04-805 Warszawa | tel. 22 825-24-64

ed@semicon.com.pl

www.semicon.com.pl | EMSinfo@semicon.com.pl

Płytkę wielowarstwową to taka, której laminat ma więcej niż dwie warstwy miedzi. Na ogół cztery lub więcej. Płytki z mniejszą liczbą warstw – jedną lub dwoma – są szeroko znane, nawet wśród hobbyistów. Laminaty z większą liczbą warstw miedzi nie są już tak łatwo dostępne, jednakże i one zyskują na popularności, szczególnie w systemach cyfrowych.

W poniższym artykule przyjrzymy się temu, jak zbudowana jest typowa płytka wielowarstwową, a także szczególne jej przypadki, takie jak laminaty flex-rigid, aczkolwiek nie będziemy skupiać się na tego rodzaju PCB, gdyż wykracza to poza ramy tej publikacji. Oprócz budowy tego rodzaju płytek drukowanych omówione zostaną podstawowe zasady ich projektowania oraz dokumentacji wykonawczej. Ten ostatni aspekt jest szczególnie istotny, gdyż niemalże na pewno produkcję laminatów wielowarstwowych zlecać będziemy dedykowanemu zakładowi.

Anatomia wielowarstwowej płytki drukowanej

W przeciwieństwie do dwuwarstwowych płytek drukowanych, struktura laminatów wielowarstwowych jest znacznie bardziej złożona. Ma wiele różnych warstw, pełniących różne funkcje, które na ogół są rozmieszczone symetrycznie wokół jej środka. W przekroju omawianych laminatów występują trzy komponenty: folie miedziane, rdzenie i tzw. prepregi, przy czym te ostatnie są zwykle wykonane z laminatu typu FR4. Rozmieszczenie elementów jest wyraźnie określone w normie IPC 222, która ściśle definiuje dwa typy układów wielowarstwowych: typ 3 i typ 4. Oba typy ułożenia warstw zostały pokazane na **rysunku 1**, na przykładzie czterowarstwowej płytki drukowanej.

Układ typu 3 jest używany sporadycznie, głównie w prostych projektach. Ten typ rozmieszczenia nie pozwala na implementowanie zagrzebanych przelotek, które łączą wewnętrzne warstwy ścieżek. W takim projekcie także trudniej wykonuje się ślepe przelotki. Jedyną zaletą płytek typu 3 jest to, że są nieznacznie sztywniejsze niż płytki typu 4 przy tej samej grubości laminatu, szczególnie w projektach, które obejmują zróżnicowane powierzchnie miedziane na poszczególnych warstwach.

Konstrukcja typu 4 to najpopularniejszy układ warstw w laminatach wielowarstwowych. Korzysta się z niego jako domyślnego rozwiązania dla skomplikowanych projektów. Pozwala na stosowanie przelotek zagrzebanych na rdzeniach i dosyć mocno upraszcza wiercenie ślepych przelotek. Ponadto tego rodzaju topologia umożliwia łączenie ze sobą prepregów o różnej grubości, a tym samym zapewnia dużą elastyczność w zakresie kształtowania grubości całej płytki drukowanej. W dalszej części skupimy się na wielowarstwowym PCB właśnie tego typu.

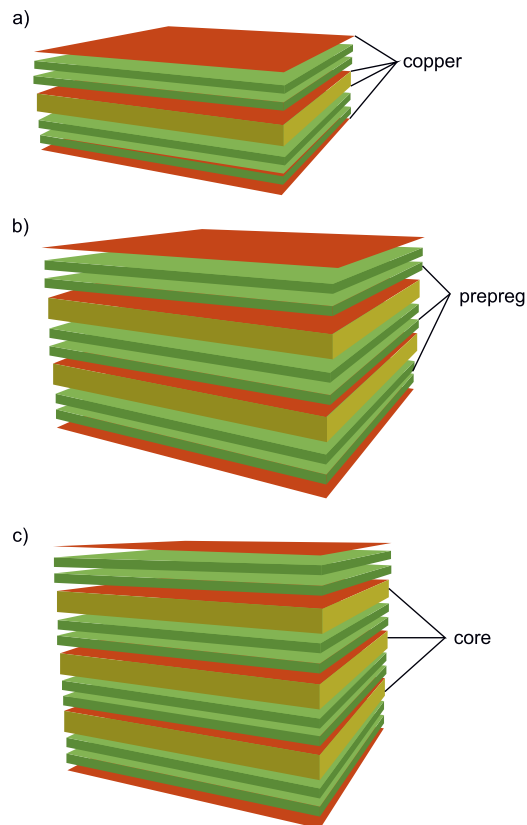
Przykładowe układy 4, 6 i 8-warstwowych PCB zostały pokazane na **rysunku 2**. Układy te mają rdzenie we wnętrzu, które wykonane są z dielektryka, pokrytego miedzianą folią po obu stronach – to płytki podobne do tych, jakie wykorzystuje się do produkcji dwuwarstwowych PCB. Do łączenia tych płytek wykorzystuje się tzw. prepregami, które mają za zadanie mocno i trwale związać stos z wymaganym rozstawem elementów. W dalszej części przyjrzymy się, czym charakteryzują się rdzenie i prepregi wielowarstwowego laminatu PCB, a także inne elementy składające się na tego rodzaju płytkę drukowaną.

Z czego składa się płytka drukowana

Wielowarstwową płytkę drukowaną laminowaną jest z wielu warstw, które mają wpływ na jej parametry elektryczne i możliwości projektowania systemu. Przyjrzymy się z bliska poszczególnym jej elementom składowym i temu, jakie ograniczenia wprowadzają one do projektu rysunku ścieżek PCB.

Rdzenie, prepregi i warstwy miedzi

Wielowarstwowe PCB składa się z rdzeni, pokrytych miedzianą folią, które są łączone ze sobą za pomocą prepregów. Rdzenie obwodów drukowanych to wstępnie sprasowane warstwy folii miedzianej



Rysunek 2. Przykładowe układy płytek wielowarstwowych: a) z czterema warstwami, b) z sześcioma warstwami c) z ośmioma warstwami

z dielektrykiem pomiędzy nimi. Najczęściej dielektrykiem tym jest laminat szklano-epoksydowy typu FR4, jednakże nic nie stoi na przeszkodzie, aby projektować i wytwarzać wielowarstwowe płytki drukowane w oparciu o rdzenie z dielektrykiem w postaci odizolowanej warstwy metalu (dla poprawy przewodności cieplnej), ceramiki (dla zwiększenia zakresu częstotliwości pracy, redukcji prądu upływu itd.) – wszystko w zależności od wymagań projektu.

Rdzenie zawierają w swojej strukturze warstwę związaną najczęściej żywicą epoksydową, co odróżnia je od prepregów. Te drugie również wykonane są z laminatu szklano-epoksydowego, jednakże w prepregach żywica nie jest utwardzona. Prepreg jest jednym z głównych materiałów do produkcji płytek wielowarstwowych. Składa się głównie z żywicy i materiałów wzmacniających. Materiały wzmacniające dzieli się na kilka rodzajów, takich jak tkanina z włókna szklanego, baza papierowa, materiały kompozytowe itp. Większość prepregów (arkuszy łączących) stosowanych w płytkach drukowanych jest wykonana z tkaniny z włókna szklanego jako materiału wzmacniającego. Po obróbce tkaniny z włókna szklanego, impregnowanej roztworem żywicy, a następnie po obróbce cieplnej (wstępne wygrzewanie prepregu) w celu wprowadzenia żywicy do etapu B wiązania otrzymuje się prepreg, który zmięknie pod wpływem ciepła i ciśnienia, a także zestali się po schłodzeniu.

Ponieważ liczba pasm przędzy w jednostce długości i szerokości osnowy i wątku tkaniny z włókna szklanego jest różna, przy docinaniu prepregu należy wziąć pod uwagę szerokość i długość prepregu. Zasadniczo kierunek osnowy (kierunek zawijania tkaniny z włókna szklanego) jest używany jako kierunek krótszego boku płytki produkcyjnej, a kierunek wątku do wytwarzania długiego boku płytki. Pozwoli to zapewnić, że płytka będzie płaska; zapobiega to również odkształceniom się laminatu po podgrzaniu.

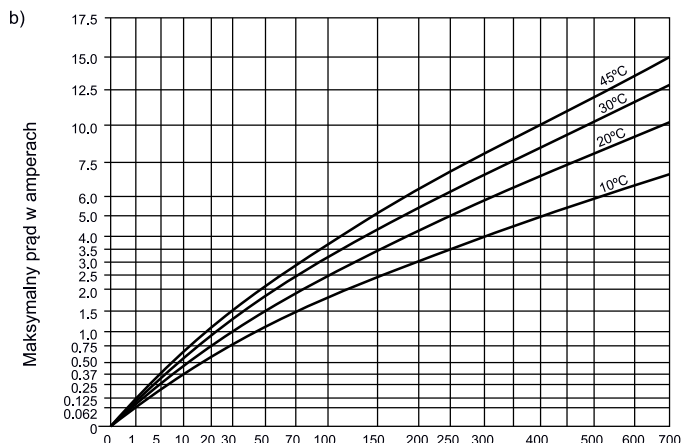
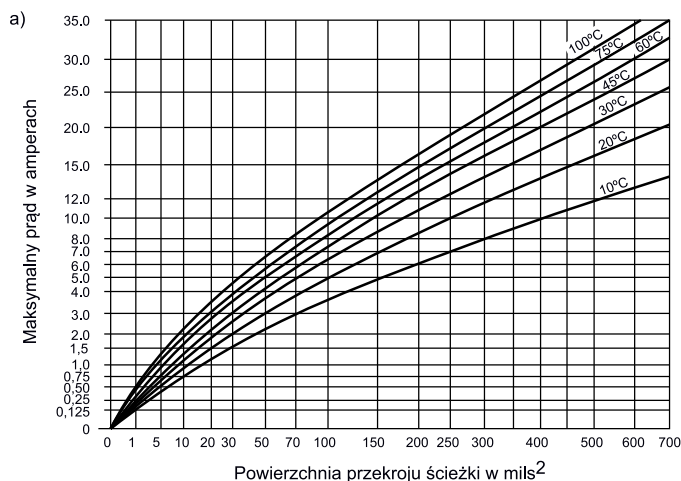
Główne wymagania dotyczące prepregu zastosowanego na wielowarstwową płytkę drukowaną to: gładkość powierzchni tkaniny, czystość powierzchni (powinna ona być wolna od oleju, plam, ciał obcych lub innych wad, a także bez pęknięć i nadmiernej ilości żywicy na powierzchni). Dopuszczalne są mikropęknięcia.

Ścieżki i wylewki

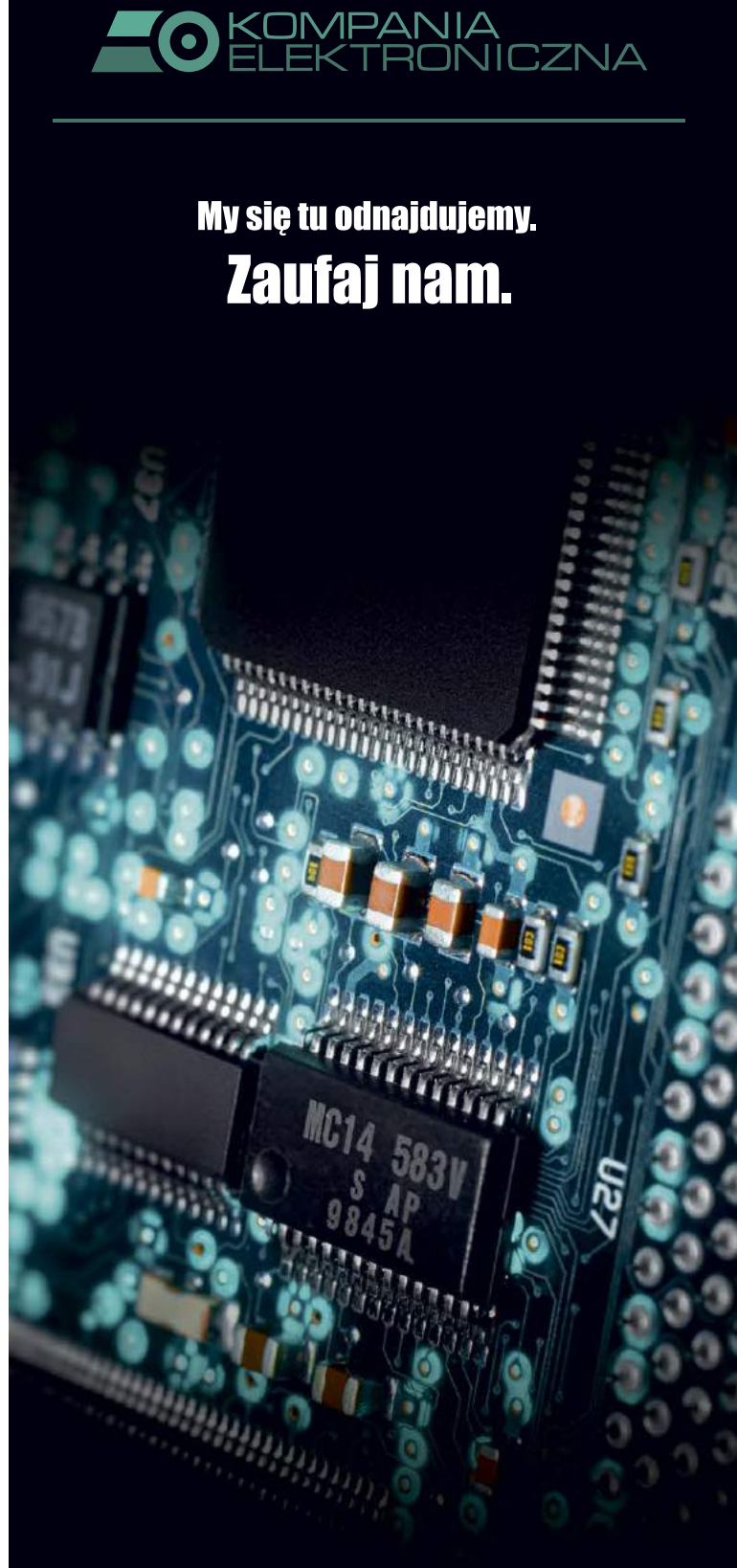
Rdzenie, po wytrawieniu rysunku ścieżek na warstwie metalicznej, pokrywane są prepregami i kolejną warstwą folii metalicznej. Następnie warstwy te są laminowane w wysokiej temperaturze i ciśnieniu, co powoduje utwardzenie się żywicy w prepregu i scalenie warstw w całość. Tak połączone warstwy można następnie poddać klasycznej obróbce PCB – fotolitografii, trawieniu i wierceniu. W ten sposób wytwarza się kolejną warstwę laminatu. Następnie PCB można wiercić, metalizować etc. zupełnie tak jak zwykle (tj. jedno- i dwu-warstwowe) płytki drukowane.

Projektowanie rysunku ścieżek dla płytek wielowarstwowych zasadniczo niczym nie różni się od projektowania płytki drukowanej z zaledwie jedną czy dwoma warstwami metalizacji. Ścieżki obejmują te same wytyczne i ograniczenia jak dla płytek z mniejszą liczbą warstw, z tym, że różnią się (ilościowo) pewne parametry ograniczające minimalne i maksymalne wielkości ścieżek, odległości między nimi itp.

Jeśli chodzi o minimalne wymiary ścieżek, to są one wynikiem wymagań, dotyczących prądu maksymalnego, jaki mają przewodzić. Wynika to z parametrów, jakie zakłada się w normie IPC-2221A, dotyczących maksymalnego wzrostu temperatury ścieżki dla danego prądu i powierzchni przekroju ścieżki. Wymagania te pokazano na wykresie na **rysunku 3a** dla ścieżek znajdujących się na zewnętrznych warstwach PCB i na **rysunku 3b** dla ścieżek znajdujących się na warstwach wewnętrznych. Wynika to z różnicy w chłodzeniu ścieżek – ścieżki zewnętrzne mogą bez problemu oddawać ciepło do otaczającego je powietrza. Ścieżki wewnętrzne rozpraszają ciepło dużo gorzej.



Rysunek 3. Wykres maksymalnego dopuszczalnego prądu w funkcji powierzchni przekroju ścieżki dla: a) ścieżek zewnętrznych, b) ścieżek wewnętrznych, dla różnych dopuszczalnych poziomów wzrostu temperatury ścieżek ponad temperaturę otoczenia (zaadaptowane z IPC-2221)



My się tu odnajdujemy.
Zaufaj nam.

Kontraktowy Producent Elektroniki



obwody PCB

montaż SMT i THT

testowanie

ul. Okulickiego 7/9, 05-500 Piaseczno

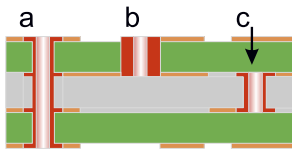
tel.: +48 570 482 301

e-mail: office@komele.eu

www.komele.eu



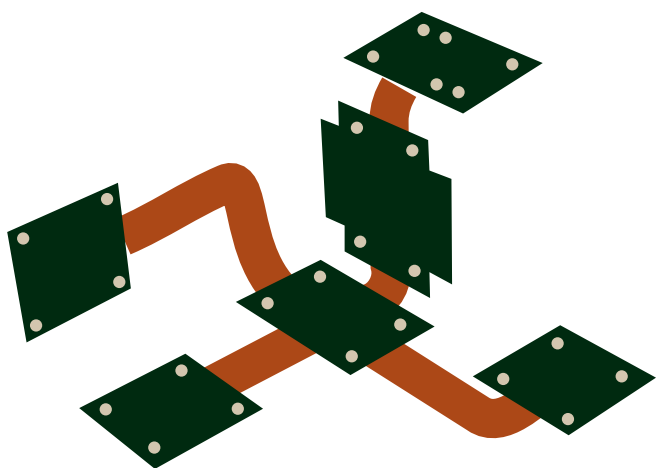
PŁYTKI WIELOWARSTWOWE



Rysunek 4. Przekrój przez przelotki: a) klasyczne, b) ślepe, c) zagrzebane, na przykładowej płytce wielowarstwowej

Korzystanie z wykresów pokazanych na rysunku 3 jest bardzo proste. W pierwszej kolejności należy założyć pewien maksymalny wzrost temperatury ścieżek podczas przewodzenia maksymalnego prądu. Na wykresie ujęto krzywe dla wzrostu temperatury od 10 do 100°C. Kolejnym krokiem jest odczytanie wartości pola przekroju ścieżki dla założonego prądu lub odwrotnie (prądu z pola) – zależnie od konkretnej potrzeby projektowej.

Wartość pola przekroju ścieżki nie jest zbyt wygodną wartością dla projektanta. Aby uzyskać bardziej wartościową miarę – szerokości ścieżki – należy podzielić ją przez jej grubość, która wynosi typowo 35 µm, czyli 1,4 milsa. Wystarczy podzielić wartość odczytaną z tabeli przez grubość miedzi, aby uzyskać potrzebną, minimalną szerokość ścieżki. Załóżmy, że projektowana ścieżka musi przenosić 15 A, a maksymalny wzrost temperatury ponad temperaturę otoczenia wynosi 45°C. Jej przekrój musi mieć pole równe 275 mils² lub 700 mils² dla, odpowiednio, ścieżek zewnętrznych i wewnętrznych (warto zwrócić uwagę na ogromną różnicę!). Przekłada się to na szerokość ścieżki równą, odpowiednio, około 200 milsów i 500 milsów, czyli 5,08 mm i 12,70 mm – różnica to aż 250%!



Analogicznie, podobne różnice znaleźć możemy w ograniczeniach dla maksymalnego napięcia, wynikających z różnic napięcia przebicia, a także odległości upływności i izolacji, które trzeba zachować. Tutaj sprawa jest bardziej skomplikowana, a samo zagadnienie wykracza poza zakres tematyczny tego artykułu.

Na szczególną uwagę zasługują także ścieżki z tzw. kontrolowaną impedancją. Chodzi tutaj o impedancję falową, która jest bardzo ważna dla propagacji sygnałów o wysokiej częstotliwości. Dla wielu rodzajów szybkich transmisji cyfrowych konieczne jest zaprojektowanie ścieżek jako linii transmisyjnych o konkretnej impedancji falowej, zależnej od wymagań układów, które są do niej podłączone. Tego rodzaju ścieżki określa się jako linie paskowe lub linie mikropaskowe.

Linia paskowa to ścieżka, otoczona przez materiał dielektryczny, która znajduje się pomiędzy dwoma płaszczyznami masy, tj. wewnątrz wielowarstwowej płytki drukowanej. Linia mikropaskowa to ścieżka, znajdująca się na zewnętrznej warstwie płytki drukowanej, oddzielona warstwą dielektryka od płaszczyzny (wylewki) masy. Impedancja falowa takich linii transmisyjnych zależy, w dużym uproszczeniu, od ich geometrii (szerokości ścieżki i odległości od płaszczyzn masy) oraz współczynnika przenikalności elektrycznej dielektryka.

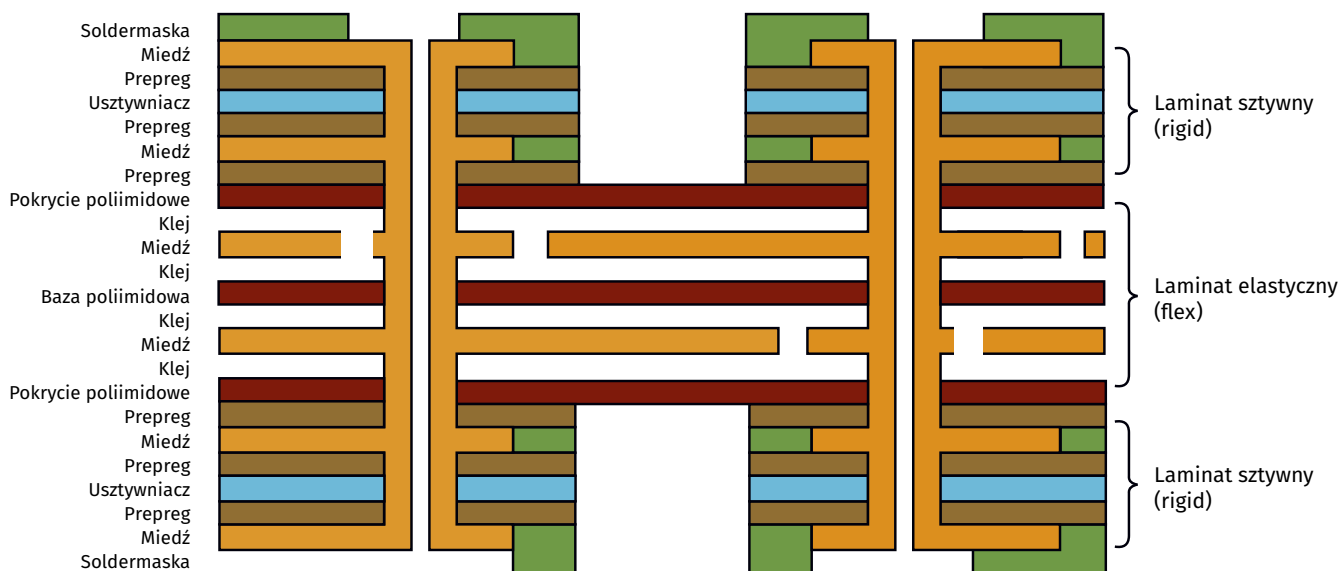
Dostępne są różne grubości rdzeni i prepregów, dzięki czemu łatwo jest kontrolować w projekcie odległość pomiędzy warstwami. Jest to istotne, aby kontrolować geometrię linii paskowych i mikropaskowych. Typowo dostępne są prepregi o grubości od 70 µm do 180 µm i rdzenie o grubości od 100 µm do 1500 µm. Warstwy prepregów można łączyć ze sobą, otrzymując warstwy o większej grubości, w razie potrzeby uzyskania innej impedancji. Samo wyliczanie impedancji falowej dla ścieżek na płytce drukowanej wykracza już jednak poza zakres tego artykułu.

Przelotki ślepe, zagrzebane...

Do łączenia ścieżek na poszczególnych warstwach wykorzystywane są przelotki – metalizowane wewnętrznie otwory w płytce drukowanej. W przypadku wielowarstwowych płytek drukowanych wyróżniamy kilka rodzajów przelotek:

- klasyczne – przechodzące przez całą grubość płytki,
- ślepe (*blind*),
- zagrzebane (*buried*).

Klasyczne przelotki to otwory wykonane w płytce drukowanej na wylot, które są następnie wewnętrznie metalizowane, aby połączyć elektrycznie ze sobą wszystkie warstwy miedzi znajdujące się w linii otworu.



Rysunek 5. Laminat typu flex-rigid (powyżej), wraz z przekrojem przez warstwy płytki drukowanej (na dole)

Zasadniczo przelotki ślepe i zagrzebane niewiele różnią się od klasycznych – też są metalizowanymi otworami, łączącymi elektrycznie warstwy miedzi, z tą jednak różnicą, że nie łączą one wszystkich warstw płytki drukowanej. Przelotki ślepe zaczynają się na jednej z zewnętrznych warstw (górnej lub dolnej), a kończą się na jednej z wewnętrznych warstw. Przelotki zagrzebane z kolei zaczynają i kończą się we wnętrzu płytki. Poszczególne rodzaje przelotek pokazano schematycznie w przekroju na **rysunku 4**.

Z uwagi na sposób wytwarzania przelotek na płytkach wielowarstwowych nie jest możliwe połączenie przelotkami dowolnej pary warstw na tego rodzaju płytce. Przelotki ślepe i zagrzebane wierci się i metalizuje w trakcie laminacji, przed połączeniem ze sobą wszystkich warstw płytki. Dlatego też konieczne jest takie rozplanowanie przelotek płytki drukowanej, aby możliwe było wykonanie tych operacji. Zasadniczo otwory te wierci się w rdzeniach, na przykład po laminacji z częścią prepregów. Następnie wykonuje się metalizację PCB i laminuje kolejne warstwy prepregów i rdzeni.

Osobną klasą przelotek, zwłaszcza na płytkach wielowarstwowych o dużej gęstości połączeń (HDI), są wiercone laserowo mikroprzelotki. Norma IPC definiuje mikroprzelotki jako wszystkie przelotki ze stosunkiem głębokości do średnicy zbliżonym do 1:1 i średnicą nieprzekraczającą 0,25 mm. Typowe mikroprzelotki przechodzą przez jeden cienki rdzeń, łącząc ze sobą dwie warstwy miedzi, jednakże mogą być układane w stosy, aby możliwe było połączenie większej liczby warstw ze sobą.

Płytki flex i flex-rigid

Płytki elastyczne (typu flex) i łączone płytki (typu flex-rigid) to osobna kategoria płytek drukowanych, jednak koniecznie należy o nich wspomnieć podczas omawiania płytek wielowarstwowych. Elastyczne laminaty mogą być jedną z warstw, składających się na wielowarstwową

płytkę drukowaną, tworząc w ten sposób płytkę flex-rigid, czyli taką, której część jest sztywna, a część elastyczna.

Elastyczne płytki drukowane wykonywane są folii z poliimidu, na których laminowane są warstwy miedzi. Możliwe jest wykorzystanie tego materiału jako np. prepregu lub rdzenia w wielowarstwowej płytce drukowanej, aby stworzyć PCB typu flex-rigid. Jeśli fragmenty PCB wykonane są z samego laminatu poliimidowego, będą one elastyczne i umożliwią stworzenie płytki drukowanej, która będzie mogła się miejscami zginać, jak pokazano na **rysunku 5**.

Płytki typu flex-rigid mają szereg zalet. Pozwalają na zminiaturyzowanie systemu – płytki drukowane połączone elastycznymi wstawkami mogą być lepiej dopasowane do kształtu obudowy i zajmują mniej miejsca. Dodatkowo, elastyczne wstawki są w stanie zastąpić połączenia pomiędzy płytkami, które normalnie realizowane byłyby z pomocą kabli ze złączami, które zajęłyby o wiele więcej miejsca.

Z drugiej strony, płytki typu flex-rigid są droższe w produkcji i projektowaniu. Wymagają większych nakładów czasu na stworzenie prototypu, więc nie w każdej aplikacji ich stosowanie jest zasadne. Jak zawsze decyzja projektowa o stosowaniu elastycznych laminatów jest wypadkową pomiędzy wymaganiami technicznymi a założonym kosztem systemu.

Podsumowanie

Płytki wielowarstwowe różnią się istotnie od typowych laminatów jedno- i dwuwarstwowych. Mimo że wykonywane są z tych samych materiałów – miedzianych folii i laminatu FR4, mają te same elementy składowe – ścieżki, przelotki, wylutki itd., różnią się od siebie. Dzięki dużo większej elastyczności projektowej laminaty wielowarstwowe pozwalają na miniaturyzację urządzeń i budowę bardziej skomplikowanych systemów.

Nikodem Czechowski, EP

REKLAMA



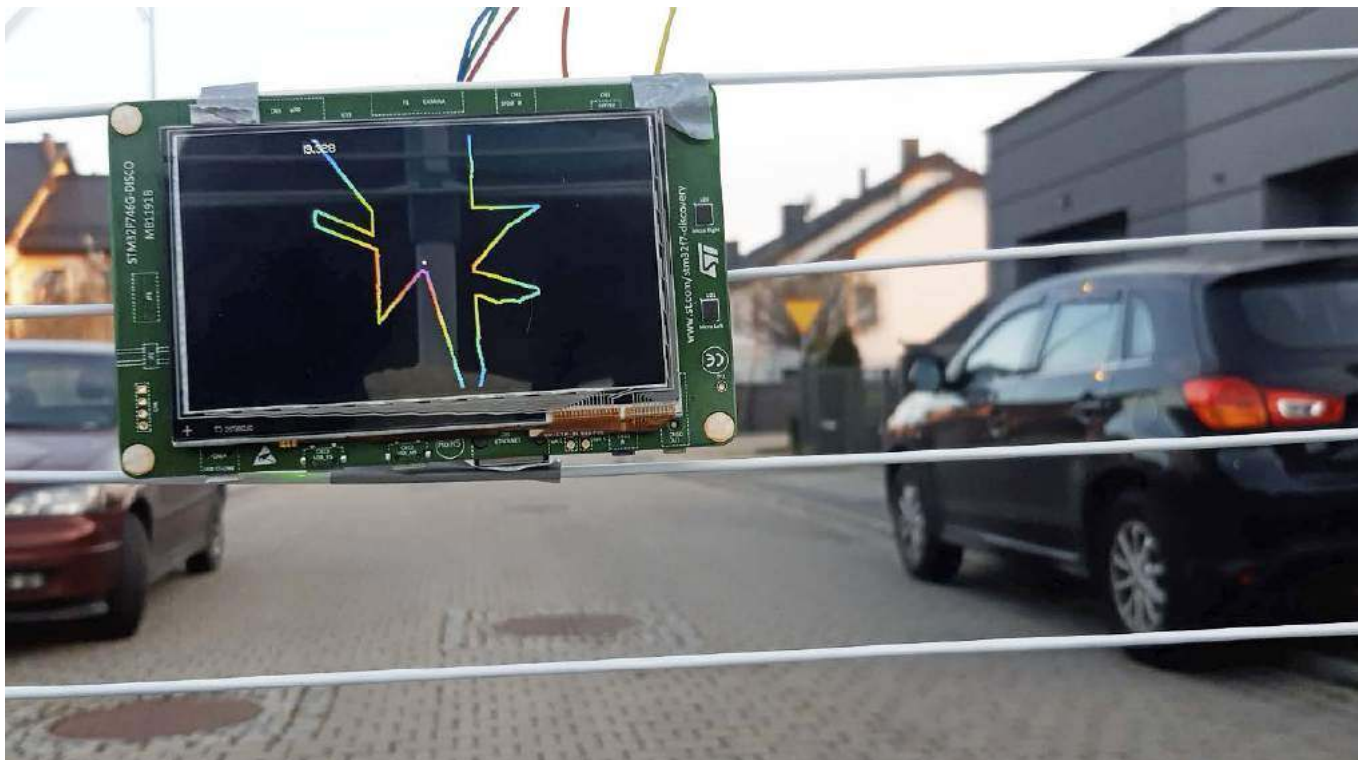
Wstęp do Klubu AVT Elektronika

będziesz miał prawo do korzystania z szeregu przywilejów:

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



[HTTP://BIT.LY/2GADWTQ](http://bit.ly/2GADWTQ)



Wizualizacja pomiarów skanera LIDAR

Skanery LIDAR to urządzenia wykonujące pomiary odległości poprzez emitowanie i odbieranie impulsów światła lasera. Technologia ta stosowana jest między innymi w algorytmach nawigacji oraz orientacji przestrzennej pojazdów autonomicznych, tworzeniu wirtualnych map terenów o wysokiej rozdzielczości, skanowaniu przedmiotów, a nawet badaniu warunków atmosferycznych.

