

ELEKTRONIKA

dla wszystkich

4/2021 KWIECIEŃ • CENA 13,90 zł (w tym 8% VAT)

www.elportal.pl

Uniwersalna przystawka pomiarowa do komputerowej karty dźwiękowej

Schematy EdW we Fritzingu

- ▶ MAX232 w roli przetwornicy napięcia, czyli XY-Plotter konwerter
- ▶ Moduł precyzyjnego generatora TCXO i synchronizacji z GPS
- ▶ Felieton: Tłumaczenia
- ▶ Zasilacz z elektronicznym bezpiecznikiem
- ▶ Analizatory NWT
 - Modyfikacja analizatora D6
- ▶ Droga do RRIO, czyli wzmacniacze operacyjne (nie tylko) dla początkujących
- ▶ Odkrywamy schematy
 - Zasilacze komputerowe
- ▶ Modułowe mierniki napięcia i prądu stałego
- ▶ MPPT – Zmiany MPP
- ▶ Wzmacniacze klasy D – Impulsowa klasa G
- ▶ Lampowy magnetofon szpulowy



Drukarki 3D
filamenty, części zapasowe



sklep.avt.pl

Portale branżowe
AutomatykaB2B.pl
ElektronikaB2B.pl

Miejsca dla
specjalistów



artronic
OPTOELEKTRONIKA
www.artronic.pl

FIRMA PIEKARZ
CZĘŚCI ELEKTRONICZNE

przełączniki
półprzewodniki
złącza
przełączniki
radiatory
obudowy
i wiele więcej...

www.piekarz.pl

BRAKUJE CI ARCHIWALNEGO WYDANIA ELEKTRONIKI DLA WSZYSTKICH?

Szkola Konstruktorów - Układ elektroniczny do uświetnienia uroczystości
9/2020 WRZESIEŃ • CENA 13,90 zł
F-met
- Modułowy licznik
Czym się różni wróżba
Czyli o niedoskonałości

Szkola Konstruktorów - Układ elektroniczny związany z koronawirusem
10/2020 PAŹDZIERNIK • CENA 13,90 zł
Mierni
Droga do RRIID,
czyli wzmacniacze
(nie tylko) dla początkujących

Szkola Konstruktorów - Układ elektroniczny pomocny w przypadku braku napięcia
11/2020 LISTOPAD • CENA 13,90 zł
Akwarys z baterią
Nie ma wyjścia

Szkola Konstruktorów - Racjonalizacja zużycia wody
12/2020 GRUDZIEŃ • CENA 13,90 zł
Prosta iz
do oscylacji
25 lat! - strona

Szkola Konstruktorów - Elektroniczny sposób sygnalizacji otwarcia furtki
1/2021 STYCZEŃ • CENA 13,90 zł
Nieco ekstremalny
Słuchawkowy wzmacniacz lampowy OTL
Generator kalibracyjny dla każdego

Portale branżowe
AutomatykaB2B.pl
ElektronikaB2B.pl
Miejsca dla specjalistów

Drukarki 3D
filamenty, części zapasowe
sklep.art.pl

FIRMA PIEKARZ
CZĘŚCI ELEKTRONICZNE
przełączniki
półprzewodniki
stacjonarne
przekładniki
radiatory
obudowy
i wiele więcej...
www.piekarsz.pl

UZUPEŁNIJ KOLEKCJĘ NA WWW.ULUBIONYKIOSK.PL

Cyfrowa, automatyczna ładowarka,
inteligentny prostownik do akumulatorów 6V i 12V
(żelowych / AGM / kwasowo-ołowiowych)



kod: N1014

95zł



- w pełni automatyczny 7 stopniowy cykl ładowania
- napięcie ładowania 7.3 V / 14.4 V / 14.7 V
- prąd ładowania 0.8 A $\pm 10\%$ / 3.0 A $\pm 10\%$ / 4.0A $\pm 10\%$
- 4 programy ładowania (6V / 12V do 14Ah / 12V do 120Ah / 12V do 120Ah (zimowy)
- ochrona przed zwarcieniem, przeciążeniem, przegrzaniem i zmianą biegunowości
- wymiary 194 × 64.3 × 47 mm (dł. × sz. × wys.)
- waga 526 g



sklep.avt.pl

AVT SPV Sp. z o.o., 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel.: (22) 257 84 51 e-mail: handlowy@avt.pl

**Firmy
prezentujące swoje oferty
w niniejszym
wydaniu EdW**



ARTRONIC 1



ELMAX 70



EX-OR 70



FERYSTER 47



GTB-SOLARIS 70



PIEKARZ 1, 19



PRODUCENT AUTOMATYKI GRZEWCZEJ

PW KEY 70



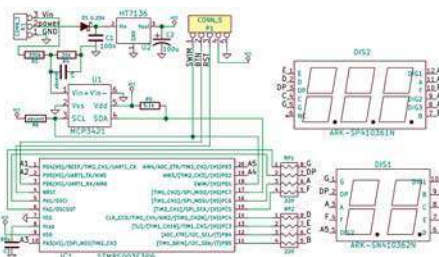
SEMICON 35



str. 26

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.



str. 44

Wzmacniacze klasy D Impulsowa klasa G

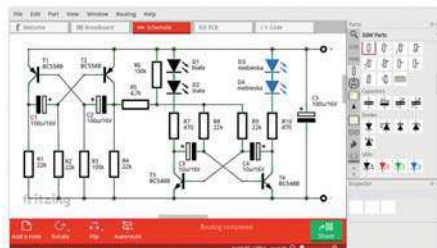
Pracujące według różnych zasad wzmacniacze impulsowe klasy D stają się coraz bardziej popularne. Okazuje się jednak, że nadal atrakcyjne są klasyczne wzmacniacze klasy G, a także ich cyfrowe wersje klasy DG.



str. 17

Uniwersalna przystawka pomiarowa do komputerowej karty dźwiękowej

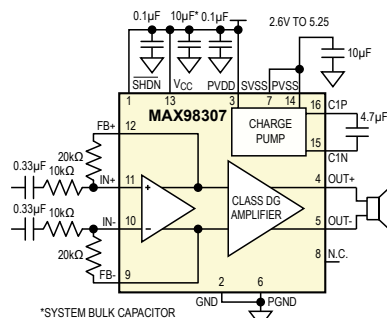
Nieskomplikowana przystawka, która genialnie rozszerza możliwości komputerowej karty dźwiękowej. Pozwoli precyzyjnie mierzyć impedancje, badać charakterystyki przenoszenia, a także przeprowadzać różne inne pomiary.



str. 39

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.



str. 60

... z potrzeby chwili: Zasilacz z elektronicznym bezpiecznikiem

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

Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o., Warszawa, ul. Leszczynowa 11.

Projekty publikowane w „Elektronice dla Wszystkich” mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki dla Wszystkich”. Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich” jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu pisemnej zgody redakcji. Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich”.

Miesięcznik



www.elportal.pl

(12 numerów w roku)
jest wydawany we współpracy
z kilkoma redakcjami
zagranicznymi.

Wydawca:
Wiesław Marciniak

Adres Wydawcy:
AVT-Korporacja sp. z o.o.
ul. Leszczynowa 11
03-197 Warszawa
tel.: (22) 257 84 99
fax: (22) 257 84 00

Redaktor Naczelny:
Piotr Górecki, pg@elportal.pl

Redaktorzy Działów:

Andrzej Janeczek
sp5aht@swiatradio.com.pl

Opracowanie graficzne, skład:

Ewa Górecka-Dudzik

Okladka, zdjęcia, skanowanie:
Piotr Górecki jr

Sekretarz Redakcji
Ewa Górecka-Dudzik
ewa.dudzik@elportal.pl
tel.: (22) 783 00 20
(w godzinach 10:00 – 15:00)

Dział Reklamy:
Katarzyna Gugala
katarzyna.gugala@elportal.pl
tel.: (22) 257 84 64

Klasyczne listy i paczki
(projekty i Szkoła Konstruktorów)
prosimy adresować:

AVT – EdW
ul. Leszczynowa 11
03-197 Warszawa
(+dopisek określający zawartość)

Korespondencja elektroniczna:

e-maile do Redakcji EdW:
edw@elportal.pl

e-maile do Szkoły Konstruktorów:
szkola@elportal.pl

rozwiązania konkursów – e-maile:
konkursy@elportal.pl

uwagi do rubryki Errare:
errare@elportal.pl

Prenumerata:

W Wydawnictwie AVT

tel: (22) 257 84 22

e-mail: prenumerata@avt.pl

W RUCH S.A.

tel: 801 800 803, (22) 717 59 59

e-mail: prenumerata@ruch.com.pl

www.prenumerata.ruch.com.pl

Stali współpracownicy:

Michał Adamus
Arkadiusz Bartold
Szymon Janek
Krzysztof Kawa
Rafał Orodziński
Michał Pędzimaż
Michał Stach
Szymon Trygar
Adam Sobczyk
Piotr Świerczek
Piotr Wójtowicz

Uniwersalna przystawka pomiarowa do komputerowej karty dźwiękowej – część 1	17
Moduł precyzyjnego generatora TCXO i synchronizacji z GPS, część 2	22

Forum Czytelników

Z potrzeby chwili...	
MAX232 w roli przetwornicy napięcia, czyli XY-Plotter konwerter	57
Z potrzeby chwili...	
Zasilacz z elektronicznym bezpiecznikiem	60

Szkola Konstruktorów

Zadanie główne 301

Zaproponuj, jak wdrażać dzieci i wnuki w arkaana techniki, w szczególności elektroniki, logiki oraz programowania	47
---	----

Rozwiązanie zadania głównego 296

Zaproponuj elektroniczny sposób pomiaru lub regulacji poziomu wody w dowolnym zbiorniku	48
---	----

Druga klasa Szkoły Konstruktorów Co tu nie gra? 301, 296.....	53
--	----

Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów Policz 301, 296.....	57
--	----

Artykuły różne

Felieton: Tłumaczenia.....	16
Schematy EdW we Fritzingu	26
Analizatory NWT – modyfikacja analizatora D6, część 1	31
Droga do RRIO, czyli wzmacniacze operacyjne (nie tylko) dla początkujących – część 5	33
Odkrywamy schematy. Zasilacze komputerowe, część 7	36
Modułowe mierniki napięcia i prądu stałego, część 2	42
MPPT, część 11.....	42
Wzmacniacze klasy D, część 10.....	44
Lampowy magnetofon szpulowy.	
Charakterystyka popularnych magnetofonów, część 2.....	62

Rubryki stałe

Nowości, ciekawostki	6
Prenumerata	8
Pocztą	10
Skrzynka porad	13
Reklamy	70
Księgarnia AVT.....	73
Oferta handlowa AVT	74

Konkursy

Co to jest?	67
Jak to działa?.....	66
Krzyżówka	68



Kwiecień

Zgodnie z zapowiedziami, na okładce tego numeru mamy projekt przystawki pomiarowej do karty audio. Model zmontowany na płycie uniwersalnej może nie urzeka estetyką, projekt jest w sumie prosty, ale nie zlekceważcie tego materiału. Sensownej jakości komputerowa karta audio plus darmowy program mogą stworzyć bardzo precyzyjny przyrząd pomiarowy o ogromnych możliwościach. Mogą stworzyć, ale wyjścia i wejścia karty dźwiękowej nie mają zbyt dobrych właściwości w roli sprzętu pomiarowego. Dlatego wręcz konieczna jest choćby taka nieskomplikowana przystawka, która genialnie rozszerzy możliwości pomiarowe. Będziemy ją wykorzystywać między innymi do badania niedoskonałości elementów w ramach cyklu „Wróblek”, a także do licznych innych pomiarów, w tym wzmacniaczy operacyjnych i różnych układów audio.

W tym numerze przygotowaliśmy Wam też szereg innych bardzo wartościowych artykułów i projektów. Zachęcam do przeanalizowania i wykorzystania wskazówek dotyczących rysowania eleganckich schematów „w standardzie EdW” za pomocą coraz bardziej popularnego programu Fritzing.

W numerze mamy bardzo interesujące odcinki dotyczące MPPT i wzmacniaczy klasy D. Znowu szczególnie Waszą uwagę chciałbym zwrócić na artykuł *Modułowe mierniki napięcia i prądu stałego*, gdzie przedstawiona jest bardzo ważna kwestia dotycząca wykorzystywanych w nich przetworników ADC. Wiedząc o takich szczegółach, można dokonać trafnego wyboru i za śmiesznie niską cenę nabyć zaskakująco dokładny woltomierz.

Zawsze aktualna jest też moja prośba: *poinformujcie mnie osobiście, jaką tematyką powinniśmy się zajmować w kolejnych numerach EdW*. Bardzo dziękuję za Wasze dotychczasowe zgłoszenia, zarówno e-mailowe, jak też przez stronę <https://bit.ly/3aj0ixL>

Jak zawsze zachęcam do lektury, a także do udziału w naszych licznych konkursach, w szczególności w *Szkole Konstruktorów*.

Serdecznie pozdrawiam

Piotr Górecki



**Prenumerata
– naprawdę warto!**

XIAOMI Z APARATEM 108 MPX

Chińska firma znalazła ciekawy segment rynku smartfonów. Otóż w czasach gdy czołowi producenci prześcigają się w podbijaniu cen swoich sztan-dardowych modeli, Xiaomi postanowiło pokazać bardzo mocnego (nie)flagowca, którego możliwości i osiągi zadowolą zdecydowaną większość nawet tych bardziej wymagających użytkowników. Model Mi 10S powstał głównie po to, by zaprezentować możliwości Snapdragona 870, czyli mocnego, ale nie najmocniejszego procesora od Qualcomma.

Amerykanie zaskoczyli wszystkich wprowadzając do sprzedaży procesor Snapdragon 870 o maksymalnym taktowaniu 3,2GHz. Układ ten bazuje na ubiegłorocznym Snapdragonie 865, ale oferuje wyższą wydajność, uzyskiwaną niemalże z takich samych podzespołów. Jak wykazały testy nie jest tak mocny jak najsilniejszy układ Qualcomma, Snapdragon 888, ale wystarczająco dobry, by wyprzedzić w benchmarkach Snapdragona 865+.

Jeśli skupimy się na drugiej ważnej funkcji, zaraz po wydajności, czyli fotografii mobilnej, to mamy tutaj szeroki zestaw sensorów, zbliżony do specyfikacji Xiaomi Mi 10 Ultra: 108 Mpix z obiektywem f/1.69, optyczną stabilizacją obrazu i nagrywaniem wideo w 8K przy 30 kl./s, 13 Mpix z obiektywem ultra-

szerokątnym, 2 Mpix z obiektywem makro i 2 Mpix jako czujnik głębi.

Na razie niestety nie wiemy nic o dostępności i cenach tego modelu poza Chinami.



SZYBKI SSD BEZ DRAM

Komu potrzebne są wyjątkowo szybkie dyski SSD? Wąskiemu gronu profesjonalistów, którym naprzeciw wychodzi Samsung. Koreański koncern, projektując nowy model dysku SSD wyszedł z założenia, że choć rekordowa wydajność poprzedniej wersji 980 Pro jest czymś, czym warto się chwalić, to jednak stosunkowo niewielu użytkowników będzie stać na to, by ją wypróbować z uwagi na wyjątkowo wysoką cenę. Dlatego postanowiono opracować bardziej przystępny, ale wciąż szybki dysk NVMe.

Samsung 980 SSD NVMe, dzięki zastosowaniu technologii Host Memory Buffer (HMB), unika problemów konstrukcji pozbawionych pamięci DRAM. Zamiast szybkiego dostępu do pamięci tymczasowej, HMB łączy dysk bezpośrednio z pamięcią DRAM procesora zainstalowanego w komputerze. Dodając do tego obsługę szóstej generacji pamięci V-NAND, otrzymujemy model, który zapewnia sześciokrotnie większą prędkość działania niż w przypadku dysków SSD SATA. Jak podaje Samsung, sekwencyjne prędkości odczytu i zapisu sięgają 3500 i 3000 MB/s, natomiast losowe odczyty i zapisy są szacowane odpowiednio na 500 tys. IOPS i 480 tys.

Gdyby porównać model 980 do innego dysku SSD Samsunga – 970 EVO, nowa konstrukcja odznacza się nawet o 56% lepszą wydajnością energetyczną. To ważne chyba głównie dla właścicieli laptopów, których zasilacze są mniej elastyczne, jeśli chodzi o zapotrzebowanie na moc. Czekamy na pierwsze modele z tą pamięcią, żeby przekonać się jak to rozwiązanie sprawdzi się w praktyce.



SONY DLA FILMOWCÓW

Sony FX3 to czerpiąca pełnymi garściami z modeli A7S III i FX6 najnowsza pełnoklatkowa kamera tego producenta. Oferuje m.in. filmowanie w 4K z prędkością do 120 kl/s, nowoczesny układ autofokusa, ogromny zakres czułości oraz aktywne chłodzenie.

Korpus Sony FX3 na pierwszy rzut oka przypomina aparat cyfrowy, jednak solidność konstrukcji i duża liczba złączy, gwintowanych otworów do montażu akcesoriów i aż 15 konfigurowalnych przycisków (można do nich przypisać 140 różnych funkcji) sugeruje, że to coś znacznie więcej niż bezlusterkowiec.

Korpus kamery wykonano ze stopu magnezu i uszczelniono, by zapewnić jej wysoką odporność na nieprzyjemne warunki filmowania. Kamera



rejestruje filmy w rozdzielczości 4K przy maksymalnej częstotliwości 120 kl/s. Wtedy mamy niewielkie przycięcie kadru.

Zapis w rozdzielczości 4K/60p, z użyciem całego sensora, może być realizowany z wykorzystaniem krzywej gamma S-Log3. Dzięki nim filmy będą zgodne z HDR. Dane mogą być zapisywane na kartach pamięci CFexpress typu A (w obudowie mamy dwa sloty, które obsługują też format SD). W przypadku 10-bitowego zapisu z próbkowaniem 4:2:2 lub 16-bitowego formatu RAW, da się strumień danych wyprowadzić przez port HDMI na zewnętrzną nagrywarę.

Sony FX3 jest kamerą pełnoklatkową. Zastosowano w niej sensor Exmor R, taki sam jak w Sony A7S III, który podczas filmowania ma rozdzielczość 10,2 Mpix, a przy fotografowaniu 12,1 Mpix. Czułość można regulować w zakresie od 80 do 409600 ISO, a zakres dynamiczny sensora to aż 15 EV. Nikogo już nie dziwi, że za takie parametry będzie trzeba zapłacić ponad 22 000 zł.

VOLVO Z ANDROID AUTOMOTIVE

Volvo decyduje się na kolejny odważny ruch. Szwedzi rezygnują z autorskiego systemu infotainment i wprowadzają Android Automotive do wielu popularnych modeli. Jednym z pierwszych samochodów, w którym zastosowano Android Automotive, był elektryczny model Volvo XC40 Recharge. Warto podkreślić, że mamy do czynienia z pełnoprawnym systemem infotainment, który jak najbardziej może konkurować z BMW iDrive czy Audi MMI.

W przeciwieństwie do Android Auto nowy system operacyjny Google, a także cała związana z nim platforma, nie jest po prostu nakładką zapewniającą możliwość korzystania z wybranych aplikacji i funkcji smartfona. Android Automotive ma dostęp do wielu funkcji samochodu, takich jak chociażby sterowanie klimatyzacją i innymi ustawieniami.

Przejście na oprogramowanie Google wiąże się z wieloma ułatwieniami w procesie wytwarzania oprogramowania. W końcu firma nie będzie musiała skupiać się na rozwoju autorskiego systemu operacyjnego, a zaoszczędzone siły będzie mogła przeznaczyć na rozwój innych, równie ważnych technologii, jak ładowanie aut elektrycznych.

Należy przypomnieć, że Volvo zdecydowało się postawić wszystko na jedną kartę. Producent poinformował, że do 2030 roku całkowicie zrezygnuje z silników spalinowych. Niedaleka przyszłość ma bowiem należeć wyłącznie dla samochodów w pełni elektrycznych.



QUALCOMM DLA LAPTOPÓW

Rynek laptopowych procesorów ARM rozszerza się coraz szybciej. Po premierze procesorów Apple M1, które zostały wykorzystane w najnowszych Makach, inni producenci zaczęli pracować nad swoimi alternatywami. Co prawda układy oparte na architekturze x86-64 jeszcze trochę z nami zostaną, ale w ostatnich miesiącach widmo ARM-owej zmiany warty stać się coraz bardziej realne.

Już w styczniu informowaliśmy o nadchodzącym procesorze Qualcomm, Snapdragonie SC8280, który był wykorzystywany na platformach testowych z 8–32GB RAM oraz 14-calowymi wyświetlaczami, co sugeruje wykorzystanie tego układu w laptopach. Teraz z kolei pojawiły się nowe informacje, dotyczące następcy Snapdragona 8cx Gen 2, dzięki którym dowiadujemy się, jak może być on zbudowany. Jeden z dwóch wariantów procesora, model Snapdragon SC8280XP, ma zostać wyposażony w łącznie osiem bardzo wydajnych rdzeni.

Pierwsze cztery rdzenie, nazwane „Gold+”, mają pracować z częstotliwością 2,7GHz i oferować najwyższą możliwą wydajność. Kolejne cztery, określane jako „Gold”, mają natomiast mieć zegary o taktowaniu 2,43GHz, przy czym nie powinny znacząco odstawać osiąganymi od tych z plusem. Nie pojawiają się tutaj jednak rdzenie energooszczędne, które pracują podczas mało wymagających zadań.

Dodatkowo SC8280XP ma zostać wyposażony w jednostkę odpowiedzialną za przetwarzanie neuronowe, czyli dedykowany rdzeń dla sztucznej inteligencji. Czy przejście



komputerów z Windows na ARM jest możliwe? Pewnie tak, ale Microsoftowi idzie to dużo bardziej opornie niż firmie Apple.

DRON STEROWANY GOGLAMI I PADEM?

DJI jest znane z oferowania udanych dronów z różnych segmentów i specjalizacji – od lekkich konstrukcji dla amatorów, po spore maszyny latające, do których pilotowania potrzebne są specjalne uprawnienia. Najnowszy model FPV (first person view) współpracuje z goglami, oferującymi klientom kinowe wrażenia podczas lotu.

DJI nazywa swój nowy dron FPV sprzętem hybrydowym, łączącym zalety sportowych dronów z możliwością podglądu z kamery w widoku pierwszej osoby, ze sprzętami o typowo kinowym rodowodzie, stworzonymi dla twórców i filmowców. Firma ma nadzieję, że drony FPV znajdą szersze zastosowanie i będą mogły służyć większemu gronu odbiorców.



Oczywiście pilotowanie dronem FPV jest bardziej skomplikowane niż urządzeniem, którego widok z kamery prezentowany jest nam na ekranie przyczepionym do kontrolera. Dlatego też DJI oferuje użytkownikom drona FPV serię filmów instruktażowych, które pomogą opanować podstawy pilotażu oraz konfigurowania drona.

Bardziej doświadczeni piloci będą mogli zdjąć ograniczenia nakładane przez zabezpieczenia i przerzucić się na sterowanie ręczne. Jest jeszcze tryb sportowy, w którym swoboda ruchów jest bardziej zwiększona, ale jednocześnie, ze względu na znacznie większe ryzyko ma dodatkowe opcje bezpieczeństwa.

DJI FPV nagrywa wideo w rozdzielczości 4K i 60 kł/s. Obiektyw kamery ma 150-stopniowe pole widzenia i jest stabilizowany przez system GoPro RockSteady.

Cena? 6500 zł.

PRENUMERUJ

prenumerata roczna
1 wydanie gratis
152,90 zł

prenumerata dwuletnia
6 wydań gratis
250,20 zł

e-prenumerata roczna
2 e-wydania gratis
111,00 zł

e-prenumerata dwuletnia
6 e-wydań gratis
199,80 zł

Prenumeratorzy wersji drukowanej
za równoległe do niej e-wydania
płacą jedynie **20% ceny**:
opłata za e-prenumeratę równoległą
wynosi 26,60 zł/rok,
53,20 zł/2 lata.

do 50% zniżki
za lojalność

Wieloletni Prenumerator po kilku latach
nieprzerwanej prenumeraty zyskuje
DO 50% ZNIŻKI. Jeśli prenumerujesz EdW,
wszystkie dane nt. swojej prenumeraty
znajdziesz teraz po zalogowaniu na www.avt.pl.
Co szczególne ważne – znajdziesz tam również
propozycje przedłużenia Twojej prenumeraty,
które uwzględniają przysługujące Ci
zniżki lojalnościowe.

prenumerata		roczna	dwuletnia
jeśli jeszcze nie jesteś Prenumeratorem		152,90 zł 1 wydanie gratis	
	roku	139,00 zł 2 wydania gratis	250,20 zł 6 wydań gratis
jeśli prenumerujesz nieprzerwanie od:	2 lat	125,10 zł 3 wydania gratis	
	3 lat	111,20 zł 4 wydania gratis	208,50 zł 9 wydań gratis
	5 lat		166,80 zł 12 wydań gratis

prenumeratę zamówisz:

- na www.avt.pl • mailowo – prenumerata@avt.pl
- wpłacając na konto: AVT Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczyńska 11, 03-197 Warszawa,
ING Bank Śląski 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013

Administratorem Twoich danych osobowych jest AVT-Korporacja
sp. z o.o., ul. Leszczyńska 11, 03-197 Warszawa, prenumerata@avt.pl.

Przetwarzamy Twoje dane, aby móc wysłać Ci nasze czasopisma w
formie drukowanej lub elektronicznej oraz inne towary
(np. prezenty), a także w innych prawnie usprawiedliwionych celach,
w tym marketingu bezpośredniego naszych produktów
i usług (tzw. uzasadniony interes administratora). Podanie danych
jest dobrowolne, ale niezbędne do zrealizowania zamówienia na
prenumeratę.

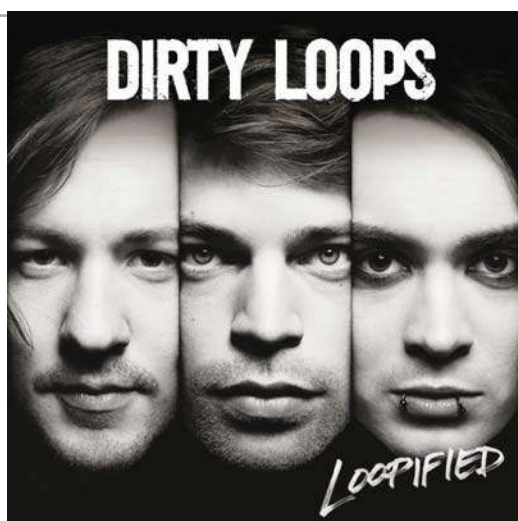
Twoje dane osobowe przekazujemy Poczcie Polskiej, która
dostarcza do Ciebie przesyłki. Bez Twojej zgody nie prześlemy
i nie będziemy dokonywać obrotu (nie użyczymy, nie sprzedamy)
Twoich danych osobowych innym osobom lub instytucjom.
Twoje dane osobowe możemy przekazać jedynie podmiotom

uprawnionym do ich uzyskania na podstawie obowiązującego
prawa (np. sądy lub organy ścigania) – ale tylko na ich żądanie
w oparciu o stosowną podstawę prawną. Będziemy przetwarzać
Twoje dane osobowe przez 5 lat od zakończenia roku
obrachunkowego, w którym wystąpiła ostatnia płatność. Dane
osobowe do celów marketingowych będziemy przetwarzać do
czasu wycofania przez Ciebie zgody na przetwarzanie lub do czasu
usunięcia danych.

Informujemy, że masz prawo do żądania od administratora dostępu
do Twoich danych, ich sprostowania, usunięcia, ograniczenia ich
przetwarzania, wniesienia sprzeciwu wobec przetwarzania Twoich
danych lub ich przenoszenia. W każdej chwili możesz odwołać
zgody na przetwarzanie Twoich danych osobowych oraz możesz
zażądać, by Twoje wszystkie dane zostały przez nas usunięte.

...i korzystaj Z PRZYWILEJÓW

prezent za zaprenumerowanie magazynu



Każdorazowo opłacenie prenumeraty jest premiowane prezentem.

W tym numerze są do wyboru dwie płyty:

- Dirty Loops „Loopified”
- Jan Duszyński „Jack Strong” (soundtrack)

Zamów swój prezent mailowo (prenumerata@avt.pl).

Jeśli zamawiasz prenumeratę drukowaną po raz pierwszy lub jeśli zamówisz ją po zalogowaniu na www.avt.pl, otrzymasz

kody na bezpłatne e-wydania
dowolnych naszych czasopism:

	jeśli przedłużasz prenumeratę	jeśli jesteś nowym Prenumeratorem
krok 1:	zaloguj się na www.avt.pl	zamów prenumeratę drukowaną EdW na www.avt.pl
krok 2:	przedłuż swoją prenumeratę	utworzymy Twoje konto Prenumeratora
krok 3:	po odnotowaniu wpłaty przyznamy Ci pulę kodów na darmowe e-wydania do wykorzystania na www.UlubionyKiosk.pl (kody będą dostępne po zalogowaniu na www.avt.pl)	

rabaty i gratisy
w Klubie AVT Elektronika

- do 50% zniżki w Sklepie AVT (szczegóły na www.avt.pl/klub-elektronika)
- do 50% zniżki na www.UlubionyKiosk.pl

W rubryce „Poczta” zamieszczamy fragmenty Waszych listów oraz nasze odpowiedzi i komentarze. Prosimy o listy dotyczące bieżących wydań EdW, a także o listy z Waszymi komentarzami, propozycjami, problemami, pytaniami, oczekiwaniami względem nas,

z propozycjami tematów do opracowania, itp. Autorzy najciekawszych, wartościowych listów otrzymują upominki, najczęściej w postaci drobnych kitów AVT. Piszcie do nas, bardzo ceniemy Wasze listy, choć nie wszystkie prośby możemy zrealizować.

UWAGA! UWAGA!

Potwierdzamy otrzymanie każdego e-maila. Zachęcamy do wykorzystywania opcji: *Żądaj potwierdzenia doręczenia*. Jeśli ktoś nie otrzyma potwierdzenia w ciągu tygodnia, proszony jest o wysłanie swojej wiadomości jeszcze raz – do skutku. A gdyby przypuszczalnym powodem skasowania e-maila przez serwery poczty były potencjalnie groźne załączniki (np. typu .exe, bas, itp.), bardzo prosimy wysłać informację o tym bez żadnych załączników.

Do części projektów publikowanych w EdW firma AVT proponuje kompletne zestawy elementów albo tylko płytki drukowane. Na początku i końcu takich artykułów-projektów podana jest informacja o numerze kitu AVT. Jeżeli w artykule numeru kitu nie ma, a Czytelnicy byliby zainteresowani nabyciem zestawów albo samych płytek, jest to możliwe.

AVT uruchomi realizację kitów/płytek, o ile tylko gotowość zakupu wyrazi przynajmniej kilku chętnych. Zgłoszenia i pytania w tej sprawie należy nadsyłać wprost na adres: **kity@avt.pl**

Jeszcze raz przypominamy o jubileuszowym konkursie: Moja przygoda z elektroniką i EdW

Każdy może wziąć udział. Nie tylko Czytelnicy, którzy są z nami od 25 lat, ale i najmłodsi, którzy dopiero zaczynają. Także i Ty możesz opisać, ***jak zaczęła się Twoja przygoda z elektroniką i jaką rolę ma w tym EdW***. Nagrodami w konkursie będą talony – kupony do sklepu AVT oraz bezpłatne prenumeraty czasopisma.

Właśnie obchodziliśmy jubileusz 25-lecia.

Wielu Czytelników starszych wiekiem wróciło myślą do tamtych czasów. A niektórzy nadal wykorzystują projekty z tamtych zamierzonych czasów. Oto fragmenty jednego z listów skierowanych do Naczelnego:

Witam serdecznie

W październiku 97 roku ukazał się (...) projekt czterokanałowej iluminofonii dostępny też jako AVT2157.

Od jakiegoś czasu próbuję uruchomić owe urządzenie i borykam się z jednym problemem, a mianowicie przy braku muzyki, a nawet zwarcu wejścia do masy, diody (żarówki) dalej mrugają z częstotliwością wypracowaną przez U11, czyli CD4017.

Z tego co udało mi się ustalić, winne jest pojawienie się tętnienia sieciowego na masie. Przenosi się to na sygnał wejściowy wzmacniaczy operacyjnych U5 i U8 i wzmocnione

powodują mruganie diod i żarówek. Czy to jest zamierzony cel? Czy coś jest nie tak z moim układem?

Podsumowując, czy w testowanym przez Pana układzie w przypadku braku muzyki lampy gasną?

Będę wdzięczny za udzieloną pomoc.

*Pozdrawiam
TKJ*

Na odległość nie sposób określić przyczyny problemu. Na pewno bez sygnału wejściowego lampy nie powinny świecić. Po prawie 25 latach nie sposób pamiętać szczegółów. W tym zasilanym napięciem symetrycznym układzie obwody masy bloku filtrów i prostowników aktywnych rzeczywiście są specyficznie zbudowane. W każdym razie wpisy w Internecie świadczą, że wielu osobom udaje się z powodzeniem uruchomić ten układ sprzed tak wielu lat.

*Dobry temat dla EdW, a przynajmniej wart wzmianki:
https://www.youtube.com/watch?v=_2uXqTi42LI&t=4s*

*Pozdrawiam
Sławomir*

Nadal nadchodzą e-maile dotyczące lamp elektronowych, wskazujące, że powinniśmy jeszcze szerzej zająć się tym tematem, który dla wielu nadal jest bardzo atrakcyjny.

*Dzień dobry,
chciałbym podziękować za artykuł „Trochę o lampie ECC88”, który ukazał się w grudniowym numerze „Elektroniki dla Wszystkich” z zeszłego roku. Bardzo chętnie widziałbym rozbudowane układy tego typu z przykładowymi schematami w przyszłości. Temat lamp w zastosowaniach audio jest mi szczególnie bliski.*

*Pozdrawiam serdecznie
Piotr Samek*

*Szanowna Redakcjo,
w nawiązaniu do informacji zamieszczonej w EdW 12/2020 pod artykułem Pana Jerzego Szymańskiego odnośnie do artykułów na temat wykorzystania lamp elektronowych w sprzęcie audio, chcę wyrazić zainteresowanie tego typu publikacjami. Najbardziej interesują mnie zagadnienia związane z techniką audio (zarówno tranzystorową, jak i lampową) oraz układy zasilania i w tych dziedzinach chcę rozwijać swoją wiedzę i umiejętności z zakresu elektroniki. Przy okazji serdecznie dziękuję, że publikują Państwo artykuły Pana Jerzego Szymańskiego – jestem pod wielkim wrażeniem umiejętności oraz ogromu wiedzy Autora tych tekstów.*

*Z poważaniem
Jacek Szabat*

W poprzednim numerze upominki z *Pocztą* otrzymało kilku Kolegów, których listy zawierały wartościowe uwagi, ale nie zmieściły się w czasopiśmie. Jeden z nich napisał później:

(...) Przy okazji chciałbym poruszyć jeszcze jedno zagadnienie, któremu można by poświęcić osobny cykl artykułów – mierniki uniwersalne i wszelkie inne przyrządy pomiarowe, gdyż to od nich i ich sprawności w dużej mierze zależy powodzenie podejmowanych przez elektroników działań. Produkowane obecnie przyrządy pomiarowe pozbawione są wszelkiej dokumentacji. Nie ma już też zakładów serwisowych, które by je naprawiały i sprawdzały (udało mi się dowiedzieć, że najbliższy Śląska znajduje się koło Jełowej pod Opolem. W Katowicach jest Urząd Miar i Wag, jednak nie tylko wzorcowanie, ale zwykłe sprawdzenie jest tam bardzo kosztowne – kilka lat temu cena za jeden punkt pomiarowy wynosiła, o ile pamiętam, 200zł. Jeśli chciałbyś sprawdzić trzy punkty na każdym zakresie – początek, środek i koniec zakresu $\times$ liczba zakresów pomiarowych to koszt byłby ogromny).

Posiadam kilka mierników cyfrowych i analogowych. Jednym z nich jest Pro'sKit MT-5211, który trochę zaniża pomiary na zakresie napięciowym. W środku są potencjometry regulacyjne, jednak nie wiadomo, który jest do czego. Gdyby udało się Państwu zdobyć takie informacje...

Kolejne rzeczy, które w większości mierników są denerwujące:

- zbyt krótki czas załączania „oszczędzacza baterii”. Mierniki ciągle wyłączają się w czasie pomiarów, co utrudnia bądź nawet uniemożliwia pomiary,
 - brak pokrętła zerowania omomierza w miernikach cyfrowych (gdyby producenci je dodali, cena mierników nie wzrosłaby pewnie znacząco),
 - nieprzemyślane dobrane zakresy pomiarowe (jedne zakresy, np. górny zakres rezystancji 2000M Ω , są zbyt duże i się z nich na co dzień nie korzysta, przydałby się natomiast zakres 20 Ω lub 2 Ω . Podobnie jest z zakresem pomiaru pojemności i indukcyjności (20H to bardzo duża wartość, a przydałby się zakres nH – wiem, że pomiar na takich małych zakresach jest skomplikowany i obarczony dużym błędem).
- W jednym z mierników pominięto część zakresów pomiarowych np. 200k Ω (W MT-5211 brak 200M Ω , ale on jest mało przydatny). Gdyby udało się przekazać moje sugestie producentom lub importerom przyrządów pomiarowych, to byłoby dobrze.

Jak wspominałem, posiadam jeszcze mierniki analogowe m.in. NRD-owski UNI21 (który był moim pierwszym miernikiem zakupionym w 1985 roku za niebagatelną wówczas kwotę 7750zł), który nadal jest sprawny (poza niewielkim stałym błędem 1 działki na wszystkich zakresach napięciowych) i drugi miernik też UNI, ale 11e, zakupiony niedawno w komisie – **fotografia obok**. Uni11e był brudny i prawdopodobnie komuś upadł, bo była skrzywiona wskazówka i odklejone lustro. Jednak po wyczyszczeniu i usunięciu tych drobnych usterek działa prawidłowo. Zdziwiająca jest jakość materiałów (np. przełączników,

złożone, ekranowane gniazda) i wykonania tych mierników. W dzisiejszych miernikach można tylko pomarzyć o takiej jakości, wiele z nich przeniosło się już do krainy wiecznych pomiarów, a kiepską jakość ich wykonania najlepiej widać właśnie po jakości przełączników (np. na zakresie 200 Ω trzeba ileś razy pokręcić przełącznikiem, żeby na wyświetlaczu pokazała się wartość zbliżona do zera). Do mierników UNI był dodany schemat i instrukcja obsługi, co jest bardzo cenne.

Pozdrawiam
Andrzej Sprus

List ten trafił do redakcji jeszcze przed ukazaniem się łączonego numeru 2–3/2021, dlatego Autor nie mógł wiedzieć, że uprzedzając jego słuszne uwagi, zajęliśmy się od strony praktycznej kwestią precyzji współczesnych mierników cyfrowych. Sytuacja jest paradoksalna. Dawniej starannie wykonywane były mierniki, które dziś trzeba uznać za bardzo mało dokładne. Postęp techniki umożliwił masową produkcję różnych precyzyjnych mierników, jednak uwarunkowania rynkowe spowodowały, że są one wytwarzane jak najtaniej, co często fatalnie odbija się na ich jakości wykonania. W efekcie naprawa jest nieopłacalna, bo serwisantowi za godzinę pracy trzeba zapłacić więcej, niż kosztuje nowy popularny multimetr.

Nie ma dobrego rozwiązania. Dziś praktycznie wszystkie przyrządy pomiarowe, z wyjątkiem najdroższych, produkowane są w Chinach i trudno wpłynąć na zwyczaje tamtejszych producentów, którzy muszą sprostać walce konkurencyjnej i maksymalnie obniżyć koszty.

Natomiast kwestia omomierzy, potrafiących mierzyć bardzo duże oraz bardzo małe rezystancje, też będzie podjęta, po części w związku z cyklem „Wróblek” o niedoskonałości elementów, a po części w związku z artykułami na temat wzmacniaczy operacyjnych.

Kwestią pomiaru realnych elementów RLC, ze szczególnym uwzględnieniem ich parametrów pasożytniczych, nadal będziemy się zajmować, także w zakresie indukcyjności rzędu nanohenrów, w czym pomogą prawie już gotowe artykuły na temat NanoVNA.

A jeżeli chodzi o precyzję i kalibrację, to prawdopodobnie uda się nawiązać współpracę z laboratorium firmy NDN, co zaowocuje też praktycznymi wskazówkami dla hobbystów.



Temat pomiarów i różnych mierników, w tym RLC, okazuje się bardzo interesujący dla wielu Czytelników EdW. Oto kolejny przykład:

(...) W czasopiśmie „Practical Electronics” June 2018 (Digital Inductance/ Capacitance Meter), „Practical Electronics” June 2019 (Wide-range Arduino-based LC Meter) ukazały się projekty mierników LC na Arduino UNO. Programy do tych mierników można pobrać bezpłatnie ze strony. Natomiast artykuły już są płatne. Ale same schematy mierników można znaleźć w internecie. Nie wiem, czy to jest legalne, czy nie. Ja na podstawie schematu zrobiłem jeden z tych mierników na wyświetlaczu 20×4. Zastosowałem Arduino NANO chiński klon. Miernik działa. Jest to miernik z automatyczną kompensacją. W internecie można znaleźć informacje, że dokładność można ustawić z poziomu komputera. Jest to opisane w artykule, niestety artykuł jest płatny. Miernik zmontowałem na płytce uniwersalnej. W mierniku są zastosowane cztery przełączniki w obudowie DIP. Ja zastosowałem przełączniki w obudowie typu SIL, na dodatek ekranowane i to był mój błąd. Okazało się, że miernik zawyżał wskazania, gdy zdjęłem metalowe obudowy z przełączników, już było lepiej. I to nasunęło mi myśl, żeby zmienić dławik 100uH na inny również 100uH. Miałem w swoich zapasach cztery różne dławiki 100uH. Dobrałem odpowiedni dławik i wszystko wróciło do normy. Miernik teraz mierzy z dokładnością 2,5% (W stosunku do kondensatora wzorcowego 1%). Mogłem jeszcze pobawić się i odwinąć z dławika kilka zwojów drutu i polepszyć pomiar do deklarowanego 1%, ale już nie chciałem się z tym bawić. Użyłem pomiar z dokładnością 2,5% i mnie to wystarczy. Co do przełączników, najlepsze są w obudowach DIP, takie jak układy scalone. Metalowe ekrany przełączników wpływały na indukcyjność dławika. (...) Tak jak nadmieniałem, same schematy bez artykułów można znaleźć w internecie. Jeżeli redakcja EdW uzyskalaby zgodę na przedruk tychże artykułów, to byłoby znakomicie.

Andrzej Z.

Na **rysunku B** pokazane są fragmenty nadesłanych schematów. Jak widać, chodzi o generator z komparatorem LM311, który pracuje w roli ujemnej rezystancji. Jest to więc realizacja koncepcji, którą niedawno dość dokładnie omawialiśmy, najpierw w ramach konkursu *Jak to działa?*, a potem w oddzielnych artykułach. Głównie dlatego przedruk w EdW wspomnianych projektów mierników RLC z „Practical Electronics” nie planujemy. Niemniej nadal prosimy o Wasze opinie (edw@elportal.pl) na ten i pokrewne tematy, dotyczące pomiarów. W grę wchodzi tu kilka aspektów. Oto niektóre: Ciekawość, jakimi różnymi sposobami można realizować pomiary elementów RLC? Kwestia zakresu wartości mierzonych, w tym największych i najmniejszych spotykanych w praktyce. Problem precyzji pomiarów, w szczególności elementów indukcyjnych z rdzeniem ferromagnetycznym. I bardzo ważny, wręcz kluczowy aspekt praktyczny: na ile pasożytnicze parametry elementów RLC ograniczają ich przydatność w poszczególnych zastosowaniach. I tymi aspektami nadal będziemy się zajmować na łamach EdW.

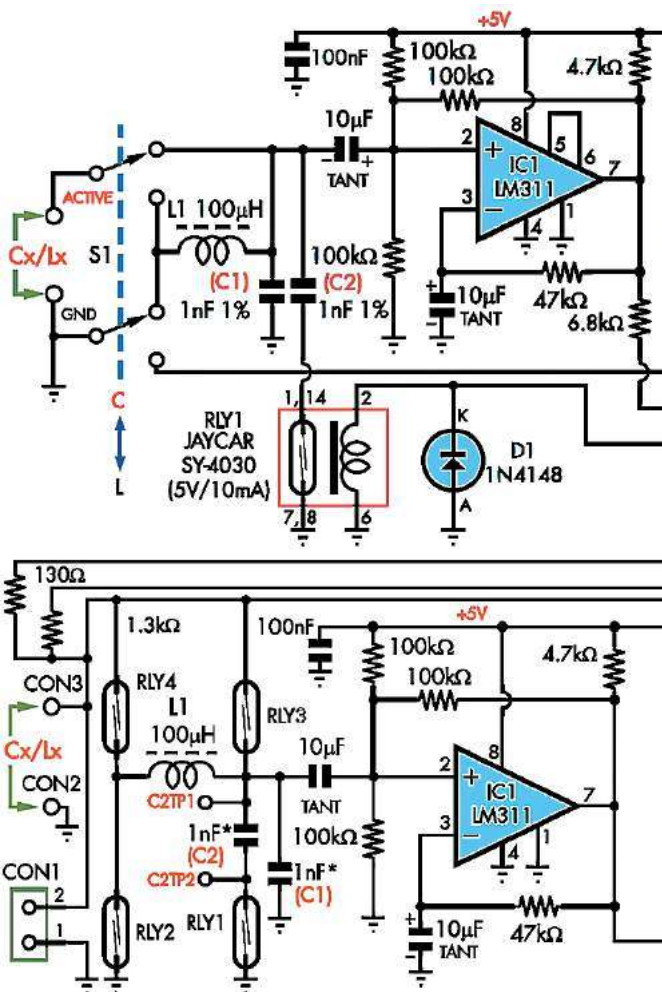
Dzień dobry

Bardzo dziękuję za upominek, jaki otrzymałem od Redakcji, za udział w konkursie ogłoszonym w czasopiśmie „Elektronika dla Wszystkich”!

Mam 74 lata i bardzo dużą satysfakcję sprawia mi montaż prostych układów elektronicznych. Zostałem wychowany na czytaniu takich czasopism jak „Horyzonty Techniki dla Dzieci”, „Horyzonty Techniki” (były kiedyś takie czasopisma popularnonaukowe), „Młody Technik”, „Radioamator”, „Radioamator i Krótkofalowiec”, „Radioelektronik”. Do dzisiaj pozostałem wierny radiotechnice, jestem czytelnikiem i wieloletnim prenumeratorem czasopisma „Świat Radio”. Jestem wieloletnim klientem sklepu AVT. Być może jedynym pracownikiem AVT-Korporacja, który pamięta czasopisma z dawnych lat, jest pan Andrzej Janeczek, który jest obecnie redaktorem naczelnym czasopisma „Świat Radio” i którego gorąco pozdrawiam. Pozdrawiam cały zespół redakcji „Elektronika dla Wszystkich”, życząc zdrowia i sukcesów.

Z poważaniem
Zbigniew Procyk

Upominki za listy do Poczty, tym razem także te niezacytowane, otrzymują: **Andrzej Sprus** oraz **Andrzej Z.**



Skrzynka Porad

W rubryce przedstawiane są odpowiedzi na pytania nadesłane do Redakcji. Są to sprawy, które, naszym zdaniem, zainteresują szersze grono Czytelników.

Jednocześnie informujemy, że Redakcja nie jest w stanie odpowiedzieć na wszystkie nadesłane pytania, dotyczące różnych drobnych szczegółów.

 **Dzień dobry (...)** chciałbym prosić o pomoc w wyjaśnieniu: W jaki sposób transformatorek na karcie sieciowej chroni przed przepięciami w sieci Ethernet? Czy jeśli (po skrętce) na jego wejściu pojawiłoby się np. 230AC, to czy nie przeniesie on tego napięcia na stronę wtórną i czy nie zostanie uszkodzona elektronika karty? Jak to działa? (...)

Taki list był zamieszczony w Poczcie w EdW 11/2020. Autor listu w zasadzie pyta o jeden przypadek związany z siecią energetyczną 230V, ale w grę wchodzi też inne czynniki, więc temat okazuje się bardzo szeroki i trudny.

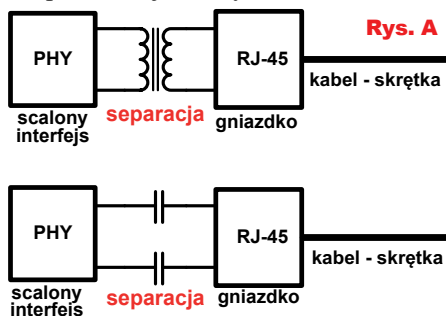
W zasadzie należałoby zacząć od tego, że chodzi o urządzenia, których właściwości są opisane w grupie standardów IEEE 802, a konkretnie IEEE 802.3. I właśnie w dokumentach IEEE 802.3 należałoby poszukać informacji o postawionych tam wymaganiach, dotyczących bezpieczeństwa i ochrony, a potem w różnych materiałach firmowych szukać proponowanych przez różne firmy rozwiązań układowych.

W specyfikacjach IEEE można znaleźć wymagania dotyczące izolacji elektrycznej między linią (kablem UTP) a układami elektronicznymi. Są one sformułowane nieco dziwnie, ponieważ podane jest, że urządzenie musi bez przebicia wytrzymać co najmniej jeden trzech z określonych testów. Pierwszy z nich polega na podaniu napięcia zmiennego 50Hz lub 60Hz o wartości (skutecznej) 1500V między linię portu i masę układu elektronicznego (która często jest uziemiona).

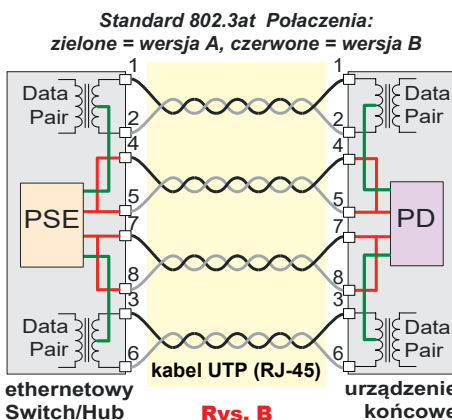
Na pierwszy rzut oka sprawa wydaje się bardzo prosta: w ethernetowej karcie LAN między linią – skrętką, a elektroniką urządzenia umieszczony jest transformator separujący. Wskazuje to, że każde urządzenie sieciowe musi być galwanicznie odseparowane od linii – skrętki.

Tak, ale niekoniecznie za pomocą transformatora. Na przykład Texas Instruments w pewnych przypadkach proponuje też galwaniczne oddzielenie pojemnościowe według ogólnej idei pokazanej na **rysunku A**. Nieco więcej informacji o separacji beztransformatorowej można znaleźć w dokumencie TI w pliku [snla088a.pdf](#).

Następna bardzo istotna okoliczność to fakt, że kabel skrętka



Rys. A



Rys. B

(najczęściej UTP) zawsze ma osiem przewodów, czyli cztery pary.

Wprawdzie w sieciach 10 Base-T i 100 Base-T (10- i 100-megabitowych) wykorzystuje się tylko dwie pary z czterech, ale w 1-gigabitowych sieciach 1000 Base-T wykorzystuje się wszystkie cztery pary do transmisji danych. Problem bezpieczeństwa i ochrony dotyczy wszystkich wykorzystywanych par kabla. To jest proste i jasne. Mniej jasne są inne kwestie.

Konieczne trzeba tu wspomnieć o systemach PoE (zasilania przez skrętkę). Transformatoriki separujące zapewniają izolację galwaniczną w obwodach transmisji danych. A jak jest z przekazywaniem energii?

Energia przekazywana jest za pomocą napięcia i prądu stałego, a to, jak wiadomo, oznacza konieczność „ominięcia” transformatorów separujących.

Jak wtedy wygląda sprawa izolacji galwanicznej oraz bezpieczeństwa ludzi?

Jak to już było opisywane w EdW, skrótem PoE często określa się wszystkie rozwiązania, gdzie przez żyły kabla

UTP w dowolny sposób przekazywana jest energia do zasilania urządzeń peryferyjnych.

Niektóre z takich rozwiązań są niestandardowe, to znaczy producent stosuje jakieś rozwiązanie według własnego uznania, na przykład spożytkowuje dwie pary niewykorzystywane w systemie 100 Base-T. Trudno się wypowiadać o kwestiach bezpieczeństwa w takich „prywatnych” systemach.

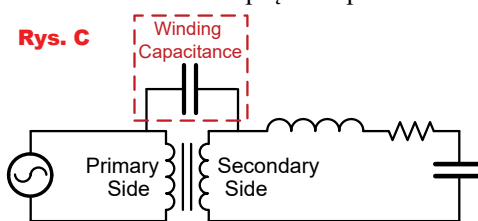
Natomiast „prawdziwe” systemy PoE też są opisane w dokumentach „ethernetowych”, a więc też muszą mieć właściwości opisane w dokumentach IEEE 802.3, a konkretnie 802.3af i 802.3bt. I okazuje się, że urządzenia z „prawdziwymi” obwodami PoE muszą spełniać praktycznie te same wymagania, co urządzenia ethernetowe bez PoE. Choć we wspomnianych dokumentach wymagania dotyczące bezpieczeństwa elektrycznego są sformułowane nieco inaczej, można przyjąć, że też wymagana jest odporność na napięcie 1500V sieci 50/60Hz. Kwestie te zupełnie nie są uwzględnione na rysunku B. A okazuje się, że zgodnie ze wspomnianymi wymaganiami, w obwodach zasilających PSE i PD też konieczne jest zastosowanie izolacji galwanicznej (1500V 50/60Hz).

Można więc powiedzieć, że specyfikacje IEEE 802.3 wymuszają na konstruktorach wszelkich urządzeń ethernetowych zastosowanie skutecznej izolacji galwanicznej,

która na pewno wytrzyma napięcie sieci 230V. Wytrzyma bez przebicia, co dotyczy tylko bezpieczeństwa ludzi, a nie kwestii uszkodzenia elektroniki urządzenia. Jeżeli chodzi o kwestie ochrony elektroniki przed uszkodzeniami, sprawa jest szeroka i skomplikowana.

