

ELEKTRONIKA

dla wszystkich

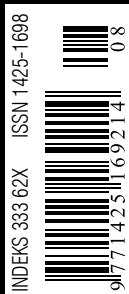
8/2021 SIERPIEŃ • CENA 13,90 zł (w tym 8% VAT)

www.elportal.pl

NanoVNA czyli superultra... omomierz

Karta wyjść cyfrowych audio

- ▶ Generator wody, czyli peltier w akcji
- ▶ Moja przygoda z elektroniką i EdW
- ▶ Filozofia sieci – Protokół TCP
- ▶ Wzmacniacze klasy D – Parametry i sprawność
- ▶ MPPT – Jedna przetwornica?
- ▶ Sieci energetyczne dla elektroników
- ▶ Silniki prądu stałego – Regeneracja
- ▶ Smart home? – Czy rzeczywiście?
- ▶ Droga do RRIO,
czyli wzmacniacze operacyjne
- ▶ Odkrywamy schematy – Klasyczny forward
z jednotranzystorowym kluczem
- ▶ Panorama audio – Co to jest DAC?
- ▶ Naprawa zasilacza do Szarotki



Drukarki 3D
filamenty, części zapasowe



sklep.avt.pl

Portale branżowe
AutomatykaB2B.pl
ElektronikaB2B.pl

**Miejsca dla
specjalistów**



FIRMA PIEKARZ
CZĘŚCI ELEKTRONICZNE

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

www.piekarz.pl

Brakuje Ci archiwalnego wydania **ELEKTRONIKI DLA WSZYSTKICH?**



Każde
wydanie
przejrzyj
on-line

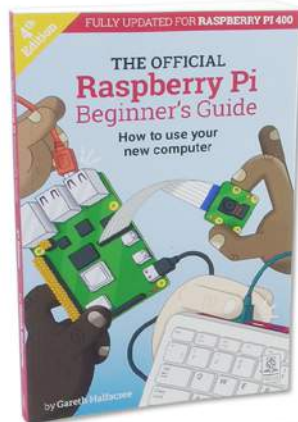
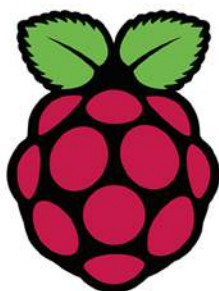
Szybka
wysyłka
GRATIS

Zamów wygodnie na www.UlubionyKiosk.pl

Raspberry Pi 400

Raspberry Pi 400 to potężny, łatwy w użyciu komputer wbudowany w zgrabną i przenośną klawiaturę.

Wyposażony jest w czterordzeniowy 64-bitowy procesor, 4 GB pamięci RAM, sieć bezprzewodową, 2 wyjścia micro HDMI (możliwa praca z dwoma wyświetlaczami i odtwarzanie wideo 4K), 2 porty USB 3.0, port USB 2.0 a także 40-pinowe złącze GPIO.



Kod handlowy: RASP0015

W zestawie:

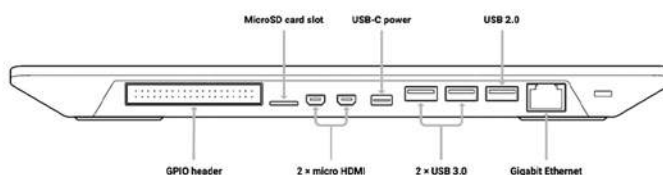
- Komputer z amerykańskim układem klawiatury (US)
- Kabel micro HDMI - HDMI
- Mysz
- Zasilacz
- Karta SD z fabrycznie załadowanym systemem operacyjnym Raspberry Pi.
- Oficjalny przewodnik dla początkujących w formie drukowanej publikacji (w j. angielskim)



sklep.avt.pl



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



Firmy
prezentujące
swoje oferty
w niniejszym
wydaniu EdW



ARTRONIC.....1



ELMAX.....39



FERYSTER.....49



PIEKARZ.....1, 23

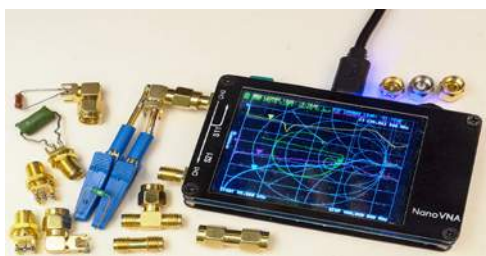


PRODUCENT AUTOMATYKI GRZEWCZEJ

PW KEY.....37



SEMICON.....35



str. 16

NanoVNA, czyli superultra... omomierz

Zaskakujący materiał, który odsłania tajemnice nieprawdopodobnie pożytecznych przyrządów pomiarowych, nazywanych VNA, czyli wektorowymi analizatorami sieci.



str. 32

Inteligentny dom także dla Ciebie, czyli jest dobrze, ale nie beznadziejnie Czy to rzeczywiście „smart home”?

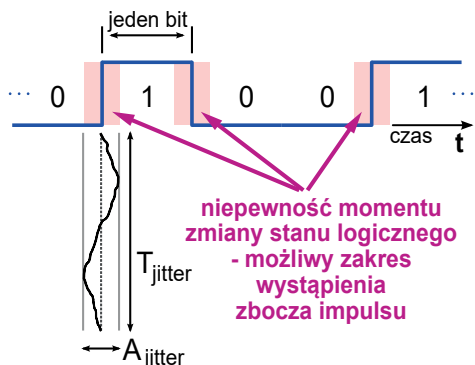
Coraz więcej osób chciałoby mieszkać w inteligentnych domach. Co jednak tak naprawdę rozumiemy pod tym określeniem i co tak naprawdę znaczy „smart home”?



str. 56

Generator wody, czyli peltier w akcji

Plon jednego z zadań *Szkoły Konstruktorów*. Interesujący przykład oryginalnego, nietypowego wykorzystania termoelektrycznego ognia Peltiera.



str. 54

Karta wyjść cyfrowych audio

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



str. 60

Panorama audio Zniekształcenia cyfrowe?

Na przykładzie przetworników cyfrowo-analogowych DAC omawiamy, a właściwie tylko sygnalizujemy, intrygujące, bardzo słabo rozumiane zagadnienie różnego rodzaju zniekształceń sygnałów cyfrowych.

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

Sierpień

8 (307)

Projekty

Projekty AVT

NanoVNA, czyli superultra... omomierz.....16

Elektronika 2000

Karta wyjść cyfrowych audio.....54

Forum Czytelników

Generator wody, czyli peltier w akcji.....58

Szkoła Konstruktorów

Zadanie główne 305

Zaproponuj układ elektroniczny z wykorzystaniem
co najmniej jednego superkondensatora.....41

Rozwiązanie zadania głównego 300

Zaproponuj wykorzystanie dowolnego,
częściowo wyeksploatowanego akumulatora.....42

Druga klasa Szkoły Konstruktorów Co tu nie gra? 305, 300..... 46

Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów Policz 305, 300..... 50

Artykuły różne

Felieton: Jubileusz 25-lecia EdW.

Moja przygoda z elektroniką i EdW, część 2.....14

Filozofia sieci. Protokół TCP, część 1.....21

Wzmacniacze klasy D, część 13.....24

MPPT, część 14.....26

Sieci energetyczne dla elektroników, część 3.....28

Silniki prądu stałego, część 12.....30

Inteligentny dom także dla Ciebie,

czyli jest dobrze, ale nie beznadziejnie

Część 2 – Smart home?.....32

Droga do RRIO, czyli wzmacniacze operacyjne

(nie tylko) dla początkujących, część 7.....34

Odkrywamy schematy, część 10.

Klasyczny forward z jednorozmiarowym kluczem.....36

Panorama audio. Co to jest DAC?.....60

Naprawa zasilacza do Szarotki..... 64

Rubryki stałe

Nowości, ciekawostki..... 6

Prenumerata.....8

Poczta.....10

Skrzynka porad.....12

Księgarnia AVT.....53

Oferta handlowa AVT..... 70

Konkursy

Co to jest?.....57

Krzyżówka.....63

Jak to działa?.....67



Sierpień

W tym numerze na okładkę trafił wyjątkowy materiał! Po raz pierwszy w historii EdW projekt okładkowy przedstawia fabryczne urządzenie – mały analizator NanoVNA, a dokładniej biorąc, prezentuje i odsłania tajemnice przyrządu bardzo mało znanego, niedocenianego przez większość, a wyjątkowo pożytecznego dla każdego elektronika. Zapraszam do lektury! I od razu zapowiadam, że temat będzie kontynuowany, bowiem wykorzystanie NanoVNA ściśle wiąże się z jakże ważnym cyklem „Wróbelk”. Cieszę się, że po koronawirusowych zawirowaniach mogę przedstawić podsumowanie *Szkoły Konstruktorów* oraz konkursu *Jak to działa?* Najbardziej aktywni uczestnicy tych konkursów otrzymują liczne nagrody, w tym gratisowe prenumeraty naszego czasopisma.

W tym wakacyjnym numerze znajdziecie wyjątkowo liczne artykuły o różnorodnej tematyce. Między innymi zastanawiamy się co znaczy określenie: *Inteligentny dom?* Kolejny artykuł dotyczący *Panoramy audio* wychodząc od przetworników DAC zwraca uwagę na coś tak słabo rozumianego, jak zniekształcenia cyfrowe. Kontynuujemy też cykl *Sieci energetyczne dla elektroników*, *MPPT*, *Wzmacniacze audio klasy D*, oraz *Silniki elektryczne DC*. W cyklu *Droga do RRIO* zagłębiamy się w kwestie niedoskonałości obwodów wejściowych wzmacniaczy operacyjnych, co otwiera drogę do publikacji przyrządu, który pozwoli zmierzyć takie oraz różne inne niedoskonałości. A w cyklu *Filozofia sieci* zaczynamy omawiać jeden z najważniejszych protokołów, mianowicie TCP.

Nieustannie zachęcam do kontaktów z redakcją! Zapraszam do lektury oraz do udziału we wszystkich konkursach EdW, w szczególności w zadaniach numer 305 *Szkoły Konstruktorów*!

Serdecznie pozdrawiam

Piotr Górecki



**Prenumerata
– naprawdę warto!**

AUDI JAK MERCEDES?

Audi z grupy VAG, śladami Mercedesa, chce postawić na pełną elektromobilność pojazdów ze swojej oferty. Oznacza to, że elektryfikacja niebawem obejmie całe portfolio niemieckiego producenta. Dotyczy to nawet topowej limuzyny A8. Producent z Ingolstadt zaprezentował już elektryczne SUV-y – Q4 e-tron i e-tron, a także sportowy model e-tron GT. Ale to dopiero początek zmian. Do oferty ma dołączyć elektryczny odpowiednik A6, A8, a ostatni spalinowy samochód zadebiutuje w 2026 roku.

Segment elektrycznych i luksusowych limuzyn dopiero powstaje, a jednym z pierwszych przedstawicieli jest Mercedes EQS, będący odpowiednikiem klasy S. Niebawem jednak zyska on groźnych rywali – elektryczne BMW serii 7 i Audi A8.

Mimo iż do premiery koncepcyjnego Grand Sphere (taka jest na razie wewnętrzna nazwa tego modelu) pozostało jeszcze trochę czasu, to poznaliśmy już kilka informacji. Nowy elektryk ma być fastbackiem, podobnym do A7, ale w ofercie będzie zlokalizowany znacznie bliżej A8. Ma on zapewnić naprawdę sporo przestrzeni w środku i komfort na najwyższym poziomie.

Audi Grand Sphere, podobnie jak spalinowe A8, z pewnością będzie pokazem możliwości inżynierów z Ingolstadt. Należy oczekiwać zasięgu wynoszącego około 700km lub więcej, około 500KM mocy w topowej wersji i oczywiście napędu quattro.



RYNEK KOMPUTERÓW PC

Pandemia zatrzęsała rynkiem PC, ale w sposób zaskakujący. Okazało się, że praca z domu czy zdalne lekcje dzieci zmusiły całe rzesze osób do kupna komputera z prawdziwego zdarzenia, czyli takiego z klawiaturą i gładzikiem. Widać to po wynikach z zeszłego roku, gdy wszyscy producenci PC łącznie odnotowali wzrost sprzedaży na poziomie ponad 25%.

Pierwszy kwartał 2021 roku również okazał się naprawdę dobry dla producentów. Sprzedaż komputerów wzrosła o 55% rok do roku, co jest naprawdę imponującym rezultatem. Kolejne trzy miesiące to wciąż wzrosty i to mimo niedoborów komponentów na całym świecie. Jak wynika z raportu opublikowanego przez IDC, łączne dostawy komputerów (stacjonarne, laptopy i stacje robocze) wyniosły 86,3 mln sztuk, co oznacza wzrost o 13,2% względem drugiego kwartału w 2020 roku.

Pierwsze miejsce należy do Lenovo, które zgarnęło 23,9% rynku. Następnie mamy HP z wynikiem 22,2%, Della z udziałem na poziomie 16,7%, Apple z 7,4% oraz Acera, który zdobył 7,3%. Warto zauważyć, że firma Tima Cooka, która od dłuższego czasu zajmowała czwartą pozycję, może niebawem spaść o jedno miejsce. Komputery z Cupertino sprzedają się bardzo dobrze, ale konkurencja jest naprawdę silna i dociera do szerszego grona potencjalnych odbiorców.

Najbliższe miesiące pokażą, czy był to tylko chwilowy trend wynikający z światowej sytuacji związanej z pandemią, czy realna zmiana i powrót do tradycyjnego użytkownika urządzeń typu PC.



SSD DLA EKSTREMISTÓW

Firma Gigabyte zaprezentowała swój najszybszy dysk AIC SSD Aorus Xtreme. Ten SSD cechuje się budową typu AIC, specjalnie zaprojektowanym systemem chłodzenia oraz rekordowo wysokimi transferami za sprawą sprytnie stworzonej konstrukcji.

Najlepsze dyski SSD M.2 zgodne z interfejsem PCIe w wersji 4.0 cechują się transferami odczytu sekwencyjnego na poziomie około 6000–7000MB/s. Gigabyte Aorus Xtreme AIC SSD zaoferuje aż 32TB pamięci z rekordowo wysoką prędkością dostępu 28GB/s. Dla przypomnienia, sztandarowy kontroler pamięci dla dysków półprzewodnikowych Phison E18, zapewnia maksymalną wartość odczytu 7,4GB/s, a więc skąd się bierze tak szybki zapis?

Jak się okazuje wynika głównie z budowy dysku – w samej nazwie produktu widzimy dopisek



„AIC”. SSD jest tak naprawdę kartą rozszerzeń wykorzystującą złącze PCI Express 4.0 ×16, czyli to samo, które używa karta graficzna. Konstrukcja ma na pokładzie osiem klasycznych dysków SSD M.2 NVMe, każdy o pojemności 4TB – co łącznie daje nam 32TB. Według deklaracji producenta Aorus Xtreme AIC cechuje się odczytem sekwencyjnym na poziomie około 28GB/s oraz zapisem sekwencyjnym 26,6GB/s. Dodatkowo dysk został wyposażony w specjalny system chłodzenia. Na pokładzie znajdziemy duży, żeberkowany radiator z dwoma wentylatorami, które mają możliwość pracy w trzech trybach – cichym, zrównoważonym oraz efektywnym.

Mimo że wciąż nie znamy ostatecznej ceny urządzenia, możemy spodziewać się, że będzie zaporowo wysoka.

INTELIGENTNY ZEGAREK ZAMIAST SMARTFONA?

Smartwatche już na dobre zdomowały się na rynku, a sukces inteligentnego zegarka od Apple pokazał jak ważny jest spójny ekosystem i komunikacja między urządzeniami. Podobny sukces odniosły opaski fitness i innego rodzaju czujniki, które w inteligentny sposób komunikują się z telefonem by wymieniać i zapisywać informacje. Smartfon jednak wciąż stanowi serce tej pary i bez niego większość inteligentnych zegarków czy opasek przestaje być... inteligentna.

Czy zegarek jest w stanie zastąpić smartfona? Nowy KOSPEK Optimus 2 może to jednak zrobić z nawiązką, a nawet przyczynić się go tego, że użytkownik całkowicie odzwyczai się od ciągłego korzystania z telefonu.

W modelu tym zastosowano wyświetlacz IPS o średnicy 1,6 cala i rozdzielczości 400×400 pikseli, zatem jest on większy niż w inteligentnych zegarkach innych producentów.

Dalsza specyfikacja Optimus 2 jest jeszcze ciekawsza. Model ten wyposażono również w procesor MediaTek Helio P22, któremu towarzyszy układ PixArt PAR2822, odpowiedzialny za przetwarzanie danych sportowych i obsługę połączenia Bluetooth. Co więcej na pokładzie tego smartwatcha są też 4GB LPDDR4 RAM i 64GB pamięci wbudowanej. Takimi parametrami zwykle charakteryzują się smartfony, a nie smart-zegarki.

Zaskakujące? Ale to nie wszystko. Oferuje on także aparat z matrycą SONY IMX214 o rozdzielczości 13Mpix, któremu towarzyszy dioda doświetlająca. Co więcej, umieszczono go na ruchomej platformie, potrafiącej obrócić obiektyw o 90 stopni. Równie dużym zaskoczeniem jest system operacyjny Android 10 z dostępem do Sklepu Google Play.



CORAZ WIĘKSZE IMAKI

Transformacja linii komputerów produkowanych przez giganta z Cupertino przyspieszyła wraz z wprowadzeniem procesora Apple M1. Wzrosła nie tylko wydajność, ale też rozmiary urządzeń. Mniejszy z oferowanych iMaków miał 21,5-calowy ekran, a najnowsze wydanie ma już wyświetlacz o przekątnej 24 cali. Wszystko wskazuje na to, że aktualnie sprzedawany, 27-calowy wariant również doczeka się jeszcze większego następcy, a wraz z nim światło dzienne ujrzy następca procesora Apple M1.

Znaczny wzrost rozmiarów, początkowo obserwowany przede wszystkim w segmencie smartfonów, dotyka kolejną kategorię sprzętu elektronicznego. Już jakiś czas temu lekko ponad 15-calowe MacBooki Pro zastąpiono wersją charakteryzującą się przekątną ekranu o jeden cal większą. Niedawna konferencja Apple, na której zaprezentowano nowe iMaki, dała do zrozumienia, że ten trend dotknie również tę kategorię produktów.

Wciąż nie wiadomo jaka (i czy w ogóle) będzie odpowiedź Intela na linię procesorów M, które są tańsze, wydajniejsze i zużywają mniej energii. W trudnej pozycji znaleźli się producenci sprzętu PC, którzy nie mają dostępu do tak wydajnych procesorów. Mimo że Qualcomm produkuje czipy ARM dla urządzeń z Windowsem, to ich wydajność jest dużo niższa niż procesora M1, a sam Windows dalej zmagają się z problemem słabego wsparcia deweloperów dla oprogramowania dedykowanego dla ARM.



HUAWEI W SAMOCHODZIE

Chińskiemu gigantowi czkawką odbił się konflikt handlowy na linii USA-Chiny, a brak usług Google w smartfonach od Huawei sprawił, że producent z pozycji światowego lidera spadł na dalsze miejsca i przestał się liczyć w skali globalnej.

Huawei to jednak nie tylko smartfony. Chińczycy, podobnie jak wiele firm znanych głównie z produkcji elektroniki i oprogramowania, coraz śmielej wkracza w rynek skomputeryzowanych samochodów. Dowodem na to jest umowa podpisana z dostawcą jednego z największych koncernów motoryzacyjnych.

Ostatnie lata pokazały, że oprogramowanie, systemy bezpieczeństwa, czy tak zwane systemy infotainment, są dla nowych nabywców aut równie ważne co silnik, osiągi czy komfort jazdy. To świetna okazja dla firm branży elektronicznej, aby wejść na nowy rynek. Wielu dużych graczy współpracuje już



z producentami samochodów i dostarcza im oprogramowanie, czujniki czy procesory. Wśród nich należy wymienić Nvidię, Intela czy Samsunga.

Znaczna większość współczesnych aut jest podłączona do internetu. W tym celu często wykorzystana jest sieć 4G, a niebawem najpewniej nastąpi przesiadka na technologię 5G. Nic więc dziwnego, że technologia należąca do Huawei, mającego ogromne doświadczenie w rozwijaniu komunikacji

bezprzewodowej, jest kluczowa dla wielu producentów aut.

Chińczycy pochwalili się, że zawarli umowę licencyjną z dostawcą Volkswagen Group. Dotyczy ona licencji na korzystanie z posiadanych przez firmę patentów koniecznych do spełnienia normy (SEP – Standard Essential Patent) w standardzie 4G. Huawei oczekuje, że do roku 2026 docelowo ponad 30 milionów pojazdów zaoferuje technologie oparte na jej patentach.

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
proponycje 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
	2 lat	125,10 zł 3 wydania gratis
jeśli prenumerujesz nieprzerwanie od:	3 lat	111,20 zł 4 wydania 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.

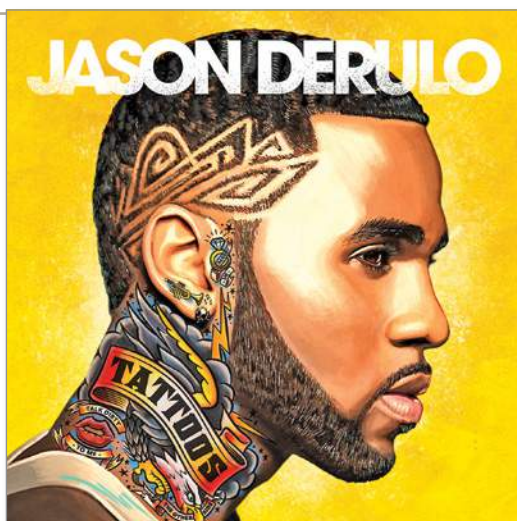
Twoje dane osobowe przekazujemy Poczcie Polskiej, która
dostarcza do Ciebie przesyłki. Bez Twojej zgody nie prześlemy
i nie będziemy dokonywać obrotu (nie użyczymy, nie sprzedamy)
Twoich danych osobowych innym osobom lub instytucjom.
Twoje dane osobowe możemy przekazać jedynie podmiotom

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
zgoda 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:

- Jason Derulo „Tattoos”
- „Bach Rewrite” (various artists)

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 cenimy 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**

W lipcu ubiegłego roku projektem okładowym był niesamowity **kalkulator TTL**. Ostatnio otrzymaliśmy dodatkowo bardzo miłe informacje o tym potężnym projekcie:

Dzień dobry!

Dokonując zakupu w firmie TME, natknąłem się na materiał związany z ubiegłoroczną publikacją dotyczącą kalkulatora na układach TTL. Oto linki internetowe:

<https://www.tme.eu/pl/news/library-articles/page/43618/Droga-Rafala-Wisniewskiego-do-ustanowienia-rekordu/> [w skrócie: <https://bit.ly/3xP7F5S>

oraz https://www.youtube.com/watch?v=RwuT_5PajyI
Wiesław Tokarski

Kalkulator TTL – rekord Polski

(...) rekord Polski w kategorii: „Najwięcej układów scalonych w samodzielnie wykonanym urządzeniu” (...) A tu oficjalny link do rekordu: <https://biurorekordow.pl/najwiecej-ukladow-scalonych-w-samodzielnie-wykonanym-urazdzeniu/> w skrócie: <https://bit.ly/3jaqW03> (...)

Sławomir

Dzień dobry.

Zdaję sobie sprawę, że termin nadsyłania rozwiązań zadania [Policz 298] już minął. Jednak chciałbym podzielić się z Redakcją i Czytelnikami swoimi doświadczeniami dotyczącymi przewodów do płytek stykowych. Kilka lat temu budowałem prototyp niewielkiego zasilacza żarzenia lamp elektrono-

wych, dysponując klasycznym transformatorem o napięciu uzwojenia wtórnego wynoszącym 6,3V. Moje urządzenie miało być źródłem napięcia stałego stabilizowanego o wartości 6,3V i charakteryzować się obciążalnością do 1A. Aby zminimalizować spadki napięcia, w zasilaczu konieczne było zastosowanie diod Schottky'ego w mostku prostowniczym i stabilizatora typu LDO. Raster wyprowadzeń stabilizatora oraz grubość wyprowadzeń diod wykluczyły możliwość użycia płytki stykowej; prototyp został więc skonstruowany z wykorzystaniem przewodów połączeniowych zakończonych krokodylkami. Pomimo niewielkiego stopnia złożoności i użycia sprawnych elementów, wykonany zasilacz nie działał prawidłowo. Prawdopodobną przyczyną była rezystancja użytych przewodów.

Aby potwierdzić moją hipotezę, zmierzyłem wartości rezystancji różnych przewodów: tych zakończonych krokodylkami, lecz również takich typu dupont ze szpilkami. **Wyniki pomiarów są zatrważające.** Otóż kilka wybranych losowo reprezentantów charakteryzujących się długością od 17 do 40cm wykazuje rezystancję w przedziale od 0,1 do 2,5Ω (!). Paradoksalnie, te dłuższe wcale nie mają większego oporu. Do szacowania obciążalności przyjmijmy więc długość przewodu $L = 25\text{cm}$ i rezystancję $R = 1\Omega$. Przy przepływie prądu $i = 1\text{A}$ spadek napięcia na takim przewodzie wyniesie aż 1V, a straty mocy osiągną 1W. Obydwie wartości są niedopuszczalne: urządzenie nie może działać poprawnie, a przewód ulegnie uszkodzeniu.

Obliczmy zatem z czystej ciekawości średnicę żyły miedzianej w tym przewodzie. Ponieważ pole przekroju przewodnika $S = \sigma L/R$ (powszechnie przyjęta rezystywność miedzi wynosi $1,7 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$), to $S = 4,2 \cdot 10^{-9} \text{m}^2$. Z tego wynika, że średnica żyły miedzianej to zaledwie 0,074mm. Niewiarygodne! Najprawdopodobniej żyły nie są wykonane z miedzi; źródłem znacznej rezystancji przewodu może być także niestarannie zaciśnięte złącze szpilki lub krokodyłka.

Reasumując: nie powinno się obciążać takich przewodów prądem większym niż kilkadziesiąt miliamperów.

Pozdrawiam
Zygmunt Flisak

W czerwcowym numerze ukazał się w EdW pierwszy odcinek cyklu **Panorama audio**. Impulsem do podjęcia tej inicjatywy było zaproszenie Naczelnego EdW do udziału w wideokonferencji AVS (Audio Video Summit), która odbyła się 15 czerwca. Krótka zapowiedź ukazała się na stronie: <https://www.facebook.com/ElektronikaDlaWszystkich> Na YouTube można znaleźć wcześniejszy film przedstawiający dylematy: www.youtube.com/watch?v=NSnkfesK5cA oraz samą konferencję: <https://youtu.be/CxcQsw2lsMk> Oto list w tej sprawie:

(...) Rzadko przeglądam Facebooka i trochę żałuję, że ominęła mnie ciekawa konferencja na żywo z Pana udziałem. Stale rozszerzam swoją wiedzę i uwielbiam słuchać wypowiedzi ludzi, którzy znają się wręcz doskonale na swojej dziedzinie. Filmik obejrzałem i wg mnie powinien Pan stworzyć swój kanał na YouTube i przekazywać nam swoją wiedzę na temat szeroko pojętej elektroniki w ten właśnie sposób. Bardzo ciekawie Pan pisze swoje artykuły w przystępnym i zrozumiałym dla mnie języku, a wczoraj pierwszy raz miałem możliwość wysłuchać Pana przekazu „audiowizualnego” i muszę przyznać, że ten sposób przekazywania wiedzy o elektronice zrobiłby furorę. Myślę, że nie byłbym odosobniony w tej tezie. (...)

Trzymam kciuki, żeby się Panu powiodło :)

(...) A tak między nami mówiąc, to wg mnie powinien Pan otworzyć jakąś szkołę dla ludzi, którzy chcą zostać prawdziwymi elektronikami konstruktorami i to bez względu na to, czy ktoś jest wykształcony w tym kierunku, czy nie. Pan by był w roli mistrza swojego fachu, a ludzie by się uczyli od Pana kunsztu. Coś na zasadzie szkół sztuk walki. Oczywiście wszystko za godne pieniądze. Przepraszam, jeśli poniosła mnie fantazja, ale już kiedyś w ten sposób o Panu myślałem.

Pozdrawiam serdecznie
Rafał Wiśniewski

Co o tym sądzicie?

Świat się zmienia i może oprócz kontaktu na łamach czasopisma należałoby wprowadzić nowe możliwości? Na żywo lub w postaci filmików, podcastów czy audiobooków? Jak to widzicie? Piszcie: edw@elportal.pl

Dzień dobry.

Mam dość wiekowy układ zegara cyfrowego, oparty na układzie CMOS. Działa z kwarcem dołączanym do wyprowadzeń XTAL. Niestety zegar nie działa dokładnie i ma niewielką odchyłkę, obecnie mamy o wiele dokładniejsze układy zegarowe np. DS3231, które umożliwiają wyprowadzenie sygnału taktującego. Wiem, że mikrokontrolery pozwalają często na dołączenie zewnętrznych sygnałów taktowania do jednego z wejść, gdzie normalnie jest dołączany rezonator. Niestety nie mam schematu wewnętrznej budowy układu scalonego. W jakim układzie można bezpiecznie dla obwodów układu sprawdzić, czy da się taktować zegar przebiegiem prostokątnym?

Przemysław

Pytanie zostaje skierowane do Skrzynki porad.

Dzień dobry.

Do napisanie tej wiadomości skłoniły mnie pewne przemyślenia. Nasze wspólne pismo o tematyce elektronicznej od 25 lat, ponad 300 wydań, jest najlepszym pismem na rynku prasowym. Kiedy w latach 90., jako początkujący adept elektroniki, kupiłem EdW – oszalałem!

Byłem zachwycony! Pierwszy raz byłem zadowolony z wydanych pieniędzy. Drugi, trzeci i kolejny numer pochłaniałem od przysłowiowej deski do deski. Wpadłem po uszy i tak mi zostało.

W tym wszystkim Pan, Panie Piotrze, jako Redaktor Naczelny, oraz śp. Pan Zbigniew Raabe. Dzięki Wam co miesiąc pojawiały się nieprzespiane noce, a poznawanie świata elektroniki

stało się łatwe i przyjemne. Jestem pełen uznania dla Redakcji EdW za rzetelne, dogłębne, a czasem z poczuciem humoru i luzu pisanego pióra w podejściu do tematu i do czytelnika.

Wszystko pięknie, ale... przyszedł taki dzień, moment, w którym odszedł Pan Zbigniew. Obecny jubileuszowy rok zbiega się z 20. rocznicą jego śmierci. W takiej zadumie nasuwa się temat – pomysł przybliżenia opracowanych układów przez Pana Zbigniewa, młodym adeptom, starszym zaś przypomnienie początków elektroniki.

A może pogodzić stare i nowe czasy i stworzyć konkurs na opracowanie układów Pana Zbigniewa w nowym aktualnym rozwiązaniu? Taki konkurs imienia Zbigniewa Raabe. Co miesiąc publikować interesujący układ opracowany przez Czytelników. A po zakończeniu roku przeznaczyć pewien czas na oddanie głosów i nagrodzenie najlepszego układu. Dla zwycięzcy złoty Pipek :)

Pozdrawiam
M.G.