Jesteśmy członkami Koła Naukowego Elektroniki i Informatyki w Knurowie (knei.pl), które od 2015 roku zrzesza uczniów szkół podstawowych, średnich oraz studentów, pomagając im rozwijać się w zakresie elektroniki, informatyki i nauk spokrewnionych. Sklep Kamami.pl wypożyczył nam skaner LIDAR, który zamierzamy zastosować w systemach naszego autonomicznego łazika marsjańskiego Knurów Rover. Naszym pierwszym projektem zapoznawczym było opracowanie oprogramowania wizualizującego w czasie rzeczywistym dane odbierane z LIDAR-u. Przygotowaliśmy dwie wersje na różne platformy:

- na płytce STM32F746-Discovery (**fotografia 1**) z wbudowanym wyświetlaczem,
- na komputery z systemami Windows, Linux i macOS.

Kod źródłowy obu aplikacji udostępniony jest na platformie GitHub.

LIDAR

Skaner, który otrzymaliśmy, to RPLIDAR A3M1 firmy Slamtec (**fotografia 2**), umożliwiający skanowanie płaszczyzny 2D w zakresie 360°. Ma możliwość regulacji prędkości obrotu głowicy oraz wykonuje do 16000 pojedynczych pomiarów na sekundę. W zależności



Fotografia 1. Płytkę STM32F746-Discovery z wbudowanym wyświetlaczem

od zastosowań, dopasowany jest zarówno do pracy wewnątrz, jak i na zewnątrz pomieszczeń. Maksymalny promień skanowania wynosi 25 metrów, ale jest zależny od warunków oświetleniowych i kolorów skanowanego otoczenia.

Komunikacja z LIDAR-em przebiega z użyciem interfejsu UART, a producent udostępnia otwartoźródłowe SDK (*Software Development Kit*), które zwalnia nas z obowiązku tworzenia własnych funkcji dotyczących wymiany oraz synchronizacji danych. Pakiet SDK jest dostępny na systemy Windows, Linux i macOS.



Fotografia 2. Skaner LIDAR typu RPLIDAR A3M1 firmy Slamtec

Wizualizacja na platformę STM32

Zadania, jakie postawiliśmy przed mikrokontrolerem STM32F746, obejmowały:

- konfigurowanie LIDAR-u do pracy,
- odbieranie danych ze skanera,
- generowanie dwuwymiarowej mapy przestrzeni na zintegrowanym wyświetlaczu płytki Discovery.

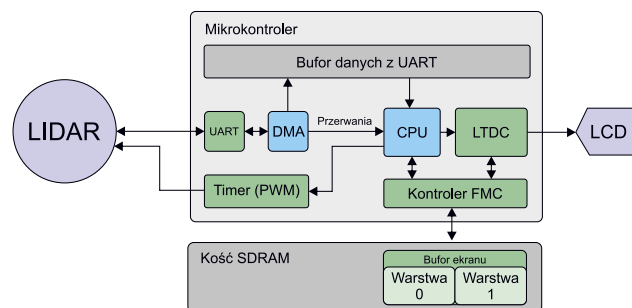
Do pracy z płytką użyliśmy środowiska STM32CubeIDE z intuicyjnym generatorem kodu pozwalającym na łatwe inicjowanie mikrokontrolera, biblioteki producenta BSP (*Board Support Platform*) i HAL (*Hardware Abstraction Layer*).

Po wygenerowaniu kodu inicjującego układ odrobinię oszukaliśmy IDE, zmieniając nazwę pliku *main.c* na *main.cpp*, aby kontynuować programowanie w języku C++ (Cube domyślnie generuje kod w C). Następnie opracowaliśmy sposób wysyłania poleceń do LIDAR-u, kontrolę szybkości obrotu przez PWM oraz odbiór i analizę danych odebranych od niego z użyciem interfejsu UART kontrolowanego przez moduł DMA (*Direct Memory Access*) mikrokontrolera. DMA umożliwia odczyt i zapis do peryferiów (w tym przypadku UART) i pamięci RAM bez zbędnego obciążania procesora (**rysunek 1**).

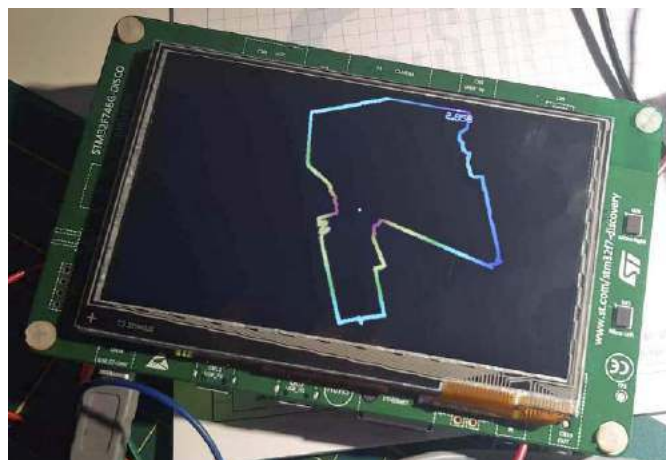
Odbiór i analiza danych

Moduł DMA z użyciem interfejsu UART odbiera ramkę 132 bajtów z LIDAR-u, po czym wywołuje przerwanie, w którym najnowsza ramka danych porównywana jest z poprzednią. W tym czasie odbierana jest kolejna ramka danych. W procesie przetwarzania odebranych danych tworzona jest chmura punktów na płaszczyźnie 2D. Opracowanie tego mechanizmu było niełatwym zadaniem ze względu na brak potrzebnych informacji w dokumentacji protokołu wymiany danych z LIDAR-em.

Strukturę ramki danych rozszyfrowaliśmy na podstawie kodu SDK i opracowaliśmy funkcje dekodujące. Producent zaleca korzystanie z SDK, odradzając samodzielną implementację dekodowania danych, jednak ze względu na odmienną platformę wspieranych przez SDK



Rysunek 1. Schemat blokowy ilustrujący działanie programu na platformie STM



Fotografia 3. Obraz wygenerowany na ekranie zestawu STM32F746-Discovery

i STM32 między innymi pod względem dostępności zasobów i działania UART, zdecydowaliśmy się na pozornie trudniejszą opcję.

Wyświetlanie

Gdy mapa jest kompletna, zapis nowych danych zostaje wstrzymany, a chmura punktów zostaje złożona w obraz i wyrenderowana na ekranie (**fotografia 3**). Wyświetlacz jest obsługiwany przez sprzętowy kontroler LTDC, który jest konfigurowany z pomocą biblioteki BSP. Aby nie wyświetlać na ekranie aktualnie edytowanego obrazu, bufor obrazu składa się z dwóch warstw. Edytowana w danym momencie warstwa jest zawsze niewidoczna. Później warstwy są podmieniane, a cykl odbioru i wyświetlania zostaje powtórzony.

Warto nadmienić, że obie warstwy bufora przechowywane są w zewnętrznej kości SDRAM, ponieważ wewnętrzna pamięć RAM mikrokontrolera nie zmieściłaby nawet jednej. Ze względu na specyfikę pamięci SDRAM, na potrzeby optymalizacji umieściliśmy warstwy w wydzielonych bankach (niezależnych sektorach pamięci o identycznym rozmiarze, tu 4 MB), używanych wyłącznie przez LTDC. Gdyby warstwa obrazu była umieszczona częściowo w jednym, a częściowo w drugim, sąsiadującym banku (co mogłoby np. wynikać z nieprzemyślanego wyboru adresu warstwy), przy zapisie lub odczycie warstwy pojawiłoby się opóźnienie związane z przejściem do kolejnego banku.

Dalsza rozbudowa

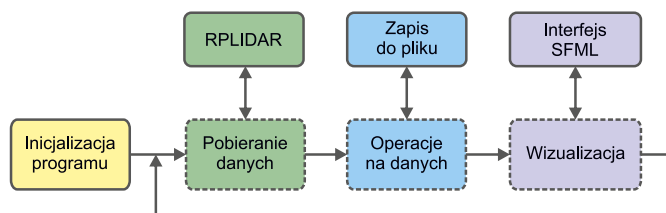
Program na STM32 przeznaczony jest do dalszej rozbudowy. Mikrokontrolery z tej rodziny mają szeroki wachlarz możliwości i nie ograniczają nas do wizualizacji danych na ekranie. Chmury punktów można na przykład zapisać na karcie microSD, strumieniować przez Wi-Fi lub użyć do innych zadań.

Wizualizacja na platformę Desktop

Aplikacja desktopowa, podobnie jak implementacja na STM32, umożliwia wizualizację pomiarów w czasie rzeczywistym, a także daje możliwość większego eksperymentowania z funkcjonalnościami dzięki elastyczności, jaką oferuje ta platforma.

Po pobraniu pliku wykonywalnego lub samodzielnej kompilacji program jest gotowy do użycia. Użytkownik określa jego zachowanie za pomocą argumentów wiersza poleceń. Myśląc o przyszłości, staraliśmy się nadać programowi nieco modularnej budowy. Pętla główna składa się z trzech niezależnych części: mechanizmu pobierania danych, opcjonalnych operacji na danych oraz wizualizacji danych (**rysunek 2**).

Używając wspomnianych argumentów wiersza poleceń, jesteśmy w stanie skonfigurować program i określić, z których implementacji chcemy skorzystać. Szczegółowy i zaktualizowany wykaz ustawień znaleźć można w repozytorium projektu w serwisie GitHub lub po uruchomieniu programu z argumentem *--help*.



Rysunek 2. Schemat blokowy aplikacji desktopowej

Pobieranie danych

Pierwsza część pętli głównej, czyli pobieranie danych, ma za zadanie przede wszystkim komunikację z LIDAR-em. W tym przypadku skorzystaliśmy z wysokopoziomowego SDK udostępnionego przez producenta LIDAR-u, co znacznie przyspieszyło naszą pracę. Innym źródłem danych mogą być odpowiednio sformatowane pliki tekstowe, które mogą składać się z pojedynczej chmury punktów lub też ich serii (wtedy program odtworzy jedną po drugiej niczym film). Takie rozwiązanie nie wymaga do działania połączenia z LIDAR-em.

Wizualizacja

Wzorcowa implementacja interfejsu graficznego programu została napisana z zastosowaniem, bardzo przyjaznej programiście, biblioteki graficznej SFML. Implementacja w intuicyjny sposób wizualizuje chmurę punktów uzyskanych przez skaner (rysunek 3) oraz oferuje kilka pomocnych skrótów klawiszowych. Skrótów te pozwalają na zapis zrzutu ekranu lub wyświetlanie chmury do pliku. W lewej części okna ukazana jest inna reprezentacja danych w postaci histogramu odległości od kąta, pod jakim została ona zmierzona (puste miejsca oznaczają odrzucone pomiary).

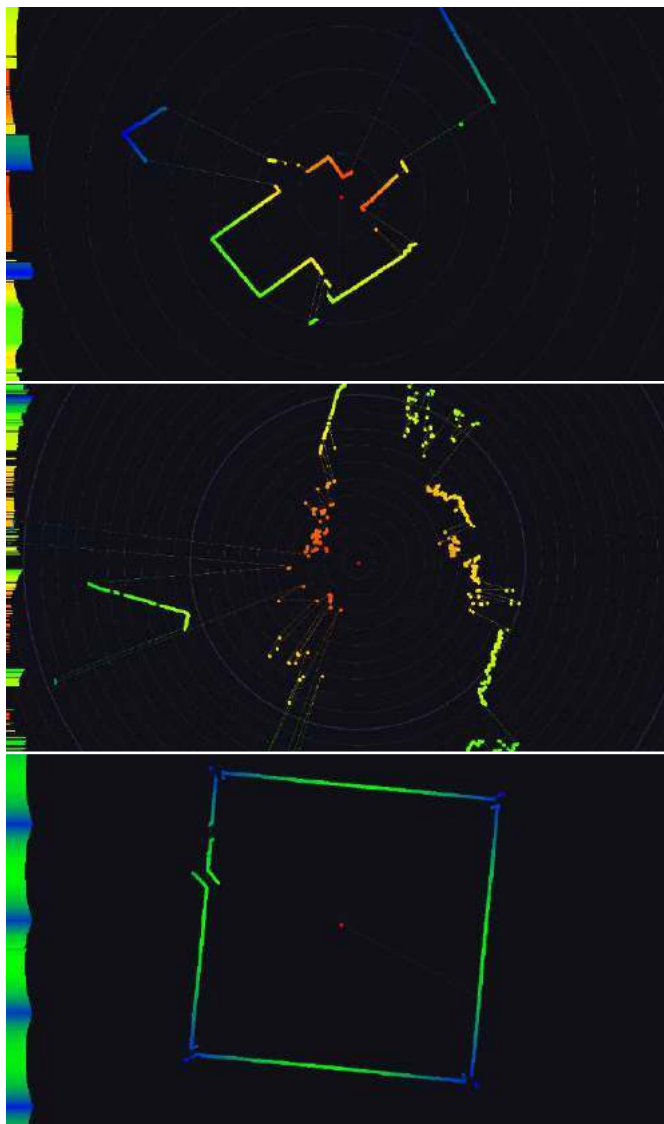
Dodatkowo istnieje jeszcze jedna (bardzo prymitywna) implementacja wizualizacji, której jedynym zadaniem jest wypisywanie wartości poszczególnych par kąta i odległości na standardowe wyjście programu.

Operacje na danych

Środkowa część pętli głównej aplikacji przeznaczona jest na kod opcjonalnych operacji, które mają możliwość modyfikacji wyświetlanej chmury punktów. Mogą one posłużyć programiście do definiowania dodatkowych zachowań, które będą wykonywane przez program. Przykładową implementacją tego interfejsu może być zapis, wspomnianej wcześniej, serii chmur punktów do pliku. W przyszłości planujemy dalszy rozwój oprogramowania poprzez wzbogacanie go o nowe implementacje w zależności od naszych potrzeb.

Podsumowanie

Skanery LIDAR to interesujące urządzenia, które stale znajdują nowe zastosowania i stają się coraz dostępnejsze. Zaprezentowane przez



Rysunek 3. Efekty działania aplikacji

nas oprogramowanie może stanowić ciekawe wprowadzenie do dalszych prac nad projektami korzystającymi z tej technologii.

Bartłomiej Dudek
Szymon Bednorz
 knei.pl

Odnosiniki:

- GitHub projektu STM32: <http://bit.ly/3tzw93P>
- GitHub projektu Desktop: <http://bit.ly/3bUvXWB>
- Youtube projektu STM32: <https://bit.ly/3vvYZUh>
- Youtube projektu Desktop: <https://bit.ly/3cBhgqG>

REKLAMA

KITy AVT na wideo: [HTTP://BIT.LY/2SCLZTY](http://bit.ly/2SCLZTY)

O KIT-ach AVT przeczytasz również na Facebooku: [HTTP://BIT.LY/2BJVMN7](http://bit.ly/2BJVMN7)

AVT1960 - Termometr z termoparą i alarmem
0:34

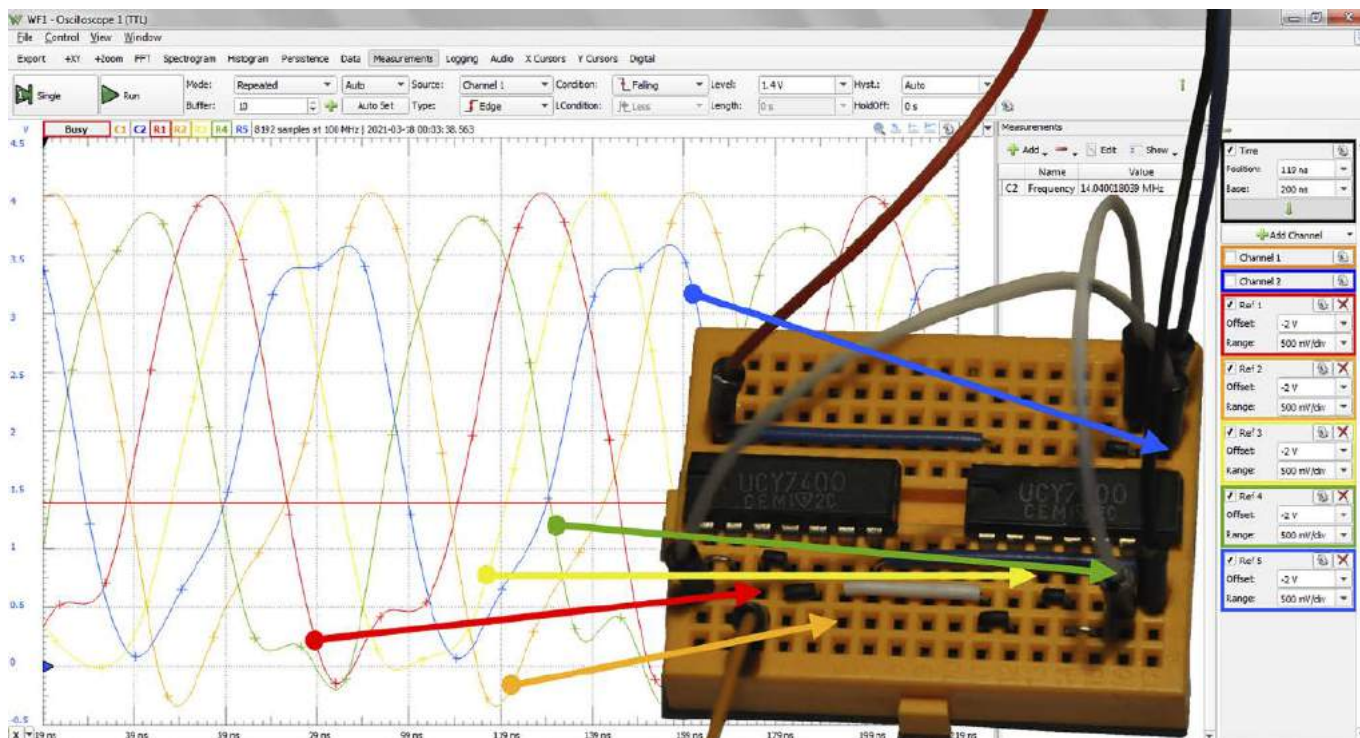
AVT777 - Sterownik miniwiertarki modelarskiej
0:34

AVTMOD01 - Uniwersalny regulator impulsowy 5A
0:42

AVT554 - Gra elektroniczna SNAKE
0:30

AVT478 - Regulator obrotów wentylatorów 12V
0:30

AVT720 - Błękitno-biały mrygacz
0:32



Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (21)



Symulacje z zastosowaniem funkcyjów logicznych

LTspice jest zasadniczo symulatorem układów analogowych, jednak zawiera modele kilku elementarnych funkcyjów logicznych, co daje możliwość testowania układów cyfrowych. Trzeba jednak pamiętać, że jest to symulacja bardzo uproszczona, ograniczająca się właściwie jedynie do sprawdzania poprawności wyrażeń logicznych bez uwzględniania specyficznych parametrów konkretnych układów cyfrowych. W epoce łączenia bloków analogowych i cyfrowych w jednym urządzeniu funkcjonalność ta jest bardzo przydatna.

W tym odcinku cofniemy się trochę w czasie. Dla pewnej grupy Czytelników będzie to podróż sentymalna, dla młodszych zaś odkryjemy na nowo stary świat. Trudno sobie wyobrazić, aby nawet najmłodszy Czytelnik nigdy nie słyszał o układach TTL, całkiem realnie wydaje się natomiast, że duża część z nich nigdy nie miała

takich układów w ręku. Rewolucyjne zmiany technologiczne zaszły, jakkolwiek by patrzeć, już co najmniej kilkanaście lat temu. Przypomnijmy zatem krótko, na czym polegały.

Rys historyczny

Pierwsze układy cyfrowe były produkowane w technologii bipolarnej. Charakterystyczna dla niej skala upakowania elementów w układach scalonych nie była początkowo zbyt wielka, ale wystarczająca w tym względzie. Przykładowo, podstawowy funkcyj logiczny – bramka NAND – zawierała 3 zwykłe tranzystory NPN i jeden tranzystor wieloemiterowy. W jednym układzie scalonym mieściły się 4 takie bramki. W sumie było więc 16 tranzystorów i tyleż rezystorów. Do pełnej realizacji układu scalonego należy jeszcze dodać kilka diod. Jeśli te osiągnięcia porównamy ze współczesnymi układami cyfrowymi, to nie sposób uniknąć uśmiechu politowania, ale w tamtych czasach wszyscy byli zachwyceni tworzącą się właśnie nową dziedziną elektroniki. Pamiętajmy jednak, że układy 7400 z różnymi dodatkami literowymi przy oznaczeniu, wynikającymi z kolejnych

technologii są produkowane do dziś i trudno sobie wyobrazić, aby technika cyfrowa istniała bez układów realizujących podstawowe funkcje logiczne. Podobną budowę miały również inwertery NOT, bramki AND, OR, NOR, XOR, a także bogata kolekcja bardziej rozwiniętych układów, takich jak przerzutniki, liczniki, dekodery, multipleksery i wiele innych. Ze względu na zasadę działania rodzinę tę nazwano Transistor Transistor Logic, a do powszechnego użytku weszła nazwa TTL. Pierwszą bramkę NAND wyprodukowano w roku 1964, a więc rok przed nagraniem „Michelle” zespołu The Beatles.

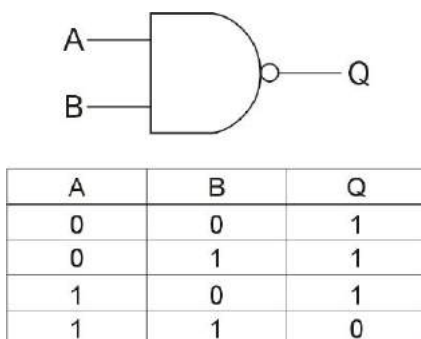
Układy TTL, z dzisiejszego punktu widzenia, charakteryzowały się bardzo dużym poborem mocy. Punkty pracy tranzystorów dobrano tak, aby płynęły przez nie stosunkowo duże prądy.

Niemal równolegle z układami TTL rozwijała się technologia CMOS. W tej rodzinie radykalnie obniżono zużycie mocy, były one jednak wyraźnie wolniejsze od TTL, ale największą ich wadą była wrażliwość na zewnętrzne pola elektrostatyczne. Montaż układów CMOS wymaga spełnienia szczególnych warunków. Już krótkie dotknięcie wyprowadzeń gołą ręką może spowodować nieodwracalne zniszczenie struktury. Cecha ta zniechęcała wielu amatorów od stosowania układów CMOS. Nowoczesne układy mają szereg zabezpieczeń zwiększających odporność na pola elektrostatyczne. Niestety technologia CMOS i TTL nie zachowują kompatybilności pod względem poziomów logicznych. Stanowi to pewną trudność w łączeniu obu tych technologii w jednym urządzeniu. Często w projektach łączących różne technologie konieczne jest uwzględnianie specjalnych translatorów.

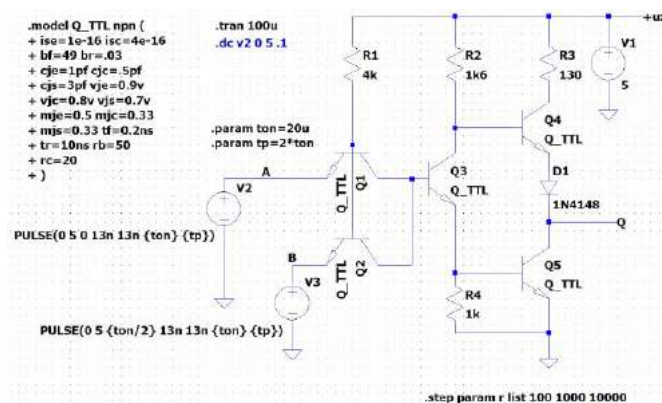
Duży pobór mocy układów TTL i chęć poprawy ich szybkości stał się pretekstem do poszukiwania nowych rozwiązań. Jako pierwsza powstała rodzina TTL-S, w której zastosowano diodę Schottky'ego łączoną zaporowo do złącza klektor-baza. Zmniejszała ona pojemność tego złącza, a zatem skracała czas jej przeładowywania. Niestety, okazało się, że układy TTL-S choć szybsze od zwykłych TTL charakteryzowały się jeszcze większą prądożernością. Pozostając przy tych rozwiązaniach układowych, można było jedynie zwiększyć rezystancje wewnętrzne i zmniejszyć napięcie zasilające. Ostatecznie powstała więc rodzina TTL-LS (Low Power Schottky TTL). Jest to właściwie stan obowiązujący dzisiaj. Obecnie, mówiąc o układach TTL, myślimy zwykle o odmianie TTL-LS 3,3 V, a o klasycznych TTL już prawie nikt nie pamięta.

Standardowa bramka TTL – symulacja i pomiary statyczne

Cofnijmy teraz zegary, wróćmy do czasów panowania standardowej bramki TTL. Jest to umownie przyjęty okres między latami sześćdziesiątymi a dziewięćdziesiątymi XX wieku. Na warsztat bierzemy podstawowy funktor logiczny, jakim jest bramka NAND. Ograniczamy się do bramki 2-wejściowej. Schemat logiczny wraz z tablicą prawdy tego funktora został pokazany na **rysunku 1**. Zadaniem konstruktorów bramki NAND było zaprojektowanie takiego układu, który podczas normalnej pracy mógłby przyjmować jedynie dwa dozwolone stany wyjściowe: niski i wysoki. Stan niski powinien występować jedynie w przypadku, gdy na oba wejścia są podawane jednocześnie stany wysokie.



Rysunek 1. Symbol i tablica prawdy bramki NAND



Rysunek 2. Analogowa implementacja bramki NAND w symulatorze LTspice

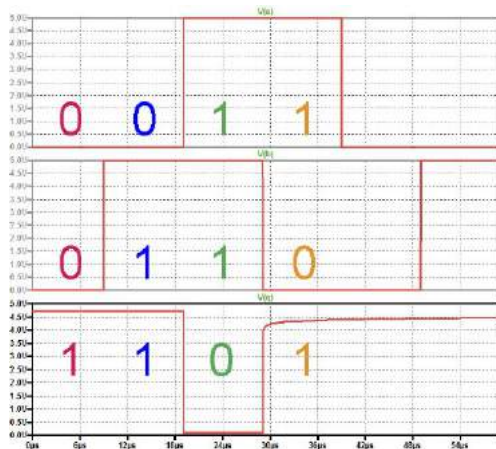
Wszystko wygląda bardzo pięknie, tylko że zaklasyfikowanie jakiegось układu do rodziny układów cyfrowych jest umowne. *De facto* każdy układ jest analogowy. Bez głębszej analizy można przypuszczać, że napięcie wyjściowe dla określonego stanu (niskiego lub wysokiego) nie będzie utrzymywało się na stałym poziomie. Z pewnością będzie ono zależało od obciążenia wyjścia bramki, być może od szybkości zmian stanu wyjściowego. Można również przypuszczać, że napięcie wyjściowe w określonym stanie będzie zależało od napięcia wejściowego, nawet jeśli mieści się ono w dozwolonym zakresie. Konieczne stało się zatem zdefiniowanie zakresów napięć dla stanu niskiego i wysokiego.

Nie będziemy powtarzać projektu, sprawdzimy jedynie efekt pracy, jaką wykonali wiele lat temu konstruktorzy. Najpierw przeprowadzimy symulację pojedynczej bramki NAND zawartej w układzie 7400. Problemem do rozwiązania jest zamodelowanie wejściowego tranzystora dwuemitrowego. W standardowej bibliotece LTspice'a nie ma takiego elementu, zastosujemy dwa tranzystory z połączonymi bazami i kolektorami (tranzystory Q1 i Q2 na **rysunku 2**). Należy jeszcze wybrać typ tranzystora, który najlepiej odpowiadałby tranzystorom układu scalonego. Po kilku próbach odrzucamy modele typowych tranzystorów dyskretnych, zastosujemy tranzystor o poniższym modelu:

```
.model Q_TTL npn (
+ ise=1e-16 isc=4e-16
+ bf=49 br=.03
+ cje=1pf cjc=.5pf
+ cjs=3pf vje=0.9v
+ vjc=0.8v vjs=0.7v
+ mje=0.5 mjc=0.33
+ mjs=0.33 tf=0.2ns
+ tr=10ns rb=50
+ rc=20
+ )
```

Definicję tego modelu umieszczamy na arkuszu roboczym symulatora. Najpierw zweryfikujemy układ pod względem logicznym. Do wejść doprowadzamy dwa przebiegi prostokątne o parametrycznie zadanym czasie trwania impulsu `.param ton=20u` i czasie powtarzania `.param tp=2*ton`. Źródło V3 ma dodatkowo wprowadzone opóźnienie równe `ton/2`. Dzięki temu można łatwo wygenerować wszystkie kombinacje stanów wejściowych i sprawdzić, czy na wyjściu pojawiają się stany zgodne z tablicą prawdy. Wyniki symulacji zostały pokazane na **rysunku 3**. Jak widać, układ działa zgodnie z oczekiwaniami.

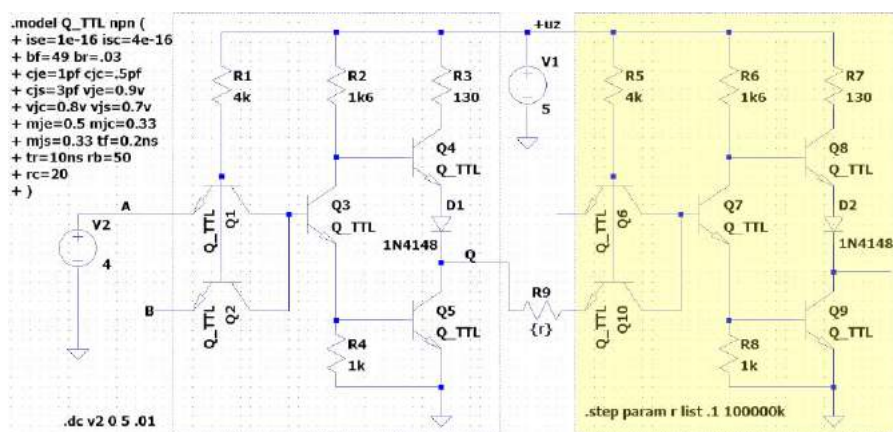
Sprawdźmy teraz, jak wygląda charakterystyka przejściowa symulowanej bramki NAND, badamy więc zależność napięcia wyjściowego od wejściowego. Porównamy ją z analogicznymi charakterystykami często zamieszczanymi w literaturze, a na koniec zmierzmy tę charakterystykę sami w układzie rzeczywistym. Należy zauważyć, że niepodłączone wejście zachowuje się tak, jakby był do niego podany



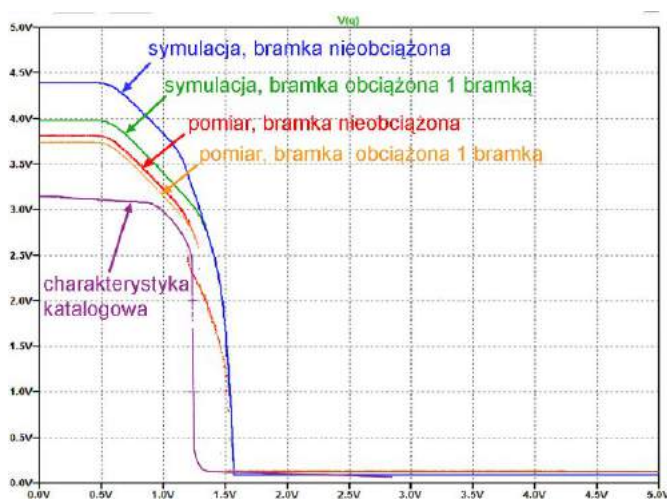
Rysunek 3. Sprawdzenie poprawności realizowania funkcji logicznej symulowanej bramki NAND

stan wysoki. W praktyce zwykle jest ono jednak dołączane do napięcia zasilania przez rezystor o oporności kilku $k\Omega$, dzięki czemu zabezpieczamy się przed wyłapywaniem zakłóceń przez wejście niepodłączone. W symulacji takich zakłóceń oczywiście nie będzie, więc niewykorzystane wejście (np. B) możemy pozostawić bez żadnego połączenia.