Po pierwsze wcale nie chodzi o możliwość uszkodzenia w przypadku, gdy „na skrętce pojawi się 230V”. Owszem, teoretycznie taka możliwość jest, ale mało prawdopodobna. Ponadto należałoby postawić pytanie, czy napięcie sieci 230V 50Hz miałyby wystąpić między żyłami jednej pary kabla, czy między ziemią a obydwoma żyłami danej pary?

W pierwszej wersji przez transformator separujący popłynąłby ogromny prąd, bo jego indukcyjność i reaktancja uzwojenia są małe – test to transformator zawierający kilka, najwyżej kilkadziesiąt zwojów drutu, a transformatory 50Hz mają zdecydowanie więcej zwojów (i rdzeń o większej przenikalności). Jednak przypadkowe wystąpienie napięcia 230V między żyłami jednej pary kabla jest praktycznie niemożliwe. Bardziej prawdopodobne jest wystąpienie napięcia sieci 230V na obu żyłach kabla, a wtedy prąd płynący do uziemienia będzie ograniczony do znikomej wartości przez pojemność między uzwojeniami transformatora, co sygnalizuje to **rysunek C**.



Jest to mała pojemność, rzędu 10 pikofaradów, więc prąd przy częstotliwości 50Hz będzie bardzo mały.

W praktyce problemem i zagrożeniem dla ethernetowych systemów LAN nie jest napięcie sieci 230V, tylko rozmaite zakłócenia impulsowe (przebiegi), jakie powstają przede wszystkim podczas wyładowań atmosferycznych, ale też wskutek iskrzenia, głównie styków i komutatorów w silnikach. Problemem mogą też być ładunki statyczne – ESD.

Po pierwsze, takie zakłócenia impulsowe mogą mieć duże, a wręcz ogromne amplitudy, rzędu setek, a nawet tysięcy woltów. Po drugie, z reguły impulsy zakłócające są krótkie i mają bardzo strome zbocza. A bardzo strome zbocza oznaczają, że spowodują one przepływ dużych prądów przez niewielkie nawet pojemności. Wielkość tych prądów zależy też od całkowitej energii impulsów, która może być ogromna w przypadku uderzeń piorunów, mała w przypadku iskrzenia styków i komutatorów, i dość duża w przypadku ładunków statycznych ESD.

W każdym razie zakłócenia impulsowe mogą być bardzo różne, a co ważne, mogą być symetryczne lub niesymetryczne.

Zakłócenia symetryczne występują między dwiema żyłami kabla. Napięcie takich zakłóceń podawane więc jest na

100% elektroniki

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



na www.avt.pl/prenumerata

uzwojenie transformatora i przekazywane przez transformator dalej – impuls pojawi się między końcówkami uzwojenia wtórnego.

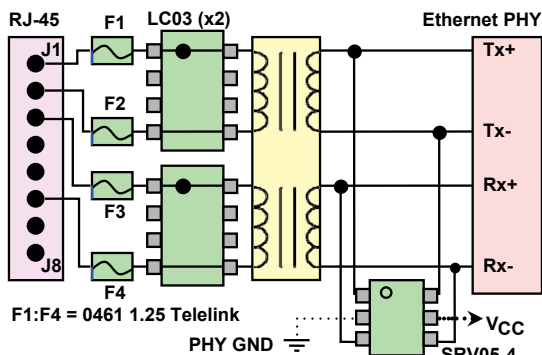
Zakłócenia niesymetryczne pojawiają się między ziemią (uziemieniem) i dwiema żyłami kabla. Obie żyły kabla i obie końcówki uzwojenia pierwotnego transformatora mają ten sam potencjał, więc transformator nie pracuje w swojej klasycznej roli. Prąd płynie tylko przez pojemność między uzwojeniami transformatora (rysunek C). Jest ona wprawdzie niewielka, ale właśnie w przypadku impulsów o bardzo stromych zboczach może to spowodować przepływ impulsów prądowych o dużej amplitudzie.

W praktyce w grę wchodzi jeszcze inne zagadnienie. Oprócz rozważanych tu kwestii bezpieczeństwa i ryzyka uszkodzenia, ważną sprawą jest minimalizacja błędów transmisji pod wpływem różnorodnych zakłóceń, także tych niedestrukcyjnych. Dlatego producenci sprzętu stosują rozmaite rozwiązania.

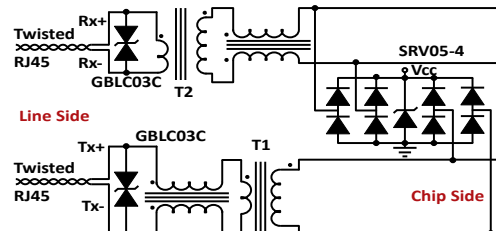
Wspomniane wcześniej oddzielenie galwaniczne za pomocą kondensatorów (rysunek A) może się wydawać najlepsze, bo najtańsze, ale ma ono też znaczące wady. Dlatego najczęściej urządzenia ethernetowe LAN mają na wejściach małe transformatoriki. Właśnie z uwagi na zmniejszanie błędów transmisji z wykorzystaniem kilku par skrętki stosowane są bardziej rozbudowane obwody niż tylko prosty transformator. Otóż w praktyce największym problemem są zakłócenia niesymetryczne, nie między żyłami kabla, tylko względem ziemi, dlatego stosuje się różne sposoby redukcji tych zakłóceń niesymetrycznych. Między innymi przez zastosowanie specyficznych dławików, nazywanych *common mode choke* (CMC), czyli tzw. dławików sygnału wspólnego, dławików skompensowanych, a także sposobu współpracy kilku par zaproponowanym przez Roberta Smitha (Bob Smith concept). Prosty przykład obwodów między gniazdkiem RJ-45 i scalonym układem interfejsu (PHY) jest na **rysunku D**.

Większą skuteczność tłumienia zakłóceń niesymetrycznych zapewnia układ nie tylko z dławikiem CMC, ale z dodatkowym elementem magnetycznym. Przykład na **rysunku E** (wg materiałów Microsemi).

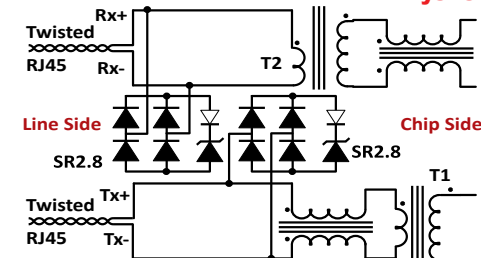
Najprościej biorąc, w dławiku skompensowanym CMC pola magnetyczne wytwarzane przez prądy w obu uzwojeniach się znoszą i taki dławik dla użytecznych syg-



F1:F4 = 0461 1.25 Telelink
PHY GND



Rys. G

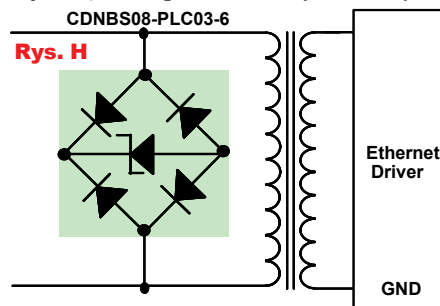


Rys. F

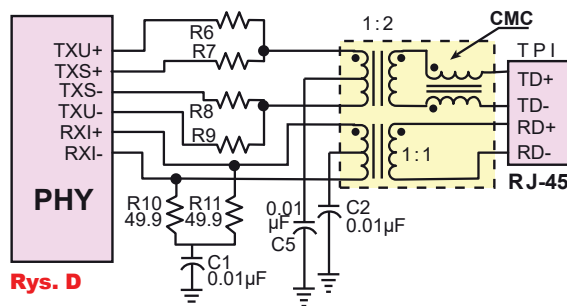
nałów różnicowych, symetrycznych, ma zerową oporność (teoretycznie), natomiast dla sygnałów niesymetrycznych – ma dużą reaktancję. Odwrotnie jest z pokazanym na rysunku E autotransformatorem: dla sygnałów różnicowych ma on dużą oporność, a dla sygnałów niesymetrycznych bliską zero, więc odprowadza je do ziemi – do masy (przez obwód RC).

Rysunki D, E nie pokazują innych, półprzewodnikowych elementów zabezpieczających. A stosowane są tu różne elementy i różne konfiguracje. Przykłady na **rysunkach F, G, H**.

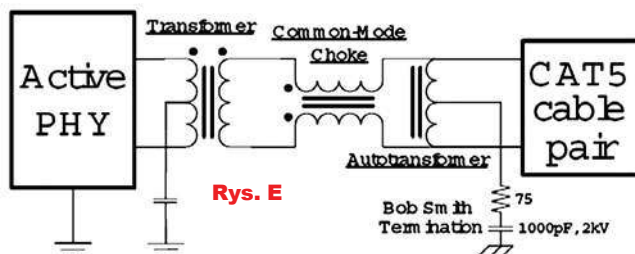
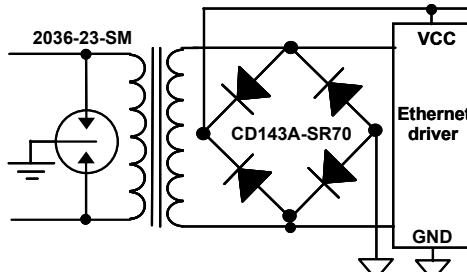
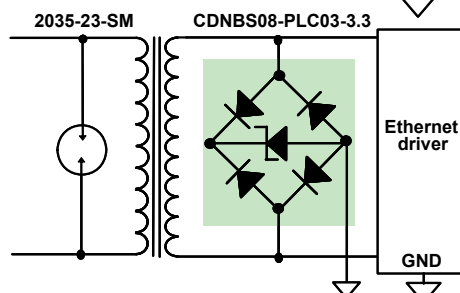
Podsumowując: jeden aspekt to wymagania bezpieczeństwa ludzi, drugi to kwestia ryzyka uszkodzenia, trzeci to minimalizacja błędów spowodowanych różnymi zakłóceniami. A do tego dochodzi aspekt często najważniejszy: balans między jakością zabezpieczeń a ceną, co może decydować o sukcesie rynkowym lub porażce.



Rys. H



Rys. D



Rys. E

Tłumaczenia

W „Elektronice dla Wszystkich” było kiedyś poruszone zagadnienie poprawności tłumaczeń, które w wielu przypadkach są nie tylko błędne, ale i śmiesznie brzmiące. Tak się składa, że amatorsko zajmowałem się tłumaczeniami. Zaczęło się banalnie kilkanaście lat temu. Przeglądając ustawienia Protela 99 SE, przypadkiem odkryłem, że część jego menu zapisana jest w plikach o strukturze tekstowej, które można łatwo edytować. Natomiast opcje okien dialogowych programu zaszyte są w plikach wykonywalnych tego programu.

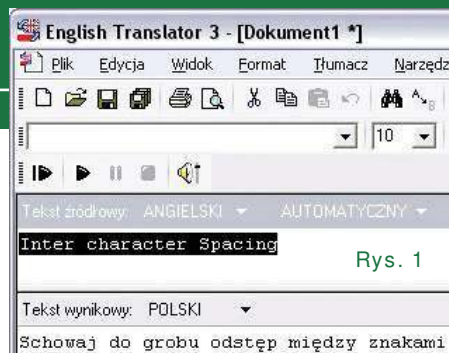
Zacząłem więc poszukiwania narzędzi, które umożliwiały tłumaczenia tego rodzaju plików. Należy pamiętać, że licencje komercyjnych programów komputerowych najczęściej zabraniają ingerencji w ich pliki. Nawet jeśli jest to tylko tłumaczenie, a nie usuwanie zabezpieczeń programu. Ale zdarza się też, że twórca programu umożliwia tłumaczenie interfejsu swojego programu, a nawet udostępnia narzędzia do tego celu. Przykładem może być komercyjny program DipTrace. Często są to dodatkowe pliki językowe z odpowiednią wersją językową programu. Niektóre z programów są dodatkowo zabezpieczone i uniwersalne narzędzia do tłumaczeń wówczas się nie sprawdzają.

Strona techniczna tłumaczeń to mała część trudności, na jakie można trafić podczas tłumaczenia interfejsu programów komputerowych. Zdarza się, że przetłumaczone frazy w języku docelowym są dłuższe niż w oryginale i zwyczajnie nie mieszczą się w oknach dialogowych. Wychodzą poza przewidziane na nie miejsce, a nawet wchodzą na inne obiekty okien dialogowych. Niektóre programy do tłumaczeń umożliwiają zmianę rozmiarów okien dialogowych i zawartych w nich obiektów. Tego rodzaju modyfikacje są jednak uciążliwe i mogą nawet spowodować uszkodzenie pliku wykonywalnego. Drugie rozwiązanie to zmiana niemieszczącego się tekstu na tekst alternatywny. Też nie zawsze jest to proste, bo tekst ten musi oddawać sens oryginalnego tekstu opisującego daną funkcję w tłumaczonym programie. O ile pozycje w menu takie jak „Open”, „New” czy „Save” nie budzą wątpliwości, to można spotkać zwroty, nad którymi trzeba się czasami dłużej zastanawiać. Tak było w przypadku Protela 99 SE, gdzie w jego menu „Widok” jest funkcja „Pan”. Słownik wówczas podpowiadał, że Pan to „rondel – patelnia” i nie wiadomo, co „poeta miał na myśli”. Dopiero po uruchomieniu Protela 99 SE okazało

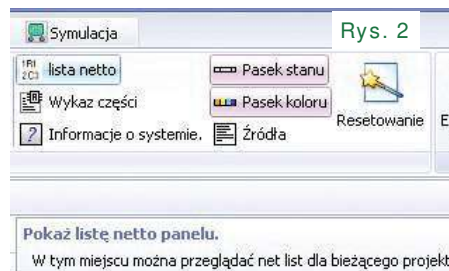
się, że funkcja „Pan” dopasowuje rozmiar planszy projektowej tak, aby była widoczna w całości na monitorze. Samo słowo „Pan” prawdopodobnie pochodzi od słowa „panorama”. Co więcej, polskie słowo „panoramuj” translator tłumaczy właśnie na angielskie słowo „pan”. Ważna jest więc zarówno dobra znajomość programu, który zamierza się przetłumaczyć, jak również języka źródłowego. Najczęściej jest to język angielski. Nie wystarczy znajomość języka potocznego. Trzeba również dobrze znać język techniczny w danej dziedzinie. Trudno też liczyć na same słowniki i translatory, które choć coraz doskonalsze, mogą przetłumaczyć niektóre zwroty nie tylko błędnie, ale i wręcz komicznie. Przykład

Nawet jeśli nie korzysta się z translatora, to przy słabej znajomości języka oraz wielu współczesnych dziedzin, zdarzają się wpadki na większą skalę. Przykładem może być serial telewizyjny *MacGyver*, gdzie główny bohater rozbraja bombę z zapalnikiem rtęciowym. W filmie „zapalnik rtęciowy” został przetłumaczony jako „mercury”, czyli w zasadzie nie został przetłumaczony z języka angielskiego, bo to angielska nazwa rtęci. Takich wpadek można przytoczyć mnóstwo. Co więcej, niektórzy twórcy programów, aby zwiększyć popularność swoich aplikacji, tworzą je w różnych wersjach językowych, korzystając z translatora! Przykład możemy zobaczyć na **rysunku 2**, gdzie edycja skrótów klawiszowych to „Edycja na skróty”, a netlista (lista połączeń) to „lista netto”. Zrzut ekranu pochodzi z jednej ze starszych wersji AutoTRAX Design Express, która nie jest już dostępna. Innym przykładem może być program VivaDesigner, w którym polska wersja językowa także wygląda, jakby została utworzona translatorem, co pokazałem na **rysunku 3**. Również w programie Gimp jest wpadka i wśród graficznych funkcji programu mamy opcję „ćwiczenia kozy”, widoczną na **rysunku 4**. Takich przykładów można zapewne przytoczyć znacznie więcej. Znajomej zepsuł się laptop.

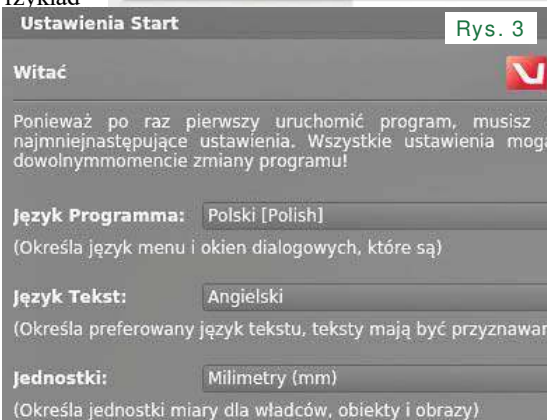
Po odbiorze laptopa z serwisu otrzymała dokumentację związaną z reklamacją, której tekst wyglądał na przetłumaczony przez translator.



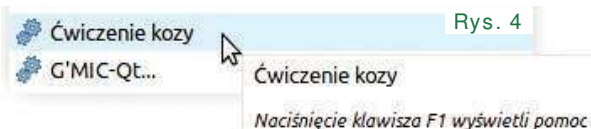
Rys. 1



Rys. 2



Rys. 3



Rys. 4

Niestety coraz więcej firm, instytucji i osób korzysta z translatorów, wierząc w poprawność ich tłumaczeń. Nie ma w tym nic złego, pod warunkiem, że efekty pracy translatora zweryfikuje człowiek. Niestety, tutaj potrzebna jest doskonała znajomość języka docelowego. Jak ma tego dokonać osoba tłumacząca, która zna tylko język źródłowy, a o poprawności tłumaczenia decydują czasami drobne niuanse językowe? Tymczasem rzeczywistość wygląda czasami wręcz komicznie, kiedy patrzy się na efekty pracy translatorów. Szczególnie w dziedzinach technicznych i naukowych. Z pewnością translatory z czasem będą coraz doskonalsze, ale czy poprawnością dorównają człowiekowi? Do tego czasu pozostaje nam uczyć się języków obcych, poznając jak największą liczbę słówek, nie tylko z języka potocznego, ale też z dziedzin technicznych, w których przyjdzie nam pracować.

Krzysztof Kawa
kaawa@wp.pl



Uniwersalna przystawka pomiarowa do komputerowej karty dźwiękowej

część 1



Artykuł prezentuje sposób realizacji wysokiej jakości przyrządu pomiarowego o szerokich możliwościach i dużej precyzji, który jest niezależny i całkowicie odizolowany od sieci energetycznej i innych źródeł zakłóceń.

Komputerowa karta dźwiękowa może być znakomitą narzędziem pomiarowym w pracowni elektronika. Karta audio ma naprawdę duży potencjał, ale po informacjach z artykułu z poprzedniego numeru *REWelacja*, czyli wykorzystanie komputerowej karty dźwiękowej słusznie zauważyliśmy, że źródłem poważnych błędów może być nie tylko nieduża oporność wejściowa wejścia *Line In*, ale też znaczna oporność wyjściowa i mała wydajność prądowa wyjścia *Line Out*. Na przykład przy pomiarze impedancji mała rezystancja wzorcowa R_S i mała impedancja badana Z_X spowodują silne obciążenie wyjścia *Line Out*. Znaczna oporność wyjściowa wyjścia *Line Out* spowoduje nie tylko zmniejszenie amplitudy, ale być może też silne zwiększenie zniekształcenia nieliniowe.

Dlatego nie tylko do pomiaru impedancji, ale i do innych zastosowań, warto do karty dźwiękowej dobudować bufor. Bufor wyjściowy powinien mieć małą impedancję wyjściową i możliwie dużą wydajność prądową. Bufor wejściowy powinien mieć dużą oporność wejściową.

Oprócz bardzo dokładnego pomiaru impedancji, taka karta dźwiękowa pozwala też precyzyjnie mierzyć charakterystyki częstotliwościowe najróżniejszych czwórników. Karta dźwiękowa może też pełnić funkcję precyzyjnego generatora przebiegów o rozmaitych kształtach oraz bardzo niskoszumnego oscyloskopu. Znajdzie również inne zastosowania, choćby do określania charakterystyk Bodego, mających związek ze stabilnością i skłonnością do samowzbudzenia. Niestety, karty dźwiękowe większości dzisiejszych komputerów nie mają podwójnego wejścia liniowego *Line In* (kanał lewy i kanał prawy), a jedynie pojedyncze wejście dla mikrofonu elektretowego. **Opisywana przystawka przeznaczona jest dla karty dźwiękowej, mającej dwukanałowe wejście *Line In* – w praktyce dla zewnętrznych kart dźwiękowych dołączanych poprzez USB.**

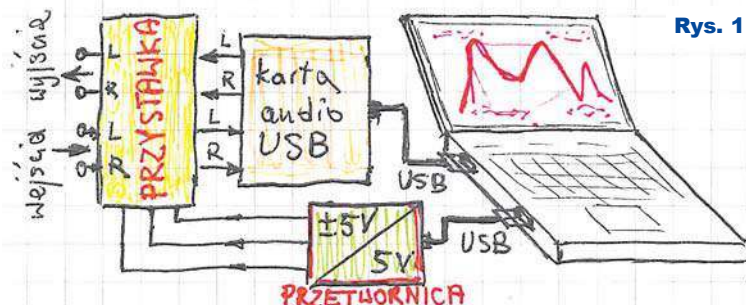
Roboczy zakres częstotliwości na pewno obejmuje 20Hz ... 20kHz, czyli pasmo audio. Po samodzielnej przeróbce karta audio może mierzyć także napięcia stałe. Większość kart zewnętrznych ma możliwość zwiększenia częstotliwości taktowania do 96kHz, co pozwala mierzyć w paśmie do 48kHz, a nieliczne nawet w paśmie do 96kHz (o ile na

wejściu nie ma filtru antyaliasingowego o stałej częstotliwości granicznej nieco ponad 20kHz). Dlatego opisana dalej przystawka powinna mieć pasmo przenoszenia co najmniej 0...100kHz.

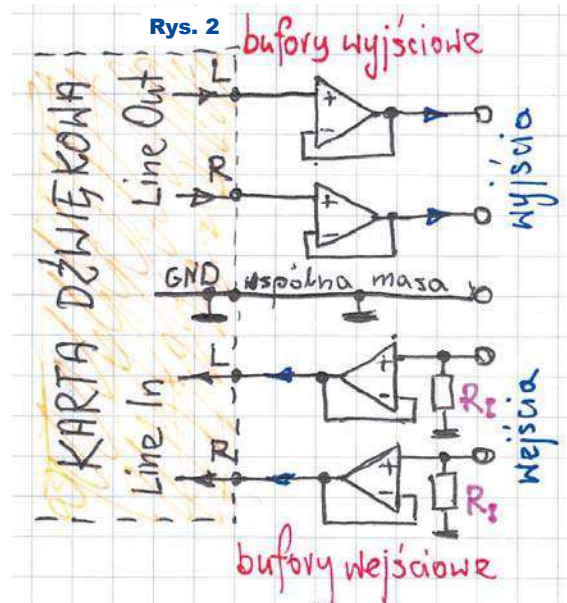
Zestaw czterech buforów współpracuje z kartą dźwiękową, która jest dołączona do gniazda USB komputera, a konkretnie laptopa. W komputerze pracuje program (freeware), realizujący pomiary. Do drugiego gniazda USB dołączona jest przetwornica zasilająca przystawkę napięciem symetrycznym. Jak pokazuje **rysunek 1**, daje to autonomiczny przyrząd, a nawet system pomiarowy, który może być zasilany z akumulatora w laptopie, a to oznacza całkowite oddzielenie od sieci energetycznej, która jak wiadomo, jest źródłem różnych zakłóceń.

Opis układu

Potrzebne bufor najprościej można zrealizować z użyciem wzmacniaczy operacyjnych według prostej idei z **rysunku 2**.



Rys. 1



Rys. 2

Ale na pewno nie na popularnych LM358, co niestety jest zalecane w licznych źródłach dostępnych w Internecie, a nawet w artykułach w poważnych czasopiśmie.

Wybór jest szeroki. Jeżeli nie zależy nam na najwyższych możliwych parametrach, bufor wyjściowy warto zrealizować na bardzo dobrym, popularnym i tanim wzmacniaczu operacyjnym **NE5532**. Z kolei chcemy, by bufor wejściowy miały jak największą oporność, wyznaczoną przez wartość rezystorów polaryzujących R_1 , dlatego **trzeba tu koniecznie zastosować wzmacniacz operacyjny z tranzystorami polowymi na wejściu**, na przykład popularny i tani **TL072**. W buforze wejściowym przy dużej wartości R_1 **nie może to być NE5532** z uwagi na duży wejściowy prąd polaryzujący, a także bardzo duże tzw. szumy prądowe. **Tym bardziej nie może to być LM358**, który w zastosowaniach audio ma wręcz fatalne parametry. W wersji budżetowej warto zastosować właśnie **TL072** o przyzwoitej katalogowej gęstości szumów napięciowych 15 nanowoltów na pierwiastek z herca, ale w razie potrzeby można też wykorzystać popularniejszą kostkę **TL082**, która ma trochę większe szumy. Później zajmiemy się także możliwością i sensem wykorzystania dużo lepszych wzmacniaczy, jak na przykład w buforze wyjściowym audiofilskiej kostki **OPA2134** z wejściami JFET o szumach napięciowych $5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ i zniekształceniach 0,00008% czy w buforze wyjściowym bipolarnego **LME49720** o szumach $2,7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ i zniekształceniach 0,00003%.

Teoretycznie tego rodzaju bufor mogłyby być zasilane napięciem pojedynczym, jednak w przypadku kostek **NE5532** i **TL072**, którym bardzo daleko do wzmacniaczy rail-to-rail, musiałoby ono być znacząco wyższe niż dostępne w każdym gniazdku USB 5V, a ponadto dałyby o sobie znać kłopoty ze sztuczną masą. Także z jeszcze innych względów **zasilanie powinno być symetryczne**.

Ja zrealizowałem przystawkę zasilaną napięciem symetrycznym według **rysunku 3**, gdzie z danej pary (kanał prawy i lewy) pokazany jest tylko jeden kanał.

Ważnymi elementami są kondensatory ceramiczne C_1 , C_2 oraz C_3 , C_4 , które umieszczone są blisko obu układów scalonych. Dodatkowo zasilanie całości filtrują dwa elektrolity o stosunkowo dużej pojemności 100µF.

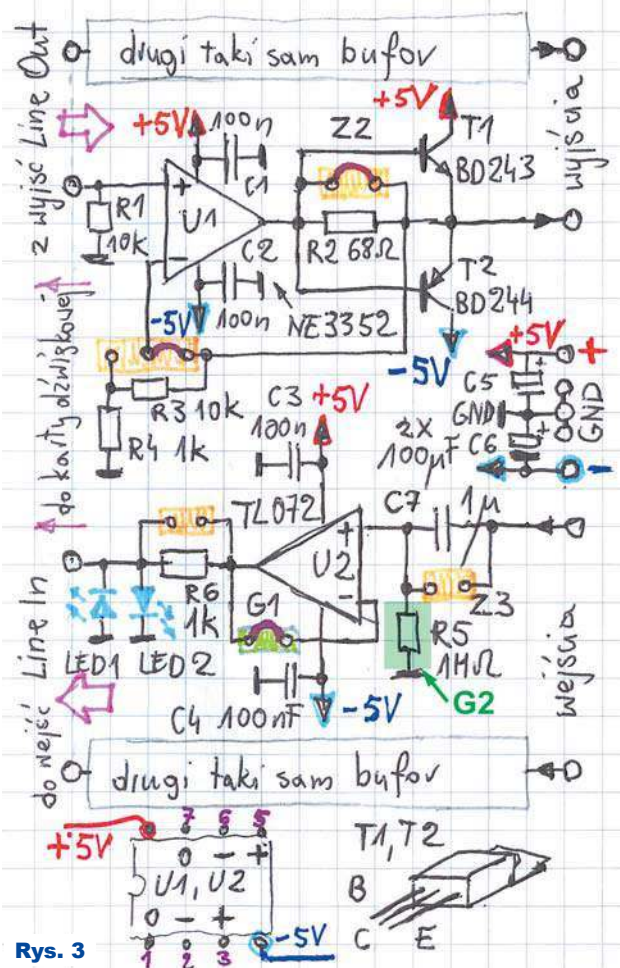
W torze wyjściowym rezystor R_1 polaryzuje wejście wzmacniacza U_1 typu **NE5532**, co zapewnia właściwy stan spoczynkowy oraz brak stuków przy dołączaniu karty. Wartość rezystora R_1 nie jest krytyczna i może wynosić $1\text{k}\Omega \dots 100\text{k}\Omega$. Na wyjściu jego wzmacniacza dodany jest prościutki wzmacniacz prądu z tranzystorami mocy T_1 , T_2 . Ja wykorzystałem **BD243/BD244**, ale mogą tu być zastosowane dowolne komplementarne tranzystory mocy (zwykle, a nie darlingtony). Gdy jumper Z_1 zwiera rezystor R_2 i złącza baza-emiter tranzystorów, wtedy ten wzmacniacz prądu jest wyłączony – tak jakby go nie było. Rozwarcie Z_1 powoduje, że przy małych napięciach i prądach wyjściowych prąd do obciążenia jest dostarczany tylko z wyjścia wzmacniacza operacyjnego przez rezystor R_2 . Przy małych prądach dodatkowe tranzystory T_1 , T_2 nie pracują, jednak rezystancja wyjściowa wcale nie jest wtedy wyższa o wartość R_1 . Dynamiczna rezystancja wyjściowa jest znikoma, ponieważ w każdym przypadku zmniejsza ją pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego. Jeżeli jumper Z_1 jest zdjęty, tranzystory mogą pracować przy silnych sygnałach: gdy chwilowy prąd wyjściowy staje się większy niż około 10mA, wywołuje on na rezystorze R_2 spadek napięcia około 0,68V, co otwiera jeden z tranzystorów. Zdecydowanie zwiększa to wydajność prądową bufora, nawet do ponad 1 ampera. Pozwala to pracować z bardzo małymi rezystancjami obciążenia, rzędu kilku omów, a nawet 1 oma.

Sygnał sprzężenia zwrotnego podawany jest z wyjścia bufora przez przełącznik – zwróć Z_2 . Założenie jumpera na „prawe” kołki, jak na rysunku 3, daje wtórnik o wzmocnieniu dokładnie 1×. Przełożenie jumpera na „lewe” kołki daje wzmacniacz o wzmocnieniu około 11×. Może to być przydatne

w niektórych zastosowaniach, gdy do testów potrzebny jest sygnał większy, niż może dać wyjście karty dźwiękowej.

Bufor wejściowy z kostką U_2 typu **TL072** standardowo ma rezystancję wejściową $1\text{M}\Omega$ – taką jak wartość rezystora R_5 . Wzmacniacz **TL072** ma znikomy prąd polaryzacji wejścia, typowo w temperaturze pokojowej 20pA, max. 200pA. Dlatego rezystancja R_5 może być większa i wynosić np. $10\text{M}\Omega$ albo jeszcze więcej – prąd 20pA wywoła na rezystancji $10\text{M}\Omega$ spadek napięcia tylko 0,2mV. W moim modelu standardowo będzie zastosowana podana na schemacie i w spisie wartość, ponieważ jeśli ten moduł miałby kiedyś pracować w roli oscyloskopu, to powinien mieć rezystancję właśnie $1\text{M}\Omega$, co pozwoli bez większego problemu dołączać typowe bierne sondy oscyloskopowe 1:10 i 1:100.

W moim modelu najpierw rezystory R_5 w obu kanałach wlutowałem w płytkę, co widać na niektórych wcześniejszych zrobionych fotografiach na stronie <https://bit.ly/35jjuYN>. Jednak po kilku



Rys. 3

dniach, w związku z testami jeszcze jednego interesującego darmowego programu do pomiaru impedancji, zdecydowałem się je zdemontować, w płytkę wlutować gniazda goldpinowe, a rezystory R5 dołączać za pomocą goldpinów. Stąd na rysunku 3 dorysowana później zielona strzałka i zielone oznaczenie gniazda G2.

W zdecydowanej większości zastosowań wejście przystawki będzie sprzężone ze źródłem prądu przez kondensator C7. Wartości elementów C7, R5 dają dolną częstotliwość graniczną 0,16Hz, czyli dużo poniżej pasma akustycznego. Wartość C7 można zmniejszyć, na przykład do 100nF, co da trzydecybelowe pasmo 1,6Hz. W każdym razie kondensator C7 powinien być foliowy – całkowicie wystarczy popularny MKT (poliesterowy), naprawdę nie ma potrzeby stosowania audiofilskich polipropylenowych.

Do ewentualnych późniejszych eksperymentów z oscyloskopem i przeróbkami karty dźwiękowej przewidziano też możliwość sprzężenia stałoprądowego po założeniu jumpera Z3.

Układ scalony U2 zawsze ma być buforem o wzmacnieniu 1, a nie wzmacniaczem, jednak w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego przewidziałem gniazdo G1, które normalnie będzie zwarte. Zostało dodane w związku z przewidywanymi eksperymentami z oscyloskopem i być może będzie później wykorzystane do przesuwania poziomu spoczynkowego napięcia stałego. Ja wykorzystałem tu tzw. gniazdko goldpinowe i samodzielnie wykonaną zworę, ale w roli G1 mogą też pracować dwa kołki goldpinowe plus jumper.

W zasadzie w układzie można zastosować popularne rezystory o tolerancji 5%. W przypadku przede wszystkim R5, ale także R3, R4 można się zastanowić, czy nie zastosować lepszych, o tolerancji 1% i do tego dobieranych za pomocą omomierza, by oba kanały wejściowe miały identyczne parametry. Może się to wydać niepotrzebne w takiej prostej przystawce, ale jak się okazuje, pomiary za pomocą karty dźwiękowej mogą być zaskakująco precyzyjne i w niektórych przypadkach idealnie jednakowe parametry kanałów lewego i prawego mogą się okazać pożądane. Ja jedynie w roli R5 zastosowałem lepsze rezystory 1MΩ 1% (ale nie doбираłem jednakowych C7 w obu kanałach z uwagi na małą ich reaktan-

cję w roboczym pasmie częstotliwości w porównaniu z rezystancją R5).

Ogranicznik napięcia. Na wyjściu wzmacniacza U2 dołączony jest obwód ogranicznika napięcia z rezystorem R6 i dwiema niebieskimi diodami LED.

Jest on niezbędny! Został dodany jako ochrona dla wejścia liniowego karty dźwiękowej, co jest konieczne, zwłaszcza w przypadku użycia kosztownych kart wysokiej jakości. Więcej informacji na ten ważny temat będzie przedstawionych za miesiąc, w drugiej części artykułu. A teraz...

Montaż i uruchomienie

Do eksperymentalnej przystawki nie przewidywałem dedykowanej płytki drukowanej. Być może płytka powstanie, o ile takie będzie życzenie Czytelników EdW (piszcie: edw@elportal.pl). Ja układ z rysunku 3 zmontowałem na płytce uniwersalnej – porządnej płytce „dwustronnej” z metalizowanymi otworami na laminacie szklano-epoksydowym FR-4, jak widać na **fotografii 4**. Przed odcięciem fragmentu płytki z grubsza rozrysowałem na papierze w skali 2:1, żeby zorientować się, jaka szerokość płytki jest minimalna. W przypadku układów audio rozmieszczenie elementów nie jest krytyczne, bo pasożytnicze pojemności i indukcyjności w zakresie do 100kHz praktycznie jeszcze nie dają o sobie znać.

W przypadku tego bądź co bądź precyzyjnego układu pomiarowego z dwóch względów **stanowczo odradzam tanie płytki**, też z miedzianymi

padami z obu stron, ale bez metalizacji otworów i na laminacie papierowo-fenolowym. Dla porównania taką dużo gorszą, i dużo tańszą, płytkę też widać na fotografii 4 w roli podkładki.

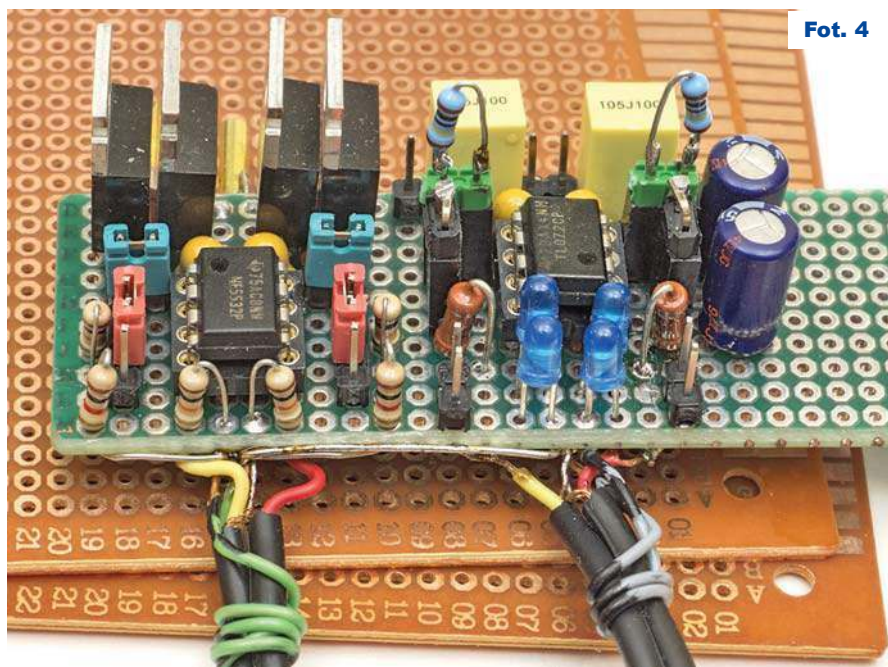
Montaż elementów jest w sumie prosty. Warto jednak wstępnie przymierzyć elementy i unikać pomyłek, bo wylutowanie elementów z metalizowanych otworów naprawdę bywa kłopotliwe. O ile wstępne wylutowanie samych elementów (bez obcinania ich końcówek) trwa krótko, o tyle potem trzeba poświęcić sporo czasu, żeby od strony lutowania wykonać wszystkie potrzebne połączenia – większość z wykorzystaniem drucianych końcówek już wlutowanych elementów.

Przy takim montażu na płytce uniwersalnej bardzo łatwo o pomyłki, dlatego przed włożeniem w podstawki układów scalonych należy starannie skontrolować wszystkie połączenia, podłączyć zasilanie ($\pm 5V \dots \pm 6V$) i sprawdzić, czy napięcia zasilające występują we właściwych punktach.

Przed finalnym uruchomieniem trzeba pozakładać jumperki na goldpiny Z1, Z2 oraz włożyć zworę w gniazdo G1. W gniazda G2 w obu kanałach wejściowych trzeba włożyć goldpiny z przylutowanymi rezystorami 1MΩ. Zworki Z3, Z4 pozostawiamy rozwarne.

U mnie po dwukrotnym starannym skontrolovaniu montażu układ prawidłowo pracował od razu.

Jak widać na fotografiach, w moim modelu duża część płytki została niewykorzystana, ale nie odcinałem jej, przewidując możliwość dodania pewnych



Fot. 4

obwodów przy wstępnie planowanych eksperymentach z oscyloskopem bazującym na karcie dźwiękowej.

Z uwagi na ryzyko zakłóceń, planowana docelowo do zasilania przetwornica impulsowa, wytwarzająca napięcie symetryczne dla przystawki, raczej nie powinna być montowana na płytce w pobliżu buforów, tylko ma być umieszczona w znacznej odległości, gdzieś blisko gniazda USB. Stąd u mnie trzy dość długie przewody zasilające. Różne interesujące możliwości zasilania tej i podobnych przystawek będą opisane oddzielnie. Podczas większości testów ja zasilam przystawkę napięciem $\pm 5V$ z dwóch zasilaczy liniowych z kostkami 7805 i LM317.

Wykaz elementów umieszczony na tej stronie w ramce obok nie obejmuje nie obejmuje zewnętrznych połączeń punktów sygnałowych wejściowych i wyjściowych. Ja połączenia z kartą dźwiękową zrealizowałem za pomocą przeciętego na pół fabrycznego metrowego kabla stereo z końcówkami RCA (cinch).

Jak widać, na wyjściach bufora wyjściowego z NE5532 wlutowałem „gołe” gniazda – tulejki pod zgrabne „małe bananki” 2mm (najpopularniejsze „bananki” mają średnice 4mm). Końcówkami wejściowymi bufora wejściowego są u mnie pojedyncze kołki – goldpiny (plus 2 goldpiny masy między kondensatorami C7A, C7B).

Adaptory i przewody

Opisywana przystawka buforowa z jednej strony będzie dołączona do karty dźwiękowej. Z drugiej strony przystawki dołączane będą różne badane obwody i układy. Dlatego przewidziane są tu połączenia rozłączne.

Przystawka między innymi będzie służyć do pomiaru impedancji elementów. Jej budowę planowałem od dawna, ale powstała teraz na potrzeby praktycznej części ważnego cyklu *Czym się różni wróblek? Czyli o niedoskonałości elementów oraz cyklu Taki zwyczajny zasilacz*.

Potrzebny do pomiaru elementów RLC adapter zbudowałem według schematu z rysunku 5. Taka konfiguracja pozwala łatwo przeprowadzić pomiary z użyciem opisywanego programu

REW, do którego będziemy wracać.

Mój model adaptera RLC pokazany jest na fotografii 6. Jak widać, dla wygody rezystor odniesienia R_s jest montowany w złączu śrubowym ARK3 5mm, co pozwala na jego stosunkowo łatwą wymianę.

Natomiast do badania czwórników za pomocą tej przystawki wystarczy kabelki – fotografia 7.

Do badania charakterystyk Bodego wzmacniaczy i zasilaczy potrzebny będzie „niskoomowy” adapter z izolacją galwaniczną, wprowadzający maleńki sygnał testowy do mierzonego systemu.

A do przewidzianych zastosowań karty dźwiękowej w roli oscyloskopu niewątpliwie potrzebne będą dodatkowe, współpracujące z 1-megomowymi wejściami, wysokoomowe tłumiki, które zapewne będą wymagać kompensacji częstotliwościowej. Z kolei do pracy w roli warsztatowego generatora buforów wyjściowe z NE5532 trzeba będzie wyposażać w dodatkowe tłumiki niskoomowe, zapewne o rezystancji charakterystycznej 50 Ω . Bufory wyjściowe przystawki mają znikomą impedancję wyjściową, a większość generatorów laboratoryjnych ma rezy-

stancję wyjściową właśnie 50 Ω . To tematy na oddzielne artykuły.

Na życzenie Czytelników (piszcie: edw@elportal.pl) może zostać przygotowany materiał, przedstawiają-

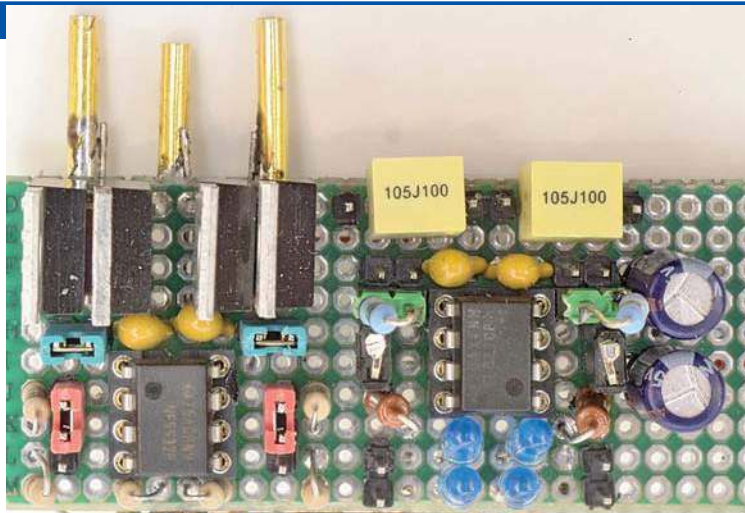
Wykaz elementów

(bez połączeń zewnętrznych)

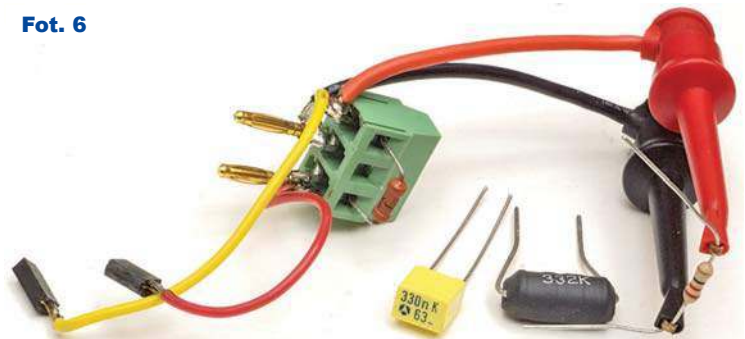
C1...C4		100nF ceram.
C5,C6		100uF/25V
C7A,C7B		1uF foliowy
R1A,R1B,R3A,R3B		10k Ω
R2A,R2B		68 Ω
R4A,R4B,R6A,R6B		1k Ω
R5A,R5B		1M Ω
LED1A,LED2A,LED1B,LED2B		niebieskie
T1A,T1B		BD243 lub podobny NPN
T2A,T2B		BD244 lub podobny PNP
U1		NE5532
U2		TL072
Z1A,Z1B,Z3A,Z3B,Z4A,Z4B	2 piny (goldpin + jumper)	
Z2A,Z2B		2 piny (goldpin + jumper)
G1A,G1B,G2A,G2B		2 piny (gniazdo goldpinowe + zwora)

Podstawa precyzyjna – 2szt

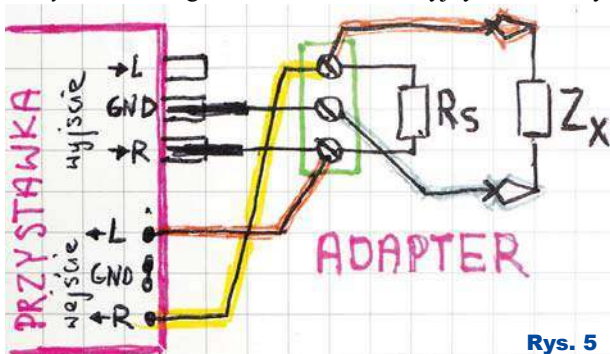
Płytki uniwersalna FR4 z metalizowanymi otworami



Fot. 6



Fot. 7



Rys. 5

cy wyniki i porównanie pomiarów szumów i zniekształceń opisanej przystawki z różnymi wzmacniaczami operacyjnymi oraz przy różnym zasilaniu. Takie informacje pozwolą do maksimum wykorzystać możliwości omawianego systemu pomiarowego. Na życzenie Czytelników mogą zostać przeanalizowane różne możliwości zasilania przystawki za pomocą przetwornicy według rysunku 1.

W drugiej części artykułu przedstawione zostaną dodatkowe istotne informacje na temat ogranicznika, chroniącego przed uszkodzeniem delikatne wejście współpracującej karty audio oraz wpływ tego ogranicznika na poziom szumów i zniekształceń.

Piotr Górecki

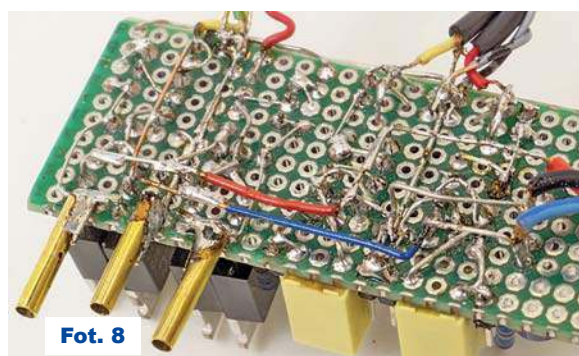
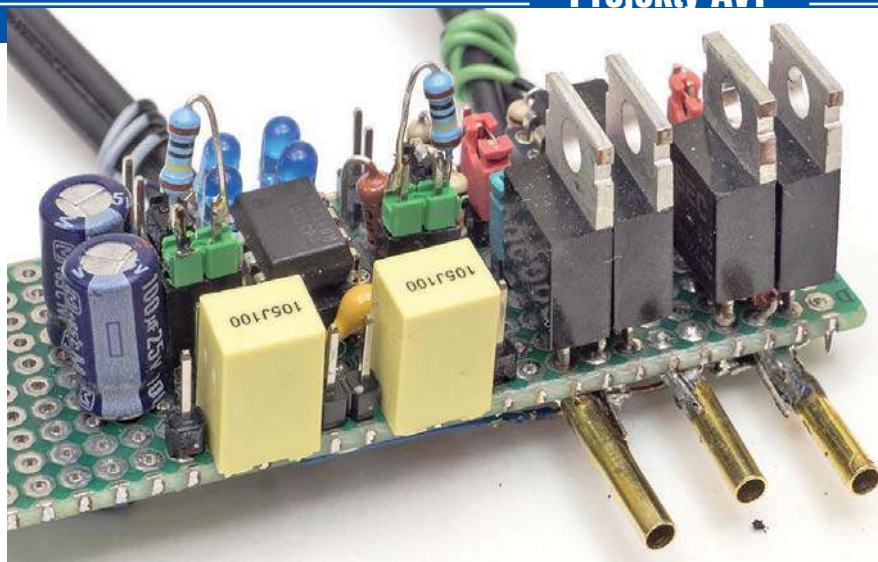
Z ostatniej chwili:

Po wpisie na Facebooku zapowiadającym ten projekt, (<https://bit.ly/35jjuYN>) jeden z Czytelników w prywatnej wiadomości poprosił o pokazanie połączeń na płytce od strony lutowania. Ta strona płytki pokazana jest na **fotografii 8**.

Nie ma się czym chwalić, niewątpliwie wielu z Was połączenia

wykonałoby dużo ładniej. Jednak w urządzeniu, którego zakres częstotliwości pracy nie przekroczy 100kHz, szczegóły montażu nie są krytyczne. Warto tylko zadbać, by oba tory były zmontowane w sposób symetryczny, co zapewni ich jednokowe parametry, także w zakresie wyższych częstotliwości.

R E K L A M A



Fot. 8

DOSTĘPNE NOWE WYDANIE

POBIERZ BEZPŁATNIE

www.elektronikab2b.pl/ire-2021



Moduł precyzyjnego generatora TCXO i synchronizacji z GPS

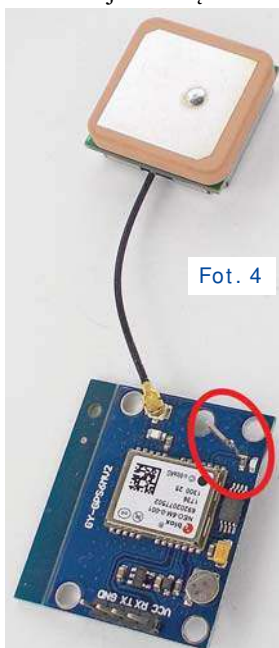
część 2

W EdW 9/2020 pojawił się artykuł opisujący licznik częstotliwości i czasu AVT3275. Czyżby on byłby, gdyby nie miał precyzyjnego generatora? Byłby miernikiem z dużą liczbą cyfr, z których połowa nie miałaby żadnego znaczenia!



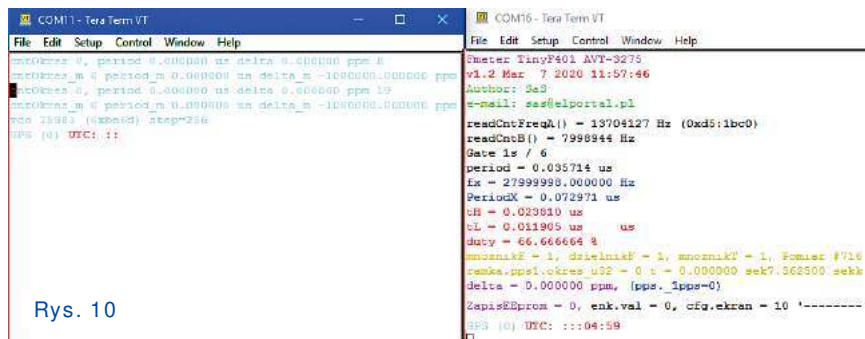
Pierwsza część artykułu zakończyła się opisem wstępnego uruchomienia. Oto dalsze wskazówki.

W następnej kolejności trzeba przyłączyć konwerter USB-UART do J17. W programie terminalu należy ustawić wymagany port COM z parametrami 921600 8N1. Na ekranie powinniśmy zobaczyć obraz jak na **rysunku 10**. Prawe okno terminalu przedstawia informacje wysyłane przez AVT3275 na J7, gdy jest on połączony z generatorem przez J11. O sposobie podłączenia częstościomierza można przeczytać w dalszej części artykułu. Jeśli generator będzie synchronizowany sygnałem z GPS, należy go przyłączyć do J4. Do wyprowadzenia 4 przyłączamy linię TX modułu GPS, która jest linią RX UART w mikrokontrolerze.