Co o tym sądzicie? Piszcie: edw@elportal.pl

20. rocznica odejścia Zbyszka Raabe przypada 22 grudnia 2021. Jak najbardziej możemy w grudniu ogłosić stosowny konkurs, czy to na interesujący projekt, czy na wspomnienia, związane ze Zbyszkiem i jego projektami.

A na marginesie: tak się złożyło, że niedawno Pracownia AVT wprowadziła do oferty nowy zestaw do nauki lutowania: AVTEDU625 – Pipek dręczyciel – reaktywacja.

Witam.

Obiecałem, że jak otrzymam moduł woltomierza, to się podzielę wrażeniami (...) zakupiłem taki moduł od jakiegoś dostawcy krajowego. Jest to moduł czterocyfrowy z zielonym wyświetlaczem zapakowany oryginalnie z Chin.

Dzisiaj cały dzień jest pod napięciem 26V. Niestety przy sztywnym napięciu z zasilacza wskazywane napięcie „pływa” (...) $\pm 0,6V$. Podejrzewam, iż przyczyną takiego stanu jest podkówa kalibrująca napięcie. Niestety jestem rozczarowany, bo takie moduły bardzo mi odpowiadały, choćby nawet z uwagi na ich wymiary.

Pozdrawiam serdecznie
R. Nowak

Jak niedawno pisaliśmy, chińskie moduły, zależnie od budowy wewnętrznej, mają różną jakość, ale aż tak źle nie są. W tym przypadku przyczyną było zbyt wysokie napięcie zasilania i przegrzewanie stabilizatora LDO. Po otrzymaniu wskazówek z redakcji EdW Autor napisał:

(...) Ten moduł ma trzy wyprowadzenia: czerwony, czarny i żółty. (...) na początku zasilalem 9V, a potem 11,9V i mierzyłem 26V. Jednak dalej mi to nie dawało spokoju i napięcie mierzone zmniejszałem do 15V i faktycznie wskazania „pływały”, dopiero gdy zacząłem zwiększać [napięcie zasilania modułu] (...) przy 18V zaczyna się to zjawisko, które poprzednio opisałem. (...) [gdy] zmniejszyłem napięcie zasilające do 5V i dodatkowo pomiędzy przewodem pomiarowym /żółty/ wpiąłem 1u do masy /czarny/, wszystko się uspokoiło. Pływanie napięcia na drugim miejscu po przecinku nie jest dla mnie istotne. (...)

Upominki za listy do Poczty otrzymują: **Zygmunt Flisak**, **Rafał Wiśniewski** oraz **M.G.**

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.



(...) był artykuł o modułowych miernikach (...) czy redakcja mogłaby odpowiedzieć, czy precyzja i dokładność to jest to samo, czy nie? (...) z tego co wiem (...)

Sens i zakres znaczeniowy tych pojęć zmieniał się z upływem czasu. Nawet we współczesnej literaturze naukowej można znaleźć przykłady niekonsekwentnego wykorzystania tych słów i pojęć. We wspomnianym artykule, pokazującym różnice między modułowymi miernikami o różnej konstrukcji, określenia **precyzja** i **dokładność** były stosowane wymiennie. W wielu przypadkach nie trzeba szczegółowo analizować zakresów znaczeniowych i utożsamienie **dokładności** i **precyzji** jest dopuszczalne, byle tylko nie wprowadzało w błąd Czytelnika.

Jednak ściślej biorąc, **precyzja** i **dokładność** to nie są synonimy. Określenia te zasadniczo dotyczą *metod pomiarowych*, a nie *pojedynczych wyników pomiaru* czy *przrządów pomiarowych*, które charakteryzowane są, a przynajmniej powinny być, za pomocą innych pojęć. W metrologii, czyli nauce dotyczącej sposobów dokonywania pomiarów oraz zasad interpretacji uzyskanych wyników, pojęcia **precyzja** i **dokładność** mają odmienne znaczenia, a nawet są od siebie niezależne.

Metrologia to szeroka i wcale nie tak łatwa dziedzina, jak mogłoby się wydawać. Obejmuje szereg różnych aspektów, związanych z pomiarami różnych wielkości i nie sposób nawet zasygnalizować wszystkich tych aspektów. Nie wgłębiając się w szczegóły, na postawione pytanie można odpowiedzieć tak: aktualnie w języku polskim określenie **dokładność** jest odpowiednikiem, tłumaczeniem angielskiego *accuracy* i określa stopień zgodności z wartością rzeczywistą, prawdziwą. Natomiast termin **precyzja** jest odpowiednikiem angielskiego *precision* i nie określa **dokładności**, tylko najprościej biorąc *powtarzalność wyników pomiarów*.

Precyzja i **dokładność** pomiaru są więc od siebie niezależne. Wyniki pomiarów są *precyzyjne*, gdy rozrzut wyników jest nieduży, ale takie *precyzyjne* pomiary będą niedokładne, gdy wszystkie wyniki znacznie odbiegają od wartości prawdziwej. Pomiary są *mało precyzyjne*, gdy uzyskane wyniki mają duży rozrzut, ale mimo to mogą być uznane za *dokładne*, jeżeli średnia tych wyników odpowiada wartości prawdziwej. Oczywiście najlepiej, gdy pomiary są i *precyzyjne* (mały rozrzut), i *dokładne* (średnia zbliżona do wartości prawdziwej).

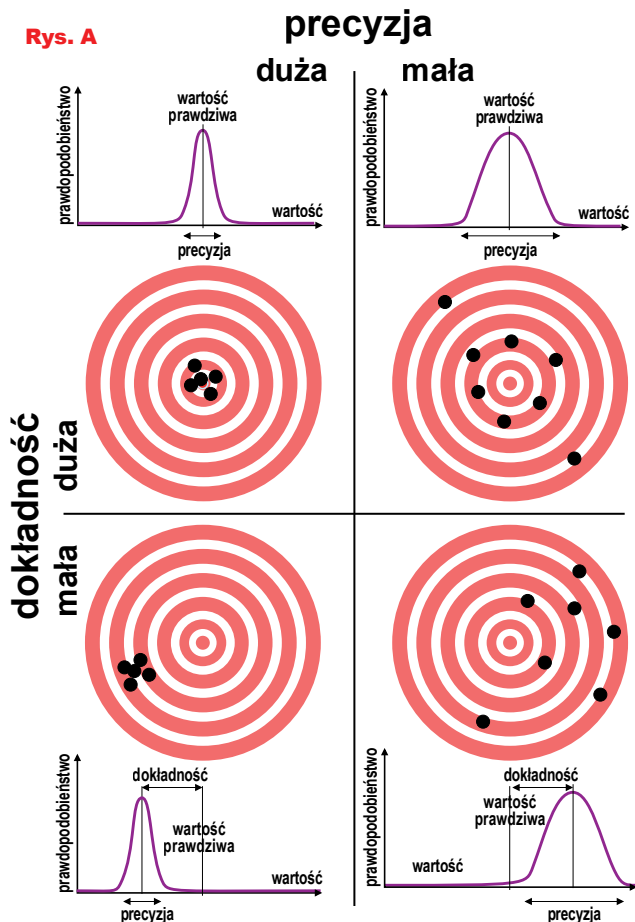
W podręcznikach zwykle ilustruje się to przykładem strzelania do tarczy. Cztery przykłady takiego zobrazowania pokazane są na **rysunku A**. Tu bardzo wyraźnie widać, czym jest precyzja – mały rozrzut wyników. Trochę wbrew intuicji dokładność to zgodność średniej z wielu pomiarów z wartością prawdziwą.

Rysunek A i przedstawione właśnie rozważania uściślają zakres znaczeniowy pojęć **precyzja** i **dokładność**, ale szczerze mówiąc, po chwili zastanowienia wielu Czytelników stwierdzi, że to wszystko zdecydowanie nie zgadza się z praktyką i tylko mocno mąci obraz, zamiast go rozjaśniać.

Rzeczywiście! Przykładowo w instrukcjach obsługi oraz w specyfikacjach parametrów multimetrów powszechnie występuje określenie **Dokładność** (*Accuracy*), które na pewno NIE jest rozumiane jako zgodność wartości średniej z wielu pomiarów z wartością prawdziwą. Przykłady z instrukcji multi-

NAPIĘCIE STAŁE (DCV) Rys. B
Zakresy: 400mV, 4V, 40V, 400V, 600V
Rozdzielczość: 100µV na zakresie 400mV
Dokładność: $\pm(0.25\% + 1c)$
Impedancja wejściowa: 10MΩ
Zabezpieczenia: 500V DC lub AC_{RMS} na zal. 1000V DC lub 750V AC

Rys. A



„w cyfrach”, co zresztą dla mniej zorientowanych jest nieprzeniknioną zagadką. Po pierwsze widać, że *Dokładność – Accuracy* w praktyce ma inne znaczenie niż przedstawione wcześniej, obowiązujące w metrologii. Określa po prostu, jaki może być maksymalny błąd danego miernika.

Po drugie elektronika nie bardzo interesują opisane wcześniej subtelności i różnice między *dokładnością* i *precyzją*. On chce wiedzieć, na ile może mieć zaufanie do wyniku, jaki pokazany jest na wyświetlaczu multimetru czy innego przyrządu.

A wtedy można zupełnie zapomnieć o kanonicznym sensie *precyzji* i *dokładności*, a zająć się bardziej praktycznymi kwestiami rozdzielczości oraz maksymalnego spodziewanego błędu pomiaru.

Na przykład przy jak najdokładniejszym dobieraniu jednakowych rezystorów precyzyjnych (do mostków lub wzmacniaczy różnicowych) najczęściej nie jest potrzebna wysoka *dokładność*, czyli zgodność z wartością praw-

ZAKRES	DOKŁADNOŚĆ	ROZDZIELCZOŚĆ
326 mV	±0.8% + 3 cyfry	100 μV
3.26 V	±0.8% + 1 cyfra	1 mV
32.6 V	±0.8% + 1 cyfra	10 mV
326 V	±0.8% + 1 cyfra	100 mV
1000 V	±1.0% + 5 cyfr	1 V

Rys. C

dziwą, a za to na pewno potrzebna jest precyzja, czyli powtarzalność. W większości przypadków interesuje nas jednak, jaki jest, a raczej jaki może być maksymalny błąd odczytanego wyniku.

W elektronicznej praktyce

ważna jest też kwestia, czy przy zerowej wartości mierzonej przyrząd pokazuje zero?

Jak widać z rysunków B...D, w popularnych multimetrach błąd przy pomiarze napięcia stałego, zależnie od typu multimetru, może wynieść od 0,25% do 1% wartości zmierzonej, widocznej na wyświetlaczu. W lepszych niedrogich miernikach z wyświetlaczami 4- i 5-cyfrowymi błąd ten może wynosić tylko 0,05%.

Do tego dochodzi błąd 1...5 „cyfr” (digits), który związany jest głównie z przetwarzaniem cyfrowym.

Przykładowo przy „dokładności” przyrządu 0,05%+3 digit wynik na wyświetlaczu 1,9999V oznacza, że napięcie mierzone wynosi 1,9986...2,0012V. Natomiast wynik na wyświetlaczu 0,0019V oznacza, że napięcie mierzone zawiera się w zakresie 0,0016V...0,0022V.

100% elektroniki

Prenumerujesz
Elektronikę Praktyczną +
Elektronikę dla Wszystkich?

Skorzystaj z promocji

1+1=3

i zamów bezpłatną
prenumeratę Elektronika

na www.avt.pl/prenumerata



Jubileusz 25-lecia EdW

Moja przygoda z elektroniką i EdW

część 2

Pierwsza część moich wspomnień zakończyła się informacją o praktykach studenckich w zakładach Radmor. Dowiedzieliśmy się, że radiostacje uruchamia się na kwarcach testowych, bo częstotliwości, na których te radiostacje potem pracują, są tajne. Zaskoczyło nas, że do wykrywania zimnych lutów stosują gumową pałkę milicyjną.

Następnego dnia przynieśli nam z produkcji 15 wzmacniaczy do uruchomienia, ale pracownicy uruchamiania powiedzieli, że nie pali się i możemy kontynuować rozpoczęty wczoraj przegląd schematów różnych urządzeń. Pamiętam, że spodobał mi się generator (sinus) do wybierania tonowego (sekwencja tonów decydowała, w którym radiowozie odezwie się radiostacja). W generatorze była cewka z kilkoma odczepami. Każdy odczep był przez kondensator i diodę połączony z masą. Spolaryzowanie wybranej diody w kierunku przewodzenia decydowało, jaka część cewki „wchodzi” w skład obwodu rezonansowego LC. Nigdy wcześniej nie spotkałem się z wykorzystaniem diod do przełączania obwodów prądu zmiennego. Nie zdążyliśmy tego dnia zabrać się za wzmacniacze. Na drugi dzień rano przyszedł ktoś z produkcji zapytać, jak tam te wzmacniacze. Studenci z drugiej komórki uruchomili wczoraj 30 wzmacniaczy i dziś wzięli kolejne 15 sztuk, a my się ciągle mulimy z pierwszą piętnastką. Poprosiłem, aby dali nam drugie 15 szt. Z wielkimi oporami, ale w końcu się zgodzili. Uruchomienie polegało na wyjęciu płytki z obudowy, podłączeniu układu testowego do wszystkich złączy i punktów testowych na płycie, sprawdzeniu lub wyregulowaniu napięcia w kilku miejscach i ustawieniu konkretnej wartości prądu przeciwnoobrotowego stopnia końcowego. Potem (po włożeniu w obudowę) należało jeszcze sprawdzić, czy w całości (razem z głośnikiem i potencjometrem regulacji głośności) wzmacniacz działa. Z pierwszej partii 15 szt. kilka nie działało. Wziąłem w to miejsce wzmacniacze z drugiej partii. Gdy chciałem już je odnosić, kierownik mnie zatrzymał, usiadł na stanowisku i powtórzył całą procedurę uruchamiania dla każdego z nich, przystawiając po sprawdzeniu na płycie pieczętkę kontroli jakości. Nie znalazł żadnego błędu. Na produkcji zapytali od razu o drugą piętnastkę i znów musiałem ich przekonać, aby mi dali kolejną partię, zanim im je oddam. W kolejnej piętnastce też kilka nie działało, więc podmieniłem z mojego

bufora. Tę drugą partię kierownik też dokładnie sprawdził z takim samym rezultatem. Gdy miałem gotową trzecią piętnastkę, dał mi pieczętkę i kazał je ostemplować. Od tego momentu już nigdy nie sprawdzał po mnie uruchomionych urządzeń i pieczętkę dostałem na stałe.

Tego dnia oddaliśmy na produkcję 75 wzmacniaczy. Z ciekawości zapytałem, jak tam drugie uruchamianie – zrobili znów 30 szt. Na następny dzień zostało nam 15 wzmacniaczy, z których tylko jeden albo dwa działały. Ich naprawienie zajęło nam cały kolejny dzień. Kolega, który miał znacznie mniejsze doświadczenie ode mnie, pomagał, mierząc omomierzem rezystancję między losowymi punktami sprawnej i niesprawnej płytki i znalazł w ten sposób kilka błędów. Działaliśmy tak dalej – jednego dnia uruchamialiśmy, ile się uda, a drugiego naprawialiśmy te niedziałające. Jak raz musiałem powiększyć bufor do 30 szt., to produkcja już nie protestowała. Gdy wzmacniacze się skończyły, uruchamialiśmy inne urządzenia, ale to te wzmacniacze utkwiły mi w pamięci.

Później się dowiedziałem, że wtedy, na początku, jak powiedzieliśmy, że jesteśmy po pierwszym roku i po liceum, kierownik, bez słowa, od razu poszedł załatwić odkręcenie tego przydziału. Okazało się, że musi to załatwić z przedstawicielem uczelni ds. praktyk, a tego dnia nie było w zakładzie. Jak w końcu go złapał telefonicznie, to ten się nie zgodził na żadne zmiany. Na koniec praktyki kierownik powiedział mi, że dotychczas (od około 10 lat) miał na praktykach zawsze studentów po 3. roku (po 2 każdego z 3 wakacyjnych miesięcy), ale pamięta tylko jednego, którego mógł przestać kontrolować tak szybko jak mnie. W przypadku niektórych to do końca praktyki musiał sprawdzać wszystko, co robili. Powiedział też, że jak następny raz przydzielą mu studenta po pierwszym roku, to nie będzie z góry zakładał, że nie będzie z niego żadnego pożytku.

W tym miejscu właściwie powinienem wstawić całą treść felietonu „Historia pewnego oscyloskopu” (EdW 5/2014, do znalezienia w sieci), bo opisywałem tam moje działania w czasie studiów. Nie będę się powtarzał. Dodam tylko, że oprócz oscyloskopu w czasie studiów zrobiłem też sobie generator przebiegu sinus z mostkiem Wiena (10Hz do 1MHz w 5 podzakresach z płynną i skokową regulacją amplitudy wyjściowej), a zaraz potem częstotcio-

mier cyfrowy do 100MHz (osiągnięcie 100MHz nie było wtedy banalne).

Po studiach znalazłem się po drugiej stronie – teraz ja uczyłem studentów. Między innymi prowadziłem ćwiczenia na 3. roku z układów liniowych. Kilka-naście grup studenckich było rozdzielanych między 3...4 prowadzących. Po 3 latach starsi koledzy mnie zapytali: „Jak to robisz, że twoje grupy zawsze wypadają najlepiej na egzaminie?”. Się okazało, że co roku listę wyników z egzaminu sortują według prowadzących ćwiczenia i liczą średnią na prowadzącego. Nie mówili mi o tym wcześniej, bo sądzili, że może przypadkiem trafiłem na lepsze grupy. Nie od razu zrozumiałem, co ja takiego robiłem, co miało wpływ na wyniki na egzaminie. Przecież nie to, że opowiadałem im czasem jakieś kawały. Już w czasie pierwszych zajęć z pierwszą grupą zorientowałem się, że oni nie mają opanowanego liczenia punktu pracy tranzystora i mimo że to nie wchodziło w zakres moich ćwiczeń, poświęcałem na to 2 godziny z każdą grupą. Robiłem to tak, że wszyscy musieli uważać, bo każdy po kolei miał odpowiedzieć na pytanie „Co możemy teraz policzyć i ile to wynosi?”. W ten sposób analizowali kolejne rysowane przeze mnie na tablicy schematy. Na jednej godzinie pytanie „przelatywało” ze 3 razy przez wszystkich. Dopiero potem skojarzyłem, że na egzaminie profesor dawał co najmniej jedno zadanie wymagające najpierw policzenia punktu pracy i chyba dlatego studenci z moich grup wypadali lepiej. Studenci wybrali mnie kiedyś na „asystenta roku” i to jest wyróżnienie, z którego jestem najbardziej dumny.

Mikroprocesory stały się dostępne kilka lat po tym, jak skończyłem studia. Chcieliśmy z bratem zbudować jakieś urządzenie mikroprocesorowe. Ale do jego uruchomienia potrzebny był programator EPROM-ów. Dlatego postanowiliśmy najpierw zbudować taki programator. Brat napisał „w ciemno” oprogramowanie do naszego programatora, a ja napisałem oprogramowanie na komputer czytujące plik HEX i wysyłające jego zawartość do programatora. Jak się nie udało domyśleć, aby nasze oprogramowanie znalazło się w EPROM-ie, musieliśmy skorzystać z odpowiedniej usługi. Pierwszą próbą programatora było zaprogramowanie tej samej zawartości naszym programatorem do drugiego EPROM-u. Próba przeszła pozytywnie,

ale po przełożeniu zaprogramowanego przez nas EPROM-u do podstawki na pamięć programu programator nie działał. Się okazało, że błąd w programie dla mikrokontrolera powodował, że nasz programator prawidłowo programował tylko pierwsze 256 bajtów EPROM-u. Kolejne 256-bajtowe strony łądowały w losowych miejscach, ale że weryfikacja była wykonywana bez zmiany adresu strony, wydawało się, że programowanie przeszło. Nie chcieliśmy płacić za wgranie kolejnej wersji programu do EPROM-u, więc postawiliśmy sobie zadanie – zmieścić w 256 bajtach program, który będzie potrafił zaprogramować więcej niż 256 bajtów. Nie było to łatwe, między innymi dlatego, że mikrokontroler 8048 nie ma żadnego wsparcia dla komunikacji, więc musiała być ona zrealizowana programowo, ale rezygnując z weryfikacji zaprogramowanych danych, kontroli transmisji itp., udało się wcisnąć program w 256 bajtów. Pokonanie tego progu oznaczało, że już mamy swój programator.

Skoro nam był potrzebny programator, to inni też będą potrzebować. Stąd pomysł, aby zacząć produkować programatory. Możliwe były dwie konstrukcje. Albo program w EPROM-ie na zewnątrz mikrokontrolera, albo mikrokontroler z wbudowanym EPROM-em. Podłączenie EPROM-u na zewnątrz zabierało ponad połowę nóg procesora i już nie starczało ich do obsługi podstawki na programowany element. Oznaczało to dalszą rozbudowę o bufory do sterowania pinami podstawki. Zdecydowaliśmy się na mikrokontroler z wbudowanym EPROM-em. To rozwiązanie wychodziło ze 3 razy mniejsze, ale droższe. Decyzja nie była taka oczywista, bo nawet nieduża różnica w cenie mogła być istotna dla klienta. Mikrokontroler 8748 (to ten z wbudowanym EPROM-em) kosztował ponad połowę mojej miesięcznej pensji (zupełnie inna rzeczywistość od dzisiejszej). Przy pierwszych próbach opanowania programowania 8748 udało mi się (przez moją głupotę) spalić pięć tych mikrokontrolerów.

Programatory, które były wtedy dostępne, miały takim zdaniem istotną wadę. Często, gdy pojawiał się na rynku nowy EPROM, programator trzeba było odesłać do producenta w celu aktualizacji oprogramowania. Obeszliśmy ten problem, parametryzując wszystkie algorytmy programowania. Na przykład – jak w algorytmie było 5 impulsów 1ms na pinie 7, to u nas było n impulsów po t ms na pinie x . Przyszłość pokazała, że producenci EPROM-ów nie wyszli poza dające się zrealizować w naszym programatorze algorytmy.

Następnym naszym pomysłem był klucz do zabezpieczenia oprogramo-

wania wykonany w postaci przejściówki do wyjścia Centronix do drukarki. Klucz był przezroczysty dla procesu drukowania. W kluczu nie było mikrokontrolera, a tylko GAL. Z dostępnych w GAL-u przerzutników zrobiliśmy maszynkę sekwencyjną, której kolejny stan zależał od poprzedniego stanu, danych wystawionych na łącze przez komputer i tabeli przepaleń GAL-a. Na wyjście wyprowadzana była tylko jedna linia, której stan był kombinacją aktualnego stanu przerzutników i danych z komputera. Sekwencja danych podawanych przez komputer w czasie pracy była „pytaniem”, ciąg bitów uzyskanych na wyjściu był „odповідzią” klucza. GAL16V8 ma ponad 2000 przepalanych fuse, więc liczba możliwych kombinacji jest spora. Problemem był brak zasilania na wyjściu Centronix i to, że w standardzie TTL stan 1 jest „słaby”, a GAL wymagał napięcia co najmniej 4,5V i pobierał dość duży prąd. Podłączając się diodami pod wszystkie linie sygnałowe, uzyskaliśmy relatywnie słabe zasilanie około 3V. Z tego zrobiliśmy pompę pojemnościową $\times 3$ (spadki na diodach powodują, że przy tak małych napięciach uzyskuje się znacznie mniej niż $\times 3$). Zgromadzona w kondensatorze energia wystarczała tylko na kilka ms pracy GAL-a. Skutkowało to brakiem możliwości przejścia krokowo przez procedury komunikacji z kluczem, co klienci uznali za zaletę.

Skoro umieliśmy już programować GAL-e to aż się prosiło, aby teraz zrobić programator GAL-i. Gdy go robiliśmy, znaleźliśmy tylko algorytmy programowania GAL-i jednego producenta i wiedzieliśmy, że GAL-e innych producentów programuje się inaczej. Zdobycie kart katalogowych było wtedy znacznie trudniejsze (nie było www), a co dopiero zdobycie opisów algorytmów programowania (w kartach katalogowych nie było to opisać). Jedyną możliwością, aby w przyszłości dokładać nowe algorytmy bez konieczności uaktualniania oprogramowania urządzenia, było wykorzystanie pamięci RAM, do której można było załadować odpowiedni dla danego elementu program i go wykonać. Dołożenie do mikrokontrolera zewnętrznej kostki pamięci RAM miało takie same skutki, jak opisane wcześniej dołożenie zewnętrznej pamięci EPROM – urządzenie robiło się duże. Jak udało nam się w zaledwie 128 bajtach wewnętrznej pamięci RAM mikrokontrolera 8751 zmieścić program programujący dany element, parametry sterujące jego pracą (liczniki pętli, numery pinów itp), dane przeznaczone do

programowania i stos mikrokontrolera, to materiał na oddzielne opowiadanie. Wspomnę tylko, że gdy program dochodził (w głównej pętli) do wczytania danych do programowania, to najczęściej wczytanie tych danych niszczyło już wykonany fragment programu. Wydaje mi się, że opisanie tego rozwiązania (i języka, w którym pisane były te programy) byłoby ciekawe i jednocześnie całkowicie bezużyteczne, bo jest to rozwiązanie nieistniejącego obecnie problemu.

Moja przygoda z elektroniką trwa do dziś, ale może skończy ten wątek na tym, że w 1988r. założyliśmy z bratem firmę i naszymi pierwszymi produktami były programator EPROM-ów „Piccolo”, klucz „HAK1” i programator „Picco-GAL”.

Od wielu lat prenumerowałem czasopisma „Elektronik” i EP. W roku 2008 odkryłem, że jak się ma 2 prenumeraty w AVT, to można raz na miesiąc dostać gratis jakiś archiwalny numer innego tytułu. Udało mi się załatwić z wydawnictwem, żeby mi zawsze przysyłał EdW. W ten sposób mam prawie wszystkie numery od końcówki roku 2008. Podchodzę do EdW sentymentalnie – jak to było, gdy człowiek dopiero poznawał podstawy elektroniki. Czytam właściwie tylko dział *Pocztą*. Resztę przeglądam po tytułach. Ale nawet to pozwoliło mi się zorientować, jak dobrą robotę robi Naczelny. Uważam, że ktoś pilnie studiujący kolejne numery EdW może mieć praktyczną (nie teoretyczną) wiedzę elektroniczną wyższą niż absolwent studiów elektronicznych, który nie czyta EdW.

W *Pocztę* w EdW 1/2014 znalazło się pytanie o schemat oscyloskopu na lampie, a nie na USB. W odpowiedzi Redakcji pojawiło się zdanie, że powszechnie wiadomo, jakie były kłopoty z próbą realizacji schematów publikowanych w „Radioelektroniku”, a przecież schemat mojego oscyloskopu został opublikowany w „Radioelektroniku” (4/84) i on nadal działa.

Od tego zaczęła się moja przygoda z EdW – już nie tylko przeglądanie kolejnych numerów. Odezwalem się do Pana Piotra i efekty są w EdW 5/2014 (*Pocztą* i *Felieton*) i EdW 8/2014 (artykuł o moim oscyloskopie). Od tamtej pory zdarzyło mi się jeszcze raz czy dwa odezwać [krytycznie :)] po przeczytaniu czegoś w czasopiśmie. I planuję tak dalej, z tym że jak się czyta tylko *Pocztę* (niekiedy też *Skrzynkę Porad*), to nie ma tego za dużo.

Piotr Galka

piotr.galka@micromade.pl



NanoVNA, czyli superultra... omomierz



Celem kilkuczęściowego artykułu jest wyjaśnienie na przykładzie taniego modelu NanoVNA zasady działania oraz możliwości wykorzystania nowoczesnych przyrządów, nazywanych VNA oraz rozwianie obaw i fałszywych wyobrażeń.

Pierwszy raz w ponad 25-letniej historii EdW projekt okładkowy opisuje zakupione gotowe urządzenie oraz prościutki adapter pomiarów. Cóż, takie mamy czasy, a może to nawet jest znak czasu i dobitny przykład, jak zmieniła się elektronika w ciągu ostatnich dosłownie kilku lat.

Patrząc z jednej strony, jest faktem, że coraz mniej układów robimy od podstaw, a coraz więcej wykorzystujemy gotowych modułów i innych półproduktów. Współczesny elektronik coraz bardziej jest informatykiem, a coraz mniej „klasycznym elektronikiem analogowym”. Z drugiej strony, postęp sprawił, że dziś hobbysta elektronik ma dostęp do przyrządów, do jakich dawniej mieli dostęp jedynie nieliczni profesjonalści.

Oto przykład: wśród radioamatorów coraz większą popularność zyskuje w ostatnich latach malutki i niedrogi przyrząd pomiarowy o nazwie **NanoVNA**. Ja zainteresowałem się nim, przygotowując materiały do cyklu „Wróbelek”, opisującego niedoskonałości elementów elektronicznych. Nigdy nie byłem i zapewne już nie będę ekspertem od techniki w.cz. Gdy jednak na początku lat 90., przed przyjściem do AVT, pracowałem w jednym z państwowych zakładów Telkom przy systemie przesyłania przez linię telefoniczną więcej niż jednej rozmowy, na biurku miałem kosztowny przyrząd: *analizator sieci* (Network Analyzer) produkcji Hewlett Packard. Po tylu latach nie pamiętam dokładnie typu, ale wszystko wskazuje, że był to HP3577A (**fotografia 1**).

W każdym razie kosztował majątek, dużo więcej od również stojących wtedy na moim biurku oscyloskopu Tektroniksa i generatora Philipsa, zwłaszcza w porównaniu z ówczesnymi zarobkami w państwowych przedsiębiorstwach, rzędu 20...30 dolarów. Gdy zwalniałem się z tego zakładu, by przejść do AVT, najbardziej żałowałem, że nie będę już miał dostępu do tego kosztownego analizatora, którego możliwości wykorzystywałem wtedy zresztą w znikomym stopniu.

I oto po 30 latach w moje ręce trafił kolejny *analizator sieci*: zakupiony za niecałe 150 złotych **NanoVNA** pokazany na fotografii tytułowej. Szybko przekonałem się, że **jest to nieprawdopodobnie pożyteczny przyrząd pomiarowy, który powinien znaleźć się w pracowni każdego elektronika, nie tylko zajmującego się techniką w.cz.**

Problem m.in. w tym, że w literaturze i w opisach handlowych zwykle nosi on nazwę *Analizator antenowy 50kHz...900MHz*. A dostępne są też wersje opisane jako *Analizator antenowy 10kHz...1500MHz*. Większość elektroników nie zajmuje się antenami, więc nawet nie zwraca uwagi na

taki antenowy analizator. Po co wydawać pieniądze na niepotrzebny „radioowy” przyrząd do pomiaru anten?

Nawet jeżeli ktoś spróbuje się zainteresować: co to jest to NanoVNA, to już na początku trafia głową w mur! Po pierwsze straszy skrót VNA, czyli **Vector Network Analyzer**, czyli *analizator sieci* i do tego *wektorowy*. Nie mini, nie mikro, tylko **nano** – a więc jakiś *bardzo mały analizator sieci*. Małeńki, a więc zapewne nędzny pod wieloma względami, a przy tym z ekranem poważnie straszącym już na pierwszy rzut oka.

Na pewno mocno straszy domyślnie ustawiony na ekranie kołowy wykres Smitha. Ze zrozumieniem jego sensu i znaczenia ma kłopot nawet wielu radioamatorów – również ich peszą różne dziwaczne krzywe pojawiające się na ekranie NanoVNA, niektóre tak poszarpane, że od razu zniechęcają do dalszej analizy.