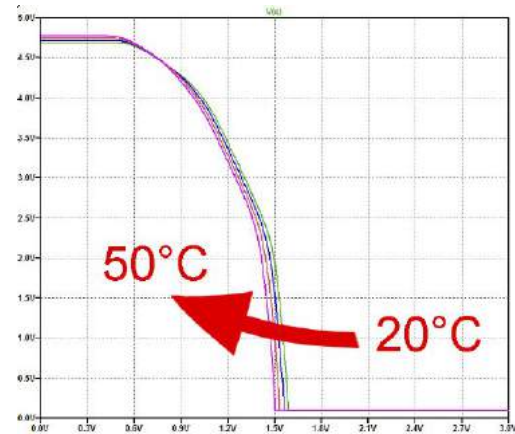
Do wykonania charakterystyki przejściowej korzystamy z symulacji „DC Sweep”. Źródłem wejściowym jest V2. Napięcie zmieniamy w zakresie od 0 do 5 V z krokiem 0,01 V – polecenie `.dc v2 0 5 .01`. Schemat pomiarowy został pokazany na **rysunku 4**, zaś wyniki symulacji na **rysunku 5**. W układzie pomiarowym występują dwie bramki. Wejście pierwszej jest połączone z wejściem drugiej przez



Rysunek 4. Układ do pomiaru charakterystyki przejściowej symulowanej bramki NAND



Rysunek 5. Porównanie charakterystyk przejściowych bramki NAND
uzyskanej z symulacji, pomiaru i podawanej w danych katalogowych



Rysunek 6. Wpływ temperatury na charakterystykę przejściową symulowanej bramki NAND

rezystor o parametrycznie określonej rezystancji: `.step param r list .1 100000k`. W pierwszym kroku wyznaczana jest więc charakterystyka bramki obciążonej jedną bramką (podświetloną na żółto), w drugim kroku można uznać, że pierwsza bramka (badana) pozostaje nieobciążona. Z uzyskanych charakterystyk wynika, że obciążenie jedną bramką spowodowało obniżenie napięcia wyjściowego o ok. 0,4 V. Napięcia wyjściowe w stanie wysokim przy braku obciążenia i z obciążeniem jedną bramką wahają się w układzie symulowanym w przedziale od ok. 4 V do 4,4 V. Pomiary wygrzebanego z szuflady układu UCY7400 wykazały, że napięcia te w analogicznym przypadku zmieniają się od 3,7 V do 3,82 V. W katalogach można znaleźć charakterystyki, w których napięcie to jest równe ok. 3,2 V i może wystąpić przy maksymalnym obciążeniu bramki. Różnica po-

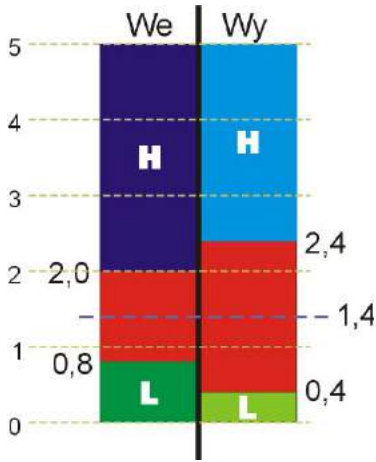
między charakterystykami wynika poza tym z nieidealnych modeli tranzystorów układu scalonego. Należałoby ponadto uwzględnić wpływ temperatury na charakterystyki. W tym celu wprowadzamy opcję: `.option temp {temperatura}` oraz komendę `.step param temperatura list 20 30 40 50`. Uzyskujemy w ten sposób rodzinę charakterystyk dla temperatur: 20°C, 30°C, 40°C, i 50°C (rysunek 6).

Ważnym parametrem układów cyfrowych są dopuszczalne zakresy napięć dla stanu niskiego i wysokiego w odniesieniu do wejścia i wyjścia. Ze względu na zmiany napięć powodowane różnymi przyczynami konieczne jest zachowanie odpowiednich marginesów rozdzielających stan niski od wysokiego. Dla

standardowych układów TTL przyjęto, że dopuszczalne napięcie wejściowe dla stanu niskiego może zawierać się w przedziale od 0 V do 0,8 V, a dla stanu wysokiego od 2 V do 5 V. Analogiczne zakresy dla napięcia wyjściowego: od 0 V do 0,4 V dla stanu niskiego i od 2,4 V do 5 V dla stanu wysokiego (**rysunek 7**).

Standardowa bramka TTL – symulacja i pomiary dynamiczne

Sprawdźmy teraz, jak symulator poradzi sobie z parametrami dynamicznymi. Wyniki symulacji pokażą, jak dobrym modelem tranzystorów dysponujemy, gdyż to on decyduje o zależnościach czasowych występujących w bramce NAND. Podstawowym parametrem dynamicznym układów cyfrowych jest czas propagacji. Jest to czas, po którym na wyjściu układu pojawia się odpowiedź na wymuszenie. W praktyce rozróżnia się czasy propagacji dla zmian ze stanu niskiego na wysoki (t_{pLH}) oraz dla zmian ze stanu wysokiego na niski (t_{pHL}). Konieczne jest jeszcze ustalenie napięcia, dla którego dokonany jest pomiar czasu. Popatrzmy jeszcze raz na graficzną



Rysunek 7. Graficzna interpretacja przyjętych napięć dla poszczególnych stanów logicznych w układach TTL

jemy, że czas zmiany stanu wyidealizowanego przebiegu wejściowego od 0 do 5 V, a także od 5 V do 0 jest równy 10 ns. Schemat pomiarowy przedstawiono na **rysunku 8**, wyniki natomiast na **rysunku 9**. Wynika z nich, że czas t_{pLH} symulowanej bramki jest równy 3,4 ns, a czas t_{pHL} 6,7 ns. Są to czasy dużo krótsze niż katalogowe. Pomiar tych parametrów w układzie rzeczywistym dał wyniki: $t_{pLH}=10,3$ ns i $t_{pHL}=11,7$ ns (**rysunek 10**). Często podaje się jeden uśredniony czas propagacji równy:

$$t_p = \frac{t_{pLH} + t_{pHL}}{2}$$

W tym przypadku uśredniony czas rzeczywistej mierzonej bramki byłby równy:

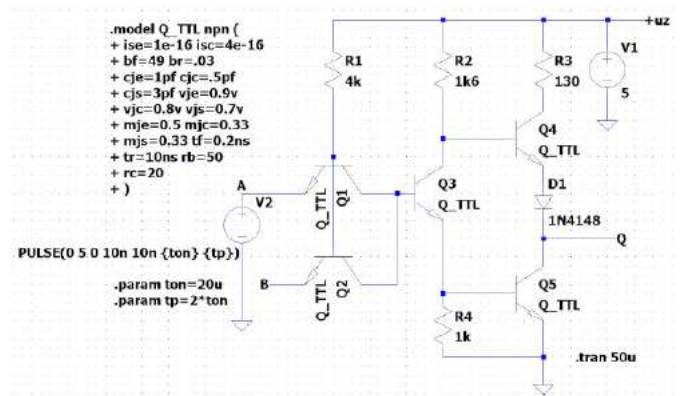
$$t_p = \frac{10,3\text{ ns} + 11,7\text{ ns}}{2} = 11\text{ ns}$$

Wyobraźmy sobie teraz układ pokazany na **rysunku 11**. Połączono tu kaskadowo nieparzystą liczbę bramek. Jeśli na wejściu pierwszej występuje stan 1, to na kolejnych wyjściach powinny występować stany: 0-1-0-1-0. Ale jeśli stan wysoki na wejściu podamy w określonym momencie, to stan niski na wyjściu ostatniej bramki pojawi się dopiero po czasie równym sumie czasów propagacji 5 bramek, a więc z pewnym opóźnieniem. Połączenie wyjścia ostatniej bramki z wejściem pierwszej powinno więc spowodować oscylacje o częstotliwości:

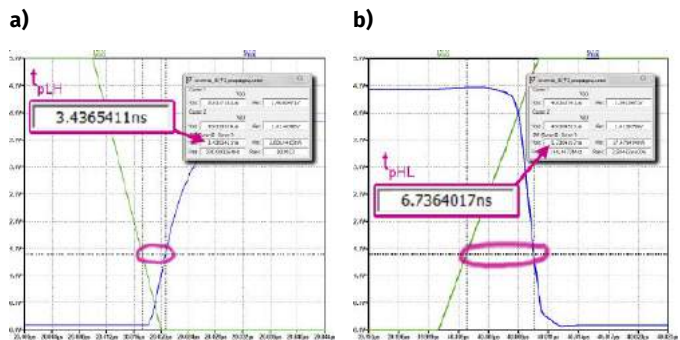
$$f = \frac{1}{5t_p} = \frac{1}{5 \cdot 11\text{ ns}} = 18,2\text{ MHz}$$

Nie pozostaje nic innego, jak tylko naocznie przekonać się, czy tak będzie rzeczywiście. Montujemy układ według schematu z **rysunku 11**. Emocje rosną. Rzeczywiście, w układzie pojawiły się oscylacje (**rysunek 12**). Ich częstotliwość jest równa 14,25 MHz, a więc znacznie mniej niż się spodziewaliśmy. Odpowiedź na pytanie, skąd wynika taka różnica, nie jest prosta. Pierwszą przyczyną może być rozrzut czasów propagacji poszczególnych bramek, tym bardziej że do eksperymentu konieczne jest użycie dwóch układów scalonych. Różnica może również wynikać z błędów pomiaru czasów t_{pLH} i t_{pHL} .

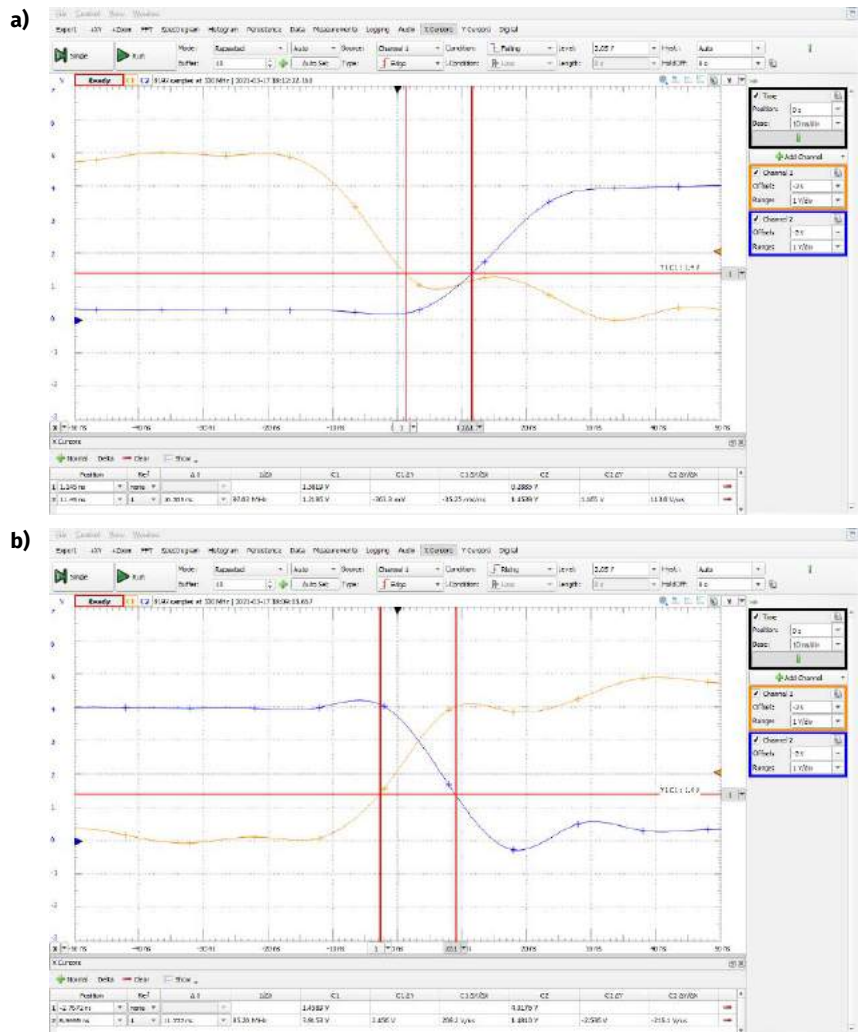
Prawdopodobnie wielu Czytelnikom przyszedł do głowy pomysł, aby przeprowadzić symulację analogicznego pomiaru. Spodziewamy się uzyskać znacznie większą częstotliwość oscylacji, gdyż czas propagacji symulowanej bramki był krótszy od jej rzeczywistego odpowiednika.



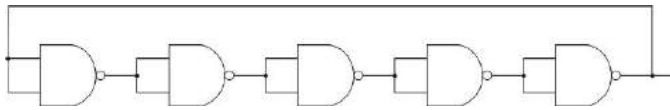
Rysunek 8. Układ pomiarowy do wyznaczenia czasu propagacji symulowanej bramki NAND



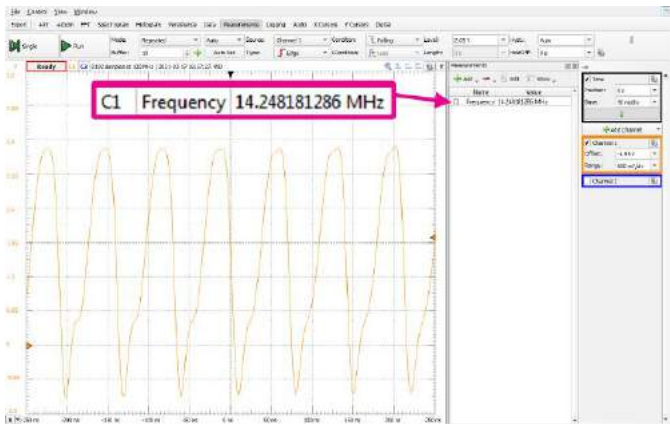
Rysunek 9. Wyniki pomiaru czasu propagacji symulowanej bramki NAND: a) t_{pLH} , b) t_{pHL}



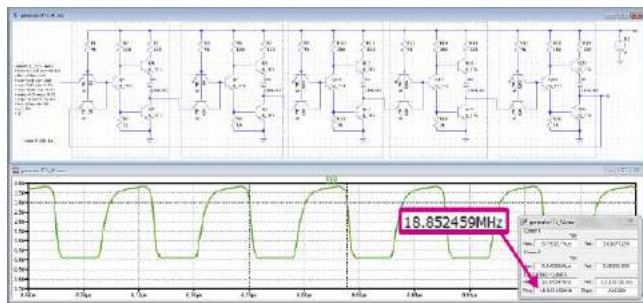
Rysunek 10. Wyniki pomiaru czasu propagacji rzeczywistej bramki NAND: a) t_{pLH} , b) t_{pHL}



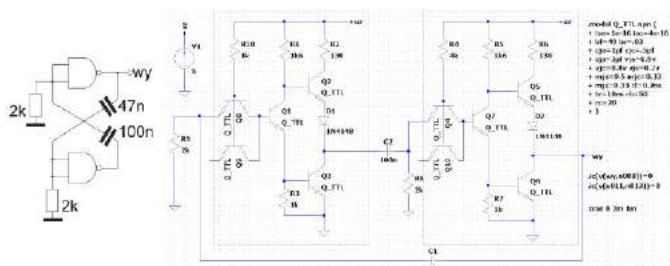
Rysunek 11. Schemat generatora zbudowanego z szeregowo połączonych bramek NAND



Rysunek 12. Przebieg wyjściowy rzeczywistego generatora zbudowanego z szeregowo połączonych bramek NAND



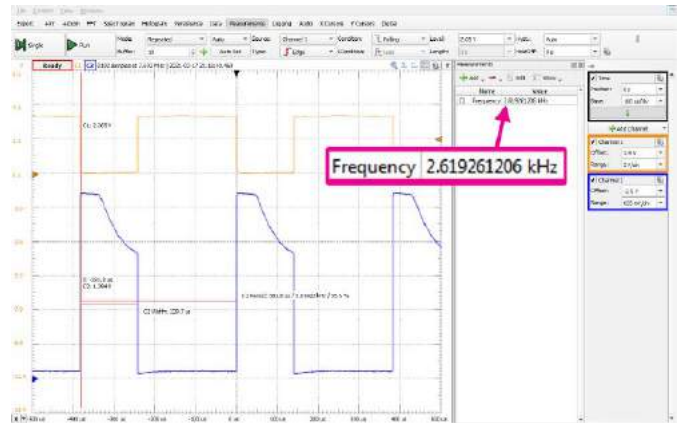
Rysunek 13. Schemat i przebieg wyjściowy symulowanego generatora zbudowanego z szeregowo połączonych bramek NAND



Rysunek 14. Schemat symulowanego multiwibratora z elementami NAND i RC



Rysunek 15. Przebieg wyjściowy symulowanego multiwibratora z elementami NAND i RC



Rysunek 16. Przebieg wyjściowy rzeczywistego multiwibratora z elementami NAND i RC

Powielamy 5-krotnie naszą bramkę i łączymy tak uzyskany zestaw zgodnie ze schematem z rysunku 11. Schemat układu symulowanego i wyniki symulacji zostały pokazane na **rysunku 13**. Wynik: 18,85 MHz, a więc więcej niż w pomiarze.

Multiwibrator na bramkach TTL

W czasach panowania układów TTL, w aplikacjach o niewygórowanych wymaganiach bardzo często był stosowany prosty układ multiwibratora astabilnego zbudowany na dwóch bramkach NAND, dwóch rezystorach i dwóch kondensatorach. Schemat układu i jego realizację w symulatorze LTSpice pokazano na **rysunku 14**, a wyniki symulacji na **rysunku 15**. Przy wartościach elementów takich jak na schemacie częstotliwość drgań symulowanego układu jest równa 3,625 kHz. Należy zwrócić uwagę na dwie instrukcje użyte w symulacji:

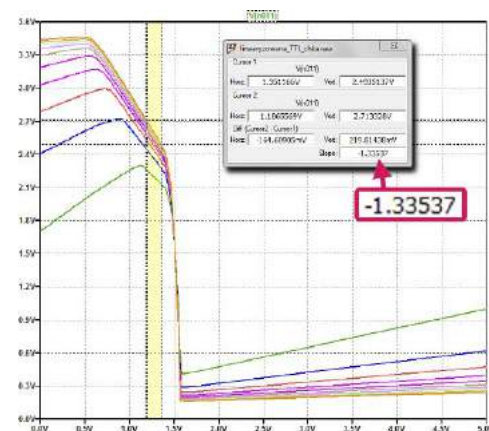
```
.ic(v(wy,n008))=0
.ic(v(n011,n013))=0
```

Wymuszają one zerowe napięcie na obu kondensatorach w chwili startu symulacji. Bez tego zabiegu nasz multiwibrator nie wzбудziłby się.

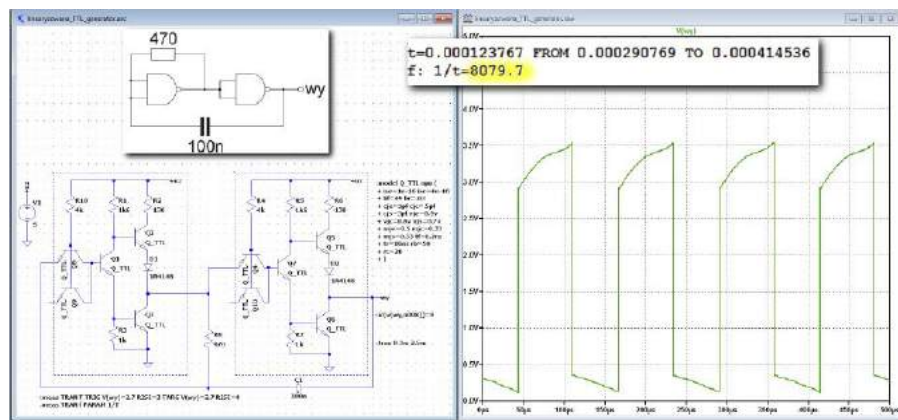
Szybko budujemy analogiczny układ i mierzymy częstotliwość jego drgań. Okazuje się, że jest ona równa 2,62 kHz (**rysunek 16**). Tym razem taka różnica nie powinna dziwić, gdyż może wynikać z tolerancji użytych elementów. Symulacja metodą Monte Carlo (opisaną w odcinku 13. kursu) przy założeniu 10-procentowych tolerancji rezystancji i pojemności wykazała, że częstotliwość drgań takiego multiwibratora może się zmieniać w szerokim przedziale (1688...4380 Hz).

Zlinearyzowana bramka TTL

Do konstruowania prostych generatorów dość powszechnie był kiedyś stosowany zabieg linearyzacji bramek. Polegał on na połączeniu wyjścia bramki z jej wejściem przez rezystor o rezystancji kilkuset

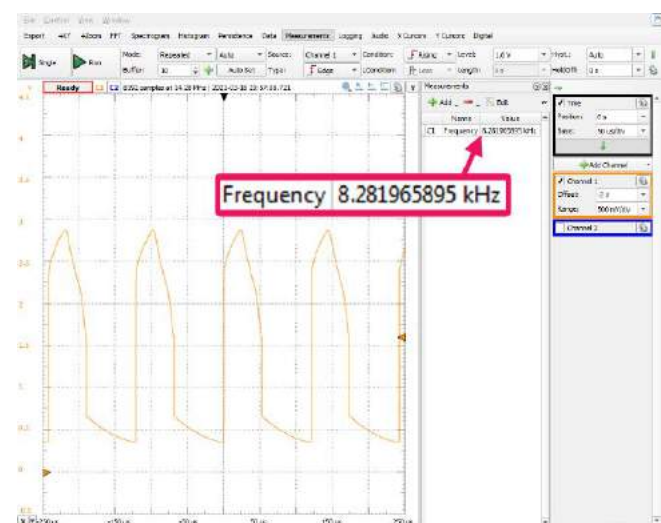


Rysunek 17. Rodzina charakterystyk przejściowych zlinearyzowanej bramki NAND

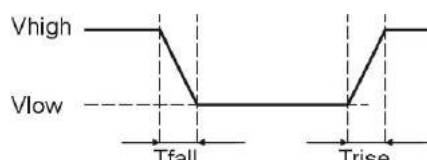


Rysunek 18. Schemat i wyniki symulacji generatora zrealizowanego na zlinearyzowanej bramce NAND

omów. Przykładową rodzinę takich charakterystyk dla kilku wartości rezystancji pokazano na **rysunku 17**. Można na nich wyróżnić 4 strefy. W pierwszej wzmocnienie jest mniejsze od 1 V/V. W drugiej strefie, zaznaczonej na rysunku kolorem żółtym, bramkę możemy traktować jak wzmacniacz odwracający o wzmocnieniu nieznacznie większym od jedności (znak minus oznacza odwracanie fazy). W strefie trzeciej wzmocnienie to szybko wzrasta do ok. 20 V/V, a począwszy od napięcia wejściowego powyżej 1,6 V, bramka staje się znowu wzmacniaczem nieodwracającym o wzmocnieniu mniejszym od 1 V/V.



Rysunek 19. Wyniki pomiarów generatora zrealizowanego na rzeczywistej zlinearyzowanej bramce NAND



Rysunek 20. Graficzna interpretacja parametrów Tfall i Trise funkcyjów logicznych symulatora LTspice



Rysunek 21. Okno edytora parametrów funkcyjów logicznych symulatora LTspice

Takiej bramki można użyć do budowy prostego generatora. Schemat generatora na zlinearyzowanej bramce NAND oraz wyniki symulacji zostały pokazane na **rysunku 18**, a wyniki pomiarów na **rysunku 19**. W niektórych jego odmianach zamiast kondensatora są stosowane rezonatory kwarcowe, co znacząco zwiększa precyzję generowanej częstotliwości.

Uwaga na współczesne odmiany układów TTL

Zaprezentowane przykłady symulacji bramki TTL dotyczą wyłącznie klasycznej jej odmiany. Już pierwsze modyfikacje tej technologii, takie jak TTL-S, TTL-LS, powodowały na tyle duże zmiany parametrów, że symula-

cje bramek z zastosowaniem pokazanych modeli stają się zupełnie niewiarygodne. Dotyczy to wszystkich serii układów bipolarnych, a więc S, LS, F, AS i ALS. Tym bardziej dotyczy to technologii mieszanych, tzw. BICMOS, a w nich serii: ABT, ABTE, ALB, ALVT, BCT, FB, GTL, HSTL, JTAG, LVT czy SSTL.

Biblioteczne funktry logiczne symulatora LTspice

Program LTspice jest przeznaczony do symulacji układów analogowych, jednak jak już wielokrotnie w tym cyklu wspominałem, we współczesnych urządzeniach elektronicznych łączenie bloków analogowych z cyfrowymi stało się zabiegiem niemal rutynowym. Oczywiście nikt nie będzie modelował poszczególnych funkcyjów, tak jak to robiliśmy w przykładach opisanych wcześniej. Do symulacji układów cyfrowych służą programy przeznaczone specjalnie do tego celu. Natomiast jeśli działanie jakiegoś bloku analogowego ma zależeć np. od wypracowanego cyfrowo układu sterującego, implementacja bloku cyfrowego staje się koniecznością.

Standardowa biblioteka LTspice'a zawiera kilka podstawowych funkcyjów logicznych, przerzutników, liczników itp. Są to jednak elementy bardzo specyficzne, gdyż nie są związane z żadną technologią i... nie wymagają zasilania. Standardowe napięcie w stanie niskim jest równe 0, a w stanie wysokim 1 V. Są to układy idealne – mają zerowy czas propagacji. Nie rozróżniamy bramek 2-, 4- czy 8-wejściowych. Jest jeden uniwersalny element o 5 wejściach. Aby dany funkcyj pracował zgodnie z jego tablicą prawdy, nie musimy dbać o podanie odpowiednich stanów na niewykorzystywane wejścia. Symulator nie uwzględnia w analizie niepodłączonych wejść. Pobrana z biblioteki bramka ma dwa wyjścia, może być więc traktowana jednocześnie jako AND lub NAND.

O ile taki element mógłby być wykorzystywany do badania realizacji funkcji logicznych na bramkach, o tyle zastosowanie go do symulacji układów rzeczywistych byłoby raczej nieprzydatne. Aby przybliżyć modele standardowych funkcyjów logicznych do ich rzeczywistych odpowiedników, uwzględniono możliwość wprowadzenia kilku parametrów. Są to na przykład:

- Vlow – napięcie w stanie niskim,
- Vhigh – napięcie w stanie wysokim,
- Trise – czas narastania,
- Tfall – czas opadania.

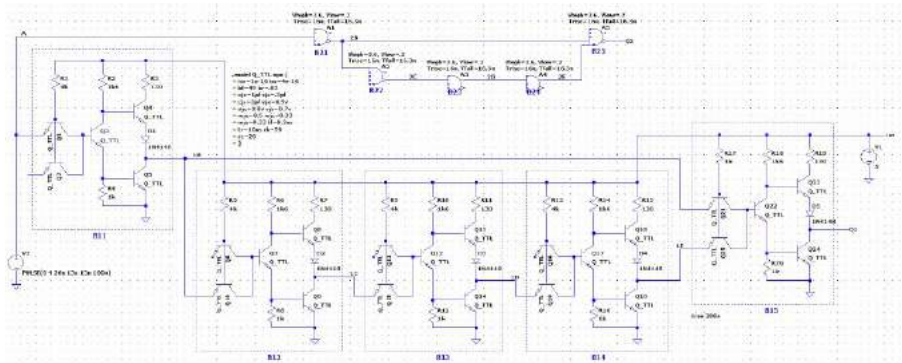
Komentarza wymagają dwa parametry dotyczące czasów, gdyż nie odpowiadają one katalogowym odpowiednikom. Na przykład Trise to czas, po którym napięcie wyjściowe bramki narasta (liniowo) od napięcia Vlow, do napięcia Vhigh (rysunek 20). Na ile takie podejście przybliża wynik symulacji do rzeczywistości, przekonamy się, budując układ generowania opóźnionego impulsu. Tradycyjnie zrealizujemy go na symulowanych modelach bramki TTL, na bibliotecznych funkcyjach LTspice'a i na układach rzeczywistych.

Wymienione wyżej parametry bramek definiuje się po kliknięciu prawym przyciskiem myszki na bramce umieszczonej w obszarze roboczym symulatora (**rysunek 21**). Przyjmujemy: $V_{low}=0,2\text{ V}$, $V_{high}=3,6\text{ V}$, $T_{rise}=16\text{ ns}$, $T_{fall}=16,3\text{ ns}$. Opóźnienie impulsu wyjściowego wynika z czasu propagacji sygnału wymuszającego przez 3 bramki (**rysunek 22**). Opóźniony sygnał jest mnożony logicznie przez bramkę wyjściową z sygnałem wymuszającym, w wyniku czego powstaje wąski impuls przesunięty dodatkowo o kilkanaście nanosekund względem przebiegu wejściowego. W zaprezentowanym układzie został on wygenerowany celowo, ale stanowi dobrą ilustrację hazardu często występującego w źle zaprojektowanych układach cyfrowych. Wyniki symulacji i pomiarów zostały pokazane na **rysunku 23**. Bramki B11 i B21 pełnią funkcję bufora wejściowego.

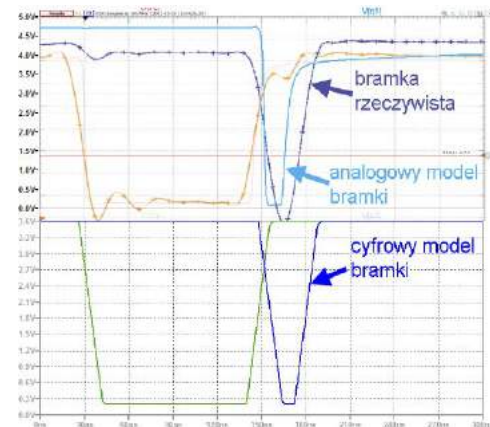
Znaczenie modelu tranzystorów użytych do analogowej implementacji bramki TTL

Mimo że bramkę TTL skonstruowano ponad pół wieku temu, to tranzystory w niej zastosowane odznaczają się znacznie lepszymi parametrami dynamicznymi niż współcześnie dostępne popularne tranzystory dyskretnie, np. 2N3904. W pierwszym podejściu do symulacji bramki TTL zastosowałem tranzystory właśnie tego typu. Okazało się, że taka bramka mogłaby pracować do częstotliwości zaledwie ok. 600 kHz. Jako standardowy element w modelu bramki użyłem diody 1N4148, ale prawdopodobnie jej parametry nie wpływają istotnie na działanie bramki.

Jarosław Doliński, EP



Rysunek 22. Schemat symulowanego generatora impulsu opóźnionego z zastosowaniem funkcjów logicznych LTspice oraz analogowej implementacji bramki NAND



Rysunek 23. Porównanie wyników symulacji i pomiarów generatora impulsu opóźnionego

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.





Praktyczne aplikacje scalonych układów AFE (2)

Podział funkcjonalny front-endów Podstawy pomiarów biomedycznych



W poprzedniej części artykułu opisaliśmy najważniejsze cechy scalonych front-endów analogowych, które czynią te nowoczesne układy atrakcyjnym rozwiązaniem dla projektantów urządzeń pomiarowych (i nie tylko). Wskazaliśmy istotne zalety AFE i nieliczne, choć także stosunkowo ważne bariery, związane z ograniczoną uniwersalnością front-endów poza ściśle określonym obszarem aplikacji. W tej części Poradnika Implementacji zajmiemy się kolejnym tematem, który bezpośrednio wiąże się z aplikacjami obszernego fragmentu rynku układów AFE – pomiarami biomedycznymi, dla których powstała obszerna grupa produktów, stanowiących podstawę współczesnych urządzeń medycznych i ubieralnych gadżetów sportowych.

Zanim jednak przejdziemy do tematyki pomiarów, zaprezentujemy ogólny podział front-endów, bowiem nie sposób wprowadzić Czytelników do tematyki układów AFE bez, choćby zgrubnego, nakreślenia podziału obecnych na rynku produktów pod względem aplikacji. Dlatego też w pierwszej części niniejszego artykułu skupimy się na przekrojowym przedstawieniu najważniejszych grup AFE, spotykanych w ofertach czołowych producentów półprzewodników.