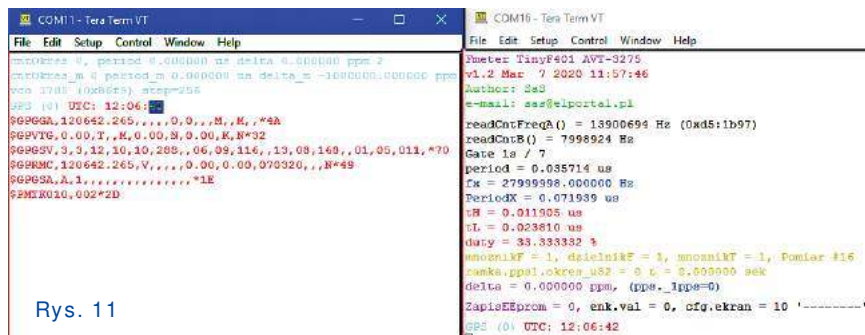


Fot. 4

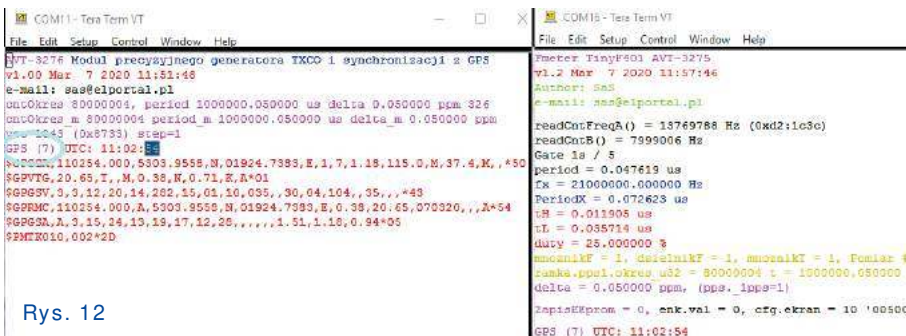
RX GPS można podłączyć do wyprowadzenia 1, ale na razie nie jest ona używana. Do wyprowadzenia 3 doprowadzamy sygnał 1pps. **Fotografia 4** pokazuje miejsce, w którym ten sygnał jest dostępny dla modułu GY-GPS6MV2. Dla modułu FGPM-MOSL3C będzie to wyprowadzenie 9 i tego właśnie modułu użyto w prototypie. Na wyprowadzeniu 5 J4 dostępny jest sygnał reset. Gdy komunikacja z modułem przebiega poprawnie, w terminalu zobaczymy ekran podobny do tego z **rysunku 11**, gdy GPS nie



Rys. 10

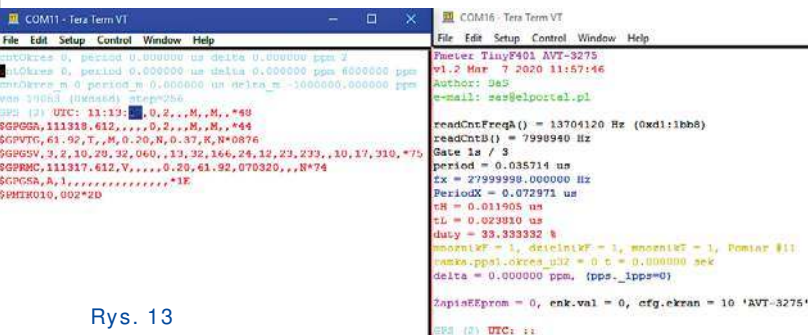


Rys. 11



Rys. 12

odbiera sygnału z satelitów. W chwili odebrania sygnału z satelitów wygląd ekranu zmieni się na podobny do **rysunku 12**,



Rys. 13



Fot. 5

gdzie widać odbiór z siedmiu satelitów. Jeśli moduł GPS nie dostarcza sygnału wzorcowego 1pps, ekran będzie wyglądał podobnie jak na **rysunku 13**. Informacje te są także wyświetlane na wyświetlaczu OLED – **fotografia 5**. W górnym wierszu wyświetlany jest czas UTC, następnie w nawiasie liczba satelitów, po niej czas ostatniej synchronizacji. W dolnym wierszu odchyłka TCXO od sygnału 1pps z GPS.

Gdy moduł jest uruchomiony, można podłączyć go do częstotściomierza. W przypadku AVT3275 należy wylutować kwarc i do wejścia X1 przylutować przewód lub goldpin (**fotografia 6**) oraz doprowadzić sygnał 8 MHz, który jest dostępny na wyprowadzeniu 4 złącza J16. Połączenie to powinno być wykonane kablem ekranowanym. W prototypie połączenie nieekranowanym przewodem długości 15 centymetrów powodowało zakłócenia obrazu pobliskiego telewizora. Moduł można zasilic z płytki AVT3275, łącząc wyprowadzenie 1 J11 częstotściomierza z 1 J16 (+3,3V) generatora i 2 J11 z 2 J16 (GND). Dodatkowo wyprowadzenie 3 J11 warto połączyć z linią TX UART dostępną na wyprowadzeniu 4 J15 generatora. Dzięki temu na ekranie 10 częstotściomierza będzie można odczytać informacje o aktualnej dokładności generatora, bieżącym czasie UTC, liczbie satelitów, z których GPS odbiera sygnał oraz czasie ostatniej synchronizacji TCXO z GPS – **fotografia 7**. Aby ta funkcjonalność działała, należy uaktualnić program w AVT3275 do wersji 1.2 lub nowszej. Program dostępny jest na Elporale. Połączony zestaw AVT3275 z AVT3276 można zobaczyć na **fotografii 8**.

Nie opisuję sposobu podłączenia generatora do AVT5575, bo używanie

go z tym częstotściomierzem nie ma sensu.

Generator co sekundę wysyła informacje o parametrach pracy. Aby wykorzystać te informacje, trzeba znać format ramki wysyłanej przez UART. Dane są wysyłane z prędkością 9600 w formacie 8N1 w postaci ramki składającej się z nagłówka i chunków:

```
struct{
    header_t header;
    chunk_nr nr;
    chunk_lpps lpps;
    chunk_delta delta;
    chunk_gps gps;
    chunk_end end;
}ramka_t;
nagłówek:
typedef struct{
    uint32_t crc;
    uint16_t len;
    uint32_t id;
    uint16_t ver;
}header_t;
```

zawiera sumę kontrolną CRC obejmującą całą strukturę „ramka_t” bez CRC. Następna jest długość ramki równa wszystkim danym, łącznie z CRC, po tym jest ID programu o wartości 0x636e7953, następnie wersja programu. Wszystkie chunki mają taką samą budowę, na którą składa się:

ID	UINT8	unikalny identyfikator
LEN	UINT16	długość chunka w bajtach
DATA	UINT8*	dane o długości LED. Gdy LEN=0 danych nie ma

Pierwszy chunk:

```
typedef struct{
    uint8_t id;
    uint8_t len;
    uint32_t cnt;
}chunk_nr;
```

o id=1, len=4 zawiera tylko pole „cnt”, w którym jest zawarty numer kolejnej transmisji. Następny chunk:

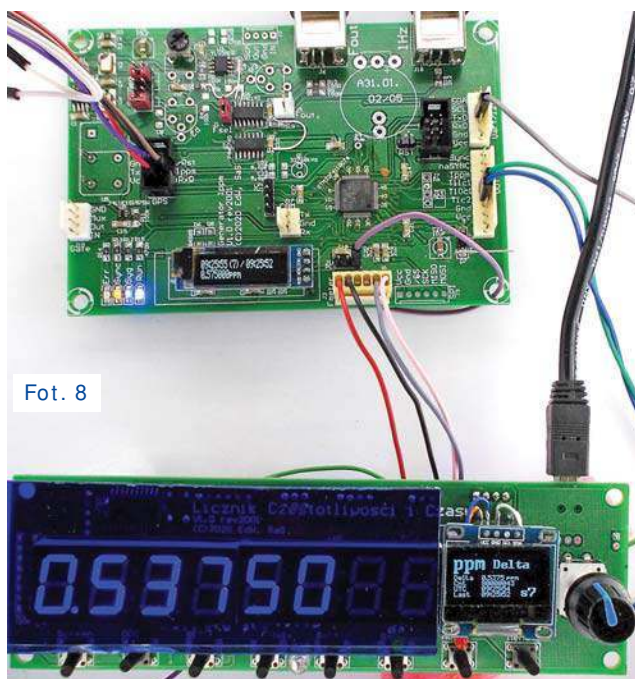
```
typedef struct{
    uint8_t id;
    uint8_t len;
```



Fot. 6



Fot. 7



Fot. 8

```
uint32_t okres_u32;
double okres_d;
float okres_f;
}chunk_lpps;
```

id=2, len=16, „okres_u32” zawiera liczbę zliczonych impulsów zegarowych (80MHz) w czasie jednosekundowego pomiaru okresu sygnału wzorcowego. Przy idealnej synchronizacji będzie to 80e6. Zmienna „okres_d” zawiera zmierzony okres sygnału przedstawiony w postaci liczby zmiennoprzecin-

kowej double, „okres_f” to samo w formacie float. Kolejny chunk:

```
typedef struct{
    uint8_t id;
    uint8_t len;
    double delta_d;
    float delta_f;
}chunk_delta;
```

id=3, len=12, „delta_d” to odchyłka od okresu jednej sekundy typ double, „delta_f” to samo typ float. Po nim chunk:

```
typedef struct{
    uint8_t id;
    uint8_t len;
    char utc[6];
    char lastUTC[6];
    uint8_t satelit;
}chunk_gps;
id=4, len=13, „utc” zawiera w formie
tekstu godzinę w formacie ggmms,
„lastUTC” – czas ostatniej synchroniza-
cji z GPS. Ostatni chunk:
typedef struct{
    uint8_t id;
    uint8_t len;
}chunk_end;
nie zawiera danych, id=0, len=0.
```

Trzeba mieć świadomość, że w kolej-
nych wersjach oprogramowania, rozmiar
chunków może się zmienić (dojdą nowe
informacje), tak samo ich kolejność nie
jest gwarantowana poza chunkami „hea-
der” i „end”. Całości dopełnia definicja
identyfikatorów chunków

korzysta z trybu FAST
(400kHz). Zmniejszenie
szybkości komunikacji
z wyświetlaczem powodo-
wało widoczne odświeżanie
zawartości ekranu, dlatego
zrezygnowano z komunikacji
z generatorem przez I2C.
Taka komunikacja będzie
możliwa dla rozbudowanej
wersji częstościomierza,
który będzie miał kilka inter-
fejsów I2C ale niewykluczo-
ne, że prędkość komunikacji
w generatorze zwiększy się
i możliwa będzie bezpośrednia
współpraca częstościomie-
rza z generatorem przez
I2C. Opcjonalnym rozwiąza-
niem będzie płytka obwodowa

Rejestr	Offset	Nazwa	Typ danej	Zawartość
0	0	ID	uint32	0x636e7953
	4	NAME	char*	AVT-3276
	14	EMAIL	char*	sas@elportal.pl
	30	DATE	char*	data kompilacji programu
	37	TIME	char*	czas kompilacji
1	0	SAT	uint8	liczba satelitów, z których odbierany jest sygnał GPS
	1	UTC	char*	czas UTC z GPS
	7	lastUTC	char*	czas ostatniej synchronizacji z GPS
2	0	period	uint32	zawartość licznika zliczającego okres sygnału wzorcowego
3	0	period	float	okres sygnału wzorcowego
4	0	period	double	okres sygnału wzorcowego
5	0	delta	float	odchyłka TCXO od sygnału wzorcowego w ppm
6	0	delta	double	odchyłka TCXO od sygnału wzorcowego w ppm

Tabela 1

Symbol	Nazwa	Funkcja
D4	Run	Miganie informuje o pracy programu.
D3	Err	Świecenie lub miganie informuje o błędzie.
D1	Syg	Świecenie informuje o obecności sygnału wzorcowego 1Hz.
D2	Sync	Świecenie informuje o odbiorze sygnału GPS.

```
enum{ CHUNK_END, CHUNK_NR_TRANSMISJI, CHUNK_IPPS, CHUNK_DELTA, CHUNK_GPS };
```

oraz funkcja obliczająca CRC i sposób
jej użycia:

```
uint32_t Crc( u8 *p, u16 len ){
    return CalculateCrc32( p, len, len );
}
```

```
p = (uint8_t*)&ramka; // Wskaźnik na strukturę
p += sizeof(ramka.header.crc); // Zwiększamy o rozmiar CRC
uint16_t len = ramka.header.len;
uint32_t crc = Crc( p, len );
```

W przypadku wykorzystania generatora
z innymi urządzeniami do komunikacji
można też wykorzystać interfejs I2C.
Aby działał poprawnie, należy założyć
zworkę na J9. Interfejs ten jest dostępny
także na AVT3275, ale na razie I2C
w generatorze może pracować z maksy-
malnym taktowaniem 100kHz. W czę-
stościomierzu do magistrali I2C przyłą-
czony jest wyświetlacz OLED, który

której znajdować się będzie multiplexer
I2C PCA9544. Rozdzielał on będzie
interfejs I2C na cztery
magistrale. Każda z nich
może pracować z inną
prędkością. Do jednej
z nich można będzie
podłączyć płytkę gene-
ratora. Komunikacja
z generatorem przez I2C
polega na zaadresowaniu rejestru oraz
jego odczycie. Adres I2C generatora:
0x38 (0x70). Zawartość poszczególnych
rejestrów prezentuje tabela 1.

Prosty program dla Arduino dostępny
na Elportalu pokazuje sposób komu-
nikacji, a na rysunku 14 widać efekt
jego pracy. Jeśli master I2C obsługuje
tryb *multimaster*, to kilka urządzeń może
komunikować się z generatorem.

Gdy urządze-
nie, które korzysta
z generatora, nie ma
interfejsu I2C lub
UART, przydatne
mogą być sygnały
SYNC, NOSYNC
i 1PPM, dostępne
na J16. Sygnał
1PPM jest aktyw-
ny, gdy na wejściu
3 J4 dostępny jest
sygnał wzorcowy,
NOSYNC sygnali-
zuje obecność sy-
gnału o dokładności
powyżej 1ppm,
SYNC 1ppm lub
mniej (tabela 2).

Zmiany w progra-
mie częstościomierza

Tabela 2

AVT3275.

Z m i a n y
d o t y c z ą
wyświetla-
nia infor-
m a c j i

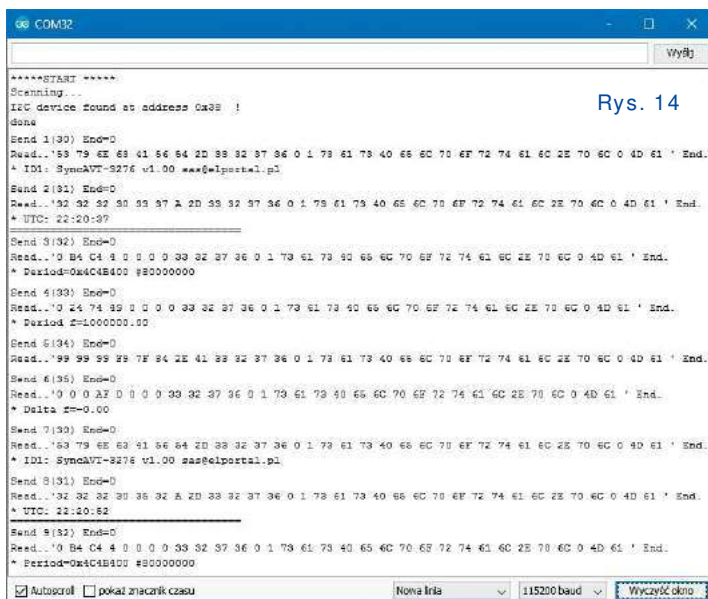
na ekranie numer 10. Aktualnie
wyświetlane są według fotografii 9.
Delta – Odchyłka TCXO od wzorca 1Hz
w ppm.
CNT – Liczba impulsów zliczona przez
licznik taktowany 80MHz mierzący
okres sygnału 1Hz.
UTC – Aktualny czas z GPS.
Last – Czas ostatniej synchronizacji.

Rodzaj informacji wyświetlanej na
LED wybiera się, naciskając przycisk
enkodera.

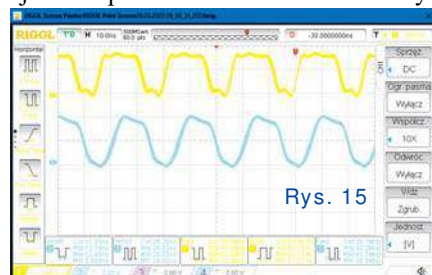
Słowo końcowe. Obwód z U3B może
posłużyć do prób i pomiaru różnych
przebiegów. Korzystając z drugiego
komparatora (złącze J2), przeprowadzo-
no próby pomiaru częstotliwości gene-
ratora 40MHz **I533-2P3-40.0000M**. Po
ustawieniu potencjometrem P2 wypeł-
nienia blisko 50%, sygnał wyglądał jak
na rysunku 15. Kanał 1 (lazurowy)
pokazuje wyjście komparatora, kanał 2
(żółty) wyjście bramki Schmitta U4B.
Jak widać, daleko im do „książkowe-
go” prostokąta. Przyłączenie przewodu
łączącego komparator z częstościomie-
rzem AVT3275 silnie tłumi sygnał (rys-
nek 16), natomiast gdy przewód przy-



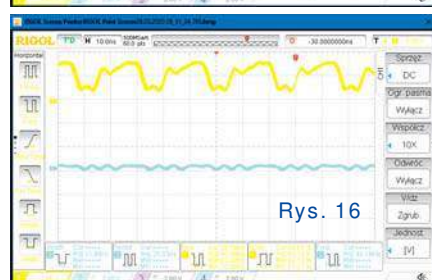
Fot. 9



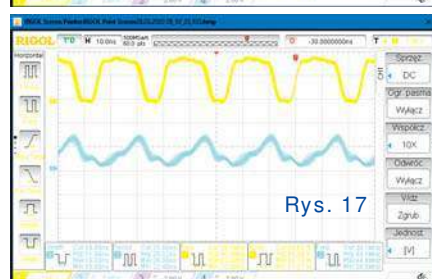
łączony jest wyjścia U4B, oscylogram wygląda jak na **rysunku 17**. Kolejne próby polegały na zmierzeniu częstotliwości generatora przez częstotłomierz. W pierwszej kolejności AVT3275 podłączony był do wyjścia komparatora. Po próbach ustawienia potencjometru P2 udało się przy sygnale jak na oscylogramie z **rysunku 18** uzyskać poprawny wynik na wyświetlaczu LED i w oknie terminalu – **rysunek 19**. Warto zauważyć, że poprawny pomiar był możliwy przy takim ustawieniu, przy którym na wyjściu bramki Schmitta nie było sygnału! Niewielka zmiana ustawienia potencjometru powodowała niestabilne odczy-



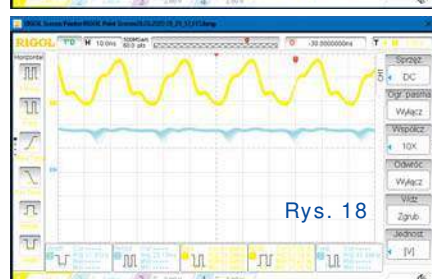
Rys. 15



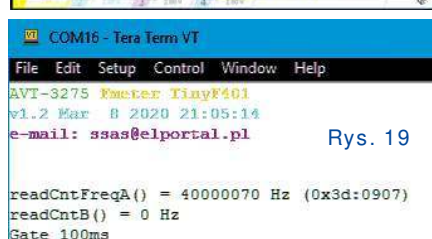
Rys. 16



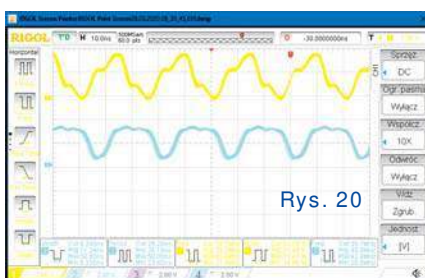
Rys. 17



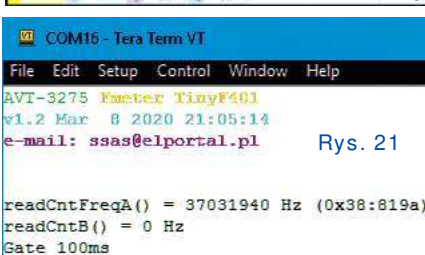
Rys. 18



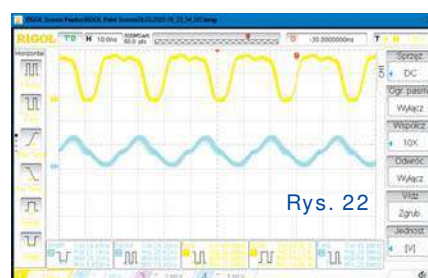
Rys. 19



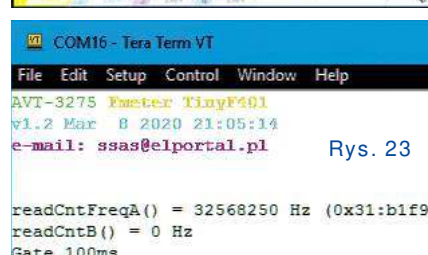
Rys. 20



Rys. 21



Rys. 22



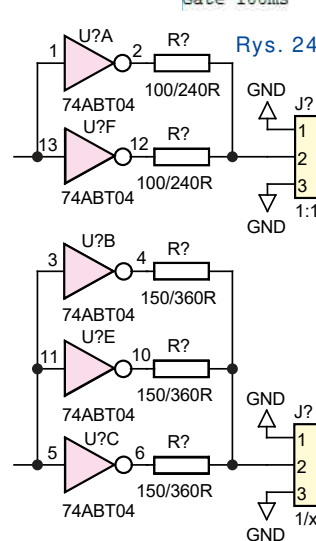
Rys. 23

ty: **rysunek 20** oraz **rysunek 21**. Próby pomiaru sygnału z wyjścia bramki U4B skończyły się niepowodzeniem: **rysunki 22** i **23**.

Próby takie uświadamiają, że budowa stopnia wejściowego łatwa nie będzie, a wydaje się, że to tylko kilka układów scalonych. Ułatwieniem będzie to, że połączenia pomiędzy układami będą krótkie, więc cechować je będzie mała pojemność. Tam, gdzie sygnał będzie przesyłany na większe odległości, zastosowane będą „dziwne” rozwiązania, jak pokazuje **rysunek 24**.

Dlatego do AVT3276 wybrano STM32F401?

Pierwotnie miał to być STM32F411RE pracujący z zegarem 100MHz. Po zasta-



Rys. 24

nowieniu wybrano taki sam mikrokontroler jak w licznikach AVT3275 i AVT5575, pracujący z częstotliwością 80MHz. Dzięki temu duża część kodu mogła zostać przeniesiona z liczników częstotliwości, co znacznie skróciło czas poświęcony na napisanie programu. Co prawda timer mierzący wzorzec liczy „tylko” 80 milionów impulsów w ciągu sekundy (AVR liczyłby dziesięć razy mniej, dokładnie 8 milionów impulsów, chyba że wersja mikrokontrolera w małej obudowie, wtedy osiem razy mniej dokładnie, 10e6 impulsów).

SaS
sas@elportal.pl

Wykaz elementów

Rezystory 1206

R1	10kΩ
R2	1kΩ
R5	1MΩ
R6,R12,R13,R14,R15	470Ω
R7	51Ω
R9,R10	100Ω
R3,R4,R8,R11	100Ω
R16,R17,R18,R19,R20	2,2Ω
P1,P2,P3	10kΩ pot. montażowy

Kondensatory 1206

C1-C6,C8-C11,C13-C18,C21,C24	100nF
C7	1nF
C12	1μF
C19,C20	2μF
C22,C23	5,6pF
C25,C26	10μF

Półprzewodniki

U1	MCP6232 SO-8
U2	TG-5006CG-42L 32M 2ppm
U3	TLV3502 SO-08
U4	74HC14D SO-14
U5	opcja DIP8/14
U6	ASVTX-09-20M 0.5ppm *
U7	74HC74D SO-14
U8	STM32F401RCT6 TQFP-68
U9	74LVC1G157GW SC-88
U11	23K256-I/SN * SO-8
U10	24LC512 SO-8
U12a	DS2431+ *
U12b	DS2431P+ *
D1	Dioda LED zielona 1206
D2	Dioda LED żółta 1206
D3	Dioda LED czerwona 1206
D4	Dioda LED niebieska 1206
D5,D6	BAS85 *

D7	SM4007
LCD1	Moduł modOLED091-IIC
Inne	
Q1	32768kHz *
BT1	CR2032-U *
J1	Goldpin 3x1
J2,J10	NS25-W4P
J3,J9,J15	NS25-W6P
J17	NS25-W3P
J6,J18	Gniazdo BNC
J5	NS25-W2P
J4,J8	T821-1-06-S1
J16	NS25-W8P
JP2	Goldpin 2x1
JP3	Goldpin 2x1
JP1	Goldpin 5x2

Płytką drukowaną
jest dostępna w Sklepie AVT
jako AVT3276

Schematy EdW we Fritzingu

Artykuł przedstawia projekt, który przenosi znane i lubiane elementy schematów elektrycznych z EdW do programu Fritzing. Dzięki temu Czytelnik w prosty i wydajny sposób może tworzyć schematy, przeznaczone do publikacji w czasopiśmie.

Minęło już ponad 8 lat, od kiedy w czerwcowym wydaniu EdW w 2012 roku pojawiła się pierwsza część serii prezentującej użycie edytora grafiki wektorowej Inkscape do rysowania schematów ideowych. Redakcja EdW przygotowała 8 plików wzorcowych z gotowymi szablonami elementów, na podstawie których można było w ww. programie tworzyć własne, klarowne schematy żywcem wyjęte z czasopisma. Jedyną wymaganą umiejętnością była zdolność dobrego posługiwania się samym programem, co gwarantowało szybkie tworzenie nowych schematów. Jednak pomimo to, taki sposób przygotowania dokumentacji nie przyjął się wśród czytelników na stałe. Właściwie nie ma co się dziwić. Inkscape jest potężnym programem, „kombajnem”, który ma tysiące pstryczków, przełączników, suwaczek. Błędne ustawienie chociażby rastra siatki czy zapomnienie ustawienia przyciągania powodowało, że wszystkie elementy rozjeżdżały się.

Czy zatem wykonaną przez redakcję pracę można spisać na straty? Przygotowana biblioteka elementów w formacie wektorowym aż prosi się o szersze wykorzystanie. Narysowane za ich pomocą schematy są jasne, klarowne, a ich unikalny styl jest cechą charakterystyczną wyróżniającą czasopismo. Czy można to zrobić prościej? Okazuje się, że tak!

Dla zachęty nagrałem 10-minutowy film demo prezentujący proces tworzenia schematu na podstawie projektu Błę-

kitnobiałego mrygacza, kitu AVT720. Proces tworzenia na filmie został przyspieszony dwukrotnie. Tworzenie samego schematu zajęło około 15 mi-

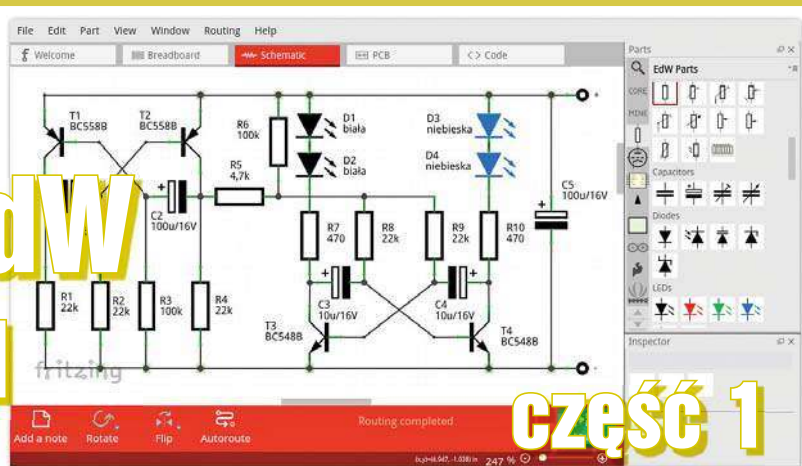
nut. Link do filmu: <https://www.youtube.com/watch?v=5AfSvkpc9f8>.

wartym kodzie źródłowym na licencji Creative Commons, wspomagającym projektowanie i prototypowanie amatorskich układów elektronicznych. Pozwala on na jednocześnie wizualne projektowanie połączeń na płytce prototypowej, rysowanie schematu ideowego oraz schematu montażowego. Zapewnia wsparcie dla programowania układów Arduino.

Tworzenie układów na płytce prototypowej i tworzenie schematów realizowane jest tutaj za pomocą prostych operacji przeciągnij, upuść, kliknij i połącz. To bardzo ułatwia zadanie, zrzucając kwestie stricte graficzne na sam program, a nie na użytkownika. Program Fritzing używa biblioteki elementów w postaci „klocków”. Jeden element to jeden plik w formacie SVG. Zaraz! A my też mamy przecież w Inkscape bibliotekę elementów SVG! A gdyby tak rozszepić wszystkie elementy z biblioteki EdW na pojedyncze klocki...

I tak powstał projekt **edw-fritzing-parts**, który do programu Fritzing dodaje bibliotekę elementów graficznych, pomagających stworzyć schematy ideowe w stylu EdW. Biblioteka rośnie już od kilku lat o nowe elementy i jest używana przeze mnie do dokumentowania prywatnych projektów. Projekt obejmuje wyłącznie dodanie elementów graficznych umożliwiających rysowanie schematów ideowych, bez wsparcia dla projektowania płytki prototypowej czy projektowania PCB.

Pobranie. Program Fritzing jest dostępny na systemy Windows, Linux oraz Mac OS. Wchodzimy na stronę <https://fritzing.org/> i zakładamy konto, klikając odnośnik po prawej „SIGN UP” – rysunek 1. *Uwaga! Wszystkie rysunki w dużej rozdzielczości są dostępne w Elportalu wśród materiałów dodatkowych do tego numeru EdW.*

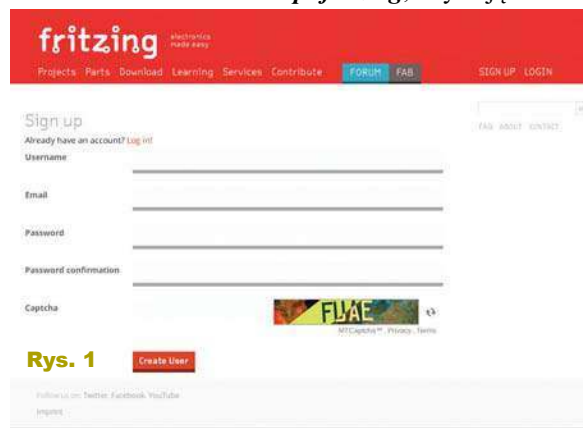


Część 1

Po udanym procesie rejestracji logujemy się na swoje konto i przechodzimy do zakładki „Download”. Od ostatniej wersji „0.9.4” deweloperzy wprowadzili obowiązkowe uiszczenie darowizny w zamian za możliwość pobrania z serwerów programu (**rysunek 2**). Do wyboru udostępnili dwie wartości darowizny w wysokości 8 i 25 euro, co w przeliczeniu na PLN jest odpowiednio ok. 36 oraz 115 PLN. Jeżeli jesteśmy zalogowani, mamy również do wyboru trzecią opcję „I already paid”, która umożliwia pobieranie udostępnionych paczek bez uiszczania opłaty.

W kolejnym kroku wybieramy system operacyjny (**rysunek 3**). To co ściągamy, to tzw. tarballe (archiwa) zawierające prekompilowane elementy aplikacji. Zawartość pakietu dla systemu Ubuntu działa również na innych dystrybucjach Linuksa. Ja np. pracuję w domu na dystrybucji Arch Linux i bez problemu wszystko zadziałało. Jeżeli używamy na co dzień Windowsa, wybieramy opcję 64-bitową (nowsza) lub 32-bitową (starsza). Wsparcie dla Windowsów 32-bitowych zostało jednak zakończone z wersją 0.9.3b.

Instalacja. Instalacja programu polega na wypakowaniu zawartości archiwum w odpowiednie miejsce na komputerze. Dla systemu Windows polecam wypakowanie i przeniesienie zawartości do **C:\Program Files\Fritzing**. W Linuksie polecam, aby wypakować archiwum do folderu **opt/fritzing**, używając



Rys. 1



Rys. 2



Rys. 3

polecenia poniżej (z prawami administratora jako sudo):

```
# mkdir -p /opt/fritzing
# tar xjf fritzing-*.tar.bz2 -C /opt/fritzing --strip-components=1
```

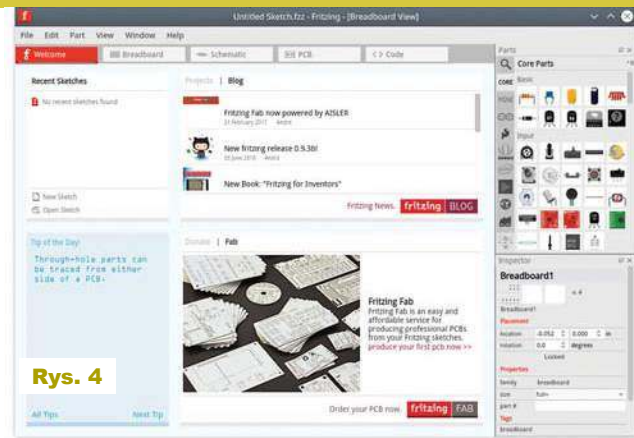
Wewnątrz paczki znajduje się również skrypt instalacyjny „install_fritzing.sh”, integrujący program z systemem Linux (kopiuje ikony aplikacji, powiązuje odpowiednie rozszerzenia z aplikacją oraz kopiuje skrypt uruchamiający do systemu). W moim jednak przypadku, skrypt ten więcej namieszał niż pomógł, dlatego też pełną integrację z systemem warto przeprowadzić samemu ręcznie.

Pierwsze uruchomienie. Na Windowsie aplikację uruchamiamy za pomocą „C:\Program Files\Fritzing\Fritzing.exe” a na Linuksie za pomocą „/opt/fritzing/Fritzing”. Program powinien od razu się uruchomić bez problemu (rysunek 4).

Instalacja paczki EdW Fritzing Parts. Wchodzimy na stronę GitHub projektu <https://github.com/di0x7c5/edw-fritzing-parts> i z prawej strony pod nagłówkiem „Releases” znajduje się nu-

mer wersji ostatniego wydania. W momencie pisania tego artykułu jest to **v0.1.1**, klikamy w niego (rysunek 5). Następnie zjeżdżamy na dół, aż zobaczymy sekcję z assetami i pobieramy archiwum o nazwie „edw-fritzing-parts_v0.1.1.tar.gz” (rysunek 6). Ściągniętą paczkę należy rozpakować, a następnie przenieść wypakowaną zawartość do folderu „fritzing-parts” znajdującego się w głównym folderze programu Fritzing. W systemie Windows możemy to zrobić metodą kopiuj wklej, na Linuksie możemy rozpakować archiwum od razu do odpowiedniego folderu: \$ tar xzf edw-fritzing-parts_v0.1.0.tar.gz -C /opt/fritzing/fritzing-parts/

Aktualizacja bazy danych. Aby program poprawnie wykrył nowo zainstalowane elementy schematowe, należy zaktualizować jego bazę danych. Uruchamiamy program Fritzing i przechodzimy do zakładki „Schematic” (rysunek 7). Następnie w menu „Part” klikamy „Regenerate parts database ...” i w kolejnym oknie dialogowym potwierdzamy, klikając „Regenerate” (rysunek 8). Po chwili program powinien się zamknąć. Uruchamiamy go ponownie.



Rys. 4

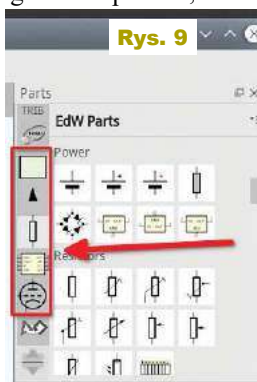
Rys. 5



Rys. 6

Ponownie przechodzimy w zakładkę „Schematic”. Po prawej stronie mamy listę części do wyboru. Znajdujemy dwie niepozorne strzałki góra/dół znajdujące się poniżej i schodzimy na sam dół. Jeżeli wszystko poszło zgodnie z planem, powinniśmy zobaczyć 5 grup ikon EdW (rysunek 9). Kolejność grupy ikon można zmienić a nawet przenieść je na sam początek listy metodą przeciągnij i upuść.

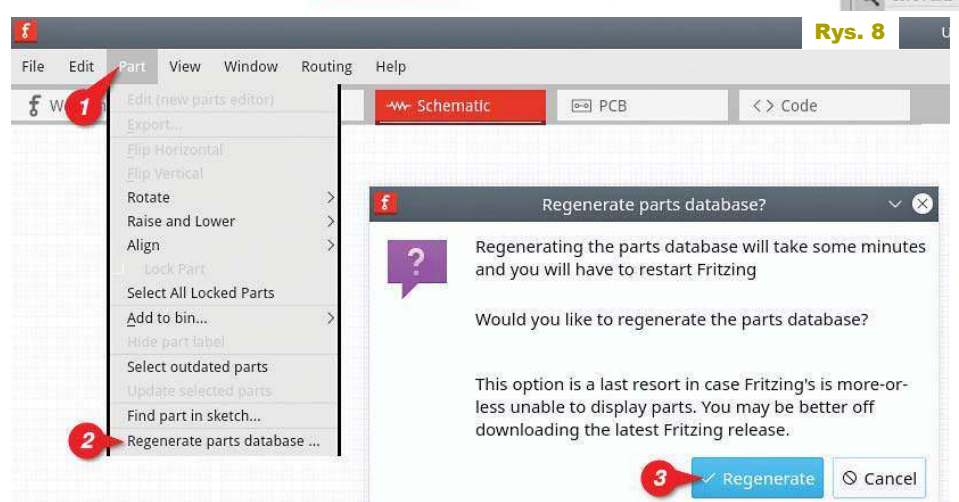
Dostosowanie siatki. Ostatnim krokiem, jaki musimy zrobić, jest ustawienie rastra siatki.



Rys. 9



Rys. 7



Rys. 8

Wszystkie elementy schematowe EdW zostały zaprojektowane na podstawie siatki o rastrze 0,05 cala i taką właśnie wartość musimy ustawić w aplikacji. Z menu na górze wybieramy „View”, następnie „Set Grid Size...”. W polu Grid Size wpisujemy 0.05, i wybieramy „in” (cale) i klikamy OK (**rysunek 10**). Bravo! Teraz możesz już rysować schematy, używając zawartych tam elementów.

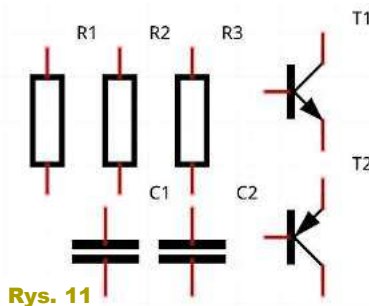
Organizacja. Elementy pogrupowane są w 5 kategorii tematycznych. Są to: Podstawowe elementy, Lampy elektronowe, Układy scalone, Elementy opisujące, Schematy blokowe.

Język polski. Niektóre elementy aplikacji zostały przetłumaczone na język polski. Jeżeli nie czujemy się dobrze z angielską wersją, możemy to zmienić, klikając menu „Edit” → „Preferences...” i z zakładki „General” pod sekcją „Language” wybieramy język „Polish – Polski”. Po zamknięciu okna klikając OK, musimy zrestartować aplikację, aby zmiany zostały wprowadzone.

Poruszanie się. Widok siatki przybliżamy za pomocą znajdującego się na dole, na ciemnoczerwonym tle, suwaka powiększenia lub za pomocą kombinacji „Ctrl” + rolka myszki (Linux) lub za pomocą samej rolki (Windows). Siatkę możemy przeciągać, wciskając „Spację” i jednocześnie za pomocą lewego przycisku myszki przeciągamy siatkę w interesującym nas kierunku.

Rysowanie

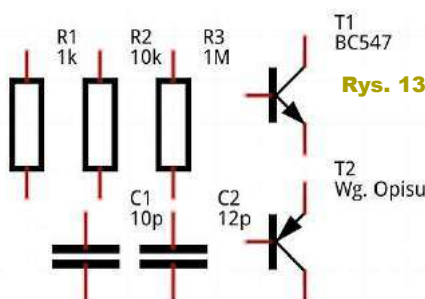
Rysowanie odbywa się w bardzo prosty sposób na zasadzie metody przeciągnij i upuść. Z prawej strony wybieramy interesujący nas element i przeciągamy go na siatkę z lewej strony. Elementy wyświetlają się wraz z odpowiadającym im właściwym oznaczeniem (rezystory R, kondensatory C, tranzystory T etc.). Każdy kolejny element tego samego typu będzie miał oznaczenie o jeden większy niż poprzednio – **rysunek 11**. Klikając na dowolnym elemencie, otworzymy po prawej okno inspektora gdzie możemy zmienić identyfikator elementu (**rysunek 12** – 1) oraz jego wartość (**rysunek 12** – 2). Niestety podając wartość elementu, nie mamy możliwości dodawania symboli, a więc rezystor 1kΩ należy wpisać jako 1k, 100Ω jako 100 lub 100R. Tak naprawdę nie jesteśmy tutaj ograniczeni i każdy tekst wpisany w to miejsce wyświetli się nam pod identyfikatorem elementu (**rysunek 13**).



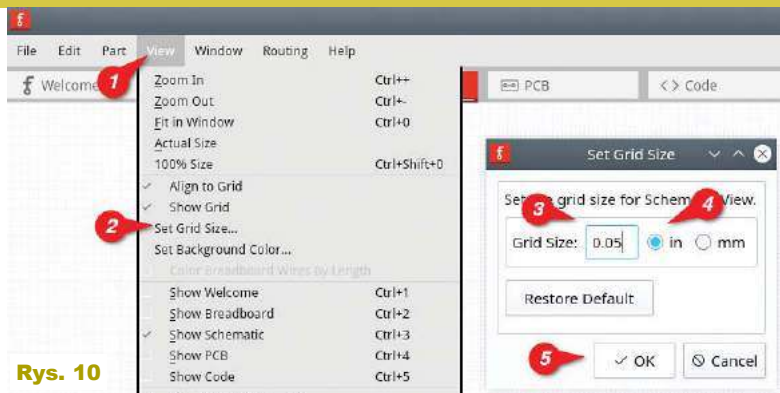
Rys. 11



Rys. 12

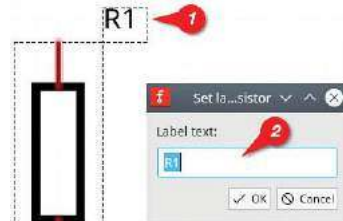


Rys. 13



Rys. 10

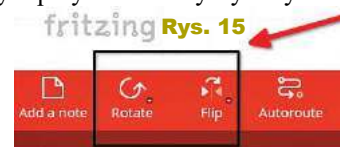
Istnieje jeszcze jedna opcja zmiany identyfikatora danego elementu (**rysunek 14**). Możemy kliknąć dwa razy na etykietę zawierającą identyfikator elementu, który znajduje się na siatce (1). Poskutkuje to wyświetleniem się okna dialogowego do podania nowej wartości (2).



Rys. 14

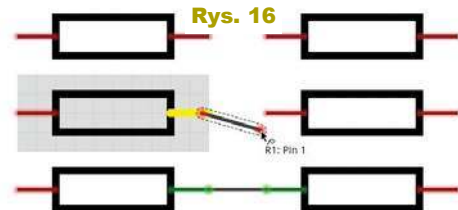
Etykiety możemy dowolnie przemieszczać na schemacie metodą przeciągnij i upuść. Jeżeli chcemy obrócić etykietę, klikamy na nią prawym przyciskiem myszy i wybieramy „Flip/Rotate”. Etykietę możemy również całkowicie schować, klikając na elemencie prawym przyciskiem myszy i wybierając „Hide part label”.

Same elementy możemy swobodnie obracać, korzystając z przycisków na dole programu lub z ekwiwalentnych opcji dostępnych pod prawym przyciskiem myszy (**rysunek 15**).



Rys. 15

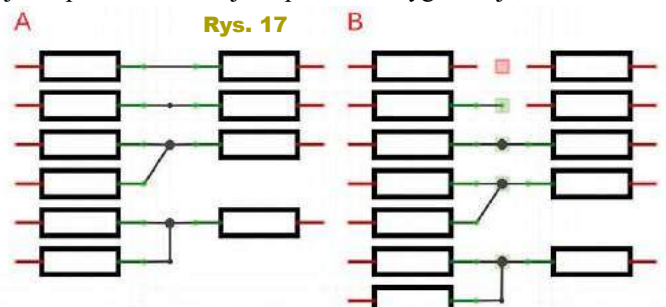
Łączenie elementów. Zapewne zdążyłeś już zauważyć, że końcówki (piny) elementów są podświetlone na czerwono. Oznacza to, że nie zostały jeszcze połączone z żadnym innym elementem. Czerwone podświetlenie służy jednocześnie za miejsce, z którego można rozpocząć łączenie elementu, jak też wskazuje, gdzie je można zakończyć. Cały proces tworzenia połączeń jest wykonywany metodą przeciągnij i upuść, tak jak ma to miejsce na **rysunku 16**. Połączone piny zmieniają swój kolor na zielony.



Rys. 16

Jeżeli chcemy połączyć ze sobą więcej niż dwa elementy, możemy to zrobić, bezpośrednio łącząc wszystkie piny ze sobą lub utworzyć węzeł.

Węzeł tworzymy, klikając dwa razy w dowolnym miejscu już istniejącego połączenia. Jak pokazuje **rysunek 17a**, spowoduje to powstanie małej kropki, która sygnalizuje, że można



Rys. 17

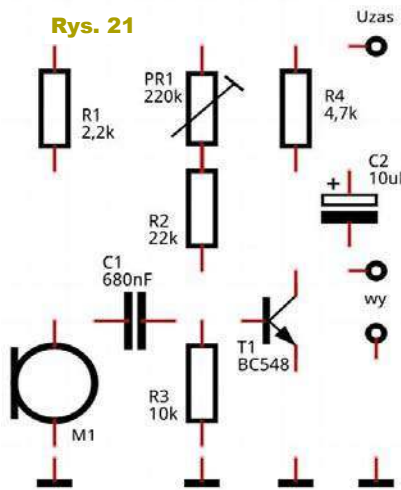
w tym miejscu podłączyć inny element lub po prostu zmienić „trajektorię” ścieżki, przesuwając ją po siatce. Niestety tutaj program wskazuje swoją pierwszą niedoskonałość, mianowicie po utworzeniu takiego węzła często delikatnie wypada on z siatki i trzeba ręcznie umieścić go na swoim miejscu. To samo dzieje się przy podłączeniu kolejnego elementu do węzła. Nie jest to jednak aż tak bardzo uciążliwe. Kolejną niedoskonałością jest fakt, że podczas przeciągania większej liczby elementów węzły czasami zostają na swoim miejscu, co powoduje, że musimy ręcznie je przesuwać. Aby temu zapobiec, został dodany jeden pomocniczy element schematowy o nazwie „Connection Point” (**rysunek 18**). Zawiera on tylko i wyłącznie możliwość utworzenia węzła, ale swoją siłę czerpie z tego, że jest on traktowany jako kolejny element schematowy. Dzięki temu jest zawsze przyciągany do siatki, a przy przenoszeniu wielu elementów nie zostaje na swoim miejscu (porównaj rysunek 17b). Ma również swoją etykietę, dzięki czemu możesz zaznaczyć jakiś ważny punkt na schemacie, opisać wartość napięcia w tym punkcie lub po prostu ją schować. Nie ma z góry narzuconej metody, jak należy to zrobić, czasami lepiej i szybciej jest zrobić to za pomocą metody „A”, a czasami za pomocą metody „B”.

Przykład tworzenia schematu

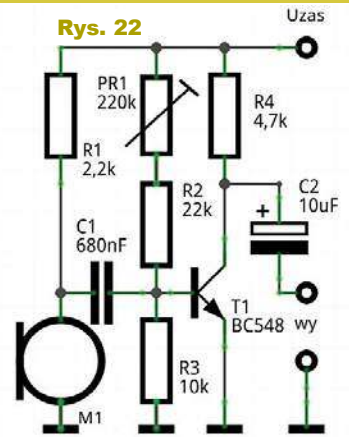
Nie ma jednego z góry narzuconego sposobu, jak będzie wyglądał proces tworzenia schematu. Możemy dodawać i łączyć ze sobą elementy jeden po drugim, ale też można najpierw umieścić wszystkie potrzebne elementy na siatce, a dopiero potem je edytować. Spróbujmy narysować jakiś schemat tym drugim sposobem – **rysunek 19**. Wyciągamy na siatkę wszystkie potrzebne elementy, kondensator „C1” obracamy 90 stopni w lewo. Najpierw schowamy etykiety masy, gdyż nie są potrzebne. Klikamy PPM na każdym elemencie masy i wybieramy „Hide part label” lub zaznaczamy wszystkie razem i z menu „Edit” wybieramy „Hide part label” (**rysunek 20**).

Następnie możemy wprowadzić dla każdego elementu jego wartość, wpisując w pole „part #” jego wartość. Etykietę kondensatora C1 obracamy w prawo, klikając PPM na etykiecie „Rotate” → „Rotate 90° Clockwise”. Etykietę konektora „P3” zmieniamy na „Uzas”. Etykietę konektora „P1” zmieniamy na „wy”, a etykietę konektora „P2” ukrywamy. Rozmieszczamy etykiety na

Rys. 21



Rys. 22



swoich miejscach (**rysunek 21**). Ostatnim krokiem jest połączenie

nie wszystkich elementów oraz kompaktowe ich rozmieszczenie, aby zajmowały jak najmniej miejsca (**rysunek 22**).

Eksport schematu do pliku graficznego. Narysowane schematy można w łatwy sposób eksportować do kilku dostępnych formatów grafiki rastrowej oraz wektorowej. Aby zapisać schemat w formacie graficznym, należy z menu „File” wybrać „Export”, następnie „as Image”. Wówczas mamy możliwość wyboru rozszerzenia JPG, PNG (obrazy rastrowe, strata jakości), PDF (lepsza jakość od poprzednich, ale wciąż rastrowe) oraz SVG (postać wektorowa, bez straty jakości). Pliki JPG, PNG oraz PDF generowane w ten sposób będą tworzone wraz z dodanym logo programu Fritzing oraz z obwódką wokół pinów, co można zobaczyć na **rysunku 23**.

Zdecydowanie najlepszą jakość uzyskamy, wybierając eksport do grafiki wektorowej SVG. Ale również i ten format nie jest tworzony w sposób bezbłędny, np. połączenia między elementami mają kolor szary, a nie czarny, font czcionki jest ustawiony na DroidSans, zamiast na Arial, a grubość linii delikatnie się różni. Na szczęście są to tak delikatne różnice, że nie rzucają się w oczy i schemat nie traci tym na czytelności w żaden sposób (**rysunek 24**).

Plik SVG można edytować w dowolnym programie wspierającym grafikę wektorową. Natomiast polecam użycie do tego celu darmowego programu Inkscape, który świetnie nadaje się do dokonywania poprawek.

A teraz coś dla użytkowników Linuksa (pracujący na Windows nie muszą się martwić – i bez tego wyniki są dobre). Aby zautomatyzować proces poprawek, stworzyłem sobie skrypt BASH’owy, który wszystkie mankamenty poprawia za mnie. Skrypt o nazwie „frfix.sh” jest dostępny w źródłach projektu w katalogu „scripts”. Jego użycie jest bardzo proste, należy w argumencie wywołania skryptu

przekazać ścieżkę do pliku SVG, a skrypt automatycznie naniesie wymagane poprawki. Użycie skryptu nie jest konieczne, a szczegóły są na tyle mało zauważalne,

że można z powodzeniem nie wykonywać na wyeksportowanym pliku SVG żadnych poprawek (**rysunek 25**). **Rysunek 26** przedstawia wynik eksportu przykładowo utworzonego schematu do SVG, gdzie zmieniłem tylko kolor etykiety „Uzas” na czerwony.

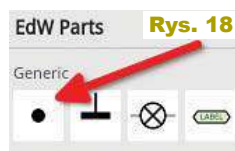
Ciąg dalszy na stronie 32

Rys. 23 fritzing

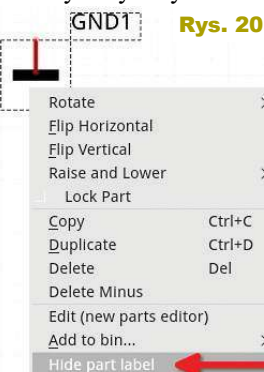
Rys. 24

Rys. 25

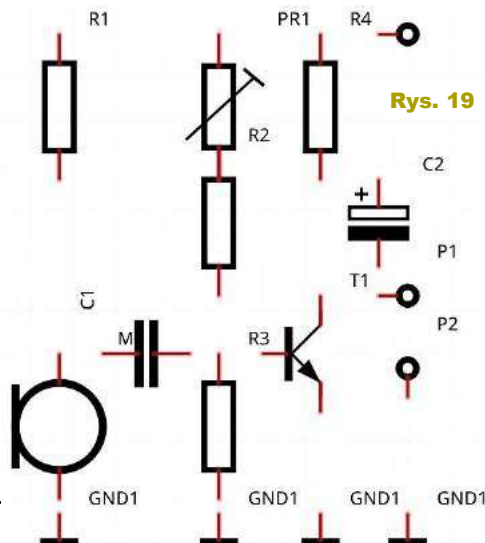
Rys. 26



Rys. 20



Rys. 19



Analizatory NWT – modyfikacja analizatora D6 część 1

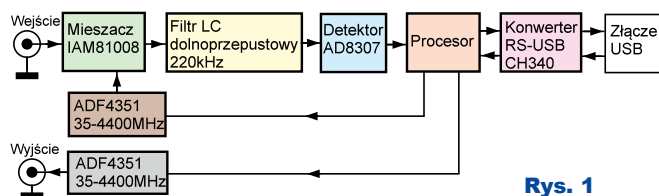
W artykule opisano modyfikacje poprawiające parametry przyrządu D6 współpracującego z oprogramowaniem NWT, będącego analizatorem widma wraz z generatorem śledzącym o zakresie częstotliwości pracy 35MHz do 4400MHz. Kupno tego urządzenia i jego późniejsza modyfikacja jest rozwiązaniem znacznie lepszym niż samodzielne jego wykonanie. Unika się lutowania dość trudnych w montażu układów scalonych ADF4351 w małych obudowach TQFN. Cena urządzenia D6 na zagranicznych portalach aukcyjnych wynosi około 160...190 zł (zmontowana płytka, bez obudowy) i jest mniejsza od kosztów, jakie musielibyśmy ponieść, samodzielnie kupując elementy u sprzedawców podzespołów i wykonując płytkę drukowaną. Przyczyna niskiej ceny gotowego urządzenia jest bardzo prosta: zastosowane układy scalone są klonami oryginalnych układów znanych producentów. Na portalach aukcyjnych można kupić dwa rodzaje urządzenia, wykonane praktycznie według tego schematu: analizator LTDZ 35-4400M oraz analizator D6. Podobne modyfikacje można zastosować w analizatorze widma NWT4000 (układ nie ma generatora trackingowego), jest to jednak utrudnione ze względu na znacznie większą miniaturyzację układu. Autor zaleca kupno analizatora w wersji D6, ze względu na lepiej zaprojektowaną płytkę drukowaną, uwzględniającą zasady projektowania układów w.cz. i zastosowanie dodatkowych ekranów. Przed wykonaniem jakiegokolwiek modyfikacji należy sprawdzić, czy urządzenie jest sprawne. Wszelkie modyfikacje urządzenia należy wykonywać ostrożnie, ze względu na możliwość uszkodzenia układu. Mimo wymienionych poniżej kilku wad i konieczności samodzielnego obudowania urządzenia, analizator D6 jest wart swojej ceny. Zmodyfikowany przez Tomka SQ5EBO układ pokazany jest na **fotografii tytułowej**.