Mocno straszą też opisy dwóch gniazd przyrządu: **S11** i **S21**, oznaczające dwa tak zwane *parametry S*, z angielskiego *Scattering parameters*, czyli po naszymu parametry *rozprzelenia* albo żeby było jeszcze groźniej: *dyspersji*.

W internecie jest sporo opisów i instrukcji do NanoVNA, ale wiele osób już po pierwszych samodzielnych doświadczeniach skutecznie zniechęciło się z kilku względów.



Głównie z uwagi na toporne wykonanie, nieintuicyjną obsługę, a przede wszystkim trudność uzyskania naprawdę wartościowych wyników. Taką jest smutna prawda: **niestety, przy pierwszym kontakcie NanoVNA bardziej zniechęca, niż zachęca.**

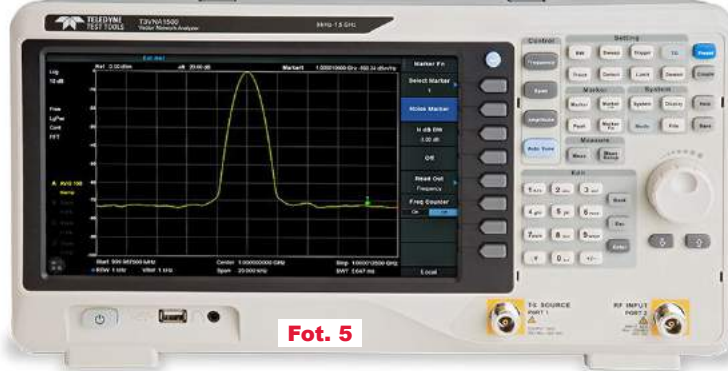
NanoVNA w podstawowej wersji ma pasmo sięgające 900MHz, trochę nowsza wersja z literką H (NanoVNA-H) może mierzyć do 1,5GHz, czyli ewidentnie w zakresie mikrofal. Klony o takim samym lub podobnym schemacie, ale nieco innej konstrukcji mechanicznej są reklamowane jako mierzące jeszcze wyższe częstotliwości, do 3GHz, a ostatnio nawet 4,4GHz.

Dla mniej zaawansowanych to wszystko jest więc totalną mikrofalową czarną magią. A tym, którzy parametry S omawiają lub omawiali na studiach, od razu przypominają się zniechęcające macierze, nie tylko macierz rozproszenia S, ale i macierze parametrów Y, Z, H czy T. Macierze parametrów mających nie tylko część rzeczywistą, ale i część urojoną. Ponadto jeśli ktoś już miał z tymi macierzami do czynienia, to brak parametrów S12 i S22, niesłusznie zresztą, może uznać za ułomność przyrządu, mającą związek z niską ceną i przedrostkiem Nano w nazwie. Z której strony spojrzeć – totalna obrzydliwość!

A jeżeli ktoś nie jest biegły w tematyce w.cz. i zacznie szukać informacji o miernikach VNA, parametrach S i wykresie Smitha, to zapewne szybko się zniechęci, napotkawszy trudne pojęcia, związane z falami radiowymi wysokiej i bardzo wysokiej częstotliwości. W przypadku parametru S11 dowie się, że to współczynnik odbicia (return loss, reflection coefficient, Γ – gamma), a S21 to tłumienność, czyli strata wtrącenia (attenuation, insertion loss). A zniechęci się jeszcze bardziej, gdy zacznie analizować uproszczone blokowe schematy wewnętrzne, jak pokazany na rysunku 2 i dowie się o takim dziwactwie zawartym w VNA, jak sprzęgacz kierunkowy (directional coupler), którego schemat (rysunek 3), budowa (przykład na fotografii 4) i działanie wydają się

uragać logice. Tak czy inaczej w sumie koszmar!

Nasuwa się nieodparte wrażenie, że VNA, czyli miernik parametrów S, to narzędzie do strojenia anten dla profesjonalistów i zaawansowanych radioamatorów zajmujących się mikrofalami. Do takiego wniosku skłania też okoliczność, że profesjonalne mierniki VNA są bardzo drogie i kosztują tysiące dolarów. Stosunkowo tani, wypuszczony na początku roku 2020 analizator Teledyne LeCroy T3VNA1500 (fotografia 5) o paśmie 9kHz do 1,5GHz ma cenę fabryczną 5799 dolarów.



Zdecydowana większość profesjonalnych VNA ma jeszcze szersze pasmo i oczywiście przyrządy o szerszym paśmie są zdecydowanie droższe.

A NanoVNA? W chwili pisania tego artykułu po skrupulatnych poszukiwaniach i przeanalizowaniu licznych ofert rynkowych: podstawową wersję NanoVNA o paśmie 900MHz najtaniej można kupić za mniej więcej równowartość 120 złotych. Wersje nieco ulepszone i z większym ekranem kosztują trochę drożej, do około 100 dolarów. Czego można się spodziewać po tak beznadziejnie tanim VNA?

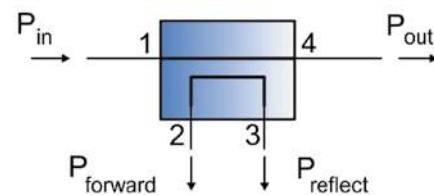
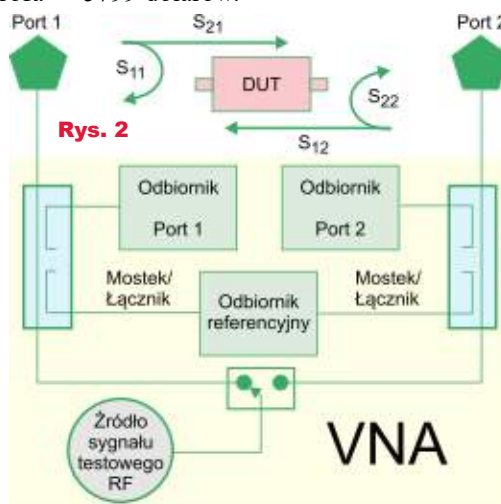
Prawdą jest, że cena wskazuje na poważne ograniczenie parametrów: przede wszystkim dynamiki, ale także zakresu częstotliwości pracy. W wielu profesjonalnych VNA pasmo sięga do kilkudziesięciu GHz, a nawet ponad 100GHz, a dynamika (zakres pomiarowy amplitud) przekracza 140dB. W porównaniu z tym NanoVNA z pasmem do około 1 gigaherca i tysiące razy gorszą dynamiką (co najwyżej 70dB na najniższym zakresie do 300MHz) na kolana nie powala. Tym bardziej w zakresie 900MHz... 1,5GHz, dostępnym w nowszych wersjach NanoVNA, gdzie dynamika jest bardzo mierna, rzędu 40dB i gdzie wyniki pomiarów są niepewne.

Tak, różnice możliwości w porównaniu z przyrządami profesjonalnymi są ogromne, jednak przy uwzględnieniu ceny NanoVNA, stosunek możliwości do ceny tego małego przyrządu okazuje się wręcz rewelacyjny! **NanoVNA to fantastyczne narzędzie o ogromnych możliwościach, które przez dziesiątki lat były absolutnie niedostępne dla amatora!**

Co ważne, zakres zastosowań wcale nie ogranicza się do badania anten. **NanoVNA może służyć do badania wielu różnych układów i obwodów, nie tylko radiowych.** Może też służyć do pomiaru parametrów podstawowych elementów elektronicznych.

Najprościej biorąc, **VNA, czyli Vector Network Analyzer, to... omomierz o ogromnych możliwościach!**

Tak! Omomierz!



Rys. 3

$$\text{Coupling, forward: } 10 \log \left(\frac{P_{in}}{P_{forward}} \right)$$

$$\text{Coupling, reflected: } 10 \log \left(\frac{P_{out}}{P_{reflect}} \right)$$

$$\text{Directivity: } 10 \log \left(\frac{P_{forward}}{P_{reflect}} \right)$$

$$\text{Isolation: } 10 \log \left(\frac{P_{in}}{P_{reflect}} \right) = 10 \left(\log \left(\frac{P_{in}}{P_{forward}} \right) + \log \left(\frac{P_{forward}}{P_{reflect}} \right) \right)$$



Klasyczny omomierz w Twoim multi-metrze mierzy oporność przy wykorzystaniu prądu stałego – dlatego mierzy jedynie rezystancję przy prądzie stałym. Natomiast **VNA to nowoczesny omomierz, który precyzyjnie mierzy oporność przy prądzie zmiennym**. Co istotne, po pierwsze oporność mierzy w bardzo szerokim pasmie częstotliwości, jak już wiemy, w profesjonalnych urządzeniach nawet do 100 gigaherców. Po drugie, dzięki sprytniej metodzie pomiaru **mierzy też przesunięcie fazowe między prądem i napięciem**, a dzięki temu mierzy nie tylko rezystancję, nie tylko wypadkową oporność (moduł impedancji), ale też pozwala precyzyjnie określić przesunięcie fazy między prądem i napięciem, czyli charakter mierzonej oporności – impedancji (rezystancyjna, indukcyjna, pojemnościowa). Tak, w sumie VNA można potraktować jako omomierz, tylko omomierz prądu zmiennego o dziwnej zasadzie działania i o dziwnej budowie. Zawiera generator przestrajany w szerokim zakresie – **VNA jest omomierzem wysokiej częstotliwości**.

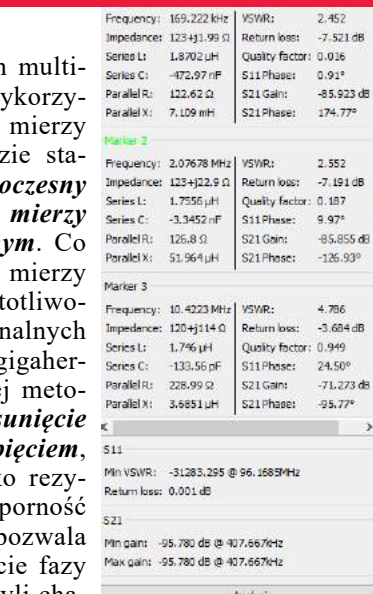
Dla zachęty – wyniki pomiarów

Najprostszy sposób pomiaru impedancji polega na dołączeniu jej do gniazda oznaczonego S11 i zobrazowaniu wyniku takiego pomiaru w odpowiedni sposób.

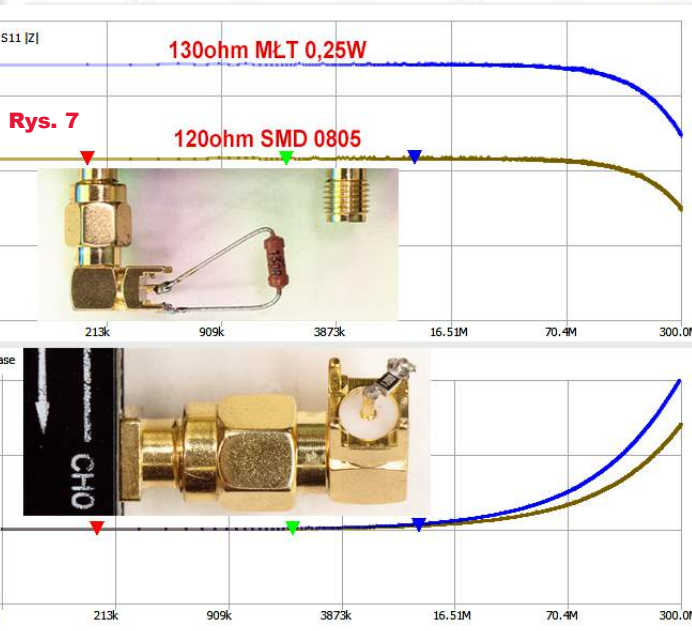
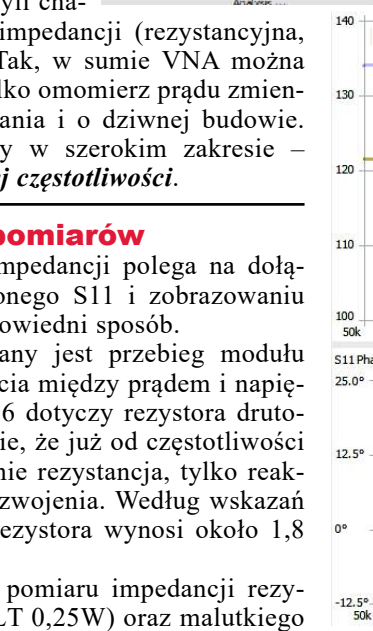
Na rysunkach 6, 7 pokazany jest przebieg modułu impedancji oraz kąta przesunięcia między prądem i napięciem dla rezystorów. Rysunek 6 dotyczy rezystora drutowego 120Ω 3W. Widać wyraźnie, że już od częstotliwości 1MHz rośnie impedancja, ale nie rezystancja, tylko reaktancja indukcyjna drutowego uzwojenia. Według wskazań markerów indukcyjność tego rezystora wynosi około 1,8 mikrohenra.

Rysunek 7 pokazuje wynik pomiaru impedancji rezystora przewlekane (130Ω MŁT 0,25W) oraz małego 120Ω SMD 0805. Tu oporność jest stała aż do częstotliwości rzędu 100MHz. A za zakrzywienie charakterystyki przy najwyższych częstotliwościach odpowiadają nie tylko pasożytnicze reaktancje rezystora, ale i pojemność złączki-nasadki, która nie została w pełni uwzględniona podczas następnej kalibracji.

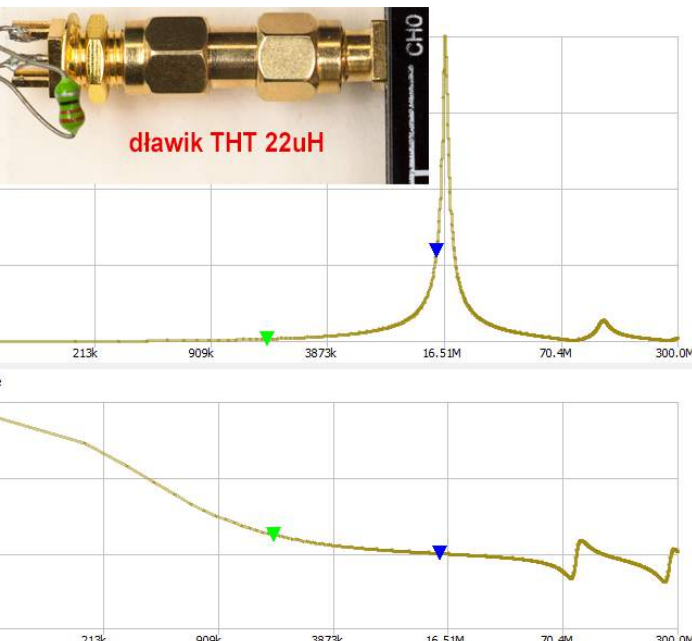
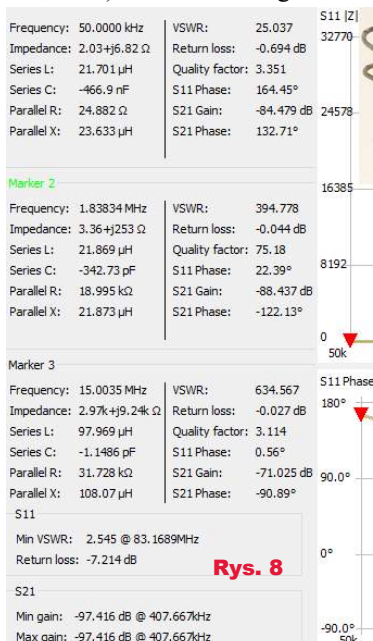
Rysunek 8 pokazuje wyniki pomiaru miniaturowego dławika 22uH (średnica 3mm, długość 7mm). Wartość indukcyjności można też odczytać z markerów. Dławik ten wykazuje rezonans własny przy częstotliwości około 16,5MHz, co w pełni zgadza się z danymi katalogowymi.



Rys. 6



Rys. 7

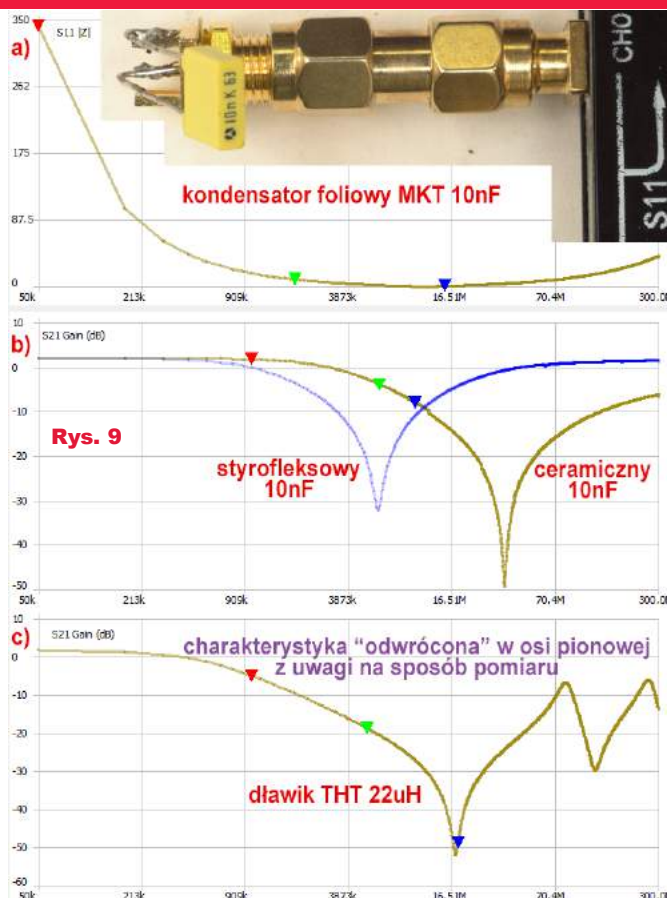


Rys. 8

Rysunek 9a pokazuje wynik pomiaru modułu impedancji kondensatora 10nF. Na osi pionowej mamy podany moduł impedancji w omach. Ze wzrostem częstotliwości reaktancja się zmniejsza, ale osiąga ona minimum przy kilkunastu megahercach, a przy większych częstotliwościach – rośnie. Potwierdza się, że każdy kondensator jest w rzeczywistości obwodem rezonansowym. Nie widać tego dobrze z rysunku 9a, ponieważ oś impedancji jest liniowa. Jednak przeprowadzając pomiar w nieco inny sposób (z wykorzystaniem obu gniazd Ch0, Ch1) i przedstawiając wynik w skali podwójnie logarytmicznej, można uzyskać kanoniczny wygląd wykresów. Przykład na **rysunku 9b**, gdzie pokazane są wyniki pomiarów dwóch kondensatorów o nominalach 10nF (styroflexowego i ceramicznego). Na osi wprawdzie mamy tu decybele, ale w rzeczywistości jest to moduł impedancji w skali logarytmicznej. Analogicznie, w nieco jeszcze inny sposób można też zmierzyć i przedstawić w skali logarytmicznej moduł impedancji dławika. **Rysunek 9c** pokazuje wynik takiego pomiaru, gdzie uzyskany wykres należy odwrócić – odbić (porównaj rysunek 8, gdzie impedancja przedstawiona jest w skali liniowej).

Podstawowe informacje są takie: **najprostszy sposób pomiaru impedancji to dołączenie badanego elementu (obwodu) do wejścia oznaczonego S11**. Z uwagi na zasadę działania, w tej najprostszej konfiguracji możemy z sensowną dokładnością mierzyć oporności o wartościach w okolicach 50 omów, mniej więcej od około 0,5 oma do 5kΩ. Aby z lepszą dokładnością i niższymi szumami mierzyć większe albo mniejsze oporności, trzeba zastosować inny układ pomiarowy, z wykorzystaniem obu gniazd S11, S21.

To omówimy później. A na razie...



S11 i S21 w telegraficznym skrócie

Przy pomiarach sygnałów o częstotliwościach radiowych, a tym bardziej o wysokich częstotliwościach rzędu gigaherców, czyli sygnałów mikrofalowych, bardzo silnie dają o sobie znać dziwne **zjawiska falowe**. Warto pamiętać, że zakres mikrofalowy rozciąga się aż do promieniowania podczerwonego, które często traktujemy jako światło, tylko niewidzialne.

Najprościej biorąc, już w zakresie fal radiowych oraz mikrofal zaczyna występować takie same specyficzne zjawiska, z którymi na co dzień mamy do czynienia w związku ze światłem widzialnym. W szczególności chodzi o odbicia. Jak pokazuje przykład z **fotografii 10** (z Wikipedii, Justin Lebar, GFDL and CC-BY 3.0), w przypadku soczewek okularowych jakaś część światła przechodzi przez nie, a część odbija się jak od lustra. Tak samo jest w przypadku mikrofal: część sygnału mikrofalowego przechodzi dalej, a część odbija się jak od lustra. Ilustruje to pochodzący z materiałów Agilenta **rysunek 11**.

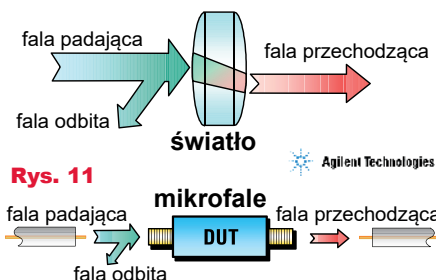
I właśnie najprościej biorąc, VNA mierzy, ile sygnału wejściowego

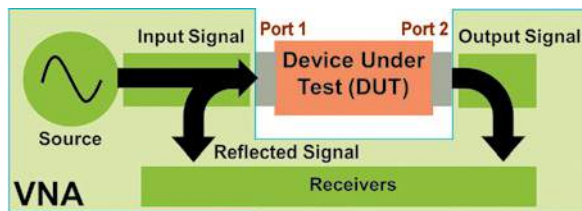
zostaje odbite (S11), a ile przechodzi dalej (S21), co ilustrują pochodzące z materiałów Tektrońska **rysunki 12, 13**.

W zasadzie parametry S11 oraz S21, a dokładniej S11, S21, to tak zwane **parametry rozproszenia** albo **dyspersji**, od angielskiego *Scattering parameters*, stąd literka S. Wykorzystuje się je przede wszystkim w technice mikrofalowej, gdzie wręcz niemożliwy jest pomiar prądów i napięć, gdzie występują zjawiska falowe, w tym szkodliwe odbicia.

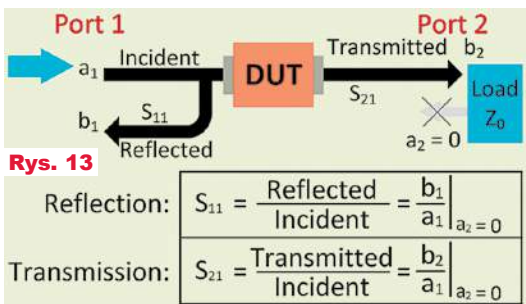
Mówiąc absolutnie najprościej, parametry S określają, ile energii fal wysokiej częstotliwości odbija się, a ile przechodzi przez badany element, obwód czy układ, który jest traktowany jako czarna skrzynka (DUT – Device Under Test, urządzenie testowane). A konkretnie parametr S11 określa, jaka część energii zostanie odbita, a S21 – jaka część przechodzi dalej.

W układach w.cz. decyduje o tym stopień **dopasowania**. Dopasowanie wyznaczone jest przez współpracujące rezystancje, a ściślej impedancje. W technice radiowej powszechnie wykorzystywaną rezystancją standardową jest 50Ω –





Rys. 12



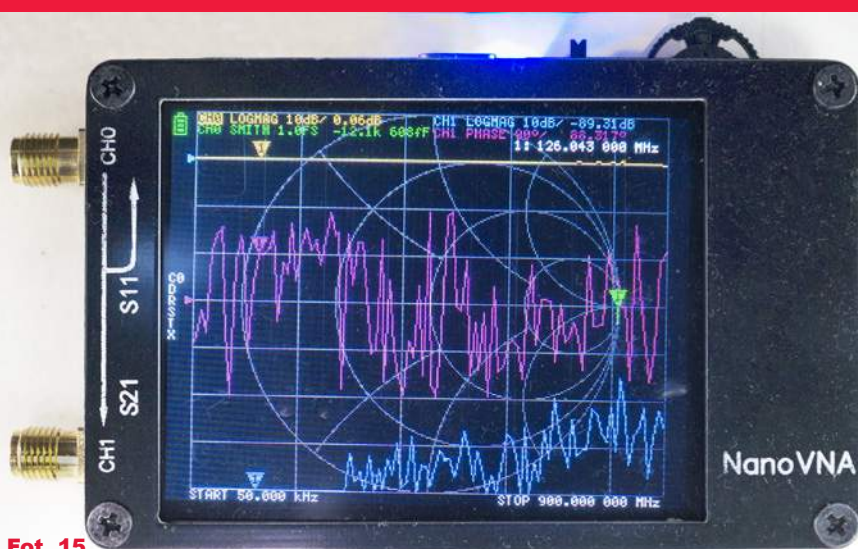
taką rezystancję charakterystyczną mają gniazda VNA, także NanoVNA.

Do pomiaru S_{11} , S_{21} w przypadku sygnałów mikrofalowych rzeczywiście wykorzystuje się dziwne sprzęgacze kierunkowe według rysunku 3 i fotografii 4. Jednak w zakresie niższych częstotliwości decydujące o S_{11} , S_{21} dopasowanie oporności można mierzyć i mierzy się inaczej, mianowicie z wykorzystaniem mostka. Ponieważ w technice radiowej standardową rezystancją jest 50Ω , tego rodzaju mostki pomiarowe zawierają rezystory 50Ω . O tym, na ile badana oporność – impedancja Z_X jest dopasowana do nominalnej rezystancji 50Ω , świadczy amplituda i faza napięcia na przekątnej mostka.

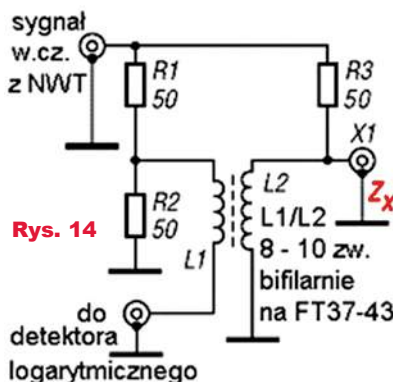
Te informacje oddalają straszący obraz dziwnych mikrofalowych sprzęgaczy kierunkowych i przybliżają nas do konstrukcji spotykanych w urządzeniach krótkofalarskich, takich jak sprzęgacz pokazany na rysunku 14, wykorzystywany do współpracy z prostszymi analizatorami skalarnymi NWT (które nie mierzą zależności fazowych, a tylko amplitudowe). W analizatorze NanoVNA wbudowany jest mostek pomiarowy z rezystorami 50Ω , który jest wykorzystywany do pomiaru dopasowania i parametru S_{11} . Szczegóły za miesiąc.

Jak pokazuje opis na obudowie (fotografia 15), gniazdo oznaczone Ch1 jest tylko wejściem – to Port 2 z rysunków 12, 13. Natomiast Port 1 z rysunków 12, 13 to gniazdo oznaczone Ch0, które jest jednocześnie i wyjściem, i wejściem, co dla mniej zorientowanych wydaje się bardzo dziwne. Ale tak jest i dlatego w wielu zastosowaniach gniazdo wejściowe Ch1 nie jest wykorzystywane. Pomiar S_{11} , czyli współczynnika odbicia, dokonywany jest z wykorzystaniem jedynie gniazda Ch0 (Port 1), które jest jednocześnie i wyjściem, i wejściem. W sumie polega to na pomiarze, czy może raczej porównaniu oporności dołączonej do gniazda Ch0 z rezystancją 50Ω . Można badać nie tylko wartość (moduł) tej impedancji, ale też przesunięcie fazy między napięciem i prądem. Dlatego mówimy, że pomiary są wektorowe, stąd nazwa VNA.

Jeżeli badany obiekt (DUT) ma dwa porty, czyli wrota, w praktyce wejście i wyjście, to według rysunków 12, 13



Fot. 15



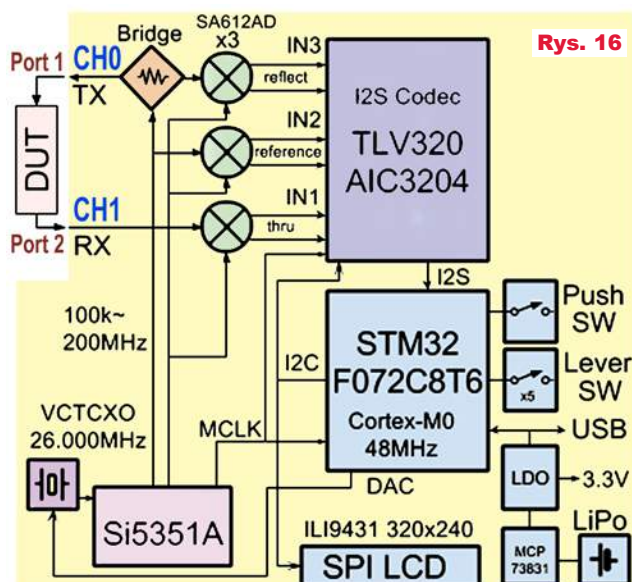
Rys. 14

można jednocześnie mierzyć i jego parametr S_{11} , czyli w sumie impedancję wejściową, i jednocześnie parametr S_{21} . Parametr S_{21} też związany jest z dopasowaniem do rezystancji nominalnej (50Ω), jednak w praktyce można uznać, że na gnieździe Ch1 (Port 2) po prostu mierzymy napięcie zmienne, które z wejścia DUT przechodzi na jego wyjście.

Radiowcy podchodzą do tego trochę inaczej, ale my możemy pomiar według rysunków 12, 13

śmiało potraktować jako badanie amplitudy i fazy napięcia, które z wewnętrznego generatora przychodzi na gniazdo Ch0 (Port 1) i ewentualnie przechodzi też przez DUT i dalej na wejście Ch1 (Port 2). Troszkę ściślej biorąc, mierzony jest stosunek napięć, występujących na gniazdach Ch0, Ch1 względem sygnału odniesienia z wewnętrznego generatora. W sumie VNA jest więc co najmniej dwukanałowym woltomierzem. Ale woltomierzem, który bada nie tylko wielkości napięć zmiennych, ale i przesunięcie fazowe między nimi. Rysunek 16 pokazuje schemat blokowy klasycznej wersji NanoVNA. Dalsze szczegóły dotyczące budowy oraz wykorzystania NanoVNA podane zostaną w drugiej części artykułu.