Podział front-endów (nie tylko medycznych) z uwagi na zakres zastosowań

1. Układy AFE do pomiarów wielkości elektrycznych

- **Pomiary rezystancji** – do tej kategorii zaliczamy zarówno front-endy przeznaczone do uniwersalnych zastosowań w pomiarach rezystancji w układzie mostkowym, jak i rozbudowane przetworniki analogowo-cyfrowe, wyposażone w wewnętrzne źródła prądowe do zasilania mierzonego obiektu w układzie czteroprzewodowym (Kelvina). Na pomiarach rezystancji bazują także

układy AFE przeznaczone do budowy wag tensometrycznych oraz pomiarów temperatury z użyciem czujników typu RTD.

- **Pomiary pojemności** – układy AFE służące do pomiaru małych pojemności (zwykle na poziomie od kilku do kilkudziesięciu pikoFaradów) opierają się na zmodyfikowanych przetwornikach ADC, wyposażonych w źródło sygnału pobudzającego (prostokątnego) oraz wewnętrzne, regulowane cyfrowo pojemności referencyjne, służące do redukcji wpływu offsetu (stałej pojemności) mierzonego obiektu. Taka technika pozwala na maksymalne użycie oferowanego przez AFE zakresu pomiarowego.
- **Pomiary indukcyjności** – technika pomiaru indukcyjności z użyciem dedykowanych AFE bazuje na precyzyjnych układach rezonansowych, współpracujących z układem cyfrowym odpowiedzialnym za porównywanie częstotliwości obwodu LC (w którym element indukcyjny to odpowiednio dobrany czujnik w postaci – zazwyczaj planarnej – cewki) z częstotliwością odniesienia;

- **Pomiary mocy** – układy AFE do pomiarów mocy w jedno- i trójfazowych obwodach sieciowych zawierają wysokiej rozdzielczości przetworniki ADC oraz układy kondycjonowania sygnałów napięciowych pochodzących z dzielników napięcia i przekładników lub boczników prądowych. Niektóre bardziej rozbudowane modele mają także wbudowane rdzenie obliczeniowe, znacznie upraszczające implementację najważniejszych pomiarów energetycznych.

2. Układy AFE do pomiarów podstawowych wielkości nieelektrycznych

- **Pomiary temperatury** – na rynku dostępny jest szereg układów AFE, przeznaczonych specjalnie do pomiarów temperatury za pomocą konwencjonalnych termorezystorów (RTD) lub najpopularniejszych termopar. Niektóre z układów wspierają tylko wybrane rodzaje czujników, choć istnieją też uniwersalne front-endy, pozwalające na użycie niemal dowolnego z nich.
- **Ultradźwiękowe pomiary odległości** – popularność dalmierzy i sonarów ultradźwiękowych w różnych dziedzinach techniki (robotyka, automatyka przemysłowa, motoryzacja, etc.) sprawiła, że niektórzy producenci układów scalonych wprowadzili do sprzedaży AFE przeznaczone do bezpośredniej obsługi przetworników ultradźwiękowych. Zastosowanie takich front-endów niebawem ułatwia budowę wysokiej jakości czujników odległości, bazujących na pomiarze czasu powrotu wiązki fal odbitej od przeszkody.

3. Układy AFE do zastosowań medycznych

- **Akwizycja biosygnali elektrycznych** – układy AFE służące do akwizycji i wstępnego przetwarzania biosygnali elektrycznych (EKG, EEG, EMG itp.) są jedną z najbardziej obszernych grup front-endów dostępnych obecnie na rynku. Zakres aplikacji rozciąga się od prostych mierników tętna przeznaczonych dla sportowców, aż do wielokanałowych systemów akwizycji mikrowoltowych sygnałów elektroencefalograficznych, stosowanych w nieinwazyjnych badaniach aktywności kory mózgowej.
- **Pulsoksymetria, fotopletyzmografia** – kolejną coraz obszerniejszą grupą układów AFE są produkty przeznaczone do budowy urządzeń medycznych i sportowych, służących do pomiaru tętna oraz saturacji krwi tętniczej na drodze jedno- lub wielokanałowej fotometrii.
- **Pomiary biochemiczne** – do tego segmentu rynku AFE należą układy przeznaczone do budowy urządzeń wykorzystujących elektrochemiczne biosensory i bazujących na metodach woltamperometrycznych lub impedancyjnych.
- **Wieloparametrowe pomiary biomedyczne** – bodaj najbardziej złożone, wielofunkcyjne układy AFE spośród wszystkich front-endów dostępnych obecnie na rynku oferują możliwość pomiarów biosygnaliowych, optycznych, a nawet impedancyjnych za pomocą tego samego układu scalonego.
- **Akwizycja ultradźwięków** – do celów ultrasonografii medycznej oraz przemysłowych badań nieniszczących wykorzystujących ultradźwięki powstał szereg rozbudowanych front-endów, oferujących kilka kanałów wejściowych w ramach pojedynczego układu scalonego. Niektóre AFE z tego segmentu rynkowego silnie wspierają implementację zarówno technik impulsowych, jak i dopplerowskich pomiarów z wykorzystaniem fali ciągłej (CW).
- **Akwizycja danych w urządzeniach obrazowania medycznego** – kolejna grupa wielokanałowych układów AFE, dedykowanych do obsługi detektorów tomograficznych oraz urządzeń obrazowania, stosowanych w cyfrowej radiografii bezpośredniej. Najbardziej rozbudowane układy oferują nawet 256 (!) jednakowych kanałów pomiarowych.

- 4. **Układy AFE do zastosowań telekomunikacyjnych (RF)** – do tej grupy należą m.in. wielokanałowe układy transceiverów z bezpośrednią przemianą częstotliwości oraz nowoczesne front-endy, oparte na ultraszybkich przetwornikach ADC i DAC, umożliwiających bezpośrednie próbkowanie w zakresie mikrofal (pasmo C). Układy tego typu dają szerokie możliwości w projektowaniu urządzeń telekomunikacyjnych i laboratoryjnych, a także radarowych systemach szyków fazowanych.

Człowiek jako źródło biosygnali, czyli biomedyczna okiem inżyniera elektronika

Podstawowym problemem w niemal wszystkich pomiarach biomedycznych jest szczególnie duża zmienność parametrów tych sygnałów, która wynika bezpośrednio ze zmienności biologicznej (różnice pomiędzy poszczególnymi organizmami), jak i sporej dynamiki (zmienności) w ramach pomiarów, prowadzonych u tej samej osoby. Praktycznie wszystkie parametry życiowe oscylują w pewnych granicach w zależności od pory dnia, stanu emocjonalnego, poziomu metabolizmu, fazy cyklu menstruacyjnego itp., a charakter tych zmian może być bardzo szybki (rzędu pojedynczych sekund) lub powolny (godziny, dni).

Istotnym problemem są także liczne artefakty, czyli pewnego rodzaju zakłócenia, które zaburzają (a czasem nawet uniemożliwiają) uzyskanie wyników o klinicznej przydatności i wiarygodności. Artefakty mogą pochodzić zarówno z pracy samego organizmu, jak i z otoczenia oraz jego wpływu na działanie aparatury. Konstrukcja front-endów do celów medycznych w coraz większym stopniu pomaga inżynierom w redukcji wpływu artefaktów na wyniki badań. O ile część zakłóceń można wyeliminować za pomocą właściwego operowania parametrami układów wejściowych (np. współczynnikiem CMRR wzmacniacza pomiarowego), o tyle artefakty o bardziej złożonej i niejednoznacznej naturze, zwłaszcza te, które w ramach szerokiego zakresu pasma częstotliwości pokrywają się z pasmem sygnału użytecznego i przez to są trudne do odfiltrowania, coraz częściej wymagają stosowania bardziej złożonych algorytmów, zwykle przynajmniej częściowo „zaszytych” już w ramach samego AFE.

Aplikacje profesjonalne vs. amatorskie

Ekspansja arsenału technik pomiarowych i analitycznych stosowanych do przetwarzania biosygnali, napędzana przez rozwój coraz wydajniejszych i bardziej energooszczędnych mikrokontrolerów, sprawiła, że metody używane przez kilka dekad tylko i wyłącznie w poważnych zastosowaniach klinicznych trafiły niejako pod strzechy. Mowa tutaj już nie tylko o urządzeniach medycznych, przeznaczonych do zastosowań prywatnych (domowych), jak choćby o popularnych ciśnieniomierzach czy termometrach elektronicznych, ale także (a raczej przede wszystkim) o wszelkiego rodzaju gadżetach, pomocnych podczas amatorskiego oraz profesjonalnego uprawiania sportów. Opaski sportowe (smartbandy), inteligentne zegarki z funkcją pomiaru pulsu, saturacji, a nawet ciśnienia krwi oraz prostego, jednodoprowadzeniowego EKG, czy wreszcie pasy piersiowe, umożliwiające ciągle monitorowanie rytmu serca podczas uprawiania wymagających dziedzin sportowych. Wszystkie te urządzenia korzystają z technik zaadaptowanych z drogiej aparatury klinicznej do profesjonalnego użytku w jednostkach ochrony zdrowia.

Rozróżnienie tych dwóch obszarów aplikacji jest wyraźnie widoczne także na rynku front-endów. Niektóre układy przeznaczone są tylko do aparatury medycznej wyższej klasy (stosowanej do monitorowania podstawowych funkcji życiowych oraz diagnozowania chorób), podczas gdy wiele innych, o pozornie zbliżonej funkcjonalności, przeznaczonych jest do mniej wymagających zastosowań, które, jak pokazuje praktyka, nie zawsze posiadają nawet kompletną certyfikację wymaganą dla urządzeń medycznych. Podstawowe różnice leżą, jak zawsze, w zakresie oferowanych przez układy funkcjonalności oraz w... jakości pomiarów, mierzonej np. rozdzielczością przetwornika ADC czy też efektywnym poziomem szumów.

Podstawowe rodzaje biosygnali elektrycznych

Jak wspomnieliśmy już w pierwszej części cyklu (EP 03/2021), istnieje dość pokaźna grupa front-endów przeznaczonych do aplikacji medycznych oraz okółomedycznych. Szczegółne miejsce wśród nich, tak z uwagi na liczebność dostępnych modeli układów, jak i zakres ich zastosowań, zajmują AFE służące do pomiaru biosygnali elektrycznych oraz optycznych. Aby ułatwić Czytelnikowi zapoznanie się z tematyką pomiaru biosygnali, w tej części artykułu przyjrzymy się bliżej tematyce akwizycji biologicznych sygnałów elektrycznych. Informacje o metodach optycznych zaprezentujemy

w jednej z kolejnych części Poradnika Implementacji, w ramach opisu układów AFE przeznaczonych do pulsoksymetrii i fotopletyzmoграфии.

Biosygnaty elektryczne mierzone pasywnie

Do tej grupy należą wszelkie sygnały elektryczne, generowane samorzutnie przez organizm w wyniku zachodzących w nim procesów fizjologicznych. Ciało człowieka (a ściślej rzecz ujmując, badany narząd oraz otaczające tkanki) jest taktowane jako źródło niewielkiego napięcia zmiennego, cechujące się najczęściej wysoką impedancją wewnętrzną oraz zmiennym w czasie udziałem składowej stałej o wartości (najczęściej) wielokrotnie większej niż wartość międzyszczytowa sygnału użytecznego. Powolne zmiany offsetu napięciowego są nazywane dryfem izolacji (baseline wander), a ich powodem są ruchy pacjenta, ruchy samej klatki piersiowej spowodowane akcją oddechową (w przypadku badania EKG), a także zmiany impedancji elektroda-skóra [1]. Zakres amplitud sygnałów, ich charakter (okresowość, kształt itd.), jak również szerokość pasma użytecznego zależą od rodzaju badania. Pasma biosygnatów rozciąga się od około 0,01 Hz do nawet ponad 2 kHz, zaś amplitudy wynoszą od pojedynczych mikrowoltów do około 10 mV.

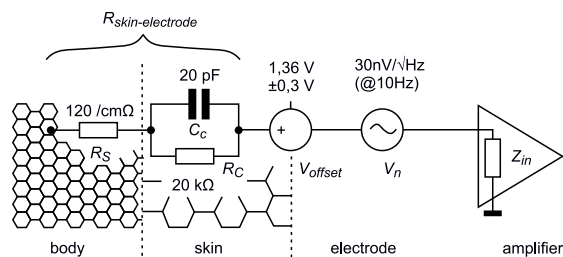
Istotnym czynnikiem wpływającym na wymagane parametry wejściowe układów pomiarowych jest charakter interfejsu elektroda-tkanka. W zdecydowanej większości badań nieinwazyjnych stosowane są elektrody typu Ag/AgCl wyposażone w dysk (zwany czasem czujnikiem), pokryty warstwą chlorku srebra oraz elektrolitem (najczęściej w postaci żelu), który kontaktuje się bezpośrednio ze skórą pacjenta (**fotografia 1**) [2]. Zadaniem takiego rodzaju elektrody jest konwersja prądów jonowych (typowych dla zjawisk fizjologicznych) na klasyczny (o nośnikach większościowych w postaci elektronów) sygnał napięciowy, możliwy do przetworzenia za pomocą wzmacniacza pomiarowego. Od momentu przyklejenia zespół przewodzący elektrody ulega stopniowej degradacji, z czasem zwiększając swoją impedancję, co ma bezpośredni wpływ na jakość rejestrowanych z powierzchni ciała sygnałów. Model elektryczny połączenia wzmacniacza pomiarowego z ciałem pacjenta został pokazany na **rysunku 1**.

Do najważniejszych badań należą:

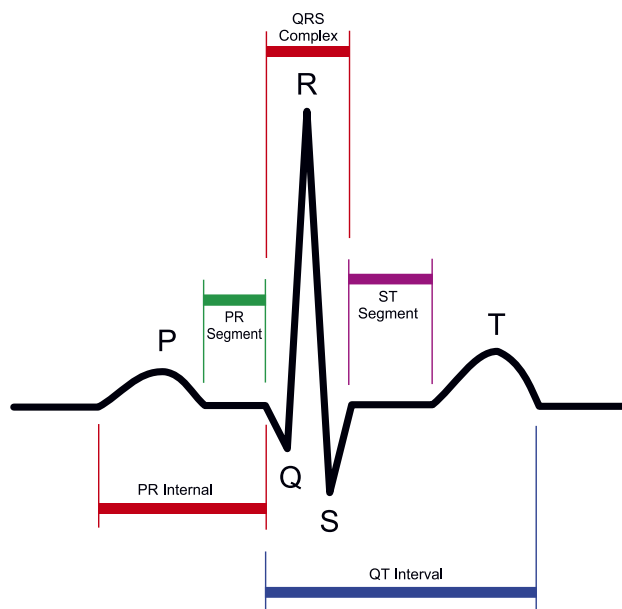
- **Elektrokardiografia (ECG, EKG)** – rejestracja elektrycznej aktywności serca, odzwierciedlającej powstawanie oraz propagację potencjałów czynnościowych układu bódźcotwórczo-przewodzącego w mięśniu sercowym. Zapis odbywa się zwykle w kilku kanałach (zwanym odprowadzeniami), dzięki czemu możliwa jest identyfikacja określonych patologii w czynności elektrycznej serca, a pośrednio nawet w jego anatomii [3]. W sygnale EKG widoczne są tzw. załamki – odchylenia izolacji (odpowiadającej zerowemu napięciu różnicowemu pomiędzy elektrodami, z pominięciem offsetu DC), które odpowiadają określonym fazom cyklu pracy serca (np. skurczowi komór lub przedsionków). Załamki określane są literami P, Q, R, S, T oraz U, a na ich podstawie wyznacza się klinicznie istotne fragmenty, np. zespół QRS (czyli fragment sygnału obejmujący wszystkie trzy wymienione w nazwie załamki), czy też odstęp ST [4] (**rysunek 2**). Ocenie podlegają nie tylko kształt i czas trwania załamków, zespołów lub odcinków, ale także amplituda załamków, ich periodyczność oraz wzajemne zależności w różnych kombinacjach odprowadzeń. Elektrokardiografia jest jednym z badań, w którym kształty poszczególnych załamków są ściśle określone



Fotografia 1. Fotografia przykładowej elektrody Ag/AgCl na podłożu piankowym (<https://bit.ly/3r-RHxGG>)



Rysunek 1. Uproszczony model elektryczny połączenia elektroda-skóra



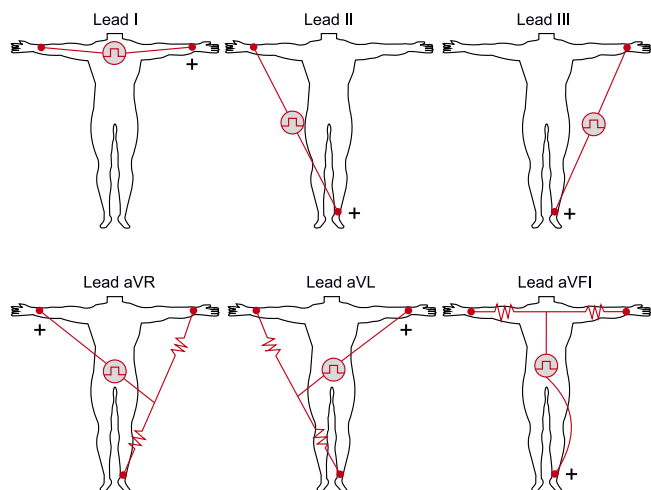
Rysunek 2. Schematyczne zobrazowanie zapisu EKG z zaznaczonymi załawkami i najważniejszymi odcinkami (odstępami)

i powiązane z konkretnymi wnioskami diagnostycznymi [5]. W celu standaryzacji zapisów realizowanych w różnych warunkach i z użyciem odmiennych systemów (np. elektrokardiografów ambulatoryjnych, kardiomonitorów oraz monitorów holterowskich) stosowane są określone zestawy odprowadzeń, które można podzielić na:

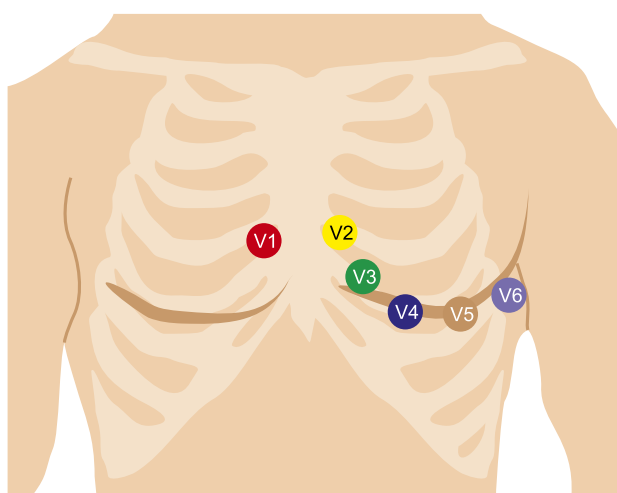
- unipolarne – sygnał jest mierzony pomiędzy elektrodą „gorącą”, a punktem odniesienia, wyznaczonym przez uśrednienie sygnału z kilku innych elektrod;
- bipolarne – sygnał jest rejestrowany różnicowo pomiędzy dwoma różnymi elektrodami.

Do odprowadzeń bipolarnych należą odprowadzenia I, II i III według tzw. trójkąta Einthovena (tzw. odprowadzenia kończynowe – **rysunek 3**). Odprowadzeniami jednobiegunowymi (unipolarnymi) są odprowadzenia wzmocnione (Goldbergera), wyznaczone na podstawie ważonej kombinacji sygnałów z trzech elektrod kończynowych (prawej i lewej k. górnej oraz lewej k. dolnej) i odprowadzenia przedsercowe Wilsona (V1...V6), mierzone pomiędzy elektrodami umieszczonymi na przedniej i bocznej ścianie klatki piersiowej, a „wirtualnym potencjałem zerowym”, wyznaczonym przez zsumowanie potencjałów z elektrod kończynowych (**rysunek 4**).

- **Elektroencefalografia (EEG)** – rejestracja elektrycznej aktywności kory mózgowej, prowadzona najczęściej w sposób nieinwazyjny, tj. za pomocą elektrod umieszczonych na powierzchni skóry głowy, zwykle według tzw. systemu 10–20 (**rysunek 5**). W celu zachowania właściwych proporcji pomiędzy odległościami dzielącymi poszczególne punkty pomiaru, elektrody umieszczane są w odpowiednio ukształtowanym, elastycznym czepku. Badanie wymaga jednoczesnego zapisu sygnałów z wielokrotnie większej liczby kanałów niż w przypadku elektrokardiografii, co ma na celu zgrubne mapowanie aktywności poszczególnych ośrodków mózgu.



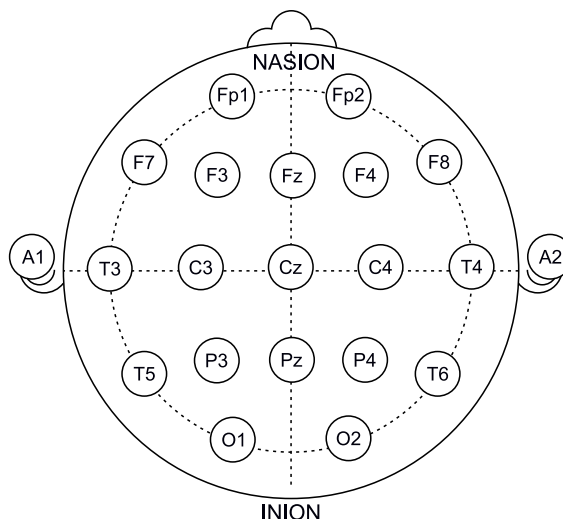
Rysunek 3. Odprawdzenia kończynowe dwubiegunowe (według trójkąta Einthovena – I, II, III) oraz jednobiegunowe wzmacnione (według Goldbergera – aVR, aVL, aVF)



Rysunek 4. Odprawdzenia przedsercowe (Wilsona)

Jednym z podstawowych problemów technicznych w rejestracji sygnałów elektroencefalograficznych jest niska amplituda sygnałów, wymuszająca stosowanie wzmacniaczy o relatywnie dużym wzmacnieniu. Przez kilkadziesiąt lat badań nad sygnałami elektroencefalograficznymi stosowanych było wiele technik analizy (w tym fourierowska analiza czasowo-częstotliwościowa, transformacja falkowa czy też analiza z użyciem sztucznych sieci neuronowych), jednak wysoce stochastyczny charakter tych zapisów (wynikający z sumowania sygnałów pochodzących od aktywności wielu milionów komórek nerwowych leżących w otoczeniu danej elektrody) sprawia, że badanie EEG dostarcza informacji o ograniczonej rozdzielczości przestrzennej, a w dodatku wymaga zastosowania podejścia statystycznego.

- **Elektromiografia (EMG)** – rejestracja potencjałów czynnościowych mięśni, prowadzona w sposób nieinwazyjny (z użyciem elektrod powierzchniowych) bądź inwazyjny (z wykorzystaniem cienkich elektrod igłowych, wkłuwanych do poszczególnych partii badanego mięśnia). Podobnie jak w przypadku EEG, także elektromiografia dostarcza sygnałów o charakterystyce stochastycznej, zwłaszcza w przypadku powierzchniowych (nieinwazyjnych) technik EMG, obrazujących jedynie w przybliżony sposób aktywność danego mięśnia. Dokładniejszą, bardziej lokalną techniką badania jest elektromiografia igłowa, stosowana do wyznaczania tzw. sygnałów CMAP (compound muscle action potential) – w tym przypadku sygnały są na pierwszy rzut oka nieco zbliżone do przebiegów EKG, jednak ich geneza, interpretacja, jak i stopień zmienności są diametralnie inne, niż ma to miejsce w elektrokardiografii.



Rysunek 5. Schemat ułożenia elektrod EEG w badaniu według systemu 10-20

Warto dodać, że istnieje jeszcze szereg innych technik rejestracji biosygnali elektrycznych (np. żołądka czy siatkówki), jednak w porównaniu do trzech wymienionych powyżej grup badań metody te są w praktyce stosowane znacznie rzadziej.

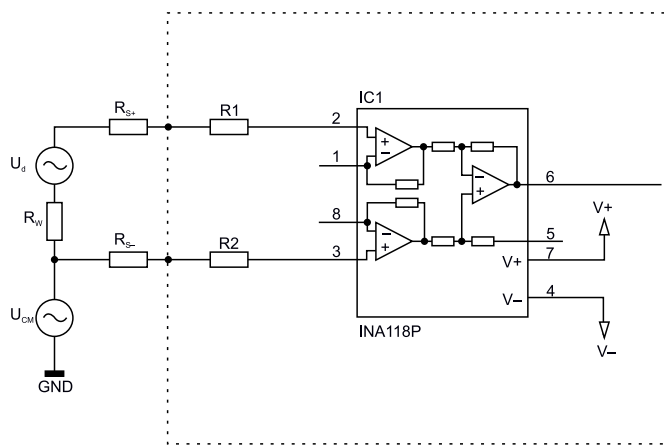
Cechy wspólne front-endów do akwizycji sygnałów bioelektrycznych

Zaprezentowane wcześniej informacje (w przysłowiowej pigułce) o podstawowych metodach diagnostyki bioelektrycznej należy podsumować zestawieniem wspólnych cech oraz różnic, które bezpośrednio wpływają na konstrukcję układów AFE.

1. **Wysoka impedancja wejściowa i współczynnik CMRR** – w większości przypadków impedancja organizmu widziana od strony wejścia wzmacniacza jest dość wysoka. Wymusza to stosowanie wzmacniaczy pomiarowych o bardzo niskich prądach wejściowych, a co także ważne – pomijalnie małych wejściowych prądach niezerównoważenia. Jest to o tyle istotne, że w przypadku obiektu tak niestabilnego metrologicznie jak organizm ludzki, trudno byłoby spodziewać się równych impedancji elektroda-skóra we wszystkich kanałach pomiarowych urządzenia. Wszelkie niesymetrie po stronie wejścia wzmacniacza pomiarowego powodują zwiększenie udziału sygnału wspólnego (który, jak wiemy z poprzedniej części artykułu, stanowi bardzo ważną drogę przenoszenia zakłóceń sieciowych, m.in. w czułych front-endach medycznych) w napięciu wyjściowym wzmacniacza. Dlatego tak ważne jest zachowanie najwyższej możliwej impedancji wejściowej.

Uproszczony schemat sytuacji pomiarowej został pokazany na **rysunku 6**. Na sumaryczne napięcie wspólne U_{CM} składa się przede wszystkim przydźwięk sieciowy, czyli częstotliwość 50 lub 60 Hz wraz z harmonicznymi wyższych rzędów, jak również składowa stała (a raczej wolnozmienna, co jest widoczne jako opisany wcześniej dryf izolacji). Za tłumienie U_{CM} odpowiada wysoki współczynnik CMRR, typowy dla wzmacniaczy pomiarowych stosowanych we front-endach (a także dla wzmacniaczy w postaci osobnych układów skalonych, np. AD623 czy INA118). Niewielkie napięcie różnicowe U_d (czyli właściwy sygnał użyteczny, np. przebieg EKG) jest ponadto zniekształcone przez zakłócenia (także różnicowe) pochodzenia mięśniowego oraz inne artefakty o genezie fizjologicznej, jak i zewnętrznej [6]. Dodatkowym źródłem napięć różnicowych jest wejściowy prąd niezerównoważenia. Nawet przy idealnie symetrycznych, zewnętrznych rezystancjach R1 i R2 prąd ten powoduje powstawanie sygnału zakłócającego, którego wzmacniacz nie jest w stanie stłumić.

2. **Oporność na zakłócenia typu RFI rectification** – wspólną cechą znakomitej większości wzmacniaczy pomiarowych jest duża wartość współczynnika CMRR, jednak tylko... przy niskich częstotliwościach. Producenci chwają się wartościami rzędu 120 dB lub więcej, jednak podają



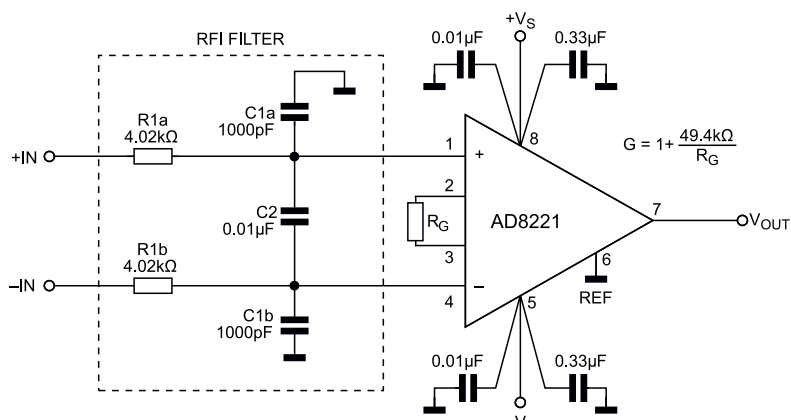
Rysunek 6. Uproszczony schemat zastępczy wejścia wzmacniacza z zaznaczonymi impedancjami wejściowymi

tę liczbę zazwyczaj dla pasma z zakresu podstawowej częstotliwości sieciowej. Im wyższa częstotliwość sygnału wspólnego, tym słabsze jego tłumienie przez obwody wzmacniacza. W zakresie od kilkudziesięciu kiloherców w górę układy typu INAMP praktycznie nie są w stanie poprawnie radzić sobie z wygłuszaniem niepożądanych napięć wejściowych.

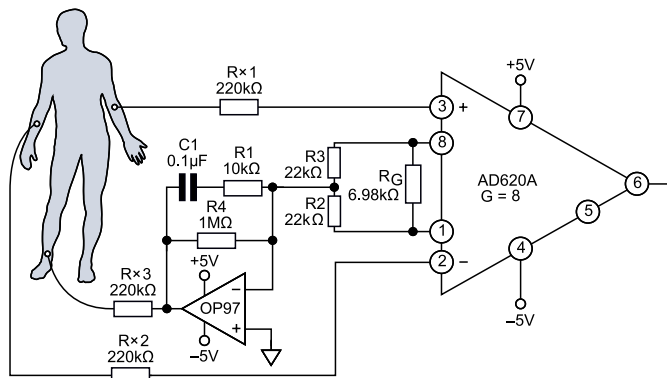
Sytuacja staje się szczególnie uciążliwa dla częstotliwości z zakresu radiowego. Obwody wejściowe wzmacniacza zaczynają bowiem pełnić funkcję prostego demodulatora (detektora), który dodaje swój wkład do wejściowego napięcia niezrównoważenia. Producenci wzmacniaczy operacyjnych zalecają stosowanie zewnętrznych, dolnoprzepustowych filtrów RFI w klasycznej topologii, pozwalającej na tłumienie zarówno wspólnych, jak i różnicowych składowych zakłóceń radiowych (rysunek 7). Nowoczesne front-endy mają jednak wbudowane filtry RFI, które przynajmniej w pewnym stopniu redukują opisany problem. Nie zmienia to jednak faktu, że w aplikacjach klinicznych należy stosować solidną (choć nie nadmierną) filtrację dolnoprzepustową z użyciem właściwie zaprojektowanych filtrów dyskretnych.

3. Obecność wbudowanych obwodów do „sterowania na prawą nogę” (RLD, right-leg drive) – we wcześniejszym opisie elektrokardiografii nieprzypadkowo pominęliśmy wskazanie prawej nogi (według medycznej terminologii – prawej kończyny dolnej) jako jednego z miejsc do przyłączenia elektrod kończynowych. A jednak wszystkie systemy elektrokardiograficzne korzystają z czwartej elektrody kończynowej, mocowanej bądź nad kostką, bądź też (w holterowskich systemach odprowadzeń) umiejscowionej w rejonie prawego kolca biodrowego. Zadaniem elektrody jest wytworzenie potencjału wyrównawczego, pełniącego funkcję swego rodzaju aktywnej masy.

Jako przykład możemy podać pomiary wg odprowadzeń bipolarnych Einthovena – wejścia różnicowe wzmacniacza pomiarowego są co prawda podłączone do poszczególnych kończyn (np. górnych), ale... w układzie tym brakuje przecież podłączenia do masy układu!