Opis układu

Dla lepszego zrozumienia budowy i działania analizatora D6 oraz wpływu zastosowanych modyfikacji i ograniczeń urządzenia, pokazano jego schemat blokowy – **rysunek 1**. Układ jest klasycznym układem z przemianą częstotliwości. Częstotliwość generatora śledzącego i oscylatora przemiany częstotliwości analizatora widma przesunięta jest o około 120kHz. Filtr dolnoprzepustowy za mieszaczem ma szerokość pasma około 220kHz. Nawet pobieżna analiza układu pokazuje jego wady, dotyczące szczególnie analizatora widma:

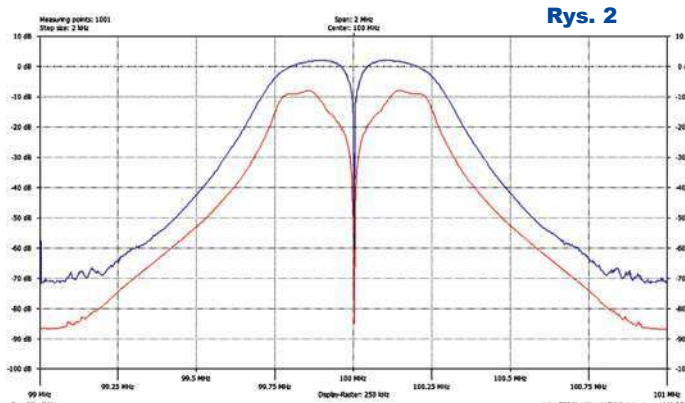
1. Brak możliwości rozróżnienia dwóch lub więcej sygnałów, jeśli położone są one blisko siebie, produkty przemiany częstotliwości znajdują się w paśmie filtra dolnoprzepustowego, sygnał słabszy zostanie zamaskowany przez silniejszy.
2. Każdy sygnał mierzony na ekranie analizatora widma widzimy dwa razy, raz, gdy częstotliwość oscylatora przemiany częstotliwości jest niższa, drugi raz, gdy jest wyższa od częstotliwości sygnału mierzonego, np. sygnał 100MHz przy częstotliwości pośredniej 120kHz odbierzemy zarówno, gdy częstotliwość generatora przemiany wynosi 99,88MHz (100MHz – 99,88MHz = 120kHz), jak i 100,12MHz (100,12MHz – 100MHz = 120kHz), w przypadku, gdy różnica częstotliwości sygnału mierzonego i przemiany częstotliwości zbliża się do



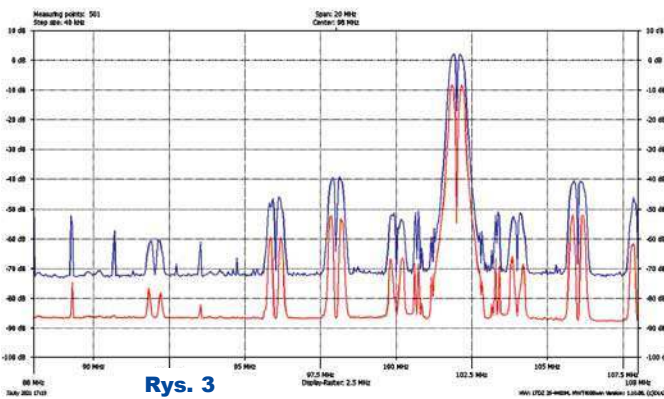
Rys. 1

zera, w widmie zauważymy charakterystyczny dołek, wynikający z rosnącej reakcji kondensatorów separujących składową stałą z wyjścia układu mieszacza, skutkiem czego wzmocnienie toru maleje – **rysunki 2 i 3** (kolor niebieski – układ zmodyfikowany przez autora, kolor czerwony – układ zmodyfikowany przez zmianę wartości filtra LC). Pasma naszego analizatora widma jest więc dwa razy większe niż pasmo przeniesienia filtra dolnoprzepustowego.

3. Układ ADF4351 generuje sygnał z zakresu częstotliwości 2200...4400MHz, a sygnały o pozostałych częstotliwościach uzyskiwane są przez podział częstotliwości generatora przestrajanego przez wielokrotność liczby 2. Przebieg prostokątny na wyjściu układu ADF4351 zawiera dużo częstotliwości harmonicznych (całkowitych wielokrotności częstotliwości podstawowej generowanej przez układ), silniejsze



Rys. 2



Rys. 3

są sygnały o nieparzystych wielokrotnościach (wynika to ze współczynnika wypełnienia przebiegu prostokątnego, zbliżonego do 50%). Moc sygnału harmonicznego określa się, podając, o ile dB jest ona niższa względem sygnału podstawowego. Częstotliwości harmoniczne generatora mieszają się z sygnałem odbieranym w mieszaczu i dają sygnał na jego wyjściu, które z punktu widzenia detektora są nierozróżnialne – tabela 1.

Problem występuje w przypadku pomiarów silnych sygnałów: możemy zaobserwować sygnały w widmie radiowym, które w rzeczywistości w nim nie występują. Na szczęście problem ten jest mniejszy, niż mogłoby się na pierwszy rzut oka wydawać, bo sprawność przemiany w mieszaczu silnie maleje ze spadkiem mocy harmonicznej, co powoduje silniejsze tłumienie sygnałów fałszywych, niż wynika z samego odstępu częstotliwości harmonicznej od sygnału właściwego, np. jeśli moc sygnału generatora przemiany częstotliwości wynosi 0 dBm, a jego trzecia harmoniczna jest niższa o np. 7 dB na skutek rosnących strat przemiany wywołanych nieoptymalnym poziomem oscylatora przemiany, to sygnał pokazywany dla częstotliwości 166,6(6) MHz będzie mniejszy, niż wynika to z odstępu harmonicznej względem sygnału oscylatora przemiany częstotliwości równego 500 MHz (<7 dB). Problem ten można byłoby rozwiązać, używając filtrów wycinających niepożądane częstotliwości wejściowe – jest to jednak rozwiązanie dość kłopotliwe, aczkolwiek akceptowalne.

Mimo swoich wad, układ umożliwia wiele użytecznych pomiarów. Warto jednak znać jego ograniczenia, aby prawidłowo interpretować wyniki pomiarów i unikać błędów pomiarowych. W przypadku generatora śledzącego, wpływ częstotliwości harmonicznych jest zredukowany dzięki temu, że różnica częstotliwości generatora przemiany częstotliwości i generatora współbieżnego wynosi

około 120 kHz, a sama różnica częstotliwości obu generatorów jest powielana. Na przykład, gdy mierzymy filtr 300 MHz, mierzymy sygnał na trzeciej częstotliwości harmonicznej (oscylator 100 MHz, generator śledzący 100,12 MHz), to trzecia harmoniczna obu sygnałów wynosi odpowiednio 300,00 MHz – 300,36 MHz. Powoduje to, że sygnał różnicowy ma w tym wypadku częstotliwość 360 kHz i tłumiony jest już przez filtr pośredniej częstotliwości, co prawda w sposób niewystarczający, ale jednak. Konsekwencją tego jest fakt, że również w tym przypadku, tak jak w analizatorze widma, otrzymamy zafałszowany sygnał pomiarowy. Poziom sygnału fałszywego będzie jednak niższy niż w analizatorze widma. Obniżenie poziomu sygnałów fałszywych wywołanych częstotliwościami harmonicznymi w przypadku generatora traktującego powoduje również fakt, że sygnał harmoniczny ma niższy poziom niż sygnał o częstotliwości podstawowej. Także w tym wypadku zobaczymy korzystny wpływ spadku sprawności przemiany dla sygnałów harmonicznych.

W przypadku pomiarów każdym analizatorem widma należy pamiętać o odpowiednim dobraniu liczby próbek. Najmniejszą wymaganą liczbę próbek w zależności od szerokości skanowania można obliczyć ze wzoru $n = f/pasmo\ filtru$, gdzie n jest minimalną wymaganą liczbą próbek, f zakresem częstotliwości skanowania, $pasmo\ filtru$ – szerokością filtru. Gdy ustawimy zbyt małą liczbę próbek, to może zdarzyć się, że produkt mieszania sygnału mierzonego i generatora przemiany częstotliwości znajdzie się poza pasmem filtru i nie zostanie zarejestrowany przez analizator. Liczba próbek nie powinna być w zasadzie większa niż liczba pikseli na ekranie analizatora. Część urządzeń rozwiązuje problem ograniczenia liczby pikseli, pokazując na pikselu najsilniejszy sygnał z kilku odpowiadających mu częstotliwości, oczywiście w tym wypadku tracimy informację o amplitudzie pobliskich sygnałów,

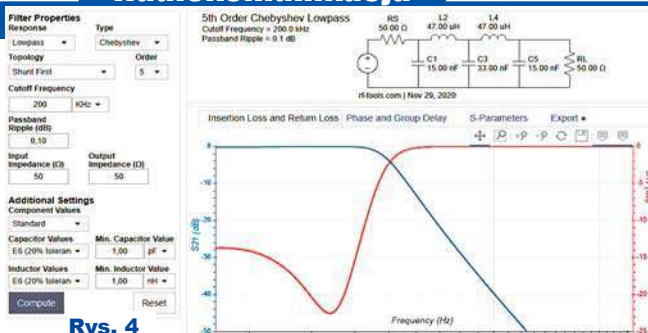
Częstotliwość generatora przemiany częstotliwości	Numer harmonicznej mieszający się z sygnałem 500 MHz	Siła sygnału 500 MHz na wejściu przemiany częstotliwości (niższa wartość, mniejszy sygnał)	Siła sygnału na wyjściu pośredniej częstotliwości (niższa wartość, mniejsza siła sygnału) – f wejściowa 500 MHz
100 MHz	5	3	3
125 MHz	4	1	1
166,6(6) MHz	3	4	4
250 MHz	2	2	2
500 MHz	Sygnał odniesienia	5	5

Tabela 1

zaobserwujemy jednak istniejący sygnał, a dalszy pomiar możemy wykonać w zmniejszonym zakresie częstotliwości i uzyskać bardziej szczegółowe informacje o widmie.

Opisana tu w artykule modyfikacja zapewnia lepsze parametry niż modyfikacje tego układu opisane w internecie, polegające na zmianie wartości elementów LC filtru dolnoprzepustowego. Autor zmodyfikował układ filtru dolnoprzepustowego oraz dodał dodatkowy stopień wzmacnienia i filtru dolnoprzepustowego. W oryginalnym układzie dopasowanie impedancji wyjścia mieszacza (50 Ω) do impedancji wejściowej detektora AD8307 (dla niskich częstotliwości wynosi około 1,1 kΩ) jest dopasowaniem rezonansowym, powoduje to podniesienie napięcia sygnału o częstotliwościach z zakresu 120 kHz...220 kHz. Wzrost napięcia na wyjściu filtru jest coraz mniejszy w miarę oddalania się od częstotliwości 120 kHz...220 kHz. Oryginalny filtr zastąpiono układem o impedancji wejścia i wyjścia równej 50 Ω, w którym nie wykorzystujemy zjawiska transformacji impedancji. Taki układ ma znacznie bardziej płaską charakterystykę przenoszenia w paśmie poniżej 220 kHz niż filtr z transformacją impedancji.

Stary filtr został usunięty, a nowy zaprojektowano za pomocą kalkulatora dostępnego na stronie <https://rf-tools.com/lc-filter/>. Dużą zaletą tego kalkulatora jest możliwość użycia elementów o typowych wartościach tolerancji z wybranego szeregu E6-E96. Charakterystyka zaprojektowanego filtru pokazana jest na rysunku 4. W wersji finalnej filtru dodano kondensatory 100 pF równolegle do kondensatorów 15 nF i 33 nF wyliczonych przez kalkulator – rysunek 5. Dodatkowe kondensatory nie powodują zmiany finalnej pojemności kondensatorów większej niż 1%, a poprawiają tłumienie wyższych częstotliwości, ze względu na wyżej położony rezonans własny niż kondensatorów o większych pojemnościach. W układzie należy użyć kondensatorów typu COG (NP0), a nie łatwo dostępnych kondensatorów z ceramiki X7R, które



Rys. 4

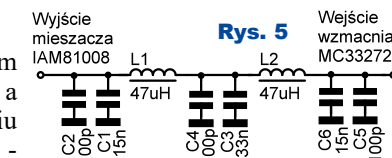
mają znacznie większą stratność. Użycie kondensatorów z wysokostratnej ceramiki powoduje wyraźne pogorszenie charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej filtra.

Brak transformacji impedancji w górę powoduje pogorszenie czułości urządzenia, co jest dokuczliwe szczególnie w przypadku użycia opisanego układu jako analizatora widma. Problem ten rozwiązano za pomocą układu pokazanego na rysunku 6. Układ ten podnosi czułość układu w stosunku do oryginału, dodatkowo zwiększając stromość filtra (tłumienie sygnałów pozapasmowych), zapewnia lepszy stosunek sygnału do szumu oraz mniejszy „dołek” w widmie, występujący, gdy częstotliwości oscylatora i badanego sygnału zbliżają się do siebie. W zaprojektowanym układzie zastosowano dwa wzmacniacze operacyjne zawarte w układzie AD8646. Wzmacniacz ten można zastąpić innym układem zawierającym w obudowie dwa wzmacniacze operacyjne o iloczynie szerokości i pasma co najmniej 16 MHz oraz amplitudzie sygnału wyjściowego 3,5 V przy zasilaniu 5 V. W przypadku zastosowania wzmacniacza o wyjściu *rail to rail* warto ograni-

czyć poziom napięcia na wyjściu wzmocniacza operacyjnego do wartości około 3,5 Vpp, obniżając napięcie zasilania do wartości około 3,6 V, np. włączając w szereg z napięciem zasilającym układ dwie diody krzemowe o spadku napięcia 0,7 V. Sygnały większe niż 3,6 Vpp powodują, że detektor AD8307 wchodzi w zakres nieliniowy i obserwuje się spadek mierzonego sygnału mimo wzrostu jego wartości na wejściu detektora. Wyjście filtra LC obciążone jest opornikiem 51 Ω , ponieważ wzmacniacz operacyjny w konfiguracji nieodwracającej ma wysoką impedancję wejściową.

Sprzężenie pomiędzy wzmacniaczem a filtrem jest sprzężeniem zmiennoprądowym, realizowanym przez kondensator C2. Kondensator ten ogranicza pasmo przenoszenia wzmacniacza od dołu. Rezystor R5 z kondensatorem C1 tworzy filtr dolnoprzepustowy, filtrujący napięcie polaryzujące wzmacniacz operacyjny i wraz z opornikami R2, R3 zapewniający polaryzację wzmacniacza operacyjnego. Wzmocnienie wzmacniacza zale-

Rys. 6



Rys. 5

ży od częstotliwości sygnałów, wartości kondensatorów C1, C2, C3, rezystancji R2, R3, R4 i R6. Głębokość „dołka” można zmniejszyć, zwiększając wartość kondensatorów C2, C3 i C6.

Wzmocnienie wzmacniacza najwygodniej zmieniać, dobierając wartość opornika R6, nie może być ono jednak zbyt duże, gdyż nastąpi przesterowanie detektora AD8307. Drugi ze wzmacniaczy operacyjnych pełni funkcję filtra dolnoprzepustowego w układzie Salena-Keya, o paśmie przenoszenia 220 kHz i aproksymacji Butterwortha. Aproksymacja Butterwortha zapewnia gorszą stromość charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej wzmacniacza niż aproksymacja Czebyszewa, jednak lepszą od niej odpowiedź impulsową, co jest ważne w przypadku przestrajania generatora. Wymagane pasmo iloczynu wzmocnienia i pasma dla tego filtra wynosi 15,62 MHz, co ogranicza liczbę możliwych do wykorzystania wzmacniaczy operacyjnych.

Dalszy opis układu oraz jego montażu i uruchomienia ukaże się w następnym numerze EdW.

Rafał Orodziński
sq4avs@gmail.com

Ciąg dalszy ze strony 29

Program Inkscape ma jeszcze możliwość eksportu obrazu wektorowego do grafiki rastrowej. Wciskamy kombinację klawiszy „Ctrl+Shift+E” lub z menu „File” → „Export PNG Image...”. Wyświetli się z prawej strony okno do eksportu jak na rysunku 27.

Pracując nad własnymi projektami, eksperymentalnie ustaliłem, że najlepszy rezultat eksportowanego obrazu PNG otrzymuję, ustawiając dpi na ok. 250, ale może być to dowolna wartość. Im będzie ona większa, tym większy i wyraźniejszy będzie wygenerowany schemat.

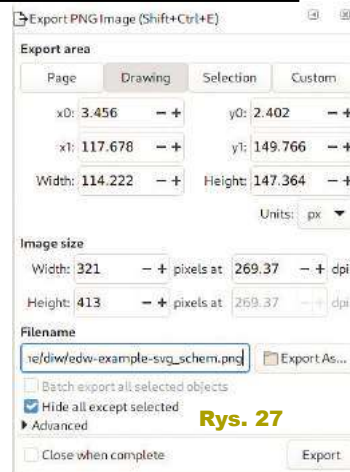
Zapis pracy. Stworzone schematy można oczywiście zapisać na dysku, tak aby mogły zostać otwarte ponownie w programie Fritzing. Rozszerzeniem pliku jest „.fzz”, a sam plik zawiera wszelkie niezbędne informacje na temat użytych elementów oraz połączeń.

Aktualizacja nowej wersji projektu. Gdy wyjdzie nowa wersja biblioteki, warto ją zaktualizować, bo może zawierać wiele nowych elementów. Aby dokonać aktualizacji, należy powtórzyć proces instalacji, czyli ściągnąć archiwum, wypakować i zaktualizować bazę danych. Nie jest wymagane usunięcie

poprzedniej wersji biblioteki elementów, nowa wersja powinna ją poprawnie nadpisać. Jeżeli jednak wystąpi już jakiś problem z organizacją lub wyświetlaniem elementów po aktualizacji, warto usunąć ręcznie plik „parts.db” znajdujący się w folderze „fritzing-parts” i dokonać ponownej aktualizacji bazy danych.

Gdyby dla kogoś spośród Czytelników przedstawione informacje okazały się niewystarczające, może napisać na podany poniżej adres. A w drugiej części artykułu, przeznaczonej dla najbardziej dociekliwych Czytelników, przedstawione zostaną dodatkowe wskazówki. Między innymi opisane będzie, co zrobić, gdy na schemacie przydałby się element, którego nie ma w bibliotece.

Dariusz Iwanoczko
dariusz.iwanoczko@gmail.com



Rys. 27

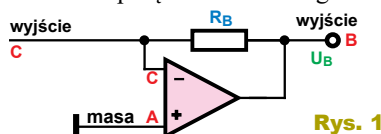
Droga do RRIO, czyli wzmacniacze operacyjne (nie tylko) dla początkujących – część 5

W jednym z najbliższych numerów projektem okładowym będzie **Miernik wzmacniaczy operacyjnych**, który pozwala zmierzyć prawie wszystkie ich kluczowe parametry. Ponieważ jednak nie wszyscy Czytelnicy EdW są dobrze zapoznani z właściwościami i niedoskonałościami wzmacniaczy operacyjnych, konieczne jest przypomnienie najważniejszych informacji podstawowych.

Zgodnie z zapowiedzią mamy omówić konfigurację wzmacniacza odwracającego. Zanim ją omówimy, niech wprowadzeniem będzie...

Konwerter prąd/napięcie

Rysunek 1 pokazuje schemat nieco dziwny dla mniej zorientowanych. Widzimy tu bowiem tylko jeden rezystor w obwodzie sprzężenia zwrotnego.



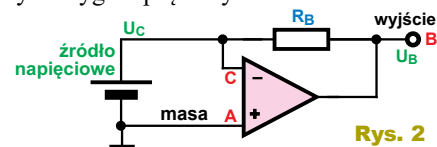
Rys. 1

Wejście nieodwracające jest tu dołączone do masy. Pamiętamy, że z uwagi na ogromne wzmocnienie napięciowe, podczas normalnej pracy różnica napięć między wejściami jest bliska zeru (teoretycznie równa zeru). Wejście odwracające ma więc także potencjał masy – nazywamy to **masą wirtualną** (ale nie wspomnianą wcześniej **masą sztuczną**, bo to coś zupełnie innego).

Ujemne sprzężenie zwrotne w tym wypadku ciągle dba o to, żeby wejście odwracające miało potencjał masy. Podczas normalnej, liniowej pracy na wyjściu wzmacniacza ustali się takie napięcie, żeby napięcie na wejściu odwracającym było równe potencjałowi masy.

Jeżeli jednak na wejściu C wymusimy zmiany napięcia według **rysunku 2**, to otrzymamy... komparator, gdzie rezystor R_B nie będzie pełnił funkcji obwodu sprzężenia zwrotnego, tylko będzie obciążeniem wyjścia wzmacniacza, a także obciążeniem dla źródła sygnału napięciowego.

Zupełnie inaczej będzie, gdy na wejście C podamy nie sygnał napięciowy, tylko sygnał prądowy.



Rys. 2

Różnica jest taka, że źródło napięciowe ma znikomą (teoretycznie zerową) rezystancję wewnętrzną, przez co napięcie wyjściowe jest niezmiennie, niezależnie od wartości płynącego prądu. Przykładem źródła napięciowego jest akumulator. Odwrotnie jest ze źródłem prądowym, które ma dużą rezystancję wewnętrzną (teoretycznie nieskończenie wielką), gdzie niezmienny jest płynący prąd, zupełnie niezależnie od napięcia. Dla początkujących jest to nieintuicyjne, niemniej istnieje wiele elementów, które zachowują się jak prawdziwe, czyste źródła prądowe, na przykład fotodiody, ale najogólniej biorąc, sygnały prądowe wytwarzane są przez najróżniejsze źródła o dużej rezystancji wewnętrznej.

Analiza układu jest łatwa, tylko trzeba pamiętać o dwóch założeniach dotyczących wzmacniacza operacyjnego:

- 1 – wzmocnienie napięciowe jest bardzo duże, teoretycznie nieskończenie wielkie, czyli punkt C podczas normalnej pracy ma potencjał masy (masa wirtualna),
- 2 – prądy wejściowe są znikome, teoretycznie równe zeru.

Zasadę działania przetwornika prąd/napięcie pokazuje **rysunek 3**. Gdy prąd wejściowy I jest równy zeru, to na wyjściu B napięcie jest równe zeru – potencjałowi masy, jak pokazuje **rysunek 3a**.

Gdy zgodnie z **rysunkiem 3b** prąd wejściowy źródła sygnału I wpływa do obwodu oznaczonego C, cały ten prąd dalej płynie przez rezystor R_B , wpływa do wyjścia wzmacniacza operacyjnego i dalej płynie do ujemnego źródła zasilania. Dla nas jest najważniejsze, że ten prąd I , płynący przez rezystor R_B , wytworzy na nim spadek napięcia $U = I \cdot R_B$. Na wyjściu B wystąpi napięcie **ujemne** o takiej właśnie wartości.

Gdy natomiast prąd wejściowy płynie w drugim kierunku według **rysunku 3c**, czyli wypływa z punktu C, to pły-

nie od dodatniej szyny zasilania przez wyjście wzmacniacza operacyjnego, rezystor sprzężenia R_B . Co dla nas ważne, dodatnie napięcie na wyjściu B jest równe $U = I \cdot R_B$.

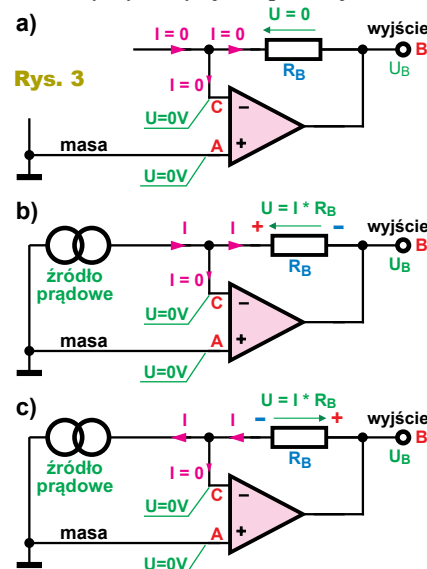
Podkreślam, że podczas takiej normalnej pracy napięcie na wejściu odwracającym, w punkcie C, jest równe zeru (wirtualna masa).

Mamy więc rzeczywiście przetwornik prądu na napięcie, inaczej konwerter I/U. Wbrew pozorom, nie jest to wymysł teoretyków, tylko bardzo pożyteczny układ, bardzo często wykorzystywany w praktyce. Najczęściej jako...

Wzmacniacz odwracający

Na pierwszy rzut oka pokazany na **rysunku 4** wzmacniacz odwracający może się wydać dziwny, nienaturalny, obcy, a także gorszy od nieodwracającego. Wbrew pozorom, jego analiza jest dziecinnie łatwa!

Mamy tu bowiem właśnie omówiony przetwornik prąd/napięcie, gdzie podczas normalnej pracy w punkcie C utrzymywany jest potencjał masy



Rys. 3

(masa wirtualna). Jeżeli więc dołączymy źródło napięciowe i rezystor wejściowy R_A , to zgodnie z **rysunkiem 5a** popłynie prąd o wartości $I = U_{WE} / R_A = U_D / R_A$

Prąd ten popłynie dalej przez rezystor R_B i na wyjściu otrzymamy napięcie ujemne $U_{WY} = U_B = I \cdot R_B$. Podstawiamy do tego wzoru wcześniejszą zależność $I = U_D / R_A$ i otrzymujemy:

$$U_B = (U_D / R_A) \cdot R_B$$

$$U_B = U_D \cdot (R_B / R_A)$$

dzielimy przez U_D , co daje wzór na stosunek napięć wyjściowego i wejściowego $U_B / U_D = R_B / R_A$

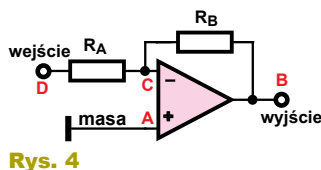
Uwzględniając fakt, że jest to wzmacniacz odwracający, w którym biegunowość napięcia wyjściowego jest odwrotna niż wejściowego, otrzymujemy wzór na wzmocnienie:

$$G = -R_B / R_A$$

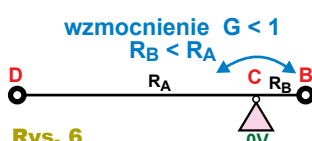
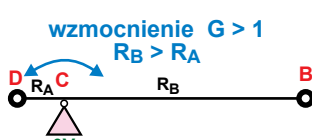
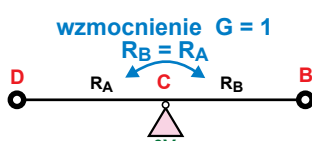
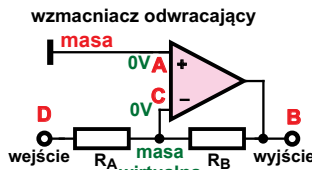
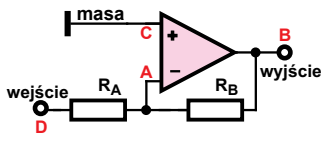
Analogicznie dla ujemnego napięcia U_{WE} na wyjściu otrzymamy napięcie dodatnie – sytuacja będzie wyglądać jak na **rysunku 5b**.

Dość ważny jest fakt, że rezystancja wejściowa wzmacniacza odwracającego jest równa wartości rezystora R_A . Czasem jest to problem, bo z różnych powodów chcemy, by rezystancja R_A miała małą wartość, a wtedy mała jest też rezystancja wejściowa. Niemniej wzmacniacze odwracające są bardzo często wykorzystywane w praktyce.

Na taki klasyczny wzmacniacz odwracający możemy więc spojrzeć jak na swego rodzaju inteligentny dzielnik napięcia, który na swoim punkcie środkowym O utrzymuje napięcie równe zeru. Przypomina to dziecięcą huśtawkę (dźwignię dwuramienną). Wychylenie obu ramion dźwigni zależy od stosunku ich długości, we wzmacniaczu od stosunku rezystancji R_B / R_A . „Długości ramion” reprezentują stosunek rezystancji R_A , R_B i mogą być drastycznie różne. **Rysunek 6** ułatwi



Rys. 4



Rys. 6

utrwalenie właściwości wzmacniacza odwracającego.

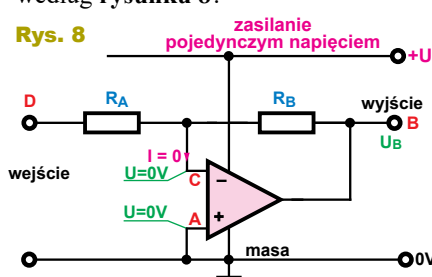
Jeszcze raz zwracam uwagę na fakt, że dzięki ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu wzmacniacz operacyjny podczas normalnej pracy stara się utrzymać na swym wejściu odwracającym napięcie równe zeru. Jeśli jednak wyjście wejdzie w stan nasycenia, omawiana zasada nie może być spełniona. Ilustruje to przykład z **rysunku 7**. Teoretycznie napięcie na wyjściu wzmacniacza powinno wynosić $-99V$. Powinno, ale w praktyce wzmacniacze operacyjne są zasilane dużo niższymi napięciami. Jeżeli wzmacniacz zasilany jest napięciem symetrycznym $\pm 10V$ i jeżeli z uwagi na nasycenie tranzystorów wyjściowych ujemne napięcie na wyjściu może spaść co najwyżej do $-9V$, wtedy po podaniu na wejście D napięcia $+1V$ wytworzy się sytuacja, jak na **rysunku 7b**. Wyjście będzie w stanie nasycenia, a na wejściu odwracającym wzmacniacza, w punkcie C, napięcie nie będzie równe zeru, tylko wyniesie $+0,9V$. I tyleż wyniesie różnica napięć między wejściami wzmacniacza operacyjnego. W normalnych warunkach takie napięcie natychmiast spowodowałoby gwałtowne obniżenie napięcia wyjściowego, ale wyjście jest nasycone

i układ pozostaje w takim stanie nasycenia i nie reaguje na ewentualne zmiany napięcia wejściowego. Wzmacniacz taki może prawidłowo pracować tylko przy napięciach wejściowych z zakresu $\pm 0,091V$.

Samodzielnie przeanalizuj następujący fakt, który jest wykorzystywane w praktyce: jeżeli wzmocnienie jest mniejsze od jedności, to zakres napięć wejściowych może być szerszy niż zakres napięcia zasilającego. Inaczej mówiąc, napięcie wejściowe może być większe od napięcia zasilania wzmacniacza.

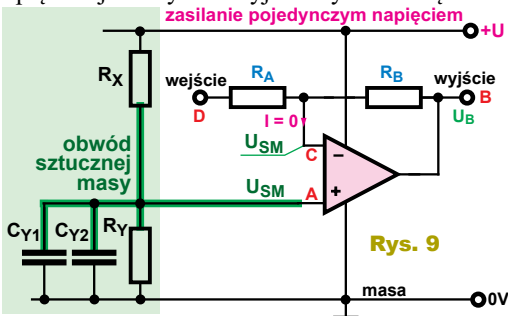
I kolejna ważna sprawa. Dziś coraz więcej układów zasilanych jest napięciem pojedynczym. Czy wobec tego ma sens wzmacniacz odwracający

według **rysunku 8**?

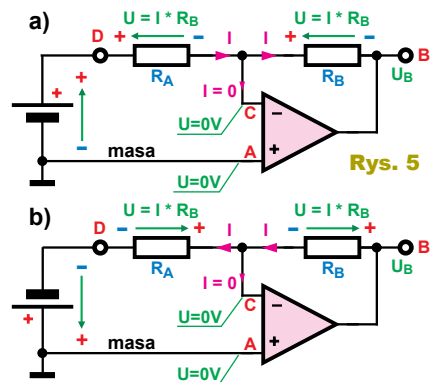


Wbrew pozorom tak! Taki układ będzie jak najbardziej prawidłowo pracował, ale tylko przy ujemnych napięciach wejściowych. Oczywiście musi to być wzmacniacz *single supply* albo *rail-to-rail RRIO*, którego wejścia mogą pracować na poziomie ujemnej szyny zasilania. I takie rozwiązania są wykorzystywane w praktyce, także w roli swego rodzaju aktywnych prostowników, ale nie tylko.

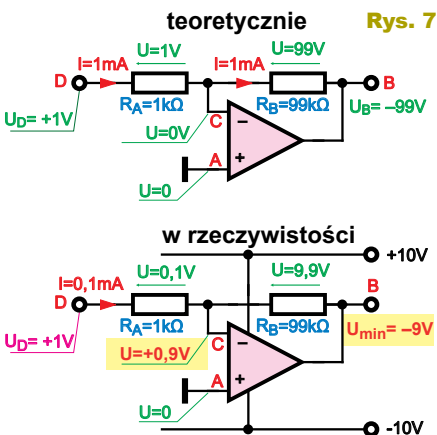
Wejście nieodwracające wzmacniacza odwracającego nie musi być dołączone do masy. Dość często dołączone jest do dzielnika napięcia według **rysunku 9**. Wtedy przy zerowym prądzie wejścia odwracającego na wyjściu będzie takie napięcie, jak na dzielniku. A zakresy napięć wejściowych i wyjściowych zależą



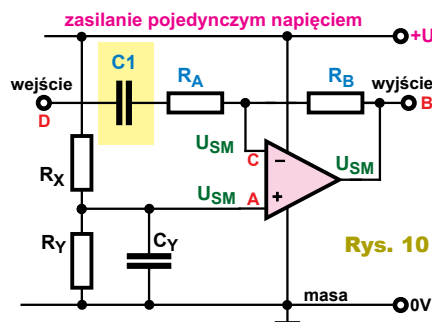
Rys. 9



Rys. 5



Rys. 7



Rys. 10

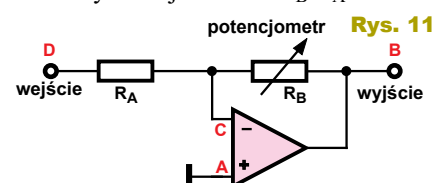
wtedy od napięcia z dzielnika i stosunku rezystorów R_B/R_A . Możesz to przeanalizować samodzielnie, pamiętając, że podczas normalnej pracy napięcie na wejściu odwracającym jest takie samo, jak na nieodwracającym. Dzielnik napięcia R_X, R_Y jest tu obwodem sztucznej masy.

W praktyce nie potrzeba szczegółowych rozważań, bowiem najczęściej wejście odwracające jest wtedy sprzężone zmiennoprądowo według **rysunku 10**. Dla prądu stałego i przebiegów wolnozmiennych kondensator wejściowy C_1 stanowi przerwę, więc układ staje się wtórnikiem, mającym na wyjściu napięcie U_{SM} – takie, jakie daje dzielnik. Dla przebiegów zmiennych o znacznej częstotliwości, kondensator C_1 stanowi zwarcie i układ jest wzmacniaczem odwracającym przebiegów zmiennych (występujących na wyjściu na tle spoczynkowego napięcia stałego U_{SM}). Dla przebiegów zmiennych rezystancja wejścia wzmacniacza odwracającego jest równa wartości R_A . Jako częstotliwość graniczną uznaje się tę, przy której reaktancja C_1 jest liczbowo równa rezystancji R_A . Przy tej częstotliwości wzmocnienie jest sygnał $\sqrt{2}$ razy ($1,41\times$, czyli o 3 decybele) niższe, niż wyznacza stosunek R_B / R_A .

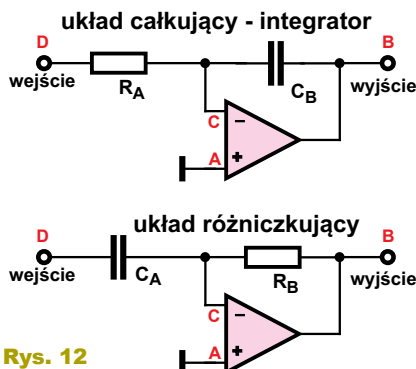
Odmiany konfiguracji odwracającej

Omawiana właśnie konfiguracja odwracająca pozwala w genialnie prosty sposób zrealizować układy o zaskakujących właściwościach. Otóż oporności R_A, R_B nie muszą być rezystorami.

Wiemy, że wzmacniacz odwracający może mieć wzmocnienie poniżej jedności, a gdy $R_B = 0$, wtedy wzmocnienie... jest równe zero. Stosując w roli R_B potencjometr według **rysunku 11**, wzmocnienie można płynnie regulować od zera do maksymalnej wartości R_B/R_A .



Rys. 11



Rys. 12

We wzmacniaczu odwracającym mogą pracować rezystancje nieliniowe (np. w postaci diody) albo rozmaite oporności zespolone, czyli impedancje, a to otwiera drogę do realizacji mnóstwa pożytecznych układów.

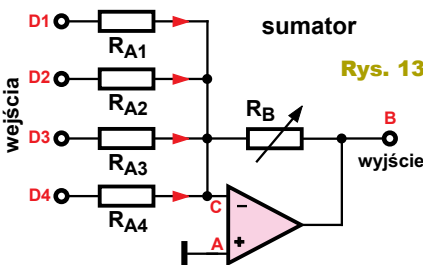
I tak wykorzystywane w praktyce układy według **rysunku 12** realizują matematyczne operacje całkowania i różniczkowania.

Matematyczną operację dodawania (sumowania) realizuje wielowejsciowy wzmacniacz odwracający, który po prostu sumuje prądy płynące przez rezystory wejściowe. Przykład sumatora czterowejsciowego, gdzie w miejsce rezystora R_B zastosowany jest potencjometr, znajdziesz na **rysunku 13**. Takie sumatory pracują w mikserach audio. Przy sumowaniu napięć z wejść $D_1...D_N$ w grę wchodzi współczynniki zależne od wartości rezystorów wejściowych $R_{A1}...R_{AN}$.

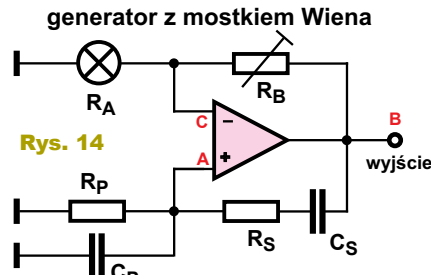
Różnym wzmacniaczom odejmującym poświęcimy oddzielny odcinek, bo dziś to jeden z najważniejszych sposobów wykorzystania wzmacniaczy operacyjnych.

Króciutko wspomniemy natomiast o wzmacniaczach odwracających z elementami nieliniowymi.

Nieliniową rezystancją jest... zwykła żarówka. Jej włókno, zwykle wolframowe, ma duży dodatni współczynnik cieplny. Ze wzrostem napięcia na żarówce rezystancja włókna rośnie. Zimne włókno ma małą rezystancję, a rozgrzane podczas pracy – rezystancję około 7...12 razy większą. Do dziś jak najmniejsze żaróweczki (o jak największej rezystancji włókna) wykorzystuje się w prostych generatorach z mostkiem Wiena według



Rys. 13



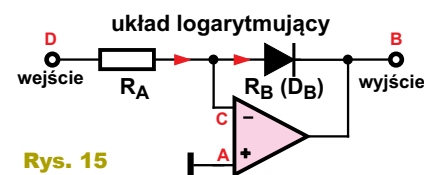
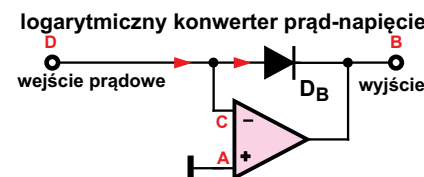
Rys. 14

rysunku 14, co pozwala zbudować generatory przebiegu sinusoidalnego o znikomych zniekształceniach. Nieliniowa rezystancja żarówki stabilizuje amplitudę oscylacji: gdy napięcie generowanego przebiegu sinusoidalnego na wyjściu generatora rośnie, żarówka się rozgrzewa, rośnie jej rezystancja, a to zmniejsza wzmocnienie i nie pozwala na wzrost amplitudy generowanego przebiegu.

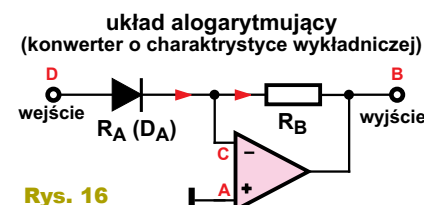
Wróćmy też do konwertera prąd/napięcie, który w pętli sprzężenia zwrotnego ma włączoną diodę według **rysunku 15a**. W diodzie wzajemna zależność napięcia i prądu ma charakter wykładniczy lub jak kto woli logarytmiczny. Napięcie przewodzenia diody jest wprost proporcjonalne do logarytmu płynącego przez nią prądu. Układ z **rysunku 15a** jest więc logarytmicznym konwerterem prądu na napięcie, który prawidłowo pracuje w zaskakująco szerokim zakresie prądów, od nanoamperów do wielu miliamperów, zależnie od typu diody. Dodanie rezystora na wejściu według **rysunku 15b** daje logarytmiczny przetwornik napięcie.

Zamiana miejscami diody i rezystora według **rysunku 16** daje wykładniczy przetwornik napięcie: napięcie wyjściowe jest wykładniczą funkcją napięcia wejściowego.

Ciąg dalszy na stronie 38



Rys. 15



Rys. 16

Odkrywamy schematy Zasilacze komputerowe

Zasilacz PC z układem scalonym

Zasilacz PC z układem scalonym TL494. Zasilacz z układem TL494 (lub odpowiednikiem KA7500) ma tę samą strukturę, co omówiona w poprzednim odcinku przetwornica wykorzystująca SG6105. Na wstępie autor zaleca przeanalizowanie jeszcze raz rysunków 1 i 2 z pierwszej części opracowania. To ta sama idea, choć na kolejnych rysunkach (1 do 5) starano się wyeksponować inne szczegóły. Zasilacze z KA7500 to historycznie najstarsze rozwiązania. W porównaniu z zasilaczem bazującym na SG6105 są one mniej przejrzyste, gdyż zawierają więcej elementów dyskretnych, ponieważ wszystkie funkcje nadzorujące i ochronne trzeba było tam wykonać na elementach dyskretnych i/lub wzmacniaczach operacyjnych (komparatorach). Natomiast do przeróbek taki zasilacz jest zdecydowanie wygodniejszy, gdyż łatwiej zaingerować w obwody zabezpieczeń. W materiałach dodatkowych do tego artykułu, w Elportalu zamieszczono kilkanaście schematów z US TL494. Odwołamy się do dwóch z nich. Na początek przyjrzymy się bliżej samemu układowi scalonemu TL494. TL494 jest bardzo elastyczny. Podstawowymi blokami są obwody modulatora PWM do pracy w trybie napięciowym *voltage mode*. Układ pracuje ze stałą częstotliwością, a wewnętrzny oscylator programowany jest zewnętrznymi elementami R i C w zakresie od 1kHz do 200kHz. Na kondensatorze dysponujemy przebiegiem piłozębnym służącym jako odniesienie dla modulacji szerokości impulsów. Aktywna część impulsu odpowiada odcinkowi przebiegu piłozębnego powyżej poziomu wyznaczonego przez wzmacniacz błędów (EA). To rodzaj modulacji zwany *Leading Edge Control Scheme*, dlatego w typowej konfiguracji ujemne sprzężenie zwrotne zamyka się na wejściu nieodwracającym wzmacniacza błędów. Wyższy poziom napięcia na wyjściu EA to krótszy aktywny czas modulatora PWM, a to oznacza ujem-

część 7



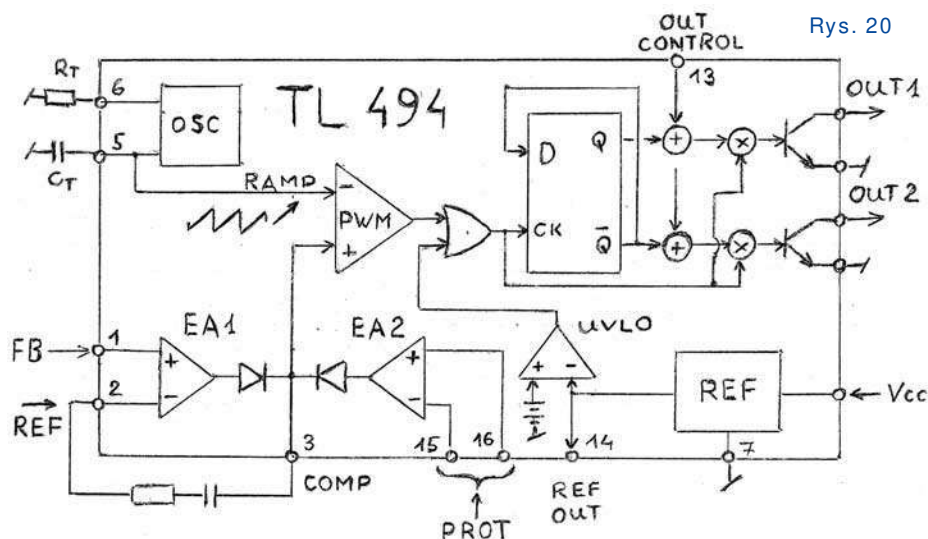
ne sprzężenie zwrotne. Wzmacniacze błędów są dwa. Pracują na wspólne wyjście, a kontrolę nad pętlą przejmuje ten, który ma wyższy poziom napięcia na swoim wyjściu. To wygodna topologia, gdy chcemy równocześnie i stabilizować napięcie, i mieć kontrolę nad prądem. W zasilaczu komputerowym rzadko pożądana jest prostokątna charakterystyka UI. Ale taką możliwość daje budowa TL494 i ułatwia ją istotna cecha wzmacniacza operacyjnego (obu wzmacniaczy) pracującego jako wzmacniacz błędów: potrafi pracować z napięciem wspólnym na obu wejściach na poziomie masy. Potencjał wejścia może być nawet 0,3V poniżej zera. Od góry musi być co najmniej o 2V niższe od zasilania.

W aplikacji zasilacza PC zwykle jeden EA pozostaje niewykorzystany lub w jego obwodzie realizuje się jakieś zabezpieczenie, zwykle OVP. Aplikację

sterownika TL494 upraszcza skompensowane referencyjne źródło napięciowe 5V wbudowane w układ scalony.

Istotna jest budowa stopnia wyjściowego. Dedykowana do pracy ze stopniem *push-pull*, z łatwym przełączeniem na *single-ended*. Być może rozrzutnością jest, iż oba tranzystory wyjściowe mają wyprowadzone na końcówki układu scalonego zarówno emiter, jak i kolektor. Ale to daje dużą elastyczność aplikacji. Schemat blokowy TL494 i opis parametrów tego sterownika znajdzie Czytelnik w Elportalu, a na **rysunku 20** mamy strukturę uproszczoną, którą posłużono się dla celów niniejszego opisu.

Dla opisu działania kompletnego zasilacza jako bazowy przyjęto Schemat-nr3 i Schemat-nr4 (w Elportalu pliki **ZasilaczPC_Schemat-nr3.pdf** i **ZasilaczPC_Schemat-nr4.png**). Schematy są niemal identyczne. Schemat 3 jest bardziej



przejrzysty do analizy, ale nie naniesiono na nim numerów elementów. Dlatego odwołujemy się do obu schematów.

Stopień kluczujący w półmostku wykonany jest tak samo, jak omówiono w części 2 i 3. Tak samo pracuje stopień sterujący obwodem *push-pull*. Wyjścia OP1, OP2 układu scalonego SG6105 były typu *totem pole*. Tu są to gołe tranzystory, które mogą pracować w układzie wspólnego emitera lub jako wtórnik. Tu zastosowano wyjście z kolektora (kolektorów), zatem potrzebne są rezystory podciągające do plusa: R13 i R14. Strona wtórna transformatora, pozyskanie napięć wyjściowych wykonane jest tak samo jak w omówionym już zasilaczu z SG6105. Budowę tej części zasilacza narzuca symetria przebiegów w obwodzie kluczowania, na co w części 2 i 3 zwrócono szczególną uwagę.

Na schemacie 3 pokazano dwie wersje obwodu stabilizacji napięcia 3,3V. Istotna różnica polega na obecności lub braku diody od kolektora Q13 do masy. Jej obecność jest pożądana, aby Q13 nie wchodził w stan nasycenia.

Na schemacie 3 i 4 należy omówić aplikację TL494 oraz realizację obwodów zabezpieczeń. W układzie scalonym wykorzystano jeden wzmacniacz błędu (o wejściach n.1 i n.2). Drugi jest unieruchomiony przez podłączenie wyprowadzenia 16 do masy, a 15 do napięcia U_{REF} (zwarłe z wyprowadzeniem 14). Elementy R i C łączące wyprowadzenia 2 i 3 to lokalne sprzężenie w obrębie wzmacniacza błędu. Decyduje o przebiegu charakterystyki częstotliwościowej całej pętli, odpowiedzialnej za stabilizację napięć. Warto dopowiedzieć, iż wzmocnienie EA przy otwartej pętli to typowo aż 95dB, czyli ok. 56000, a pasmo jednostkowe to 350kHz.

Newralgiczne obwody wewnętrzne i zewnętrzne zasilają referencyjne źródło dostępne na nóżce 14 układu scalonego. To bardzo stabilne napięcie +5V o obciążalności do 10mA. Podzielone jest ono do połowy, 2,5V jako napięcie odniesienia wzmacniacza błędu. Podczas przeróbek i zmiany wartości napięć wyjściowych zasilacza możemy manipulować rezystorami R19, R24 lub R25, R26, R20, R21 (R20 i R21 to jeden, połączone równolegle). Wyprowadzenie 4 kostki opisane jest jako *Dead Time Control* – kontrola czasu martwego. To wejście analogowe pozwalające na kontrolę PWM i rzadko wykorzystane. W czasie normalnej pracy panuje tu stan niski. Do stanu wysokiego podciągane jest, gdy uaktywni się któreś z zabezpie-

czeń lub PS-ON przyjmie nieaktywny stan wysoki.

Trzeba wiedzieć, że te sygnały sumują się na nóżce 4, więc ich dezaktywacja jest bardzo prosta. W podobnych zasilaczach spotyka się, iż do tego celu zaangażowany jest drugi, niewykorzystany tu wzmacniacz błędu. Wtedy wejście odwracające (n.15) połączone jest zwykle z $U_{REF}=+5V$. Wymuszenie na nóżce 16 wyższego potencjału redukuje PWM do zera, czyli wyłącza zasilacz.

W takim zasilaczu dezaktywacja zabezpieczeń także jest łatwa, bowiem obwody, które są wbudowane w SG6105, tutaj wykonane są „na piechotę” jako zewnętrzne. Wiele zasilaczy PC wykorzystuje do tego wzmacniacze operacyjne albo podwójne komparatory z wyjściem OC: LM393 lub LM339. Tutaj widzimy kilka dyskretnych tranzystorów. LM393 też tu jest, ale wytwarza tylko sygnał *Power Good*. LM393 zasilany jest z końcówki VREF (14 n. TL494). Pobiera on ok. 0,5mA prądu. Sygnał *Power Good* może być aktywny tylko wtedy, gdy PS-ON jest aktywny – stan niski. To rozpoznaje komparator nr 2.

Wejście nieodwracające połączone jest z n.2 TL494, a tu podane jest (z dzielnika) napięcie odniesienia 2,5V. Sygnał PS-ON podany jest na wejście odwracające tego komparatora. Aktywny stan tego sygnału skutkuje wysokim stanem na wyjściu (n.7) tego komparatora. Ale to otwarty kolektor, a widzimy tu duże wartości R i C: 100kΩ i 1μF – stała czasowa 0,1s. OUT2 połączony jest z wejściem nieodwracającym komparatora nr 1 w tej samej kostce.

Odniesieniem jest potencjał wejścia odwracającego, a to też 2,5V, połowa zasilania. OUT1 przyjmie stan wysoki, gdy OUT2 przekroczy ten poziom. Mamy układ czasowy, teoretycznie ok. 70 milisekund. Aktywny stan PG jest wysoki, a OUT2 to otwarty kolektor, więc potrzebny jest rezystor podciągający. Jednak ten komparator jest zapętłony też ze swojego wyjścia na wejście nieodwracające – to dodatnie sprzężenie zwrotne zapewniające histerezę. Jej szerokość wyznaczona jest stosunkiem rezystorów 10kΩ i 120 kΩ. *Timer* zabezpiecza przed ew. drganiem styków, jeśli PS-ON pochodzi z przełącznika ręcznego, a (niewielka) histereza zapewnia czystość sygnału *Power Good*.

Pozostała jeszcze tylko analiza obwodów zabezpieczających (*protection*). Komplementarne tranzystory Q5 i Q6 tworzą przerzutnik. Zasilany jest on 5-woltowym napięciem U_{REF} . Wyzwolić

można go na kilka sposobów, a obecność kondensatora C16 w bazie Q6 powoduje, iż ignoruje on krótkie impulsy, które mogłyby go ustawić, niezależnie którą ścieżką. Q7 kontroluje wysokość impulsu w środkowym odczepie trafa sterującego stopnia *push-pull*. W tym momencie ważne jest to, że zasilanie tego stopnia jest w dużej mierze prądowe. Występujące tu przebiegi odzwierciedlają w jakiś sposób wielkość obciążenia przetwornicy, a przy zasilaniu jak na schemacie 3, także wielkość napięcia zasilającego AC. W lepszych konstrukcjach znajdziemy dla tego celu transformator prądowy. Tutaj wspomniana funkcja jest realizowana mało precyzyjnie, jak również mało precyzyjny jest sposób kontroli z dzielnikiem 150kΩ do 2,2kΩ w bazie Q7. Za to obwód jest bardzo prosty, a przy dobrze obciążonych elementach spełni swoją funkcję. Można oszacować, że przerzutnik zostanie wyzwolony dopiero przy kontrolowanym impulsie na poziomie ok. 40V.