Piotr Górecki



Rys. 16

Filozofia sieci. Protokół TCP

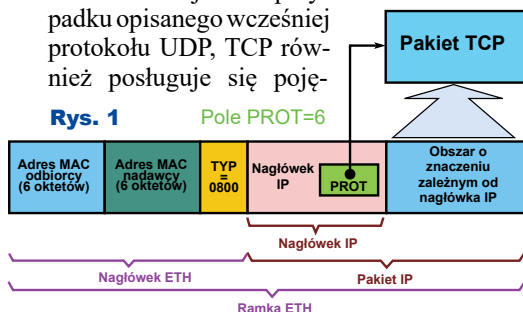
część 1

Dotychczas omówione zostały protokoły organizacyjne ARP i ICMP, protokół transportowy UDP zajmujący się przesyłaniem danych użytkowych, wraz z jednym z wielu zastosowań bazujących na tym protokole (protokół dynamicznej konfiguracji DHCP). Protokół UDP, który został określony jako transportowy, czyli zajmujący się przesyłaniem danych użytkowych jest bardzo prostym rozwiązaniem. Ta prostota jest jednak okupiona kilkoma istotnymi wadami, a podstawową jest brak kontroli przepływu danych. Oznacza to, że wysyłane za pośrednictwem UDP dane z jednej stacji wyszły, ale nie ma żadnej informacji, czy doszły. A w sieciach rozległych mogą zdarzyć się różne przypadki – przesyłany pakiet może zaginąć. W przypadku sieci lokalnych praktycznie się to nie zdarza, jeżeli sieć jest technicznie sprawna, to pakiet UDP dotrze do adresata.

Tej wady pozbawiony jest protokół TCP, jednak jest to okupione większym stopniem komplikacji samego protokołu. Występują tu operacje nawiązania i zamknięcia połączenia, przesyłu danych i potwierdzenia odebrania danych (protokół TCP jest opisany w oficjalnym dokumencie RFC793). Jak można się spodziewać, niektóre pakiety zawierają dane użytkowe, inne nie, co będzie dokładniej wyjaśnione w dalszej części.

Protokół TCP jest zagnieżdżony w protokole IP, podobnie jak opisane wcześniej UDP czy ICMP. W nagłówku ramki IP, jak to było już opisane kilkakrotnie, znajduje się pole identyfikujące protokół określane jako PROT. Jeżeli zawiera ono liczbę 6, to dalsze dane, występujące za nagłówkiem IP, należy interpretować jako pakiet TCP, jak pokazuje to **rysunek 1**.

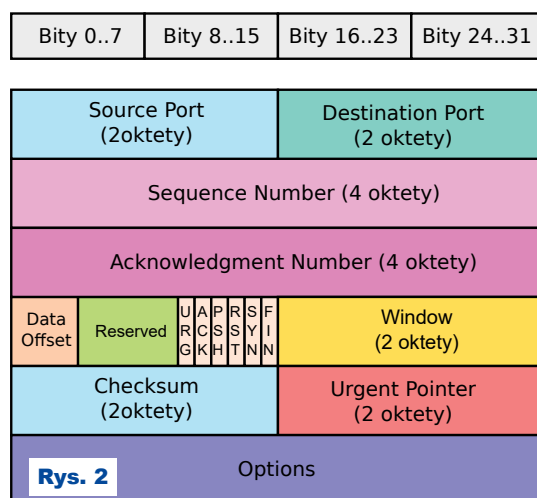
Podobnie jak w przypadku opisanego wcześniej protokołu UDP, TCP również posługuje się poję-



ciem numeru portu i jego znaczenie jest identyczne. W tamtym przypadku jedna stacja, identyfikowana przez adres IP oraz numer portu nadawcy, wysłała pakiet UDP do drugiej stacji, również identyfikowanej przez adres IP i numer portu odbiorcy. W przypadku protokołu TCP zanim dojdzie do jakiegokolwiek transmisji danych użytkowych, musi zostać nawiązane połączenie. Pod pojęciem nawiązania połączenia należy rozumieć, że obie stacje, nadawcza oraz odbiorcza, wymieniają się pewnym zestawem informacji początkowych, które mają istotne znaczenie w kontroli przepływu danych. Protokół TCP oprócz możliwości przesłania danych, co już oferuje protokół UDP, realizuje też kontrolę przepływu, toteż istnieje możliwość stwierdzenia, że jakaś część przesyłanych danych zaginęła. Takie przypadki mogą się zdarzyć w sieciach rozległych, natomiast w domowych sieciach lokalnych prawdopodobieństwo takiego zdarzenia jest znikome. Niemniej, jeżeli mikrokontroler posługuje się protokołem TCP, musi również realizować tę funkcjonalność.

Strukturę nagłówka protokołu TCP pokazuje **rysunek 2**. Na rysunku podane są oryginalne nazwy pól, jakie występują w dokumencie RFC793. Zawiera on następujące pola:

- Port źródłowy (ang. *Source port*) – informacja zajmująca 2 oktety zawierająca numer portu źródłowego (z jakiego portu w stacji nadającej zostały wysłane dane),
- Port docelowy (ang. *Destination port*) – informacja zajmująca 2 oktety zawierająca numer portu docelowego (do jakiego portu w stacji docelowej są adresowane dane),
- Numer porządkowy (ang. *Sequence number*) – informacja zajmująca 4 oktety wyznaczająca pozycję danych w strumieniu nadawanych bajtów, ma istotne znaczenie w mechanizmie kontroli przepływu danych,
- Numer potwierdzenia (ang. *Acknowledgment Number*) – informacja zajmująca 4 oktety wyznaczająca pozycję danych w strumieniu odbieranym, których odbiorca



spodziewa się otrzymać w następnej kolejności,

- Pozycja danych (ang. *Data offset*) – informacja zapisana na 4 bitach (część oktetu) zawiera wielkość nagłówka segmentu mierzoną w wielokrotnościach 32 bitów; pozwala stwierdzić, czy w pakiecie TCP występuje pole *Options* (to pole jest opcjonalne i nagłówek TCP może go nie zawierać),
- Rezerwa (ang. *Reserved*) – jest rezerwą dla jednobitowych wskaźników,
- Wskaźniki (*URG, ACK, PSH, RST, SYN, FIN*) – w sumie 6 różnych jednobitowych wskaźników (flag) istotnych w działaniu protokołu TCP,
- Okno (ang. *Window*) – jest informacją zajmującą 2 oktety, zawierającą dopuszczalny rozmiar danych, które jeszcze nie zostały potwierdzone,
- Suma kontrolna (ang. *Checksum*) – suma kontrolna pakietu TCP,
- Wskaźnik danych pilnych (ang. *Urgent Pointer*) – informacja zajmująca 2 oktety, używana do zaznaczania przy transmisji danych w segmencie, że są one pilne i w parze występuje wskaźnik *URG* (w oprogramowaniu mikrokontrolera ten mechanizm nie jest używany),
- Opcje (ang. *Options*) – dodatkowe informacje, mogące wystąpić w pakiecie TCP; jest polem o zmiennej wielkości i musi być wielokrotnością 32-bitową, jeżeli zajmuje mniej, niewykorzystana część musi być wyzerowana.

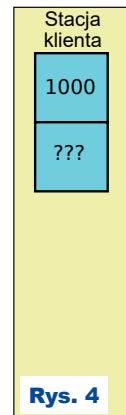
Występujące wskaźniki to:

- **URG** – wskaźnik oznaczający, że dane są pilne, czyli należy brać pod uwagę pole *Urgent Pointer*,
- **ACK** – wskaźnik oznaczający, że pole *Acknowledgment Number* zawiera istotne dane,
- **PSH** – wskaźnik oznaczający natychmiastowe przesłanie danych do warstwy wyższej,
- **RST** – wskaźnik oznaczający zerwanie połączenia (oczywiście istnieje mechanizm „normalnego” zamknięcia połączenia),
- **SYN** – wskaźnik synchronizacji,
- **FIN** – wskaźnik zamknięcia strumienia danych.

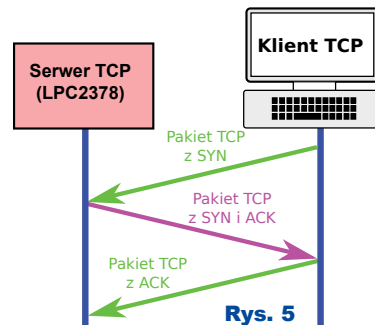
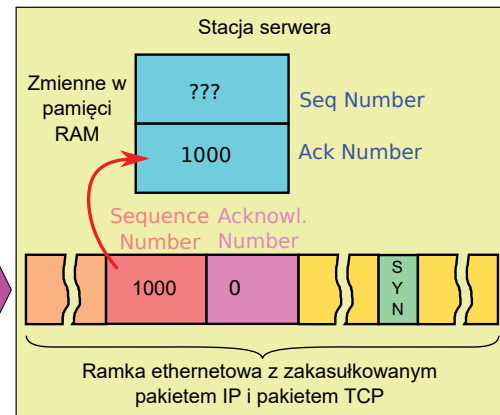
W powyższym opisie przewija się sformułowanie „strumień danych”. Jest to inne spojrzenie na przesyłanie danych. W protokole UDP nadawany jest pakiet UDP zawierający jakieś dane – wychodzący pakiet zawiera jedynie dołączane dane. Przykładowo wywołując 100 razy funkcję *UDPSendData* do wysyłania pakietów UDP, gdzie w jednym wywołaniu wysyłany jest 1 znak, obsługa sieci zrealizuje wysłanie 100 pakietów UDP, gdzie każdy będzie transportował jeden bajt danych. W przypadku protokołu TCP mowa jest o strumieniu danych, czyli oprogramowanie obsługi sieci może łączyć dane z kilku pakietów. Podobna sytuacja dotycząca 100-krotnego wywołania funkcji *TCPSendData* (do wysyłania danych poprzez protokół TCP) wysyłającej po jednym znaku może doprowadzić do wysłania jednego pakietu zawierającego połączone wszystkie te dane. Takie rozwiązanie oznacza podejście „strumieniowe”.

W transmisji danych poprzez protokół TCP występują dwa wskaźniki pozwalające na stwierdzenie, że jakiś fragment danych nie dotarł do adresata. Te wskaźniki to *Sequence number* oraz *Acknowledgment Number*. W trakcie nawiązywania połączenia TCP obie stacje przekazują sobie wartości wymienionych wskaźników – pokazuje to **rysunek 3**. Pierwszy pakiet „zaczepny” wysyła strona inicjująca połączenie (klient). Pakiet ten zawiera *Sequence number* strony inicjującej (zostaje wygenerowana losowa liczba, która jest zapamiętana w pamięci operacyjnej

nej i wstawiona do pakietu) oraz zawiera ustawiony wskaźnik SYN. Ten wskaźnik oznacza, że strona inicjująca ma ochotę na nawiązanie połączenia z drugą stroną. Odebranie pakietu jedynie z ustawionym wskaźnikiem SYN oznacza jednocześnie przysłanie numeru *Sequence number* strony inicjującej. Pokazuje to **rysunek 4**, a tę liczbę należy zapamiętać w pamięci operacyjnej. Powstają dwie możliwości: serwer może odmówić połączenia, wysyłając pakiet TCP, gdzie jest ustawiony jedynie wskaźnik RST albo zaakceptować połączenie, wysyłając pakiet TCP z ustawionymi wskaźnikami SYN i ACK. Jednocześnie na identycznej zasadzie jak przy pakiecie „zaczepnym” TCP, akceptacja połączenia, oprócz ustawionych wskaźników SYN i ACK, wymaga od serwera wygenerowania liczby *Sequence number*. Identycznie jak poprzednio, jest ona zapamiętana w pamięci operacyjnej po stronie serwera oraz wstawiona do pakietu TCP i wysłana do stacji klienta. Po tej operacji obie stacje mają zapisane w pamięci operacyjnej własne *Sequence number* oraz *Sequence number* stacji przeciwnej (określane jako *Acknowledgment Number*). Po wymianie między stacjami odpowiednich wskaźników stacja kliencka wysyła do stacji serwerowej pakiet TCP z ustawionym wskaźnikiem ACK, potwierdzając



Rys. 4



Rys. 5

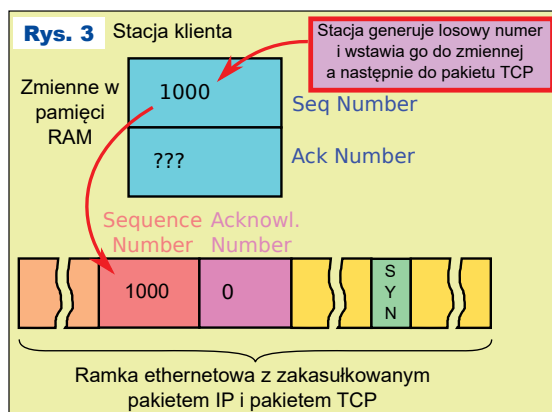
tym zakończenie operacji otwarcia połączenia. Od tej chwili można uważać, że jest zestawione stabilne połączenie TCP.

Jak łatwo zauważyć, nawiązanie połączenia sprowadza się do wymiany trzech pakietów TCP – pokazuje to **rysunek 5**. Kolejne

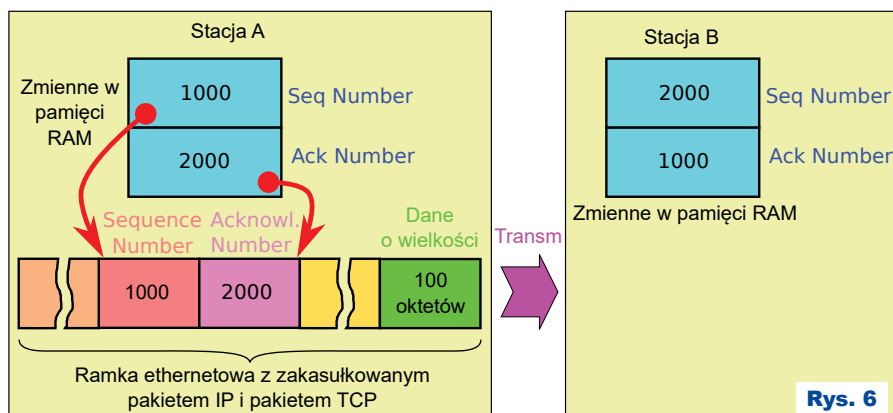
pakiety mogą już zawierać dane użytkowe. Przesyłanie danych zmienia odpowiednie wskaźniki przechowywane w pamięci operacyjnej. Zliczanie wysłanych/odebranych danych ma charakter przyrostowy, toteż zalecany losowy stan początkowy nie jest przeszkodą. Przy wysyłaniu w kolejnym pakiecie danych użytkowych o określonej wielkości, odpowiednie wskaźniki są zwiększane o liczbę przesłanych danych użytkowych. Tu należy zwrócić uwagę na szczegól, że te wskaźniki określają „numer” oktetu, który będzie nadany (wartości przed transmisją). Transmisja danych, symbolicznie pokazana na **rysunku 6**, oznacza, że stacja A w pakiecie TCP obok przesłania danych informuje stację B:

- „ja” (A) teraz wysyłam dane użytkowe o wielkości 100 oktetów i te dane należy traktować jako bajt numer 1000 w strumieniu,
- „ty” (B), gdy coś będziesz przysyłać do mnie w przyszłości, to spodziewam się, że twoje dane będą bajtem o numerze 2000 w strumieniu.

Po nadaniu pakietu TCP stacja A zwiększa swój wskaźnik wysłanych danych o liczbę nadanych danych użytkowych – jej wskaźnik sekwencyjny przyjmie nową wartość $1000+100=1100$ – **rysunek 7**. Stacja B po odebraniu pakietu IP z zakap-



Rys. 3



Rys. 6

sulkowanym wewnątrz pakiecie TCP zauważa, że:

- jej (B) wskaźnik *Ack Number* (zmieniana w pamięci) i wskaźnik, jakiego się spodziewa od stacji A w polu *Sequence number* w pakiecie TCP, są zgodne, więc wnioskuję z tego, że jak do tej pory nie zaginęły żadne dane transmitowane od stacji A do stacji B,
- większa wskaźnik o wielkość odebranego bloku danych i zapisuje go w pamięci operacyjnej, gdzie powstaje nowa wartość 1100, a przy kolejnych danych odbieranych od stacji A, spodziewa się w polu *Sequence number* wartości 1100,
- jednocześnie stacja B zauważa, że w polu *Acknowledgment Number* pakietu TCP znajduje się wartość zgodna ze zmienną *Seq Number* przechowywaną w pamięci operacyjnej, co oznacza, że stacja A jest przekonana, iż następne dane wysyłane ze stacji B do stacji A w polu *Sequence*

number pakietu TCP będą miały wartość 2000, co oznacza, że nie zaginęły żadne dane przesyłane ze stacji B do stacji A i w konsekwencji oznacza, że stacja B może zwolnić pamięć zajmowaną przez wysłane do tej pory dane; nie znajdzie więc potrzeba powtórnej ich transmisji,

- jeżeli stacja B ma jakieś dane do wysłania, to może utworzyć pakiet TCP z tymi danymi i wysłać je do stacji A, w przeciwnym wypadku, gdy nie ma żadnych danych do wysłania, może wysłać pakiet TCP składający się z nagłówka, pełniącego funkcję jedynie potwierdzenia odebrania danych, co pozwoli stacji A zwolnić pamięć zajmowaną przez dane, których odebranie nie zostało jeszcze potwierdzone.

Może się zdarzyć, że pole *Sequence number* w pakiecie TCP odebranym przez stację B będzie zawierało inną wartość niż ta, jaka jest przechowywa-

na w pamięci w zmiennej *Ack Number*. To oznacza, że jakiś fragment strumienia danych zaginął. Stacja B aktualnie odebrane dane użytkowe w pakiecie TCP może zignorować, na przykład w sytuacji, gdy zaistniała utrata danych wcześniejszych, więc wszystkie dane od ostatnio potwierdzonej pozycji są nieistotne. W takiej sytuacji stacja B wysła do stacji A pakiet TCP, w którym podaje swój *Ack Number* zapisany w pamięci, co należy interpretować: bardzo przepraszam, ale od pozycji <takiej a takiej> (tu podaje zawartość swojej zmiennej z pamięci) coś poszło nie tak i poproszę o dane od wskazanego miejsca jeszcze raz. Na wypadek ewentualnej powtórnej transmisji danych stacja A ma obowiązek przechowywać wszystkie dane, jakie zostały wysłane, a nie zostały jeszcze potwierdzone.

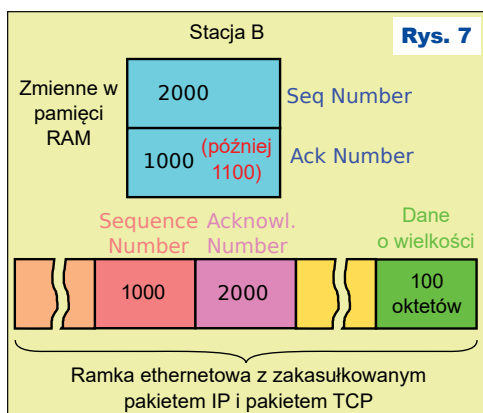
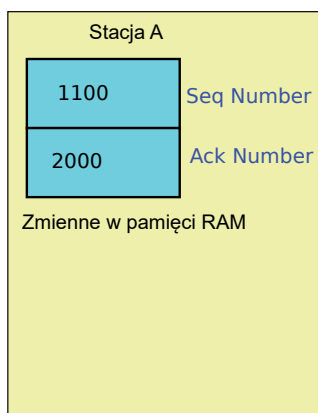
Jak widać, idea przechowywania przez każdą stację dwóch wskaźników: własnego licznika wysłanych danych oraz licznika danych stacji przeciwnej w złożeniu z przesyłaniem tych liczników w pakiecie TCP, pozwala określić, czy zaginęły jakiegokolwiek dane oraz ewentualnie ustalić „miejsce w strumieniu danych”, od którego należy przesłać dane ponownie.

Po przesłaniu wymaganych danych istniejące połączenie można zamknąć. Operacja przesłania danych może składać się z sekwencji wielu pakietów TCP, zarówno ze strony klienta, jak i strony serwera; to taki swoisty dialog, wzajemna wymiana informacji.

Zamknięcie połączenia jest bardzo podobne do nawiązania połączenia. Również składa się z transmisji trzech pakietów TCP, jednak przy zamykaniu połączenia wykorzystany jest wskaźnik FIN (przy otwieraniu połączenia występuje wskaźnik SYN). Ten proces może zostać zainicjowany przez dowolną stronę.

Dalsze informacje w następnym odcinku.

Andrzej Pawluczuk
apawluczuk@vp.pl



Rys. 7



Wydawnictwo AVT podejmie współpracę z tłumaczami fachowych tekstów dla elektroników z języka angielskiego. Kontakt: anna.cember@avt.pl

Wzmacniacze klasy D

część 13

W poprzednich odcinkach omawialiśmy rodzaje modulacji AD i BD, a także ich dziwne na pozór modyfikacje, nazywane HEAD oraz 1SPW (w niektórych publikacjach 1SBW). W opisach scalonych wzmacniaczy klasy D produkowanych przez TI znajdziemy też informacje, że niektóre wzmacniacze mają dodatkowy tryb nazywany **Hybrid modulation**, a inne jeszcze inny schemat modulacji, zwany **Ternary modulation**. W pracach naukowych znajdziemy opisy jeszcze innych odmian modulacji.

Łatwo się w tym wszystkim zgubić. Zanim przejdziemy do szczegółów, warto przypomnieć ogólny obraz zagadnienia, jeżeli chodzi o wzmacniacze audio. Dlaczego wprowadzono wzmacniacze impulsowe klasy D?

Podstawową przyczyną jest tendencja do miniaturyzacji. Drugi równie ważny aspekt to zwiększanie sprawności energetycznej. W sprzęcie mobilnym chodzi przede wszystkim o wydłużenie czasu pracy urządzeń po jednym ładowaniu akumulatora. Polepszenie sprawności pozwala zmniejszyć radiatory lub je całkowicie wyeliminować, co zmniejsza koszty i jest atutem marketingowym.

Historycznie biorąc, najpierw pojawiły się impulsowe wzmacniacze klasy D, wykorzystujące tak zwaną naturalną modulację PWM, gdzie stopień wyjściowy był pojedynczy, czyli były to wzmacniacze SE (Single Ended) według **rysunku 1a**. Szybko okazało się, że bardzo duże zalety mają wzmacniacze mostkowe BTL zrealizowane na przykład według **rysunku 1b**. Oprócz modulacji szerokości impulsów PWM, we wzmacniaczach klasy D zaczęto stosować inne

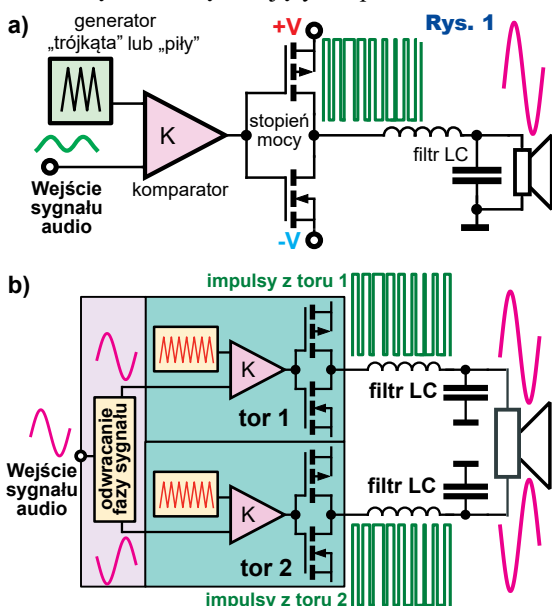
rozwiązania, w tym modulatory PDM, na przykład delta-sigma. Teraz jednak mówimy o modulacji szerokości impulsów PWM, którą, jak się okazało, można realizować na wiele sposobów. W wyścigu konkurencyjnym liczy się kilka czynników, ale jednymi z najważniejszych są jak najlepsze parametry uzyskiwanego dźwięku, niska cena oraz wysoka sprawność energetyczna.

Ze względu na cenę i miniaturyzację pożądanymi były wzmacniacze jak najprostsze, bez wyjściowego filtra LC.

Szybko okazało się, że w sprzęcie mobilnym ogromne znaczenie ma sprawność energetyczna. Teoretycznie wzmacniacz klasy D może mieć sprawność 100%. W praktyce jest dużo gorzej. Wprawdzie przy pełnej mocy sprawność większości wzmacniaczy impulsowych przekracza 90%, ale prawie nikt nie wykorzystuje pełnej mocy, a ponadto i muzyka, i mowa mają małą średnią gęstość mocy w porównaniu z mocą w szczytach sygnału. Wzmacniacze prawie przez cały czas pracują przy małych sygnałach. Okazało się, że w urządzeniach mobilnych małe wzmacniacze klasy D wcale nie mają takiej sprawności, jak można się było spodziewać. W grę weszły także inne czynniki i walka konkurencyjna spowodowała między innymi pojawienie się różnych zaskakujących sposobów modulacji. Ogólnie

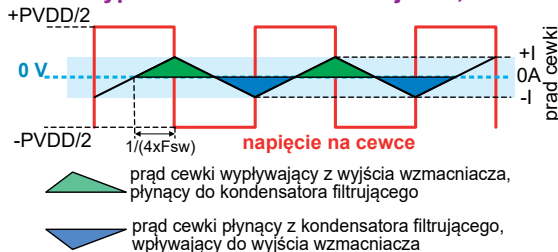
będąca odmianą modulacji PWM, pozwala zbudować wzmacniacze klasy D bez wyjściowego filtra LC (filterless), podobnie jak modulacja PDM (sigma-delta). Pod warunkiem że konstruktor utrzyma poziom generowanych zakłóceń radiowych w dopuszczalnych granicach, co zależy od kilku czynników. To odrębny szeroki temat, do którego jeszcze wrócimy. A teraz omówmy tylko z grubsza kwestię zniekształceń oraz niektóre aspekty sprawności.

Wypadkowa sprawność energetyczna wzmacniacza zależy od kilku czynników, ale my wspomnijmy tylko o dwóch. W poprzednim odcinku analizowaliśmy przebieg prądu w cewkach filtra wyjściowego. Obniżenie wypełnienia impulsów w stanie spoczynku, przy braku sygnału audio, powoduje znaczne zmniejszenie prądu, płynącego tam i z powrotem w tych cewkach. Ilustruje to **rysunek 2**. W zasadzie cewka i kondensator filtra to elementy reakcyjne. Gdyby były idealne, czyli nie występowałyby w nich straty (reprezentowane przez rezystancję ESR), problemu by nie było. Prąd związany z napięciem o przebiegu prostokątnym mógłby sobie płynąć, a oznaczałoby to tylko cykliczne przenoszenie energii między kondensatorem, cewką i źródłem zasilania (akumulatorem). Jednak zwłaszcza cewki mają znaczne straty, więc czym większy prąd przez nie płynie, tym większe są straty w ich szkodliwej rezystancji ($P = I^2R$). Straty w filtrze wyjściowym zmniejsza zredukowanie wypełnienia

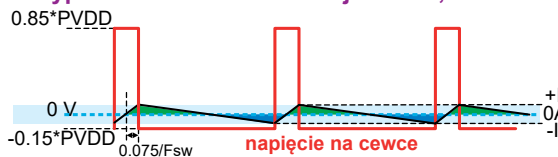


Rys. 1
Rys. 2

wypełnienie 50% - modulacje AD, BD



wypełnienie 15% - modulacje HEAD, 1SPW

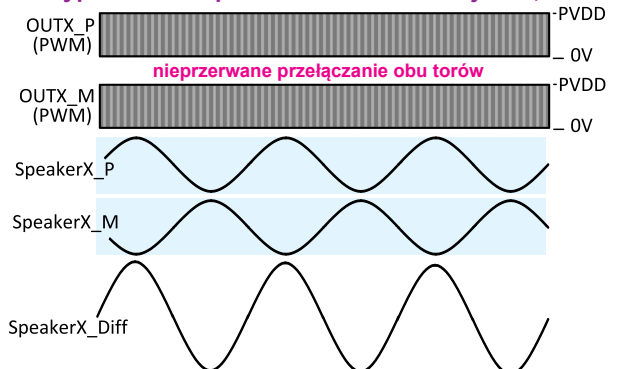


impulsów, zarówno przy modulacji AD, jak i BD. Dlatego zmodyfikowane *schematy modulacji HEAD i 1SPW pozwalają zwiększyć wypadkową sprawność wzmacniacza impulsowego*.

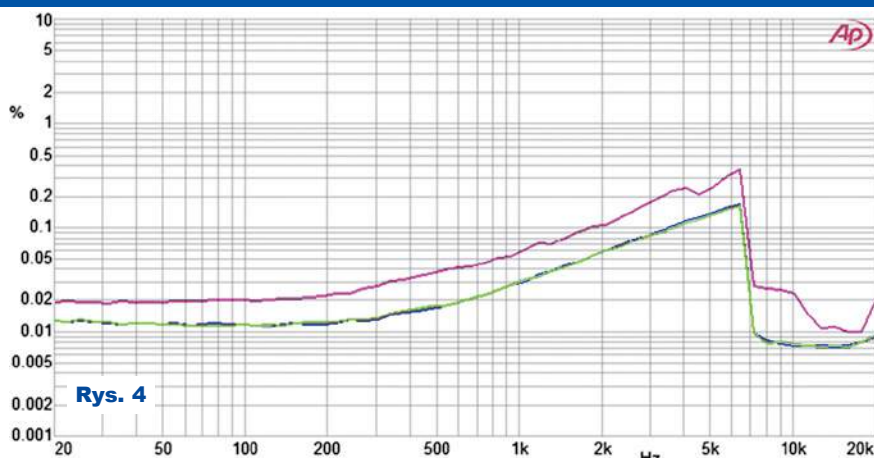
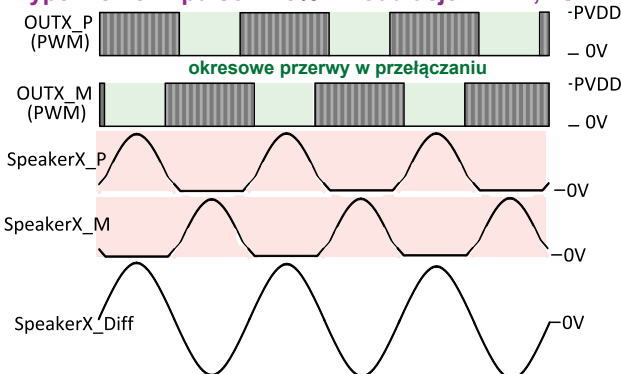
Na pewno straty występują też w tranzystorach stopni wyjściowych podczas przełączania. Straty zmniejszymy, jeżeli tranzystory będą przełączane, powiedzmy, mniej często. Częstotliwości impulsów z innych ważnych względów nie można zaniżyć, ale straty przełączania zmniejszymy, stosując modyfikowane modulacje HEAD oraz 1SPW. W dwóch ostatnich odcinkach dowiedzieliśmy się, że w tych schematach modulacji przy silniejszych sygnałach audio jeden z torów wzmacniacza mostkowego BTL zostaje nasycony, a impulsy występują tylko w drugim. Natomiast w trybach modulacji AD, BD, oba tory są przełączane ciągle. Na **rysunku 3**, dotyczącym silnych sygnałów audio, zielone podkładki pokazują odcinki czasu, gdy wyjście jednego z torów nie jest przełączane. Tak jest przy modulacji HEAD i 1SPW. To też pozwala zauważalnie zwiększyć sprawność energetyczną.

Jak z tego widać, modyfikowane schematy modulacji pozwalają uzyskać wyższą sprawność energetyczną. Tak, ale nie za darmo! Na **rysunku 3** różowe podkładki pokazują kształt zrekonstruowanych przebiegów audio z wyjść

wypełnienie impulsów 50% - modulacje AD, BD



wypełnienie impulsów 15% - modulacje HEAD, 1SPW



Rys. 4

obu torów. Mówimy o wzmacniaczach klasy D, a przebiegi te niewątpliwie przypominają analogowe wzmacniacze klas B i AB, natomiast zaznaczone niebieskimi podkładkami przebiegi audio przy modulacjach AD, BD przypominają analogową klasę A.