Rysunek 7. Przykładowa realizacja filtra RFI dla wzmacniacza typu INAMP



Rysunek 8. Przykładowa realizacja sterowana na prawą nogę (RLD) w postaci dyskretniej

W systemach EKG, EEG czy EMG nie używany jednak podłączenia dodatkowej elektrody bezpośrednio do masy. Zamiast tego powszechnie stosuje się dodatkowy wzmacniacz operacyjny, który podaje na tę trzecią elektrodę odwrócony (tj. w przeciwfazie) sygnał wspólny, przez co zakłócenia wspólne ulegają znacznej redukcji i to bez używania jakiegokolwiek agresywnej filtracji w dziedzinie częstotliwości. Popularną techniką pozyskania takiego sygnału jest pobranie napięcia ze środkowego odczepu rezystora ustalającego wzmocnienie wzmacniacza pomiarowego – rzecz jasna, zamiast potencjometru stosowane są dwa stałe rezystory precyzyjne (najlepiej 0,1%) o jednakowej wartości (równiej połowie rezystancji koniecznej do uzyskania pożądanego współczynnika wzmocnienia). Przykład takiego rozwiązania podano na **rysunku 8**. Wszystkie układy AFE przeznaczone do pomiaru biosygnałów dają konstruktorowi możliwość skorzystania z wbudowanych obwodów sterowania RLD, bez konieczności dołączania zewnętrznego wzmacniacza operacyjnego.

4. Duża elastyczność zespołu multiplekserów wejściowych – kolejną wspólną cechą front-endów, przeznaczonych do akwizycji sygnałów bioelektrycznych, są dość duże możliwości, oferowane przez wejściowe multipleksery. Warto zauważyć, że opisane wcześniej odprowadzenia elektrokardiograficzne pozwalają na uzyskanie aż 12 „kanałów” pomiarowych z użyciem zaledwie... 10 kabli (sześciu przedsercowych oraz czterech kończynowych, w tym RLD). Co więcej, z użyciem tylko czterech przewodów (kończynowych) można uzyskać aż 6 odprowadzeń, a to wszystko dzięki zastosowaniu odpowiednich kombinacji elektrod (podłączonych do wejść wzmacniacza bezpośrednio bądź z użyciem prostych sumatorów analogowych). Choć odprowadzenia w systemach EEG, EMG i in. mają zupełnie inną postać, to sposób tłumienia zakłóceń w trybie wspólnym (z użyciem RLD) jest identyczny dla wszystkich bioelektrycznych systemów akwizycji.

5. Optymalizacja pod względem częstotliwości – niejednokrotnie wspomnieliśmy już o istotnym udziale zakłóceń sieciowych w akwizycji sygnałów elektrycznych organizmu. Warto jednak dodać, że sam CMRR nie wystarczy, aby skutecznie stłumić wszechobecne zakłócenia w praktycznych aplikacjach urządzeń medycznych. Dlatego też przetworniki oraz układy sprzętowych filtrów cyfrowych we front-endach medycznych są projektowane w taki sposób, by możliwie jak najlepiej radziły sobie z tłumieniem częstotliwości sieci energetycznej (a także kilku wyższych harmonicznych). To ważne nie tylko ze względu na usunięcie niepożądanego przydźwięku – istotne jest też zachowanie możliwie płaskiego pasma przepustowego dla sygnałów użytecznych, gdyż płaskość charakterystyki częstotliwościowej zapewnia także właściwe odwzorowanie szybkozmennych fragmentów badanego sygnału biologicznego – dość powiedzieć tutaj o zespole QRS, a dokładniej o samym załamku R, którego impulsowy kształt ogranicza możliwość stosowania zbyt silnej filtracji dolnoprzepustowej sygnału, uzyskanego ze wzmacniacza pomiarowego.

6. Obecność systemów detekcji odłączenia elektrod – odłączenie jednej lub kilku spośród elektrod elektrokardiografu może, jak niemal zawsze w przypadku awarii urządzeń medycznych, doprowadzić do nieakceptowalnie wysokiego ryzyka, skutkując utratą ważnych informacji diagnostycznych w kluczowym dla pacjenta momencie terapii lub obserwacji bądź też wprowadzeniem w błąd personelu medycznego. Jako przykład podajmy asystolię – czyli ustanie akcji elektrycznej serca, skutkujące niechybnie nagłym zatrzymaniem krążenia (NZK), które w przypadku braku podjęcia szybkiej terapii (masaż serca, podanie adrenaliny, etc.) prowadzi do śmierci pacjenta. Odłączenie elektrody bądź kilku z nich może doskonale symulować ten stan, znany z filmów i seriali medycznych jako prosta linia na monitorze. Aby uniknąć podobnych sytuacji i w porę poinformować personel medyczny o konieczności poprawienia elektrod, które odlepiły się od powierzchni ciała bądź zsunęły z kończyny (w przypadku elektrod typu „klamra”), producenci front-endów wprowadzili proste, ale skuteczne rozwiązania, pozwalające na wykrycie faktu utraty lub pogorszenia kontaktu galwanicznego elektrody ze skórą. Wyróżniamy dwa rodzaje tego typu obwodów:

- **Detekcja w trybie DC** – realizowana w najprostszy możliwy sposób poprzez podłączenie wewnętrznych rezystorów o dużej wartości, podciągających wejścia wzmacniacza pomiarowego do przeciwnych potencjałów zasilania (AVDD oraz AVSS – rysunek 9). Jeżeli kontakt z ciałem pacjenta zostanie utracony bądź wyraźnie pogorszony, przetwornik ADC zareaguje nasyceniem i umożliwi detekcję stanu awarii poprzez programowe sprawdzenie wartości wyjściowej. Alternatywą jest zastosowanie wbudowanych komparatorów cyfrowych, odczytywanych za pośrednictwem bitów sygnalizacyjnych w rejestrach komunikacyjnych AFE. W niektórych układach istnieje możliwość użycia zestawu dwóch źródeł mikroprądowych zamiast stałych rezystancji.
- **Detekcja w trybie AC** – realizowana przez sterowane cyfrowo źródło prądowe, podające na wejście AFE niewielki sygnał o częstotliwości wykraczającej daleko ponad użyteczne pasmo pomiarowe sygnału badanego. W tym przypadku szybkozmienny sygnał testowy nakłada się na właściwy zapis biosygnału i – po odfiltrowaniu cyfrowym przez program użytkownika – pozwala na zgrubny pomiar impedancji elektroda-skóra.

Różnice pomiędzy AFE dedykowanymi do akwizycji różnych rodzajów biosygnałów

W ostatniej części niniejszego artykułu wymienimy i opiszemy pokrótce kilka różnic, które można zauważyć, porównując front-endy przeznaczone (przede wszystkim) do zastosowań w „świecie” elektrokardiografii oraz elektroencefalografii.

- **Detekcja impulsów rozrusznika** – elektrokardiografy muszą siłą rzeczy zmagać się z relatywnie wysokonapięciowymi (w porównaniu do amplitudy sygnałów EKG) impulsami wszczepianych kardiostymulatorów. Detekcja krótkotrwałych impulsów poprzez analizę ciągu danych z przetwornika ADC nie byłaby wiarygodna w przypadku zastosowania nieco niższych częstotliwości próbkowania. W niektórych front-endach EKG dostępne są jednak

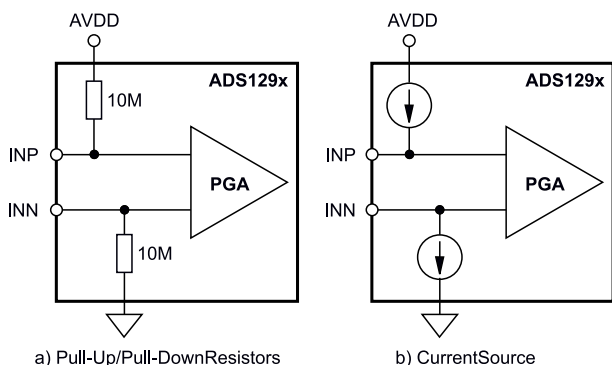
specjalne komparatory analogowe, pozwalające na wykrycie impulsów stymulatorów w sposób całkowicie sprzętowy, niejako poza samym przetwornikiem.

- **Poziom szumów, rozdzielczość przetwornika i zakres wzmocnień PGA** – układy przeznaczone do EEG są zasadniczo bardziej wymagające pod względem osiąganych parametrów pomiarowych. Z uwagi na wielokrotnie niższe amplitudy sygnałów elektroencefalograficznych, układy takie wymagają wyższych wzmocnień maksymalnych, niższego poziomu szumów całkowitych oraz najwyższej możliwej rozdzielczości ADC (mikrowoltowych sygnałów EEG nie można bowiem dowolnie wzmacniać analogowo z uwagi na wspomniany wcześniej dryf izolacji, który niechybnie doprowadziłby do szybkiej saturacji wzmacniacza). Nic nie stoi jednak na przeszkodzie, aby wysokiej klasy AFE przeznaczone do EEG stosować także do akwizycji sygnałów EKG. Analogicznie, lepsze front-endy EKG mogą być użyte również do prostej akwizycji sygnałów mózgu (np. w tzw. technice BIS, czyli bispectral index).
- **Pomiar akcji oddechowej** – zastosowanie zmiennoprądowego źródła sygnału pobudzającego oraz wbudowanego demodulatora wraz z filtrami górnoprzepustowymi pozwala rejestrować zmiany impedancji klatki piersiowej pacjenta, odzwierciedlające ruchy oddechowe. Metoda ta jest używana w wielu front-endach EKG, nie ma jednak z oczywistych przyczyn zastosowania do układów akwizycji EEG.
- **Funkcje dodatkowe** – niektóre front-endy EKG przeznaczone do aplikacji sportowych mają „zaszyte” sprzętowo algorytmy do wyznaczania podstawowych parametrów sygnałowych (np. szybkości akcji serca poprzez automatyczną detekcję załamków R w celu wyznaczenia rytmu serca oraz jego zmienności). Trudno jednak szukać tego typu rozwiązań w wysokiej klasy front-endach dedykowanych do aplikacji klinicznych. W takich urządzeniach detekcja powinna być realizowana z użyciem bardziej zaawansowanych (a przez to także niezawodnych i wiarygodnych) algorytmów, zaimplementowanych w oprogramowaniu certyfikowanym niejako razem z urządzeniem.

Podsumowanie

Znajomość podstawowych cech biosygnałów elektrycznych umożliwia lepsze zrozumienie tematyki front-endów EKG oraz EEG, w tym przede wszystkim różnic i podobieństw pomiędzy poszczególnymi produktami tej klasy, dostępnymi na rynku półprzewodników. Choć nie sposób przedstawić (nawet w zarysie) wszystkich niuansów złożonej i niełatwej elektroniki medycznej, celem tego artykułu było zaprezentowanie tych aspektów, które są istotne z punktu widzenia projektanta elektronika. Uzbrojeni w przedstawione dotąd informacje możemy w kolejnej części cyklu Poradnik Implementacji przejść do prezentacji konkretnych przykładów z oferty producentów układów scalonych.

inż. Przemysław Musz



Rysunek 9. Przykładowa realizacja systemu detekcji odłączenia elektrod w trybie DC

- [1] Ścisłej rzecz ujmując, powinniśmy napisać „elektroda-tkanka” – w nielicznych przypadkach procedur inwazyjnych elektrody kontaktują się bowiem bezpośrednio z tkankami wewnątrz ciała. Przykładem może być elektrokortykografia – czyli śródoperacyjna elektroencefalografia (ECoG, iEEG), w której potencjały czynnościowe kory mózgowej są rejestrowane bezpośrednio z jej powierzchni, po otwarciu czaszki pacjenta.
- [2] Dla ścisłości warto dodać, że elektrody samoprzylepne stosowane są przede wszystkim w długotrwałym monitorowaniu, np. na salach pooperacyjnych oraz oddziałach intensywnej opieki medycznej. W zastosowaniach do badań krótkotrwałych (np. ambulatoryjne EKG czy badanie EEG) stosowane są elektrody wielorazowego użytku, w których żel elektrolityczny jest наносzony ręcznie za pomocą niewielkiej butelki.
- [3] Jako przykład podajmy przerost lewej komory, związany z nadciśnieniem i widoczny w EKG dzięki analizie względnej amplitudy załamków elektrokardiogramu.
- [4] Uniesienie lub obniżenie linii EKG na odcinku pomiędzy załawkami S oraz T ma pierwszorzędne znaczenie w diagnostyce i różnicowaniu choroby niedokrwiennej i zawałów serca.
- [5] Kształty załamków opisywane są także w zapisach elektroneurograficznych, czyli obrazie potencjałów czynnościowych obwodowego układu nerwowego – jednak zależności te nie są powtarzalne w tak dużym stopniu, jak ma to miejsce w przypadku EKG.
- [6] Warto zwrócić uwagę na fakt, że sygnały użyteczne, wykorzystywane w niektórych rodzajach badań, okazują się źródłem poważnych zakłóceń dla pomiarów innego typu biosygnałów. Przykładowo, ruchy mięśni powodują powstawanie sygnałów EMG, zakłócających zapis EKG, z kolei sygnały aktywności elektrycznej serca nakładają się (tak!) na zapisy elektroencefalograficzne. Sporym problemem jest fakt, że pasma częstotliwościowe różnych biosygnałów nakładają się w dużej części na siebie, co uniemożliwia efektywne odfiltrowanie (w prosty sposób) niepożądanych przebiegów bez uszkodzenia docelowych sygnałów.

koktajl niusów

~	1	2	£	\$	%	^	&	*	(	)	-	=	Backspace
Tab	Q	W	E	R	T	Y	U	I	O	P	{	}	Enter
Caps Lock	A	S	D	F	G	H	J	K	L	:	;	'	Enter
Shift	Z	X	C	V	B	N	M	<	>	?	!	Shift	
Ctrl	Win Key	Alt						Alt Gr	Win Key	Menu	Ctrl		

~	1	@	#	\$	%	^	&	*	(	)	-	=	Backspace
Tab	Q	W	E	R	T	Y	U	I	O	P	{	}	Enter
Caps Lock	A	S	D	F	G	H	J	K	L	:	;	'	Enter
Shift	Z	X	C	V	B	N	M	<	>	?	!	Shift	
Ctrl	Win Key	Alt						Alt	Win Key	Menu	Ctrl		

Podwójne doprecyzowanie klawiatury QWERTY

Po pierwsze – QWERTY to układ znaków na klawiaturze, a nie typ urządzenia, a po drugie – istnieją dwa zasadnicze warianty tego układu: angielski (EN-GB) i amerykański (EN-US). Pierwszy został pokazany w górnej części rysunku, drugi w dolnej części. Najważniejsze różnice między nimi są następujące:

- układ angielski zawiera 62 klawisze, a amerykański 61;
- w układzie angielskim klawisz *Enter* to odwrócona litera *L* zajmująca dwa rzędy klawiszy, w układzie amerykańskim jest to jednorzędowy prostokąt;
- symbole *@* (*at*) oraz *”* (*podwójny apostrof*) są zamienione miejscami;
- symbol *#* (*hash*) jest wprowadzany z użyciem klawisza z cyfrą 3 w układzie amerykańskim bądź za pomocą dodatkowego klawisza ulokowanego przy klawiszu *Enter* w układzie angielskim (jednak nie jest to regułą, zdarza się, że i w układzie angielskim należy zrobić to samo, co w układzie amerykańskim);
- symbol *£* jest obecny w układzie angielskim w ramach klawisza z cyfrą 3 (jednak nie jest to regułą), natomiast w układzie amerykańskim jest on nieobecny (należy go wprowadzić odrębnie);
- klawisz z symbolami: *|* (*pałka*) oraz */* (*slash*) znajduje się między klawiszami *Backspace* i *Enter* w układzie amerykańskim bądź między lewym klawiszem *Shift* i klawiszem litery *Z* w układzie angielskim (czasami jest on powtórzony, jest to wtedy dodatkowy klawisz obok klawisza *Enter*);
- w układzie angielskim pierwszy klawisz (w lewym górnym rogu) obejmuje symbole: *¬* (*negacja*) oraz *`* (*pojedynczy apostrof*). Natomiast w układzie amerykańskim są to: *~* (*tylda*) oraz *`* (*pojedynczy apostrof*);
- w układzie amerykańskim po prawej stronie spacji występuje klawisz *Alt*, a w angielskim *Alt grupowy*.

Taka klawiaturowa wiedza może być naprawdę przydatna, szczególnie przy zamawianiu komputerów jednopłytkowych. W ofercie komputera Raspberry Pi 400 dostępne są oba układy. Który wybrać? W naszym kraju obecnie najpopularniejszym układem jest układ angielski.

Co oznacza all-in-one w przypadku komputera?

Takie określenie oznacza, że komputer jest zintegrowany z monitorem. Jest to następca tradycyjnego komputera stacjonarnego składającego się z jednostki głównej (potocznie skrzyni) i podłączonego do niej monitora. Takie rozwiązanie daje jedno urządzenie zamiast dwóch i ogranicza dotychczasową plataninę kabli.



Czy w ten sposób nie zajmujemy więcej miejsca na biurku? Dzięki postępowi technologicznemu znacznie zredukowały się gabaryty monitorów, a dzięki miniaturyzacji płyty główne komputerów zajmują mniej miejsca. Te czynniki pozwoliły na połączenie obu urządzeń bez istotnego zwiększenia wymiarów, a uzyskany efekt dobrze wpisuje się w angielskie wyrażenie *all-in-one*, czyli wszystko w jednym. Co będzie następne po tego rodzaju komputerze? Może hybryda laptopa, coś pośredniego pomiędzy urządzeniem stacjonarnym i przenośnym?

MHz	Kanal	kat.	Multiplex	Obiekt nadawczy	woj.	ERP kW	P
170.04	k.5B		MUX PR (Gdańsk)	Gdańsk "Chwaszczyno"	PMR	24	V
176.64	k.5B		MUX PR (Wrocław)	Policowice "ul. Lesna"	DNS	16	V
176.64	k.5B		MUX PR (Wrocław)	Wrocław "Zórawina"	DNS	10,7	V
170.04	k.5B		MUX PR (Wrocław)	Legnica "Piastowska"	DNS	6,9	V
176.64	k.5B		MUX Radio Bielsko	Bielsko-Biała "Głota Szynobielna (n50)"	SLK	1	V
178.352	k.5C		MUX PR (Łódź)	Łódź "Komin EC-4"	LDZ	9,28	V
178.352	k.5C		MUX PR (Białystok)	Białystok "Krynice"	POL	2	H

Ile jest emisji DAB+ w Polsce?

Ile jest transmisji radiowych korzystających z technologii Digital Audio Broadcasting Plus? Odpowiedź to 52 (marzec 2021 r.) na kanałach od 5B (176,64 MHz) do 12A (223,936 MHz). Są to multipleksy (MUX) Polskiego Radia (nadawca publiczny) oraz podmiotów prywatnych, przy przewadze pierwszego. Ich wykaz i mapy zasięgów w terenie są dostępne na stronie: <https://radiopolska.pl/wykaz/dab>. Fragment wykazu (z wybranymi MUX-ami) został pokazany na rysunku. Zachęcamy do odwiedzenia tej strony oraz do eksperymentów z elektroniką radiową, zwłaszcza z tą, już nie nową, technologią – powstała jeszcze w latach dziewięćdziesiątych XX wieku.

Pierwsza rozgłośnia komercyjna w Polsce

Jest nią RMF FM, której początki sięgają 9 czerwca 1989 roku, kiedy to członkowie NSZZ Solidarność założyli Krakowską Fundację Komunikacji Społecznej – pierwszą, niezależną od władz komunistycznych organizację medialną w Polsce. Celem organizacji było „upowszechnianie swobodnej komunikacji społecznej, rzetelne i obiektywne informacje, swobodne wyrażanie opinii i poglądów”.



Jednym z członków był Stanisław Tyczyński – prezes Fundacji, który postanowił wcielić te cele w życie, korzystając z doświadczenia, które zyskał przy współtworzeniu Radia Solidarność. Niemal natychmiast przystąpił do działań. W listopadzie 1989 roku złożył wniosek o przyznanie częstotliwości i zezwolenie na emisję programu lokalnego, który jednak został odrzucony przez ówczesnego ministra łączności.

Wiedząc, że kolejne wnioski są pozbawione sensu, wystąpił o zgodę na retransmisję programu francuskojęzycznej rozgłośni FUN Radio, powołując się na retransmisję dwóch stacji telewizyjnych w Krakowie – TV Ostankino i Rai Uno. Zgoda ta została udzielona przy poparciu prezesa Komitetu ds. Radia i Telewizji Andrzeja Drasiewicza oraz wiceministra łączności Marka Rusina. Na tej podstawie Fundacji przyznano częstotliwość 70,06 MHz na falach ultrakrótkich w obrębie Krakowa.

Emisja (retransmisja) rozpoczęła się 15 stycznia 1990 roku piosenką „Africa” zespołu Toto, co jest uważane za oficjalny start radiostacji. Jej pełna nazwa to: Radio Małopolska Fun FM-Radio, bo takie medium nadawcze, Małopolska, bo Kraków, Fun od nazwy wspomnianego wcześniej retransmitowanego programu, a FM, czyli fale ultrakrótkie, na których korzysta się z analogowej modulacji częstotliwościowej. Dalsza historia jest w zasadzie łatwa do odgadnięcia: stopniowe nawiązywanie kontaktów z reklamodawcami, pierwsze serwisy informacyjne szybko przekazujące istotne informacje z Polski i ze świata, nowi dziennikarze i korespondenci, skuteczne akcje marketingowe i internet, który ostatecznie zapewnił RMF FM pozycję lidera radiowego w Polsce (27% słuchalności). Ostatnie nie byłoby możliwe, gdyby nie zakończono retransmisji FUN Radia w 1992 roku. Pierwotna pełna nazwa radiostacji jest już historyczna, obecna brzmi Radio Muzyka Fakty FM. Na rysunku pokazano współczesne logo rozgłośni.

Ta historia jest ciekawostką skierowaną szczególnie do młodzieży niepamiętającej nie tak jeszcze dawnych, czasów, w których wolność słowa nie istniała, a w zastępstwie była cenzura. Niech będzie dowodem, że to dzięki tej stacji wolność mogła pojawić się u nas ponownie, oraz zachętą do niezaprzeczania tego dziedzictwa. To ważne w czasach kryzysów, które konsekwentnie podkopują demokrację na świecie, a przez to wolność słowa.

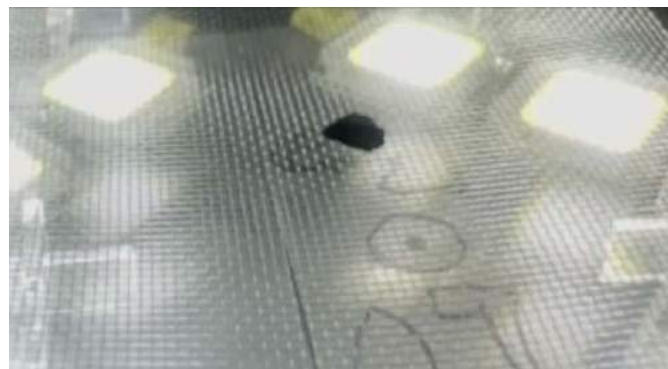
Formalna, polskojęzyczna nazwa napięcia elektrycznego

Voltaż, od nazwiska włoskiego fizyka Alessandra Volty (pełne dane to Alessandro Giuseppe Antonio Anastasio Volta). Nazwa intuicyjna, prosta i niemal identyczna z angielską – *voltage*. Mimo to nieużywana nawet przez specjalistów. Winowajcą jest proces oczyszczania naszego języka z imperialistycznych naleciałości, szczególnie tych anglosaskich, w latach sześćdziesiątych i siedemdziesiątych XX wieku. Wtedy w Polsce obowiązywał ustrój socjalistyczny (nie komunistyczny, jak się powszechnie uważa), tzn. realny socjalizm, demokracja ludowa. Jak postanowiono, tak zrobiono i w efekcie dzisiaj, wspomniane na początku określenie jest co najmniej egzotyczne, bądź w najlepszym przypadku archaiczne.

Nawet amperaż (natężenie prądu elektrycznego) się nie ostał, czego dowodem jest pochodzący z 1963 roku „Ilustrowany słownik



techniczny dla wszystkich” pod redakcją Heliodora Chmielewskiego, Ignacego Barana i Stefana Skupińskiego, w którym zaleca się, by go nie stosować nawet potocznie. Siła przyzwyczajenia tylko w tym pomogła.



Lewitacja za pomocą światła?

Udało się to badaczom z amerykańskiego Uniwersytetu Pensylwania pod przewodnictwem Mohsena Azadiego. Umieścili diody elektroluminescencyjne (LED) pod akrylową komorą próżniową z dwoma niewielkimi rozmiarów plastikowymi dyskami, które uniosły się w niej na pewną (nieznaną jednak) wysokość i utrzymywały się na niej przez parę minut. Zdarzenie to uwieczniły specjalistyczne kamery, z których jednak brak ogólnodostępnego materiału video.

Mechanizm zjawiska jest następujący – światło powodowało wzrost temperatury wewnątrz komory i elektryzację pojedynczych cząstek powietrza odpychających wspomniane dyski (odpowiednia energia kinetyczna i ładunek). Jak wspomnieli Azadi: „Nie zdawaliśmy sobie sprawy, czego należy się spodziewać. Ale mieliśmy nadzieję, że coś zobaczymy”. Inspiracją były wcześniejsze eksperymenty, w których podobnym sposobem unoszono pojedyncze cząsteczki, zwłaszcza te tworzące aerozole. Odkrycie to może mieć wiele zastosowań, a transport jest pierwszym z nich.

Euro Standard DIN 66399

Level 1	Level 2	Level 3	Level 4
Max. 12mm strip	Max. 6mm strip	Max. 320mm ² cross-cut piece	Max. 160mm ² cross-cut piece
Level 5	Level 6	Level 7	
Max. 30mm ² cross-cut piece	Max. 10mm ² cross-cut piece	Max. 5mm ² cross-cut piece	

Klasy niszczonek

Poziomy bezpieczeństwa niszczonek do papieru oraz odpowiadające im ścinki dokumentów zostały pokazane na rysunku. Jak widać, poziomów tych jest siedem i określa je norma DIN 66399. Charakterystyka kolejnych poziomów jest następująca:

- poziom 1 (Level 1) – ścinki w postaci pasków o maksymalnej szerokości 12 mm i nieograniczonej długości, których powierzchnia nie przekracza 2000 mm²,
- poziom 2 (Level 2) – ścinki w formie pasków o maksymalnej szerokości 6 mm i nieograniczonej długości, których powierzchnia nie przekracza 800 mm²,
- poziom 3 (Level 3) – drobne ścinki o maksymalnej szerokości 2 mm, których powierzchnia nie przekracza 320 mm²,

- poziom 4 (Level 4) – drobne ścinki o maksymalnej szerokości 6 mm, których powierzchnia nie przekracza 160 mm²,
- poziom 5 (Level 5) – drobne ścinki o maksymalnej szerokości 2 mm, których powierzchnia nie przekracza 30 mm²,
- poziom 6 (Level 6) – drobne ścinki o maksymalnej szerokości 1 mm, których powierzchnia nie przekracza 10 mm²,
- poziom 7 (Level 7) – drobne ścinki o maksymalnej szerokości 1 mm, których powierzchnia nie przekracza 5 mm².

Wybór klasy zależy od dokumentów – im poufniejsza treść, tym musi być wyższy poziom. O tym jednak się zapomina i zwykle przy zakupie decydująca jest cena. Tymczasem niektóre dokumenty da się odtworzyć bądź fachowo – zrekonstruować. Takie zabiegi udały się np. w przypadku dokumentów amerykańskiej ambasady w Teheranie z 1979 roku lub w przypadku akt eneradowskiej STASI.

<http://bit.ly/3rVeUjt>, <http://bit.ly/3tHk9NN>



Internet Starlink już w Polsce

Działający od maja 2019 roku kosmiczny system telekomunikacyjny firmy SpaceX amerykańskiego miliardera Elona Muska jest sukcesywnie rozbudowywany o kolejne satelity. Jak się okazuje, od początku bieżącego roku zaczęły one obejmować obszar naszego kraju i jest ich dostatecznie dużo, by jakość usługi była zadowalająca.

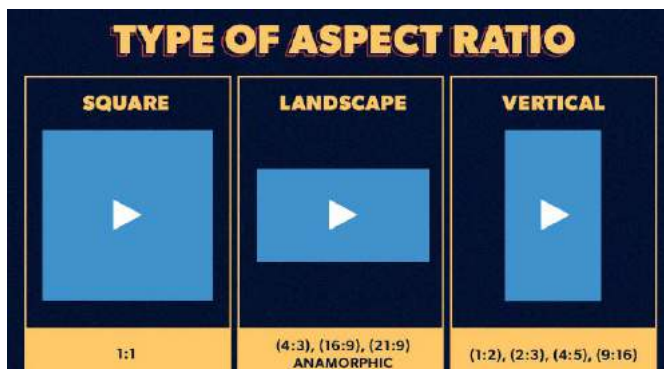
Interesująca technologia, która wręcz kusi, aby z niej skorzystać. Ale uwaga – ceny są nieziemskie. Za sprzęt pokazany na fotografii należy zapłacić jednorazowo 2269 zł. Za jego dostawę 276 zł. Natomiast za korzystanie 449 zł miesięcznie. Ceny te pochodzą z oficjalnej strony <https://www.starlink.com>, na której można złożyć zamówienie (w tym celu należy podać miejsce swojego zamieszkania).

Oferowana przepustowość wynosi 50...150 Mb/s (w niedługim czasie 300 Mb/s). Natomiast opóźnienie (ping) 20...40 ms. Dostępność dotyczy całego kraju, w tym terenów niezamieszkałych.

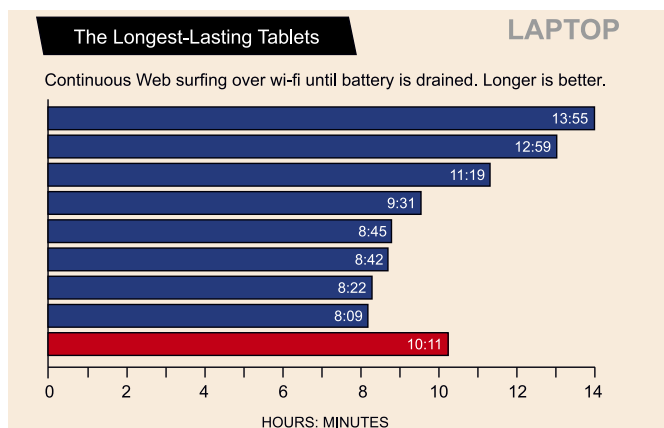
Jest to kosztowne rozwiązanie, niestety jak każda inwestycja – musi się zwrócić. Tak było choćby z telefonią drugiej generacji (standard GSM) i systemami telefonii satelitarnej (np. Iridium). Mimo niedogodności polecamy usługę Starlink, szczególnie przez wzgląd na to, że jest to pierwsza tego rodzaju realna usługa o globalnym zasięgu.

Po numerze z przodu poznasz rodzaj wyświetlacza

Chodzi o stosunek długości do szerokości wyświetlacza, podawany jako dwa numery przedzielone dwukropkiem, niezależnie od urządzenia (smartfon, monitor komputerowy, telewizor itp.). Pierwszy z tych numerów jest interesujący. Jeżeli jest większy od drugiego, to wyświetlacz jest panoramiczny (*landscape*). Jeżeli mniejszy, to wyświetlacz jest pionowy (*vertical*). A jeżeli taki sam, to wyświetlacz jest kwadratowy (*square*). Jak widać na rysunku, proporcja 4:3 nie dotyczy, wbrew obiegowej opinii, ostatniego ze wspomnianych rodzajów. Łatwo tego nie zauważyć, gdyż różnica wymiarów jest nieznaczna i ludzki wzrok



nie dostrzega jej od razu. Tym niemniej wyświetlaczy kwadratowych praktycznie już nie ma. Natomiast ciekawą zagadką jest to, dlaczego słowo panoramiczny jest używane odniesieniu do wyświetlaczy. W praktyce to odpowiednik słowa poziomy, inaczej horyzontalny.



Który tablet jest dobry do surfowania po internecie?