Wystarczy włączenie Q7 na kilka milisekund, aby otworzyły się tranzystory Q5 i Q6 i pozostały w tym stanie do czasu wyłączenia zasilania. Nasycony Q5 wymusi przez diodę D11 stan wysoki na nóżce 4 IC1, a to unieruchomi przetwornicę główną. Równocześnie VREF zachowa swoją wartość (za sprawą zasilania od strony zasilacza *standby*), a więc wyłączenie zasilacza będzie trwałe. Przerzutnik Q5-Q6 można zresetować przez chwilowe wyłączenie zasilania bądź przez podniesienie do stanu wysokiego linii PS-ON. Wtedy mimo wyłączonego przerzutnika TL494 pozostanie w stanie wyłączonym. Tym razem za sprawą włączonego tranzystora Q1. Oczywiście, w stanie nieaktywnego PS-ON, przetwornica nie powinna pracować. Inną ścieżką ustawienia przerzutnika Q5-Q6 jest zawyżenie któregoś z kontrolowanych napięć. Tu progi wyznaczają diody Zenera.

I na tym poprzestaniemy, gdyż analiza tego obwodu jest bardzo prosta. Widać z powyższego, iż mnogość elementów dyskretnych realizuje bardzo proste funkcje, a przy przeróbkach można je zupełnie zignorować. Warto tylko wiedzieć, jak dezaktywować zabezpieczenia, a te we wszystkich analizowanych przez autora zasilaczach z '494 kierowały się do nóżki 4 kostki i/lub do niewykorzystanego tu wzmacniacza błędu (wyprowadzenia 15 i 16). Ważna informacja: dla pełnego unieruchomienia układu, na nóżkę 4 należy podać napięcie 3,3V, a lepiej nieco wyższe, np. +5V.

Powtórzmy jeszcze, iż w podobnych zasilaczach, zamiast wielu tranzystorów dyskretnych, możemy spotkać poczwórny komparator 339. Dobrą wiadomością jest to, że ten fragment zasilacza, którego analiza bez dobrego schematu nastrocza największe trudności, zwykle jest po prostu niepotrzebny.

W obrębie aplikacji '494 warto jeszcze zwrócić uwagę na wyprowadzenie nr 13. Tu panuje permanentny stan wysoki (zwarta z n.14 – REF). Wtedy końcówka przełączona jest do pracy przeciwsoonej w konfiguracji *push-pull*. Stan niski na n.13 przełącza do pracy *single-ended*. Można wtedy połączyć równolegle oba tranzystory wyjściowe (łącząc ze sobą wyprowadzenia 9/10 i 8/11), podnosząc w ten sposób obciążalność stopnia wyjściowego do 0,5A. Nadal możliwe jest skonfigurowanie końcówki pracującej jako WE (emitery na masie) lub jako wtórnik emiterowy.

Przetworniczkę *standby* wykonano bardzo podobnie, jak omawialiśmy w części 4. Pracuje z tranzystorem bipolarnym 2SC3457 i nie zawiera oprócz niego żadnego elementu aktywnego. 2SC3457 to tranzystor 3-ampierowy o U_{CE} rzędu 800V. Tak proste rozwiązania spotyka się tylko w zasilaczach,

które deklarują obciążalność $+5V_{stby}$ do 1A, czyli raptem 5W. Sprzężenie zwrotne nie jest tu pobierane z wtórnej strony transformatora, a kontrolowane jest napięcie dodatkowego uzwojenia po stronie gorącej. Taki pośredni sposób stabilizacji w przetwornicach konfiguracji *flyback* zdaje egzamin, jednak stabilizacja jest kiepska. Dlatego po stronie wtórnej widzimy postregulator liniowy 7805.

Zasilacz *standby*, oprócz +5V, wytwarza drugie wyższe napięcie, zwykle ok. 20V, które może być „miękkie”. Zasila sterownik '494 i stopień *push-pull*, ale tylko w fazie startu. Po uruchomieniu przetwornicy głównej układ zasilania napięcie pozyskane z wtórnej strony trafia T3. I tu jest różnica między schematami 3 i 4. Wg schematu nr 4 jest to wprost wtórne napięcie +12V. To także wymusza, by startowe było nieco niższe. Na schemacie nr 3 zasilanie to pobrane jest z uzwojenia wtórnego. Z tego samego, które zasila +12V, ale pobrane w sposób, jaki stosuje się w przetwornicach *flyback*. W przetwornicy przepustowej takie napięcie nie jest stabilizowane. I jest zdecydowanie wyższe od +12V. Zmienia się także wraz z chwilową wartością wyprostowanego napięcia sieciowego. Tutaj takie zasilanie jest dopuszczalne.

TL494 toleruje bardzo szeroki zakres Vcc (od 7V do 40V), a w zasilaniu stopnia *push-pull* R46 1,5kΩ i tak upodabnia je do charakteru prądowego. Wracając do strony gorącej przetworniczki *standby*, dopowiemy tylko, iż punkt jej pracy, stanowiący o wartości napięć wyjściowych, wyznacza dioda Zenera ZD2 wraz z liczbą zwojów uzwojenia dodatkowego, którego głównym celem jest pozyskanie dodatniego sprzężenia zwrotnego. Z uwag praktycznych dodamy, że obwód nie jest odporny na utratę pojemności C19 i reaguje zawyżeniem wytwarzanych napięć, co nieuchronnie prowadzi do uszkodzenia zasilacza, przy czym C19 to kondensator elektrolityczny, choć tylko o pojemności 1 mikrofarada.

W następnej części będziemy kontynuować analizę zasilacza ze sterownikiem TL494.



Karol Świerc
rtv@silnet.pl

Ciąg dalszy ze strony 35

Dawniej takie układy wykorzystywano do przeprowadzania matematycznej operacji logarytmowania i różniczkowania, choć występuje problem dokładności, wynikający z wpływu temperatury na napięcie przewodzenia diody. Dlatego precyzyjne układy logarytmujące i różniczkujące były bardziej skomplikowane i dla kompensacji cieplnej zawierały rezystory o dużym współczynniku TCR równym +3500ppm/K. Dziś układy takie straciły popularność, bo operacje matematyczne łatwo można zrealizować nie w sposób analogowy, tylko cyfrowy, za pomocą mikroprocesora.

Podsumowanie

Znamy podstawowe układy pracy wzmacniacza operacyjnego. Omówiliśmy dwa ważne pojęcia: *sztucznej masy* oraz *wirtualnej masy*, które niektórzy myślą lub utożsamiają. Tymczasem nie jest to samo. Obwód *sztucznej masy* realizujemy za pomocą dwóch rezystorów, by przy zasilaniu pojedynczym napięciem podwyż-

szczyć spoczynkowe napięcie na wyjściu wzmacniacza operacyjnego, co pozwala na prawidłową pracę przy przebiegach zmiennych. *Wirtualną masę* na swym wejściu odwracającym (ujemnym) utrzymuje na bieżąco odwracający wzmacniacz operacyjny, którego wejście nieodwracające (dodatnie) jest dołączone do masy. O *wirtualnej masie* można też mówić w układzie ze *sztuczną masą* – w sumie chodzi o to, że podczas normalnej, liniowej pracy różnica napięć między wejściami jest praktycznie równa zeru.

I jeszcze jedno. Osoby początkujące dość często zastanawiają się, skąd wzmacniacz w konfiguracji odwracającej i nieodwracającej wie, jakie napięcie ma utrzymywać na wyjściu, by spełnić omawiane zależności (wzory)?

Otóż wzmacniacz nie musi niczego wiedzieć. Patrząc z jednej strony, można powiedzieć, że jego działanie jest wynikiem istnienia ujemnego sprzężenia zwrotnego. Patrząc z innej strony, powiemy, że wzmacniacz jedynie stara się utrzymać jednakowe napięcia na obu swych wyjściach. Nie musi niczego wie-

dzieć, bo gdy ta równość napięć zostaje zaburzona, czyli gdy pojawia się różnica napięć między wejściami, to zmienia się też napięcie wyjściowe, które przez obwód (ujemnego) sprzężenia zwrotnego przywraca równość napięć na wejściach. Ponieważ wzmocnienie „gołego wzmacniacza” jest ogromne, reakcje wzmacniacza na nawet bardzo małe zaburzenia napięcia wyjściowego są bardzo silne.

W cyklu *Droga do RRIO* jak na razie w dużym skrócie przypomnieliśmy elementarne informacje o wzmacniaczach operacyjnych. Praktycznych przykładów ich zastosowania trzeba szukać w literaturze. Ale schematy to nie wszystko! Aby z powodzeniem wykorzystywać te ogromnie pożyteczne elementy, niezbędne są pewne dodatkowe, ogromnie ważne informacje. I właśnie w następnym odcinku zajmiemy się niedoskonałościami wzmacniaczy operacyjnych, a potem wrócimy do bardzo ważnego tematu wzmacniaczy odejmujących.

Piotr Górecki

Modułowe mierniki napięcia i prądu stałego

część 2

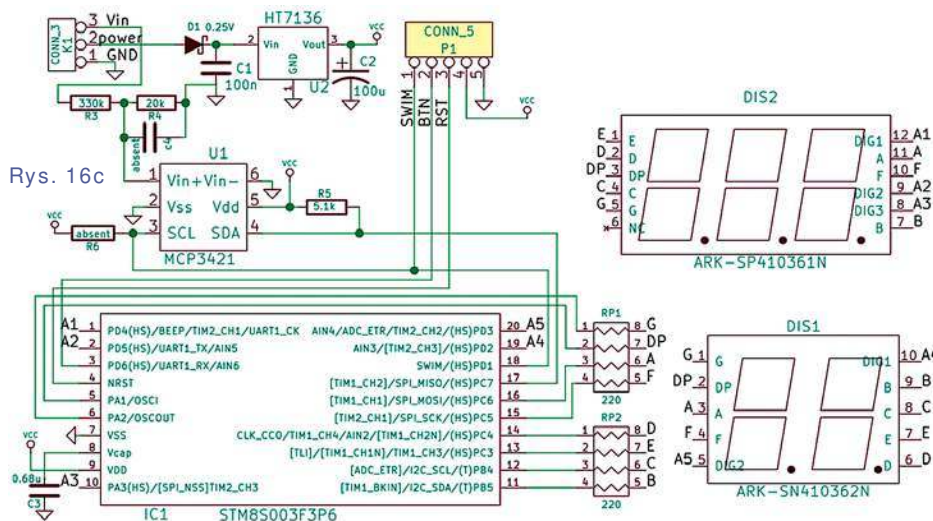
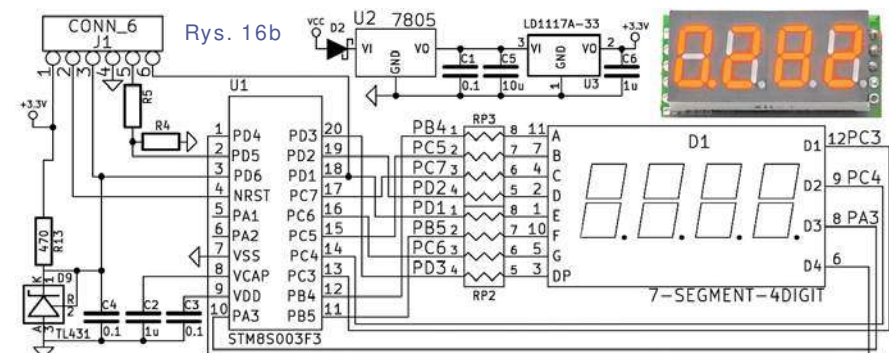
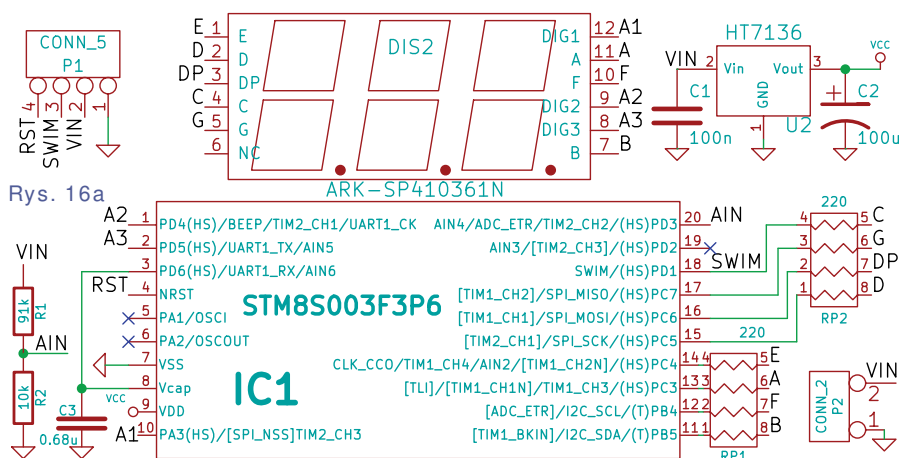
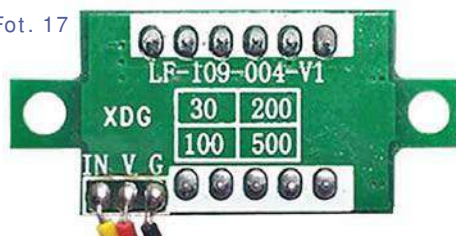
W pierwszej części artykułu podane były podstawowe informacje o popularnych miernikach modułowych oraz zwrócona była uwaga na precyzję ich wskazań. Precyzja ta bywa różna, zależnie od budowy wewnętrznej. W najtańszych miernikach do pomiaru napięcia i prądu wykorzystywany jest przetwornik analogowo-cyfrowy wbudowany w mikrokontroler. W lepszych realizuje to oddzielny przetwornik ADC. Zbadajmy szczegóły! Problem w tym, że chińscy producenci nie udostępniają dokumentacji, a prezentowane dalej schematy zostały stworzone przez użytkowników jako *reverse engineering*. Zaczynamy od woltomierzy.

Woltomierze

Na **rysunku 16a** pokazany jest przykładowy schemat taniego woltomierza znaleziony gdzieś w Internecie. Prościej chyba nie można: napięcie mierzone podawane jest przez dzielnik R1, R1 na wejście przetwornika ADC (AIN4) w procesorze STM8S003F3P6. Na **rysunku 16b** pokazany jest schemat modułu czterocyfrowego, gdzie dodatkowo występuje źródło napięcia odniesienia w postaci kostki TL431. Na **rysunku 16c** przedstawiony jest schemat precyzyjnego modułu pięciocyfrowego z zewnętrznym przetwornikiem MCP3421 – warto zauważyć, że nie ma tu potencjometru korekcyjnego.

W niektórych modułach elementy umieszczone są pod wyświetlaczem i tylna strona modułu jest pusta – przykład tego rodzaju modułu pokazuje **fotografia 17**. Na **rysunku 18** pokazany jest znaleziony w sieci schemat innego prostego woltomierza. Podobną realiza-

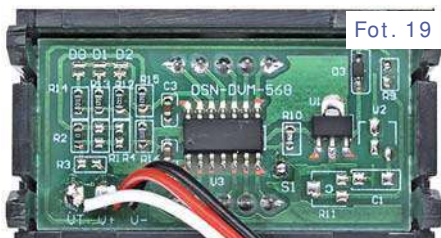
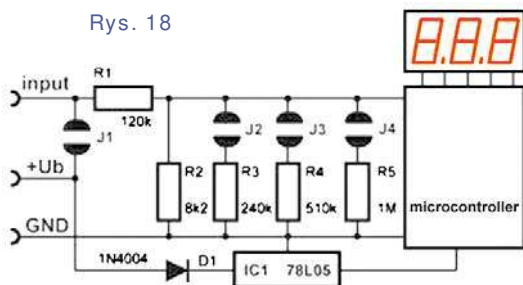
Fot. 17



cję widać na **fotografii 19**. Zdziwienie budzą rezystory o dużych wartościach dołączane przez zworki. To prawdo-

podobnie może służyć do prymitywnej kalibracji. A na rysunku 16 i na fotografii 17 żadnego obwodu kalibracji nie

Rys. 18



Fot. 19

widać, co zresztą niczego nie dowodzi, bo w zasadzie kalibracja może być przeprowadzana programowo, przez zmianę współczynników przeliczeniowych w programie procesora. Dostępne są też liczne moduły z potencjometrem kalibracyjnym – przykład na **fotografii 20**. Obwody wejściowe większości woltomierzy zawierają tylko dwa rezystory według **rysunku 21a**. Spotyka się dzielniki z potencjometrem korekcyjnym według **rysunku 21b**. Co ciekawe, w wielu modułach można spotkać dzielnik z trzecim rezystorem o dużej wartości (np. $10\text{M}\Omega$) dołączonym do plusa zasilania według **rysunku 21c**. Przykłady takich schematów na **rysunkach 22a, 22b**. Właśnie taki rezystor ma zmniejszać błąd przy pomiarze najmniejszych napięć, ponieważ przy zerowym napięciu mierzonym, na wejściu przetwornika ADC wymusza jakiegoś niewielkie napięcie wstępne, które program traktuje jako zero.

O osoby, które miały do czynienia z mikrokontrolerami ATmega i ATtiny (Arduino), mogły się przekonać, że parametry wbudowanego przetwornika analogowo-cyfrowego są bardzo słabe, a w zakresie małych wartości (bliskich zeru) – wręcz fatalne. Lepszą opinią cieszą się przetworniki ADC w innych mikrokontrolerach, jak choćby rodzin Microchip PIC czy ST STM.

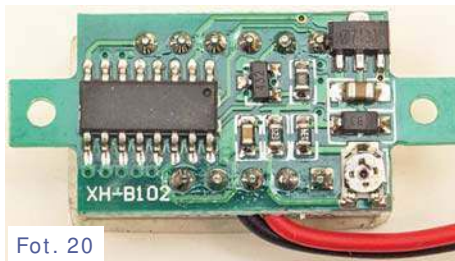
W omawianych właśnie modułach najczęściej stosowane są mikrokontrolery rodziny STM8 zawierające przetwornik ADC typu SAR o stosunkowo dobrych parametrach. Większość procesorów STM8 ma przetwornik 10-bitowy (w szczególności najpopularniejsza seria standard STM8S..., także STM8AS...), a tylko niektóre mają przetwornik 12-bitowy (STM8L...,

STM8AL...). Trochę lepiej jest z rodziną STM32, gdzie standardowo wbudowany jest przetwornik 12-bitowy. A tylko w nielicznych mikrokontrolerach z rodziny STM32 zawarty jest precyzyjny przetwornik ADC typu sigma-delta o rozdzielczości 16 bitów. Jednak w omawianych miernikach –

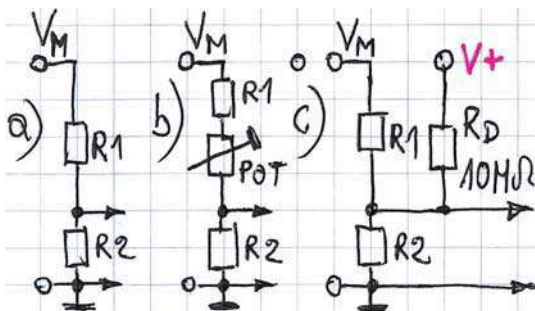
najczęściej stosowane są procesory jak najtańsze, czyli z przetwornikiem 10-bitowym. W niektórych są to procesory inne niż STM, na przykład nieznanego marki *nuvoton* (**fotografia 23**)

Będąc wynikiem pomiaru 10-bitowa liczba dwójkowa, czyli liczba w zakresie 0...1023, tylko na pozór wydaje się wystarczająca dla wyświetlacza 3-cyfrowego (0...999) o rozdzielczości 0.1%.

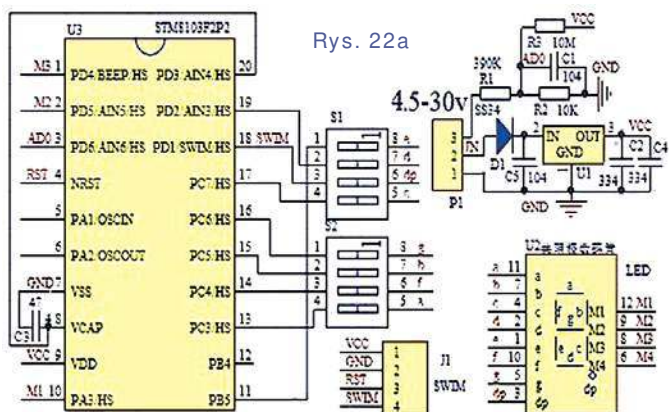
Problem w tym, że każdy 10-bitowy przetwornik ADC jest niedoskonały (według karty katalogowej STM8 błędy pomiaru mogą sięgać 4LSB). W pierwszym przybliżeniu można przyjąć, że z powodu nieliniowości, różnych przesunięć i szumów dokładność przetwornika jest o dwa bity gorsza od jego rozdzielczości, czyli że dwa ostatnie, najmłodsze bity uzyskanej liczby dwójkowej są niewiarygodne. Można więc uznać, że dokładność 10-bitowego przetwornika to tylko 8 bitów, czyli liczba 0...255, a to daje dokładność pomiaru co najwyżej 0,25%. Ponadto ogólnie biorąc, proste „mikroprocesorowe” przetworniki mają dodatkowo pogorszoną dokładność na krańcach zakresu pomiarowego. Szczególnie dotkliwe bywa to właśnie w zakresie najmniejszych napięć, niewiele większych od zera. Ogólnie biorąc,



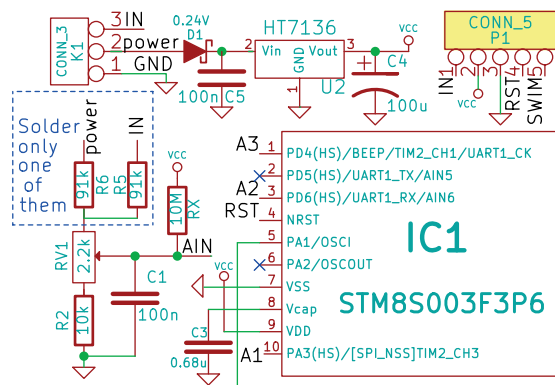
Fot. 20



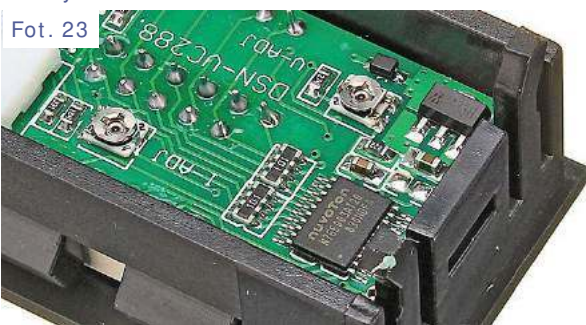
Rys. 21



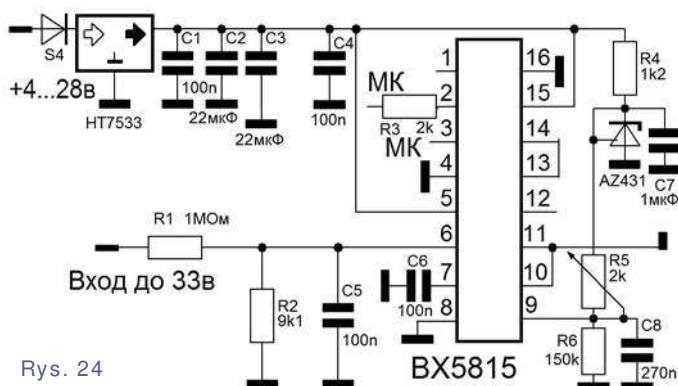
Rys. 22a



Rys. 22b



Fot. 23



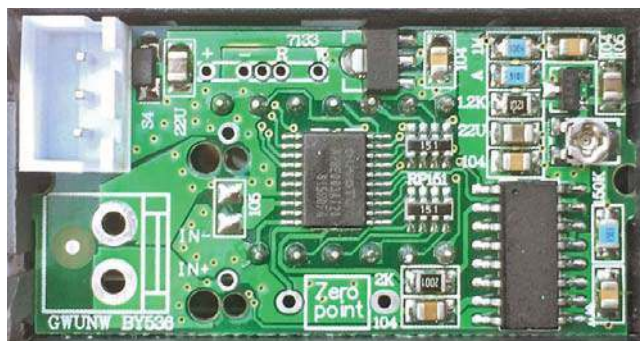
Rys. 24

po przetwornikach ADC wbudowanych w tanie mikrokontrolery nie należy spodziewać się dużej precyzji.

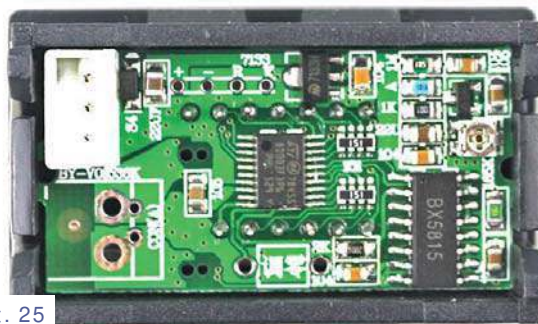
Co jednak bardzo ważne, niektóre moduły woltomierzy (i montowanych na takiej samej płytce amperomierzy) wykorzystują dodatkowy, zewnętrzny przetwornik ADC. Przykład na pochodzącym z jakiejś rosyjskiej strony **rysunku 24** oraz na **fotografii 25**. Pracuje tu przetwornik ADC o oznaczeniu BX5815. Nie można nigdzie znaleźć oficjalnej dokumentacji tej kostki. Podobno jest to układ robiony na zamówienie, niedostępny na wolnym rynku. Według strony <https://www.amobbs.com/thread-5643021-1-1.html>

jest to przetwornik 22-bitowy, być może podobny do 24-bitowego Titan Micro TM7707 lub 16-bitowego TM7705/7707. Pewne szczegóły wskazują, że jego realna rozdzielczość jest mniejsza niż 22 bity. Takie przetworniki pracują w wielu modułach 5-cyfrowych, ale dostępne informacje wskazują na zauważalne niedoskonałości. Przetwornikowi CX5815 dość daleko do ideału. Dlatego takie moduły mają dwa punkty do zerowania. W ofertach handlowych można przeczytać, że jeżeli w spoczynku wskazanie nie jest równe zeru, to należy na ponad 2 sekundy zewrzeć te punkty, co procesor zapamięta jako wskazanie równe zeru.

Jednak najlepsze są 5-cyfrowe moduły, zawierające oprócz procesora małe kostki ADC, w których dwie pierwsze litery oznaczenia CAXx wskazują, że jest to 18-bitowy przetwornik sigma-delta MCP3421. Ma on wbudowane źródło napięcia odniesienia o precyzji 0,05% i typowym współczynniku cieplnym 15ppm/°C. Pełna rozdzielczość 18 bitów dotyczy pomiaru napięć dodatnich i ujemnych za pomocą różnicowego wejścia. W omawianym zastosowaniu przetwornik może mierzyć tylko napięcia dodatnie, więc rozdzielczość wynosi 17 bitów. Zakładając błędy i szumy o wielkości 2...4LSB pozostaje 15...16 bitów „czystego” wyniku. 16 bitów to liczba 0...65535, czyli bardzo zbliżona do rozdzielczości pięciocyfrowego wyświetlacza (99999), co w połączeniu z dobrym wbudowanym źródłem napięcia odniesienia dobrze rokuje. Tylko tego rodzaju moduły z precyzyjnym, zewnętrznym przetwornikiem zapewniają naprawdę dużą precyzję, także w zakresie najmniejszych napięć wejściowych. Nie wymagają okresowego zerowania. Warto zwrócić uwagę, że nie zawierają one potencjometru



Fot. 25



do kalibracji, co jest zaletą, a nie wadą. Wygląda na to, że kalibracja jest przeprowadzana programowo podczas produkcji

Co ważne, ich ceny są niewiele wyższe, najwyżej dwukrotnie od tańszych wersji z przetwornikiem CX5815, ale właściwości są zdecydowanie lepsze.

W praktyce wystarczająco dokładne są nie tylko najlepsze woltomierze 5-cyfrowe z kostką MCP3421. Wcześniej dużo mówiliśmy o słabej precyzji, co dotyczy parametrów gwarantowanych w całym zakresie pomiarowym, we wszystkich, także w najgorszych egzemplarzach. W praktyce okazuje się, że większość woltomierzy, nawet najtańszych, 3-cyfrowych jest zaskakująco dokładna, pomijając pomiar napięć bliskich zeru. Znacznie gorzej jest z amperomierzami.

Omówimy je w trzeciej części artykułu.

Piotr Górecki

R E K L A M A

AVT1460 Włacznik zmierzchowy

Uniwersalny automat - włącznik zmierzchowy pozwalający na zautomatyzowanie włączania/wyłączania oświetlenia domu, ogrodu lub podwórka. Gdy zapada zmrok, urządzenie powoduje załączenie przełącznika. Moduł wyposażono w obwody opóźniające, które pozwalają wyeliminować możliwość powstania oscylacji - wtedy gdy poziom oświetlenia jest na granicy zadziałania układu.

A: 5zł

B: 22zł

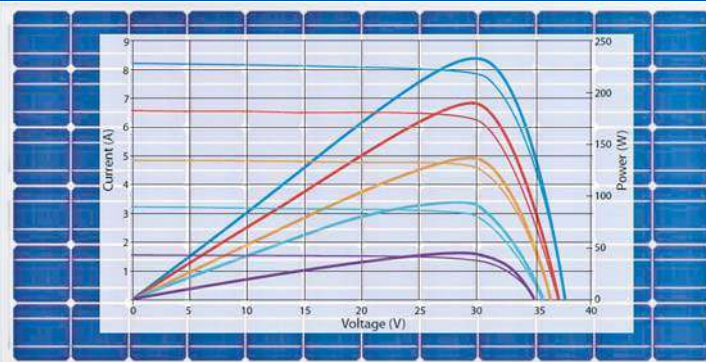
C: 30zł

Znajdź nas na



MPPT

część 11



Zgodnie z zapowiedzią, w tym odcinku wreszcie mamy zacząć omawiać sterowniki MPPT. Wszystkie opisane dotąd rodzaje kontrolerów solarnych mają tylko optymalizować ładowanie akumulatora i zapobiegać „nocnemu cofaniu prądu”. Natomiast kontrolery MPPT dodatkowo optymalizują wykorzystanie możliwości panelu FV.

W czym problem?

Najpierw pokażmy problem na prostym przykładzie. Otóż w poprzednich odcinkach koncentrowaliśmy się na solarnych panelach „12-woltowych”, które współpracują z akumulatorami 12-woltowymi. Nie potrzeba wtedy przetwornic, ponieważ panele „12-woltowe” nawet przy słabszym oświetleniu dają napięcie wyższe niż napięcie ładowania akumulatora. Ogólnie biorąc, w instalacjach solarnych najczęściej stosuje się panele o napięciu wyższym od napięcia współpracującego akumulatora(-ów). „Nadmiar napięcia” nie jest problemem, ponieważ **panel FV ma charakter źródła prądowego** i jak już wcześniej analizowaliśmy, napięcie wyznaczy akumulator na poziomie 12...15 woltów. Jeśli do panelu „wysokonapięciowego” dołączymy akumulator 12-woltowy, to absolutnie nie wydarzy się żadna katastrofa – panel będzie prawidłowo ładował akumulator swoim prądem.

Żałujemy, że mamy dwa dobrej jakości panele FV. Jeden tak zwany „12-woltowy” o mocy nominalnej 76 watów, który przy standardowym oświetleniu daje napięcie 19 woltów i prąd 4A. Ma on powierzchnię 0,5 metra kwadratowego. Drugi panel ma moc 228W i przy standardowym oświetleniu daje napięcie 57V i prąd też 4A. Ten panel ma powierzchnię trzy razy większą: 1,5m². Jeśli przy standardowym oświetleniu jeden i drugi panel dołączymy do akumulatorów 12-woltowych, to oba panele będą ładować akumulatory tym samym prądem 4A, co w sposób uproszczony ilustruje rysunek 1.

Tak jest dlatego, że panel fotowoltaiczny jest źródłem prądowym. Jeżeli przykładowo napięcie na tak ładowanych akumulatorach wyniesie 14V, to oba panele będą dostarczać do akumulatorów po 56 watów (pomijając spadek napięcia na diodzie blokującej).

No tak, tylko jeden z paneli ma powierzchnię 0,5m², a drugi jest trzy razy większy. W tym drugim przypadku niewątpliwie mamy do czynienia z olbrzymim marnotrawstwem.

Stopień wykorzystania panelu „wysokonapięciowego” jest dramatycznie niski: ten panel dysponuje mocą 228 watów, a my z tego wykorzystujemy żałosne 56W, czyli niecałe 25%! Trzy czwarte dostępnej energii się marnuje! Lepiej jest z panelem „12-woltowym”, ale i on nie jest w pełni wykorzystany: dysponuje mocą 76W, a oddaje do akumulatora 56W, więc stopień wykorzystania to niecałe 74%. Ponad ćwierć dostępnej, jakże cennej mocy marnuje się niewykorzystana.

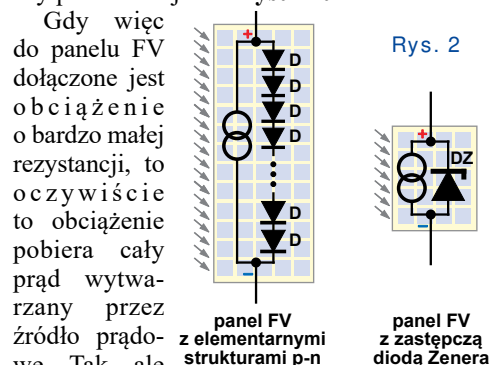
Przedstawiony prosty przykład sygnalizuje jeden ważny aspekt zagadnienia: aby w pełni wykorzystać moc, jaką dysponuje panel, na pewno nie należy obniżać napięcia panelu. Ale sprawa jest znacznie bardziej skomplikowana.

MPP

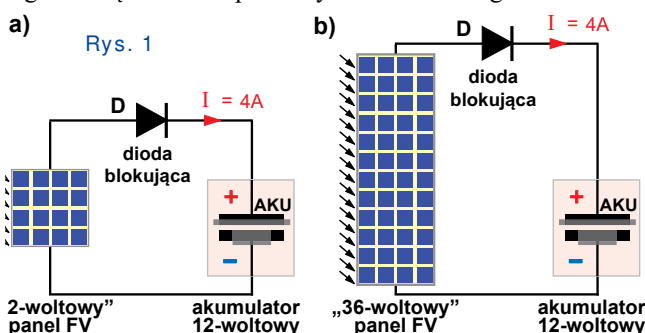
Gdyby panel FV był idealnym źródłem prądowym, to napięcie na nim byłoby wyznaczone przez dołączoną rezystancję obciążenia R_L ($U = I * R_L$) i sprawa maksymalnej mocy byłaby prosta: czym większa rezystancja obciążenia R_L , tym większa moc przekazywana z idealnego

źródła prądowego do obciążenia R_L : $P = I^2 * R_L$. Teoretycznie przy nieskończonej wielkiej rezystancji obciążenia ze źródła prądowego uzyskalibyśmy nieskończenie wielką moc.

Panel słoneczny może dostarczyć do obciążenia moc zależną od natężenia oświetlenia. Najprościej biorąc, prąd panelu FV jest wprost proporcjonalny do natężenia oświetlenia, ale napięcie nie może być dowolnie wysokie. Napięcie panelu jest ograniczone przez złącza p-n fotodiod składowych, które w panelu połączone są szeregowo. Taki łańcuch złącz p-n (diod) zachowuje się podobnie jak dioda Zenera, co daje schemat zastępczy panelu FV jak na **rysunku 2**.



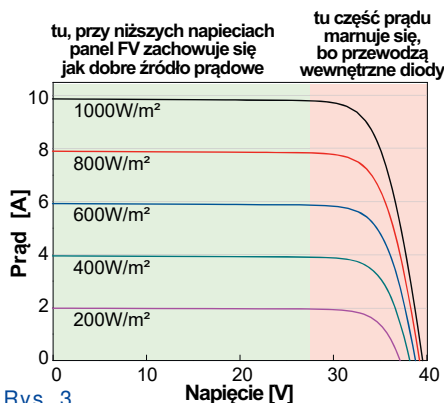
Rys. 2



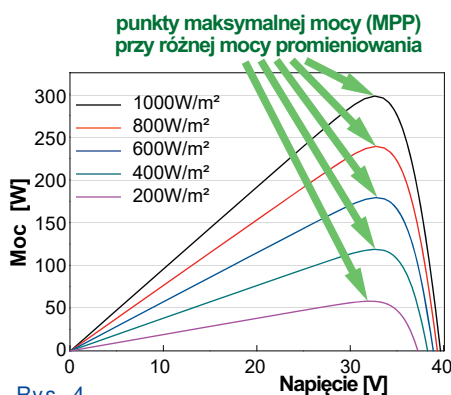
Rys. 1

napięcie na małej rezystancji obciążenia jest małe i moc przekazywana z panelu do obciążenia jest mała (reszta mocy docierającej ze Słońca zamienia się na ciepło).

Zwiększenie rezystancji obciążenia poprawia sytuację, ale tylko do jakiejś granicy. Przy zbyt dużej rezystancji obciążenia napięcie rośnie na tyle, że część prądu źródła prądowego płynie przez struktury diodowe (diod Zenera), a nie przez obciążenie. W szczególności przy nieskończonej wielkiej rezystancji obciążenia, cały prąd wytwarzany przez źródło prądowe panelu marnuje się, płynąc przez wewnętrzne diody. I właśnie te wewnętrzne struktury diodowe panelu FV komplikują sytuację i utrudniają „wyciągnięcie” z panelu całej mocy, jakiej może on dostar-



Rys. 3 czyć w danych warunkach. Ilustruje to rysunek 3, pokazujący charakterystyki prądowe jakiegoś sporego panelu o prądzie do 10A.

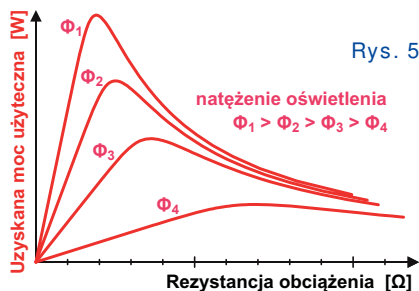


Rys. 4

Z kolei rysunek 4 pokazuje, jaką moc maksymalną dysponuje ten panel FV w funkcji napięcia występującego na tym panelu. Punkty mocy maksymalnej (MPP – Maximum Power Point) przy różnej mocy promieniowania świetlnego pokazują, jaką moc maksymalną można „wyciągnąć” z panelu w danych warunkach. Można, ale wcale nie jest to łatwe. Moc maksymalną „wyciągniemy” z panelu tylko wtedy, gdy będzie na nim panować takie napięcie i będzie płynął taki prąd, które odpowiadają punktowi mocy maksymalnej (MPP) w danych warunkach oświetlenia.

Ale jak to osiągnąć? Maksymalna wartość prądu wyznaczona jest przez moc promieniowania słonecznego. Na pewno możemy regulować napięcie. Już wcześniej stwierdziliśmy, że napięcie na panelu zależy od rezystancji obciążenia ($U = I \cdot R_L$). Aby uzyskać moc maksymalną, trzeba dołączyć do panelu taką rezystancję obciążenia, żeby uzyskać napięcie odpowiadające punktowi mocy maksymalnej (MPP) w danych warunkach.

Wychodzi więc na to, że „wyciąganie” z panelu FV mocy maksymalnej polega na zmianie rezystancji obciążenia. Jak najbardziej!



Rys. 5

Rysunek 5 pokazuje zależność mocy uzyskiwanej z panelu w funkcji rezystancji obciążenia, przy różnym natężeniu oświetlenia słonecznego. Czym mniejsze natężenie oświetlenia, tym optymalna rezystancja obciążenia panelu jest większa. Taki wniosek w pełni zgadza się z intuicją.

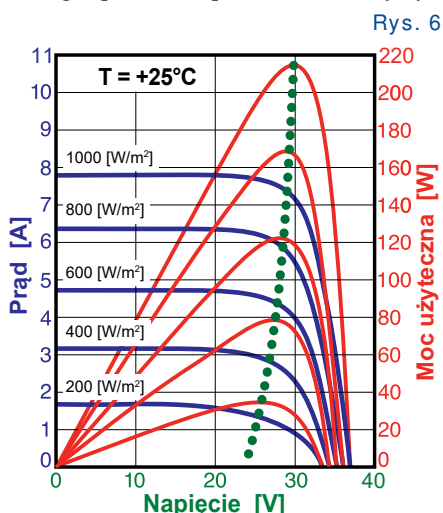
No tak, ale jeżeli regulacja mocy maksymalnej pozyskiwanej z panelu ma polegać na zmianie rezystancji obciążenia, to zadanie to wydaje się koszmarnie trudne!

Aż tak źle nie jest. Faktycznie w sumie mamy zmieniać rezystancję obciążenia, czyli stosunek napięcia i prądu panelu, ale zauważmy, że praca w punkcie mocy maksymalnej MPP oznacza też utrzymywanie na panelu napięcia, odpowiadającego temu punktowi w danych warunkach.

I tu na podstawie rysunku 4 można byłoby dojść do wniosku, że nie jest źle, bo punkty mocy maksymalnej dla różnego natężenia światła występują przy tym samym napięciu, zapewne zależnym od liczby ogniw. A to prowadziłoby do wniosku, że wystarczy na panelu utrzymywać napięcie odpowiadające jego punktowi mocy maksymalnej.

Taki wniosek można wysnuć na podstawie rysunku 4, gdzie nie widać wszystkich szczegółów. Niestety, **napięcie odpowiadające punktowi MPP nie jest stałe dla danego panelu!**

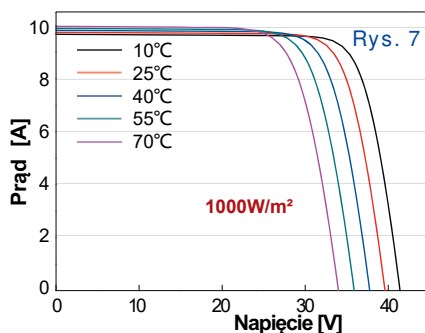
Widać to na rysunku 6, dotyczącym innego panelu. Oprócz charakterystyk



Rys. 6

prądowych (niebieskie) i mocy (czerwone), zieloną kropkowaną linią zaznaczone są punkty mocy maksymalnej przy różnym natężeniu oświetlenia. Tu widać, że napięcie punktów MPP nie jest stałe i że punkty te nie leżą nawet na jednej prostej.

Ale jest coś jeszcze gorszego: wszystkie rysunki 3...6 dotyczą jednej temperatury. A przyczyną problemu jest prąd płynący przez wewnętrzne diody, których napięcie przewodzenia zależy przecież od temperatury. Rysunek 7 pokazuje krzywe zdjęte przy jednym natężeniu oświetlenia. Potwierdza się, że wzrost temperatury zmniejsza napięcie przewodzenia diod, ale też odrobinę zwiększa prąd. W sumie wzrost temperatury nie jest korzystny, ale dla nas najważniejsze jest, że zmiany temperatury znacząco przesuwają punkty mocy maksymalnej (w poziomie). Zmieniają napięcie punktów MPP. A to zła wiadomość!



Rys. 7

Na razie wiemy, że aby uzyskać moc maksymalną MPP, jaką panel dysponuje przy danym oświetleniu i w danej temperaturze, musimy tak zmieniać obciążenie panelu, żeby napięcie panelu odpowiadało punktowi MPP w danych warunkach. Może się wydawać, że jest to nie do zrealizowania, jeżeli obciążeniem ma być akumulator, jak to jest w systemach fotowoltaicznych.

W rzeczywistości **jest możliwe przy zastosowaniu odpowiedniej przetwornicy impulsowej**. Natomiast tylko w bardzo nielicznych, nietypowych zastosowaniach udaje się to zrobić bez zastosowania przetwornicy impulsowej.

Zadanie łatwe nie jest, bo trzeba cały czas śledzić punkt mocy maksymalnej panelu. Potrzebny jest układ elektroniczny, sterownik MPPT (T – tracking), który będzie dostosowywał napięcie na panelu FV tak, żeby panel zawsze pracował w punktach MPP pomimo zmieniających się natężeń oświetlenia i temperatury. W różne aspekty zagadnienia będziemy się wgłębiać w kolejnych odcinkach cyklu.

Piotr Górecki

Wzmacniacze klasy D

część 10

Z poprzednich części cyklu dowiedzieliśmy się, że istnieje wiele różnych sposobów realizacji wzmacniaczy impulsowych, czyli wzmacniaczy klasy D. Dziedzina ta jest w ciągłym rozwoju. Nad różnymi wzmacniaczami pracują ośrodki akademickie oraz większe i mniejsze firmy produkujące układy scalone. Na naszych oczach wzmacniacze impulsowe wypierają klasyczne liniowe wzmacniacze klasy AB. W niektórych już prawie wyparły, co widzimy w sprzęcie mobilnym.

Stosowane są najróżniejsze rozwiązania techniczne. W grę wchodzi też kwestie patentów i licencji, jakości dźwięku (zniekształceń i szumów), mocy wyjściowej, wytwarzanych zakłóceń elektromagnetycznych, cen oraz łatwości zastosowania we współczesnym sprzęcie mobilnym.

Nie sposób wymienić, a tym bardziej omówić wszystkich koncepcji zaproponowanych przez naukowców, zwykle opartych na zaawansowanej matematyce. Omówmy jedynie kilka przykładów.

Impulsowa klasa G

Ogólnie biorąc, „zwykcyjne” wzmacniacze klasy AB znikły z urządzeń mobilnych. Nadal jednak są tam stosowane wzmacniacze klasy G.

Przypomnijmy, że wzmacniacz klasy G to w istocie wzmacniacz klasy AB, w którym dla zmniejszenia strat w zależności od treści sygnału audio zmieniana jest wartość napięcia zasilającego. Zmieniana skokowo (płynna zmiana napięcia zasilającego ma miejsce we wzmacniaczach klasy H). Wzmacniacz audio klasy G przez większość czasu pracuje przy jakimś niskim napięciu zasilania, a tylko w szczytach występowania napięcie zasilania jest wyższe. We wzmacniaczach klasy G dużej mocy jest to realizowane dzięki obecności obwodów zasilania dostarczających napięcie o różnej wartości. We wzmacniaczach małej mocy w sprzęcie mobilnym, gdzie napięcie zasilania jest niskie, stosuje się dodatkową przetwornicę do podwyższenia napięcia zasilania. Dzięki temu można uzyskać dużo większą moc wyjściową w szczytach występowania, co jest ważne w sprzęcie mobilnym.

Niezbędna przetwornica mogłaby być oddzielnym blokiem, jednak dla wy-

gody i uproszczenia, w wielu „małych”

wzmacniaczach klasy G jest wbudowana w układ scalony wzmacniacza, stając z nim całość. **Rysunek 1** pokazuje dwa przykłady. Kostka MAX9730

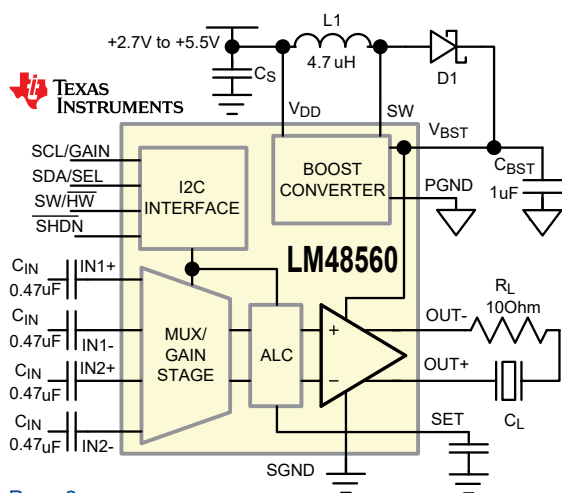
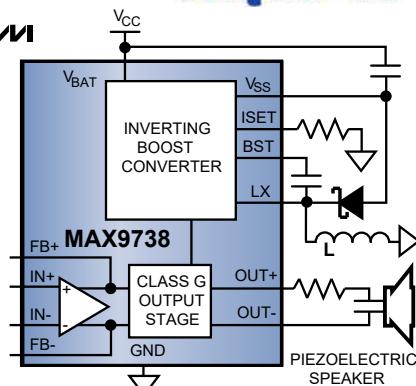
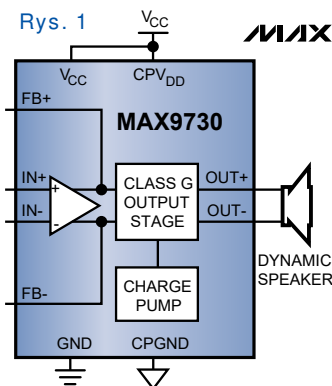
zawiera pompę ładunku, czyli przetwornicę pojemnościową, natomiast MAX9738 ma wbudowane obwody przetwornicy podwyższającej, wykorzystującej zewnętrzną cewkę L.

Natomiast **rysunek 2** przedstawia uproszczony schemat wewnętrzny monofonicznego wzmacniacza klasy H LM48560, gdzie wyraźnie widoczna podwyższająca przetwornica indukcyjna płynnie podwyższa napięcie stosownie do potrzeb, pozwalając przy zasilaniu 3,6V uzyskać sygnał wyjściowy 30Vpp.

To są przykłady klasycznych wzmacniaczy klasy G i H, gdzie właściwy wzmacniacz audio jest klasy AB. Jednak tę samą koncepcję podwyższania napięcia coraz częściej wykorzystuje się w wersjach ze wzmacniaczami impulsowymi.

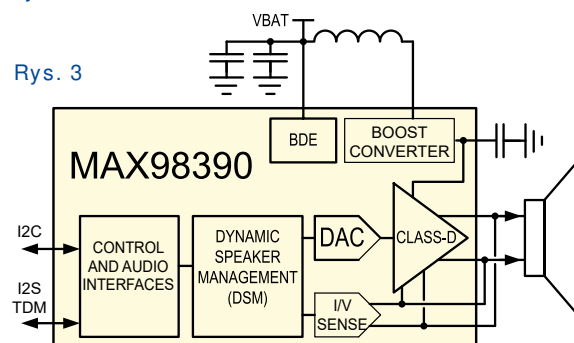
Przykładem może być MAX98390, którego uproszczony schemat wewnętrzny widać na **rysunku 3**. W układzie scalonym o rozmiarach 2,6×2,4mm mamy wzmacniacz audio klasy D o mocy maksymalnej do 6,2W, mamy przetwornicę podwyższającą, a dodatkowo także szereg innych obwodów. Zauważ, że z lewej strony rysunku, gdzie spodziewamy się wejść, mamy napisy I2C oraz I2S. I2C to przecież popularny interfejs cyfrowy, a I2C to też interfejs cyfrowy audio. W kostce zawarty jest przetwornik cyfrowo-analogowy DAC, ale też inne obwody rea-

Rys. 1



Rys. 2

Rys. 3



lizujące zaawansowaną cyfrową obróbkę danych wejściowych, w tym funkcję DSM (Dynamic Speaker Management), która nie dopuszcza do przesterowania głośnika. Do tej kostki jeszcze wrócimy przy omawianiu interfejsu I2S oraz najnowszych koncepcji w zakresie maksymalnej cyfryzacji toru audio.

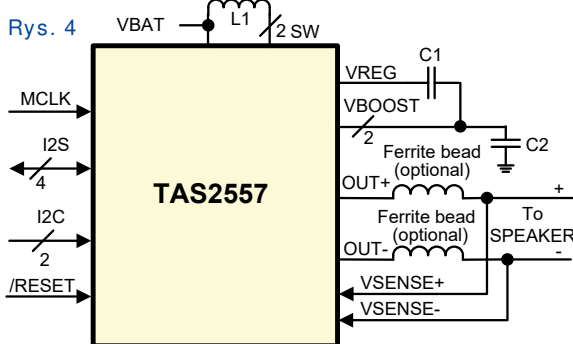
Podobne cechy ma wzmacniacz TAS2557, którego bardzo uproszczony schemat aplikacyjny pokazany jest na

rysunku 4. Jest to monofoniczny wzmacniacz klasy D o mocy do 5,7W gdzie napięcie zasilające jest płynnie regulowane jak w klasie H przez przetwornicę podwyższającą z cewką L1.

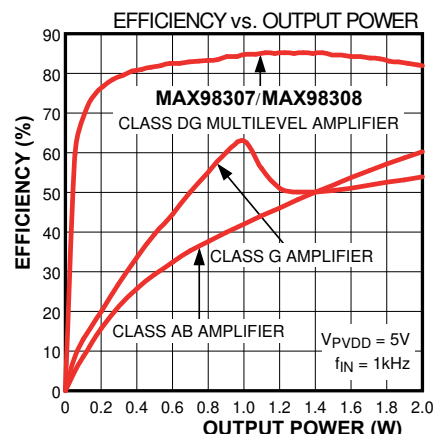
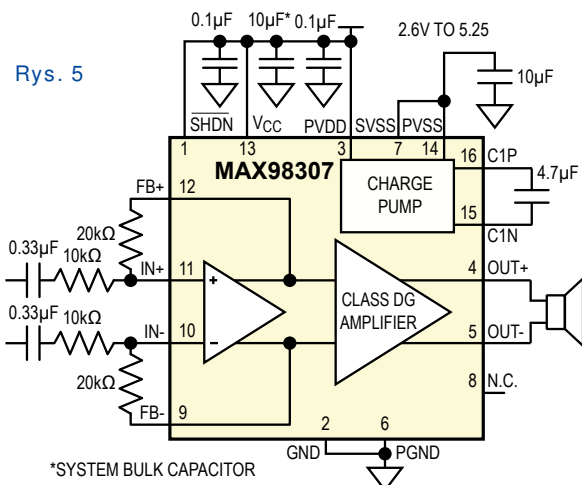
Ogólnie biorąc, budowa wewnętrzna jest podobna do wzmacniacza z rysunku 3. Tu też nie ma wejścia analogowego, tylko cyfrowe (dwa I2S) oraz interfejs sterujący I2C. Układ scalony zawiera rozbudowane obwody cyfrowej obróbki sygnału. Do tego wrócimy, a na razie zwróć uwagę, że na wyjściu głośnikowym są włączone dwie indukcyjności, które wyglądają jak filtr. Rzeczywiście jest to filtr, ale po pierwsze nie mają to być cewki, tylko ferrytowe koraliki „przelotowe”, a ponadto są to elementy opcjonalne. Do tego szczegółu też wrócimy.