Modulacje 1SPW i HEAD pozwalają zwiększyć sprawność energetyczną, ale kosztem zwiększenia zniekształceń nieliniowych. Wprawdzie nie jest to duża różnica. **Rysunek 4** pokazuje zniekształcenia harmoniczne wzmacniacza TAS5805M (2×23W albo 45W mono) przy mocy wyjściowej 1W. Górna czerwona krzywa reprezentuje zniekształcenia przy energooszczędnej modulacji 1SPW. Krzywe niebieska i zielona to zniekształcenia w trybie modulacji BD, a także w trybie hybrydowym (Hybrid modulation).

Rys. 3

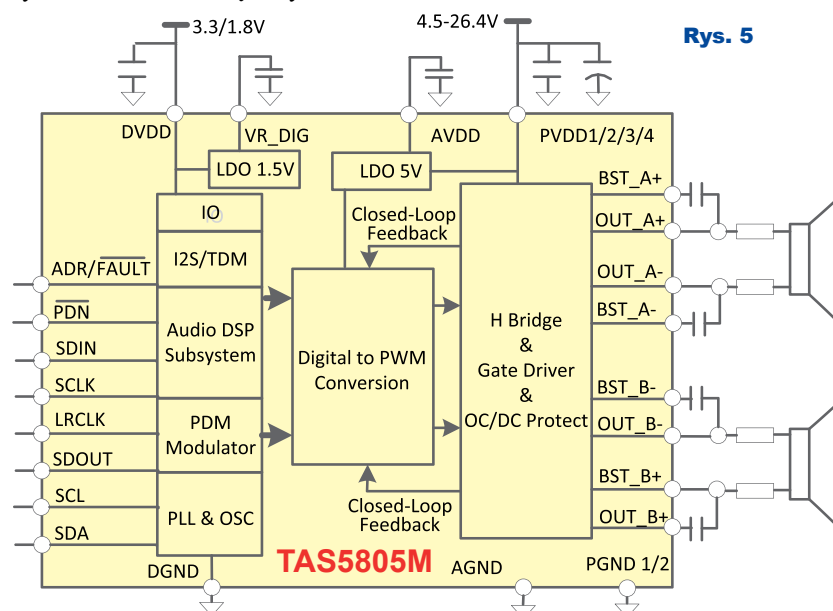
Kostka TAS5805M to zaawansowane rozwiązanie z nowej rodziny TAS58, której bardzo uproszczony schemat wewnętrzny

pokazany jest na **rysunku 5**. Nie ma ona wejścia analogowego, tylko cyfrowe, a wewnątrz zawarty jest procesor cyfrowej obróbki dźwięku DSP. Tryb modulacji hybrydowej dostępny jest tylko w takich skomplikowanych wzmacniaczach, gdzie procesor cyfrowy wstępnie określa amplitudę sygnału audio i stosownie do tego dostosowuje wypełnienie impulsów w obu torach. W spoczynku i przy małych sygnałach audio wzmacniacz pracuje w energooszczędnym trybie modulacji 1SPW, natomiast gdy sygnały audio są silniejsze, wtedy procesor DSP zwiększa wypełnienie impulsów do 50%, czyli przechodzi płynnie do modulacji BD, która zapewnia mniejsze zniekształcenia nieliniowe. Modulacja hybrydowa polega więc na płynnym przechodzeniu między modulacjami 1SPW i BD, zależnie od wielkości sygnału audio.

W następnym odcinku będziemy kontynuować rozważania o zaletach i wadach różnych odmian modulacji.

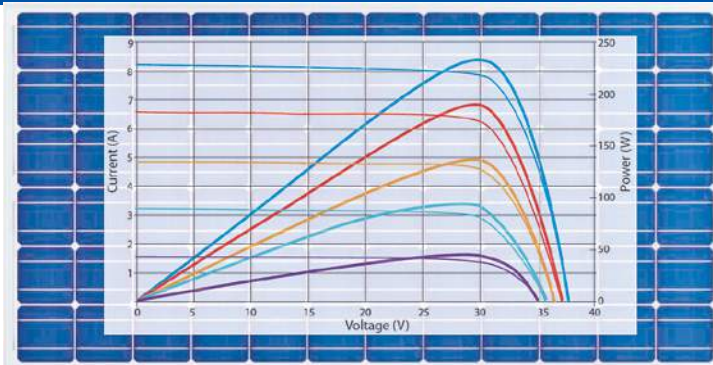
Piotr Górecki

Rys. 5

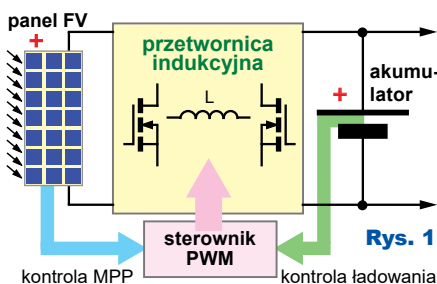


MPPT

część 14



W poprzednim odcinku okazało się, że w systemach FV z akumulatorem sterowniki MPPT, czyli sterowniki śledzące punkt maksymalnej mocy, muszą też realizować zupełnie niezależne zadanie prawidłowego ładowania akumulatora, co jest zobrazowane na **rysunku 1**. Nasuwa się pytanie, czy te dwa niezależne, a nawet po części sprzeczne zadania może zrealizować jedna prosta przetwornica o „przekładni napięciowej” regulowanej za pomocą współczynnika wypełnienia (PWM)? Czy to w ogóle możliwe?



Rys. 1

Na razie założmy, że tą jedną przetwornicą steruje mikroprocesor realizujący dowolnie skomplikowany program.

Jedna przetwornica?

Zacznijmy niejako od końca: jak będzie ze śledzeniem, gdy akumulator jest już praktycznie w pełni naładowany?

Otóż aby nie przeładować akumulatora, algorytmy sterujące tak dostosują wypełnienie impulsów PWM sterujących przetwornicą, żeby nie dopuścić do wzrostu napięcia akumulatora powyżej ustalonego progu. A to samoczynnie zmniejszy prąd ładowania do jakiejś małej wartości. Założmy, że nastąpi to po południu, gdy jeszcze słońce mocno świeci i gdy panel może dostarczyć mocy dużo większej niż aktualnie pobiera naładowany już akumulator. Sterownik ma jakiegoś obwody śledzenia MPPT, ale **w tej sytuacji priorytet mają obwody ładowania**, które ograniczają moc pobieraną z panelu, a tym samym przekreślają sens i uniemożliwiają pracę tych obwodów śledzenia. Prosty przy-

kład mamy na **rysunku 2**. Punkt mocy maksymalnej, w tym przypadku 120W, to napięcie 18V i prąd 6,7A. Jeżeli przetwornica ograniczy prąd ładowania, to punkt pracy panelu przesunie się tak, jak pokazuje fioletowa strzałka. Z panelu nie będzie wtedy odbierana cała dostępna moc, napięcie na panelu wzrośnie powyżej napięcia punktu MPP i część wytwarzanego prądu zamaruje się wewnątrz panelu, płynąc przez struktury diodowe jego ogniw.

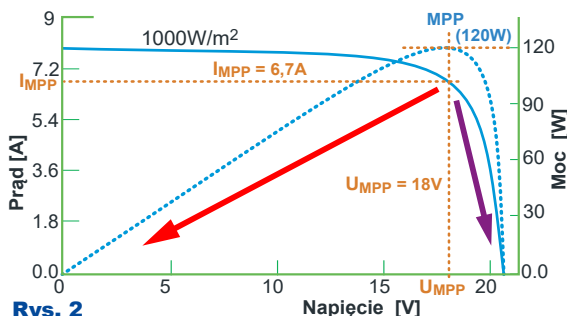
Już tu widać, że śledzenie punktu MPP ma sens przede wszystkim, a wręcz wyłącznie w pierwszej, głównej fazie ładowania (**Bulk**), gdy akumulator ma być ładowany jak najszybciej, jak największym prądem.

Wtedy napięcie na prawie pustym akumulatorze jest niskie, algorytmy realizowane w procesorze nie ograniczają napięcia. Po nocnym rozładowaniu akumulator w fazie Bulk „chętnie przyjąłby” duży prąd. Mikroprocesor nie tylko nie ogranicza prądu ładowania, ale próbuje go zwiększyć, a więc chce pobrać z panelu FV jak najwięcej energii. Przez to silniej obciąża panel, który jest źródłem prądowym...

No właśnie! I tu jest problem! Starając się jak najszybciej naładować akumulator, **przetwornica staje się dla panelu FV coraz mniejszą rezystancją obciążenia!** A wiemy, że **czym mniejsza rezystancja obciążenia źródła prądowego, tym mniejsze jest napięcie oraz moc z niego pobierana!**

Katastrofa! Algorytmy realizujące ładowanie (Bulk) „mają dobre intencje”, ale skutek ich działania byłby odwrotny, niż potrzeba. Starając się zwiększyć prąd ładowania, zmniejszyłyby napięcie występujące na panelu, a tym samym zmniejszyłyby moc, jaką można z niego pobrać. Punkt pracy przesunąłby się, jak pokazuje czerwona strzałka na **rysunku 2**.

Aby poprawić sytuację, trzeba uzależnić prąd ładowania akumulatora od możliwości panelu FV. Problem w tym,



Rys. 2

że jego wydajność prądowa i dostępna moc zmieniają się w ciągu doby w bardzo szerokich granicach, zależnie od chwilowego oświetlenia i temperatury. Skąd przetwornica ma wiedzieć, jaka jest aktualna wydajność prądowa i jaką moc można w danej chwili pobrać z panelu? Jak to jeszcze pokażemy, możliwości są różne, ale my teraz pokażmy sposób najprostszy.

Otóż wystarczy dodatkowo kontrolować napięcie **wejściowe**. Kontrolować to nie tylko sprawdzać, ale też je regulować, zmieniać, dostosowywać.

Wcześniej mówiliśmy, że gdy akumulator jest już naładowany, to priorytet muszą mieć obwody kontroli ładowania, które nie dopuszczają do przeładowania. A teraz, w fazie głównego ładowania Bulk musi być odwrotnie: priorytet mają mieć obwody kontroli panelu FV. W najprostszym przypadku wystarczy, żeby te obwody kontroli nie dopuściły do nadmiernego obniżenia napięcia na panelu i na wejściu przetwornicy, co obniżyłoby też uzyskiwaną moc (**rysunek 2**).

Podstawowa idea jest więc prosta: w fazie Bulk obwody kontrolujące ładowanie chciałyby zwiększać prąd i moc ładowania akumulatora, ale gdy napięcie **wejściowe** zacznie się zmniejszać, wejściowe obwody regulacji, które teraz mają priorytet, tak zmieniają wypełnienie impulsów PWM przetwornicy, redukują prąd ładowania, by nie dopuścić do dalszego zmniejszania napięcia na wejściu i mocy aktualnie dostępnej w panelu FV. Dokładniej biorąc, te wejściowe obwody regulacji powinny utrzymywać na panelu napięcie odpowiadające punktowi mak-

Sieci energetyczne dla elektroników

Niejednemu młodemu elektronikowi i informatykowi domowa instalacja energetyczna wydaje się prosta, a wręcz prymitywna w porównaniu z układami elektronicznymi, zarówno analogowymi, jak i cyfrowymi, nie mówiąc już o informatyce. **Niesłusznie!**

część 3

Przed omówieniem rodzajów sieci energetycznych konieczne też trzeba wspomnieć o kolejnych ważnych zagadnieniach.

Niebezpieczne wartości prądu

Tę część artykułu można byłoby zacząć popularnym, a mało sensownym pytaniem: *czy zabijają wolty, czy ampery?*

Odpowiedź jest następująca: ani wolty, ani ampery, które są *jednostkami* napięcia i prądu. Zabija w sumie energia elektryczna, wydzielana w ciele człowieka, gdy płynie przez nie prąd i gdy występuje napięcie. Napięcie i prąd związane są rezystancją, a rezystancja ciała ludzkiego nie jest stała, tylko zależy od szeregu czynników (wynosi 1 kiloom lub więcej). Między innymi dlatego w kwestiach dotyczących bezpieczeństwa mówi się przede wszystkim o dopuszczalnych wartościach **prądu**, a nie **napięcia**. Tu trzeba nadmienić, iż wartości graniczne bezpiecznych oraz dopuszczalnych napięć i prądów to kolejny bardzo obszerny temat.

Trzeba wiedzieć, że organizm człowieka jest około 2...4-krotnie mniej wrażliwy na przepływ prądu stałego niż zmiennego 50Hz. Mniej odczuwalny jest też przepływ prądów zmiennych o wysokiej częstotliwości, co można najprościej wytłumaczyć zjawiskiem nasłórkowości. To szczegóły dla specjalistów, a w praktyce najważniejsze jest to, jak organizm reaguje na przepływ prądu przemiennego 50...60Hz. Informacje pochodzące z różnych źródeł nie są zgodne.

Na pewno poszczególni ludzie różnie reagują na przepływ prądu elektrycznego. Ogólnie biorąc, dla prądu zmiennego 50Hz można w dużym uproszczeniu przyjąć, że granicą odczuwania jest prąd 0,5mA. Mniejszych wartości większość ludzi nie poczuje. Z kolei wartość 10mA uznaje się za granicę, przy której nie występuje jeszcze mimowolny skurcz mięśni i gdy można się samemu uwolnić od takiego porażenia. Z kolei prądy poniżej 30mA są wprawdzie nieprzyjemne, ale generalnie nie są groźne dla życia. Ogólnie biorąc, groźne są dopiero płynące przez ciało prądy zmienne 50Hz większe niż 100mA.

Najkrócej mówiąc, wynikające z różnych niedoskonałości (np. wszechobecnych pojemności) małe prądy, tak zwane upływu, do około 0,5mA można dopuścić nawet przy normalnym użytkowaniu. Natomiast przy awarii do bezpiecznych dla człowieka wartości należy ograniczyć tzw. **napięcia dotykowe** oraz związany z tym **prąd rażeniowy** (maksymalnie 30mA).

Podsumujmy: w sieciach energetycznych występują napięcia względem ziemi, groźne dla zdrowia i życia. Na podstawie wieloletnich doświadczeń w poszczególnych krajach przyjęto przepisy prawne, oparte na normach technicznych. Ogólnie biorąc, każde urządzenie powszechnego użytku dołączone do sieci elektrycznej musi być bezpieczne dla użytkownika, a ściślej bezpieczne w przypadku „pojedynczego uszkodzenia lub błędu”. W szczególności podczas normalnej pracy przy dotknięciu dostępnych elementów przewodzących, w tym metalowej obudowy, ewentualne prądy upływu nie powinny przekraczać 0,5...1mA. Natomiast przy uszkodzeniu, prąd rażenia płynący przez ciało człowieka powinien być ograniczony do wartości co najwyżej 30mA.

Ewentualne napięcia czy prądy, na które może być narażony użytkownik sprzętu elektrycznego, nie powinny stanowić zagrożenia, co dyktuje też pewne wymagania odnośnie do połączeń ochronnych, a także tak zwanych prądów upływu.

O co właściwie chodzi?

Podstawowym celem jest ochrona człowieka i zwierząt przed porażeniem (a także ochrona sprzętu przed uszkodzeniem i pożarem), a to ma ścisły związek z faktyczną budową sieci, w szczególności z połączeniami obwodów uziemionych (tak zwanego bolca uziemiającego w gniazdkach).

Przy wykorzystaniu urządzeń mających II klasę ochronności sprawa jest prosta. Na przykład zawierająca grzałkę i silnik elektryczny suszarka do włosów z **fotografii 19** ma wtyczkę z dwoma stykami („bez uziemienia”). Producent/importer zadeklarował, że jest to urządzenie II klasy ochronności, czyli stwierdził, że spełnia wymagania norm określających

wymagania dla urządzeń II klasy ochronności. W takich przypadkach zupełnie nie interesuje nas kwestia uziemienia, a jedynie główny obwód, w którym płynie prąd roboczy, w tym przypadku dość duży ($2000W / 230V = 8,7A$). Z uwagi na ten dość duży prąd należałoby rozważyć aspekty bezpieczeństwa, związane z grzaniem się przewodów, styków i innych elementów sieci. Można byłoby też rozpatrywać problem spadków napięcia i pytanie, jaka będzie prawdziwa wartość napięcia na obciążeniu w porównaniu z nominalnym napięciem sieci? W grę wchodzi tu solidność wykonania instalacji, jakoś styków oraz przekrój (i rezystancja) wykorzystanych przewodów. Do tych kwestii wrócimy, ale to są zagadnienia względnie proste i łatwe do zrozumienia.

Dużo trudniejsze są aspekty związane z uziemieniem, czyli dotyczące urządzeń klasy ochronności I. Problem między innymi w tym, że uproszczone schematy na papierze zupełnie nie oddają złożoności zagadnienia. W sumie chodzi o uziemianie, ale tylko w teorii i na papierze wszystko jest proste. W rzeczywistości w grę wchodzi rozmaite oporności, nie tylko ciała człowieka i gruntu, ale też różnych fragmentów realnej instalacji. Na tę oporność składa się nie tylko rezystancja dla prądu stałego, ale też indukcyjność i związane z nią zjawiska (i w mniejszym stopniu pojemność).

Gorące dyskusje o rodzajach sieci, szczegółach połączeń i budowie obwodów zasilających w dużej części wynikają ze słabej znajomości, a czasem wręcz braku zrozumienia wchodzących w grę różnych aspektów zagadnienia. Jedna sprawa to mniej czy bardziej racjonalne



Fot. 19

propozycje konfiguracji domowej sieci i prowadzenia „uziemia” czy „zero-owania”. Zupełnie inna sprawa to fakt, że aby uzyskać zgodę na użytkowanie instalacji w nowym domu lub po jego generalnym remoncie, instalacja musi spełniać aktualnie obowiązujące przepisy. I nie ma tu znaczenia, czy wszystkie te przepisy i normy, do których się odwołują, są optymalne, racjonalne, słuszne i ekonomiczne (a nie zawsze tak jest). Ważne jest, że takie przepisy obowiązują i że są lub mogą być egzekwowane. Jeśli elektryk ich nie uwzględni, naraża się na poważne kłopoty.

Zagadnienie jest obszerne, a dla elektronika czy innego „nieelektryka” problemem jest też specyficzne, nieintuicyjne słownictwo i definicje, występujące w normach i przepisach. I tak w materiałach dotyczących bezpieczeństwa urządzeń elektrycznych można spotkać takie określenia jak na przykład: *ochrona przeciwporażeniowa: podstawowa, dodatkowa oraz uzupełniająca, ochrona przed dotykiem bezpośrednim (ochrona podstawowa), ochrona przy dotyku pośrednim (ochrona przy uszkodzeniu), samoczynne*

wyłączanie napięcia (SWZ), separacja elektryczna czy miejscowe połączenia wyrównawcze.

Są to dość złożone zagadnienia, których nie będziemy szczegółowo zgłębiać. W sumie chodzi o to, żeby użytkownika nie poraził prąd, a dokładniej o to, żeby elementy, na których występują napięcia groźne dla życia i zdrowia, nie były dostępne i aby dostępne przewodzące części urządzeń nie były niebezpieczne, zarówno podczas normalnego użytkowania, jak też w przypadku najczęstszych (pojedynczych) uszkodzeń. Przepisy są uściślane i zaostrzane, ale podkreślmy, że nie sposób zapobiec skutkom wszystkich bez wyjątku awarii, błędów i różnych przykładów bezmyślności. Ogólnie biorąc, chodzi o ochronę przed „pojedynczymi błędami i uszkodzeniami”. Na pewno nie można wykluczyć faktu, że ktoś niewykwalifikowany rozmontuje urządzenie elektroniczne, dotknie obwodów będących pod napięciem sieci i zostanie śmiertelnie porażony prądem płynącym między przewodem fazowym *L* i przewodem neutralnym *N* sieci. Na takie działania nie ma zabezpieczenia, a normy i przepisy nie obejmują takich kwestii.

Trzeba bardzo mocno podkreślić, że przepisy i normy nie dotyczą takich ekstremalnych przypadków, tylko dotyczą *normalnego działania oraz pojedynczego uszkodzenia. Nie jest możliwe zapewnienie pełnego, absolutnego bezpieczeństwa w przypadku serii błędów/usterek* albo przypadkowych, losowych, albo celowych, albo będących wynikiem bezmyślnych działań. Co bardzo ważne, przepisy bezpieczeństwa *przede wszystkim dotyczą przepływu prądu przez ciało człowieka do ziemi*, bo praktyka pokazała, że taka są najczęstsza droga prądu podczas różnych nieszczęśliwych zdarzeń.

I to są wiadomości wstępne. Każdy elektronik powinien wiedzieć, przynajmniej z grubsza, dlaczego i na ile ochrona przeciwporażeniowa wiąże się z na pozór mało znaczącym sposobem połączenia bolców w domowych gniazdkach. Dlatego trzeba wiedzieć, co w praktyce znaczą określenia sieci energetycznych takie jak: TN-C, TN-S, TN-C-S, TT, a nawet IT. Zaczniemy to omawiać w następnym odcinku cyklu.

Piotr Górecki

Ciąg dalszy ze strony 27

Zwróć uwagę, jak to jest realizowane. Rysunki 4, 5 są bardzo podobne, a działanie zależy od sposobu włączenia elementów R3, D1. Oczywiście rezystory R1, R2, R_S oraz napięcia U_{REF1}, U_{REF2} dla obu przypadków muszą być odpowiednio dobrane. Tak, żeby podczas normalnej pracy dioda D1 nie przewodziła, a regulację na bieżąco przeprowadzał ten wzmacniacz, na wyjściu którego włączony jest rezystor. Tak dobrane, żeby prąd płynął przez diodę D1 i wymuszał obniżenie napięcia wyjściowego dopiero w sytuacji przeciążenia.

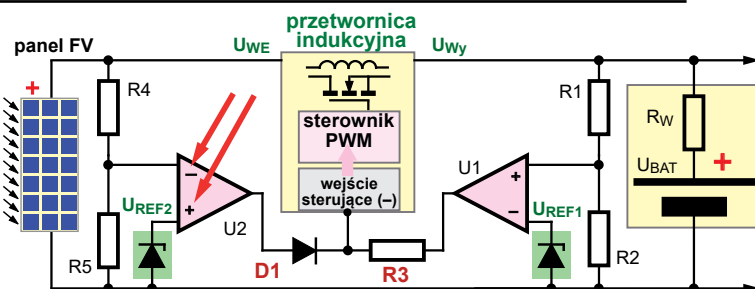
W każdym razie priorytet określają w tych układach elementy R3, D1.

Te przykłady doprowadzają nas do prostej wersji sterownika przetwornicy indukcyjnej w systemie solarnym według rysunku 6. Mamy podstawowy obwód kontroli napięcia akumulatora ze wzmacniaczem U1, a do tego drugi, nadrzędny obwód kontroli napięcia na panelu FV ze wzmacniaczem U2. Pierwszy nie dopuszcza do nadmiernego **wzrostu** napięcia akumulatora, a drugi, priorytetowy, nie dopuszcza do nadmiernego **zmniejszenia** napięcia na panelu. Tak, zmniejszenia z uwagi na podłączenie wejść wzmacniacza operacyjnego U2, co jest sygnalizowane czerwonymi strzałkami. Napięcie na wyjściu wzmacnia-

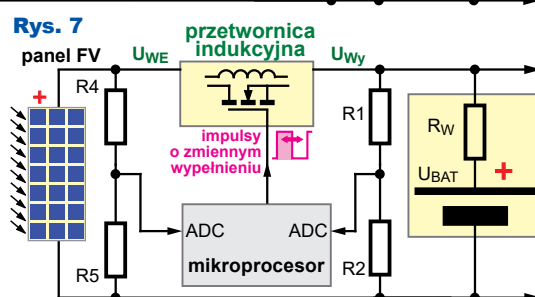
cza U2 wzrośnie dopiero wtedy, gdy napięcie wejściowe zmniejszy się poniżej progu wyznaczonego przez dzielnik R4, R5 i napięcie U_{REF2}. A to zmniejszy napięcie wyjściowe i prąd ładowania akumulatora, stosownie do możliwości energetycznych, jakie ma wtedy panel FV.

Wcześniej zastanawialiśmy się, czy w sterowniku MPPT wystarczy jedna przetwornica, czy może niezbędne są dwie?

Rysunek 6 pokazuje, że **w jednej przetwornicy mogą prawidłowo współpracować dwa obwody regulacyjne, realizujące odrębne zadania**. W praktyce może to być w rozmaity sposób zrealizowane analogowo. Niekoniecznie jak na rysunku 6, ale na podobnej zasadzie. Oczywiście dziś tego rodzaju zadania najczęściej wykonuje program w mikroprocesorze, do którego doprowadzone są informacje o aktualnym napięciu wejściowym i wyjściowym. Sygnałem sterującym z mikroprocesora może być napięcie, zmieniające wypełnienie impulsów modulatora PWM w przetwornicy, ale z reguły to mikroprocesor



Rys. 6



Rys. 7

pełni funkcję modulatora PWM i wytwarza potrzebny przebieg czy przebiegi potrzebne do sterowania tranzystorami (tranzystorów) w przetwornicy. Pozwala to uprościć sterownik, na co wskazuje rysunek 7. Bardzo proszę, przemyśl starannie podane w tym odcinku informacje i spróbuj poukładać sobie w głowie. W szczególności zastanów się, na ile koncepcja z ostatnich rysunków 6, 7 ma związek ze śledzeniem MPP.

Piotr Górecki

Silniki prądu stałego

część 12

W poprzednim odcinku dokonaliśmy wiekopomnego odkrycia: okazało się przy impulsowym sterowaniu i pracy w roli silnika niejako samoczynnie tworzy się przetwornica **obniżająca**, a przy impulsowym hamowaniu możemy stworzyć najprawdziwszą przetwornicę **podwyższającą**. Sterując odpowiednio dwoma MOSFET-ami, możemy nie tylko płynnie napędzać silnik, ale też hamować i jeszcze przy tym odzyskiwać energię podczas hamowania!

Wcześniej na przykładzie wózka zjeżdżającego z góry mówiliśmy, że hamowanie regeneracyjne (odzyskowe) możliwe jest tylko wtedy, gdy napięcie wytwarzane przez prądnicę jest wyższe od napięcia akumulatora. Teraz ograniczenie to usuwa przetwornica podwyższająca, która odpowiednio sterowana podwyższy napięcie i przekaże energię ze słabnącej prądnicy do akumulatora!

Rewelacja! Idea jest prosta, ale szczegóły wcale nie są oczywiste. Mamy coś nietypowego: silnik i dwa tranzystory pozwalają przekazywać energię w dwóch kierunkach. Tylko trzeba czymś takim odpowiednio sterować...

A to wydaje się koszmarnie trudne. Na pozór tak, ale w przypadku pojazdu: wózka lub roweru, okazuje się zaskakująco łatwe do zrozumienia i realizacji.

Proste intuicyjne wyjaśnienie należałoby zacząć od przypadku bez przetwornicy, od hipotetycznego pojazdu z idealnym akumulatorem i idealnym silnikiem, które mają zerowe rezystancje wewnętrzne. Jak wiadomo, wirujący silnik zawsze wytwarza napięcie (E) proporcjonalne do prędkości obrotowej. W takim idealnym przypadku obroty byłyby dokładnie określone przez napięcie akumulatora: takie, żeby wytwarzane przez silnik napięcie E było dokładnie równe napięciu akumulatora U_B . Oznacza to, że pojazd z idealnym akumulatorem i idealnym silnikiem miałby stałą prędkość, niezależnie, czy wjeżdżałby pod górkę, czy zjeżdżałby z góry, co ilustruje rysunek

Rys. 3

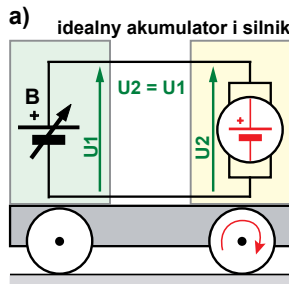
1. Na równej drodze silnik pobierałby z akumulatora prąd o ja-

kiejs wartości. Przy wjeździe pod górkę akumulator dostarczałby do silnika dużo większy prąd, zależnie od stromości góry. Natomiast przy zjeździe z góry akumulator byłby ładowany przez prądnicę prądem zależnym od stromości góry. Dla nas najważniejszy jest fakt, że w takim idealnym przypadku prędkość obrotowa silnika-prądnicy byłaby stała, wyznaczona przez niezmiennie napięcie akumulatora, a niejako samoczynnie zmieniałyby się tylko kierunek i wartość prądu, zależnie od nachylenia drogi.

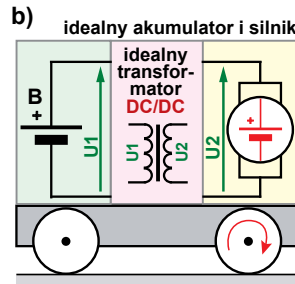
Oczywiście gdybyśmy mieli idealny akumulator o napięciu, które można płynnie zmieniać (obniżać) według rysunku 2a, moglibyśmy płynnie regulować prędkość jazdy. Napięcie akumulatora wyznacza prędkość, a prąd samoczynnie dostosuje się do warunków.

A teraz wyobraźmy sobie, że między akumulator i silnik włączymy coś takiego jak idealny „transformator prądu stałego” (DC/DC) według rysunku 2b. Zakładamy, że po pierwsze może on albo podwyższać, albo obniżać napięcie. Po drugie, zakładamy, że podobnie jak klasyczny transformator, może przekazywać energię w dwóch kierunkach.

Nieprzypadkowo przetwornice indukcyjne dość często nazywamy „transformatorami prądu stałego” i to o zmiennej przekładni napięciowej. Ogólnie biorąc, przetwornica ma jakąś przekładnię na-



Rys. 2



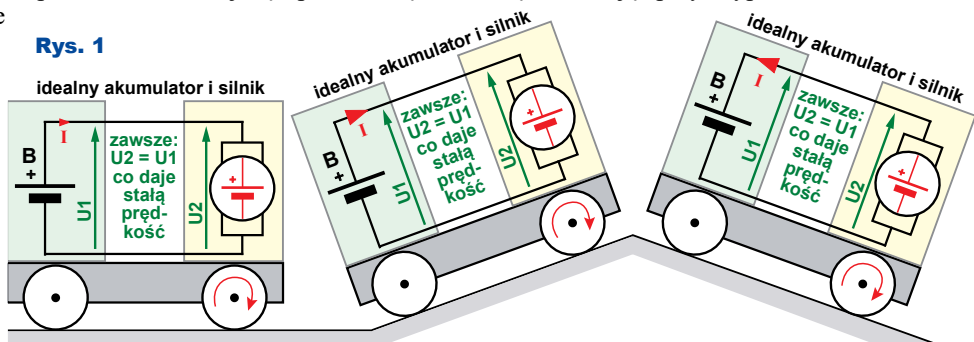
pięciową $N = U_2/U_1$, wyznaczoną przez współczynnik wypełnienia PWM.

I właśnie włączając między akumulator i silnik przetwornicę indukcyjną według idei rysunku 3a, dodajemy taki „transformator DC/DC” z rysunku 2b. Z wcześniejszych rozważań wiemy, że ma to być konfiguracja przetwornicy według rysunku 3b. Tak, ale przecież wykorzystujemy indukcyjność silnika, więc w istocie nie włączamy kompletnej przetwornicy, a tylko dwa tranzystory według rysunku 3c.