Niewątpliwie ten, którego baterii nie trzeba często ładować. Na rysunku pokazano zestawienie możliwości wybranych modeli. Najlepsze rezultaty osiąga iPad Pro firmy Apple o przekątnej ekranu 10,5 cala wytrzymujący aż 14 godzin nieprzerwanego korzystania z tytułowego medium. Podane czasy osiągnięto przy korzystaniu z sieci Wi-Fi, a średnia wyników, wraz z innymi niewymienionymi modelami, wynosi nieco ponad 10 godzin. To może być za mało, jak na potrzeby niektórych osób, szczególnie tych z młodszych pokoleń. Ostateczny wybór warto poprzedzić także analizą innych parametrów.

Jaka jest obecnie największa pojemność kart SD?

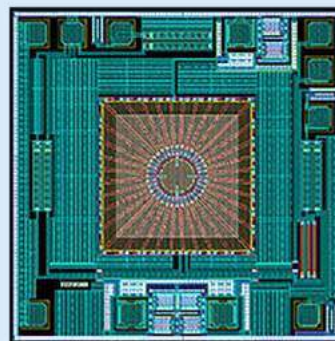
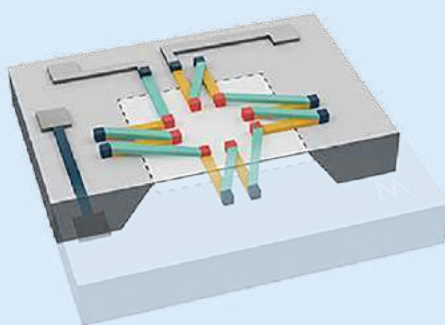
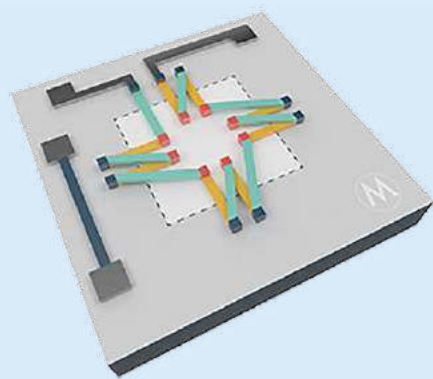
Dostępna jest karta o pojemności 1 TB (1 terabajt, stan na marzec 2021 r.). Jest to karta typu SDXC – XC oznacza eXtended Capacity. Teoretyczna maksymalna pojemność tych kart wynosi 2 TB, ale do tej pory jej nie osiągnięto (zapewne jest to tylko kwestia czasu). Ceny za pojemność 1 TB są mocno wygórowane – np. odznaczająca się nią karta SanDisk Extreme kosztuje co najmniej 1400 zł, podczas gdy karta SanDisk Ultra, podobnie jak kilka modeli innych producentów, oscyluje na poziomie 700...800 zł brutto.



Różne klasy oferują różne szybkości odczytu i zapisu danych, a to wpływa na cenę wspomnianych kart.

Pamiętajcie jednak, by unikać podróbek i nie wierzyć, że są karty SD o pojemności kilkunastu terabajtów. Na koniec rozczarowanie: kart o takiej pojemności nie użyjecie w smartfonach – jeszcze ich nie obsługują. Co najwyżej w kamerach/aparatach cyfrowych, szczególnie takich do długich nagrań.

Jakub Tyburski
jakub.tyburski@wat.edu.pl



Systemy dla Internetu Rzeczy (47)

Czujniki temperatury



Temperatura jest najczęściej mierzoną zmienną fizyczną. Dostępnych jest wiele różnorodnych typów czujników temperatury, różniących się dokładnością, sposobem współpracy z modułem przetwarzania danych i ceną. Obecnie czujniki cyfrowe są najczęściej układami scalonymi. Jeżeli z powodów mechanicznych umieszczenie układu scalonego w miejscu pomiaru temperatury jest niemożliwe, zamiast czujników scalonych używa się dyskretnych termistorów, termopar lub analogowych czujników półprzewodnikowych, współpracujących z przetwornikami analogowo-cyfrowymi.

Dyskretny czujniki temperatury, w porównaniu z czujnikami scalonymi, mają zwykle nieco szerszy zakres temperatur roboczych, ale wymagają odpowiedniego toru pomiarowego i kalibracji, co podnosi koszty produkcji urządzenia. W zastosowaniach wymagających lepszej precyzji lub pomiaru temperatur spoza zakresu roboczego czujników półprzewodnikowych używa się zwykle termopar współpracujących ze specjalizowanymi układami scalonymi przetworników A/D.

W tabeli 1 zestawiono cechy i parametry różnych czujników temperatury. Dostępne są także nowe rozwiązania, takie jak układy scalone interfejsów do zdalnego pomiaru temperatury, które znacząco zwiększają funkcjonalność tradycyjnych czujników z użyciem

termopary (TC) lub rezystancyjnych czujników temperatury (RTD), oraz cyfrowe czujniki temperatury z pomiarem na podczerwień, które stanowią nowy rodzaj bezdotykowego pomiaru temperatury.

Scalone czujniki temperatury

Czujniki temperatury, zintegrowane z płytkami krzemowymi, na których wytworzony został układ scalony, korzystają ze specyfiki półprzewodnikowych złączy P-N. Dla złącza P-N napięcie, jakie wytworzy się na złączu, będzie miało wartość zależną od przepływającego prądu oraz od temperatury. Przy stałym prądzie wszelkie zmiany w napięciu będą wynikały ze zmian temperatury samego

Tabela 1. Zestawienie cech i parametrów różnych czujników temperatury

Kryteria	Termistor	RTD	Termopara	Scalone czujniki	Czujniki podczerwieni
Zakres temp. [°C]	-100...500	-240...700	-267...2316	-55...150	-100...500
Dokładność	Zależy od kalibracji	Najlepsza	Dobra	Dobra	Zależy od kalibracji
Powtarzalność	Dobra	Doskonała	Dobra	Dobra do doskonałej	Dobra
Stabilność długoterminowa	Niska	Dobra	Niska lub dobra	Dobra	Dobra
Linijowość	Niska	Dobra	Dobra	Najlepsza	Dobra
Czułość	Najlepsza	Niska	Najniższa	Dobra	Niska
Złożoność układu	Prosty	Złożony	Złożony	Najprostszy	Prosty do złożonego
Moc zasilania	Niska	Wysoka	Wysoka	Najniższa	Średnia
Podgrzewanie (własne)	Wysokie	Bardzo niskie	Brak	Niskie lub bardzo niskie	Niskie
Koszt	\$...\$\$\$	\$\$...\$\$\$	\$\$...\$\$\$	\$	\$\$

Wśród czujników temperatury wyróżniamy następujące rodzaje:

Termopara TC (Thermocouple) – jest wykonana z dwóch różnych metali połączonych w jako jedno złącze. Dzięki występowaniu efektu Seebecka generuje napięcie o wartości proporcjonalnej do temperatury. Wyróżnia się bardzo szybkim czasem reakcji, małymi rozmiarami i dokładnością na poziomie $\pm 2^\circ\text{C}$.

Termistor – jest wykonany z ceramiki lub polimeru. Oddziałująca na czujnik temperatura powoduje zmianę jego rezystancji. Termistor ma duży współczynnik rezystancji temperaturowej (co jest zaletą) oraz wysoce nieliniową, choć gładką, charakterystykę rezystancji w zależności od temperatury (co jest wadą). Termistory dzieli się na dwie grupy:

NTC (Negative Temperature Coefficient) – termistor o ujemnym współczynniku temperaturowym. Może być używany jako czujnik temperatury lub ogranicznik prądu rozruchowego;

PTC (Positive Temperature Coefficient) – termistor dodatnim współczynniku temperaturowym – używany do ochrony przed stanami przeciążenia prądowego, jako resetowalne bezpieczniki.

RTD (Resistance Temperature Detector) – rezystancyjny czujnik temperatury jest wykonany z czystego metalu. Rezystancja elementu zmienia się proporcjonalnie z temperaturą, prawie bez dryfu. Jest bardzo stabilny przez lata i dokładniejszy niż termopara. Może mieć 2, 3 lub 4 wyprowadzenia (przewody). Często stosowaną wersją jest **SPRT** – standardowy platynowy termometr rezystancyjny. Odnacza się bardzo wysoką dokładnością na poziomie $\pm 0,001^\circ\text{C}$. Typowo stosowane są czujniki PT100, PT500 oraz PT1000.

IR (Infrared) – czujnik podczerwieni, który wykrywa promieniowanie podczerwone z zakresu 8 do $14\ \mu\text{m}$ (określane jako FIR – *Far Infrared*) generowane przez obiekt. Na tej podstawie wyznaczana jest temperatura obiektu. Ze względu na sposób pomiaru takie czujniki są określane jako PIR – *Passive Infrared*. Czujniki są realizowane jako pyroelektryczne, ze stożem termoelektrycznym (*thermopile*) lub jako tablica czujników.

Scalone czujniki temperatury – czujniki w postaci układów scalonych mają bardzo wiele zalet i coraz lepsze parametry oraz niższe ceny. Ich zasadniczą wadą jest ograniczony zakres pomiaru temperatury. Duża różnorodność produkowanych układów pozwala na ich dobre dopasowanie do zastosowań. Czujniki temperatury są także wbudowane w układy scalone czujników innych parametrów takich, jak: wilgotność, ciśnienie, oświetlenie itd. Dokładny pomiar temperatury czujników umożliwia wykonywanie kompensacji temperaturowej pomiaru tych parametrów.

złącza. Zazwyczaj w półprzewodnikach napięcie na złączu spada wraz z temperaturą. Jednakże, jeśli przez złącze przepuści się dwa różne prądy, jeden po drugim, i zmierzy się napięcia, jakie wytworzą się na złączu, będzie można policzyć niewielką różnicę pomiędzy nimi. Różnica ta jest wprost i niemal liniowo proporcjonalna do bezwzględnej wartości temperatury złącza. Oznacza to, że może stanowić niezawodny sposób tworzenia półprzewodnikowych czujników temperatury.

Praktycznie każdy obecnie produkowany układ scalony ma wbudowany czujnik temperatury struktury. Dotyczy to zwłaszcza układów procesorowych. Układy specjalne do pomiaru temperatury otoczenia wykonywane są w bardziej zaawansowany sposób. Szczególnie dotyczy to ograniczania efektu samopodgrzewania struktury scalonej oraz dobrego przewodnictwa termicznego obudowy. Układy mogą dostarczać informacji o temperaturze w sposób analogowy (napięcie) lub cyfrowy (typowo poprzez interfejs I²C). Scalone czujniki temperatury dopiero niedawno były w stanie zagwarantować dokładność na poziomie $\pm 0,1^\circ\text{C}$, ale zapewniają duże korzyści wynikające z kalibracji fabrycznej, niższego zużycia energii i interfejsów cyfrowych w celu uproszczenia integracji systemu.

Cyfrowe czujniki temperatury oferuje wielu producentów m.in.: ST Microelectronics, Texas Instruments, Maxim Integrated, Analog

Devices, IDT, Microchip, NXP, ON Semiconductor, Sensirion, Silicon Labs, Panasonic, TE Connectivity czy Melexis.

Układ STTS22H firmy ST Microelectronics

Analogowe czujniki temperatury firmy ST Microelectronics (jak LM335) charakteryzują się małym zużyciem energii, dobrą liniowością i dokładnością nawet $\pm 0,5^\circ\text{C}$ płasko w całym zakresie temperatur pracy od -55 do $+130^\circ\text{C}$.

Cyfrowe czujniki temperatury firmy ST Microelectronics (jak STLM75) charakteryzują się niskim zużyciem energii na poziomie $20\ \mu\text{A}$ z rozdzielczością do 12-bitów ($0,0625^\circ\text{C}$) w całym zakresie roboczym od -55 do $+125^\circ\text{C}$. Seria STTS z wbudowanym konwerterem analogowo-cyfrowym delta-sigma (ADC) jest przeznaczona specjalnie do modułów DRAM DIMM w serwerach, komputerach stacjonarnych i mobilnych platformach komputerów osobistych, w tym laptopach, a także w różnych zastosowaniach przemysłowych.

Układ STTS22H firmy ST Microelectronics jest cyfrowym (16b) czujnikiem temperatury z interfejsem I²C (SMBus) i w obudowie $2 \times 2 \times 0,50\ \text{mm}$ UDFN6 [11]. Charakteryzuje się dokładnością (maks.) 1°C w całym zakresie roboczym $-40 \dots +125^\circ\text{C}$ i $0,5^\circ\text{C}$ w zakresie temperatur $-10 \dots +60^\circ\text{C}$. Przy zasilaniu $1,5 \dots 3,6\ \text{V}$ pobór prądu wynosi $1,75\ \mu\text{A}$ (średnio, odczyt co 1 s).

Układy STS3x firmy Sensirion

Seria precyzyjnych cyfrowych czujników temperatury STS3x firmy Sensirion wykorzystuje technologie CMOSens do produkcji małych (DFN $2,5 \times 2,5 \times 0,9\ \text{mm}$) w pełni skalibrowanych, linearyzowanych i skompensowanych układów [12]. Układy pracują w szerokim zakresie napięcia zasilania od $2,15$ do $5,5\ \text{V}$ przy małym poborze prądu (typowy średni prąd $1,7\ \mu\text{A}$ przy 1 pomiarze na sekundę). Zapewniają rozdzielczość (typ.) $0,01^\circ\text{C}$ (16b).

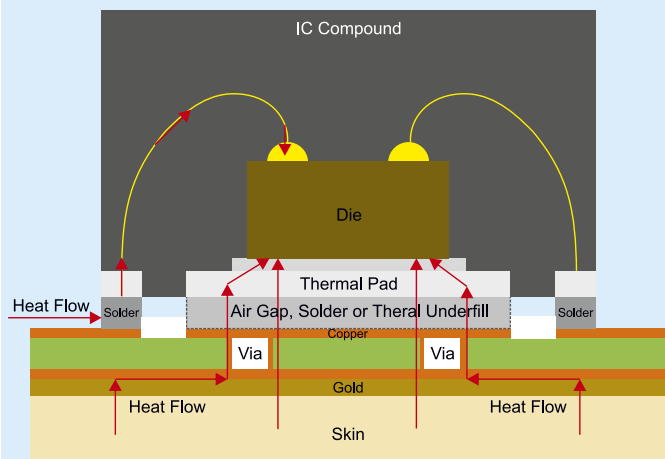
Dostępne są trzy wersje: wersja standardowa STS31 gwarantuje dokładność $\pm 0,2^\circ\text{C}$ w zakresie temperatur od 0°C do 90°C , natomiast wersja ekonomiczna STS30 ma zakres temperatur 0 do 65°C . Wersja STS35 jest najdokładniejszym dostępnym czujnikiem temperatury o dokładności $\pm 0,1^\circ\text{C}$ w zakresie temperatur od 20 do 60°C .

Czujnik temperatury do noszenia

Pośród czterech parametrów życiowych temperatura jest najbardziej spójna u różnych osób i przez całe życie. Temperatura ciała człowieka jest surogatem dla podstawowego tempa metabolizmu, co z kolei jest związane zarówno z długowiecznością (szybsze tempo metabolizmu, krótsze życie), jak i wielkością ciała (wolniejszy metabolizm, większa masa ciała).

Niedawne wydarzenia spowodowały wzrost zainteresowania nadającymi się do noszenia czujnikami temperatury, które szybko ostrzegają użytkownika o chorobie lub infekcji, dając mu czas na samoizolację i dalsze ograniczenie rozprzestrzeniania się zakażenia. Po raz pierwszy nadające się do noszenia czujniki temperatury mogą również zapewnić kluczowy wgląd w cykle termiczne użytkownika.

Zakłada się, że normalna, średnia dla całej populacji, temperatura ciała wynosi 37°C . Ważne jest, aby zrozumieć, skąd wziął się punkt odniesienia 37°C . Został po raz pierwszy zaproponowany w 1851 roku. Niemiecki lekarz Carl Reinhold August Wunderlich przeanalizował temperaturę milionów pomiarów dla 25 000 pacjentów. Uwzględniając zmienności, zaproponował normalny zakres dla zdrowej osoby dorosłej na $36,2 \dots 37,5^\circ\text{C}$, który jest standardem. Jednak ostatnie badanie przeprowadzone na Uniwersytecie Stanforda kwestionuje, czy 37°C jest nadal ważną miarą normalnej temperatury ciała. Analizując zapisy sięgające 1860 roku, badacze z US wykazali, że średnia temperatura ciała stale spadała o $0,03^\circ\text{C}$ na dekadę urodzenia (skorygowana o takie czynniki, jak płeć, wiek, wzrost i waga) [1]. Ta istotna i ciągła zmiana temperatury ciała (markera tempa metabolizmu) zapewnia ramy dla zrozumienia zmian w zdrowiu



Rysunek 1. Stos termiczny do pomiaru temperatury z układem TMP117 firmy Texas Instruments [2]

i długowieczności człowieka na przestrzeni 157 lat (od czasu rewolucji przemysłowej)).

Zapotrzebowanie na precyzyjny pomiar temperatury ma kluczowe znaczenie w badaniach klinicznych oraz w produktach do noszenia na ciele do monitorowania pacjenta.

Rysunek 1 pokazuje przykładową ścieżkę cieplną między elementem czujnikowym a skórą użytkownika [2]. W tym przykładzie czujnik ma bardzo cienką obudowę (WSO) o małym rozmiarze. Takie czujniki temperatury mierzą temperaturę matrycy silikonowej. W przypadku takiej paczki najlepiej jest umieścić miedziane wypełnienie pod podkładką termiczną urządzenia po obu stronach płytki. Połączenie tych podkładek za pomocą przelotek zapewnia najlepszą możliwą ścieżkę przewodzenia między matrycą a skórą. Nie można zastosować miedzi do bezpośredniego kontaktu ze skórą ze względu na jej skłonność do korozji. Zamiast tego należy zastosować biokompatybilną powłokę materiałową, taką jak złoto lub pokryć punkt styku polimerem przewodzącym ciepło.

Nadające się do noszenia plastry wyczuwające temperaturę powinny być zawsze wykonane z elastycznej lub półsztywnej płytki drukowanej (PCB) o grubości ok. 6,8 milicala. W przypadku konstrukcji półsztywnych ważne jest, aby umieścić element czujnikowy po elastycznej stronie płytki drukowanej i maksymalnie zminimalizować grubość płytki elastycznej. Zmniejsza to opór cieplny między powierzchnią skóry a czujnikiem, a cieńsza płyta będzie łatwiej się wyginać i zapewniać lepszy kontakt.

Układ TMP117 firmy Texas Instruments

Przykładem układu pomiaru temperatury z interfejsem I²C (SMBus) jest TMP117 firmy Texas Instruments [3]. Charakteryzuje się on bardzo dużą dokładnością $\pm 0,1^{\circ}\text{C}$ (maks.) w szerokim zakresie temperatur od -20°C do 50°C . Pracuje z napięciem od 1,8 do 5,5 V oraz średnim poborem prądu $3,5\text{ }\mu\text{A}$ (cykl pomiaru 1 Hz) i 150 nA w stanie uśpienia. Jego wersja TMP117M jest przeznaczona do zastosowań medycznych i spełnia wymagania stawiane termometrom medycznym. **Rysunek 2** pokazuje schemat blokowy czujnika. Podstawowym elementem jest tranzystor bipolarny (BJT – Bipolar Junction Transistor) połączony jako dioda. Jego wyjście jest kondycjonowane i wysyłane do 16-bitowego przetwornika analogowo-cyfrowego. Rozdzielczość najmniej znaczących bitów (LSB) wynosi $0,0078^{\circ}\text{C}$.

Układ zawiera 48-bitową pamięć EEPROM do przechowywania parametrów pracy.

Układ może pracować w trzech trybach: uśpienia, pojedynczego pomiaru i powtarzalnej konwersji. Pojedynczy pomiar jest wykonywany w czasie $15,5\text{ ms}$ a następnie układ wchodzi w stan uśpienia. W trybie powtarzalnej konwersji układ wykonuje przetwarzanie i przechodzi do stanu oczekiwania trwającego do następnego przetwarzania. Pobór prądu w stanie przetwarzania wynosi $135\text{ }\mu\text{A}$, a w stanie oczekiwania $0,125\text{ }\mu\text{A}$. Układ działa z ustawianym czasem powtarzania cyklu konwersji, typowo jest to 1 Hz. Układ może wykonywać automatycznie sekwencję 8 pomiarów i obliczać ich wartość średnią.

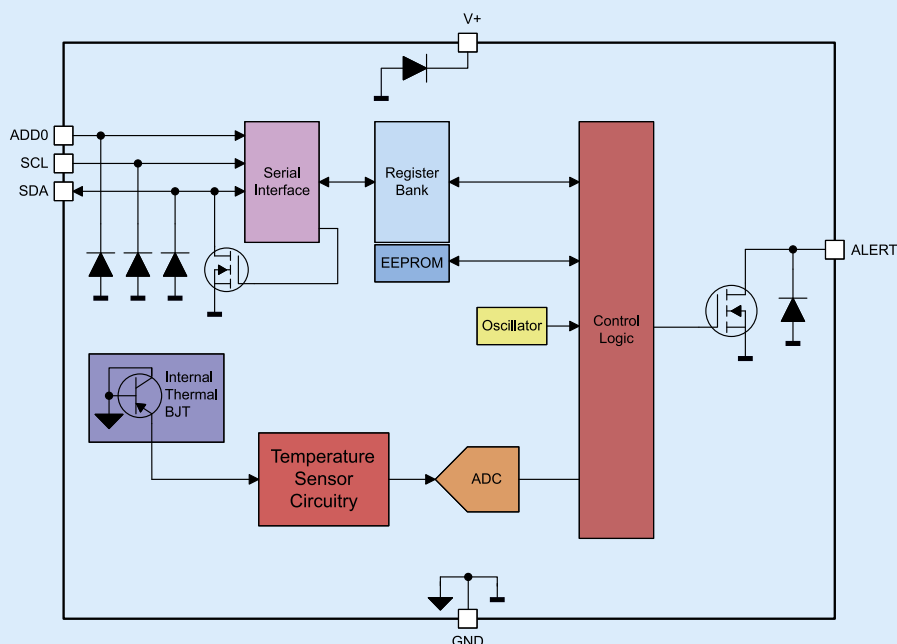
Układy scalone interfejsów do zdalnego pomiaru temperatury

Dokładne pomiary temperatury z użyciem termopary (TC) lub rezystancyjnego czujnika temperatury (RTD) wymagają skomplikowanego analogowego układu elektronicznego. Najlepszym sposobem uzyskania stabilnych parametrów pomiaru przy niskich kosztach jest zastosowanie specjalizowanych układów scalonych. Wiele firm produkuje takie układy z pojedynczym lub wielokrotnym interfejsem.

Układy **EMC181x** firmy Microchip Technology to rodzina cyfrowych scalonych interfejsów zdalnego czujnika diodowego. Monitorują one temperaturę (dokładność $\pm 1^{\circ}\text{C}$, rozdzielczość $0,125^{\circ}\text{C}$) jednej diody wewnętrznej i do czterech diod podłączonych zewnętrznie [4]. Układy wykonują korekcję błędu rezystancji, która automatycznie eliminuje błąd temperaturowy spowodowany szeregową rezystancją przewodów.

Układ **MAX31855** jest przetwornikiem analogowo-cyfrowym z analogowym torem wejściowym, dedykowanym do pomiaru temperatury we współpracy z dołączaną termoparą [5]. Współpraca z modulem przetwarzania danych następuje poprzez jednokierunkowy interfejs SPI z pojedynczą linią danych MISO. Układ jest wytwarzany w kilku wersjach, przeznaczonych do współpracy z różnymi typami termopar. Przetwornik analogowo-cyfrowy ma rozdzielczość 14 bitów, co umożliwia pomiar temperatury z rozdzielczością $0,25^{\circ}\text{C}$. Bezwzględny błąd pomiaru nie przekracza 2°C w całym zakresie roboczym termopary.

Układ **MLX90327** firmy Melexis należy do rodziny układów scalonych z interfejsem do obsługi dwóch termopar (TC) lub jednej termopary oraz jednego rezystancyjnego czujnika temperatury (RTD) [6]. Wykonują obsługę linearyzacji termopar K i N oraz kompensację zimnego złącza dla temperatur spoiny gorącej do 1300°C . Dla czujników RTD zakres temperatur wynosi do 950°C . Układy pracują



Rysunek 2. Schemat blokowy układu TMP117 firmy Texas Instruments [3]

w rozszerzonym zakresie temperatur od -40 do $+155^{\circ}\text{C}$ z dokładnością $\pm 2,5^{\circ}\text{C}$ oraz wysoką częstotliwością aktualizacji do 75 Hz.

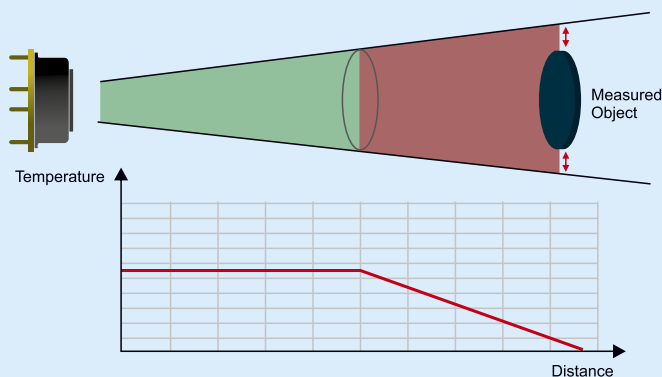
Czujniki bezkontaktowego pomiaru temperatury (w podczerwieni)

Wykrywanie temperatury staje się coraz bardziej przydatne w wielu zastosowaniach, w wyniku czego ta funkcja jest dodawana do wielu urządzeń, w tym monitorów zdrowia i urządzeń do noszenia, takich jak inteligentne okulary, inteligentne opaski na rękę i urządzenia noszone w uchu. Jednak termometry tradycyjne często mają słaby kontakt termiczny z miejscem pomiaru. Bezkontaktowe wykrywanie temperatury z wykorzystaniem detekcji podczerwieni jest idealne do tych nowych zastosowań, z których wszystkie mają wspólne zapotrzebowanie na coraz mniejsze czujniki temperatury. Technologia termicznego wykrywania temperatury jest coraz częściej stosowana w medycynie (w tym w domowej opiece zdrowotnej) i zastosowaniach przemysłowych (np. pistolet termiczny na podczerwień), ponieważ jest solidna, dokładna i niezawodna. Termometry na podczerwień wykonują bezkontaktowe pomiary temperatury, w przeciwieństwie do układów scalonych czujników temperatury, które wymagają fizycznego kontaktu.

Bezkontaktowe wykrywanie temperatury polega na wykrywaniu energii emitowanej w obszarze długości fal dalekiej podczerwieni (FIR). Każdy obiekt emituje w ten sposób energię, którą można zmierzyć, aby obliczyć jego temperaturę. Takie układy wykrywają energię emitowaną przez obiekt znajdujący się przed urządzeniem (rysunek 3). Sercem tej techniki pomiarowej jest prawo Stefana-Boltzmanna, według którego energia wypromieniowana na jednostkę powierzchni ciała doskonale czarnego jest proporcjonalna do czwartej potęgi jego temperatury. Przyjmując rozsądne założenie, że dla materiałów niemetalicznych emisyjność wynosi około 1, temperaturę powierzchni można powiązać z emitowaną mocą.

Stos termoelektryczny to elektroniczny przetwornik, który przekształca energię cieplną w sygnał elektryczny. Stos termoelektryczny składa się z kilku termopar połączonych szeregowo. Razem generują napięcie, które jest proporcjonalne do różnicy temperatur między dwoma punktami (złączem gorącym – pomiarowym i złączem zimnym – odniesienia). Ta różnica daje względny pomiar temperatury. Pomiar temperatury odniesienia jest wykonywany przez wbudowany w strukturę układu scalony czujnik półprzewodnikowy. Dlatego czujniki dostarczają dwa parametry: temperaturę otoczenia i temperaturę obiektu.

Konstrukcja stosu termoelektrycznego MEMS została pokazana na rysunku tytułowym [7]. Czujnik termoelektryczny MEMS wykorzystuje ciekłą, izolowaną termicznie membranę. Ponieważ ma małą masę termiczną, jest szybko podgrzewana przez napływający strumień ciepła, w konsekwencji tworząc różnicę temperatur, którą wykazuje stos termoelektryczny. Poprzez pomiar czujnika temperatury odniesienia systemu MEMS można wygenerować bezwzględny pomiar temperatury. Cyfrowe czujniki temperatury z pomiarem na podczerwień oferuje wielu producentów, jak Melexis, Excelitas, Omron, Panasonic, TE Connectivity i Amphenol.



Rysunek 3. Zasada bezdotykowego pomiaru temperatury [7]



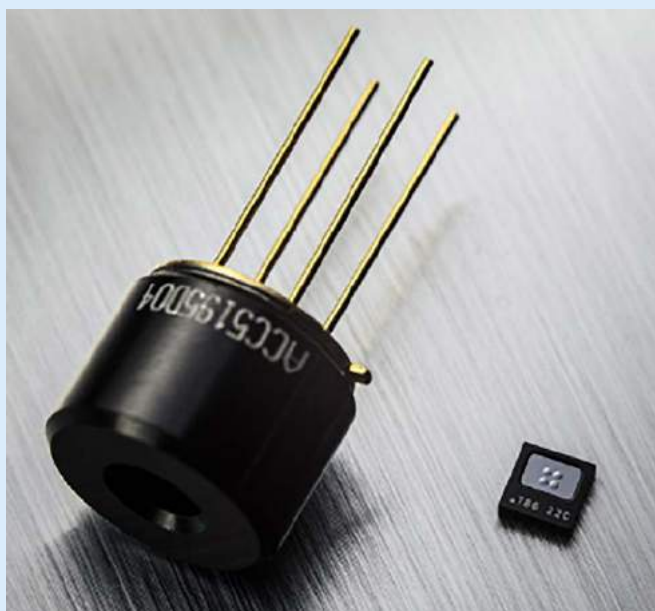
Fotografia 1. Czujnik MLX90614 firmy Melexis [8]

Układ MLX90614 firmy Melexis

Układ MLX90614 firmy Melexis składa się ze stosu termoelektrycznego, niskoszumowego wzmacniacza, układu kondycjonującego sygnał, 17-bitowego przetwornika analogowo-cyfrowego (ADC), cyfrowego procesora sygnałowego (DSP) i interfejsu I²C [8]. Całość jest zintegrowana w obudowie TO-39 (fotografia 1). Układ zapewnia wysoką dokładność ($0,5^{\circ}\text{C}$ w temperaturze pokojowej) oraz rozdzielczość ($0,02^{\circ}\text{C}$) i jest fabrycznie skalibrowany na zakres temperatur otoczenia od -40 do 85°C i temperatur obiektu od -70 do $382,2^{\circ}\text{C}$.

Wyzwanie stabilności

Aby czujniki temperatury FIR mogły zostać włączone do urządzeń do noszenia, technologia musi zostać zminiaturyzowana. Chociaż miniaturyzacja ma wiele zalet, wiąże się również z własnymi wyzwaniami. Przy tego typu czujnikach miniaturyzacja może mieć negatywny wpływ na dokładność pomiaru temperatury. Na czujniki temperatury FIR wpływ mają gradienty termiczne (lub szok termiczny) powodowane przez układ scalony czujnika odbierający promieniowanie z wielu źródeł, podczas gdy tylko część tego promieniowania faktycznie pochodzi z mierzonego obiektu. To oznacza, że część generowanego sygnału jest użyteczna, a część pasożytnicza. W warunkach izotermicznych, gdy temperatura membrany odpowiada temperaturze obudowy, nie ma sygnału pasożytniczego, a różnicowy charakter pomiaru stosu termoelektrycznego niweluje



Fotografia 2. Czujnik temperatury na podczerwień firmy Melexis w obudowie TO-39 oraz QFN w technologii montażu powierzchniowego [7]

skutki promieniowania obudowy. Jednak w wielu zastosowaniach utrzymanie czujnika w warunkach izotermicznych jest niemożliwe.

Jeśli mały czujnik FIR jest zamontowany na płytce drukowanej, może być wystawiony na działanie energii cieplnej z pobliskich elementów wytwarzających ciepło, takich jak mikroprocesor lub tranzystor mocy. Producenci czujników FIR próbowali rozwiązać ten problem, umieszczając element czujnikowy w dużej metalowej puszcze, takiej jak obudowa TO (**fotografia 2**). Znaczna masa termiczna i duża przewodność cieplna metalu w pewnym stopniu rozwiązują wpływ szybkich gradientów termicznych i wstrząsów termicznych, ale okazuje się, że są to rozwiązania mniej niż wystarczające w dynamicznym termicznie środowisku. Oczywiście innym wyzwaniem jest to, że obudowy TO są stosunkowo duże i nie nadają się do małych urządzeń, takich jak urządzenia do noszenia.