Kolejny przykład to wzmacniacz MAXIM MAX98307 (i bliźniaczy MAX98308). Schemat aplikacyjny z **rysunku 5** wskazuje, że układ scalony jest nieporównanie prostszy niż dwa wcześniej omawiane wzmacniacze. Jest to monofoniczny wzmacniacz o mocy do 3,3W (8Ω), który nie zawiera przetwornicy indukcyjnej, tylko pojemnościową. Jednak ten niepozorny wzmacniacz w katalogu określany jest jako **Class DG Multilevel Audio Amplifier**. Czyli jest to wzmacniacz klasy DG: łączący wzmacniacz impulsowy klasy D oraz przetwornicę skokowo podwyższającą napięcie. Właśnie dlatego, że napięcie zasilania zmieniane jest skokowo, wykorzystano dodatkowo modulację wielopoziomową (*multilevel*).

Przebiegi pokazane są na **rysunku 6**. Na dole mamy przebieg audio występujący na głośniku. Dwa górne przebiegi to impulsy na wyjściach. Zwróć uwagę, że impulsy ujemne pojawiają się na każdym z dwóch wyjść tylko wtedy, gdy są niezbędne do prawidłowego odtworzenia dodatnich i ujemnych szczytów najsilniejszych sygnałów. Gdy sygnał audio jest nieduży, impulsów ujemnych nie ma.



Rys. 5

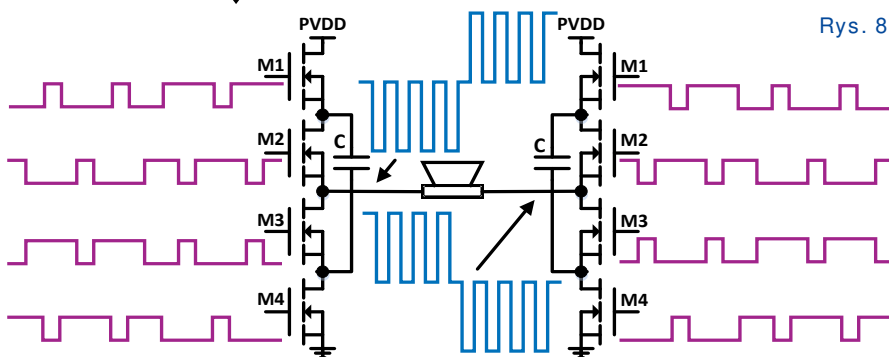


Rys. 7

zakłóceń elektromagnetycznych, nie wymaga wyjściowego filtra LC i pozwala uzyskać wysoką sprawność energetyczną, jak pokazuje **rysunek 7**.

A jeżeli doszliśmy do wzmacniaczy klasy D z modulacją wielopoziomową (*multilevel*), tu też opracowano rozmaite interesujące rozwiązania.

Na przykład Infineon we wzmacniaczach oznaczonych MERUS proponuje układ pełnego mostka według bardzo uproszczonego **rysunku 8**.



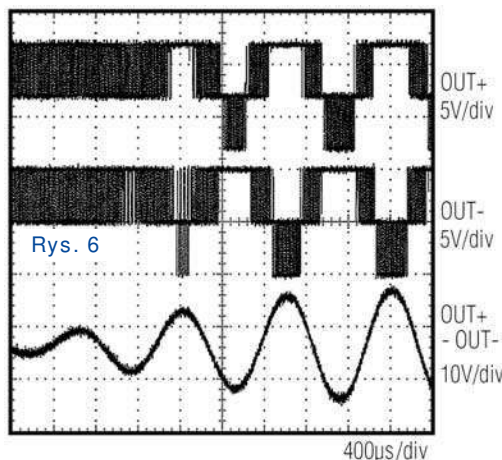
Rys. 8

Rzeczywiście mamy tu do czynienia z modulacją wielopoziomową, która w połączeniu z jeszcze innymi czynnikami zmniejsza poziom generowanych

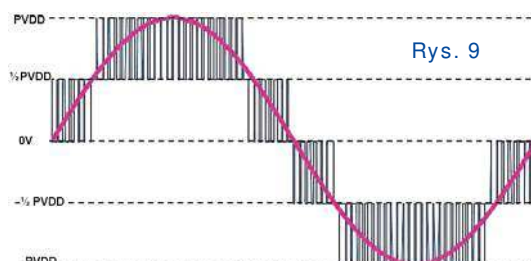
Osiem odpowiednio sterowanych MOSFET-ów i dwa odpowiednio ładowane kondensatory pomocnicze pozwalają uzyskać napięcie równe połowie napięcia zasilania, co w sumie daje modulację pięciopoziomową według **rysunku 9**.

W następnym odcinku omówimy mniej egzotyczne, prostsze, często wykorzystywane schematy modulacji, oznaczane AD i BD.

Piotr Górecki



Rys. 6



Rys. 9



Zadanie główne 301

Temat zadania 301 oparty jest na liście **Andrzeja Kamińskiego** z miejscowości Gaj, który niedawno napisał tak:

Dzień dobry!

Piszę do redakcji na poły z prośbą o pomoc, na poły z propozycją do rozważenia. Uważam, że z tego można zrobić bardzo dobre, pożyteczne zadanie do Waszej Szkoły Konstruktorów.

A sprawa wygląda tak: od pewnego czasu jestem już dziadkiem. (...) [aktualnie mam] dwoje wnucząt. Czas leci, wnuczki rosną i pora byłoby pomyśleć, żeby wdrażać je także w różne dziedziny techniki. (...)

[Wnuczka] jest starsza, (...) [wnuczek] sporo młodszy i nie można ich uczyć razem, bo za duża jest różnica wieku. (...) uważam, że przy dzisiejszym rozwoju (...) zmianach postaw i ról (...) społecznych (...) także dziewczynki należy uczyć zagadnień technicznych, poczynawszy od wbicia gwoźdźcia czy wywiercenia otworu, co przyda się na pewno i nie tylko singielkom (...)

Dla dziewczynki za bardzo potrzebne uważam kształcenie myślenia ścisłego, technicznego, logiki i także programowania, ponieważ jak widzę, jest to chyba jeden z najlepszych zawodów dzisiaj i chyba w przyszłości też tak będzie (...) [Jak] zacząć naukę programowania w domu już w pierwszych klasach szkoły, nie czekając, aż zrobi to szkoła (...) ? (...)

[Wnuczek] niedawno zaczął mówić, ale już widać u niego większe zainteresowanie kwestiami technicznymi niż u [wnuczki], gdy była w jego wieku. Na razie fascynuje go najbardziej włączanie i wyłączanie lamp za pomocą [włączników], czyli relacja skutku i przyczyny. Przydałoby się coś, co oprócz najprostszej relacji przyczyna – skutek, pokazałoby trudniejsze zależności logiczne, w tym koniunkcja, alternatywa, czyli wkroczenie w zasady logiki. I znów pytanie: jak to zrobić? (...) Czy wykorzystać coś gotowego, czy trzeba coś robić samemu? (...) sporo ostatnio o tym myślę, szukałem w internecie (...) są filmy z różnymi eksperymentami (...) ale słabo mi idzie (...) ja chciałbym [skupić się na] elektronice, logice i programowaniu.

Przy okazji chciałbym za Waszym pośrednictwem poprosić także innych dziadków, a może też i ojców, żeby podzielili się swoimi własnymi doświadczeniami: jak wdrażają wnuki i dzieci do różnych dziedzin techniki?

Z pozdrowieniami

Andrzej

I tak mamy kolejną interesującą propozycję. Oto temat zadania 301:

Zaproponuj, jak wdrażać dzieci i wnuki w arkanę techniki, w szczególności elektroniki, logiki oraz programowania.

Jak zwykle czekam na propozycje praktyczne oraz teoretyczne. Na pewno w grę wchodzi różne zabawki edukacyjne. Dla najmłodszych, 2-, 3-latków zapewne wystarczą proste oraz bardzo proste rozwiązania, może nawet nie elektroniczne, tylko elektryczne. Chyba warto unikać mikroprocesorów i podobnie skomplikowanych układów, żeby dziecko stopniowo poznawało nie tylko zasady działania, ale także i to, jak to jest zrealizowane.

Uwaga!

Każdy Autor, nadsyłając rozwiązanie zadania głównego, może dołączyć też swoją fotografię (portret). Fotografia zostanie opublikowana w artykule, omawiającym nadesłane rozwiązania.

Jakie zabawki edukacyjne można czy trzeba zrobić samemu? Czy zechcesz przedstawić szczegółowo, czy tylko ogólną ideę? A co gotowego można i warto kupić w sklepach?

Podzielcie się, zarówno swoim praktycznym doświadczeniem, jak i przemyśleniami.

Serdecznie zachęcam do udziału w tym praktycznym i ważnym zadaniu, nie tylko dziadków i ojców, ale też wszystkich innych Czytelników EdW!

Piotr Górecki

Nadsyłajcie propozycje zadań!

Autorzy propozycji zadań, które zostaną wykorzystane w Szkole, otrzymują jako nagrodę kupon 100zł na zakupy w sklepie AVT:

www.sklep.avt.pl

Koszty przesyłki pokrywa AVT.

Dobra propozycja nie powinna być ani zbyt trudna, ani zbyt ogólna, ani zbyt wąsko ukierunkowana.

Dobre zadanie Szkoły powinno mieć na tyle szeroki zakres, żeby mogli w nim wziąć udział

zarówno doświadczeni elektronicy, jak i początkujący, w tym najmłodsi.

Zachęcam do nadsyłania propozycji następnych zadań Szkoły!

UWAGA! UWAGA! UWAGA! UWAGA! UWAGA! UWAGA! UWAGA! UWAGA! UWAGA! UWAGA!

Zachęcamy także Ciebie, drogi Czytelniku, żebyś w ramach działu „Wokół Arduino”

opublikował swoją realizację projektu lub artykułu związanego z platformą Arduino.

Chętnie zaprezentujemy na łamach EdW Twój własny projekt albo Twoją realizację projektu z Internetu, wykorzystującego dowolne moduły lub moduły rozszerzeń Arduino,

a także wartościowe artykuły, pokazujące rozmaite aspekty korzystania z tej interesującej platformy.

Bliższe informacje: www.elportal.pl/arduino, a w razie pytań i wątpliwości śmiało pisz: edw@elportal.pl



Rozwiązanie zadania głównego 296

Temat październikowego zadania 296 brzmiał: **Zaproponuj elektroniczny sposób pomiaru lub regulacji poziomu wody w dowolnym zbiorniku.**

Pomysłodawca tego zadania, **Krzysztof Jochym** ze Zgorzelca, zgłosił zapotrzebowanie na **układ pomiaru poziomu wody w zbiorniku ogrodowym.**

Z kolei ja buduję pomału wannę ogrodową i widziałbym czujnik poziomu wody jako element zabezpieczenia grzałki przed pracą bez wody. Co prawda 3-kilowatowa grzałka ma wbudowane zabezpieczenie, tak zwany termik, ale ten powinien być jedynie dodatkowym elementem ochrony, który zadziała tylko w przypadku, gdyby uszkodził się czujnik poziomu wody. O tym za chwilę, a na razie dwa rozwiązania teoretyczne.

Radek z miejscowości Grabie napisał: (...) proponuję dwie metody pomiaru poziomu cieczy w zbiorniku. Jedna to pomiar pojemności między dwiema płaskimi elektrodami. Jeżeli ciecz jest przewodząca, jak np. woda, to elektrody muszą być zaizolowane (przynajmniej jedna) (...) Druga to metoda ultradźwiękowa, gdzie dźwięk odbija się od granicy powietrze/ciecz i można mierzyć czas opóźnienia. (...) można samemu eksperymentować (...) to bardzo dużo czasu pochłonie (...) moim zdaniem lepiej poszukać gotowych czujników poziomu (...) można zaadaptować system pomiaru paliwa z samochodu (...) z regulacją poziomu w zbiorniku (...) trudno powiedzieć (...) [można zastosować] elektrozawór lub pompę, zależnie od warunków.

A oto drugie rozwiązanie, też w sumie teoretyczne. **Krzysztof Smoliński** z Poznania napisał: Witam, dawno temu robiłem podejście do pomiaru płynu w zbiorniku. Chodziło wtedy o pomiar paliwa w zbiorniku w samochodzie. Główną wytyczną było to, by nie dało się go w jakiś mechaniczny sposób oszukać, czyli pływak (który można było przywiązać na sznurku) odpadł. Rozważając różne koncepcje, doszedłem do wniosku, że najlepszy sposób to budowa kondensatora, którego dielektrykiem będzie płyn. Planowałem zbudować go w postaci

dwóch pionowych rurek różnej średnicy zamontowanych jedna w drugiej, które stanowić miały okładki kondensatora. W zależności od ilości płynu, pojemność między okładkami zmieniałaby się. Dodatkowo takie rozwiązanie częściowo tłumiloby fale, które mogły się tworzyć na powierzchni. Niestety pomysł nigdy nie doczekał się realizacji, podaję go więc jedynie jako sugestię teoretyczną. Być może będzie ona inspiracją dla kogoś :)

Pomysł z pionową rurką, pełniącą funkcję kondensatora o zmiennej pojemności, jest sensowny i realny. Paliwo samochodowe nie przewodzi prądu, nie jest konieczna izolacja elektrod sondy. Znaczącym utrudnieniem jest jedynie to, że zmiany pojemności będą niewielkie (choć jak najbardziej mierzalne).

Pojemność zależy wprost od przenikalności względnej dielektryka (ϵ_r) w takim kondensatorze. Jak wiadomo, przenikalność względna próżni to dokładnie 1, a powietrza też praktycznie 1. Względna przenikalność dielektryczna wody w temperaturze pokojowej to około 80, więc w takim przypadku zmiany pojemności będą duże. Natomiast przenikalność względna ϵ_r benzyny i oleju napędowego wynosi około 2 i dlatego zmiany pojemności będą nieduże, zdecydowanie mniejsze niż w przypadku wody. **Rysunek 1** pokazuje przenikalności względne niektórych materiałów.

Szymon Wójtowicz z Warszawy poinformował: W maju 2020 postanowiłem wykonać cztery urządzenia mierzące poziom cieczy w zbiornikach w małym gospodarstwie rodzinnym na wsi. Analizowałem różne metody pomiaru poziomu cieczy i najbardziej przekonał mnie pomysł wykorzystania wodoodpornych czujników ultradźwiękowych JSN-SR-04T (<https://bit.ly/3aqD5Ig>). Wadą tych czujników jest niestety zakres pomiarowy dopiero od 20cm (ale za to do kilku metrów), więc nie da się wykryć bardzo wysokiego poziomu cieczy w zbiorniku. Niestety w jednym z zbiorników fale ultradźwiękowe odbijały się od sita i od rury biegnącej w poprzek zbiornika, więc w jednym urządzeniu zamiast czujnika ultradźwiękowego zastosowałem posiadany czujnik ciśnienia MPX5500. W pozostałych trzech urządzeniach wykorzystałem wspomniany wyżej czujnik ultradźwiękowy. Każde z urządzeń miało być zarządzane przez mikrokontroler STM32F446 na płytce Nucleo. Wyniki pomiarów miały być prezentowane na wyświetlaczu siedmiosegm. sterowanym za pośrednictwem układu TM1637. Urządzenia miały znajdować się w obudowie wodoodpornej z jedną ścianą przezroczystą i zasilane z 12VDC (akumulator ciągnika rolniczego) lub z 5VDC (wodoodporny powerbank solarny). Złożeniem było również uniknięcie lutowania,

Rys. 1

Substancja	ϵ_r	Substancja	ϵ_r
aceton	2.5-30	alun	4
eter	4	wodorotlenek glinu	2,5
octan etylu	4.1	siarczek glinu	2,6
chlorek etylenu	8.9	chlorek glinu	7
benzyna	1.9-2.2	boksyt	2,5-3,4
benzol	2.3	bursztyn	2,6-2,8
butanol	11	tiенок żelazowy	1,9
olej napędowy	2.1	popiół	1,9-3,3
farba drukarska	4.6	kukurydza	2,3-4,4
kw. octowy	6.3	wapno palone	1,6
gaz płynny	1.2-1.7	wapno gaszone	2,7-3
olej napędowy, lekki	2.1	wapno	2,5-3,3
rozcieńczone ługi	20-30	żwir (suchy)	2,9
alkohol metylowy	31	sól	3,3-3,5
olej maszynowy	2.2-2.3	miel węglowy, wilgotność 1%	2,3
olej transformatorowy	2-2.5	koks, zależy od rozmiaru ziarna	1,1-2,2
olej parafinowy	2-2.4	granulaty tworzyw sztucznych	1,4-2
glikol propylenowy	3.2	mąka	4,2-4,5
kwasy rozcieńczone	20-30	mleko w proszku	1,8-2,2
kw. siarkowy, rozcieńczony	30	mączka kwarcowa	2
kw. siarkowy, 96%	8.3	piasek suchy	3,8
smoła	4-4.6	piasek	2,9
czterochlorek węgla	2.3	piasek, wilgotny	15
terpentyna	2.1-2.3	cement	1,5-2
toluen	2.3	cukier	3

czyli złożenie urządzeń z gotowych modułów połączonych kablami żeńsko-żeńskimi.

Pierwsze dwa urządzenia miały wskazywać pozostałą objętość cieczy w zbiornikach dwóch opryskiwaczy dołączanych do ciągnika rolniczego (wskaźnik kulkowy w zabrudzonym wężyku jako naczynie połączone jest słabo widoczny szczególnie wieczorem i w nocy, a o tej porze przeważnie się przyska). Znajomość pozostałej objętości cieczy jest bardzo ważna, gdyż pozwala operatorowi ciągnika na elastyczne dostosowanie prędkości ciągnika i ciśnienia na pompie opryskiwacza, aby oprysku starczyło dokład-


Fot. 1

Fot. 2

Fot. 3

nie na całe pole. W mniejszym opryskiwaczu zastosowano czujnik ultradźwiękowy, a w większym ciśnieniowy.

Trzecie urządzenie miało wskazywać objętość wody w dwóch zbiornikach 1000l służących do podgrzewania wody (w trakcie dnia) do pryskania oraz mierzyć temperaturę wody za pomocą wodoodpornych sond z czujnikami DS18B20. Dodatkowo urządzenie miało sygnalizować za pomocą buzzera zbyt wysoki poziom cieczy w trakcie napełniania zbiorników.

Czwarte urządzenie miało wskazywać odległość do poziomu cieczy w szambie, a zbyt wysoki poziom sygnalizować za pomocą buzzera, aby w porę opróżnić zbiornik.

W zbudowanych urządzeniach wynik pomiaru odczytany z czujnika jest przeliczany na poziom cieczy, a następnie na objętość cieczy za pomocą tablicy LookUpTable z interpolacją odcinkowo-liniową.

Koszt każdego zbudowanego urządzenia można oszacować na 250zł (najbardziej cennego czasu własnego nie liczę). Najbardziej zadowolony jestem z urządzeń wskazujących pozostałą objętość cieczy w zbiornikach opryskiwaczy zasilanych z 12VDC ciągnika rolniczego (fotografie 1...3). Urządzenia przy zbiornikach magazynujących wodę i przy szambie cierpią z powodu niezgodnych z danymi katalogowymi parametrami powerbanków solarnych, które nie są w stanie zasiląć zbudowanych urządzeń przez pożądaną czas nawet w słoneczne dni.

Podsumowując, wszystkie zbudowane urządzenia działają zgodnie z założeniami i są bardzo pomocne w życiu/pracy w gospodarstwie rodzinnym na wsi.



AI, AI, AI!

Bóle maszynowej epoki

Algorytmy maszynowe potrafią dziś zadziwiać umiejętnościami, o których sceptykom się nie śniło, a fantaści nie wierzyli. Jednocześnie ewolucja sztucznej inteligencji podąża ścieżkami, które budzą niepokój. Nie chodzi tylko o wojskowych automatycznych zabójców, ale również o programy, które wkradają się w najintymniejsze sfery ludzkiego życia.

Nowy numer już w sprzedaży
www.ulubionykiosk.pl
 Koniecznie odwiedź serwis:
mlodytechnik.pl



Jeżeli chodzi o wannę ogrodową, budowaną przeze mnie, to po sprawdzeniu oferty rynkowej czujników i mierników poziomu wody, postanowiłem za niecałe 50zł kupić pojemnościowy czujnik poziomu wody o oznaczeniu XKC-Y25-NPN, przeznaczony do zasilania napięciem 5...24VDC z wyjściem typu otwarty kolektor NPN. Podobne czujniki pojemnościowe można też kupić w niektórych sklepach z akcesoriami do basenów i wanien SPA, jednak tam ceny są zdecydowanie wyższe, zaczynają się od 130zł.

Pewne wątpliwości budziła obecność w czujniku czwartego wyprowadzenia, które według niektórych źródeł służy do regulacji czułości, a według innych do odwracania reakcji wyjścia (NC/NO) – **rysunek 2**. W moim egzemplarzu nakładka na tylną ściankę może zostać zdjęta i daje dostęp do potencjometru regulacji czułości – **fotografia 4**.

Wstępne testy nie były prowadzone w wannie, tylko w pracowni. Okazało się, że w moim egzemplarzu zwarcie czarnego kabla do masy odwraca działanie wyjścia (kabelek żółty), ale nie zmienia działania wbudowanej czerwonej diody LED.

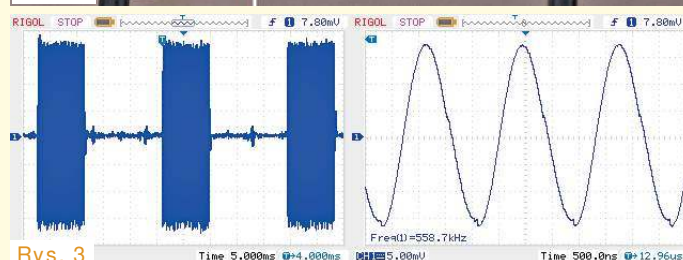


Fot. 5

Publika-cja	Nag-roda	Talon AVT PLN	Imię	Nazwisko	Miejscowość	Punkty
-	-	100	Andrzej	Kamiński	Gaj	-
-	U	-	Radek		Grabie	2
-	U	-	Krzysztof	Smoliński	Poznań	2
-	-	200	Szymon	Wójtowicz	Warszawa	6
?	-	-	Piotr	Górecki	(AVT)	-



Fot. 4



Rys. 3

Po zwiększeniu czułości potencjometrem woda w plastikowym pojemniku jest wykrywana z odległości około 10mm (**fotografia 5**), co wydaje się wystarczające dla wody w wannie. Przy okazji z ciekawości sprawdziłem za pomocą oscyloskopu i sondy w postaci dławika na rdzeniu szpulkowym, jakie przebiegi czujnik wykorzystuje do detekcji. Są to 9-milisekundowe impulsy składające się z sinusoidalnych drgań o częstotliwości prawie 560kHz. Pokazane są one na **rysunku 3**.

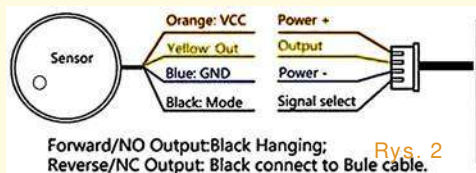
Aktualne informacje o punktacji oraz rozdziale nagród, upominków i kuponów podane są w tabelkach. Znak zapytania oznacza, że ewentualna publikacja nastąpi dopiero po zakończeniu prac. Osoby nagrodzone kuponami otrzymują z naszej redakcji stosowny e-mail z informacją i wskazówkami, a dopiero potem zamawiają w sklepie AVT (wrzucają do koszyka pod adresem www.sklep.avt.pl) towary za przydzieloną sumę, a w uwagach piszą, że jest to kupon ze Szkoły Konstruktorów. Kupon za zadania z kolejnych miesięcy można sumować, by kupić sprzęt o większej wartości. Istnieje też możliwość dopłaty różnicy cen w przypadku zamówienia na sumę większą niż przydzielony kupon. Ale **uwaga:**

kupon ważny jest tylko 12 miesięcy – po tym terminie traci ważność i przepada.

Serdecznie zapraszam do udziału w zadaniu głównym 301, a także w drugiej i trzeciej klasie naszej Szkoły Konstruktorów! Zachęcam uczestników, żeby praktyczne rozwiązania zadań Szkoły przygotowywali według Szablonu ze strony:

<http://elportal.pl/zostan-wspolautorem-elektroniki-dla-wszystkich/>

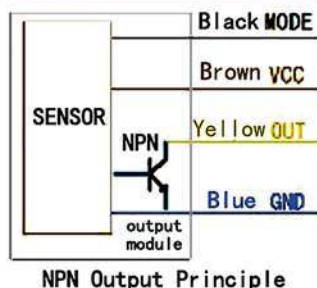
Piotr Górecki



Rys. 2



NOTE:
1.The Load can be Relay,Buzzer,Speaker,LED indicator;
2.The maximum output current is 100mA;
3.Pay attention to the polarity of the load and power supply.



NPN Output Principle

Punktacja Szkoły Konstruktorów



Sławomir Węgrzyn Dziekanówce.....	92	Michał Pędziwiatr Stara Słupia.....	48	Marian Gabrowski Polkowice.....	23
Daniel Turbasa Kraków.....	88	Lukasz Olszok Tarnowskie Góry.....	45	Roman Braumberger Bytom.....	21
Lukasz Dachowski Cymbark.....	72	Krzysztof Kawa Lubcza.....	44	Jakub Gajda Kraków.....	20
Artur Bereit Barcin.....	69	Dawid Płacha Rdzawa.....	44	Jacek Rączka Polomia.....	20
Aleksander Bernaczek Magnuszowice.....	69	Szymon Czepiel Piszczowice.....	43	Jacek Konieczny Poznań.....	19
Szymon Trygar Szczecin.....	66	Adam Ples Jaworzno.....	43	Rafał Orodziński Białystok.....	19
Krzysztof Smoliński Poznań.....	68	Piotr Gajdosz Grybów.....	41	Marian Czaruk Luban.....	17
Radosław Smalec Zabrze.....	64	Maciej Zieliński Kraków.....	41	Lukasz Kojro Gdańsk.....	15
Robert Szolc Bytom.....	58	Rafał Rówiak Słoboszew.....	40	Marcin Malich Wodzisław Śl.....	13
Michał Stach Kamionka.....	55	Tomasz Zaorski Kalinówka.....	34	Paweł Sablik Piszczowice.....	13
Andrzej Herbut Siekierzyn.....	52	Lukasz Nowak Warszawa.....	33	Piotr Wyderski Wrocław.....	13
Paweł Hoffmann Wrocław.....	51	Teodor Wóźniak Łódź.....	29	Michał Zięba Poznań.....	13
Adam Sobczyk Warszawa.....	50	Jarosław Węgliński Warszawa.....	28	Szymon Wójtowicz Warszawa.....	12
Sebastian Jarmosiewicz Motwica.....	50	Circuit Chaos Warszawa.....	27	Andrzej Adamecz Ostrowiec Św.....	11

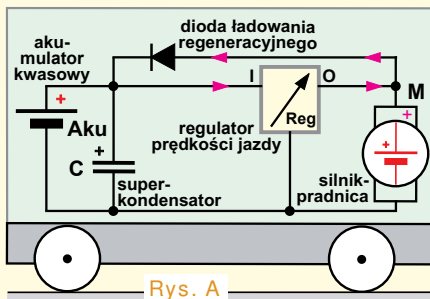
Co tu nie gra? Zadanie 301

Na **rysunku A** przedstawiony jest schemat systemu regeneracyjnego hamowania oraz zasilania o dużej energii (akumulator) i jednocześnie o dużej mocy i prądzie (superkondensator).

Jak zwykle pytanie brzmi:

Co tu nie gra?

Nawet gdy w układzie jest kilka usterek, możesz zgłosić tylko jedną. Bardzo proszę o możliwie krótkie odpowiedzi.



Rys. A

Odpowiedź oznacz **NieGra301** i nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Podaj też od razu swój adres pocztowy, żebym nie musiał pytać, gdy przydzielę upominek. Możesz jeszcze przysłać rozwiązania zadania **NieGra** z poprzedniego miesiąca. Uczestnicy konkursu otrzymują upominki, a najaktywniejsi uczestnicy są co rok nagradzani bezpłatnymi prenumeratami EdW lub innego wybranego czasopisma AVT.

Co tu nie gra? Rozwiązanie zadania 296

Na **rysunku B** pokazany jest obrazek zamieszczony w EdW 10/2020, nadesłany wcześniej przez jednego ze współpracowników EdW.

Na początek fragmenty e-maili dwóch uczestników:

(...) *Ogólnie ciężko wyczuć, jakość druku jest słaba ;)*

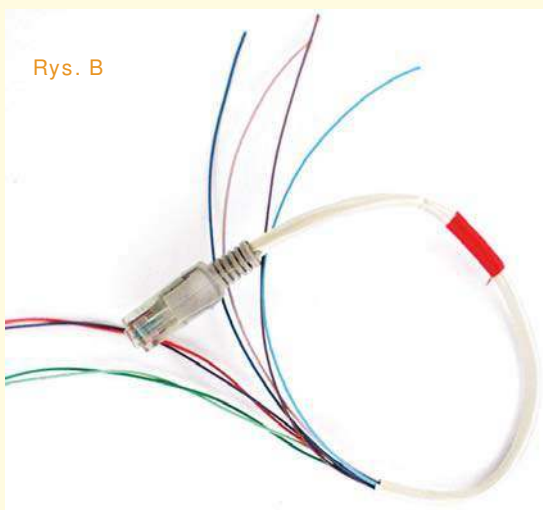
(...) *Cóż, na pewno nie gra wyjątkowo mało czytelny rysunek w zadaniu (...)*

No tak, fotografia ma słabą jakość. I nie ma na to rady, bo takie zdjęcie o małej rozdzielczości zostało nadesłane do redakcji. Choć nie wszystko wyraźnie widać, z powodzeniem można było rozwiązać to zadanie i napisać *co tu nie gra?*

Przed wszystkim na fotografii widać popularną wtyczkę, słusznie czy nie, nazywaną RJ-45 lub 8P8C. Do tego szczegółu wrócimy, ale najważniejsze jest to, że dziś takie wtyczki powszechnie wykorzystywane są w przewodowych sieciach komputerowych LAN. Są montowane na końcach ośmiożyłowego kabla „internetowego”, którym najczęściej jest UTP. Taka czteroparowa skrętka „internetowa” ma określone kolory, zupełnie inne niż na fotografii B.

Oto przykłady typowych odpowiedzi: (...) *Kolorystyka kabli w parach różnicowych jest niepoprawna. Kolory w parach powinny być jak tutaj: [wpiąć w wyszukiwarkę: rj45 kolory].*

(...) *mogę nie mieć racji, ale z tego co wiem, to przewody w kablu RJ-45 są z reguły w tych kolorach: zielony, zielono-biały, pomarańczowy, pomarańczowo-biały, niebieski, niebiesko-biały,*



Rys. B

brązowy, brązowo-biały, a na fotografii widać przewód koloru czerwonego.

Witam, obrazek przedstawia kabel UTP (skrętka) z wtyczką RJ45. Typowy kabel ma 4 pary skręcone o kolorach: niebieski/biały, pomarańczowy/biały, zielony/biały, brązowy/biały. Przedstawiony ma pary o trochę innych kolorach, nie ma pary brązowo-białej i pomarańczowo-białej. Jeden kabelek jest czerwony, którego nie ma w kablu UTP (...)

(...) *Zakładam że jest to kabel Ethernet, tak więc: 1. W każdej parze przewodów powinien być przewód biały. 2. Każda para przewodów powinna być skręcona. 3. Osłonka termokurczliwa zsunęła się?*

Dzień dobry. Poniżej uwagi do Zadania nr 296. O ile można się coś zorientować z załączonego zdjęcia, to wynika z niego, że mamy wtyczkę RJ45 i podłączony „jakiś” przewód, a raczej przewody, które imitują skrętke. To nie jest skrętka. Skrętka ma inne kolory

przewodów parami skręcone ze sobą zgodnie z obowiązującą specyfikacją jak w załączonej tabelce. Pozdrawiam, (...) *powinna być skrętka, która ma przewody parowane.*

Witam, coś na zdjęciu ewidentnie nie gra, albo nie współgra :) Wtyczka wskazywałaby na kabel sieciowy UTP, natomiast kolorystyka żył już niekoniecznie. Miałbym też duże wątpliwości co do tego, czy żyły są prawidłowo poskręcane. Wygląda więc, że jest to jakaś podróbka kabla UTP. Pozdrawiam

Jeden ze stałych uczestników napisał: *Dzień dobry. Jeśli mnie oczy nie mylą, to mamy wtyk RJ45 z kawałkiem kabla, do którego doszukanowano 4 zwykłe przewody, wycinając przedtem 2 pary skrętki i „zabezpieczając” miejsce sztukowania rurką termokurczliwą. Podejrzewam jakiś genialny wynalazek, np. podłączenie dwóch komputerów do jednego gniazdka RJ45 albo coś równie nieprzemyślanego. Miałem w pracy sytuację b. ostrego deficytu gniazdek RJ45, ale zawsze korzystałem ze switchy, a nie jakichś „sztuczek”. Pozdrawiam (...)*

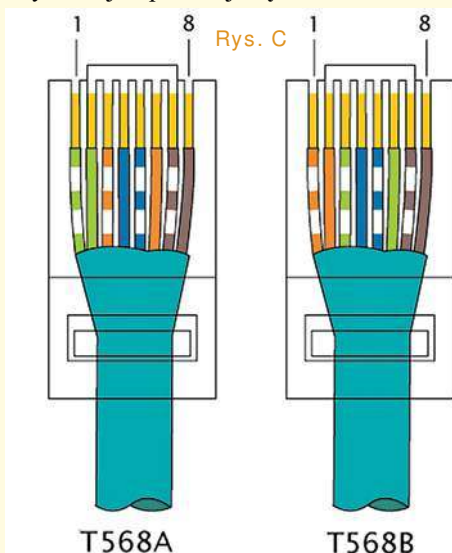
Jeden z uczestników napisał: *Dzień dobry, Na zdjęciu przedstawiono fragment przewodu zakończony wtyczką 8P8C. Może on służyć do obsługi połączenia sieciowego LAN Ethernet lub innego (być może niestandardowego) interfejsu. Problemem jest zastosowanie przewodu alarmowego typu YTDY, w którym poszczególne żyły nie tworzą skrętek. Użycie przewodu UTP zapewniłoby większą odporność na zakłócenia, zwłaszcza przy długich połączeniach. Ponadto w zaprezentowanym rozwiązaniu przewód ośmiożyłowy*



z niewiadomych względów zastąpiony jest dwoma czteryłowymi, które spięto czerwoną opaską. Pozdrawiam

Słusznie założyliście, że wtyczka „ethernetowa” sugeruje, iż kabel też powinien być „ethernetowy”.

A jeżeli tak, to kolory powinny być inne, niż pokazuje fotografia B. Według dokumentów ANSI/TIA/EIA-568, dopuszczalne są dwa sposoby przyporządkowania kolorów żył we wtyczce, jak pokazuje **rysunek C**.



Fotografię wtyczki z numeracją styków pokazuje **fotografia D**.



Jeżeli mamy kabel, który w jednej wtyczce ma układ kolorów według T568A, a z drugiej według T568B, to jest to tak zwany **kabel skrosowany** (crossover cable). Jeżeli z obu stron kabla mamy dwie wtyczki z jednakowym układem kolorów (albo T568A, albo T568B), to mamy tak zwany **kabel nieskrosowany**, prosty (straight through). Obecnie do połączeń w nowoczesnym sprzęcie kable skrosowane nie są potrzebne, ponieważ współczesne urządzenia mają możliwość autokonfiguracji. W każdym razie schemat kolorów z rysunku C ułatwia identyfikację i realizację takich kabli.

No tak, ale kolory to kwestia umowy. Co komu szkodzi, że wykorzystany

zostanie kabel, gdzie izolacja poszczególnych żył ma kolory inne, niż przewidują jakieś tam normy? Czy nie wystarczy, żeby w dwóch wtyczkach żyły o dowolnych kolorach prawidłowo łączyły styki o tych samych numerach?

Oczywiście, prawidłowe połączenie par styków w obu wtyczkach jest konieczne, ale do tego nie są niezbędne kolory według rysunku C.

A na fotografii B mamy tylko jedną wtyczkę, więc trudno w ogóle mówić o prawidłowości połączeń styków we wtyczkach.

Wykorzystanie żył o kolorach „niekanonicznych” byłoby drobnym błędem, wręcz żadnym.

Owszem, na pewno „nie grają kolory”, ale nie to jest głównym problemem.

Część uczestników wspomniała też o skrętce. W kablu „internetowym” osiem przewodów tworzy cztery pary. Każda z tych czterech par to skrętka. Czy żyły są skręcane tylko dla ułatwienia identyfikacji?

Tylko jeden z uczestników stwierdził, że *problemem jest zastosowanie przewodu (...) w którym poszczególne żyły nie tworzą skrętek*. Wspominał, że użycie przewodu UTP, a więc skrętki, zapewniłoby większą odporność na zakłócenia.

To prawda, ale nie cała prawda. Odporność na zakłócenia to tylko jeden z aspektów szerokiego zagadnienia.

Mówiąc najprościej, w symetrycznej skrętce pola elektryczne, magnetyczne i elektromagnetyczne w bardzo dużym stopniu się znoszą. W efekcie dobra skrętka jest bardzo mało wrażliwa na obce zewnętrzne zakłócenia, a także sama wytwarza mało zakłóceń.

Od dziesięcioleci skrętkę wykorzystywano w kablach telefonicznych. Występowały tam niezbyt duże częstotliwości, ale napięcia były małe, rzędu 1 wolta. Skrętka była potrzebna, by minimalizować nie tylko wrażliwość na zewnętrzne zakłócenia, ale i na przesłuchy między poszczególnymi liniami.

Skrętka nie była i nie jest potrzebna na przykład w instalacjach alarmowych, gdzie standardowe poziomy napięcia to 12V, a niewielkie przesłuchy i nawet silne, ale krótkie zakłócenia impulsowe są filtrowane i nie przeszkadzają w pracy systemu alarmowego.

W kablu „internetowym” mamy bardziej złożoną sytuację. Wprawdzie przekazywane tam są sygnały cyfrowe o dość dużych amplitudach, co najmniej rzędu 1 wolta, ale są to sygnały o wysokich czę-

stotliwościach. Dawniej w modemach telekomunikacyjnych szybkość transferu danych była rzędu kilkunastu, potem kilkudziesięciu tysięcy bitów na sekundę (bps). Z upływem lat wprowadzano coraz szybsze sposoby przesyłania informacji cyfrowych. Można przyjąć, że w pierwszych lokalnych sieciach internetowych (LAN) prędkość transmisji danych była rzędu 10 milionów bitów na sekundę, czyli 10Mbps (10Mb/s).

Dziś w sieciach LAN wykorzystujemy urządzenia, z których wszystkie mogą przekazywać dane z szybkością 100Mb/s, a wiele z nich z prędkością 1000Mb/s. I realizują to za pomocą „kablów internetowych”, najczęściej wykorzystując tylko dwie z czterech par dostępnych w kablu UTP i podobnych. Prędkość transferu danych to jedna sprawa, a widmo sygnałów elektrycznych występujących w kablu to drugie. Krótko mówiąc, we współczesnych kablach „komputerowych” przesyłane są sygnały elektryczne o częstotliwościach do 100MHz. A przy tak wysokich częstotliwościach zachodzą różne niekorzystne zjawiska, między innymi sygnały są tłumione, ulegają odbiciom i następują wzajemne przesłuchy między parami żył. Obecność skrętki w takich kablach jest absolutną koniecznością, bo zmniejsza ona przesłuchy. Warto zauważyć, że poszczególne skrętki w kablu UTP mają różny skok (twist rate, pitch), co nie jest przypadkiem.

Ponadto, choć tego nie widać, rozmiary żył i grubość izolacji są tak dobrane, żeby skrętka miała określoną rezystancję falową (100 omów). Pozwala to na obustronne dopasowanie linii i redukcję szkodliwych odbić.

Zastosowanie zamiast takiej precyzyjnie opracowanej skrętki przypadkowego kabelka z prostymi żyłami, jak na fotografii B, jest więc bardzo poważnym błędem! A już na pewno, gdyby taki „bezskrętkowy kabel internetowy” miał być długi – uniemożliwi transmisję.

Wszystkie nadesłane rozwiązania mogłem uznać za prawidłowe, bo każdy z uczestników prawidłowo wskazał przynajmniej jeden błąd – nieprawidłowe kolory.

Nagrody-upominki za zadanie **Nie-Gra296** otrzymują:

Konrad Popek – Stalowa Wola,

Zygmunt Flisak – Opole,

Krzysztof Smoliński – Poznań.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

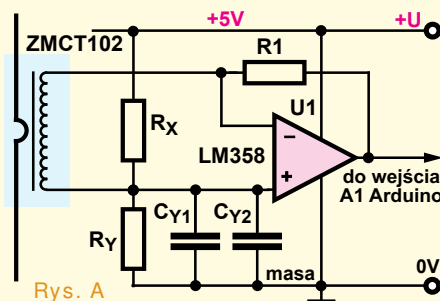
Piotr Górecki

Policz – zadanie 301

Chcemy z wykorzystaniem Arduino i dostępnych gotowych szkieletów zrobić prosty monitor prądu w domowym w gniazdku sieci 230V według **rysunku A**.

W ramach zadania *Policz301* należy:
– **zapropionować wartości rezystorów i kondensatorów w tym układzie.**

Zapraszam do udziału zarówno elektroników doświadczonych, jak i początkujących, którzy jeszcze nie potrafią przeanalizować wszystkich subtelności układu. Z uwagi na specyfikę zadania proszę o podawanie swojego wieku oraz miejsca nauki czy pracy.



Rys. A

Odpowiedź nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Tytuł e-maila powinien zawierać nazwę konkursu i numer zadania oraz Twoje nazwisko (**Policz301_Nazwisko**). *Jeżeli chcesz uczestniczyć w podziale upominków, w e-mailu podaj od razu swój adres pocztowy.* Możesz też jeszcze przysłać rozwiązania zadania *Policz300* z poprzedniego miesiąca.

Policz – rozwiązanie zadania 296

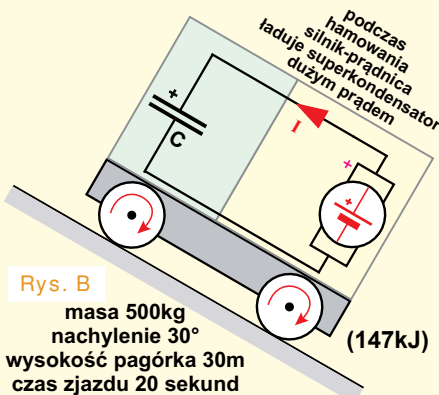
W EdW 10/2020 przedstawione było zadanie *Policz296*, które ściśle związane jest z cyklem artykułów na temat silników elektrycznych prądu stałego i hamowania regeneracyjnego.

Zadanie to brzmiało: *Rozwiązania [wcześniejszych] zadań, dotyczących odzyskiwania energii przy hamowaniu, wykazały, że dostępne akumulatory nie są w stanie przyjąć tak dużego prądu ładowania. Rozwiązaniem mogłyby być wspomagające ten proces superkondensatory, które mogą być ładowane bardzo szybko. Nie wnikając w szczegóły, chcemy oszacować, jaka powinna być pojemność C superkondensatora według bardzo uproszczonego rysunku A, żeby w rozważanym przypadku zgromadził on energię hamowania odzyskowanego, która jak obliczyliśmy, mogłaby sięgnąć 147kJ.*

W ramach zadania *Policz296* należy:
– **oszacować parametry superkondensatora gromadzącego taką energię.**

Zagłębienie się w szczegóły doprowadza do różnych trudnych kwestii, w których łatwo się zaplątać i ugrzęznąć. Jeżeli jednak w szczegóły nie będziemy wnikać, to zadanie okaże się bardzo łatwe, a uzyskane wyniki też okażą się interesujące, cenne i skłaniające do zastanowienia.

W takim bardzo uproszczonym, prymitywnym podejściu po prostu liczymy, jaka pojemność C jest potrzebna, żeby zgromadziła podaną w zadaniu ilość energii ($E=147\text{kJ}$)



Rys. B

Superkondensator też jest kondensatorem, a więc możemy wykorzystać elementarny szkolny wzór:

$$E = 0,5 \cdot C \cdot U^2$$

Sprawność silnika-prądnicy możemy pominąć i po prostu z podanego wzoru obliczyć pojemność C. W zadaniu podana jest energia E równa 147 kilodżuli, a więc 147kJWs, czyli 147000Ws. W zadaniu celowo nie ma informacji o napięciu, więc do dalszych rozważań trzeba przyjąć jakąś rozsądną wartość napięcia, do którego naładowany zostanie (super)kondensator.

Może to być napięcie 12V, ale zapewne bliższe praktyki byłoby napięcie wyższe, na przykład 24V lub 48V, a może nawet jeszcze wyższe. Jak wiadomo, superkondensatory najczęściej mają napięcie nominalne 2,7V, więc niektórzy uczestnicy przytomnie do obliczeń wzięli napięcie, będące wielokrotnością 2,7V.

W każdym razie najprostszy sposób rozwiązania zadania to przekształcenie dodanego wzoru do postaci:

$$C = 2E / U^2$$

$$C = 294000\text{Ws} / U^2$$

Przyjmując różne wartości napięcia U, możemy łatwo obliczyć potrzebne pojemności:

$$U = 2,7\text{V}: C \sim 40000\text{F} = 40\text{kF}$$

$$U = 12\text{V}: C \sim 2000\text{F} = 2\text{kF}$$

$$U = 24\text{V}: C = 510\text{F}$$

$$U = 10 \times 2,7 = 27\text{V}: C = 403\text{F}$$

$$U = 36\text{V}: C = 227\text{F}$$

$$U = 48\text{V}: C = 128\text{F}$$

$$U = 20 \times 2,7 = 54\text{V}: C = 101\text{F}$$

$$U = 60\text{V}: C = 82\text{F}$$

Nieliczni uczestnicy podali mniejsze wartości pojemności, ponieważ chcieli uwzględnić sprawność i do obliczeń podstawili energię mniejszą niż 147kJ (**rysunek C**). Ponieważ w zadaniu należało **oszacować parametry superkondensatora gromadzącego taką energię**, napięcia i pojemności przedstawione powyżej, a także trochę mniejsze, są wystarczającym rozwiązaniem zadania.

W zasadzie tak, ale większość uczestników nie poprzestała na takich najprostszych szkolnych rachunkach. Niektórzy zaproponowali konkretne typy dostępnych w handlu superkondensatorów, najczęściej firmy Maxwell, która produkuje takie kondensatory o pojemnościach do 3000F.

Niektórzy przeprowadzili dodatkowe wyliczenia i analizy, a także wyciągali rozmaite wnioski praktyczne.



Wspaniale!

Właśnie trzy przedstawione zadania *Policz* o tej tematyce miały zwrócić uwagę na praktyczne problemy, jakie występują przy próbie wykorzystania energii dostępnej podczas regeneracyjnego hamowania silników elektrycznych. A tych problemów jest kilka. Zasygnalizujemy przynajmniej niektóre.

I tak część uczestników zadania *Policz296* uwzględniła podany na rysunku czas zjazdu (20 sekund). Jeżeli niewiele myśląc, założymy, że energia 147kWs byłaby przekazywana z prądnicy-silnika do superkondensatora w sposób jednostajny w ciągu tych 20 sekund, to przekazywana moc wynosiłaby:

$$P = E / t$$

$$P = 147\text{kWs} / 20\text{s}$$

$$P = 7,35\text{kW} = 7350\text{W}$$

A to pozwoliłoby obliczyć (niezmienny w czasie) prąd ładowania, który oczywiście byłby zależny od przyjętej wartości napięcia:

$$I = P / U$$

$$I = 7350\text{W} / U$$

$$U = 2,7\text{V}: I = 2722\text{A}$$

$$U = 12\text{V}: I = 613\text{A}$$

$$U = 24\text{V}: I = 306\text{A}$$

$$U = 36\text{V}: I = 204\text{A}$$

$$U = 48\text{V}: I = 153\text{A}$$

$$U = 60\text{V}: I = 123\text{A}$$

W rzeczywistości z różnych powodów prąd ładowania nie będzie przez cały czas jednakowy. Ale już takie proste obliczenia, a właściwie nieprecyzyjne i niezbyt realne szacunki wskazują, że nawet przy zastosowaniu superkonden-

satora mielibyśmy poważny problem praktyczny.

Oto jeden z aspektów problemu dużego prądu. Otóż co jakiś czas, także w zadaniach *Policz*, powraca ważna kwestia grzania się kabli i zależność maksymalnego prądu od średnicy i przekroju kabla. Nie wchodząc w szczegóły, widać, że prądy rzędu kilkuset amperów wymagałyby zastosowanie niepraktycznie grubych kabli.

Jednocześnie z obu zestawów przedstawionych wyliczeń wynika, że korzystniejsza jest praca przy wyższych napięciach, ponieważ mniejsze są wymagane pojemności magazynujące i mniejsze są prądy.

Ogólnie biorąc – tak. Ale wielu dociekliwych uczestników tego zadania słusznie zwróciło uwagę na ukryte, ale bardzo ważne w praktyce aspekty tego zagadnienia.

W zadaniu jest mowa o superkondensatorze. Problem w tym, że z zasady działania, pojedynczy superkondensator ma małe napięcie maksymalne, najczęściej 2,7V. Aby uzyskać zestaw o wyższym napięciu pracy, trzeba w szereg połączyć kilka pojedynczych kondensatorów. A wtedy pojawiają się co najmniej dwa problemy. Po pierwsze, dodatkowo trzeba zastosować jakieś układy elektroniczne (tzw. balansery) zapewniające równomierny rozkład napięcia na ogniwach. A przy prądach rzędu setek amperów nie jest to sprawa ani prosta, ani tania. Po drugie przy szeregowym połączeniu kondensatorów pojemność wypadkowa się zmniejsza. Przykładowo dziesięć jednakowych kondensatorów połączonych w szereg ma napięcie pracy dziesięciokrotnie większe, ale za to dziesięciokrotnie mniejszą pojemność (i dziesięciokrotnie większą rezystancję wewnętrzną). Przykładowo szeregowe połączenie dziesięciu superkondensatorów 3000F / 2,7V da zastaw 300F / 27V, który zgodnie z wcześniejszymi wyliczeniami nie spełnia postawionych warunków zadania.

Dopiero zestaw 15 kondensatorów 3000F / 2,7V spełniłby przyjęte wcześniej warunki zadania, ponieważ miałby pojemność 200F i napięcie maksymalne 40,5V, a to pozwoliłoby zgromadzić energię większą od podanej w zadaniu:

$$E = 164025\text{Ws} (> 147000\text{Ws})$$

Ale ilość gromadzonej energii to nie wszystko. Niektórzy Koledzy jak najbardziej słusznie zwrócili też uwagę na rezystancję wewnętrzną oraz maksymalne prądy ładowania superkondensatorów i ich zestawów, a także na ich ceny.

Jeden ze stałych uczestników napisał: (...) *W sklepie TME nie ma żadnego superkondensatora spełniającego powyższe kryteria, na Farnell również (...) Na Farnell pojemność i napięcie są OK, ale ciągły prąd ładowania jest dwukrotnie mniejszy niż wymagany (...)*

W innym rozwiązaniu znalazłem następujący fragment: (...) *Największy superkondensator, na jaki natrafiłem, to Maxwell BCAP3000. Ma on 3000F pojemności, napięcie 2,7V, wytrzymuje prąd ciągły 147A i waży 510 gramów. Łącząc 14 takich kondensatorów w szereg, otrzymujemy kondensator o pojemności wypadkowej (3000/14 = 214F) i napięciu 37,8V (...)*

To jeszcze nie wszystkie problemy! O najtrudniejszych nawet nie wspomnieliśmy. Nieliczni uczestnicy wspomnieli o niektórych z nich wprost albo niejako otarli się o nie, nie drążąc jednak zagadnienia.

I tak jeden z Kolegów wspomniiał: (...) *Zakładam, że superkondensator jest rozładowany przed zjazdem wózka. (...)*

Inny uczestnik dotarł do sedna ważnego problemu i napisał: (...) *W miarę ładowania/rozładowania kondensatora, napięcie na nim będzie się zmieniać w szerokich granicach. [Napięcie] akumulatora natomiast będzie się wahać w granicach kilku woltów wokół swojego napięcia nominalnego. Będzie potrzebna przetwornica, która będzie w stanie ładować akumulator z kondensatora, którego napięcie będzie spadać.*

Najpierw trzeba przyjąć kilka założeń:
– do jakiego napięcia U_{max} prądnica może naładować kondensator?

– jakie jest minimalne napięcie U_{min} , przy jakim będzie pracować przetwornica ładująca akumulator?

Przyjmuję, że:

– $U_{\text{max}} = 36\text{V}$

– $U_{\text{min}} = 12\text{V}$

– *sprawność prądnicy to 60%*

Przyjmuję też, że kondensator jest wstępnie naładowany do U_{min} i cała energia przekazana przez prądnicę do kondensatora będzie dostępna dla przetwornicy ładującej akumulator.