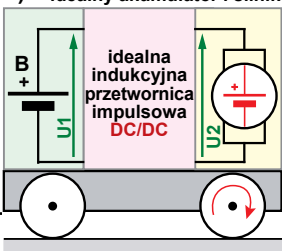
Z tego, co mówiliśmy wcześniej, tranzystory powinny być włączane na przemian, a to prowadzi nas do uproszczonego schematu z szybkim przełącznikiem P1 według rysunku 3d, którym możemy regulować wypełnienie impulsów.

Przy pracy w roli silnika sprawa jest oczywista: mamy synchroniczną przetwornicę obniżającą. Napędzany silnik obraca się z prędkością obrotową, wyznaczoną przez wartość napięcia U_2 , czyli przez aktualne wypełnienie impulsów przełącznika P1. Wszystko zgadza się z intuicją: przy wypełnieniu 100%,

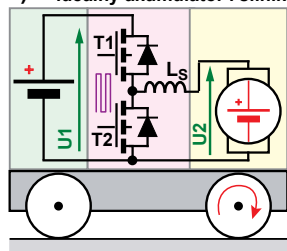
Rys. 1



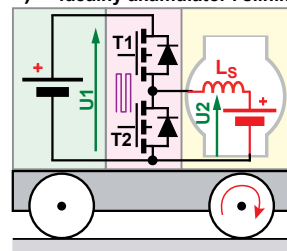
a) idealny akumulator i silnik



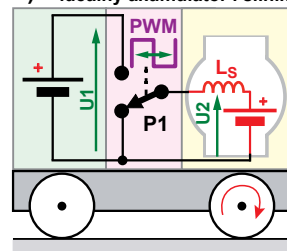
b) idealny akumulator i silnik



c) idealny akumulator i silnik



d) idealny akumulator i silnik



czyli gdy P1 stale jest w górnej pozycji, układ napięcie akumulatora podaje wprost na silnik, nie obniżając go. Obroty silnika są maksymalne.

W drugim skrajnym przypadku, przy wypełnieniu równym 0, czyli gdy przełącznik P1 stale jest w dolnej pozycji, akumulator jest odłączony i napięcie na silniku jest równe zero. Silnik nie pracuje (jest hamowany).

Gdy przełącznik P1 jest przełączany ze współczynnikiem 50%, napięcie silnika jest połową napięcia akumulatora i obroty są połową obrotów maksymalnych. Prędkość pojazdu jest równa połowie prędkości maksymalnej.

Przy pośrednich wartościach wypełnienia napięcie U2 jest wprost proporcjonalne do wypełnienia impulsów sterujących przełącznikiem P1.

Zgadza się? No to idziemy dalej. Mniej oczywiste jest to przy pracy w roli prądnicy (przy zjeździe z góry). Otóż najprościej biorąc, jeżeli wypełnienie impulsów sterujących PWM pozostaje takie samo, to nadal taka sama jest przekładnia N przetwornicy, czyli stosunek napięć U2/U1. W idealnym przypadku także i przy zjeździe z góry prędkość obrotowa i napięcie U2 nie mogą wzrosnąć. Nie pozwala im przetwornica, która cały czas utrzymuje ten sam stosunek U2/U1 i jeżeli napięcie U2 chce wzrosnąć, to teraz bez jakichkolwiek zmian przetwornica będzie pracować jako podwyższająca i przekaże z prądnicy do akumulatora dokładnie tyle energii, żeby napięcie U2 nie wzrastało.

Powróćmy do przykładu, gdy wypełnienie impulsów przełącznika P1 jest równe 50%. Przy normalnej pracy silnika napięcie U2 jest równe połowie napięcia akumulatora. Gdy pojazd zaczyna zjeżdżać z góry, układ staje się przetwornicą podwyższającą i przekazuje energię z prądnicy do akumulatora. Przy wypełnieniu 50% przekładnia przetwornicy podwyższającej wynosi 2, więc U1/U2=2, czyli nadal napięcie U2 jest dwa razy mniejsze od napięcia akumulatora.

Tak pracująca przetwornica (synchroniczna) także przy zjeździe pilnuje stosunku napięć U2/U1 i zależnie od stromości góry po prostu prąd pobierany z prądnicy jest mniejszy lub większy. Taki, żeby utrzymać niezmienną wartość napięcia U2 (zakładamy, że napięcie akumulatora U1 jest niezmiennie).

Współczynnik wypełnienia impulsów określa przekładnię napięciową, czyli stosunek U2/U1. Przetwornica utrzymuje tak wyznaczony stosunek napięć U1/U2 przez

utrzymanie napięcia U2 na potrzebnym poziomie. W tym celu albo dostarcza energię do silnika (napęd przy wjeździe pod górę), albo odbiera energię z silnika-prądnicy (hamowanie podczas zjazdu z góry). Przy zjeździe z góry pobiera z prądnicy taki prąd, żeby iloczyn prądu, napięcia i czasu ($E = U \cdot I \cdot t$) był równy bieżącej utracie energii potencjalnej pojazdu.

Przekładnia napięciowa jest wyznaczona przez wypełnienie impulsów, a kierunek i wartość prądu pobieranego z silnika-prądnicy dostosowuje się samoczynnie do aktualnej sytuacji (stromości drogi). To automatyczne dostosowanie prądu to nic dziwnego, bo przecież tak pracują klasyczne przetwornice obniżające i podwyższające. A podstawą jest to, że przetwornica pilnuje stosunku napięć, który jest ustalony przez współczynnik wypełnienia impulsów.

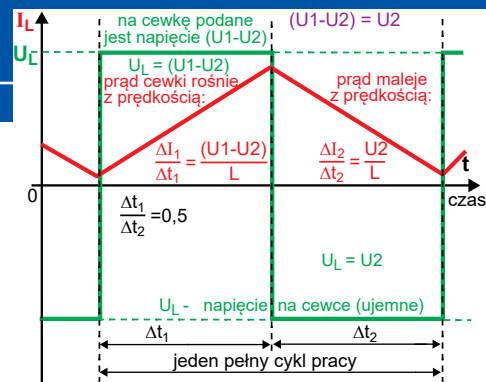
Dlaczego i jak pilnuje?

Otóż to pilnowanie nie wymaga żadnej inteligencji, tylko wynika z podstawowych właściwości cewki (indukcyjności). Rozpatrujemy sytuację idealną, a idealna cewka ma zerową rezystancję. A jeżeli ma zerową rezystancję, to **napięcie na cewce musi być dokładnie równe zero, bo gdyby nie było, to przez taką idealną cewkę popłynąłby nieskończenie wielki prąd**. Na pewno dotyczy to napięcia i prądu stałego.

Ale przecież gdy przez idealną cewkę płynie prąd, to wystąpi na niej napięcie. Tak, ale nie wskutek spadku napięcia na rezystancji, która jest równa zero. Napięcie na idealnej cewce pojawia się tylko wtedy, gdy zmienia się wartość prądu. Mówimy, że cewka wytwarza napięcie samoindukcji. Czym szybsza zmiana wartości prądu, tym większe jest to napięcie, co w uproszczeniu zapisujemy $U = \Delta I / \Delta t$. Powiedzmy, że napięcie to jest dodatnie, gdy prąd rośnie i ujemne, gdy prąd maleje.

Na cewce mogą więc występować napięcia dodatnie i ujemne, wywołane zmianami prądu, ale w dłuższym okresie **średnie napięcie na cewce musi być równe zero**. Gdyby tak nie było, to w idealnym przypadku oznaczałoby przepływ przez cewkę nieskończenie wielkiego prądu.

I tu dla bardziej dociekliwych mam propozycję: możecie samodzielnie dokładniej przeanalizować działanie opisanego regulatora (przetwornicy „dwukierunkowej”). Zgodnie z **rysunkiem 4**, gdy w czasie t_1 włączony jest tranzystor T1, wtedy niezależnie od kierunku przekazywania energii, na cewce niewątpliwie występuje napięcie (samoindukcji) równe



Rys. 4

różnicy napięć U1-U2. Gdy z kolei w czasie t_2 włączony jest tranzystor T2, wtedy na cewce niewątpliwie występuje napięcie U2. Elementarna zasada mówi, że średnie napięcie na cewce musi być równe zero, więc w sytuacji ustalonej, podczas normalnej pracy musi być spełniona zależność $(U1-U2) \cdot t_1 = U2 \cdot t_2$. Ta sama fundamentalna zależność obowiązuje i przy podjeździe pod górę, i przy zjeździe z góry. Zmienia się tylko kierunek przekazywania energii i kierunki prądów (oraz ich wartości).

Trochę trudniejsza jest kwestia wielkości prądu. Przetwornica nie musi wiedzieć, jaka ma być wartość prądu. Ona tylko pilnuje napięcia U2, a to zależnie od sytuacji decyduje o kierunku i wartości prądu. Jeżeli nie masz co do tego jasności – powinieneś najpierw dokładnie przeanalizować działanie przetwornicy obniżającej i podwyższającej. Po wyjaśnieniu wątpliwości dotyczących „dostosowywania się” wartości prądu do potrzeb powróć do silników.

Podsumujmy: w idealnym pojeździe z opisywanym regulatorem indukcyjnym, wypełnienie impulsów wyznaczałoby przekładnię N, czyli wartość napięcia U2, a tym samym prędkość pojazdu, która dla danego współczynnika wypełnienia (i niezmiennego napięcia akumulatora) byłaby stała: przy podjeździe pod górę pojazd byłby napędzany energią z akumulatora, a przy zjeździe z góry byłby stosownie hamowany energią przekazywaną do akumulatora. W idealnym przypadku napięcie „regulowanego akumulatora” U2 utrzymywałoby idealnie jednakową prędkość obrotową silnika/prądnicy. W rzeczywistości rezystancje wewnętrzne powodują, że taka stabilizacja prędkości nie jest idealna, niemniej podstawowe zasady pozostają te same.

Jeżeli podejmiemy do kwestii napędzania oraz odzyskowego hamowania właśnie od strony napięć i prędkości obrotowej, to sprawa okazuje się dość prosta i jasna. Jeżeli jednak do hamowania odzyskowego probowalibyśmy podejść z innej strony, prawdopodobnie ugrzęźlibyśmy w szczegółach. Do tych szczegółów będziemy wracać

Piotr Górecki

Inteligentny dom także dla Ciebie, czyli jest dobrze, ale nie beznadziejnie Część 2 – Smart home?

W tytule artykułu mamy polskie określenie *inteligentny dom*. Zwykle jest to odpowiednik angielskiego *smart home*, gdzie z dość szerokiego zakresu znaczeniowego słowa *smart* najbardziej pasuje polskie określenie *inteligentny*.

Tak, tylko *jak powinniśmy rozumieć słowo „inteligentny” w złożeniu „inteligentny dom”*? Co to naprawdę znaczy, że chcemy zrealizować *inteligentny dom*? Kolejne pytanie dotyczy *automatyki domowej*, które to określenie pojawiło się już w pierwszej części artykułu: czy „*inteligentny dom*” to taki, który ma „*system automatyki domowej*”? A czym jest „*system automatyki domowej*” i czym jest „*automatyka domowa*”?

Dom to po łacinie *domus*, a w języku angielskim jest słowo *domestic* o znaczeniu: *krajowy, wewnętrzny, rodzimy, rodzinny*, ale także *własnie domowy*. Automatyka domowa nazywana jest *home automation*, ale używane jest też określenie *domestic robotics*, w skrócie *domotics*, czyli *robotyka domowa*, będąca synonimem *automatyki domowej*. W literaturze anglojęzycznej określenia *domotics*, *smart home* oraz *home automation* są stosowane wymiennie. W Polsce wymiennie stosowane są wyrażenia: *inteligentny dom* oraz *automatyka domowa*, natomiast określenia *robotyka domowa* i skrótowe *domotyka* bywają wykorzystywane rzadko. Bardziej znana jest nazwa **Domoticz**, która jest nazwą pewnego systemu, rozwiązania, które dla wielu zupełnie niesłusznie jest synonimem wszelkich systemów automatyki domowej budowanych przez hobbystów. Ten wątek też będzie dokładniej omówiony w dalszej części cyklu.

A my teraz idziemy dalej: podane własnie informacje i rozszadek podpowiadają, że *inteligentny dom* to dom *zautomatyzowany*. W jakim stopniu *zautomatyzowany*? Jak się ma do tego kwestia *zdalnego sterowania*? Oto kilka aspektów.

Zdalne sterowanie. Po pierwsze, zapewne chcemy zdalnie sterować różnymi urządzeniami, w najprostszym przypadku oświetleniem, ale także ogrzewaniem, wentylacją i klimatyzacją, czyli HVAC (Heating, Ventilation, Air Conditioning), roletami w oknach, otwieraniem bramy wjazdowej i garażu itd. Przede wszystkim niezbędne jest więc przekazywanie informacji **od nas do sterowanych urządzeń**, ale w wielu przypadkach bardzo pożądane jest, by te urządzenia potwierdzały odebranie i wykonanie rozkazu, podając użytkownikowi swój aktualny stan. Czyli **kommunikacja powinna być dwukierunkowa**.

A jeżeli już ma być dostępna komunikacja także od urządzeń do nas, to po drugie chcemy uzyskiwać informacje, co się w naszym domu dzieje. W najprostszym przypadku, czy ktoś się do naszego domu nie włamał, jaka jest temperatura w poszczególnych pomieszczeniach, czy w piwnicy nie pojawiła się woda, itd. Czy tego rodzaju instalacja naprawdę zasługuje na miano „*inteligentnego domu*”? Czy tylko na miano „*domu zdalnie sterowanego*”?

Zastanów się, bo to wcale nie jest oczywiste... Jak to widzisz?

Integracja. W naszych domach od dawna mamy elementy spełniające niedostępne dawniej funkcje. Mamy bramy wjazdowe i drzwi garażowe *na pilota*, mamy domowe centralki alarmowe, które wysyłają informacje do właściciela, mamy coraz bardziej nowoczesne piece centralnego ogrze-

wania, nowoczesne systemy wentylacji i rekuperacji, które zawierają zaawansowane sterowniki elektroniczne. Mamy też elektroniczne domowe stacje pogodowe mierzące temperaturę wewnątrz i zewnątrz oraz ciśnienie i wilgotność. Często czujniki takich stacji komunikują się z lokalną centralką bezprzewodowo drogą radiową.

Wszystkie tego rodzaju urządzenia są w pewnym sensie inteligentne, ale działają oddzielnie – są w domu, ale nie są dołączone do wspólnego systemu. *Jeżeli nie tworzą jednego spójnego systemu, w którym można w jednolity sposób nimi sterować i uzyskiwać od nich informacje, to na pewno nie mówimy wtedy o inteligentnym domu. Pojęcie inteligentnego domu niewątpliwie obejmuje integrację.* Planując inteligentny dom, trzeba podjąć działania, by poszczególne urządzenia bezkolizyjnie współpracowały w ramach jednolitego, wspólnego systemu. Narzuca się też słuszny wniosek, że poszczególne urządzenia nie będą współpracować na zasadzie „każdy z każdym”, tylko potrzebne jest jakieś centralne urządzenie zarządzające. Tym interesującym i wcale nie oczywistym wątkiem szerzej zajmujemy się w dalszej części artykułu.

Jak na razie, nasze rozważania dotyczą raczej zdalnego sterowania i zdalnego monitorowania stanu różnych czujników w domu. Jak to się ma do automatyki i do „*inteligencji*”?

Automatyzacja. Owszem, pojęcia *automatyka* i *automatyzacja* kojarzą się ze zdalnym sterowaniem i monitorowaniem, ale **bez udziału lub z niewielkim udziałem człowieka**. Automatyzacja to właśnie *zastępowanie pracy fizycznej i umysłowej człowieka przez odpowiednie maszyny – automaty*.

System automatyki domowej ma zastąpić działania ludzi. *Nie chodzi więc jedynie o rozbudowany system sterowania i monitoringu, tylko o coś więcej: o system, który automatycznie zrealizuje pewne zadania bez udziału człowieka, wykorzystując jakieś algorytmy, programy.* Przykładowo tuż przed zachodem słońca włączy oświetlenie zewnętrzne, dostosuje temperatury w pomieszczeniach do pory dnia i tygodnia, stosownie do obecności i zwyczajów domowników.

To są stosunkowo proste zadania, które można zrealizować z wykorzystaniem najprostszego nawet mikroprocesora. I powraca pytanie, czy na miano „inteligentnego domu” zasługuje dom z systemem automatyki realizującym tak proste zadania? Czy może dom będzie inteligentny dopiero wtedy, gdy będzie wykorzystywał *sztuczną inteligencję?*

Sztuczna inteligencja. Sztuczną inteligencję, oznaczaną skrótem AI (Artificial Intelligence) można określić jako... *dział informatyki, zajmujący się tworzeniem programów naśladujących funkcje ludzkiego umysłu.* Chodzi nie tylko o realizację bardzo skomplikowanych, ściśle określonych algorytmów, ale też o elastyczność związaną z procesem uczenia się i dostosowywania. W kontekście tego artykułu inteligentny dom musiałby korzystać z pracy jakiegoś bardzo potężnego komputera, który prawdopodobnie z wykorzystaniem sieci neuronowych zastąpiłby działania domowników i realizowałby całe sterowanie i monitoring bardzo podobnie, jak zrobiłby to wykwalifikowany człowiek.

A jeżeli mówimy o sztucznej inteligencji i zaawansowanym (tzw. głębokim) uczeniu się, to na myśl przychodzi kwestia rozpoznawania głosu. I to nie tylko rozpoznawania komend – rozkazów, ale też rozpoznawania nastroju człowieka, jego emocji i innych czynników. W kontekście inteligentnego domu na pewno oznaczałoby to możliwość bezpośredniej komunikacji głosowej między domownikami a inteligentnym domem.

To prościutko prowadzi nas do od dawna dostępnych na rynku *asystentów głosowych* takich jak Alexa (Amazon), Siri (Apple), Cortana (Microsoft) czy Google Assistant, które bez wątpienia wykorzystują sztuczną inteligencję. O asystentach głosowych

aktualnie mówi się bardzo wiele. Najbardziej popularnym jest aktualnie Alexa oferowana przez Amazona.

Wielu nie do końca zorientowanych sądzi, że centralnym punktem inteligentnego domu wykorzystującego sztuczną inteligencję staje się małe pudełeczko, jak przykładowo Amazon Echo, którego wersję Echo Dot pokazuje **fotografia 1** (z materiałów Amazona). Owszem, wykorzystuje się tam sztuczną inteligencję, i rzeczywiście za pomocą takiego małego pudełeczka można głosowo sterować różnymi urządzeniami w domu. Jednak na pewno centralnym punktem inteligentnego domu nie jest to pudełeczko! To jedynie interesujący gadżet, a jego zastosowanie w systemie inteligentnego domu wymaga sporego namysłu, żeby nie przyniósł on więcej kłopotów niż pożytku.

Otóż asystent głosowy to tylko w małym stopniu sprzęt u użytkownika, a przede wszystkim jest to wykorzystujący sztuczną inteligencję zaawansowany program na potężnym serwerze. A sprzęt – pudełeczko u użytkownika, to tylko mało znaczący pośrednik. To przede wszystkim głośnik i mikrofon, a raczej zestaw mikrofonów. Mikrofony cały czas nasłuchują i cały czas przez Internet przekazują do serwera to, co dzieje się w naszym domu. Serwer bez przerwy analizuje nadsyłany sygnał i gdy wykryje słowo klucz, np. „Alexa!” w przypadku asystenta od Amazona, wtedy dokładnie analizuje dalszy przekaz, żeby określić, czego od asystenta oczekujemy. Jeżeli to jest pytanie, na przykład o pogodę, dojazd do jakiegoś miejsca, zakupy, czy jakieś pytanie encyklopedyczne, serwer odszukuje potrzebne informacje w Internecie i przekazuje do nas w postaci głosu, który usłyszymy przez głośnik urządzenia. Ale jeżeli nie jest to pytanie, tylko rozkaz dla systemu automatyki domowej, to program na serwerze wysłał do naszej lokalnej sieci domowej nie komunikat głosowy, tylko paczkę danych, która jest rozkazem dla konkretnego urządzenia. Oczywiście urządzenia, które wcześniej zostało zdefiniowane i które jest dołączone do naszej domowej sieci. Co ciekawe, asystent głosowy danej firmy potrafi obsługiwać inteligentne urządzenia innych firm, przynajmniej niektórych.



Fot. 1

W teorii oraz gdy wszystko działa idealnie, wygląda to absolutnie rewelacyjnie. W praktyce bywa zdecydowanie gorzej. Po pierwsze dlatego, że jak na razie asystenci głosowi nie radzą sobie z obsługą języka polskiego. Nawet gdy ktoś wystarczająco zna angielski lub niemiecki, prawidłowe działanie asystenta głosowego wymaga niezawodnego łącza internetowego, a wszelkie problemy w tym zakresie skutkują irytującymi błędami.

Kwestie techniczne to jedno, a dla wielu podstawowy problem to fakt, że praktycznie przez cały czas sygnaly dźwiękowe z naszego domu są przekazywane... w sumie nie bardzo wiadomo dokąd i bez gwarancji, jak naprawdę będą wykorzystane. Do tego wątku wrócimy. A na razie...

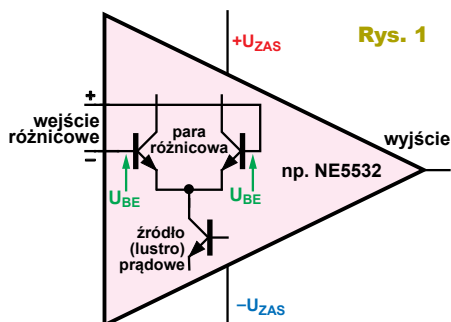
W podsumowaniu można powiedzieć, że *określenie „inteligentny dom” może mieć bardzo różne znaczenie.* Może chodzić o stosunkowo prosty system do sterowania urządzeniami i monitorowania parametrów. Może oznaczać system realizujący proste algorytmy realizujące automatyzację niektórych zadań. I wreszcie może to być zaawansowany system wykorzystujący sztuczną inteligencję. Niektórych chętnych zapewne interesowałoby jak najbardziej skomplikowany i jak najbardziej inteligentny system, jednak dla innych, choćby ze względu na koszty, optymalny będzie system prostszy, tańszy oraz zdecydowanie bardziej niezawodny i bezpieczny. Dziś możliwości jest mnóstwo, a dla dokonania optymalnego wyboru należałoby też krótko prześledzić historię. Dokładniej biorąc, każdy, kto zainteresowany jest tematyką *Smart home*, koniecznie powinien choć trochę poznać historię inteligentnych domów. Zrobimy to w następnym odcinku.

Piotr Górecki

Droga do RRIO, czyli wzmacniacze operacyjne (nie tylko) dla początkujących – część 7

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, w tym odcinku zajmiemy się szczegółowo niedoskonałościami obwodów wejściowych wzmacniacza operacyjnego, które okazują się najważniejsze pod kilkoma względami. Od ich (nie)doskonałości zależą bowiem najważniejsze parametry całego wzmacniacza. Rozważmy prosty przykład wzmacniacza z tranzystorami bipolarnymi NPN według **rysunku 1**.



Obwód wejściowy klasycznego wzmacniacza operacyjnego (VFB) zawiera parę różnicową, która od strony emiterów zasilana jest przez źródło prądowe. Źródło prądowe powinno być idealne, a tranzystory

wejściowe powinny być identyczne, by miały idealnie jednakowe parametry, w tym identyczne wartości napięcia U_{BE} . Tranzystory te są wytwarzane w układzie scalonym za pomocą bardziej czy mniej precyzyjnych procesów technologicznych. Osiągnięcia technologiczne są imponujące, ale nie jest możliwe osiągnięcie pełnej, idealnej symetrii tranzystorów stopnia wejściowego. A niesymetria wejściowej pary różnicowej jest przyczyną kilku poważnych problemów. Najważniejszy i najprostszy do zrozumienia jest problem napięcia niezrównoważenia. *Najprościej biorąc, napięcie niezrównoważenia to różnica napięć U_{BE} tranzystorów wejściowej pary różnicowej.*

We wzmacniaczach z tranzystorami polowymi analogicznie jest to różnica napięć U_{GS} tranzystorów pary wejściowej.

Wejściowe napięcie niezrównoważenia

Napięcie niezrównoważenia często nazywane jest też napięciem offsetu, czyli przesunięcia i oznaczane jest U_{os} (V_{os}). W wejściowej parze różnicowej tranzystory zwykle mają nieco inne napięcia U_{BE} lub U_{GS} , dlatego podczas normalnej pracy, między wejściami wzmacniacza operacyjnego wystąpi niewielkie napięcie stałe. Ta niewielka różnica napięć

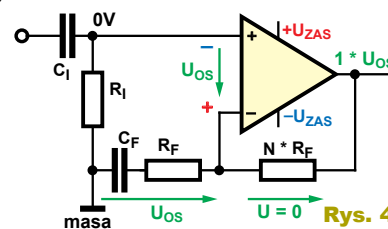
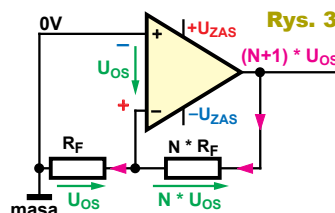
między wejściami wzmacniacza może mieć różną bieguność. Ilustruje to w pewnym uproszczeniu **rysunek 2**.

Fakt, że podczas normalnej pracy wejścia wzmacniacza operacyjnego mają nieco różniące się potencjały, wydaje się niegroźną ciekawostką. W niektórych zastosowaniach to zupełnie nie przeszkadza, ale w innych jest przyczyną poważnych błędów.

Przed wszystkim trzeba pamiętać, że jeżeli wzmacniacz wzmacnia napięcia stałe, to **wzmacniane jest także napięcie niezrównoważenia**, tak samo jak sygnał użyteczny. Dlatego obecność napięcia niezrównoważenia może być poważnym kłopotem we wzmacniaczach, które wzmacniają niewielkie sygnały stałoprądowe. Jak pokazuje przykład na **rysunku 3**, napięcie niezrównoważenia występuje na „dolnym” rezystorze dzielnika sprzężenia zwrotnego, a żeby tak było, na wyjściu wzmacniacza musi wystąpić napięcie stałe, które to zapewni.

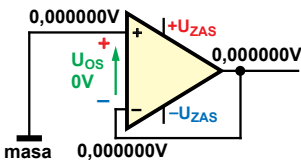
Napięcie niezrównoważenia nie jest wzmacniane, a przez to nie stanowi problemu w konfiguracji według **rysunku 4**, wykorzystywanej często w układach audio, gdzie w obwodzie sprzężenia zwrotnego włączony jest kondensator (oznaczony C_F).

Dla napięć stałych taki układ jest wtórniakiem jak na **rysunku 2**.

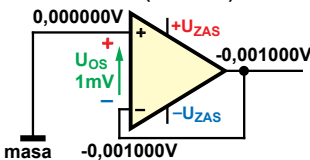


Rys. 2

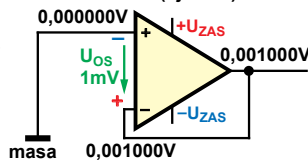
a) Napięcie niezrównoważenia dokładnie równe zero



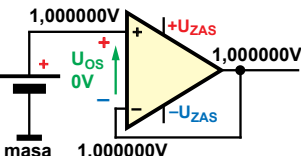
b) Napięcie niezrównoważenia 1mV (dodatnie)



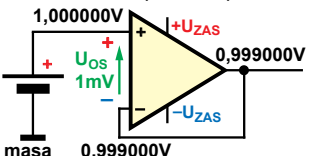
c) Napięcie niezrównoważenia 1mV (ujemne)



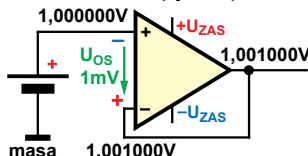
d) Napięcie niezrównoważenia dokładnie równe zero



e) Napięcie niezrównoważenia 1mV (dodatnie)



f) Napięcie niezrównoważenia 1mV (ujemne)



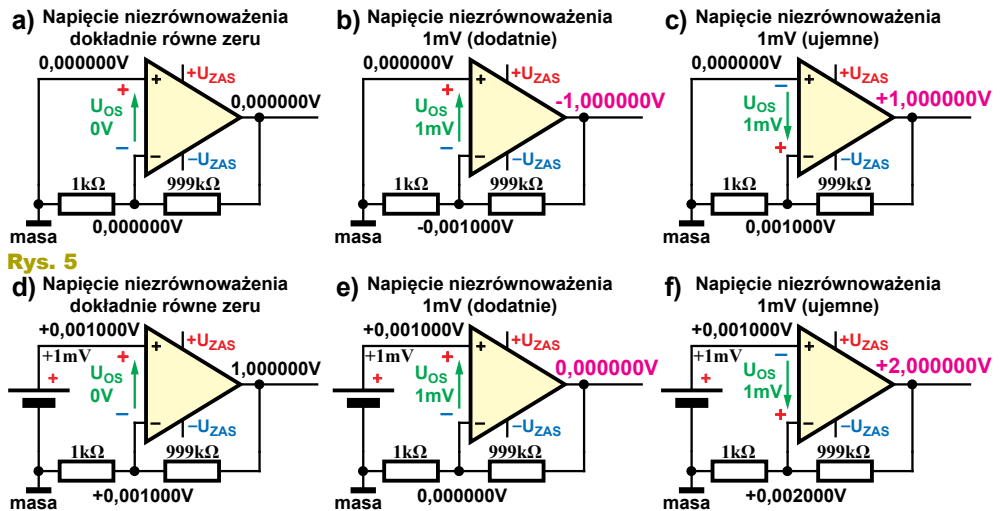
Natomiast we wzmacniaczach napięć stałych o dużym wzmacnieniu silnie wzmacnione napięcie niezrównoważenia może wprowadzić ogromny błąd, co jest pokazane w znacznym uproszczeniu na **rysunku 5**, gdzie mamy wzmacniacz nieodwracający o wzmacnieniu $1000\times$ wyznaczonym przez dwa rezystory.

I kolejny ważny szczegół, zilustrowany w dużym uproszczeniu na **rysunku 6**. Otóż wzmacnienie napięciowe samego scalonego wzmacniacza operacyjnego (oznaczane często A_{OL}) jest ogromne, rzędu 100 tysięcy do 1 miliona razy. Dzięki temu zmiana różnicowego napięcia wejściowego (U_D) już o 1 mikrowolt spowoduje znaczącą zmianę napięcia wyjściowego, od 0,1...1V. Podczas normalnej, liniowej pracy wzmacniacza różnicowe napięcie wejściowe samego wzmacniacza (U_D) zmienia się w zakresie najwyżej kilku-kilku mikrowoltów, często tylko kilku mikrowoltów. Tak, ale te znikome zmiany napięcia między wejściami w rzeczywistych wzmacniaczach występują niejako na tle dużo większego stałego napięcia niezrównoważenia.