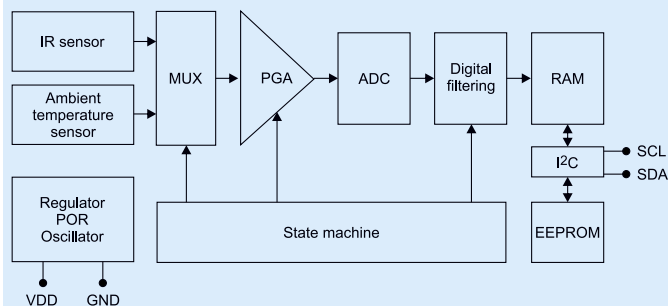
Układ MLX90632 firmy Melexis

Pomiar temperatury staje się bardzo popularny, zwłaszcza w urządzeniach przenośnych, takich jak smartfony i urządzenia do noszenia, które mierzą temperaturę ciała w ramach domowej opieki zdrowotnej. Jednak do niedawna pomiar temperatury borykał się z dwoma sprzecznymi celami. Po pierwsze, element czujnika musi być dostatecznie mały, aby pasował do zastosowania, a po drugie, musi być umieszczony w dużej metalowej obudowie, aby zapewnić wystarczającą pojemność cieplną, aby złagodzić skutki gwałtownych szoków termicznych.

Układ MLX90632 firmy Melexis bazuje na technologii stosu termoelektrycznego i jest odpowiedzią na to pozornie niemożliwe wyzwanie [9]. Dzięki zastosowaniu wbudowanej aktywnej kompensacji i wyrafinowanych algorytmów, MLX90632 może zapewnić dokładny pomiar temperatury w najbardziej wymagających sytuacjach, będąc jednocześnie umieszczonym w bardzo małej obudowie SMD. Jest to czujnik FIR, który zawiera element czujnika, przetwarzanie sygnału, interfejs cyfrowy i optykę [9]. W czujniku zintegrowany jest filtr optyczny (przepuszcza pasmo długofalowe od 2 μm do 14 μm), który odcina strumień promieniowania widzialnego i bliskiej podczerwieni (**fotografia 3**). Zmierzona wartość temperatury jest średnią ze wszystkiego, co znajduje się w polu widzenia 50° (FOV) czujnika, a korzystając z tej zmierzonej wartości wraz ze stałymi kalibracji i zaawansowanymi algorytmami kompensacji układu, można określić temperaturę otoczenia i obiektu. Czujnik jest fabrycznie skalibrowany.



Fotografia 3. Czujnik MLX90632 firmy Melexis [9]



Rysunek 4. Schemat blokowy czujnika MLX90632 [9]

Czujnik zawiera stos termoelektryczny, który przechwytuje energię emitowaną przez obiekt, a także element do pomiaru temperatury samego czujnika (**rysunek 4**). Sygnał elektryczny elementu czujnikowego jest wzmacniany, przetwarzany na postać cyfrową i cyfrowo filtrowany przed zapisaniem we wbudowanej pamięci RAM. Odczyt z pokładowego referencyjnego czujnika temperatury jest przetwarzany i zapisywany w ten sam sposób. Maszyna stanu kontroluje taktowanie i funkcjonalność czujnika, a wynik każdego pomiaru jest dostępny za pośrednictwem interfejsu komunikacyjnego I²C. Temperatury bezwzględne (obiektu i czujnika wewnętrznego) można obliczyć z surowych danych za pomocą mikrokontrolera.

Dostępne są dwie wersje:

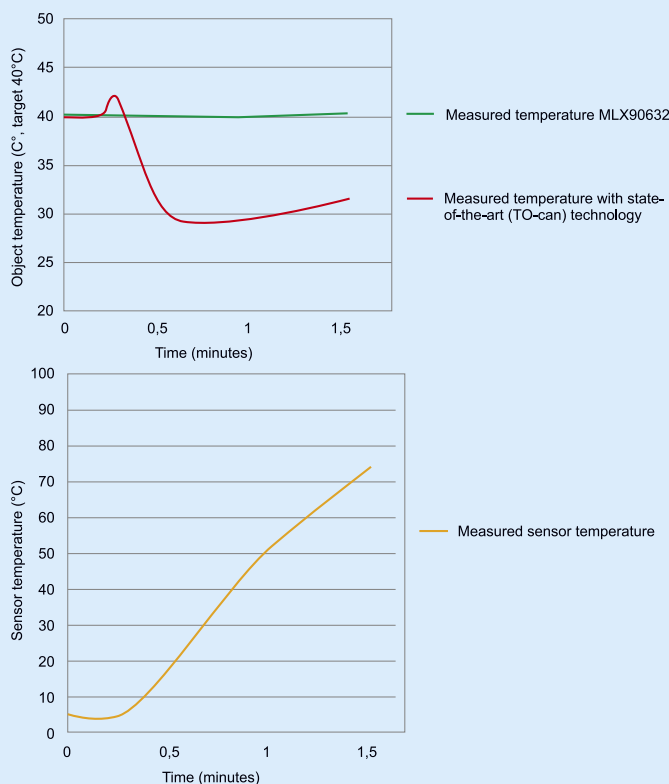
- medyczna – temperatura obiektu od -20°C do 100°C z dokładnością $\pm 0,2^\circ\text{C}$ (rozdzielczość 0,01°C) w zakresie temperatur ludzkiego ciała 35...42°C;
- komercyjna – temperatury obiektu od -20...200°C z typową dokładnością $\pm 1^\circ\text{C}$ (rozdzielczość 0,02°C).

Układ pracuje z napięciem zasilania 3,3 V (prąd 1 mA, uśpienie <2,5 μA). Dostarczany jest w bardzo małej obudowie QFN 3×3×1 mm i pracuje w zakresie temperatur od -20 do 85°C. Pomiar wykonywany jest typowo co 0,5 s (z regulacją od 16 ms do 2 s).

Aktywna kompensacja gradientów temperatury

Modelując i charakteryzując kilka scenariuszy oraz stosując te dane za pomocą wyrafinowanych algorytmów kompensacji, możliwe jest modyfikowanie danych wyjściowych nowoczesnych małych czujników FIR tak, aby skutecznie stały się niewrażliwe na szok termiczny.

Aby zademonstrować, jak skuteczna jest aktywna kompensacja, Melexis przeprowadził eksperyment, w którym czujnik MLX90632 i najnowocześniejszy czujnik w obudowie TO zostały ustawione do pomiaru stabilnego źródła ciepła o temperaturze około 40°C. W trakcie pomiarów w bliskim sąsiedztwie czujników umieszczono silne źródło ciepła. Wyniki eksperymentu można zobaczyć na **rysunku 5**.



Rysunek 5. Wpływ szoku termicznego na pomiary czujnika MLX90632 [7]

Na wykresie widać, że zmierzona temperatura obiektu rzeczywiście wynosiła 40,05°C (góra), a temperatura czujnika (odniesienia) około 2°C (dół) na początku doświadczenia. Gdy doprowadzono ciepło, czujniki zostały poddawane szokowi termicznemu (około 60°C/min). Podczas całego testu odczyt temperatury MLX90632 nie odchyłał się o więcej niż 0,25°C, wykazując bardzo dużą stabilność. Udało się to osiągnąć dzięki zaawansowanemu algorytmowi kompensacji. Czujnik w obudowie TO wykazuje znaczny błąd, co pokazuje, że urządzenia te nie działają dobrze w tak trudnych warunkach.

Matryce wielopunktowe

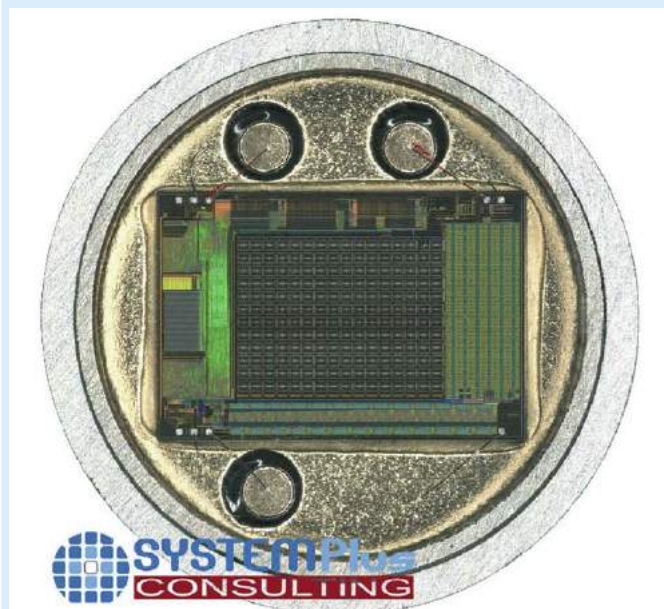
Ostatnio bezkontaktowe czujniki jednopunktowe rozwinęły się do postaci matrycy wielopunktowej. Układ **MLX90640** firmy Melexis to matryca o rozdzielczości 32x24 pikseli z dokładnością pomiaru temperatury obiektu docelowego wynoszącą $\pm 1^\circ\text{C}$ w zakresie od -40 do 300°C [10]. Układ zawiera matrycę termoelektryczną zawierającą piksel 100 μm oparty na technologii stosu termoelektrycznego oraz silikonową soczewkę, co zapewnia bardzo kompaktową konstrukcję (**fotografia 4**). Układ ma małą obudowę TO-39, interfejs cyfrowy I²C i nie wymaga kalibracji. Stanowi niedrogą alternatywę dla droższych, wysokiej klasy kamer termowizyjnych. Układ nadaje się do zastosowań związanych z bezpieczeństwem, które obejmują systemy przeciwpożarowe, inteligentne budynki, inteligentne oświetlenie, kamery IP, systemy monitorujące i wykrywanie zajętości siedzeń samochodowych.

Podsumowanie

Czujniki temperatury są obowiązkowym elementem scalonych układów czujników różnych parametrów, jak czujniki: koloru [S45], wilgotności [S32], ciśnienia [S46], pyłów [S41], gazu [S35], dwutlenku węgla [S39] i jakości powietrza [S36]. Dopiero uwzględnienie wpływu temperatury na surowe dane tych czujników pozwala na uzyskanie dokładnych wyników.

Obecnie olbrzymiego znaczenia nabrał pomiar bezdotykowy temperatury. Może być on wykonywany przez drogie kamery termowizyjne lub tanie bezkontaktowe termometry na podczerwień (NCIT – *Non-contact Infrared Thermometers*). Bezkontaktowe urządzenia mogą szybko mierzyć i wyświetlać odczyt temperatury, dzięki czemu duża liczba osób może być oceniana indywidualnie. Wymagają minimalnego czyszczenia pomiędzy użyciem. Korzystanie z urządzeń NCIT może pomóc zmniejszyć ryzyko rozprzestrzeniania się zakażeń COVID-19.

Według zaleceń Amerykańskiej Agencji ds. Żywności i Leków (FDA), zwykle 37,0°C jest uważane za normalną temperaturę [13].



Fotografia 4. Układ MLX90640 firmy Melexis z otwartą obudową [10]

Niektóre badania wykazały, że normalna temperatura ciała może mieścić się w szerokim zakresie, od 36,1°C do 37,2°C. Jednak niewłaściwe użycie NCIT może prowadzić do niedokładnych pomiarów temperatury. Środowisko użytkowania może mieć wpływ na wydajność NCIT. Dlatego należy używać ich w miejscu wolnym od przeciągów, poza bezpośrednim słońcem lub w pobliżu promieniujących źródeł ciepła. Zwykle temperatura otoczenia powinna mieścić się w przedziale 16...40°C, a wilgotność względna poniżej 85%. Należy też umieścić NCIT w środowisku testowym lub pokoju na 10...30 minut przed użyciem, aby umożliwić NCIT dostosowanie się do środowiska.

Wyniki kompetentnych badań porównawczych są niepokojące. Rynek został zalany produktami chroniącymi przed gorączką w podczerwieni, ale prawie żaden nie przeszedł niezależnych testów [14]. Niektóre firmy, pod presją dostaw, poddały się praktyce uśredniania pomiaru przy normalnej temperaturze 37°C. W najgorszych przypadkach zignorowały niedokładne pomiary i zgłosiły normalne temperatury – co jest równie nieetyczne, jak wyprodukowanie zestawu testowego na COVID-19, który zawsze daje wynik negatywny bez względu na wszystko. Niektóre urządzenia NCIT, w tym te, które uzyskały aprobatę FDA, mają trudności z odróżnieniem osób z hipotermią (35°C) od osób z wysoką gorączką (40°C), nawet przy prawidłowym działaniu w kontrolowanym środowisku. Chociaż czujniki NCIT są dokładne, nie uwzględniają wpływu temperatury powietrza na pomiary. Niektóre urządzenia zgłaszają absurdalne odczyty, podczas gdy inne wydają się przez większość czasu zgłaszać temperatury zbliżone do normalnych.

Henryk A. Kowalski

Politechnika Warszawska, Instytut Informatyki

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
- [S36] Pomiar jakości powietrza, ciśnienia, wilgotności i temperatury czujnikiem BME680 dołączonym do zestawu startowego CC1352R1 LaunchPad z transmisją protokołem I²C, EP 4/2020
- [S39] Pomiary czujnikami jakości gazu SGP30, SPGPG3 oraz dwutlenku węgla SCD30 firmy Sensirion, EP 7/2020
- [S41] Czujnik pomiaru pyłów SPS30 firmy Sensirion, EP 9/2020
- [S45] Czujniki koloru, 2/2021
- [S46] Cyfrowe czujniki ciśnienia, EP 3/2021

Literatura

- [1] Decreasing human body temperature in the United States since the Industrial Revolution, Myroslava Protsiv, Catherine Ley, Joanna Lankester, Trevor Hastie, Julie Parsonnet, Stanford University, School of Medicine, Jan 7, 2020, eLife 2020;9:e49555 DOI: 10.7554/eLife.49555, <http://bit.ly/3eVAo5t>
- [2] Design considerations for a wearable temperature monitoring system, Brandon Fisher, Dec. 28, 2018, <http://bit.ly/3eQ7eVg>
- [3] TMP117 $\pm 0.1^\circ\text{C}$ accurate digital temperature sensor with integrated NV memory, Texas Instruments, <http://bit.ly/3vEZtaC>
- [4] EMC1814 is a 4 channel 1.8V temperature sensor with 1C accuracy, rate of change, alert, therm, beta comp, REC and I²C, Microchip, <http://bit.ly/2OJSZH1>
- [5] MAX31855, Cold-Junction Compensated Thermocouple-to-Digital Converter, Maxim Integrated, <https://bit.ly/3bWzrYM>
- [6] Temperature sensor ics, Melexis, <http://bit.ly/3qS1OLW>
- [7] An intelligent approach to eliminating thermal disturbances in non-contact temperature measurement By Joris Roels, Marketing Manager Temperature Sensors, Melexis, <http://bit.ly/317gLQ1>
- [8] MLX90614 Digital plug & play infrared thermometer in a TO-can, Melexis, <http://bit.ly/3vF1js4>
- [9] MLX90632 Miniature digital infrared thermometer IC in surface mount technology, <http://bit.ly/3lq2175>
- [10] Melexis Far Infrared Thermal Sensor MLX90640, 26.06.2019, System Plus Consulting, <https://bit.ly/3vEI0OP>
- [11] STTS22H Low-voltage, ultra-low-power, 0.5°C accuracy I²C/SMBus 3.0 temperature sensor, ST Microelectronics, <http://bit.ly/2OIR4CC>
- [12] Temperature Sensor STS3x, Sensirion, <http://bit.ly/2EXF7TU>
- [13] Non-contact Temperature Assessment Devices During the COVID-19 Pandemic, 06/19/2020, FDA, <http://bit.ly/3cPrjsu>
- [14] Infrared Fever Detectors Used for COVID-19 Aren't As Accurate As You Think, Erik B. Beall, IEEE Spectrum, 11 Dec 2020, <http://bit.ly/3s4Hkkl>

Eksperymenty z FPGA (17)

Interfejs VGA

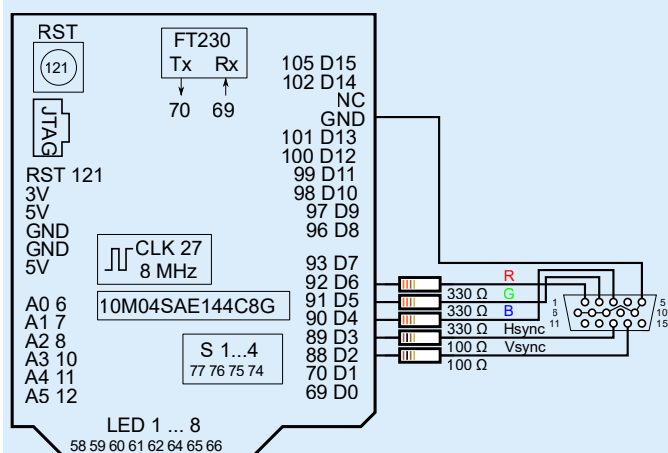
Kilka ostatnich części kursu poświęciliśmy zagadnieniom związanym z przetwarzaniem dźwięku. Czas więc na coś nowego. Tym razem wyświetlimy obraz na monitorze za pomocą interfejsu VGA. Jak zwykle kod znajduje się w repozytorium <http://bit.ly/33uYPxs>. Przed wykonaniem eksperymentów zachęcam do pobrania najnowszej wersji (na przykład za pomocą polecenia git pull).



VGA

Interfejs VGA składa się z trzech analogowych sygnałów przesyłających informacje o kolorach: czerwonym, zielonym i niebieskim. Informacja o kolorze przesyłana jest analogowo. Napięcie 0,7 V oznacza maksymalną jasność, natomiast 0 V wygaszenie. Poza kolorami mamy dwa sygnały synchronizacji: poziomej Hsync oraz pionowej Vsync.

Interfejs funkcjonuje w formie złącza DB15. Sposób podłączenia do płytki Rysino został pokazany na **rysunku 1**. Sygnały synchronizacji łączymy przez dodatkowe rezystory o oporze 100 Ω, które zabezpieczają wyjścia układu FPGA. Ważniejszą funkcję pełnią oporniki na liniach z sygnałem kolorów. Razem z rezystorem wbudowanym w monitor tworzą one dzielniki napięcia. Jak widzimy



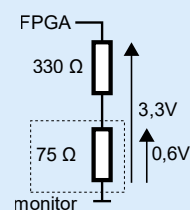
Rysunek 1. Podłączenie VGA do płytki Rysino

Tabela 1. Ośiem kolorów możliwych do uzyskania w najprostszym sterowniku VGA			
Czerwony	Zielony	Niebieski	Kolor
0	0	0	czarny
0	0	1	niebieski
0	1	0	zielony
0	1	1	cyjan
1	0	0	czerwony
1	0	1	magenta
1	1	0	żółty
1	1	1	biały

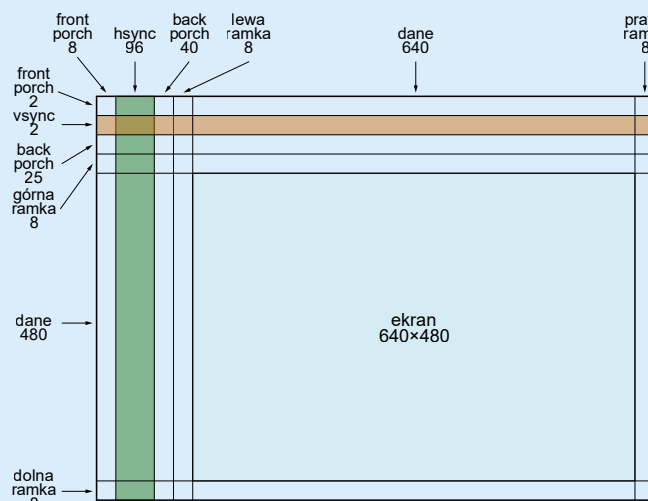
na **rysunku 2**, ustawienie stanu wysokiego spowoduje wygenerowanie napięcia 0,6 V. W ten sposób otrzymaliśmy najprostszego sterownika portu VGA. Ponieważ każdy z naszych trzech „przetworników cyfrowo-analogowych” ma rozdzielczość jednego bita, możemy otrzymać tylko osiem różnych kolorów. Ich lista została pokazana w **tabeli 1** [1].

Wiemy już, jak kodowane są kolory. Jednak monitor musi wiedzieć, do którego piksela odnoszą się kolejne dane. Możliwe jest to dzięki sygnałom synchronizującym. Naszym celem będzie wyświetlenie obrazu o rozdzielczości 640×480, jednak z przyczyn historycznych sygnał musi zawierać dodatkowe przerwy (były niezbędne do prawidłowej pracy starych monitorów typu CRT). Dlatego przesyłane dane odpowiadają rozdzielczości 800×525, ale tylko część tego obszaru jest aktywna, tak jak to zostało pokazane na **rysunku 3**. Pierwsze osiem pikseli w wierszu to tak zwany *front porch*. Następnie przez 96 pikseli następuje przesłanie sygnału synchronizacji, czyli podanie stanu niskiego na linię Hsync. Dalej następuje 40 pikseli *back porch* oraz 8 pikseli lewej ramki. Dopiero teraz możemy przesłać pojedynczy wiersz, czyli 640 pikseli obrazu. Na końcu mamy jeszcze 8 pikseli prawej ramki [2].

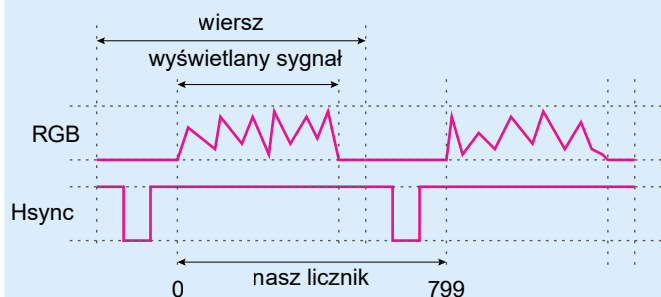
Przebieg czasowy sygnałów został pokazany na **rysunku 4**. Sygnał RGB obrazuje zmiany sygnału analogowego na liniach kolorów,



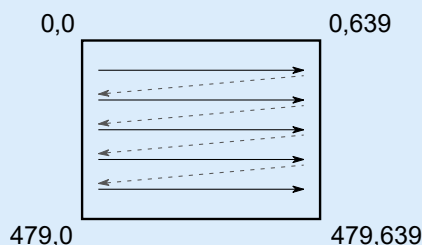
Rysunek 2. Dzielnik napięcia sterujący sygnałem kolorów



Rysunek 3. Pojedyncza ramka



Rysunek 4. Synchronizacja pozioma (Hsync)



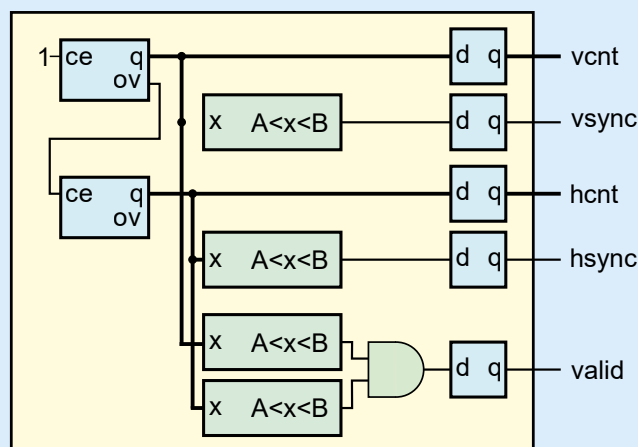
Rysunek 5. Kolejność przesyłania pikseli



Rysunek 6. Synchronizacja pionowa (Vsync)

natomiast Hsync jest sygnałem synchronizacji. Zarówno ramka, jak i *porch* nie są dla nas istotne. Musimy jedynie wiedzieć, kiedy możemy nadawać dane oraz kiedy musimy wywołać sygnał synchronizacji. Aby ułatwić sobie pracę, możemy „przesunąć” nasz licznik, by wartość 0 oznaczała rozpoczęcie właściwych danych. Gdy ten sam trik z przesunięciem licznika zastosujemy dla osi pionowej, wtedy kolejne piksele będą miały pozycję taką jak pokazano na **rysunku 5**.

Został nam jeszcze ostatni sygnał – synchronizacja pionowa. Informuje ona o przejściu do kolejnej ramki. Jego przebieg (już przy przesunięciu licznika tak, aby zaczynać liczenie od wyświetlanych danych) został pokazany na **rysunku 6**. Znamy już kształt przebiegów. Brakuje nam jeszcze ostatniego fragmentu układanki: czasu trwania. Będziemy wyświetlać 60 ramek na sekundę. Oznacza to, że częstotliwość zegara będzie wynosiła 60·800·525, czyli 25,2 MHz.



Rysunek 7. Generowanie sygnału synchronizacyjnego

Listing 1. Implementacja bloku synchronizacji (15_VGA/vga.sv)

```
10 module vga #(
11     parameter H = 800,
12     parameter V = 525,
13     parameter H_BIT = $clog2(H),
14     parameter V_BIT = $clog2(V),
15     parameter H_VALID_MIN = 0,
16     parameter H_VALID_MAX = 639,
17     parameter V_VALID_MIN = 0,
18     parameter V_VALID_MAX = 479,
19     parameter H_SYNC_MIN = 656,
20     parameter H_SYNC_MAX = 751,
21     parameter V_SYNC_MIN = 490,
22     parameter V_SYNC_MAX = 491
23 ) (
24     input wire clk,
25     input wire rst,
26     output logic hsync,
27     output logic vsync,
28     output logic valid,
29     output logic [H_BIT-1:0]hcnt_r,
30     output logic [V_BIT-1:0]vcnt_r
31 );
32 logic ov;
33 logic [H_BIT-1:0]hcnt_r;
34 logic [V_BIT-1:0]vcnt_r;
35
36 counter #(N(H)) counter_H (
37     .clk(clk),
38     .rst(rst),
39     .ce(1'b1),
40     .q(hcnt_r),
41     .ov(ov));
42
43 counter #(N(V)) counter_V (
44     .clk(clk),
45     .rst(rst),
46     .ce(ov),
47     .q(vcnt_r),
48     .ov());
49
50 always_ff @(posedge clk)
51     if (!rst) begin
52         hcnt <= '0;
53         vcnt <= '0;
54         hsync <= '0;
55         vsync <= '0;
56         valid <= '0;
57     end else begin
58         hcnt <= hcnt_r;
59         vcnt <= vcnt_r;
60         hsync <= !(hcnt_r >= H_SYNC_MIN && hcnt_r <= H_SYNC_
61             MAX);
62         vsync <= !(vcnt_r >= V_SYNC_MIN && vcnt_r <= V_SYNC_
63             MAX);
64         valid <= hcnt_r >= H_VALID_MIN && hcnt_r <= H_VALID_MAX
65             && vcnt_r >= V_VALID_MIN && vcnt_r <= V_VALID_MAX;
66     end
67 endmodule
```

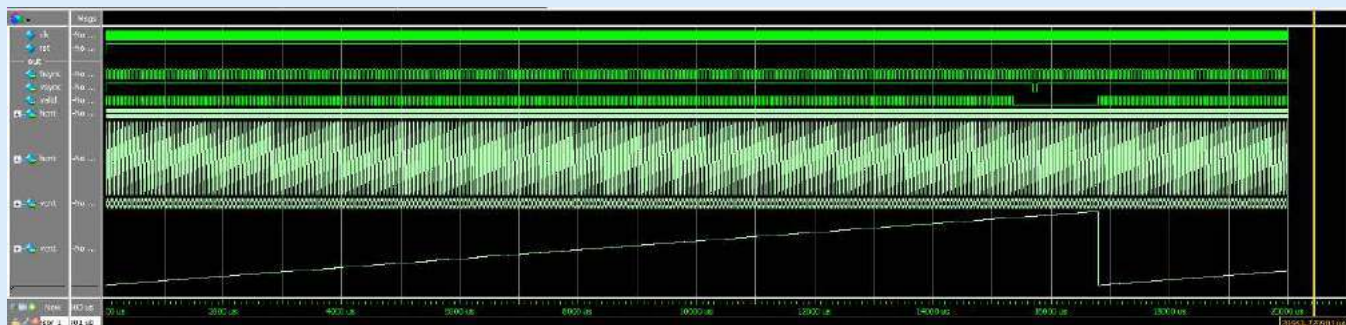
Generujemy sygnał synchronizujący

Znamy już działanie interfejsu. Możemy więc przejść do implementacji. Podzielimy ją na dwie części. Pierwszą będzie generowanie sygnałów synchronizacyjnych, a drugą generowanie obrazu. Pozwoli nam to później na podmianę samej grafiki, bez zmiany całego projektu.

Schemat pierwszej z nich został pokazany na **rysunku 7**. Jak widzimy, jest on zaskakująco prosty. Sercem są dwa liczniki. Pierwszy z nich, zliczający modulo 800, odpowiada za zliczanie kolumn, a drugi modulo 525 za zliczanie wierszy. Następnie mamy kilka bloków logiki kombinacyjnej. Sprawdzamy tu, czy wartość licznika mieści się w zadanym zakresie. Na tej podstawie generujemy sygnały synchronizacji. Dodatkowo wytwarzamy pomocniczy sygnał *valid*. Będzie on miał stan wysoki wtedy, gdy pracujemy na pikselu będącym częścią wyświetlanego obrazu. Na końcu umieszczamy jeszcze przerzutniki zatrzymujące stan wyjść modułu.

Implementację tego bloku pokazuje kod z **listingu 1**. Na początku mamy dość długą listę parametrów, w której definiujemy rozmiar ramki oraz obliczamy liczbę bitów potrzebnych do jej przechowywania. Następnie przyjmujemy dolne i górne granice dla sygnałów *valid* oraz synchronizacji. W liniach 24...30 określamy wejścia i wyjścia. Dalej znajdują się dwie instancje naszego modułu licznika. Samo generowanie sygnałów znajduje się w bloku *always_ff* (wiersze 50...64). Najpierw znajdziemy obsługę resetu, a dalej instrukcje porównań sprawdzające, czy liczniki znajdują się w zdefiniowanych zakresach.

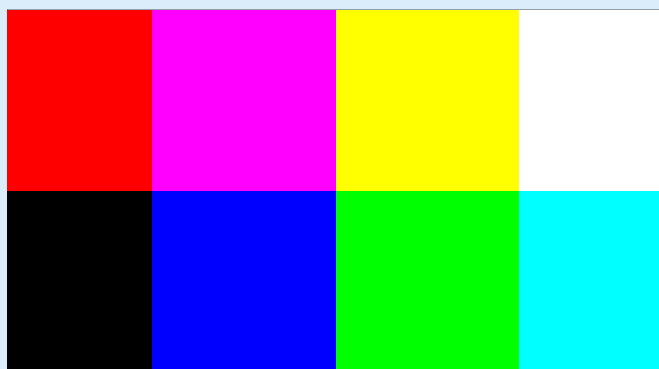
Do sprawdzenia poprawności użyjemy testbenchu, który znajduje się w pliku *15_VGA/vga_tb.sv*. Składa się on tylko z generowania



Rysunek 8. Wynik symulacji modułu vga



Rysunek 9. Generowanie sygnałów dla pojedynczego wiersza



Rysunek 10. Obraz testowy – kwadraty

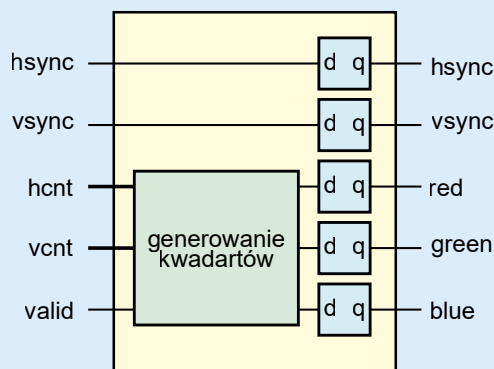
sygnału zegarowego, resetu oraz instancji modułu *vga*. Aby go uruchomić, w symulatorze ModelSim uruchamiamy skrypt: `do ./vga.do`

Uzyskany wynik został pokazany na **rysunku 8**. Na górze mamy sygnał zegarowy oraz reset. Dopiero poniżej znajdziemy interesujące nas wyjścia. Pierwsze dwa to Hsync i Vsync. Rysunek pokazuje całą ramkę, co możemy rozpoznać po pojawieniu się stanu niskiego na linii Vsync. Dalej znajdziemy sygnał valid. Na dole mamy jeszcze liczniki hcnt oraz vcnt pokazane jako liczba oraz na wykresie. Widzimy, że licznik vcnt zaczyna od 0 i dochodzi do wartości 524. Aby zobaczyć, jak wygląda pojedynczy wiersz, musimy przybliżyć wykres, co zostało pokazane na **rysunku 9**. Widzimy tu fragment blisko końca ramki (co poznajemy po stanie niskim na Vsync). Z tego powodu sygnał valid nie jest ustawiony. Możemy się jednak przyrzyć, jak wygląda licznik hcnt zmieniający się od 0 do 799 oraz zobaczyć działanie sygnału Hsync.