Energia zgromadzona w kondensatorze wyraża się wzorem: $E = C \cdot U^2 / 2$

Rys. C

$$\text{masa} := 500\text{kg} \quad \text{kJ} := 1000\text{J}$$

$$h := 30\text{m} \quad t := 20\text{s}$$

$$\text{Sprawność energetyczna: } \eta := 50\%$$

$$E_{\text{potencjalna}} := \text{masa} \cdot g \cdot h = 147,1\text{kJ}$$

$$\text{Moc} := \frac{E_{\text{potencjalna}}}{t} = 7,355 \times 10^3 \text{ W}$$

$$U_p := \begin{pmatrix} 24 \\ 36 \\ 48 \end{pmatrix} \text{ V} \quad \begin{array}{l} \text{napięcie prądnicy} \\ \text{i naładowania kondensatora} \end{array}$$

$$I := \frac{\text{Moc} \cdot \eta}{U_p} = \begin{pmatrix} 153,229 \\ 102,153 \\ 76,614 \end{pmatrix} \text{ A} \quad \begin{array}{l} \text{prąd ładowania} \\ \text{kondensatora} \\ \text{dla różnych napięć} \end{array}$$

$$C_{\text{super}} := \frac{2 \cdot E_{\text{potencjalna}} \cdot \eta}{U_p^2}$$

$$C_{\text{super}} = \begin{pmatrix} 255,382 \\ 113,503 \\ 63,845 \end{pmatrix} \text{ F} \quad \text{dla} \quad U_p = \begin{pmatrix} 24 \\ 36 \\ 48 \end{pmatrix} \text{ V}$$



SCC LE Series SuperCapacitors

New Low ESR Cylindrical SuperCapacitors

Rys. D



AVX Part Number	Diameter (mm)	Length (mm)	Rated Capacitance (F)	Capacitance Tolerance	Rated Voltage (V)	Rated Temperature (°C)	DCL Max @ 72 Hrs (μA)	ESR Max @ 1000 Hz (mΩ)	ESR Max @ DC (mΩ)	Peak Current (A)	Power Density (W/kg)	Max Energy (Wh)	Energy Density (Wh/kg)
SCCY71B407SLBLE	35	71	400	+30%/-10%	2.7/2.3*	65/85*	1300	1.3	1.8	313.95	5461	0.4050	4.55
SCCY73B407SLBLE	35	73	400	+30%/-10%	2.7/2.3*	65/85*	1000	1.8	2.5	270.00	3845	0.4050	4.45
SCCY83B507SLBLE	35	83	500	+30%/-10%	2.7/2.3*	65/85*	1500	1	1.6	375.00	5110	0.5063	4.73
SCCY83B607SLBLE	35	83	600	+30%/-10%	2.7/2.3*	65/85*	1500	1	1.6	413.27	5110	0.6075	5.68
SCCY85B607SLBLE	35	85	600	+30%/-10%	2.7/2.3*	65/85*	1500	1.6	1.8	389.42	4459	0.6075	5.57
SCCY1KB707SLBLE	35	105	700	+30%/-10%	2.7/2.3*	65/85*	1900	0.9	1.45	468.98	4986	0.7088	5.86
SCCY1AB857SLBLE	35	115	850	+30%/-10%	2.7/2.3*	65/85*	2200	0.8	1.3	545.13	4547	0.8606	5.82

Energia w dżulach, napięcie w woltach, pojemność w faradach.

A więc energia dostępna w zakresie napięć pracy ładowarki to:

$$C * (U_{max}^2 - U_{min}^2) / 2 = 147000 * 60\%$$

$$C * (36^2 - 12^2) / 2 = 88200$$

$$C * (1296 - 144) / 2 = 88200$$

$$576C = 88200$$

$$C = 153,125 F$$

Z obliczeń wyszło, że kondensator musi mieć co najmniej 153 farady pojemności i wytrzymałość co najmniej 36V (...)

A oto obszernie fragmenty rozwiązania innego stałego uczestnika: (...) Ponieważ musimy przyjąć jakąś wartość napięcia max. baterii kondensatorów, zakładam, że wynosi ono 27V, ponieważ odpowiada napięciu 10 standardowych superkondensatorów i niewiele przekracza bezpieczne napięcie 24V. Po podstawieniu wartości liczbowych [uzyskujemy] $C = 403F$ (przy napięciu 27V).

W (...) nocie katalogowej superkondensatorów [na rysunku D] znajdziemy kondensator o pojemności 700F. 10 takich kondensatorów połączonych szeregowo daje baterię kondensatorów o napięciu 27V i pojemności 70F, czyli TEORETYCZNIE potrzebujemy 6 takich baterii, inaczej 60 superkondensatorów o pojemności 700F każdy, co utworzy baterię kondensatorów o pojemności 420F i napięciu 27V. Ponieważ w nocie katalogowej jest podany maksymalny prąd dla pojedyn-

czego kondensatora równy 480A, nie zostanie on przekroczony dla proponowanego zestawu.

Można policzyć inaczej. Nota katalogowa podaje gęstość energii dla tego typu superkondensatora jako 0,7088Wh dla jednego kondensatora, albo 5,86 Wh/kg, co wynosi odpowiednio 2,55kJ i 21,1kJ/kg. Proste obliczenia dają [wynik] natychmiast: potrzeba co najmniej 58 kondensatorów, w zaokrągleniu 60 sztuk, a ich przybliżona masa to 7kg (!!!!!!!). Wynik szokuje, jeśli porówna się go z masą nawet niewielkiego akumulatora ołowiowego. Niestety, to tylko TEORIA. Oto realne PROBLEMY:

Szeregowe łączenie kondensatorów jest KŁOPOTLIWE.

Powyższe obliczenia przeprowadzono dla ładowania (i rozładowania) kondensatorów od 0V do napięcia znamionowego. Jest to oczywiście nierealne.

Przez analogię do akumulatora ołowiowego możemy przyjąć, że baterię eksploatujemy w zakresie napięć 0,9 Uznamiom do 1,0 Uznamiom. Oznaczałoby to wykorzystanie tylko 19% pojemności teoretycznej (można przyjąć 20%) i wymagałoby 5-krotnego powiększenia zestawu, czyli mielibyśmy 300 superkondensatorów w baterii o napięciu 27V i o pojemności 2100F. Masa takiej baterii to ok. 35kg.

Można przyjąć bardziej agresywne założenia, że baterię eksploatujemy w zakresie napięć 0,5 U do 1,0 U.

Wykorzystujemy wtedy 75% teoretycznej pojemności, komplikuje się jednak trochę układ sterujący ładowaniem, a zwłaszcza rozładowaniem baterii kondensatorów. Taki zestaw wymagałby 80 superkondensatorów, co utworzyłoby baterię o pojemności 560F i napięciu 27V, o masie ok. 9,5kg.

Na koniec – ile to by kosztowało? W sklepie Farnell 1 superkondensator 700F kosztuje 123,93zł przy zakupie ponad 50 sztuk.

W rozwiązaniu pominięto kwestię strat na rezystancji ESR kondensatorów, bo w przypadku realnych zestawów można je szacować na mniejsze od 5% (...)

Katalogowe parametry superkondensatorów Maxwell pokazane są na rysunku E. Ceny zainteresowani mogą znaleźć u dystrybutorów.

Jeszcze inny Kolega przysłał dość obszernie rozważania, z których zamieszczam fragmenty: (...) Obliczenia przeprowadzono w programie Scilab (jest to jeden z darmowych zamienników, a zarazem odpowiedników komercyjnego programu Matlab) (...) Można byłoby przyrównać mechaniczną energię potencjalną wózka do energii elektrycznej zgromadzonej w superkondensatorze (zakładając, że podczas zjazdu wózka cała jego energia potencjalna zamienia się na jego energię kinetyczną, a ta z kolei zamienia się w całości na energię elektryczną zgromadzoną na superkondensatorze) (...) Z kolei inne

Rys. E

 maxwell.com		Rated Voltage (V)	Rated Capacitance (F)	ESR _{DC} (mohm)		Leakage Current (mA)		Max. Continuous Current (A _{RMS})	Stored Energy (Wh) at V _R	Specific Energy (Wh/kg) Gravimetric	Dimensions (mm)		Mass (g)	Terminals			
				Max (10ms)	Typical (10ms)	Max (5s)	Typical (5s)	72 hours, 25°C	ΔT=15°C	ΔT=40°C		Diameter	Length				
DuraBlue® Series		BCAP3000 P270 K04/05 ⁴	2.7	3,000	-	-	0.29	-	5.2	130	210	3.04	6.7	60.4	¹⁶⁶ 144.36	510	Threaded Weldable
		BCAP3400 P270 K04/05 ⁴	2.7	3,400	-	-	0.29	0.22	10	130	210	3.44	7.1	60.4	¹⁶⁶ 144.36	513	Threaded Weldable
		BCAP3400 P285 K04/05 ⁴	2.85	3,400	-	-	0.28	0.22	18	131	211	3.84	7.4	60.4	¹⁶⁶ 144.36	520	Threaded Weldable
		BCAP3400 P300 K04/K05 ^{4,7}	3.0	3,400	-	-	0.24	0.15	12	140	225	4.25	8.57	60.4	¹⁶⁶ 144.36	496	Threaded Weldable
Pseudo-capacitor		PCAP0300 P230 S07 PSHLR-0300C0-002R3	2.3	300	18	13	-	-	0.96	-	-	0.22	9.1	22.0	46.0	24.0	Snap-In

$$\bullet \text{ Maximum Stored Energy, } E_{\max} \text{ (Wh/kg)} = \frac{\frac{1}{2} CV^2}{3,600}$$

$$\bullet \text{ Gravimetric Specific Energy (Wh/kg)} = \frac{E_{\max}}{\text{mass}}$$



dane, z pozoru zbędne, pozwolą obliczyć przyspieszenie, z jakim faktycznie stacza się wózek, a więc oszacować hamującą siłę oporu, generowaną przez silnik elektryczny wózka, pracujący w trybie „prądnicowym”. Iloczyn siły przez przebytą drogę (czyli przez długość pochylni l) pozwoli wyznaczyć pracę, którą można z kolei porównać do energii elektrycznej zgromadzonej na superkondensatorze. Zatem nie cała energia potencjalna wózka zamieni się na energię elektryczną zgromadzoną na superkondensatorze; część tej energii pozostanie w postaci pewnej porcji energii kinetycznej wózka, który zjechał z pochylni (wózek, który zjechał z pochylni, będzie się jeszcze toczył nadal siłą rozpędu). Oto wykaz wzorów, które wykorzystam przy bardziej dokładnym sposobie obliczania: (...) Nie jest to jeszcze rozwiązanie w pełni dokładne. Należałoby jeszcze uwzględnić fakt, że podczas zjazdu wózka zmienia się napięcie ładujące superkondensator. W odróżnieniu od zadania poprzedniego (Policz 291) nie będę układał i próbował rozwiązywać równania różniczkowego opisującego ten proces (bo i tak nie dysponuję wystarczającą liczbą danych, aby rozwiązanie takiego równania „ubrać” w konkretne liczby). Opiszę jedynie słowami, czego należy się spodziewać. Na samym wierzchołku pochylni prędkość wózka jest stosunkowo niewielka (bo dopiero zaczyna się rozpędzać); z drugiej strony superkondensator jest praktycznie rozładowany. Rozładowany superkondensator można z kolei traktować jako zwarcie silnika elektrycznego pracującego w charakterze prądnicy. Zatem napięcie ładowania na tym etapie można uznać za znikomo małe. Podczas ładowania (super)kondensatora natężenie prądu ładującego maleje wykładniczo (chyba że ów kondensator byłby ładowany przez źródło prądowe, wówczas natężenie prądu ładowania pozostawałoby stałe); zatem superkondensator częściowo naładowany w mniejszym stopniu „zwiera” (obciąża) źródło niż superkondensator całkowicie rozładowany. Przy mniejszym prądzie ładowania powinna maleć siła hamowania, generowana przez silnik elektryczny pracujący w trybie „prądnicowym”. Zatem w miarę staczania się wózka powinno rosnąć napięcie ładowania superkondensatora. Zatem energia zgromadzona na superkondensatorze może być faktycznie mniejsza niż w przypadku,

kiedy ów superkondensator był ładowany napięciem o stałej (niezmiennej w czasie) wartości. Wynika stąd wniosek, że oba oszacowania pojemności superkondensatora należy potraktować jako oszacowania „z góry”.

Autor tego rozwiązania stwierdził, że wózek na górze będzie miał małą (albo zerową) prędkość i że podczas zjazdu będzie się rozpędzał. Takie wyobrażenie zgadza się jak najbardziej z codziennym doświadczeniem. Ale my w ramach tego i dwóch podobnych wcześniejszych zadań *Policz*, nie chcemy się zagłębiać we wszystkie szczegóły, tylko zwrócić uwagę, jak duże moce i jak duże prądy występują podczas hamowania odzyskowego. Finalny wniosek jest taki: **hamowanie regeneracyjne to sposób odzyskiwania energii bardzo interesujący, atrakcyjny, ale niestety w praktyce bardzo trudny do zrealizowania.**

Aby dojść do takich wniosków, nie wklamy się w szczegóły, tylko zakładamy, że cała różnica energii potencjalnej na górze i na dole zostanie zamieniona na energię elektryczną. Aby tak było, energia kinetyczna nie powinna wzrosnąć, czyli prędkość zjazdu powinna być stała. A to jest jak najbardziej możliwe. Przecież przy zjeździe z górki samochodem czy rowerem łatwo możemy uzyskać stałą prędkość zjazdu, odpowiednio używając hamulca.

W przypadku hamowania odzyskowego za pomocą silnika elektrycznego też jest to możliwe: mówiąc najprościej, tak będzie wtedy, gdy na bieżąco energia potencjalna będzie zamieniana przez silnik na energię elektryczną.

Łatwo powiedzieć! Ale przecież w prostym układzie według rysunku B nie widać żadnego regulatora! Jest to więc nierealny, skrajnie uproszczony przykład, w którym interesuje nas tylko, jakiego rzędu pojemności superkondensatora wchodzi w grę.

Autor zacytowanego e-maila słusznie stwierdza, że rozładowany superkondensator można z kolei traktować jako zwarcie silnika elektrycznego pracującego w charakterze prądnicy.

No właśnie! Czyli dołączenie do silnika pustego superkondensatora na szczycie wzgórza bardzo silnie zahamowałoby pojazd! Gdyby wcześniej poruszał się on z jakąś prędkością, to po nagłym dołączeniu do silnika pustego (super)kondensatora, pojazd „stanąłby dęba”. Trzeba pamiętać, że w prostym silniku elektrycznym napięcie wytwarzane przez silnik-prądnicę

podczas zjazdu jest wprost proporcjonalne do prędkości.

Wszystko to prowadzi nas do słusznego wniosku, że podczas jazdy superkondensator nigdy nie będzie rozładowany do zera. A to tylko komplikuje sytuację i wskazuje, że potrzebna jest jeszcze większa pojemność C . Wskazuje też, że w praktycznym zastosowaniu wręcz niezbędny jest jakiś regulator, a konkretnie przetwornica impulsowa, która może przekazywać energię w obu kierunkach. A czy nie można prościej? Czy można dołączyć „superkondensator wspomagający” równolegle do akumulatora?

Oczywiście, że tak! Można!

Tylko czy ma to sens?

Raczej nie! Otóż kondensator, który gromadzi energię w polu elektrycznym, zachowuje się zupełnie inaczej niż akumulator, gromadzący energię we wiązańach chemicznych. Przy równoległym połączeniu to akumulator będzie decydował o napięciu.

Jeżeli równolegle do akumulatora dołączymy (super)kondensator, który przy napięciu U gromadzi jakąś porcję energii (E), to jeżeli napięcie zmieni się o 5%, powiedzmy z 0,95U do 1,0U, to energia kondensatora zmieni się z 0,9025E do 1,0E, czyli praktycznie o 10% całkowitej energii, jaką może zgromadzić ten kondensator.

Gdy jest on naładowany do pełnego napięcia U , to gromadzi jakąś porcję energii: $E = 0,5 \cdot C \cdot U^2$

Gdy panuje na nim napięcie 0,5U, to zawiera on 25% maksymalnej energii: $0,5 \cdot C \cdot (0,5 \cdot U)^2 = 0,5 \cdot C \cdot 0,25U^2 = 0,25E$

Dobrą wiadomością jest tylko ta, że przy obniżeniu napięcia z U do 0,5U, z (super)kondensatora uzyskujemy 75% zgromadzonej w nim energii. Ale napięcie spada o połowę, czyli dużo więcej niż w akumulatorach. To jest poważny problem, który wymusza stosowanie odpowiednich przetwornic do współpracy z superkondensatorami.

Wszystkie nadesłane rozwiązania mogłem uznać za prawidłowe. Tym razem w żadnej z prac nie było błędów rachunkowych, które przy dobrych założeniach dałyby nierealne wyniki. Nagrody-upominki za zadanie **Policz296** otrzymują:

Andrzej Nowicki – Warszawa,

Jacek Konieczny – Poznań,

Circuit Chaos – Warszawa.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki

Z potrzeby chwili... MAX232 w roli przetwornicy napięcia, czyli XY-Plotter konwerter

W cyklu „Z potrzeby chwili...” przedstawiane są opisy układów, urządzeń i instalacji elektronicznych, które powstały szybko dla zaspokojenia konkretnych potrzeb i te potrzeby zaspokoili. Szybki proces powstawania zwykle oznacza, że urządzenie nie jest do końca dopracowane i że w przyszłości może być lub będzie ulepszone, co też może zostać opisane w jednym z następnych numerów EdW. Zachęcamy do nadsyłania tego rodzaju materiałów do publikacji!

Konwerter sygnału analogowego XY na cyfrowy obraz pokazuje, że popularny układ scalony MAX232 świetnie sprawdza się w roli prostej przetwornicy, dostarczając symetrycznego napięcia np. do zasilania wzmacniacza operacyjnego.

Układ powstał z potrzeby chwili: podczas pisania artykułu do EdW trzeba było jakoś zarejestrować przebiegi z oscyloskopu. Posiadany Tektronix 2224 jest oscyloskopem analogowo-cyfrowym, ale dość wiekowym i w podstawowej konfiguracji nie ma żadnych współczesnych interfejsów pozwalających na połączenie go z komputerem. Za to ma wyjście na XY-Plotter. Opisany dalej układ służy do przesyłania do komputera obrazu – przebiegów z ekranu oscyloskopu lub innego urządzenia, wyposażonego w interfejs do podłączenia analogowego plotera XY. Obraz jest przesyłany przez złącze szeregowo RS232 w formacie pliku graficznego HPGL. Na początek wyjaśnienie dla najmłodszych Czytelników: cóż to jest ten „XY-Plotter?”. To urządzenie, które rysuje pisakiem po kartce papieru – **fotografia 1** (https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Hp_9862a.jpg).

Pisak przemieszczany jest przez serwomechanizm wzdłuż prowadnicy, którą drugie serwo przesuwają w kierunku prostopadłym do prowadnicy, tworząc w ten sposób osie przesuwu X i Y (stąd nazwa urządzenia). Położenie prowadnicy i pisaka zależy od wartości napięcia podanego na serwomechanizmy. Napięcia te zmieniają się w zakresie $\pm 2,5V$. Podnoszeniem i opuszczaniem pisaka na kartkę steruje elektromagnes załączany

bezpośrednio przekaznikiem w urządzeniu wysyłającym sygnał. Zainteresowani mogą tego typu ploter zobaczyć w akcji na filmie pod linkiem:

<https://www.youtube.com/watch?v=BMVq8vuH4sw>.

Do przesłania takich analogowych sygnałów do komputera powstał układ, którego schemat przedstawia **rysunek 2**. Głównym elementem są tu przetworniki ADC zawarte w procesorze ATmega8 (IC1 na schemacie). Wymagają one napięcie wejściowych dodatków z zakresu $0 \div 5V$, więc napięcia wyjściowe $\pm 2,5V$ z oscyloskopu trzeba „przesunąć” do tego zakresu. Służą do tego wzmacniacze operacyjne IC2A i IC2B z układu TL072. Napięcia z wejść SYGNAŁ-X(Y) są sumowane na wejściach dodatków wzmacniaczy z napięciem z regulatora napięcia LM1117 (IC5). Potencjometrem PR1 ustala się wartość tego napięcia. Potencjometrami PR2 i PR3 ustala się wzmocnienie tak, by napięcia na wyjściach wzmacniaczy nie przekroczyły wartości 5V. Na wypadek pomyłki wejścia procesora IC1 zabezpieczone są diodami Zenera D1...D4. Stan styków



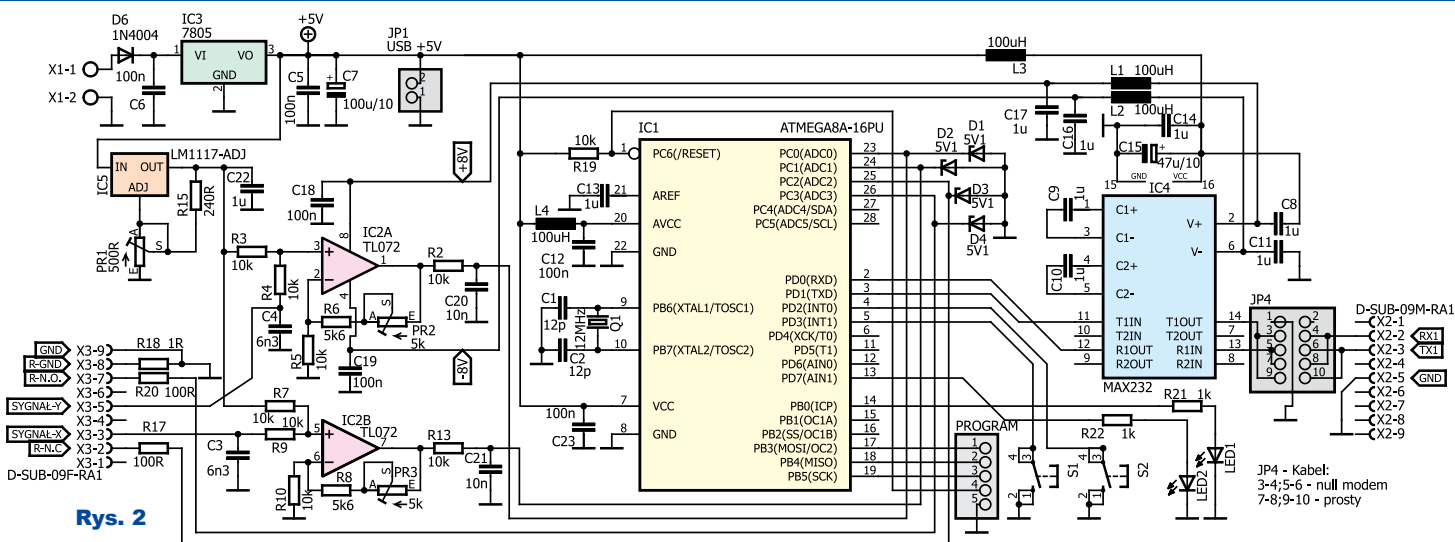
przekaznika sprawdzany jest na portach PC2 lub PC3 procesora. Dioda LED1 sygnalizuje gotowość układu do konwersji. Dioda LED2 miga podczas transmisji. Przyciski S1 i S2 nie są wykorzystane w ostatecznej wersji programu.

Do komunikacji z komputerem PC wykorzystano najłatwiejszy w implementacji sposób, czyli interfejs szeregowy procesora ATmega8 (porty RX, TX), bowiem każdy system operacyjny natywnie obsługuje port szeregowy, a do zapisu przesyłanych danych do pliku wystarczy komenda z wiersza poleceń. Aby dostosować poziomy napięcie do wymagań standardu RS232, zastosowano popularny i tani konwerter MAX232 (IC4). Bez żadnych zmian można też wykorzystać nowszy MAX202.

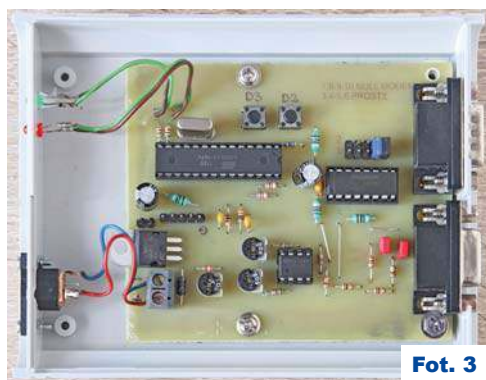
Przyjęto, że układ będzie zasilany z portu USB napięciem +5V, skoro takiego wymaga procesor, a całość i tak podłączamy do komputera. Tak, ale wzmacniacze operacyjne TL072 do poprawnej pracy w tym układzie wymagają dodatkowego napięcia zasilającego wyższego od 5V a ujemnego niższego niż 0V.

I tu przyszedł pomysł, by wykorzystać MAX232 w sposób podwójny. Układ, by mógł konwertować poziomy napięcie sygnałów logicznych, ma wbudowane przetwornice (pompki ładunkowe) dostarczające napięcie symetrycznych $\pm 8V$. Napięcia te są dostępne na nóżkach układu V+ i V- (piny 2 i 6), i zostały wykorzystane do zasilenia wzmacniaczy operacyjnych. Wydajność prądowa przetwornicy to około 20mA, co wystarcza z zapasem do zasilenia jednego układu TL072. Pod warunkiem że równocześnie z konwersją napięcie nie odbywa się transmisja danych, gdyż zależnie od obciążenia, jakie stanowi port COM w komputerze, może ona wywoływać wahania napięć $\pm 8V$ i zakłócać pracę wzmacniaczy.

W celu lepszej filtracji napięć z przetwornic zastosowano filtry LC z dławików osiowych L1, L2 oraz kondensatorów



Rys. 2



Fot. 3

C16, C17, które w wystarczającym stopniu eliminują wszelkie zakłócenia. Również konwertery ADC procesora zasilane są poprzez filtr (L4, C12).

Do zasilania układu z portu USB stosowny kabel z wtyczką USB podłącza się do złącza JP1. Na płytce znalazł się także regulator +5V – IC3 (LM7805) co pozwala zasilać układ z dowolnego zasilacza o napięciu z zakresu 8...24V.

Montaż i uruchomienie

Układ został wykonany z tego, co było pod ręką, część elementów jest w wersji SMD, a pozostałe przewlekane. Całość umieszczono w obudowie Z91J, jak pokazuje fotografia 3. Rysunki 4a i 4b przedstawiają płytkę z elementami.

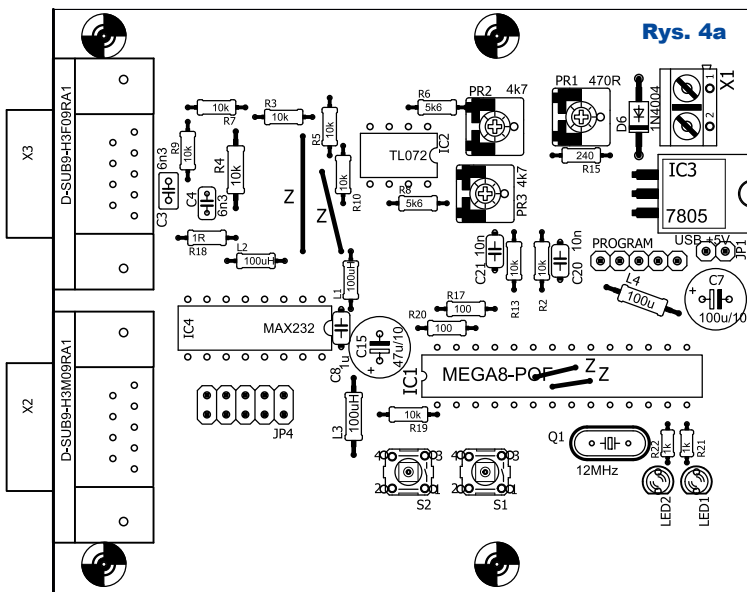
Montaż rozpoczynamy od wlutowania dwóch zworek pod podstawką procesora. Resztę elementów można montować w dowolnej kolejności.

Uruchomienie układu: Potencjometr PR1 należy tak ustawić, by przy minimalnym napięciu, jakie może wystąpić na wejściach SYGNAŁ-X i SYGNAŁ-Y, napięcie na wyjściach wzmacniaczy (IC2, nożyki 1 i 7) było nieznacznie powyżej 0V. Przy maksymalnym napięciu, jakie może wystąpić na wejściach SYGNAŁ-X i SYGNAŁ-Y, ustawiamy potencjometrami PR2 i PR3 napięcia na wyjściach IC2 nie większe od 5V. Obie nastawy wpływają na siebie, więc regulację należy powtórzyć kilkakrotnie do uzyskania właściwych napięć.

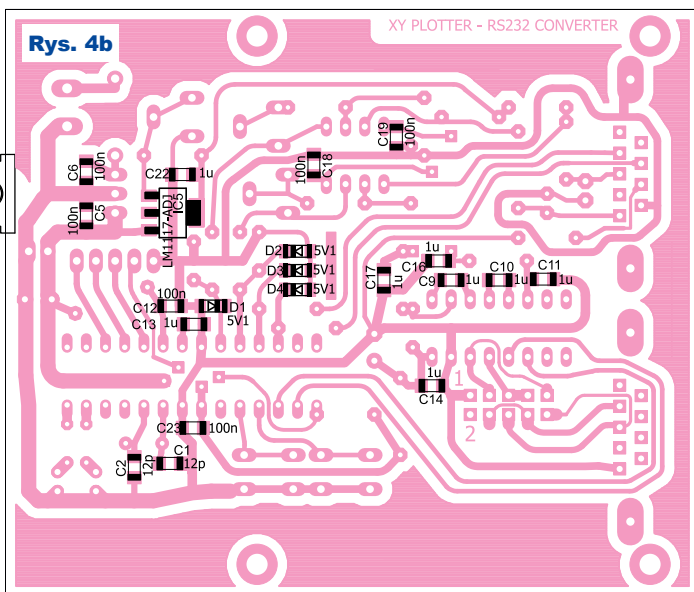
Następnie montujemy i programujemy procesor. Zworkami na złączu JP4 ustalamy, jaki typ kabla będzie zastosowany do połączenia z komputerem, do wyboru jest typ prosty lub tzw. „null modem” ze skrzyżowanymi liniami RX, TX.

Odbiór danych na komputerze.

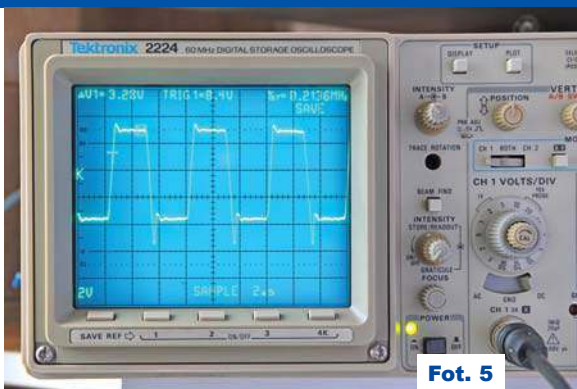
Konfiguracja transmisji w programie: *prędkość 76800bit/s; 8 bitów danych; 1 bit STOP; brak bitu parzystości; brak sterowania przepływem.* W Windows dane można odebrać za pomocą komend wiersza poleceń, ale zdecydowanie wygodniej jest użyć dowolnego programu emulującego terminal, np. bezpłatnego PUTTY. W programie ustawiamy odpowiedni port COM, włączamy zapis do pliku transmitowanych znaków drukowalnych (*Logging, printable output*) i wskazujemy plik do zapisu, nadając mu rozszerzenie HPGL lub PLT. Do szybkiego podglądu i konwersji plików HPGL można wykorzystać bezpłatny program



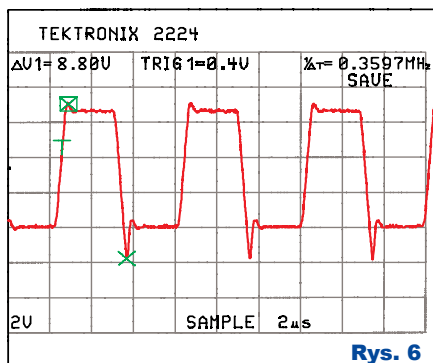
Rys. 4a



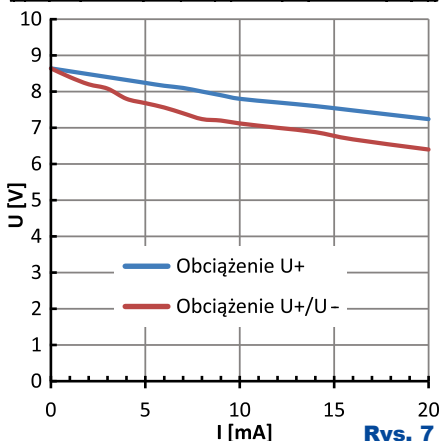
Rys. 4b



Fot. 5



Rys. 6



Rys. 7

CERN Designer viewer (<http://cern.ch/hpglview/>). Pliki w tym formacie importują również popularne programy Corel Draw czy Inkscape.

Obsługa konwertera: Po włączeniu napięcia zasilającego konwerter jego program wysłane na terminal skróconą instrukcję obsługi. Włączamy logowanie

sesji do pliku. Wciskamy klawisz „p” na terminalu (program wysłane nagłówek pliku) i uruchamiamy plotowanie na oscyloskopie. Po zakończeniu wciskamy „s” na terminalu. Jeśli używamy PUTTY, to pamiętajmy o wyłączeniu logowania w emulatorze terminalu, bez tego plik jest zablokowany, a niektóre programy (np. Corel) go nie zaimportują.

Fotografia 5 i rysunek 6 przedstawiają efekty pracy urządzenia.

Jak widać, układ działa poprawnie, ale czy jest sens stosowania układu **MAX232** w roli przetwornicy napięcia?

Na pewno tak, jeśli nie mamy nic lepszego pod ręką i potrzebujemy tylko kilku miliamperów podwyższonego lub symetrycznego napięcia. Zaletą układu **MAX232** i pokrewnych jest wytwarzanie napięć symetrycznych z pojedynczego napięcia zasilającego oraz to, że nie potrzebuje on elementów indukcyjnych. Niewątpliwą wadą jest niska wydajność prądowa. Producent nie podaje charakterystyk obciążenia dla przetwornic, lecz wg noty katalogowej prąd zwarcia każdego z wyjść TX1, TX2 wynosi 10mA, co oznacza, że przetwornice powinny wytrzymać obciążenie prądem co najmniej 20mA. Do takiego prądu zmierzono charakterystyki prądowo-napięciowe przy obciążeniu jednej i obu przetwornic (rysunek 7).

Firmware: Program dla procesora został napisany w środowisku BASCOM. Jest bardzo prosty, całość sprowadza się do kilku zadań wykonywanych w pętli. Najpierw sprawdzane jest czy pisak jest opuszczony (zwarte do masy wejście R-N.O.). Potem następuje próbkowanie napięć X i Y, a następnie wysyłanie odczytanych wartości przez port szeregowy. Nie są wykorzystywane bufory sprzętowe, przez co transmisja danych nie zakłóca pomiarów napięć, gdyż program działa sekwencyjnie. Dane są wysyłane w formacie pliku HPGL. To chyba naj-

Wykaz elementów

C1,C2	12÷24pF SMD1206
C3,C4	6,3nF
C5,C6	100nF SMD1206
C7	100μF/10V elektrolityczny
C8	1μF/50V
C9,C10,C11,C13,C14,C16,C17,C22	1μF/50V SMD 1206
C12,C18,C19,C23	100nF/50V SMD 1206
C15	47μF/10V elektrolityczny
C20,C21	10nF/50V
D1,D2,D3,D4	ZENER C5V1 SMD SOD80C
D6	1N4004 (dowolna dioda prostownicza)
LED1,LED2	dowolna dioda LED

Rezystory 0,125W:

R2,R3,R4,R5,R7,R9,R10,R13,R19	10kΩ
R6,R8	5,6kΩ
R15	240Ω
R17,R20	100Ω
R18	1Ω
R21,R22	1kΩ
PR1	500Ω CA6V lub RM65
PR2,PR3	5kΩ CA6V lub RM65
IC1	ATMEGA8A-16PU DIL-28
IC2	TL072 DIL-08
IC3	LM7805 TO220
IC4	MAX232 DIL16 (lub MAX202, ST232x itp.)
IC5	LM1117-ADJ SMD SOT223
JP1	goldpin 1X02 PIN
JP4	goldpin 2X05 PIN
PROGRAM	goldpin 1X5 PIN
L1,L2,L3,L4	100uH dławik osiowy
Q1	12MHz rezonator kwarcowy HC49/S
S1,S2	przycisk Tact/Omron B3F-10XX
X1	listwa zaciskowa AK500/2
X2	gniazdo D-SUB9-09M-RA1
X3	gniazdo D-SUB9-09F-RA1

Prostszym odczytuje napięcia z konwerterów ADC w trybie 10-bitowym, toteż rozdzielczość obrazu w osi Y jest większa niż rozdzielczość przetworników AD w oscyloskopie (które są 8-bitowe). W osi X szybkość próbkowania zależy od prędkości transmisji po złączu szeregowym, gdyż transmisja zajmuje większość czasu procesora (konwersja AD to kilkadziesiąt cykli, a transmisja to kilka tysięcy cykli zegara taktującego). Przy prędkości 76800bit/s i maksymalnej prędkości plotowania ustawionej na oscyloskopie uzyskuje się ponad 1000 próbek sygnału na szerokości obrazu, czyli tyle, co zapamiętuje oscyloskop, gdyż jego pamięć to zaledwie 1kB.

W Elportalu w materiałach dodatkowych do tego numeru EdW znajduje się kod źródłowy programu oraz wersja skompilowana, a także schemat układu oraz PCB w plikach programu Eagle i PDF.

Tomasz Sukiennik
edw@tom.vpro.pl

Komenda	Opis	Tabela 1	Składnia
IN	Inicjowanie urządzenia		IN;
IP	Inicjowanie skalowania i punktu początkowego do wartości domyślnych urządzenia		IP;
SP	Wybór numeru pisaka (odpowiada to kolorowi i/lub grubości linii)		SP1; ÷ SP8;
PU	Podniesienie pisaka i przemieszczenie do współrzędnych X, Y		PUX,Y; PUX1,Y1,X2,Y2,X3,Y3 ...;
PD	Opuszczenie pisaka i przemieszczenie do współrzędnych X, Y		PDX,Y; PDX1,Y1,X2,Y2,X3,Y3 ...;

Z potrzeby chwili... Zasilacz z elektronicznym bezpiecznikiem

W cyklu „Z potrzeby chwili...” przedstawiamy opisy układów, urządzeń i instalacji elektronicznych, które powstały szybko dla zaspokojenia konkretnych potrzeb i te potrzeby zaspokoili. Szybki proces powstawania zwykle oznacza, że urządzenie nie jest do końca dopracowane i że w przyszłości może być lub będzie ulepszone, co też może zostać opisane w EdW. Zachęcamy do nadsyłania tego rodzaju materiałów do publikacji.

Przystawka do dowolnego transformatora o napięciu już od 10VAC, prostująca i filtrująca napięcie, wyposażona w regulowany bezpiecznik zabezpieczający wyjście przed zwarciami i przeciążeniami. Wyświetla napięcie, prąd, pobieraną moc, maksymalny zarejestrowany prąd i parametry bezpiecznika.

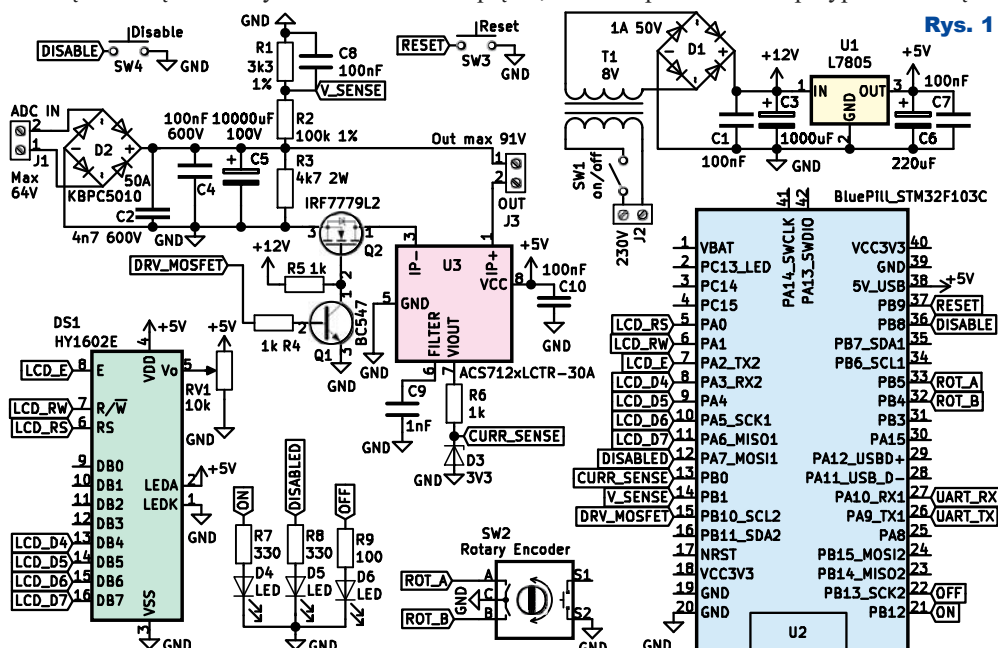
Opisywanej przystawki używam w połączeniu z moim modulem uruchomieniowym, opublikowanym w EdW 12/2018 (str. 66). Moduł uruchomieniowy jest transformatorem z odczepami co ok 12–13V. Jednak prezentowane teraz urządzenie może współpracować z dowolnym transformatorem sieciowym lub nawet innymi źródłami prądu zmiennego lub

stałego takimi jak np. akumulatory. Pomysł zrodził się, gdy nie miałem zasilacza prądu stałego o napięciu rzędu 80V o dużej wydajności prądowej z konfigurowalnym bezpiecznikiem, ponieważ wykonuję różnego rodzaju eksperymenty z silnikami BLDC. A ponieważ tradycyjnie czasu nie było za dużo, powstał projekt „z potrzeby chwili”. Bez płytki drukowanej, „na pająka”. Maksymalne napięcie na wyjściu to ok. 85V (głównym ograniczeniem są użyte kondensatory filtrujące 100V). Bezpiecznik można konfigurować, mając do dyspozycji czas zwłoki od 0 ms do 1000ms, prąd zadziałania od 0,5A do 30A i prąd zadziałania natychmiastowego (działanie bezzwłoczne) od 0,5A do 30A. Można również wyłączyć bezpiecznik, jeśli zajdzie taka potrzeba. Ustawione parametry bezpiecznika są zapamiętywane pomiędzy kolejnymi uruchomieniami urządzenia. Urządzenie wyświetla aktualne napięcie,

przepływający prąd i przelicza aktualny pobór mocy przez odbiornik. Dodatkowo pokazywana jest aktualna konfiguracja bezpiecznika, a w przypadku zadziałania pokazany jest maksymalny prąd, jaki został zarejestrowany.

Opis układu

Schemat ideowy pokazany jest na rysunku 1. Do złącza J1 podpinamy uzwojenie wtórne transformatora mocy. Napięcie z transformatora podawane jest na mostek prostowniczy D2 i potem filtrowane przez kondensatory C2, C4 i C5. Duża pojemność C5 podyktowana jest chęcią uzyskania dobrej filtracji podczas większych obciążeniach rzędu kilku lub kilkunastu amperów oraz w przypadku obciążen



Rys. 1



wynikające z włączania/wyłączania bezpiecznika są pomijalnie małe. Q2 może być niemal dowolnym tranzystorem MOSFET z kanałem N, trzeba tylko zadbać o odpowiednią wydajność prądową i maksymalne napięcie U_{DS} . Warto wspomnieć, że ze względu na dużą pojemność C5, prądy zwarcia mogą osiągać znaczne wartości dochodzące do kilkudziesięciu amperów. Jeśli źródłem napięcia będą zespoły baterii wysokoprądowych (np. baterie Li-Ion), to prądy zwarcia mogą sięgać setek amperów. Uwagi te należy wziąć pod uwagę podczas doboru tranzystora Q2. Ostatnim elementem na torze prądowym jest czujnik natężenia prądu U3 ACS71230. Niestety w szufladzie była wersja

o charakterze impulsowym. Następnym elementem jest tranzystor MOSFET Q2 występujący w charakterze klucza, którym steruje logika bezpiecznika. Widoczny na fotografiach radiator jest w zasadzie zbędny, ponieważ Q2 jest przez zdecydowaną większość czasu albo w pełni otwarty, albo zamknięty. Straty

bipolarna, co jest tutaj wręcz przeszkodą – ogranicza nieco dokładność pomiarów, ponieważ interesująca nas część sygnału wyjściowego, oznaczającego aktualnie płynący prąd, mieści się w zakresie od 0,5V do 2,5V zamiast od 0,5V do 3,3V.

Za pomiar napięcia i prądu odpowiedzialny jest mikrokontroler STM32F103.

Informacje wyświetlane są na popularnym wyświetlaczu LCD 16×2. Mikrokontroler mierzy napięcie i natężenie co 1ms. Za każdym razem sprawdzane jest, czy zachodzą warunki potrzebne do zadziałania bezpiecznika. Jeśli np. zwłoka ustawiona jest na 25ms i limit na 5A, to do zadziałania bezpiecznika potrzebne jest przekroczenie limitu przez dwadzieścia pięć pomiarów z rzędu. Tutaj należy pamiętać, że jeśli nastąpi nawet chwilowy spadek natężenia poniżej 5A, to odliczanie zaczyna się od nowa. Może to być niepożądane, szczególnie w przypadku obciążeń o charakterze impulsowym. Dlatego został wprowadzony „limit nieprzekraczalny”, który również jest konfigurowalny; np. jeśli ustawimy ten limit na 15A, to jeśli chociaż raz zostanie zmierzony pobór większy od tej wartości, to nastąpi zadziałanie bezpiecznika. „Li-

mit nieprzekraczalny” jest zawsze aktywny i nie da się go wyłączyć.

Bezpiecznik konfigurujemy enkodem i wbudowanym przyciskiem. Dwa dodatkowe przyciski służą do wyłączenia bezpiecznika i resetowania po zadziałaniu. Diody sygnalizują stan „gotowy”, „wyłączony”, „przepalony”. Po zadziałaniu bezpiecznika wyświetlana jest maksymalna wartość zmierzonego prądu. Kod źródłowy jest dostępny tutaj: https://github.com/rrowniak/fuse_project.

W Elportalu wśród materiałów dodatkowych do tego numeru dostępna jest dokumentacja modułu, schemat i dodatkowe fotografie.

Ze względu na chęć uzyskania efektów w bardzo krótkim czasie, układ został zmontowany w sposób przestrzenny bez płytki drukowanej.

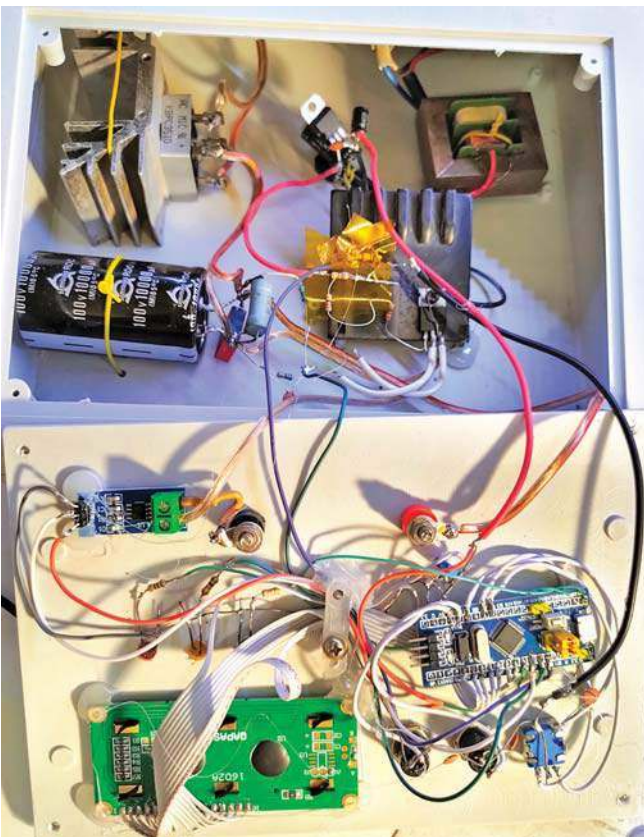
Dodatkowego komentarza wymaga użycie tranzystora MOSFET (Q2) jako elementu aktywnego w bezpieczniku. Jak już wspomniałem, należy dokładnie przeanalizować swoje potrzeby i zastanowić się nad parametrami zastosowanego tranzystora. Uszkodzenia tranzystorów MOSFET często objawiają się stałym zwarcie źródła z drenem, co powoduje brak możliwości przerwania obwodu. Innymi słowy, sytuacja bardzo niepożądana w bezpieczniku elektronicznym. Problem ten można zminimalizować przez dobór tranzystora o odpowiednio nadmiarowych parametrach lub użycie kilku identycznych tranzystorów połączonych równolegle. Innym sposobem byłoby włączenie w obwód przekładnika, który byłby załączany nieco wcześniej i odłączany nieco później. Jednak te sposoby komplikują nieco projekt, który miał być z założenia jak najprostszy.

W takim urządzeniu nie jest konieczny hallotronowy czujnik prądu z izolacją galwaniczną. Prostsze i dokładniejsze byłoby wykorzystanie jednego rezystora szeregowego i pojedynczego, odpowiednio precyzyjnego wzmacniacza operacyjnego, który wzmocni sygnał z takiego czujnika prądu. Takiego bardzo precyzyjnego wzmacniacza operacyjnego nie miałem. Z rezystorem pomiarowym o odpowiednio małej oporności i znacznej obciążalności też byłby lekki kłopot. Projekt powstał z potrzeby chwili, dlatego ucierpiała faza projektowania i dogłębnego przemyślenia tematyki. Bardziej liczyło się to, co zalega w szufladzie – tutaj akurat znalazł się gotowy moduł Arduino :)

Rafał Równiak

rrowniak@gmail.com

www.rrowniak.com



Lampowy magnetofon szpulowy

Charakterystyka popularnych magnetofonów

część 2

W poprzednim odcinku omówiliśmy przystawki magnetofonowe oraz pierwszy na krajowym rynku, importowany z NRD „Smaragd” („Smaragd”). Doszliśmy do wersji BG20-3. Następny z serii „Smaragdów” dostępny w Polsce to BG20-5. Modelu BG20-4 nigdy nie spotkałem, więc albo nie był wcale sprowadzany, albo w śladowych ilościach. BG20-5 miał konstrukcję znacznie odbiegającą od poprzednich. W stopniu wejściowym zastosowano lampę ECC83, a w stopniu napięciowym i końcowym ECL82. Układ korekcji był podobny jak w BG20-3, lecz cały układ elektryczny został trochę uproszczony. Zastosowanie ulepszonej głowicy oraz dobranie właściwej korekcji umożliwiło uzyskanie szerszego pasma częstotliwości. Przy zastosowaniu taśmy CH przy prędkości 9,53cm/s pozwalał uzyskać nagranie o szerokości pasma 60...10000Hz, a przy prędkości 19,05cm/s – 60...15000Hz.

Ostatni z serii i najlepszy był „Smaragd” BG20-6. W tym magnetofonie widać wiele zmian, które jeszcze bardziej poprawiły parametry. Po pierwsze, zastosowano metodą obwodów drukowanych, co znacznie uprościło montaż i poprawiło odporność na wstrząsy i sprzężenia.

Po drugie, jako wzmacniacz napięciowy i korekcyjny zastosowano lampę ECC83, a w stopniu końcowym lampę EL95. W stopniu wejściowym wrócono do lampy EF86 – najlepszej możliwej. Jako wskaźnikysterowania zastosowano lampę EM84 oraz nowszy, dziesiętny licznik przebiegu taśmy. Zastosowanie ulepszonej głowicy, częstotliwości prądu kasowania i podkładu 85kHz oraz taśmy ORWO CR pozwoliło uzyskać jeszcze lepsze parametry. Przy prędkości 9,35cm/s – 60...11000Hz, a przy 19,05cm/s – 60...18000Hz. W obydwóch ostatnich modelach wyeliminowano filtr zasilający napięciem stałym żarzenie pierwszej lampy, a żarzenie zasilano z osobnego uzwojenia symetryzowanego do masy opornikiem nastawnym 500Ω. Te zmiany oraz zastosowanie

znacznie lżejszej obudowy (skrzynki) pozwoliło zmniejszyć ciężar magnetofonu z 18kg do 14kg.

W latach 1958–63 zaczęto sprowadzać do Polski magnetofony KB100 i KB100 II produkcji DDR. Były mniejsze i trochę lżejsze od „Smaragdów” i sprzedawane z pokrowcem zaopatrzonym w pasek do przenoszenia na ramieniu. Ważyły 13kg, a różniły się obsadą lamp, układem elektrycznym i częstotliwością prądu podkładu i kasowania: KB100 – 60kHz, a KB100II – 75kHz. KB100 miał lampy 2×ECC83, EC92, EL84, EM83 i w zasilaczu EZ80 lub prostownik selenowy. KB100 II miał lampy 2×ECC83, EL95 i EM83, a w zasilaczu prostownik selenowy napięcia anodowego i prostownik selenowy żarzenia lampy pierwszej. Obydwa modele miały silnik synchroniczny dwubiegowy i dwie prędkości przesuwu: 9,53cm/s i 4,76cm/s. Przenoszone pasmo częstotliwości dla 9,53cm/s wynosiło 60...10000Hz, a dla 4,76cm/s – 60...5000Hz. Obydwa modele miały też zegarowy licznik przebiegu taśmy (inny niż „Smaragdy”) i klawiszowy wciskany pionowo przełącznik rodzaju pracy. Magnetofony typu KB100 nie były zbyt popularne, gdyż jakością i skomplikowaną obsługą ustępowały „Smaragdom”. Do ciekawostek należy zastosowanie jako wskaźnikaysterowania dwusystemowej lampy EM83.

Ostatnim magnetofonem sprowadzanym z Niemiec był BG23 i wersja BG23-2. Aparaty te miały jedną prędkość przesuwu 9,53cm/s, sprzęgła elektryczne i elektromagnes wykonawczy. Częstotliwość prądu podkładu i kasowania 66kHz, a pasmo przenoszenia 60...12000Hz przy stosowaniu taśmy ORWO CF. BG23-2 miał obwody drukowane i plastikową skrzynkę. Ważył 9,5kg. Obydwa modele pracowały na lampach ECC83, ECL81 i EM84. Były magnetofonami dość popularnymi, lecz jakością ustępowały „Smaragdom” i często trafiały do serwisu.