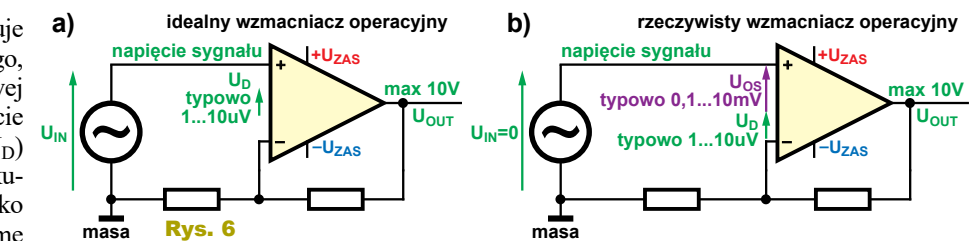
Podkreślmy: te drobne bieżące zmiany napięcia między wejściami będą rzędu 1 **mikrowolta** lub nieco więcej, natomiast napięcie niezrównoważenia (offsetu) zwykle jest wielokrotnie większe: w przeciętnych wzmacniaczach jest rzędu 1 **miliwolta** (1000 **mikrowoltów**), a w niektórych wzmacniaczach CMOS nawet ponad 10mV.

Rysunek 6 jest mocno uproszczony i sygnalizuje tylko ideę. W rzeczywistości sytuacja jest znacznie bardziej skomplikowana, a niektóre jej aspekty też w uproszczeniu pokazuje **rysunek 7**. Popularne wzory wskazują, że wzmacnienie powinno być równe 1000, a na wyjściu zamiast spodziewanych 2 woltów mamy 999mV.

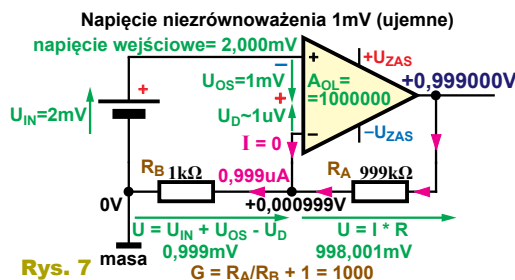
Najpopularniejsze wzmacniacze LM358 mają napięcie niezrównoważenia typowo 2mV, maksymalnie 7...10mV, zależnie od wersji i od producenta. Wzmacniacz NE5532 typowo ma offset 0,5mV, maksymalnie do 5...7mV. TL082 typowo ma offset 3...5mV, maksymalnie 20mV, a TL072 nieco lepiej: typowo 1...3mV, maksymalnie do 7...10, zależnie od producenta i wersji.



Rys. 5



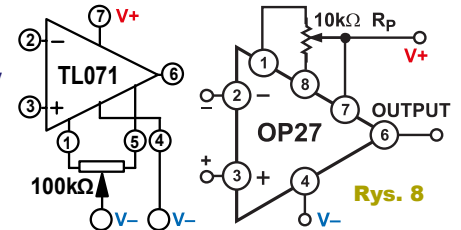
Rys. 6



Rys. 7

Wersje z mniejszym offsetem są wyraźnie droższe. Nowsze wzmacniacze mają napięcie niezrównoważenia mniejsze, poniżej 1mV, a produkowane są też wzmacniacze z bieżącą korekcją (auto zero, zero drift), które mają napięcie niezrównoważenia praktycznie równe zero – rzędu 1uV.

Napięcie niezrównoważenia jest wrodzonym defektem praktycznie wszystkich wzmacniaczy operacyjnych. Trzeba wiedzieć, że w większości pojedynczych wzmacniaczy operacyjnych w 8-nóżkowych obudowach przewidziane są końcówki (1, 5 lub 8), do których można dołączyć potencjometr korekcyjny – różnic



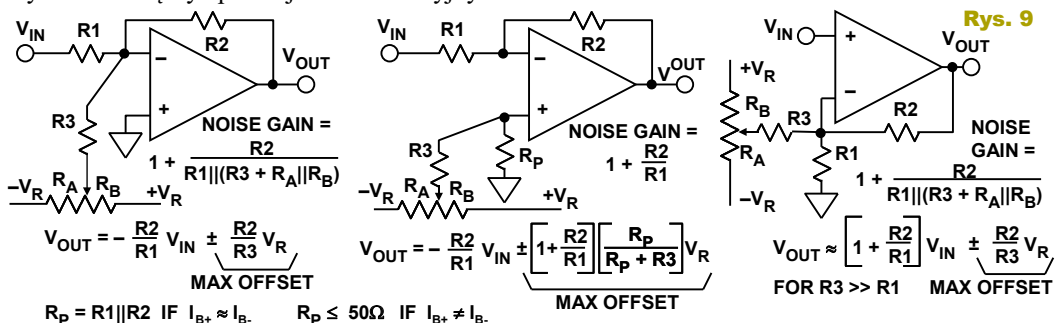
Rys. 8

w różnych typach. **Rysunek 8** pokazuje dołączenie takiego potencjometru korekcyjnego do kostek TL071 i OP27.

Napięcie niezrównoważenia w konfiguracji odwracającej i nieodwracającej można też łatwo skorygować według **rysunku 9** (Analog Devices MT-037). Gorzej jest w konfiguracji wtórnika, bo wejście odwracające podąża tam za sygnałem wejściowym. Problem jest też przy zasilaniu wzmacniacza napięciem pojedynczym, ponieważ napięcie niezrównoważenia może mieć różną biegunowość.

Niestety, nawet najlepsza korekcja nie rozwiązuje do końca problemu napięcia niezrównoważenia, co omówimy w następnym odcinku.

Piotr Górecki



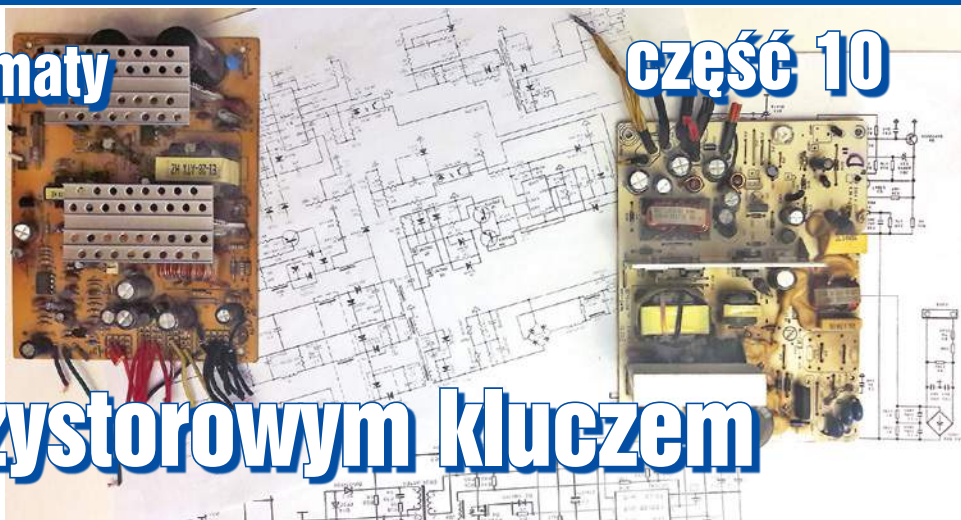
Rys. 9

Odkrywamy schematy

Klasyczny
forward

z jednotranzystorowym kluczem

część 10



Kontynuujemy analizę działania i możliwości przeróbek zasilaczy komputerowych. Jak powiedziano na początku cyklu, opracowanie jest ukierunkowane na dwa cele. Jeden to „rozgryzienie” schematu, co jest pomostem między opracowaniami teoretyczno-dydaktycznymi autorstwa Piotra Góreckiego a konkretnymi rozwiązaniami, które są produkowane na masową skalę. Drugi cel jest bardziej praktyczny: chodzi o możliwości przeróbek w celu niestandardowego wykorzystania posiadanego zasilacza.

Zasilacze komputerowe analizowane w poprzednich odcinkach cyklu miały jedną wspólną cechę. Sterownik znajdował się po izolowanej stronie przetwornicy. W stopniu kluczującym pracował półmostek, praktycznie zawsze wykonany na tranzystorach bipolarnych. Napędzał go transformatorek impulsowy realizujący równocześnie izolację galwaniczną w części odpowiedzialnej za sprzężenie zwrotne. Nie był potrzebny transoptor, ani w torze sprzężenia zwrotnego, ani dla sygnału włącz/wyłącz, ani zabezpieczeń. Konstrukcję tę charakteryzowała symetria przebiegów w transformatorze mocy, która także miała dalsze konsekwencje. W tych zasilaczach, jeśli był transoptor, to pracował on w torze sprzężenia zwrotnego przetwornicy standby.

Taka konstrukcja bardzo dobrze sprawdza się w zasilaczu przeznaczonym dla komputera stacjonarnego. Mimo to nowsze konstrukcje zasilacza PC poszły inną drogą. Nastąpił powrót do klasycznej konfiguracji *forward*. Istotnym zróżnicowaniem w tej rodzinie jest sposób realizacji resetowania rdzenia transformatora przenoszącego energię ze strony pierwotnej na wyjście. Elementem magazynującym ener-

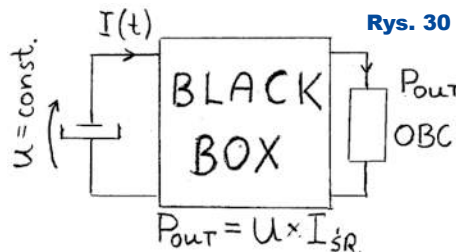
gię w cyklach kluczowania jest nadal indukcyjność ulokowana po stronie izolowanej. To cecha wspólna wszystkich przetwornic przepustowych. Sposób resetowania rdzenia należy wyeksponować szczególnie, i tak zrobimy w dalszej części bieżącego cyklu artykułów. W zasilaczach omawianych w części bieżącej kluczem jest jeden tranzystor, i z reguły jest to MOSFET. Jeśli w takim zasilaczu spotkamy dwa tranzystory, co często ma miejsce, to pracują one równolegle. W tej klasie/kategorii zasilaczy komputerowych spotykamy rozwiązania z PFC lub bez niego. Autor rozumie w tym miejscu obecność PFC jako odrębną przetwornicę, preregulator. Zaś jako brak PFC traktuje obecność pasywnego obwodu PFC w postaci cewki przed mostkiem Graetza, bowiem od małej skuteczności poprawy współczynnika mocy ważniejszy jest brak wpływu na pracę przetwornicy głównej. O ile w zasilaczach PC poprzedniej klasy najczęściej spotykaliśmy specjalizowany sterownik dla zasilacza komputerowego, tu jest inaczej. W tej kategorii najczęściej znajdziemy nieśmiertelny 3842 (lub 3843, 3844, 3845). Darujemy sobie opis tego kontrolera. Przyglądaliśmy się mu w artykule porównującym konfigurację forward i flyback w EdW nr od 3/2020 do 6/2020. Dlatego w tym miejscu odsyłamy Czytelnika do tego opracowania. Warto jedynie zwrócić uwagę, iż 3844 i 3845 mają wbudowane ograniczenie PWM do 50%, co może mieć znaczenie dla bezpiecznego zresetowania rdzenia. Nato-

miast wersje o numeracji parzystej 3842 i 3844 mają szerszy margines zasilania.

Cechą wspólną zasilaczy PC omawianych w bieżącym odcinku jest więc klasyczna i jednotranzystorowa konfiguracja forward ze sterownikiem UC3843 lub podobnym, umieszczonym w gorącej, nieizolowanej części przetwornicy. Odwołamy się tu do trzech schematów, które Czytelnik znajdzie w Elportalu, w materiałach dodatkowych do tego numeru EdW. Jako bazy przyjmijmy schemat oznaczony tam numerem 19 – *ATX12V-13_600T*.

Stopień mocy pracuje tu w najprostszej, jednotranzystorowej konfiguracji forward. Jednak na tym schemacie najlepiej widać, że przy większych mocach sprawa się komplikuje. Jako klucz zastosowano tranzystor 2SK2082. Jednak nie jeden, a dwa takie tranzystory pracujące równolegle. Czy faktycznie jest taka potrzeba? O tym powinny nas przekonać proste rachunki. Z oznaczenia wynika, że zasilacz ten ma deklarowaną maksymalną moc 600W. Prąd czerpany ze źródła 300V za mostkiem Graetza jest na poziomie 2A. To wartość średnia prądu, dla której zależność od mocy jest liniowa. Powinien nas o tym przekonać prosty **rysunek 30**.

Oszacujmy najpierw wartość maksymalną prądu w kluczu. Przy maksymalnej mocy prąd w indukcyjności gromadzącej energię zapewne będzie płynął ciągle (tryb ciągłego prądu – CCM). To się przeniesie na uzwojenie pierwotne transformatora. Trudno powiedzieć, na ile ten trapez będzie odbiegał od prze-



Rys. 30

biegu piłozębnego. Z samego schematu trudno także ocenić współczynnik wypełnienia, który jest praktycznie niezależny od obciążenia. W sytuacji braku preregulatora PFC jest on podyktowany przekładnią transformatora i wartością napięcia sieciowego, względem którego wykazuje odwrotną proporcjonalność. Mimo tych niewiadomych, proste oszacowanie jest pouczające. Przyjmijmy piłozębny kształt prądu ze współczynnikiem wypełnienia 50%. Pierwsze założenie jest przypadkiem najgorszym, zaś duże wypełnienie, maksimum 50%, najłagodniejszym i najkorzystniejszym pod względem wartości RMS. Dla oszacowania mocy wydzielanej w kanale włączonego MOSFET-a interesuje nas wartość skuteczna prądu. W tej sytuacji, przy nakreślonych wyżej założeniach, współczynnik między wartością średnią a maksymalną to 4, a wartością średnią i RMS to $2\sqrt{2}/\sqrt{3}$, czyli ok. 1,63. W dalszej części, gdy będziemy przyglądać się oscylogramom, skorygujemy te wartości. Na razie szacujemy wstępnie, że wartość maksymalna prądu w kluczu to 8A, a skuteczna ok. 3,3A. Przy bardziej realistycznym wypełnieniu na poziomie 30% czynnik ten rośnie do wartości 2, a dla 25% relacja między wartością skuteczną a średnią prądu w kluczu to $4/\sqrt{3}$, czyli ok. 2,3. Czyli wartość RMS wyraźnie rośnie przy zachowaniu tej samej mocy. Transzystor 2SK2082 ma dopuszczalne napięcie 900V, dopuszczalny prąd 9A, a $R_{DS(on)}$ na poziomie 1,1Ω typowo i 1,4Ω maksymalnie przy wystawianiu bramki na poziomie 10V. Nie jest to źle jak na tranzystor wysokonapięciowy, ale tu jest problem: napięcie na kluczu jednotranzystorowej konfiguracji forward sięga dwukrotnej wartości napięcia zasilania. Zatem napięcie 900V nie jest przesadzone. Porównując typowe wartości $R_{DS(on)}$ tranzystorów o niższym napięciu, zauważymy, że rezystancja ta maleje szybciej niż proporcjonalnie. Wybiegniemy trochę w przód, zauważając, że i pod tym względem opłaca się konfiguracja dwutranzystorowego forwardu, mimo że tam $R_{DS(on)}$ się dodają, a tu, gdy zastosujemy dwa tranzystory, dzieli się ona przez 2. W analizowanym aktualnie zasilaczu, pod względem napięcia i prądu, wystarczyłby jeden 2SK2082. Ale $R_{DS(on)}$ na poziomie 1,4Ω to za dużo. Moc, tylko straty statyczne, byłaby na poziomie kilkunastu watów. Zastosowanie dwóch tranzystorów równolegle zmniejsza te straty w każdym tranzystorze czterokrotnie, co daje 3...4 waty, a to jest do przyjęcia. Ale komplikacja jest większa, mimo że oba to klucze (Low-Side) i pracują równolegle. Specyfikacja układu scalonego UC3843 pozwala na bezpośrednie sterowanie wysokonapięciowym MOSFET-em przy typowej dla tych tranzystorów pojemności bramki na poziomie 1...2nF. Driver UC3843 ma prąd wypływający z US i wpływający na poziomie 1A. Przy zastosowaniu dwóch tranzystorów pracujących równolegle, widziana przez driver pojemność bramki jest podwójna. Przy niskiej częstotliwości pracy prawdopodobnie można by się na to zgodzić. Ale tu należy się spodziewać kluczkowania od kilkudziesięciu do 100kHz, co przy bezpośrednim sterowaniu kluczami doprowadziłoby do nieakceptowalnego wzrostu strat przełączania w tranzystorach. Dlatego zastosowano przeciwobny wtórnik na parze tranzystorów pnp-npn bez żadnych zabiegów linearyzacji, gdyż różnica między przebiegiem baz i emiterów, rzędu 1,4V, jest tu w pełni bezbolesna. Bardziej niepokojące może być podniesienie stanu niskiego o niemal 1V, przy czym $U_{GS(th)}$ dla tranzystora 2SK2082 może być na poziomie 2,5V, co w tej sytuacji

jest przypadkiem najbardziej niekorzystnym. Mamy tu opory 20Ω w kierunku włączania MOSFET-a zbocznikowane diody dla odprowadzenia ładunku z pojemności bramki. Obecność rezystora między bramką a źródłem MOSFET-a lub względem masy (R5 i R7) jest obowiązkowa, zaś widoczne tu diody stosuje się na okoliczność możliwych indukcyjności pasożytniczych w obwodach między driverem a bramką klucza. Dreny i źródła tranzystorów-kluczy połączone są bezpośrednio ze sobą, natomiast słuszne jest rozdzielenie bramek osobnymi dwójnikami rezystor-dioda.

Stopień kluczujący przetwornicy pracuje tu w trybie prądowym (current-mode), co narzucone jest przez budowę sterownika. W źródłach klucza widzimy rezystor, z którego jest pozyskana informacja o prądzie pierwotnego uzwojenia transformatora. To rezystor o wartości zaledwie 0,1Ω. Pozostawiamy Czytelnikowi przeliczenie, że uzasadnione jest zastosowanie tu oporu aż 3-watowego.

Ważny jest obwód resetowania rdzenia w każdym cyklu kluczkowania. Tutaj opis będzie skrótowy, gdyż temu zagadnieniu poświęcimy osobną część, gdzie przyjrzymy się także oscylogramom zdjętym z tego fragmentu zasilacza. Na schemacie nr 19 wykorzystano technikę dodatkowego uzwojenia, które zwraca energię do kondensatora głównego. Ale tu jest modyfikacja tej prostej techniki. Uzwojenie dodatkowe ma tyle samo zwojów co główne. Oba nawijane są bifilarnie, co gwarantuje bardzo dobre sprzężenie między nimi. Mimo to, jakaś indukcyjność rozproszona jest. Elementy R9, C3 i D3

R E K L A M A

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

zadbają o to, aby rozładować i tę resztkową indukcyjność. Bez tego możemy zaobserwować na drenie klucza krótką, ale wysoką szpilkę napięcia mogącą przekroczyć dopuszczalne napięcie przebicia tranzystora. Co prawda wysokość tego przebiegu jest ograniczana przez kondensator C17. Włączenie kondensatora równoległe do obwodu dren-źródło klucza wydaje się sprzeczne z zasadami sztuki. Zwykle dąży się do zminimalizowania pojemności w tym miejscu. Jednak niewielka pojemność jest pożądana. Ogranicza ona stromość zbocza napięcia narastającego na drenie tuż po wyłączeniu klucza. To sprzyja obniżeniu mocy strat dynamicznych w kluczu, mniejsze nakładanie się narastającego napięcia i opadającego prądu. Jednak należy mieć świadomość, że w fazie następnego włączenia klucza cała energia z C17 zostanie rozładowana w obwodzie dren-źródło MOSFET-a. Wymagany jest tu rozsądny kompromis. Proste przeliczenia ujawniają, że w każdym cyklu kluczowania na C17 zgromadzi się energia ok. 10uJ. Przemnożone przez częstotliwość 100kHz kluczowania daje moc strat ok. 1W. I w tym przypadku moc ta rozkłada się na dwa tranzystory.

Teraz przyjrzymy się obwodowi w obrębie aplikacji sterownika UC3843. W tym miejscu opis potraktujemy także skrótowo. W Elportalu Czytelnik znajdzie kartę katalogową ze szczegółami budowy wewnętrznej tego układu scalonego. Tu dopowiemy tylko informacje kluczowe i uzupełniające jego aplikacji. Na schemacie 19 częstotliwość pracy ustalają R13=2kΩ i C9=10nF. Z charakterystyk dostępnych w karcie katalogowej możemy odczytać, iż układ powinien pracować z częstotliwością ok. 60...70kHz. Można także zweryfikować tę wartość, przeliczając czasy ładowania i rozładowania kondensatora C9. C9 ładowany jest wykładniczo z napięcia 5V do poziomu 3V uwarunkowanego wewnętrznym komparatorem. Włącza on źródło prądowe o wydajności 8,4mA i pracuje z histerezą do 0,7V. Te informacje wystarczą do wyliczenia częstotliwości: wychodzi 53kHz. Należy tylko pamiętać, że nawet gdy włączone jest źródło rozładowujące C9, R13 próbuje go w dalszym ciągu ładować. To tylko niewiele komplikuje obliczenia, jak również fakt, że przedział histerezy jest duży w porównaniu z asymptotą 5V, co nie pozwala aproksymować krzy-

wej wykładniczej odcinkami liniowymi. Warto w tym miejscu zwrócić uwagę na cechę sterowników 3842/3843, że w fazie rozładowania C9 wyjście jest zawsze w stanie niskim. To sprawia, iż dobozem R13 względem wydajności źródła prądowego 8,4mA możemy ustawić maksymalne wypełnienie, z jakim przetwornica może pracować, a proste przeliczenia dają w tym miejscu wartość 82%.

Kontroler, jak również przeciwsoبنى wtórnik Q3-Q4 zasilany jest z izolowanego uzwojenia po stronie gorącej przetworniczki standby. Tranzystor pnp Q8 pracuje w roli klucza zasilania. Włączy go supervisor WT7525, jeśli podamy zewnętrzny sygnał Power_ON. W zasilaczach PC standardowo jest to podanie stanu niskiego na przewód zielony, np. zwarcie go z masą. WT7525 utrzyma stan niski na linii FPO, o ile stwierdzi poprawność wszystkich napięć, jakie kontroluje. Ponieważ WT7525 znajduje się po stronie izolowanej, a driver po stronie gorącej, na linii między supervisorem a kluczem Q8 wymagana jest izolacja, którą stanowi tu transoptor PH2. W starszych schematach, niekiedy zasilaczy komputerowych, w tej roli widzieliśmy zwykle transformatoriki impulsowe. Bariera optyczna nad magnetyczną ma tę przewagę, że potrafi przenieść także składową stałą. Natomiast wyższość transformatora ujawnia się, gdy potrzeba przenieść także energię, z czego korzystały starsze konstrukcje zasilaczy PC. Na obwód w obrębie transoptora PH2 warto też zwrócić uwagę z praktycznego punktu widzenia. Podczas przeróbek konieczna, a podczas napraw pożądana jest możliwość dezaktywacji obwodów zabezpieczeń. Zwarcie kolektora z emiterym transoptora PH2 dezaktywuje wszystkie zabezpieczenia i wymusza aktywny stan na linii *włącz zasilacz*. Jeśli dodatkowo sprawdzimy poprawność napięcia standby, w tym przypadku ważne jest to po stronie gorącej, a przetwornica dalej nie pracuje, to warto jeszcze sprawdzić diody po stronie wtórnej. Te proste czynności zawężają obszar uszkodzeń do gorącej strony zasilacza głównego. Należy tylko być ostrożnym w jednym miejscu. W tych zasilaczach jest często obok siebie kilka transoptorów. To z jednej strony łatwy punkt do znalezienia, nawet jeśli nie dysponujemy schematem zasilacza. Ale uwaga, zwarcie niewłaściwego transoptora

będzie zapewne skutkowało rozpięciem pętli sprzężenia zwrotnego w zasilaczu standby lub głównym. A to oznacza katastrofę!

Niestandardowym obwodem w obrębie sterownika IC3 jest obwód R16, C15, D7 i D9. To obwód miękkiego startu przetwornicy. Należy zauważyć, że nieśmiertelny 3842/3843... jest sterownikiem starszego typu, nowsze mają takie obwody uszlachetniające wbudowane wewnątrz. Stała czasowa R16-C15 to 43ms i czas wolnego startu powinien być rzędu 50 milisekund. Po stronie gorącej pozostał jeszcze do omówienia obwód sprzężenia zwrotnego w ramach sterownika. Wykorzystano wzmacniacz błędu w 3843. Wejściem jest wyprowadzenie 2, a wyjściem 1. Wejście nieodwracające podłączone jest wewnętrznie do potencjału 2,5V, i do tego musi dostosować się zewnętrzna część obwodu sprzężenia zwrotnego. Wyjście jest typu otwarty kolektor obciążony źródłem prądowym 0,5mA. Wzmacniacz błędu zapętłony jest dwójnikiem R17-C12 połączonych równoległe, na co należy zwrócić uwagę i co zdecydowanie odróżnia charakterystykę od standardowej aplikacji, gdzie widzimy szeregowy dwójnik RC. Niskoimpedancyjnym wyjściem pracującym na wzmacniacz błędu w 3843 jest wtórnik emiterowy tranzystora w transoptorze. Ale R17 ma wartość 15kΩ, a R12 między emiterym a wejściem FB 3843 ma 20kΩ! Co to za wzmacniacz! Wzmocnienie równe $15/20 = 0,75$. Wzmocnienie mniejsze od jedności, a dodatkowo załamuje się na częstotliwości ok. 1kHz.

Wniosek? Cały ciężar wzmocnienia spoczywa na biednym 431 po stronie izolowanej. A wzmacniacz błędu przenosi sygnał ze wzmocnieniem nieco poniżej 0dB z odwróceniem fazy. Dlatego należało wyprowadzić sygnał z emitery, nie kolektora tranzystora w transoptorze. Dodatkowym czynnikiem, który należy przypisać wzmacniaczowi w IC3, jest wniesienie bieguna na częstotliwości ok. 1kHz. Z analizą pętli regulacji musimy przenieść się na izolowaną stronę zasilacza. A tu mamy TL431 w standardowej konfiguracji. Czy w ogóle warto go analizować? Należy popatrzeć, co na schemacie jest, ale także czego nie ma! A w obrębie pętli lokalnej TL431 mamy tylko C28 o pojemności aż 1uF. Wartość napięć wyjściowych ustalają R50, R52, R53, R54. Kontrolowane napięcia 5V i 12V

należy widzieć w superpozycji, bez możliwości ustawienia relacji między nimi. Napięcie +5V wchodzi do tej superpozycji ze zdecydowanie większą wagą aniżeli +12V ($R_{52}=5,6k\Omega$, a $R_{54}=150k\Omega$).

Dodatkowo należy zauważyć, że +12V pobierane jest sprzed rezystorów R61, R62, kontrolujących prąd obciążenia na linii 12V1 i 12V2. Ale za filtrem, o którym jeszcze dalej powiemy. Kontrolowane +5V to użyteczne napięcie 5V na wyjściu zasilacza. Na elektrodę sterującą TL431 napięcie podane jest przez rezystor $R_{51}=4,7k\Omega$. Do tego należy doliczyć impedancję wnoszoną przez sieć rezystorów kontrolujących napięcia wyjściowe – to następne ok. $5k\Omega$. Ta rezystancja wraz z $C_{28}=1\mu F$ wnosi biegun już na częstotliwości ok. 15Hz. I on jest dominujący. Wzmocnienie w całej pętli regulacji nie jest zbyt duże. Stwierdziliśmy, że wzmacniacz błędu jeszcze sygnał osłabia (poniżej 0dB), a decydującym wzmacniaczem błędu jest TL431. Ale o jego wzmocnieniu decyduje nie tylko jego charakterystyka, ale także impedancja, jaką jest obciążony. A tę stanowi praktycznie R_{55} w szereg z diodą w transoptorze, o wartości tylko 100Ω . Czasem ważniejsze od tego, co jest, jest to, czego nie ma! A nie ma rezystora ustalającego punkt pracy na charakterystyce TL431. Powinien on pracować z prądem co najmniej 1mA. A także należy zapewnić, aby napięcie katoda-anoda nie spadło poniżej 2,5V, kiedy traci on swoje własności wzmacniacza. Warunki te nie są trudne do spełnienia. Strona izolowana transoptora zasilana jest tylko z 5V. Gdy od tego odjąć co najmniej 2,5V na 431 i ok. 1V na diodzie LED, margines jest nieduży, około 1,5V na R_{55} . Skoro to wartość 100Ω , wzmacniacz nasyci się dopiero przy prądzie ok. 15mA. Jednak mała wartość R_{55} nie sprzyja dużemu wzmocnieniu w tym stopniu.

Dużą niewiadomą jest charakterystyka przejściowa transoptora. Współczynnik CTR (Current Transfer Ratio) PC817 jest nieduży. Przy braku bliższych danych można przyjąć CTR na poziomie jedności. Punkt pracy transoptora po stronie gorącej ustalony jest przez napięcie wejściowe wyprowadzenia FB wzmacniacza błędu w 3843 i przez rezystor emiterowy tranzystora w transoptorze, a kolektor podłączony jest do napięcia 5V – VREF. Przy takiej relacji R_{17} – R_{12} (15 i 20 kiloomów)

ważny jest też punkt pracy na wyjściu wzmacniacza błędu, który w trybie *current mode* uwarunkowany jest tym, co siedzi w UC3842 między wyjściem wzmacniacza błędu a wejściem obwodu PWM. Na zakres napięć w tym miejscu decydujące znaczenie ma także wartość rezystora źródłowego klucza przetwornicy, z którego pozyskana jest informacja o prądzie dla wewnętrznej pętli trybu *current mode*. Nie zagłębiając się dalej w te istotne szczegóły, możemy stwierdzić, że użyteczny zakres napięć na wyjściu wzmacniacza błędu w 3842 to ok. 1,5V do 3,5V. Ten zakres przeniesiony przez „dźwignię” o ramionach odpowiadających wartości R_{17} i R_{12} daje zakres na emiterze transoptora od 1V do ok. 3,8V. W konfiguracji, jaką tu mamy, napięcie najniższe, ok. 1V, mamy przy pełnym, a nie minimalnym obciążeniu przetwornicy. 1V na rezystorze $1k\Omega$ (R_{11}) to 1mA. Przy CTR=1 w obwodzie katoda-anoda TL431 mamy też 1mA. A więc z białą mamy minimalny prąd TL431, przy jakim element ten może pracować. Z reguły pożądanym jest jeszcze drugi rezystor, wstępnie polaryzujący punkt pracy TL431. Rezystor włączony równolegle do transoptora po stronie izolowanej, do diody LED plus R_{55} .

Czego jeszcze na analizowanym schemacie w obrębie pętli sprzężenia zwrotnego brak? Brak rezystora w obrębie lokalnej pętli wzmacniacza błędu, którym jest tu TL431. Świadczy to z jednej strony, że zdecydowano się na najprostszą technikę stabilizacji dominującym biegunem, bez zera kompensującego następny biegun. Z drugiej strony, warto w tym miejscu zauważyć, że dwupętlowy tryb pracy *current mode* upraszcza zadanie kompensacji częstotliwościowej zewnętrznej, napięciowej pętli regulacji – stabilizacji.