Generujemy obraz testowy

Mamy gotowe sygnały sterujące. Kolejnym krokiem jest zbudowanie modułu, który na podstawie tych sygnałów wygeneruje obraz. Na początku wyświetlimy grafikę podobną do tej z **rysunku 10** – osiem kwadratów, każdy w innym kolorze.

Schemat blokowy takiego modułu został pokazany na **rysunku 11**. Widzimy tu logikę kombinacyjną, która na podstawie sygnałów hcnt, vcnt oraz valid generuje trzy składowe kolorów: r, g i b. Na końcu mamy rejestry zatrzymujące wyjścia. Zwróćmy uwagę, że wszystkie



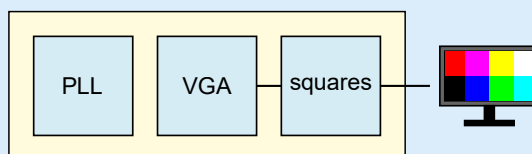
Rysunek 11. Schemat blokowy generatora kwadratów

sygnały muszą mieć takie samo opóźnienie, dlatego musimy dodać przerzutniki, także dla sygnałów synchronizacyjnych.

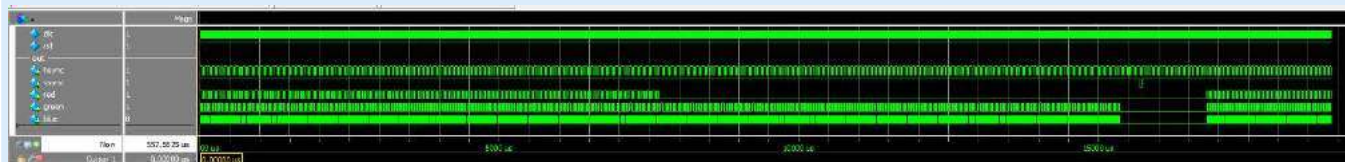
Sama logika kombinacyjna też nie będzie skomplikowana. Składową czerwoną dobieramy na podstawie licznika vcnt, a dwie pozostałe na podstawie hcnt. Implementacja została pokazana na **listingu 2**. Na początku przyjmujemy parametry określające długość wejściowych liczników. Dalej znajdziemy wejścia i wyjścia. Pierwsze dwa to oczywiście zegar i reset. Następnie przyjmujemy wszystkie wyjścia z bloku *vga*. Na ich podstawie będziemy generować pięć sygnałów, które bezpośrednio trafią na wyjścia układu FPGA.

Całą logikę zawarta jest w bloku *always_ff*. Rozpoczyna się on od resetu. Następnie w liniach 37...52 znajdziemy generowanie sygnałów. Jeżeli sygnał valid jest ustawiony, sprawdzamy wartości liczników vcnt i hcnt i ustawiamy wyjścia r, g i b. W przeciwnym przypadku przyjmują one stan niski.

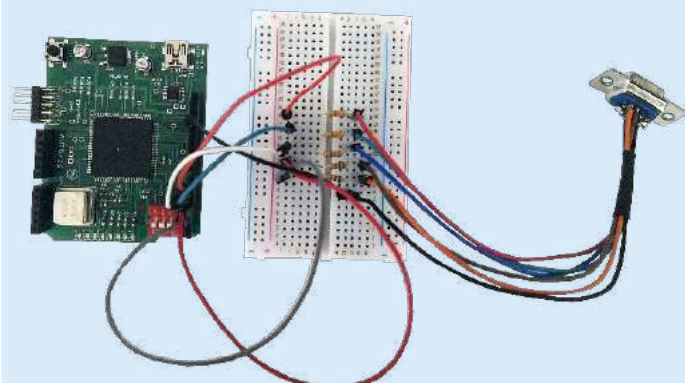
Kolejnym krokiem jest połączenie obu przygotowanych bloków. Schemat głównego modułu pokazuje **rysunek 12**. Poza znanymi nam blokami pojawia się tu, znana nam już z wcześniejszych



Rysunek 12. Połączenie generatora synchronizacji z generatorem obrazu



Rysunek 13. Wynik symulacji modułu vga_top

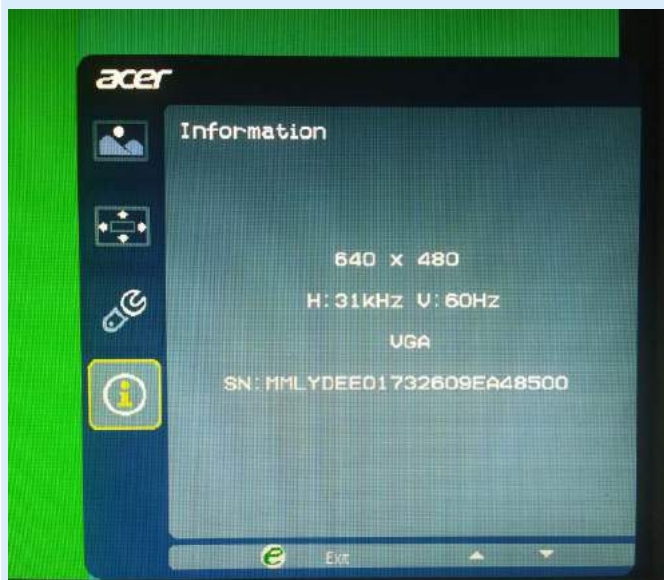


Fotografia 1. Podłączenie złącza VGA do płytki Rysino



Fotografia 2. Kwadraty wyświetlone na monitorze

eksperymentów, pętla PLL. Pozwala ona na wygenerowanie sygnału o częstotliwości 25,175 MHz. Minimalnie różni się ona od wymaganej 25,2 MHz. Nie możemy jednak uzyskać dokładniejszej wartości ze względu na możliwe zakresy mnożenia i dzielenia częstotliwości.



Fotografia 3. Parametry sygnału video

Listing 2. Moduł odpowiedzialny za generowanie kwadratów (15_VGA/squares.v)

```
10 module squares #(
11     parameter H = 800,
12     parameter V = 525,
13     parameter H_BIT = $clog2(H),
14     parameter V_BIT = $clog2(V)
15 ) (
16     input wire clk,
17     input wire rst,
18     input wire hsync_in,
19     input wire vsync_in,
20     input wire valid_in,
21     input wire [H_BIT-1:0]hcnt_in,
22     input wire [V_BIT-1:0]vcnt_in,
23     output logic hsync,
24     output logic vsync,
25     output logic red,
26     output logic green,
27     output logic blue
28 );
29
30 always_ff @(posedge clk)
31     if (!rst) begin
32         hsync <= '0;
33         vsync <= '0;
34         red <= '0;
35         green <= '0;
36         blue <= '0;
37     end else begin
38         hsync <= hsync_in;
39         vsync <= vsync_in;
40         if (valid_in) begin
41             red <= vcnt_in < 240;
42             if (hcnt_in < 160)
43                 {green, blue} <= {1'b0, 1'b0};
44             else if (hcnt_in < 320)
45                 {green, blue} <= {1'b0, 1'b1};
46             else if (hcnt_in < 480)
47                 {green, blue} <= {1'b1, 1'b0};
48             else
49                 {green, blue} <= {1'b1, 1'b1};
50         end else
51             {red, green, blue} <= '0;
52     end
53
54 endmodule
```

Gotowy moduł znajduje się w pliku 15_VGA/vga_top.v, natomiast testbench to plik o nazwie 15_VGA/vga_top_tb.v. Uruchamiamy go poleceniem:

```
do ./vga_top.do
```

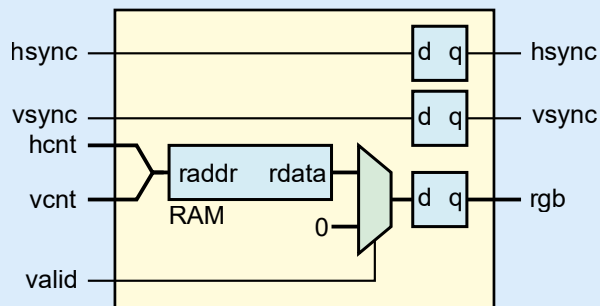
Uzyskany wynik został zaprezentowany na **rysunku 13**. Możemy tu zobaczyć sygnały synchronizacji oraz kolorów (red, green, blue).

Po sprawdzeniu symulacji możemy przejść do testów ze sprzętem. Na **fotografii 1** zostało pokazane złącze VGA podłączone do płytki Rysino (zgodnie ze schematem z rysunku 1). Do złącza DB15 zostały przyłutowane przewody, dzięki którym można je podpiąć do płytki stykowej.

Teraz możemy uruchomić środowisko Quartus. Otwieramy projekt 15_VGA/vga.qpf i rozpoczynamy budowę. Po zaprogramowaniu układu FPGA zobaczymy wynik podobny do tego z **fotografią 2**. Mój monitor pozwala także na wyświetlenie parametrów odebranego sygnału, tak jak to pokazuje **fotografia 3**. Widzimy, że odbierany sygnał ma rozdzielczość 640×480 pikseli. Synchronizacja pionowa ma częstotliwość 60 Hz, a pozioma 31 kHz (60 Hz razy 525 wierszy daje 31,5 kHz). Uzyskaliśmy więc oczekiwane przez nas parametry.

Wyświetlamy grafikę

Spróbujmy jeszcze wyświetlić grafikę, którą wcześniej przygotowujemy w programie MS Paint. Będziemy ją przechowywali w pamięci RAM. Najpierw jednak oszacujemy, ile bitów jest nam potrzebnych. Dla obrazka o rozmiarze 640×480 z 3-bitową głębią kolorów otrzymujemy



Rysunek 14. Odczytywanie obrazu z pamięci

		adres		dane
		hcnt	vcnt	
bity		12 ... 6	5 ... 0	
	0	0 ... 59	kolumna 0	
		60 ... 63	X	
	1	0 ... 59	kolumna 1	
		60 ... 63	X	
	...			
	79	0 ... 59	kolumna 79	
		60 ... 63	X	
	80 ... 127	...	X	

Rysunek 15. Organizacja pamięci przechowującej obrazek

ponad 900 tysięcy bitów. Natomiast cała pamięć dostępna w naszym układzie to tylko 189 tysięcy bitów. Dlatego zdecydowaliśmy się na mniejszy obraz. Na początek wybrałem 80×60 pikseli. Liczby te otrzymałem przez podzielenie poprzednich rozmiarów przez 8. Pozwoliło nam to na łatwe obliczenie obecnego piksela poprzez odrzucenie trzech najmłodszych bitów liczników hcnt i vcnt.

Teraz możemy narysować schemat nowego generatora obrazu. Został on pokazany na **rysunku 14**. Adres odpowiedniej komórki pamięci otrzymujemy przez połączenie bitów hcnt i vcnt. Samej organizacji pamięci musimy przyjrzeć się trochę bliżej. Jak widzimy na **rysunku 15**, pierwsze 6 bitów określa numer wiersza, a starsze 7 numer kolumny. Oznacza to, że adresy od 0 do 60 przechowują piksele kolumny 0. Jednak następnie mamy 4 adresy, od 61 do 63, które nie przechowują żadnych istotnych danych. Są one zaznaczone literą X. Można powiedzieć, że się marnują. Jednak dzięki temu znacząco upraszczamy adresowanie. Poświęcamy część pamięci za zmniejszenie dodatkowej logiki odpowiedzialnej za generowanie adresów.



Rysunek 16. Przykładowa grafika – plik 15_VGA/test.bmp

Listing 3. Implementacja odczytywania obrazka z pamięci (15_VGA/from_mem.sv)

```

10 module from_mem #(
11     parameter H = 800,
12     parameter V = 525,
13     parameter H_BIT = $clog2(H),
14     parameter V_BIT = $clog2(V)
15 ) (
16     input wire clk,
17     input wire rst,
18     input hsync_in,
19     input vsync_in,
20     input valid_in,
21     input [H_BIT-1:0] hcnt_in,
22     input [V_BIT-1:0] vcnt_in,
23     output logic hsync,
24     output logic vsync,
25     output logic red,
26     output logic green,
27     output logic blue
28 );
29 logic [6:0] hcnt;
30 logic [5:0] vcnt;
31 logic [2:0] img[5119:0];
32
33 initial $readmemb("test.mem", img);
34
35 assign hcnt = hcnt_in[9:3];
36 assign vcnt = vcnt_in[8:3];
37
38 always_ff @(posedge clk)
39     if (!rst) begin
40         hsync <= '0;
41         vsync <= '0;
42         red <= '0;
43         green <= '0;
44         blue <= '0;
45     end else begin
46         hsync <= hsync_in;
47         vsync <= vsync_in;
48         {red, green, blue} <= valid_in ? img[{hcnt, vcnt}] :
49             '0;
50     end
51 endmodule

```

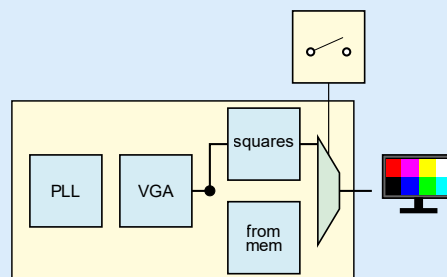
Listing 4. Skrypt w języku Python3 przygotowujący wsad dla pamięci (15_VGA/bmp2mem.ipynb)

```

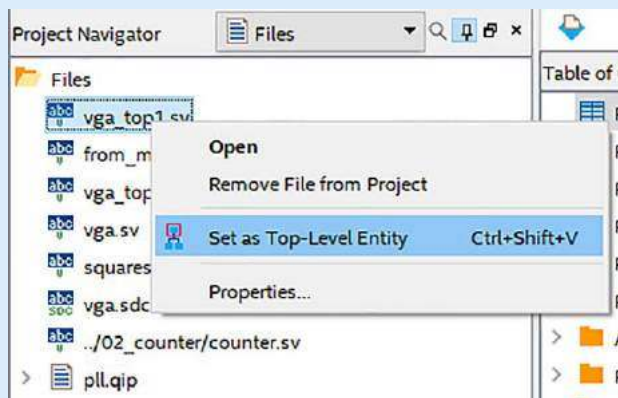
01 from PIL import Image
02 import numpy as np
03
04 img = Image.open('test.bmp')
05 img
06
07 H = 80
08 V = 60
09 C = 3
10 img_t = np.array(img).reshape(V, H, C)
11
12 bdata = ""
13 for i in range(H):
14     for j in range(V):
15         for c in range(C):
16             bdata += "1" if img_t[j, i, c] > 128 else "0"
17             bdata += "\n"
18         for j in range(4):
19             bdata += "0000\n"
20
21 f = open("test.mem", "w")
22 f.write(bdata)
23 f.close()

```

Kod naszego modułu znajduje się na **listingu 3**. Jego interfejs jest identyczny jak w przypadku generatora kwadratów. Obrazek jest przechowywany w tablicy *img*. Jej wartość początkowa jest wczytywana w bloku *initial* (linia 33). Następnie wycinamy z wejściowych liczników interesujące nas bity (wiersze 35...36). Samo odczytywanie znajduje się w bloku *always_ff*. Sygnały synchronizujące są tylko zatraskiwane w dodatkowym rejestrze. Linia 48 realizuje odczyt



Rysunek 17. Dołączenie bloku z rysunkiem do głównej instancji



Rysunek 18. Zmiana głównego modułu projektu

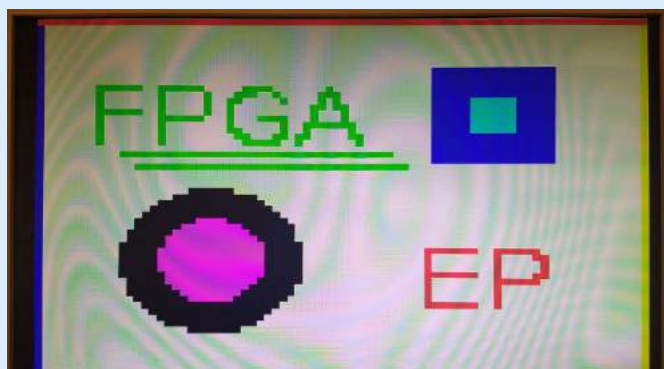
z pamięci. Jeżeli sygnał valid jest ustawiony, trafiają one na wyjście, a w przeciwnym razie jest ono zerowane.

Musimy jeszcze przygotować wsad dla pamięci. Posłużymy się tu programem MS Paint. Przykładowy obrazek znajdziemy w pliku `15_VGA/test.bmp` (rysunek 16). Ma on rozmiary 80×60 pikseli. Przygotowując własną grafikę, musimy zwrócić uwagę, aby używać tylko ośmiu kolorów z naszej listy.

Następnie skorzystamy ze skryptu napisanego w języku Python3. Jego kod znajduje się na **listingu 4**. Najpierw ładujemy biblioteki: *PIL* pozwala na obsługę plików graficznych, a *numpy* wspiera obliczenia numeryczne. W linii 4 wczytujemy nasz obrazek i następnie go wyświetlamy. Wiersze 7...9 zawierają pomocnicze stałe: szerokość, wysokość oraz liczbę kolorów, których używamy przy konwersji obrazu na tablicę. Sama konwersja ma miejsce w pętli (12...19). Zwróćmy uwagę na dodatkową pętlę (18...19), która wypełnia 4 nieużywane komórki pamięci. Na końcu zapisujemy uzyskany wynik w pliku `test.mem`.

Teraz możemy dołączyć nasz moduł do głównego projektu. Prezentuje to schemat z **rysunku 17**. Umieszczamy go równolegle z generatorem kwadratów. Oba przyjmują to samo wejście z generatora sygnału synchronizacyjnego. Następnie za blokami umieszczamy multiplexer. Będziemy nim sterować z przełącznika dip-switch, który znajduje się na płytce. Dzięki temu będziemy mogli przełączać się pomiędzy dwoma obrazami.

Implementacja multiplexera jest bardzo prosta. Jak widzimy na **listingu 5**, została zrealizowana za pomocą operatora `?:`. Test do nowego modułu głównego znajduje się w pliku `15_VGA/vga_top1_tb.sv`. Uruchamiamy go poleceniem:
`./vga_top1.do`



Fotografia 4. Obrazek wyświetlony na monitorze za pomocą płytki Rysino

Listing 5. Implementacja multiplexera (15_VGA/vga_top1.sv)

```
72 always_ff @(posedge clk_vga) begin
73     hsync <= s ? hsync_s : hsync_f;
74     vsync <= s ? vsync_s : vsync_f;
75     red <= s ? red_s : red_f;
76     green <= s ? green_s : green_f;
77     blue <= s ? blue_s : blue_f;
78 end
```

Wynik jest podobny do tego z poprzedniej symulacji, więc nie będę go tu zamieszczał. Za to przejdziemy do testów ze sprzętem. Najpierw w środowisku Quartus musimy zmienić moduł główny na `vga_top1.sv` (rysunek 18). W tym celu w panelu Project Navigator przechodzimy do zakładki Files. Klikamy prawym przyciskiem myszy na `vga_top1.sv` i z menu kontekstowego wybieramy `Set as Top-Level Entity`.

Teraz możemy zbudować projekt i zaprogramować płytkę. Na ekranie powinniśmy zobaczyć obraz podobny do tego z **fotografii 4**. A po zmianie położenia przełącznika wrócimy z powrotem do znanych nam już kwadratów.

Podsumowanie

W tym odcinku zapoznaliśmy się z działaniem interfejsu VGA. Następnie użyliśmy go do wyświetlenia obrazu testowego i prostej grafiki. W kolejnej części spróbujemy zrobić coś bardziej interaktywnego.

Rafał Kozik

rafkozik@gmail.com

Bibliografia:

- [1] <https://bit.ly/3fveHcT>
- [2] <https://bit.ly/3u6kCci>

REKLAMA

AVT3144 - Klaskacz - przełącznik akustyczny

AVT3250 - Bombka LED dla każdego - montaż

AVT3165 - Odstraszacz kretów

AVT5599 - Zdalnie sterowany włącznik 4-kanalowy

AVT1484 - Wskaźnik temperatury silnika

AVT5596 - Mieszacz kolorów RGB

KITy AVT na wideo: [HTTP://BIT.LY/2SCLZTY](http://bit.ly/2SCLZTY)

O KIT-ach AVT przeczytasz również na Facebooku: [HTTP://BIT.LY/2BJVMN7](http://bit.ly/2BJVMN7)

AVT1853 - Iluminofonia LED RGB

AVT2942 - Kogut dyskotekowy

AVT3125 - Włącznik sterowany dowolnym pilotem

AVT788 - Lampka LED reagująca na klaskanie

AVT1900 - Animowany bałwanek LED

AVT1651 - Gra - Kto pierwszy ten lepszy

Ulubiony Kiosk zmienił się na lepsze!

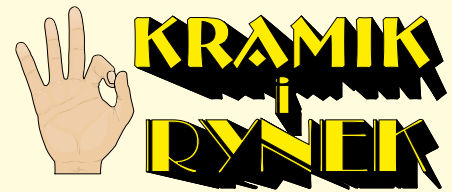


Nowy, lepszy Ulubiony Kiosk stał się faktem! Nowy layout został zaprojektowany zgodnie z wiodącymi trendami, ale przede wszystkim w taki sposób, by jak najbardziej ułatwić przeglądanie i nawigowanie po serwisie.

Jednak nowy Ulubiony Kiosk to także zastosowanie nowych technologii. Nasz serwis będzie teraz właściwie skalował się na ekranach o różnej rozdzielczości oraz lepiej wyświetlał na urządzeniach mobilnych.

Nie czekaj i wejdź na
www.UlubionyKiosk.pl!

Ogłoszenia i reklamy hurtowni, sklepów, importerów, producentów, dealerów, itp. są płatne. Cena podstawowego modułu (35×20 mm) wynosi 66 zł + VAT. Koszt minimalnej ramki dla ogłoszeń o wielkości 3 modułów wynosi 198 zł + VAT. Moduły można łączyć zarówno w pionie jak i w poziomie. Maksymalna szerokość ogłoszenia to 5 modułów, wysokość 12 modułów. Rabaty stosujemy wyłącznie dla reklam powyżej 8 modułów: 4-6 emisji 10%, 7-11 emisji 15% i od 12 emisji 25%.



Oferta specjalna:

- publikacja fragmentów cennika w ramce o wielkości: 8 modułów w pionie cena 264 zł + VAT, 9 modułów w poziomie 305 zł + VAT
- rabat specjalny dla firm poszukujących pracowników wynosi 25% (wyłącznie dla dużych reklam).

Wszelkich informacji udziela **Grzegorz Krzykawski, tel. 22 257 84 60**,
e-mail: grzegorz.krzykawski@ep.com.pl.

Reklamy do tej rubryki mogą być przygotowane przez Zamawiającego w CMYK, w formacie CDR (wersja do 2018), AI, EPS (tekst zmieniony na krzywe), PSD, PDF (programy Adobe w wersji do CC 2021 włącznie PC/Mac) z próbnym wydrukiem. Małe reklamy mogą być przygotowane w redakcji (gratis) na podstawie odrębnego 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

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

www.ep.com.pl

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

Aksotronik
ELEMENTY ELEKTRONICZNE

Magnesy neodymowe oraz ferrytowe
Ceny od 0.10zł

Przełączniki klawiszowe wodoodporne/pyluszczalne
Ceny od 2.48zł

Druty oporowe od 0.16 do 0.31mm
Ceny od 5.70zł

Prowadniki do przewodów
Ceny od 11.00zł

Koszki elektryczne zaciskowe
Ceny od 0.22zł

Szczotki węglowe do elektronarzędzi
Ceny od 2.60zł/kpl

Przełączniki do elektronarzędzi zwykłe i elektromagnetyczne
Ceny od 7.00zł

Pudełka/organizery
Ceny od 0.95zł

Złącza hermetyczne Superseal
Ceny od 1.10zł/kpl

Zestawy śrubek M2, M3 z nakrętkami i podkładkami
Ceny od 2.50zł

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

ELMAX 1988
OBWODY DRUKOWANE
Produkcja, Projektowanie, Montaż

Certyfikat Underwriters Laboratories
UL 94V-0 E480148 TYPE 1

Zakład produkcyjny:
05-260 Marki
ul. Duża 1
tel. 22 781 63 95
22 761 95 80
fax. 22 781 63 95 w 23
www.elmax.waw.pl
elmax@elmax.waw.pl

Płytki jednostronne
Płytki dwustronne
Płytki na podłożu aluminium
Płyty czołowe FR4

Serie dowolne
Prototypy
Maksymalny wymiar płytek 1w 630 mm

Dokumentacja technologiczna
Dokumentacja konstrukcyjna
Trawione szablony SMD

Montaż elektroniki
Krótkie terminy
Wykonania super expresowe

Aktywny kalkulator prototypów na stronie internetowej

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

NINIEJSZE OGŁOSZENIA SĄ INFORMACJĄ HANDLOWĄ I NIE STANOWIĄ OFERTY W MYŚL ART. 66, § 1 KODEKSU CYWILNEGO. EWENTUALNIE PODANE CENY MOGĄ ULEC ZMIANIE.



Miesięcznik „Elektronika Praktyczna” (12 numerów w roku) jest wydawany przez AVT-Korporacja Sp. z o.o. we współpracy z wieloma redakcjami zagranicznymi.

Wydawnictwo:

AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczyńska 11
tel. 22 257 84 99, faks 22 257 84 00

Wydawca:

Wiesław Marciniak

Adres redakcji:

03-197 Warszawa, ul. Leszczyńska 11
tel. 22 257 84 60
faks 22 257 84 00
e-mail: redakcja@ep.com.pl
www.ep.com.pl

Redaktor Naczelny:

Damian Sosnowski

Redaktor Programowy,

Przewodniczący Rady Programowej:
Piotr Zbysiński

Menedżer Magazynu:

Katarzyna Gugala

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:

Grzegorz Becker

Redakcja strony internetowej www.ep.com.pl

MAD Sp. z o.o.

Zespół marketingu i reklamy:

Katarzyna Gugala, tel. 22 257 84 64
Bożena Krzykawska, tel. 22 257 84 42
Grzegorz Krzykawski, tel. 22 257 84 60

Sekretarz Redakcji:

Grzegorz Krzykawski, tel. 22 257 84 60

DTP i okładka:

MAD Sp. z o.o.

Stali Współpracownicy:

Nikodem Czechowski, Jakub Tyburski, Lucjan Bryndza, Jarosław Doliński, Andrzej Gawryluk, Krzysztof Górski, Tomasz Jabłoński, Michał Kurzela, Szymon Panecki, Sławomir Skrzyński, Ryszard Szymanik, Adam Tatuś, Robert Wołgajew

Uwaga!

Kontakt z wymienionymi osobami jest możliwy via e-mail, według schematu: imię.nazwisko@ep.com.pl

Prenumerata w Wydawnictwie AVT

www.avt.pl/prenumerata

lub tel. 22 257 84 22

e-mail: prenumerata@avt.pl

www.sklep.avt.pl, tel. 22 257 84 66



Prenumerata w RUCH S.A.

www.prenumerata.ruch.com.pl

lub tel. 801 800 803, 22 717 59 59

e-mail: prenumerata@ruch.com.pl



Wydawnictwo
AVT-Korporacja Sp. z o.o.
należy do Izby Wydawców Prasy

Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o.

03-197 Warszawa, ul. Leszczyńska 11

Projekty publikowane w „Elektronice Praktycznej” mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki Praktycznej”. Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice Praktycznej” jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu zgody redakcji. Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice Praktycznej”.





Cyfrowy mikrofon z procesorem DSP

Zaprezentujemy niewielki stereofoniczny mikrofon z wbudowanym układem DSP i całkowicie cyfrowym torem przetwarzania sygnału. W module zastosowano cyfrowe mikrofony PDM typu MP34DT05 oraz procesor ADAU1772, znany czytelnikom z projektu PicoDSP. Zastosowanie mikrofonów z interfejsem PDM umożliwia eliminację analogowych bloków wzmocnienia i upraszcza całą konstrukcję. Urządzenie może znaleźć zastosowanie w radiokomunikacji, układach detekcji i rozpoznania mowy lub jako mikrofon używany podczas webinarów, gdzie często jakość dźwięku mocno odstaje od jakości obrazu. Ze względu na funkcjonalność mikrofonu definiowaną programowo układ może znaleźć zastosowanie także w innych nietypowych aplikacjach.

Programator SUPDI dla mikrokontrolerów AVR

Ciągły rozwój mikrokontrolerów powoduje, że całkiem skomplikowane zagadnienia jesteśmy dzisiaj w stanie zrealizować z użyciem coraz prostszych, z punktu widzenia użytkownika, i tańszych układów. Dobrze to widać na przykładzie popularnych mikrokontrolerów z rodziny AVR, które po przejęciu przez firmę Microchip dostały niejako drugie życie i przechodzą kolejny upgrade typów i możliwości. To całe pozytywne zamieszanie ma jednak swoją cenę, a tą ceną jest chociażby wprowadzenie zupełnie nowego interfejsu programowania i debugowania pod nazwą UPDI (Unified Program and Debug Interface), który ma tę unikalną cechę, że angażuje wyłącznie jedno wyprowadzenie mikrokontrolera (UPDI/RESET) w celu przeprowadzenia procesu programowania i debugowania układu. Zaprezentujemy prosty programator obsługujący nowy standard.

Odtwarzacz sieciowy audio na bazie NanoPi Neo2

Nie tylko Raspberry Pi nadaje się na odtwarzacz sieciowy audio, na rynku SBC pojawiło się sporo płytek stanowiących alternatywę, wśród nich jest NanoPi Neo2. Dzięki niewielkim rozmiarom 40×40 mm, wbudowanemu interfejsowi Ethernet i USB, NanoPi wraz z płytką przetwornika może zostać wbudowane do istniejącego zestawu audio, uzupełniając go o platformę sprzętową do realizacji funkcji odtwarzacza plików lub tunera radia internetowego.

Przełącznik o regulowanej sile zadziałania

Typowe przyciski monostabilne mają ustaloną z góry siłę nacisku, jaka powoduje zwarcie ich styków. W niektórych zastosowaniach potrzebna jest możliwość regulacji tego parametru. Na przykład kiedy chcemy wykonać włącznik światła, którego nie będą mogły przełączyć małe dzieci.

Płytki bazowa dla Raspberry Pi Pico

Rodzina Raspberry doczekała się płytki z własnym mikroprocesorem RP2040 wyposażonym w dwa rdzenie Cortex M0+ uzupełnione bogatymi peryferiami. Zaprezentowana płytka ułatwia szybkie połączenie Pi Pico z czujnikami i elementami wykonawczymi. Dodatkowo na płycie znajduje się zasilacz o szerokim zakresie napięć wejściowych, umożliwiający dołączenie napięcia stałego z zakresu 6...30 V.

a ponadto tematy wiodące EP 5/2021:

- OD PROJEKTU DO PRODUKTU
- MODUŁY WI-FI DLA IOT

Wykaz firm ogłaszających się w tym numerze „Elektroniki Praktycznej”

AKSOTRONIK.....	106
ARMEL	106
BORNICO.....	15
COMPUTER CONTROLS.....	7
ELMAX.....	106
GAMMA	9
KOMPANIA ELEKTRONICZNA	71
PIEKARZ	9
RENEX.....	9, 58, 108
SEMICON.....	69

Reeco.info

ODZIEŻ ESD NA LATO



NOWE
KOLORY



WYBIERZ KOLOR IDEALNY DLA CIEBIE



Skontaktuj się z nami w celu
uzyskania indywidualnej oferty

+48 726 111 150
esdclothing@reeco.info