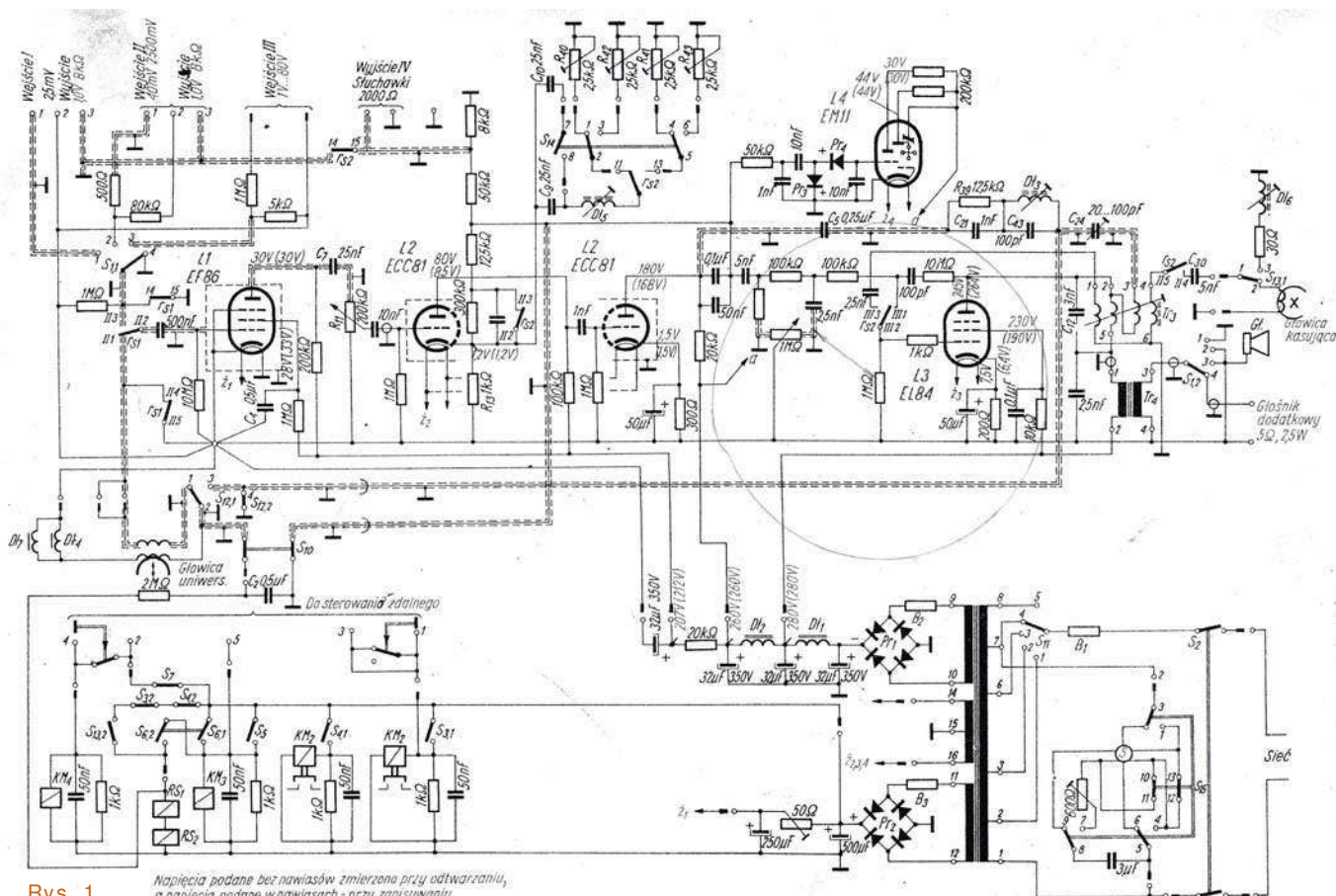
Chciałbym zwrócić uwagę na stosowanie właściwych taśm dla danego magnetofonu, co ma znaczenie w pro-

cesie nagrywania. Każdy rodzaj taśmy wymaga innego prądu podkładu i im taśma jest „twardsza”, tym większego prądu wymaga. O ile taśmy C i CH można stosować zamiennie bez zauważalnych różnic, o tyle zastąpienie ich taśmą CR lub CF może nawet pogorszyć jakość nagrania. Chcąc zastosować taśmę CR lub CF zamiast CH, powinno się dostosować do niej właściwy prąd podkładu. Współczesne magnetofony mają możliwość wybierania przełącznikiem właściwego prądu podkładu dla danej taśmy. Lampowe magnetofony tej funkcji nie miały i dlatego każdy miał przypisany konkretny rodzaj taśmy.

Podobnie wygląda sprawa z głowicami zapisującymi (uniwersalnymi). Prąd podkładu jest zależny od indukcyjności, oporności i szerokości szczeliny roboczej. W przypadku wymiany głowicy uniwersalnej na zastępczą o innych parametrach należy dobrać do niej właściwy prąd podkładu.

Przed dwoma laty dostałem „Smaragda” BG20-3, który był w bardzo złym stanie i nosił ślady bardzo prymitywnych napraw. Postanowiłem go zregenerować, lecz po usunięciu najważniejszych uszkodzeń okazało się, że potencjometr barwy dźwięku jest rozwalony i bardzo niefachowo, wręcz ohydnie, połatany. Ponieważ nie mogłem zdobyć oryginalnego, zajął się nim mój syn i doprowadził do stanu prawie idealnego. Po uruchomieniu magnetofonu regulacja barwy dźwięku działała bardzo dobrze jako regulacja siły głosu, przy czym ten głos był mocno stłumiony i matowy. Po kilkugodzinnych poszukiwaniach („Smaragdy” mają pokrosowane wiązki przewodów i wszystko ciasno poupychane) znalazłem zwarcie między skrajnym przewodem potencjometru barwy dźwięku a opornikiem wpływowym lampy głośnikowej. Miejsce awarii zaznaczone jest kółkiem i kreską na schemacie tego magnetofonu, pokazanym na **rysunku 1**.

Po usunięciu zwarcia i wymianie uszkodzonego opornika 1MΩ magnetofon zaczął działać bez zarzutu.



Rys. 1

Napięcia podane bez nawiasów zmierzono przy odtwarzaniu, a napięcia podane w nawiasach - przy zapisywaniu

Wymiany wymagał jeszcze uszkodzony trymer 100pF, dostarczający prąd podkładu. Ten przykład pokazuje, jak łatwo można zepsuć dobry sprzęt, nie mając kwalifikacji i szukając uszkodzenia na ślepo. Osoba próbująca naprawić ten magnetofon niepotrzebnie rozgrzebała kilka miejsc i rozwaliła potencjometr, podejrzewając, że to on ma upływność do masy.

Z magnetofonów zagranicznych dużą popularność zyskały w Polsce aparaty typu „Sonet”, produkowane przez czeskosłowackie zakłady Tesla w latach 1959–1966. Do Polski sprowadzano trzy typy: „Sonet”, „Sonet Duo” i „SonetB-3”. „Sonet” miał jedną prędkość przesuwu – 9,53cm/s i przy zastosowaniu taśmy CH zapewniał przenoszenie pasma 50...10000Hz. Miał lampy EF86, ECC83, EL84, EM81 i EZ80. „Sonet Duo” miał silnik dwubiegowy, który umożliwiał stosowanie dwóch prędkości przesuwu: 9,53cm/s i 4,76cm/s. Przy prędkości 9,5cm/s

przenosił pasmo 50...10000Hz, a przy 4,76cm/s – 80...5000Hz. Miał lampy EF86, ECC83, ECC82, EM81 i EZ80, a częstotliwość prądu podkładu obydwóch modeli wynosiła 50kHz. „Sonet B-3” był nowocześniejszą wersją i umożliwiał nagrywanie czterościeżkowe. Stopień wejściowy zbudowany był na tranzystorach, a następne stopnie na lampach ECC83, ECC82, EM84 i EZ20. Generator prądu podkładu i kasowania w układzie multiwibratora symetrycznego na lampie ECC82 wytwarzał napięcie o częstotliwości 70...100kHz (w zależności od wersji) i zapewniał wysoką jakość generowanego sygnału. Miał dwie prędkości przesuwu taśmy: 9,53cm/s i 4,76cm/s, zapewniał szerokość przenoszonego pasma przy 9,53cm/s – 50...14000Hz, a przy prędkości 4,76cm/s – 50...7000Hz. W modelach „Sonet” należy pamiętać o właściwym ustawieniu pozycji „Stop” po skończonej pracy. Aparaty te mają nałożony na koło zamachowe pierścien gumowy, do

k którego podczas pracy docięnięta jest rolka umieszczona na wałku silnika. Pozostawienie magnetofonu na dłuższy czas z rolką docięniętą do pierścienia gumowego powoduje odkształcenie gumy w postaci wgłębienia, co skutkuje stukaniem podczas pracy. Jeśli zdarzy się taki przypadek, trzeba magnetofon ustawić w pozycji „Stop” i na kilka dni odstawić. Guma powoli wróci do stanu pierwotnego i magnetofon będzie w pełni sprawny.

Później pojawiły się magnetofony szpulowe firmy Tesla, wykonane w całości na tranzystorach, ale nie będę się nimi zajmować. W następnym odcinku omówimy magnetofony lampowe polskiej produkcji.



Jerzy Szymański
j.szymanski@wp.eu

Jak to działa

Na **rysunku A** przedstawiony jest prosty schemat. Jak zwykle zadanie konkursowe polega na rozszyfrowaniu:

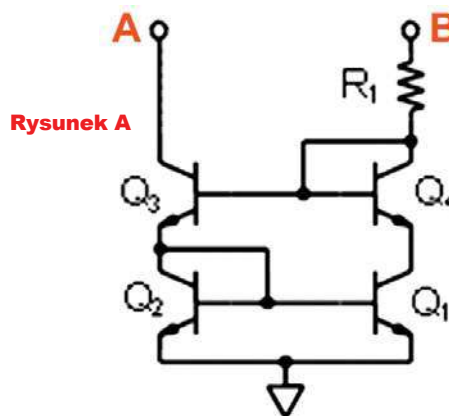
Jak działa i do czego służy taki układ?

Odpowiedzi, koniecznie oznaczone dopiskiem

Jak4,

należy nadsyłać w terminie 45 dni od ukazania się tego numeru EdW.

Nagrodami w konkursie będą 3 kity AVT



Rozwiązanie zadania *Jak to działa* z EdW 11/2020

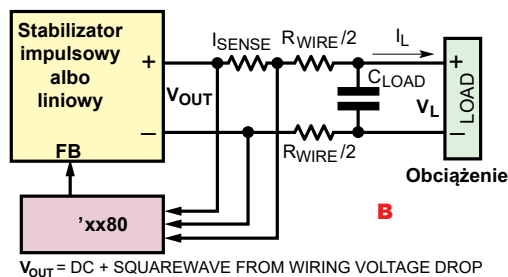
W numerze 11/2020 przedstawiony był, pokazany na **rysunku B**, prosty schemat blokowy.

To także jest układ, pozwalający utrzymać na rezystancji obciążenia (L – load) niezmienną wartość napięcia przez sprytne skompensowanie niekorzystnego wpływu rezystancji przewodów zasilających (R_{WIRE}).

Rysunek B pochodzi z materiałów dotyczących innego interesującego układu scalonego Linear Technology (obecnie Analog Devices) o oznaczeniu LT4180, stąd też na schemacie znalazła się swego rodzaju podpowiedź w postaci napisu 'xx80'.

W numerze listopadowym analizowany był układ scalony LT6110, który pełni podobną funkcję. Zasada kompensacji zastosowana w układzie LT6110 jest prosta, znana i dość często wykorzystywana. Ma ona jednak istotną wadę: w opisany tam sposób można skompensować spadek napięcia na rezystancji przewodów, o ile ta rezystancja jest niezmienna.

Układ scalony LT4180 wykorzystuje zupełnie inną zasadę pracy. Aby ją omówić, warto przypomnieć podstawowy sposób, polegający na zastosowaniu czteroprzewodowego połączenia Kelvina. Dwa dodatkowe przewody pozwalają precyzyjnie kontrolować napięcie na samym obciążeniu i na tych dwóch przewodach pomiarowych nie ma spadku napięcia, ponieważ tam prąd obciążenia nie płynie.



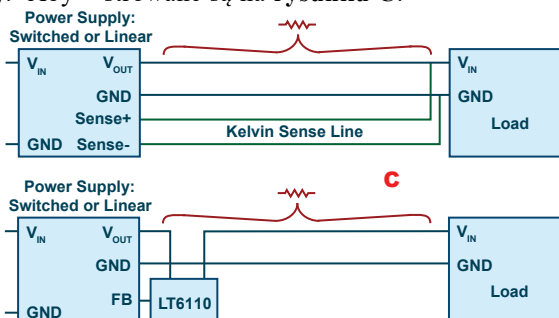
Niestety, w wielu sytuacjach z różnych względów nie można zastosować czteroprzewodowego połączenia Kelvina. Można jednak stosunkowo łatwo skompensować spadek napięcia na przewodach doprowadzających prąd zasilania pod dwoma warunkami:

- rezystancję przewodów jest znana oraz niezmienna

- mierzymy aktualny pobór prądu.

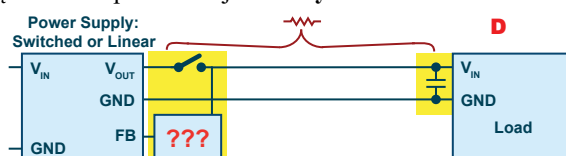
Wtedy stosownie do aktualnego poboru prądu można zwiększać napięcie zasilacza tak, żeby napięcie na obciążeniu było takie jak trzeba, niezmiennie.

Ten sposób wykorzystany jest między innymi w kostce LT6110. Te dwa sposoby zilustrowane są na **rysunku C**.



W licznych przypadkach rezystancja przewodów nie jest określona i niezmienna. Wtedy sposobu wykorzystanego w kostce LT6110 zastosować się nie da. Należałoby wrócić do połączenia Kelvina i zastanowić się, czy można za pomocą dwóch przewodów zrealizować coś podobnego, by określić, jakie naprawdę napięcie występuje na obciążeniu.

Okazuje się, że tak. Na przykład można próbować wykorzystać następującą ideę: równoległe z obciążeniem należy włączyć kondensator magazynujący o dużej pojemności, a potem okresowo na chwilę odłączyć zasilacz i wtedy kontrolować, jakie napięcie wystąpi na linii. Gdy zasilacz będzie odłączony, w linii nie będzie płynął prąd i na jej początku wystąpi napięcie, jakie panuje na dużym kondensatorze magazynującym na końcu linii. Idea pokazana jest na **rysunku D**.

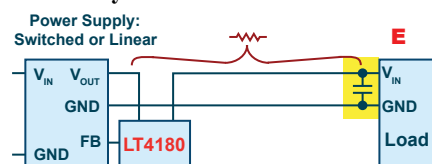


Tego rodzaju gwałtowne odłączanie zasilania, czyli przerywanie prądu, spowoduje ujawnienie się licznych istotnych problemów, które należałoby rozwiązać. Nie byłaby to łatwa droga.

Zdecydowanie mniej problemów wystąpi, gdy zmiany prądu byłyby małe. Tylko jeżeli nie zmniejszymy prądu do zera, to na początku linii nie uzyskamy napięcia takie-

go jak na kondensatorze włączonym na jej końcu. Okazuje się jednak, że nie jest to konieczne i nie przekreśla idei. Tylko zamiast próbować mierzyć napięcie na końcu linii, należy raczej mierzyć rezystancję przewodu.

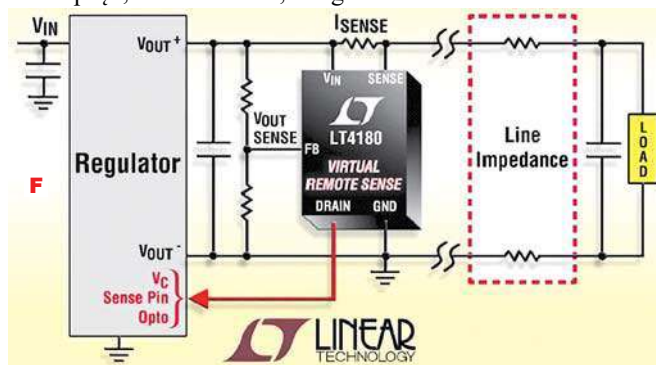
Jest to możliwe i potrzebny jest do tego duży kondensator włączony na końcu linii. I taką właśnie ideę wykorzystuje kostka LT4180, co jest pokazane na **rysunku E**.



Szczegóły można omówić na podstawie **rysunku F** z materiałów LT.

Po pierwsze układ LT4180 ma wyjście, oznaczone DRAIN, które może zmieniać napięcie wyjściowe, a tym samym prąd współpracującego regulatora (liniowego albo impulsowego).

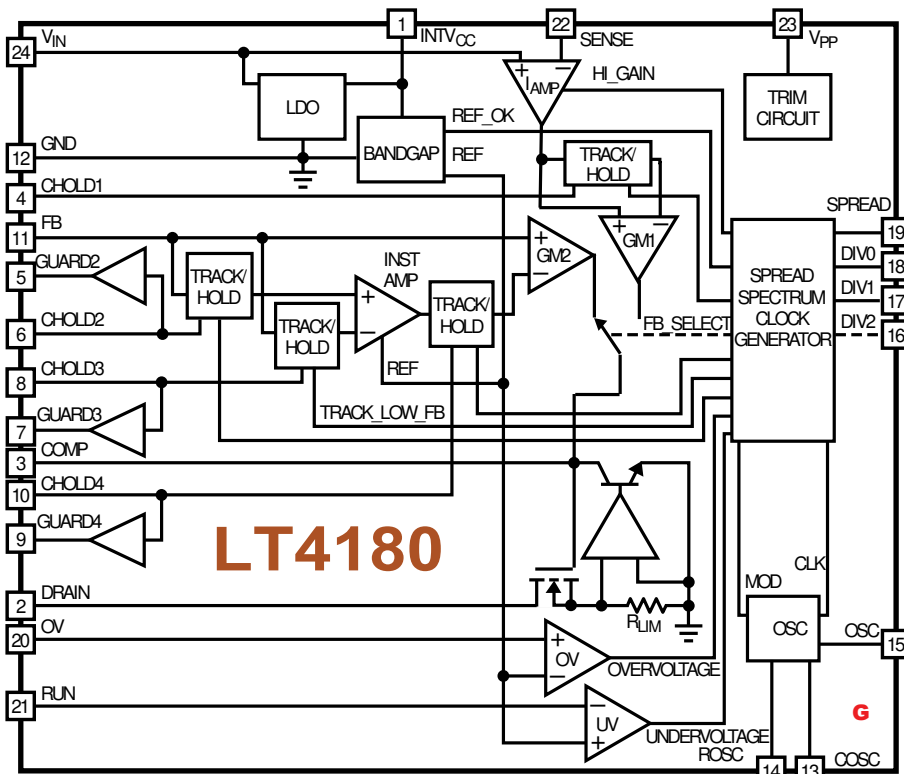
Procedura jest taka, że układ LT4180 okresowo zmniejsza i zwiększa napięcie i prąd, ale niewiele, w granicach



10%. Zmiany napięcia zasilania powodują zmiany prądu zasilania w sposób zależny między innymi od rezystancji przewodów. Kluczową rolę odgrywa tu duży kondensator na końcu linii. Dzięki jego obecności można przyjąć, że napięcie na obciążeniu jest niezmiennie i że wspomniane 10-procentowe zmiany napięcia i prądu zasilacza nie powodują zmian napięcia na tym kondensatorze. A jeżeli tak, to należy uznać, że dla wspomnianych pomiarowych przebiegów zmiennych na końcu linii mamy zwarcie.

A to oznacza, że jeżeli zmienimy napięcie na początku linii, to prąd zwiększy się w sposób zależny tylko od impedancji tej linii zasilającej.

Określenie „impedancja” nie powinno w tym przypadku straszyć, ponieważ przy odpowiednio niskich



częstotliwościach pomiarowych reak-tancje będą zniko-me i impedancja linii będzie prak-tycznie tylko jej rezystancją.

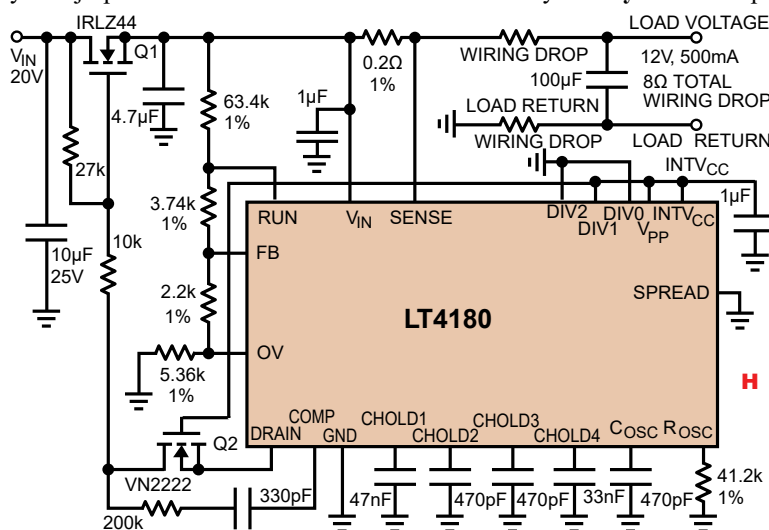
A częstotliwość pomiarowa w kostce LT4180 jest niska, można ją ustawić w zakresie 250Hz...32kHz.

Można też powiedzieć, że układ mierzy przyrosty napięcia i przyrosty prądu, a ich stosunek to nic innego jak rezystancja przewodu.

Mówiąc najprościej, jeżeli zmierzona zostaje rezystancja przewodu zasilającego R_W i jeżeli jednocześnie zmierzony jest prąd zasilający I , to można na bieżąco określić, o ile trzeba zwiększyć napięcie zasilania ($U = I * R_W$).

W rzeczywistości w grę wchodzi też liczne inne czynniki. Budowa wewnętrzna układu LT4180 jest skomplikowana, jak pokazuje **rysunek G**.

Kostka LT4180 może pracować w takich właśnie obwodach. Nie jest ona kompletnym zasilaczem, tylko pozwala stworzyć skuteczny obwód kompensacji. Może współpracować z różnymi stabilizatorami liniowymi i impulsowymi. **Rysunek H** pokazuje schemat



aplikacyjny, gdzie liniowym regulatorem jest MOSFET (Q1 typu IRLZ44)

Takie rozwiązanie nie jest jedynie cczą, niepotrzebną w praktyce ciekawostką. Jak wskazują noty aplikacyjne tej kostki, wystarczy wziąć przykład złącza



Graph of V_{LOAD} (V) vs V_{WIRING} (V) for $K=0.001$. The curve starts at $(0, 4.995)$ and decreases to $(2.5, 4.92)$.

eprasa.pl f91d4346df

Stały konkurs: Co to jest?

Zadanie CoTo2104

Zadanie konkursowe brzmi:

Co przedstawia zamieszczona niżej fotografia?

Prosimy o krótkie odpowiedzi. Można jednak dołączyć zwięzłe uzasadnienie lub potwierdzenie (dowód) albo też króciutki opis analizy zadania i poszukiwań. E-maile z odpowiedziami należy przysyłać w ciągu miesiąca od ukazania się numeru, na adres:

konkursy@elportal.pl,

nie zapominając o podaniu adresu niezbędnego do wysyłki upominku.

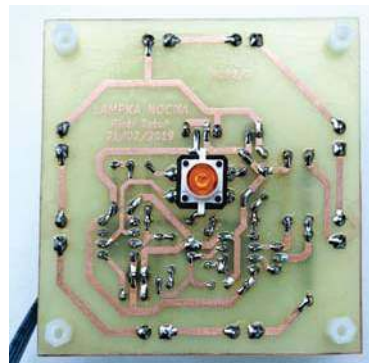
W tytule e-maila należy podać nazwę konkursu, numer zadania i własne nazwisko, np. **CoTo2104Kowalski**.

Wśród autorów prawidłowych odpowiedzi rozlosowane zostaną 3 kity AVT.



Rozwiązanie zadania CoTo2012

Fotografia pochodzi z artykułu pt. „Lampka nocna”, którego autorem jest Piotr Tatoń. Artykuł ukazał się w EdW 1/2020 na stronie 58.



Za prawidłowe odpowiedzi upominki w postaci kitów AVT otrzymują:

Michał Stefanek – Działoszyn,

Marek Kowal – Chorzów,

Zygmunt Flisak – Opole.

W najbliższych numerach EdW planujemy

EdW 5/2021

Mikro Stacja Pogodowa

Zaskakujący projekt, który został wstępnie zaprezentowany już w rozwiązaniu głównego zadania 280 Szkoły Konstruktorów. Autor skutecznie udowodnił, że dziś także w warunkach domowych współczesny elektronik może stworzyć miniaturowe urządzenia, przydatne i bardzo atrakcyjne.



EdW 6/2021

CNC

Określenie „obrabianka sterowana numerycznie” prawie każdemu skojarzy się z jakąś profesjonalną potężną i skomplikowaną maszyną. Artykuł przekonuje, że tego rodzaju maszynę prawie każdy współczesny hobbysta może z powodzeniem zbudować i wykorzystać w swoim domu.



EdW 7/2021

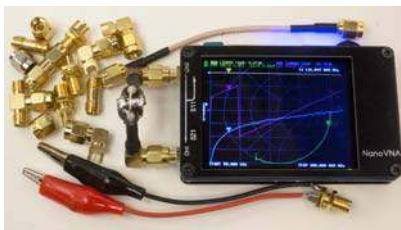
Moja własna karta audio USB

Przekonaj się, że dzięki kostce CM119 budowa komputerowej karty dźwiękowej wcale nie jest tak trudna, jak mogłoby się wydawać. Przy okazji poznaj pokrewne układy scalone C-Media, przydatne także w mniej tradycyjnych zastosowaniach.



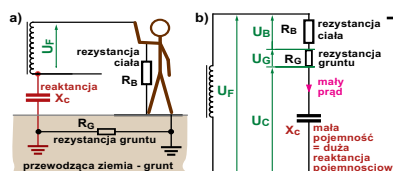
W kolejce na publikację czekają m.in.:

Różne projekty i artykuły edukacyjne przygotowywane przez Piotra Góreckiego przedstawiane są na stronie: <https://bit.ly/3aj0ixL> osiągalnej także za pomocą QR-kodu: gdzie możesz zdecydować o kolejności ich publikacji.



Karta wyjść cyfrowych audio

Prosty układ, dla posiadaczy płyt głównych bez standardowego cyfrowego wyjścia audio. Zapewnia fizyczne gniazda SPDIF, RCA, BNC, TOSLINK i AES3.



Sieci energetyczne dla elektroników

Tylko niedoświadczonym elektronikom domowa instalacja energetyczna wydaje się prosta,

a wręcz prymitywna w porównaniu z układami elektronicznymi.

UWAGA! UWAGA!

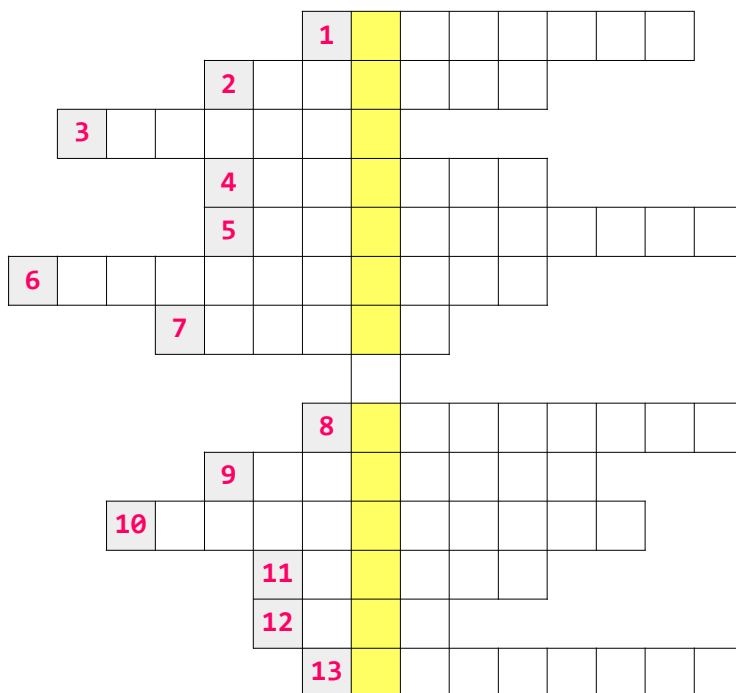
Kończy nam się zapas krzyżówek

Zostań autorem krzyżówki!

Zachęcamy do nadsyłania krzyżówek, także bardziej rozbudowanych i skomplikowanych (edw@elportal.pl). Mogą to być wykreślanki, krzyżówki panoramiczne, jolki, kwadraty magiczne, łamigłówki, szarady i inne.

Nagrodą dla Autora będzie 6...18 miesięcy prenumeraty EdW (w wersji elektronicznej), przy czym dotychczasowi prenumeratorzy dodatkowo otrzymają możliwość zamiany na prenumeratę innego czasopisma AVT.

1. Funkcja której używasz aby alokować dodatkową pamięć w języku C.
2. Zmienne definiowane tym słowem kluczowym nie mogą być polami struktury.
3. Skompilowany program uruchomiony w systemie.
4. Nazwa funkcji zwracającej w liczbie bajtów rozmiar wskazanego typu danych.
5. Właściwość języka C dotycząca wskaźników sprawiająca problemy początkującym.
6. Wywoływanie bezpośrednie bądź pośrednie funkcji przez samą siebie.
7. Słowo kluczowe używane do przerywania i opuszczenia pętli.
8. Ogólna nazwa interfejsu służącego do wymiany danych sekwencyjnych używanego między innymi w C.
9. Nazwisko zmarłego w 2011 roku twórcy języka C.
10. Informuje kompilator o typie i nazwie zmiennej, ale nie rezerwuje dla niej pamięci.
11. Typ danych pozwalający przechowywać jednocześnie na tym samym obszarze pamięci kilka typów danych.
12. Struktura może składać się z wielu ...
13. Potoczna nazwa zmiennej przechowującej adres w pamięci komputera.

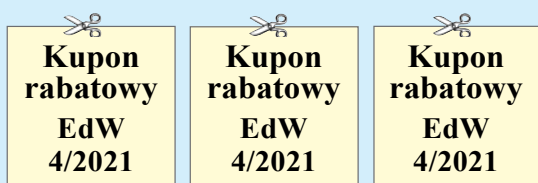


Autorem krzyżówki jest **Marek Czechyra** z Dzierżoniowa.
Autor w nagrodę otrzymuje 9-miesięczną e-prenumeratę EdW.

AVT stosuje system rabatów dla wszystkich wiernych Czytelników EdW, dokonujących zakupów w sieci handlowej AVT drogą sprzedaży wysyłkowej. Naklejenie na kartonik zamówienia trzech kuponów wyciętych z trzech kolejnych najnowszych wydań EdW uprawnia do: **10% zniżki** na zakup kitów **AVT, TSM, Vellemana**, **10% zniżki** na książki w ramach Księgarni Wysyłkowej AVT. **Już zakup na sumę 139 zł pozwala zaoszczędzić kwotę równą cenie jednego numeru EdW.**

Uwaga!

Zniżki dotyczą wyłącznie zamówień osób prywatnych.



Rozwiązaniem krzyżówki z EdW 12/2020 jest hasło:

MAGNETOSTRYKCJA.

Upominki w postaci kitów AVT otrzymują:

Krzysztof Mirosław – Puławy, **Sławomir Ostrowicz** – Radomsko, **Ryszard Magdycz** – Wrocław.

Rozwiązania z tego numeru (tylko hasło) należy nadsyłać w ciągu 45 dni od ukazania się tego numeru EdW.

E-maile z rozwiązaniami powinny w tytule zawierać nazwę konkursu, numer zadania i nazwisko Czytelnika, np. **Krzyżówka2104Kowalski**. Listy powinny być opatrzone podobnym dopiskiem.

Uwaga! Przesyłając rozwiązanie krzyżówki, nie zapominajcie o podaniu w e-mailu pełnego adresu. Jego brak uniemożliwia wysłanie, a więc także przyznanie Czytelnikowi upominku.

Natomiast przysyłając propozycję zagadki napiszcie: **Krzyżówka – propozycja** (żeby nie myliło się z rozwiązaniami). Wraz z propozycją nowej krzyżówki należy przysłać oświadczenie, że krzyżówka jest oryginalnym dziełem podpisanego i że nie była nigdzie publikowana. Redakcja nie ingeruje w treść merytoryczną (precyzyjnie sformułowań) haseł krzyżówki.

EdW 4/2021 – lista osób nagrodzonych:

Circuit Chaos.....Warszawa	Ryszard Magdycz.....Wrocław	Radek R.....Grabie
Marek Czechyra.....Dzierżoniów	Krzysztof Mirosław.....Puławy	Krzysztof Smoliński.....Poznań
Zygmunt Flisak.....Opole	Andrzej Nowicki.....Warszawa	Andrzej Sprus.....Bytom
Andrzej Kamiński.....Gaj	Sławomir Ostrowicz.....Radomsko	Michał Stefanek.....Działoszyn
Jacek Konieczny.....Poznań	Mateusz Ostrycharz.....Siemkowice	Szymon Wójtowicz.....Warszawa
Marek Kowal.....Chorzów	Konrad Popek.....Stalowa Wola	Andrzej Zubel.....Mysłowice

Uwaga! Jeśli do końca kwietnia poczta nie dostarczy osobie z powyższej listy przesyłki z nagrodą, prosimy zgłosić ten fakt redakcji (22 783 00 20, ewa.dudzik@elportal.pl)

Zajrzyj do interesujących materiałów
„Świat Radio” 3/2021



Antena magnetyczna DL5MCC

W artykule przedstawiono nowy rodzaj anteny magnetycznej, przestrajanej bez pomocy kondensatora zmiennego. Ze względu na małe wymiary anteny tego rodzaju cieszą się rosnącą popularnością wszędzie tam, gdzie krótkofalowcy spotykają się z utrudnieniami w instalacji anten.

Syntezer OLED MICRO

Syntezer OLED MICRO (HF+50MHz) jest przeznaczony do nowo konstruowanych amatorskich transceiverów (odbiorników) lub modernizacji urządzeń zawierających przestarzałe generatory VFO. Urządzenie jest oparte na układzie Si5351 oraz mikrokontrolerze ATmega328 i pozwala uzyskać jeden lub dwa sygnały wyjściowe o częstotliwości od 0,1 do 160MHz.



Errare Humanum Est

W ubiegłym miesiącu nie zgłosiliście żadnych błędów w EdW.

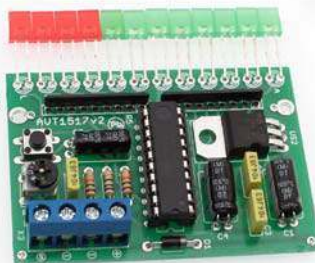
R E K L A M A

AVT 1517 Wskaźnik nie tylko wysterowania

Moduł może służyć jako wskaźnik poziomu sygnału np. audio czyniąc go wskaźnikiem wysterowania. Może służyć również jako monitor napięcia stając się miernikiem napięć stałych. Dzięki wykorzystaniu mikrokontrolera posiada szereg przydatnych funkcji.



Znajdź nas na 



Jesteś zainteresowany
zamieszczeniem ogłoszenia
w rubryce Market?
Skontaktuj się:

reklama@elportal.pl
tel. 22 257 84 64



OBUDOWY DO URZĄDZEŃ AUDIO

tel. +48 501 400 411, mail: info@modushop.pl

- aluminiowy panel - szeroki wybór wielkości - personalizacja -



Galaxy GX 388 159,-



Galaxy GX 148 99,-



Economica 39,-

www.modushop.pl

Miernik LCR-T4 - tester tranzystorów, rezystorów, cewek, kondensatorów, diod i innych elementów



Tester elementów elektronicznych z dużym, czytelnym wyświetlaczem z powrotem przetestuje diody, rezystory, tranzystory, cewki itd. Dzięki niemu sprawdzisz większość elementów stosowanych w elektronice.

**Absolutny
niezbędny
w warsztacie
majsterkowicza!**

Do miernika polecamy dedykowaną przezroczystą obudowę do samodzielnego złożenia. Przed montażem należy zdjąć papier ochronny!



ARD-6837 (miernik) 38zł
ARD-7919 (obudowa) 9zł

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 51

KEY

PRODUCENT AUTOMATYKI GRZEWczej

11-200 Bartoszyce ul. Bohaterów Warszawy 67 pwkey@onet.pl
tel. (89)7635050 fax (89)7635051

TANIE REGULATORY

DO KOTŁÓW WĘGLOWYCH I NA DREWNO

z wbudowanym termostatem pokojowym
zapewniającym komfort i oszczędność

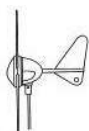
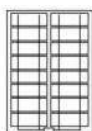


REGULATORY DO KOTŁÓW Z PODAJNIKIEM

REGULATORY POGODOWE

- Prosta obsługa, bogate możliwości programowania
- Możliwość dopasowania do każdego kotła i rodzaju paliwa
- Wysoka jakość
- Gwarancja 24 miesiące

www.pwkey.pl



**Turbiny wiatrowe, baterie słoneczne,
regulatory ładowania, wentylatory
solarne, lampy solarne LED**
www.gtb-solaris.pl

tel: 22 864 25 36, 606 292 727, e-mail: info@gtb-solaris.pl
ul. Przytyk 6/31, 01-962 Warszawa

Dodatkowe samochodowe lusterko boczne, rozszerzające pole widzenia kierowcy o tzw. martwe pole.

- Lewe - montowane od strony kierowcy
- Kąt widzenia zwiększa się aż o 50%
- Aerodynamiczny kształt

ACFZJ-01
32zł (za 1szt)



sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 51

Kable rozruchowe 1000A

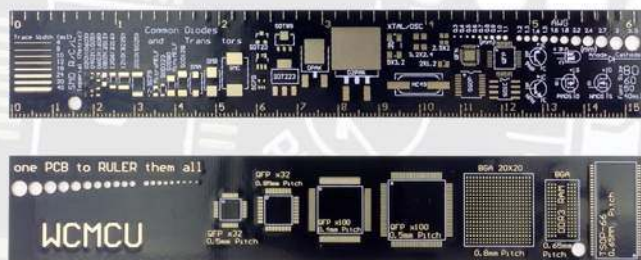


długość 6m
waga 3.5kg

73zł kod handlowy: **01435**

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 51

Dwustronna linijka PCB o długości 15 cm, wypełniona wieloma wzorami elementów PCB i innych.



NAR10167 9,50zł

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 50

Preparat do konserwacji kabli Kabel Gleitspray NIGRIN art. 72228

Produkt specjalistyczny, zapobiega powstawaniu uszkodzeń na powierzchni kabli. Zmniejsza współczynnik tarcia na jego powierzchni, przez co ułatwione jest przekładanie kabla przez wszystkie rodzaje rur, osłon, peszli itp.

Spray 400ml

Wyprodukowano w Niemczech

**IP-72228
20zł**



sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 51

Domowa stacja pogodowa UNI-T A12T z sondą na przewodzie.

**kod: A12T
cena: 45zł**

Funkcje:

- zegar
- budzik z funkcją drzemki
- pomiar temperatury od -10°C do +50°C
- pomiar wilgotności od 10% do 99%
- pamięć min i max temperatury i wilgotności
- prognoza pogody na podstawie zmiany temperatury i wilgotności



sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 51

Wysokiej jakości, ręczna opalarka na gorące powietrze z dwustopniową regulacją mocy i nadmuchu

Moc wyjściowa:

- poziom 1: 750W
- poziom 2: 1500W

Temperatura:

- poziom 1: 300°C
- poziom 2: 500°C

Przepływ powietrza:

- poziom 1: 280 L/min
- poziom 2: 480 L/min

Pro'sKit

W zestawie 4 dysze i skrobak.
Całość zapakowana w poręczną walizkę

**SS-611B
122.20zł**



sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 51

Pendrive IMRO AXIS

- USB 2.0
- pojemność 128GB



DPEN IMRO AXIS 128GB

64zł

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 51

Latarka LED ze wskaźnikiem laserowym

- strumień świetlny 45lm
- obudowa z aluminium
- wymiary: Ø 28 x 110mm
- zasilanie: 3 baterie AAA



brennenstuhl®

25zł

1179890100

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 51

Bezprzewodowa lutownica Weller BP865CEU

- zasilanie 4x bateria AA
- 2 temperatury pracy: 380°C i 480°C
- moc 6/8W
- masa 180g
- długość lutownicy 20cm

Doskonała do napraw i lutowania małych komponentów oraz do prac w terenie.



**BP865CEU
170zł**

Etui w zestawie

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 51

Zestaw 30 szt. baterii guzikowych:

- 10x AG3 (LR41),
- 5x AG4 (LR626),
- 5x AG10 (LR1130),
- 10x AG13 (LR1154)

Zestaw zapakowany w blister.

Baterie z aktualnej produkcji - prosto od producenta, z długą datą ważności. Baterie everActive są przyjazne środowisku, są zgodne z europejską dyrektywą 2013/56/EU, nie zawierają szkodliwych substancji takich jak rtęć, kadm czy ołów.

AGMIX30BL 14,40zł



sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 51

Stacje lutownicze 80W

zakres regulacji temperatury: od 100°C do 420°C



RTC-24/80W 467zł
(cyfrowy odczyt temperatury)



RT-24/80W 320zł
(analogowy odczyt temperatury)



Lutownice



SL-230 235zł
70W; 230Vac;
regulacja temperatury



LERT-24 197zł
60W; 24Vac; bez złącza;
regulacja temperatury



LES-1 60W 166zł
LES-1 80W 166zł
24Vac; złącze DIN 6pin

Groty i akcesoria

groty	kod handlowy	L [mm]	D [mm]	T [mm]	W [mm]
stożkowe	GROT GD1 044	18	0,4		
	GROT GD1 045	18	0,8		
	GROT GD1 046	18	1,2		
	GROT GD1 047	25	0,4		
	GROT GD1 048	25	0,8		
ścięte dwustronnie	GROT GD2 049	18		0,8	2,4
	GROT GD2 050	18		1,2	3,2
	GROT GD2 051	25		0,4	1,6
	GROT GD2 052	25		0,8	2,4
ścięte jednostronnie	GROT GD3 053	18	1,6		
	GROT GD3 054	18	2,4		
	GROT GD3 055	18	4,0		
	GROT GD3 056	25	1,6		
	GROT GD3 057	25	2,4		



Groty GD - cena za 1 sztukę: 19zł

Grot ART: 30zł

PODST PL-2 (podstawa pod LES-1) 62,50zł

PODST PL-3 (podstawa pod LERT-24, SL-230) 62,50zł

Gąbka Elwik: 6,50zł

Grot ART 8mm, skośnie ścięty, przeznaczony do lutowania witraży.



Encyklopedia elementów elektronicznych. Tom 1. Rezystory, kondensatory, cewki indukcyjne, przełączniki, enkodery, przekładniki i tranzystory

Autor: Charles Platt; Stron: 296; Oprawa: miękka; Kod: KS-210201

To książka przeznaczona dla początkujących i zaawansowanych elektroników, zarówno inżynierów, jak i hobbystów. Zawiera starannie zebrane, skompletowane, uporządkowane, a co najważniejsze, sprawdzone i potwierdzone informacje o elementach elektronicznych. Pierwszy z trzech tomów obejmuje informacje o podstawowych elementach, wykorzystywanych chyba we wszystkich projektach.

Rezystory, kondensatory, cewki indukcyjne, przełączniki, enkodery, przekładniki i tranzystory. Dokładne informacje o każdym komponencie: funkcja, działanie, rodzaje, wartości, stosowanie, możliwe błędy.

Absolutny niezbędny każdego elektronika: wiarygodny, kompletny, wyczerpujący!

**Encyklopedia elementów elektronicznych. Tom 2. Tyrystory, układy scalone, układy logiczne, wyświetlacze, LED-y i przetworniki akustyczne**

Autor: Charles Platt i Fredrik Jansson; Stron: 304; Oprawa miękka; Kod: KS-210202

Drugi tom niezwyklej encyklopedii przeznaczonej dla praktyków elektroniki. Podobnie jak w pierwszym, tak i tutaj znalazły się skompletowane, uporządkowane, a co najważniejsze - sprawdzone i potwierdzone informacje o elementach elektronicznych. Drugi z trzech tomów jest poświęcony układom scalonym, tyrystorom, źródłom światła i dźwięku, wskaźnikom oraz wyświetlaczom - ich opisy zostały uzupełnione licznymi fotografiami, schematami i wykresami. Dowiesz się, do czego służy każdy z prezentowanych podzespołów, jak działa, kiedy jest najbardziej przydatny i w jakich odmianach występuje. Oto prawdziwa pomoc dla praktyków, którzy chcą szybko uzyskać wskazówki potrzebne do pracy!

Absolutny niezbędny każdego elektronika: wiarygodny, kompletny, wyczerpujący!

**Lutowanie od podstaw**

Autor: Witold Wrotek; Stron: 160; Oprawa miękka; Kod: KS-201000

Jeśli chcesz poznać technikę lutowania i nauczyć się prawidłowo stosować ją w praktyce, sięgnij po odpowiednie źródło wiedzy! Książka Lutowanie od podstaw krok po kroku wprowadzi Cię w tajniki sztuki łączenia elementów, przedstawi niezbędne narzędzia i dobre praktyki, nauczy unikać typowych błędów popełnianych przez początkujących oraz pokaże najlepsze sposoby lutowania różnych elementów elektrycznych i elektronicznych.

Nauczysz się też dzięki niej, jak wykonać proste prace elektryczne w swoim domu, a nawet jak naprawić typowe usterki występujące w urządzeniach AGD.

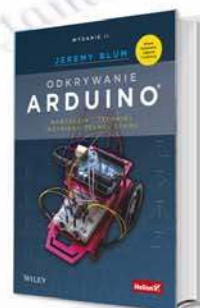
Zostań prawdziwym mistrzem lutownicy!

**Odkrywanie Arduino. Narzędzia i techniki inżynierii pełnej czaru. Wydanie II**

Autor: Jeremy Blum; Stron: 416; Oprawa miękka; Kod: KS-201100

Zaktualizowane i rozszerzone wydanie książki, dzięki której poznasz wybrane zagadnienia z dziedziny fizyki, elektroniki i cyfrowego projektowania. Omówiono też podstawy algorytmów i charakterystyczne dla Arduino koncepcje programistyczne. Znalazły się tu zaktualizowane projekty i nowe tematy, takie jak łączność bezprzewodowa czy silniki krokowe, oraz dużo więcej wiadomości związanych z elektrotechniką i projektowaniem produktu. Dowiesz się, jak łączyć ze sobą różne elementy, a także jak czytać schematy i w jaki sposób dobierać odpowiednią część dla konkretnego projektu.

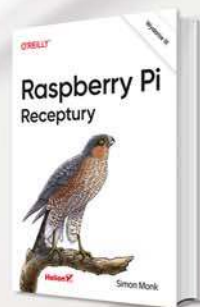
Arduino: oto świat łączący inżynierię i magię!

**Raspberry Pi. Receptury. Wydanie III**

Autor: Simon Monk; Stron: 528; Oprawa miękka; Kod: KS-200901

Zaktualizowane wydanie znakomitego zbioru receptur ułatwiających wykorzystanie potencjału Raspberry Pi. Uwzględniono tu nowe modele tego komputera, a także zmiany i ulepszenia systemu operacyjnego Raspbian. Dodano rozdziały traktujące o dźwięku i automatyce domowej. Te receptury bez trudu wykorzystasz dla zwiększenia wygody we własnym domu. Dzięki lekturze poznasz podstawowe reguły tej technologii, aby łatwiej zrozumieć zagadnienia dotyczące konkretnej płytki czy kodu. Z tej pozycji możesz korzystać podobnie jak z książki kucharskiej: przeczytać od deski do deski albo skupić się na rozwiązaniu jednego, konkretnego problemu. Być może docenisz, że w recepturach dotyczących sprzętu uwzględniono przede wszystkim rozwiązania niewymagające lutowania obwodów.

Raspberry Pi: morze możliwości dla inżyniera z pasją!





sklep.avt.pl

Produkty z oferty i wyroby AVT
można nabyć na kilka sposobów:

W sklepie internetowym:

sklep.avt.pl

W sklepie firmowym AVT:

Warszawa - Żerań
ul. Leszczyńska 11



Wypełniając poniższy formularz zamówienia

Formularz należy wysłać na adres:

AVT SPV Sp. z o. o.
03-197 Warszawa
ul. Leszczyńska 11



prześlij na adres:

AVT SPV Sp. z o.o.
03-197 Warszawa
ul. Leszczyńska 11

Miejsce na
**kupon
rabatowy**
EdW 1/2021

Miejsce na
**kupon
rabatowy**
EdW 2-3/2021

Miejsce na
**kupon
rabatowy**
EdW 4/2021

Tu wklej kupony z ostatnich 3 numerów EdW
a uzyskasz **zniżkę 10%** dla stałych czytelników.
(szczegóły na stronie 73)
Prenumeratory nie muszą wklejać kuponów.
Wystarczy, że podadzą nr prenumeraty!

ZAMÓWIENIE na artykuły z oferty AVT

Kity

Oznaczenia wersji kitów:

- [A] płytki drukowane PCB
- [UK] zaprogramowany układ
- [A+] płytki PCB i zaprogramowany układ
- [B] płytki PCB (lub płytki), UK (jeśli występuje) i komplet elementów elektronicznych wymienionych w dokumentacji zestawu.
- [C] zestaw zmontowany

Numer kitu AVT	A	A+	B	C	UK

Inne artykuły z oferty AVT

Kod - Nazwa	Ilość

Nadawca:

imię i nazwisko

nr numer prenumeraty

Adres:

☐ wysyłka pobraniowa kurierem: 19zł



nr telefonu

e-mail

data

podpis

Uniwersalny multimetr UT139S to nowoczesne urządzenie pomiarowe z praktycznymi funkcjami, np.: pomiar wartości skutecznej True RMS czy bezkontaktowy detektor napięcia zmiennego (NCV).

Czytelny wyświetlacz LED typu EBTN z 31 segmentowym bargrafem ułatwia odczyt pomiarów.

Pomiary:

- napięcie DC: $600V \pm (0.5\% + 2)$
- napięcie AC: $600V \pm (0.8\% + 3)$
- prąd DC: $10A \pm (0.7\% + 2)$
- prąd AC: $10A \pm (1\% + 3)$
- rezystancja: $60M\Omega \pm (0.8\% + 2)$
- pojemność: $99.99mF \pm (4\% + 5)$
- częstotliwość: $10Hz \sim 10MHz \pm (0.1\% + 4)$
- temperatura: $-40^{\circ}C \sim 1000^{\circ}C \pm (1\% + 4)$

Wyświetlacz:

- LCD (Black EBTN)
- maksymalne wskazanie: 5999
- wymiary 58 x 36mm
- podświetlenie
- bargraf 31 segmentów

Funkcje, cechy:

- True RMS
- NCV - bezkontaktowy detektor napięcia AC
- wybór zakresu: automatyczny; ręczny
- funkcja REL (pomiar wartości względnej)
- Data Hold
- test ciągłości obwodu
- test diody
- filtr LPF/LoZ (ACV)
- współczynnik wypełnienia [Duty Cycle]: 0.1% - 99.9%
- zasilanie: 2x bateria AA 1.5V
- masa: 345g
- wymiary: 170 x 80 x 48mm

W zestawie:

- miernik,
- przewody pomiarowe,
- baterie,
- sonda temperatury typu K



UT-139S
220zł

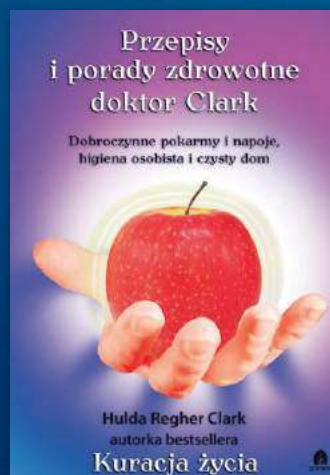
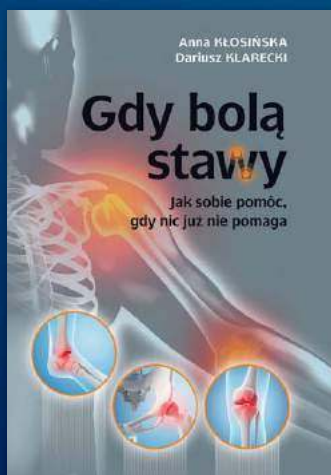
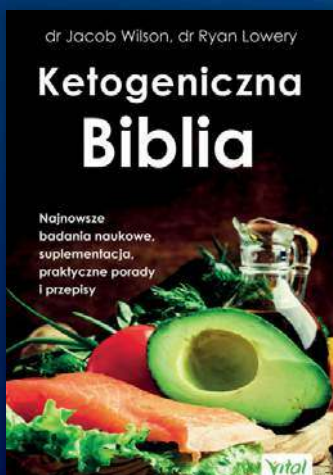
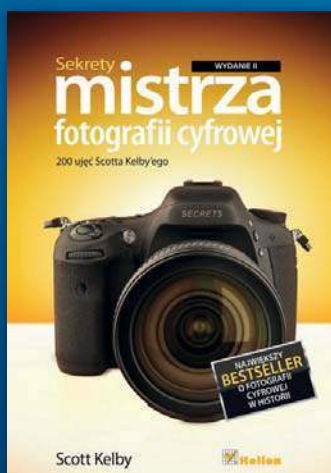
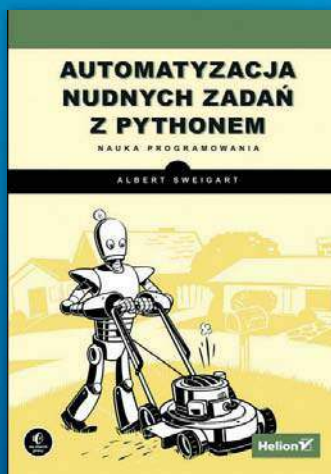


sklep.avt.pl

AVT SPV Sp. z o.o., 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel.: (22) 257 84 51 e-mail: handlowy@avt.pl

KSIĄŻKI W ULUBIONYM KIOSKU

Wybieraj spośród naszych nowości i bestsellerów!



Zobacz pełną ofertę książek na UlubionyKiosk.pl