Przeniesie my się teraz na izolowaną stronę pozyskania napięć wyjściowych. Rozwiązanie układowe jest jednoznacznie przypisane konfiguracji zasilacza forward. Napię-

cia +5V i +12V pozyskane są w sposób standardowy i należy jedynie zwrócić uwagę, że dioda D22A nie jest podłączona do masy, a do katod D21. Takie rozwiązanie skutkuje mniejszym napięciem wstecznym na diodach pozyskujących 12V, co pozwala na wykorzystanie diod Schottky'ego. Ale z drugiej strony, większy prąd płynie przez diody i uzwojenie w obwodzie 5-woltowym. +3,3V pozyskano starą i sprawdzoną metodą w oparciu o wzmacniacz magnetyczny, którego opis pomijamy. Warto jedynie zwrócić uwagę na różnicę układową między tym obwodem na analizowanym schemacie a na schematach z wykorzystaniem sterownika KA7500 i podobnych. Konsekwencją braku symetrii przebiegów jest to, że wzmacniacz magnetyczny musi regulować z pełnego napięcia uzwojenia przeznaczonego dla pozyskania +5V, a nie tylko różnicę, jaka jest potrzebna ponad 2,5V – wyjaśniano to w 2. części cyklu. Należy także zwrócić uwagę, że nie ma sensu, i byłoby błędem, nawijanie indukcyjności gromadzącej energię w linii napięcia 3,3V na wspólnym rdzeniu z napięciami +5V, +12V i -12V, ponieważ źródło 3,3-woltowe objęte jest osobnym obwodem regulacji ze wszystkimi konsekwencjami takiego rozwiązania. W następnej części nadal będziemy analizować obwody ze schematu nr 19 dostępnego w Elportalu.



Karol Świerc
rtv@silnet.pl

R E K L A M A

Certyfikat Underwriters Laboratories
UL 94V-0 E400148 TYPE 1

Zakład produkcyjny:
05-260 Marki
ul. Duka 1
tel. 22 781 63 95
22 761 95 80
fax. 22 781 63 95 w 23
www.elmax.waw.pl
elmax@elmax.waw.pl

OBWODY DRUKOWANE

Produkcja, Projektowanie, Montaż

Płytki jednostronne	Płytki dwustronne	Płytki na podłożu aluminium	Serie dowolne	Prototypy	Maksymalny wymiar płytek 2w 630 mm	Dokumentacja technologiczna	Dokumentacja konstrukcyjna	Montaż elektroniczny	Ilości modelowe produkcyjne
Aktywny kalkulator prototypów na stronie internetowej	Pokrycie Sn lub SnPb inne na życzenie	Maski, opisy montażowe w różnych kolorach	Płyty czolowe FR4	Trawione szablony SMD	Krótkie terminy	Wykonania super expresse			

Zadanie główne 305

Pomysł bieżącego zadania nadesłał dobrze znany Czytelnikom EdW **Andrzej Nowicki** z Warszawy:

*Dzień dobry
W zadaniach „Policz”
było niedawno o zastosowaniu superkondensatorów do magazynowania energii. Dlatego chciałbym zaproponować następujący temat: „Minizgrzewarka do taśm, blaszek, ogniw”, zbudowana z wykorzystaniem superkondensatora.*

Moje wstępne przymiarki sugerują, że do najprostszych prac wystarczy 1 superkondensator 2,7V 500F [fotografia A]. Zwracam uwagę na gwintowane konektory kondensatora, odmienne od stosowanych w wyrobach niepewnej jakości. (...)

*Karta katalogowa:
<https://shop24.capcomp.de/media/pdf/ef/26/d1/Green-Cap-DATA-SHEET-DB-2-7V-500F-W-35065-191030.pdf>
w skrócie: <https://bit.ly/3ddp5mM>.*

W karcie podano, że dla 1-sekundowego impulsu dopuszczalny prąd wynosi 233A, co powinno być wystarczającą wartością prądu zgrzewają-



Fot. A

cego w przypadku małych elementów. (...) Zastosowanie superkondensatora upraszcza znacząco konstrukcje urządzeń: odpada niskonapięciowy transformator 0,7...1,0kW i problemy z jego przeróbką z transformatora mikrofalówki i załączaniem do sieci. Do ładowania superkondensatora wystarczy

transformator o mocy poniżej 30W, upraszcza się wysokoprądowy moduł zgrzewarki, wystarczy jeden tranzystor MOSFET zamiast tyrystorów, czas trwania impulsu prądowego można płynnie regulować, nie jest wielokrotnością 10ms jak w układzie z tyrystorami, energię impulsu zgrzewającego można w razie potrzeby zwiększyć, dołączając równolegle kolejne superkondensatory.

Sądzę, że może to być temat zadania głównego w Szkole bądź artykulu zamówionego przez Redakcję.

Z najlepszymi pozdrowieniami

I oto mamy bardzo interesującą propozycję. A to temat zadania 305:

Zaproponuj układ elektroniczny z wykorzystaniem co najmniej jednego superkondensatora.

Propozycja może być dowolna. Byle układ zawierał superkondensator.

Choć ceny są już bardzo przystępne, na pewno nie wszyscy Czytelnicy EdW mieli do czynienia z superkondensatorami. Nie szkodzi!

Podstawy są proste: mamy do czynienia z kondensatorem, a nie akumulatorem. Podstawowa różnica to fakt, że napięcie akumulatora podczas pracy zmienia się niewiele. Natomiast superkondensator ładuje się i rozładowuje liniowo. Rozładowując superkondensator od napięcia nominalnego do połowy tego napięcia, możemy uzyskać 75% zgromadzonej w nim pierwotnie energii

Podstawową zaletą większości superkondensatorów jest możliwość błyskawicznego ładowania oraz rozładowywania, co oznacza możliwość pracy z ogromną mocą.

Wadą pojedynczych superkondensatorów jest niskie napięcie maksymalne, poniżej 3V. Jednak można je łączyć szeregowo (z balanserem).

Jak zwykle czekam zarówno na rozwiązania praktyczne, jak i na wszelkie pomysły teoretyczne.

Zachęcam także Ciebie do udziału w tym interesującym zadaniu!

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 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 najmłodszy.

Zachęcam do nadsyłania propozycji następnych zadań Szkoły!

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 300

Temat zadania 300, zamieszczonego w numerze 2–3/2021 brzmiał: **Zaproponuj wykorzystanie dowolnego, częściowo wyeksploatowanego akumulatora.**

Oto przegląd nadesłanych prac.

Karol (prosił o niepodawanie nazwiska i miejsca zamieszkania) napisał: *Witam (...) jestem zainteresowany zadaniem o używanych akumulatorach (...) mam dostęp do używanych zestawów CdNi ze starszych elektronarzędzi (...) Nawet gdy w pakiecie część nie trzyma parametrów, mogę je wyrzucić i zrobić nowy pakiet. (...) można zrobić taki nowy pakiet o pojemności 70 do ponad 90% fabrycznej i dowolnym napięciu (...) nie przysyłam rozwiązania, tylko pytanie (...) do czego można by je wykorzystać[?]*

Z jednej strony akumulatory kadmo-wo-niklowe, czy też niklowo-kadmowe (NiCd) mają słabe parametry, w szczególności małą gęstość energii i duże samorozładowanie. Jednak mają też dość istotne zalety: nie boją się rozładowania do zera i trudno je uszkodzić przez przeładowanie. Aktualnie najbardziej interesujące są akumulatory litowe, nowe i używane, natomiast trudno znaleźć sensowne zastosowanie dla przestarzałych NiCd. Być może nadałyby się do jakichś najprostszych amatorskich, eksperymentalnych systemów fotowoltaicznych, które nie zawierają żadnych regulatorów, a jedynie diodę zapobiegającą „cofaniu prądu w nocy”. Wtedy liczbę ogniw w pakiecie (napięcie akumulatora) należałoby dobrać do parametrów, a konkretnie napięcia ogniwa FV. A pojemność zestawu akumulatorów, czyli w praktyce liczbę pakietów połączonych równolegle, należałoby dobrać do powierzchni i wydajności prądowej ogniwa FV. Takie najprostsze systemy FV mogą znaleźć zastosowanie do uzyskania efektów świetlnych i wieczornego podświetlenia domu czy ogrodu.

Jeżeli ktoś z Czytelników może zaproponować inne sposoby wykorzystania akumulatorów NiCd z elektronarzędzi, niech napisze (edw@elportal.pl).

Zbigniew Ryba z Orzechowa nadesłał tekst, który po obróbce redakcyj-

nej wygląda tak: (...) *Ja nie wyrzucam słabszych akumulatorów, chyba że potrzeba na wymianę. W samochodzie akumulator ma trudne życie, bo musi kręcić rozrusznik. Ale jak osłabnie, nie trzeba go wyrzucać, bo w miarę trzyma napięcie, tylko nie może wydać dużego prądu. A jak z pojemności 45Ah zostanie tylko 20, to dalej mamy akumulator 20Ah, tylko o mniejszym prądzie do wykorzystania. U mnie w garażu kilka starych akumulatorów samochodowych jest połączonych równolegle. Stale są wszystkie pod napięciem około 13,8V według wskazówek z EdW. To zapobiega ich dalszemu starzeniu i zasiarczeniu. Przekonałem się, że to mus, żeby cały czas stały pod napięciem, a nie były co jakiś czas ładowane, bo o tym się zapomina, a potem jest kicha. U mnie te zużyte akumulatory mają dużą pojemność i nawet za dużą, bo tylko co jakiś czas służą tylko do zasilania oświetlenia, jak zabraknie prądu, co u nas bywa od wielu lat. A niedawno bardzo się przydały, jak żona zostawiła na noc niedomknięty bagażnik. Jeden nie ruszy rozrusznika, ale cztery równolegle, co stale stoją pod napięciem – bez najmniejszego problemu! Sąsiedzi, co mają gospodarstwa [rolne], to muszą mieć agregaty, a mnie wystarczy światło. A lodówkę mam dobrą i zamrażalnik się nie rozpuści, chociaż raz się rozpuścił, ale to była duża awaria (...) Dobrze, że poruszyliście ten temat (...)*

Na inną możliwość zwrócił uwagę **Marcin Grabowski**. W swoim meilu napisał: *Dzień dobry! To pewnie nie jest rozwiązanie zadania, ale tylko taka wskazówka, która może się komuś przydać. Ja używam w miarę nowych, nie z odzysku, ale pomysł podam. Chodzi mi o to, żeby albo na czas pomiarów, albo podczas normalnej pracy, zasilac niektóre układy nie z zasilacza, tylko z akumulatora albo zestawu akumulatorów. Bez żadnego zasilacza sieciowego, a tym bardziej bez zasilacza impulsowego. Wtedy nie mamy tętnień ani żadnych zakłóceń impulsowych, co ma kolosalne znaczenie w wielu czułych układach i podczas pomiarów. A co jeszcze cenniejsze – całkowicie oddzielamy się od sieci energetycznej. W zasilaczach są pojemności między*

stroną sieciową i wtórną, w impulsowych dodatkowo włącza się kondensatory o sporej pojemności w obwodzie przewodu ochronnego. A gdy zasilamy bateryjnie, a raczej akumulatorowo – wszystkie problemy związane z siecią zostają wyeliminowane. Niejednokrotnie podczas różnych pomiarów akumulator lub zestaw akumulatorów niemal uratował mi życie, a przynajmniej zaoszczędził mnóstwo pracy i kłopotów. Ja akurat wcześniej używałem ogniw NiMH, aktualnie przewożę zestawiam pakiet o napięciu według konkretnej potrzeby z odpowiedniej liczby ogniw Li-Ion Litokala 18650 bez wbudowanych obwodów ochronnych, o pojemnościach ponad 3000mAh ze zgrzanymi niklowanymi taśmami na biegunach, co widać na (...) [fotografii 1]. (...) lutuję niklowe taśmy, tworząc baterię kilku ogniw, najczęściej 1P, co wystarcza, ponieważ ogniwa bez wbudowanego elektronicznego ogranicznika mają dużą wydajność. Nic nie stoi na przeszkodzie, żeby do takiego skutecznego odizolowania od sieci energetycznej używać jakichkolwiek akumulatorów używanych, z demobilu. Tylko ostrzegam: jeżeli trzeba zredukować napięcie akumulatora, np. kwasowego 12V, to oczywiście tylko stabilizatorem liniowym, a nie impulsowym. (...) Proszę mi nie przyznawać żadnych upominków. Pozdrawiam.

Marcin zwrócił uwagę na bardzo ważny problem jak najskuteczniejszego odizolowania od sieci energetycznej i kwestię unikania zasilaczy impulsowych. To naprawdę są istotne zagadnienia, a właśnie częściowo zużyte akumulatory mogą w prosty





i tani sposób zlikwidować rozmaite problemy podczas pomiarów!

Znany Czytelnikom EdW z wcześniejszych rozwiązań i publikowanych artykułów **Circuit Chaos** z Warszawy tym razem napisał: *Witam! Tematem zadania nr 300 jest zaproponowanie wykorzystania dowolnego, częściowo wyeksploatowanego akumulatora. Chciałbym pominąć akumulatory inne niż kwasowo-ołowiowe. Częściowo w Szkole Konstruktorów była już prezentowana moja propozycja (zad. 292, EdW 11/2020) – podstawowywarka akumulatorów z regulacją prądu. Otóż zużyty akumulator, czy to samochodowy, czy motocyklowy, można wykorzystać jako bufor dla urządzeń, które przez krótki czas pobierają znaczny prąd, ale średni pobierany prąd jest niewielki. Jednymi z takich urządzeń są transceivery krótkofalarskie, które podczas nadawania potrafią pobrać nawet 10A i więcej. Zużyty akumulator samochodowy działa u mnie w takiej roli już prawie rok [fotografia 2]. Początkowo z nominalnej pojemności 35Ah zostało mu 15Ah (nie wiem, ile jest teraz). Najważniejsze, żeby rezystancja wewnętrzna była wystarczająco niska do zapewnienia przepływu oczekiwanego przez nas prądu bez znaczącego spadku napięcia.*

Użycie takiego akumulatora sprawia, że nie musimy inwestować w zasilacz dużej mocy, mamy też przez pewien czas zapewnione zasilanie awaryjne. Oczywiście ładowarka musi być dostosowana do takiego zasto-

sowania i nie „zglupieć”, gdy nagle dostanie dodatkowe obciążenie.

Druga propozycja dotyczy eksperymentów z odsiarczaniem. Są w sieci różne, bardziej lub mniej sensowne, mity i pomysły związane z odsiarczaniem akumulatora, czyli usuwaniem $PbSO_4$ (siarczanu ołowiu (II)) z płyt. Ja podchodzę do tego bardzo sceptycznie, ale chciałbym kiedyś przeprowadzić konkretne próby w kontrolowanych warunkach i takie zużyte akumulatory mogą być do tego celu w sam raz.

Warto trzymać też nawet najbardziej zużyte akumulatory, których do niczego nie wykorzystamy. Kupując nowy akumulator, musimy oddać stary lub zapłacić kaucję. Jeśli mamy jeden akumulator zużyty całkowicie, a drugi (ten, który wymieniamy) w miarę sprawny, to nic nie stoi na przeszkodzie, żeby zamiast akumulatora w miarę sprawnego oddać akumulator zużyty całkowicie.

Na koniec: jeden akumulator motocyklowy (nominalnie 10Ah), który ma już niewielką pojemność (4Ah) i zbyt szybko rozładowywał się w motocyklu, nadal służy mi do awaryjnego uruchamiania samochodu. Mimo niewielkiej pojemności rezystancję wewnętrzną ma, jak się okazuje, wciąż na przyzwoitym poziomie. Nie był w stanie zakręcić rozrusznikiem, gdy akumulator w samochodzie był rozładowany całkowicie ani gdy próbowałem uruchomić za jego pomocą rozładowanego diesla. Jest jednak w stanie uruchomić częściowo rozładowany samochód benzynowy!

Teodor Woźniak z Łodzi napisał: *Dzień dobry (...) Mam dużo akumulatorów 18650 z demontażu starych laptopów. Najbardziej oczywistym ich zastosowaniem jest zrobienie powerbanku. Można zamówić na znanych polskich i chińskich platformach moduły przetwornic i powerbanków, a także kompletne powerbanki w obudowach, do których wystarczy dołożyć ogniwa. Przy dobieraniu ogniw do montażu w powerbanku przydatne są mierniki ampero- i watogodzin. Można kupić gotowe albo skonstruować, np. według tego projektu http://danyk.cz/avr_aku_en.html, który znalazłem, oglądając na YouTube kanał DiodeGoneWild (który polecam, bo prosto tłumaczy zasady działania np. przetwornic impulsowych).*



ZACHIPOWANI

Czy bać się implantów?

Technika wszczepianych w ciało mikrochipów to rzecz ani nowa, ani też tak bardzo rozpowszechniona jak po bogactwie doniesień medialnych, lęków i złowróżbnych przepowiedni, mogłoby się wydawać. Wszczepialne chipy stały się dla wielu odpowiednikiem zwiastowanego „znaku bestii”. Jak jednak zwykle bywa, to czy staną się narzędziem szatańskim, czy czymś użytecznym i pożytecznym, zależy wyłącznie od nas.

Nowy numer już w sprzedaży
www.ulubionykiosk.pl

Koniecznie odwiedź serwis:
mlodytechnik.pl



Fot. 2



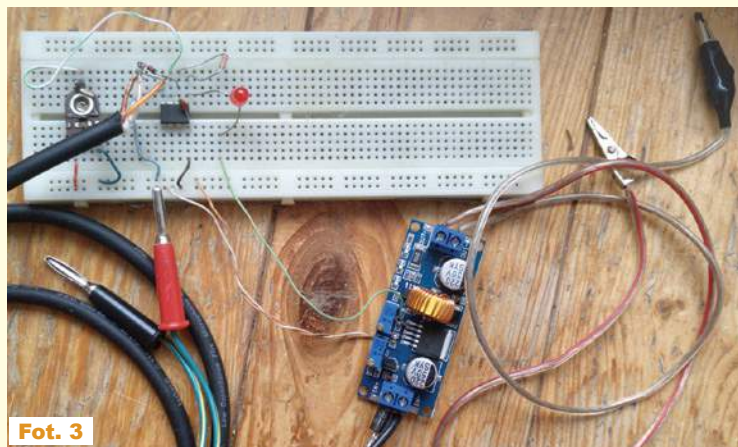
Po złożeniu takiego powerbanku było mi mało, bo włożyć akumulatory w obudowę każdy potrafi. Postanowiłem poeksperymentować z ładowaniem ich odnawialnymi źródłami energii. Kupiłem dwa używane panele słoneczne o łącznej mocy nominalnej 100W (w praktyce [dają] dużo mniej – nie są ustawione pod optymalnym kątem), które połączone szeregowo nieobciążone dają napięcie 124V. Podłączałem do nich zasilacz USB w celu ładowania powerbanku, włączał się w dzień praktycznie zawsze, lecz gdy panele nie były oświetlone światłem bezpośrednim, w momencie pobierania większej mocy panele były zbyt obciążone i zasilacz się wyłączał.

Jak zatem ograniczyć moc, którą ładowane są akumulatory, tak aby była odpowiednia do aktualnego nasłonecznienia paneli? Brzmi jak MPPT. Jak w prosty sposób zrobić coś, co będzie przypominać MPPT?

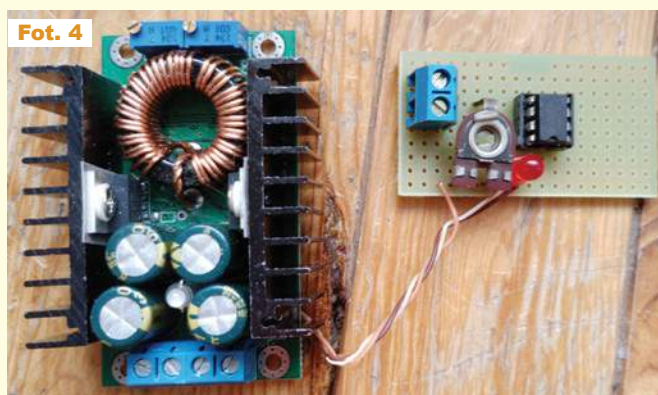
Zrezygnowałem z zasilacza USB. Zamiast tego podłączyłem zasilacz sieciowy dający 12V, a za nim moduł przetwornicy o regulowanym napięciu i prądzie. Napięcie ustawiłem na 4,1V i podłączyłem bezpośrednio do akumulatorów w powerbanku. Moduł zmodyfikowałem tak, że sprzężenie zwrotne jest dodatkowo sterowane zewnętrznie przez wzmacniacz operacyjny. Jeżeli napięcie na panelach, mierzone przez dzielnik rezystorowy, spada poniżej 86V (według specyfikacji wtedy panel osiąga szczytową moc), prąd ładowania jest zmniejszany. Tym sposobem ładowanie nie ustaje zupełnie, póki panele są choć trochę oświetlone.

Oczywiście nie jest to prawdziwe MPPT, ponieważ nie uwzględnia zmian napięcia MPP w wyniku różnic oświetlenia i temperatury.

Schemat jest (...) [na rysunku 1], a na [fotografii 3] pokazany jest cały układ na płytce stykowej. Omówienie schematu: R1, R2 to dzielnik napięcia z paneli; wartości powinny być tak dobrane, żeby przy napięciu MPP na panelach, na wejściu wzmacniacza operacyjnego było napięcie 2–3V. R_{MPP} – dokładna regulacja minimalnego



Fot. 3

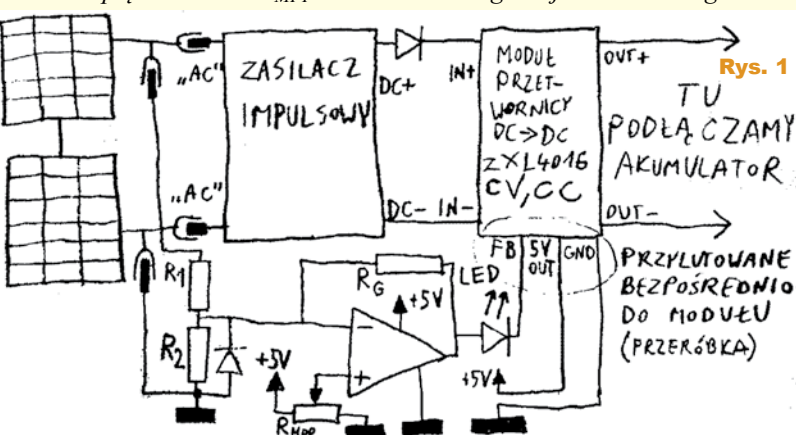


Fot. 4

napięcia na panelach, R_G – wzmocnienie wzmacniacza; im mniejsza wartość, tym mniejsze wzmocnienie i układ reaguje łagodniej; tę wartość trzeba dobrać eksperymentalnie, zależnie od posiadanego zasilacza. Brak tego rezystora w moim układzie powodował samowzbudzenie.

Potem zrobiłem wersję na płytce uniwersalnej i z mocniejszą przetwornicą [fotografia 4] do użytku z akumulatorem kwasowo-ołowiowym, ale okazało się to niepraktyczne. Zasilałem przez inwerter 12→230V komputer i monitory studyjne, a bilans energii był ujemny. Większa instalacja solarna rozwiązałaby ten problem, przynajmniej w słoneczne dni i przypuszczam, że taka instalacja mogłaby mieć sens do zasilania urządzeń domowo-biurowo-studyjnych. Pozdrawiam.

Warto zwrócić uwagę, że zgodnie z rysunkiem 1, Teodor stałe napięcie z paneli (około 124VDC) podaje na wejście zasilacza sieciowego, zasilacza prądu zmiennego. Jest to możliwe i sensowne, jeżeli jest to zasilacz zawierający przetwornicę impulsową. Niedawno mieliśmy dwuczęściowy artykuł Karola Świerca, który dokładnie opisywał tego rodzaju rozwiązania. Niskie napięcie stałe uzyskane na wyjściu takiego zasilacza podawane jest na drugą przetwornicę impulsową, której praca jest dodatkowo sterowana przez prościutki układ ze wzmacniaczem operacyjnym. Ten prosty układ pomocniczy nie jest wprawdzie obwodem MPPT, ponieważ nie śledzi punktu MPP, ale zdecydowanie poprawia pracę przy małej wydajności paneli FV. Warto



Rys. 1

Punktacja Szkoły Konstruktorów

Sławomir Węgrzyn Dziekanówce.....	92	Sebastian Jarmosiewicz Motwica.....	50	Marian Gabrowski Polkowice.....	23
Daniel Turbasa Kraków.....	88	Michał Pędzimaż Stara Słupia.....	48	Roman Braumberger Bytom.....	21
Lukasz Dachowski Cymbark.....	72	Lukasz Olszok Tamowskie Góry.....	45	Jakub Gajda Kraków.....	20
Artur Bereit Barcin.....	69	Krzysztof Kawa Lubcza.....	44	Jacek Rączka Polomia.....	20
Aleksander Bernaczek Magnuszowice.....	69	Dawid Piacha Rdzawa.....	44	Jacek Konieczny Poznań.....	19
Michał Stach Kamionka.....	69	Szymon Czepiel Pisarzowice.....	43	Rafał Orodziński Białystok.....	19
Krzysztof Smoliński Poznań.....	68	Piotr Gajdosz Grybów.....	41	Marian Caruk Luban.....	17
Szymon Trygar Szczecin.....	66	Maciej Zieliński Kraków.....	41	Lukasz Kojro Gdańsk.....	15
Radosław Smalec Zabrze.....	64	Rafał Rówiak Słobosów.....	40	Marcin Malich Wodzisław Śl.....	13
Robert Szolc Bytom.....	58	Circuit Chaos Warszawa.....	36	Paweł Sablik Pisarzowice.....	13
Paweł Hoffmann Wrocław.....	58	Teodor Woźniak Łódź.....	35	Piotr Wyderski Wrocław.....	13
Andrzej Herbut Siekierzyn.....	52	Tomasz Zaorski Kalinówka.....	34	Michał Zięba Poznań.....	13
Adam Ples Jaworzno.....	51	Lukasz Nowak Warszawa.....	33	Andrzej Nowicki Warszawa.....	13
Adam Sobczyk Warszawa.....	50	Jarosław Węgliński Warszawa.....	28	Piotr Grzegorek Siedlce.....	13



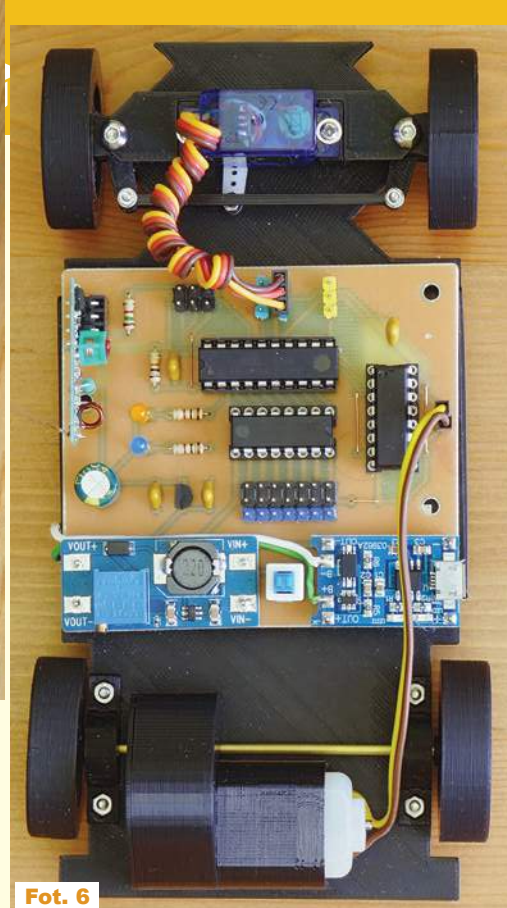
Fot. 5

przemyśleć ten szczegół, a tak się przypadkiem złożyło, że właśnie omawiamy te zagadnienia w cyklu MPPT. I kolejne rozwiązanie. Gdy przy wstępnym segregowaniu e-maili zobaczyłem, że jedno z rozwiązań nadesłał **Adam Ples** z Jaworzna, byłem prawie pewny, że szykuje się kolejny projekt okładkowy. I tak właśnie będzie! Adam już wcześniej pokazał, z jaką starannością można wykonać projekt! Tym razem napisał: *Dzień dobry (...) Tym razem po przeczytaniu zadania Szkoły natychmiast przyszedł mi na myśl trzymane już od miesięcy i lat w szufladzie telefony komórkowe (znalazłem ich w domu trzy). Każdy z nich dokonał żywota z powodu niezwiązanego ze stanem baterii, ale niewątpliwie były one dosyć wysłużone, więc uważam, że kwalifikują się do zadania.*

Pozostała kwestia, co z nimi zrobić? Oczywiście, można zbudować sobie termometr kuchenny albo inne praktyczne urządzenie, ale że ostatnio jestem w temacie zabawek dziecięcych, to mój tok rozumowania poszedł automatycznie właśnie w tę stronę. A żeby również rodzic miał coś od życia, postanowiłem zrealizować osobiste marzenie z lat dziecięcych, czyli **samochód zdalnie sterowany**.

Tak zrodził się pomysł „**Malucha**” dla malucha, czyli zdalnie sterowanego modelu Fiata 126p. Mój syn jest w takim wieku, że sam nie potrafi jeszcze nim sterować, ale zabawa w „kotka i myszkę” z takim autkiem dostarcza mu już dużo radości. Generalnie myślę, że największą wartością takich projektów jest możliwość zrealizowania ich wspólnie z pociechą, ale na to przyjdzie jeszcze czas.

Elektronicznie jest to układ nieszczególnie odkrywczy, i ciągle w fazie prototypu, ale nie chciałem przegapić możliwości udziału w jubileuszowym wydaniu Szkoły, więc załączam niezbyt jeszcze dopracowany opis tego projektu. Pozdrawiam serdecznie



Fot. 6

A oto początek nadesłanego opisu: *Przedstawione urządzenie to nieskomplikowany system zdalnego sterowania, który można wykorzystać*

do wielu celów, natomiast zaprojektowany został jako serce zabawkowego modelu samochodu Fiat 126p. Pilot, wzorowany na kontrolerach do konsol znanej japońskiej firmy, wyposażony jest w dwa dwuosiowe joysticki, maksymalnie osiemnaście przycisków oraz cztery diody adresowalne. Odbiornik pozwala na podłączenie dwóch serwomechanizmów, jednego silnika DC (z możliwością zmiany kierunku oraz regulacją mocy sygnałem PWM) oraz siedmiu innych odbiorników za pomocą wyjść typu OC (np. oświetlenia modelu). (...)

Szczegółów nie podaję, ponieważ projekt zostanie zaprezentowany w oddzielnym artykule, najprawdopodobniej na okładce. **Fotografie 5, 6** pokazują model. Po publikacji Autor otrzyma honorarium, a na razie przyznaję punkty oraz kupon do sklepu AVT.

Aktualne informacje o punktacji oraz rozdziale nagród, upominków i kuponów podane są w tabelkach. Znak zapytania oznacza, że ewentualna publikacja nastąpi dopiero po nadesłaniu ostatecznych materiałów. 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. Kupony 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 300, 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

Publikacja	Nagroda	Talon AVT PLN	Imię	Nazwisko	Miejscowość	Punkty
-	-	100	Andrzej	Nowicki	Warszawa	-
-	-	-	Karol	-	-	-
-	U	-	Zbigniew	Ryba	Orzechowo	3
-	-	-	Marcin	Grabowski	-	-
	U	-	Circuit	Chaos	Warszawa	4
-	-	150	Teodor	Woźniak	Łódź	6
P		150	Adam	Ples	Jaworzno	8



Co tu nie gra? Zadanie 305

Na **fotografii A** przedstawione są akumulatory litowo-jonowe.

Jak zwykle pytanie brzmi:
Co tu nie gra?

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

Fot. A



Odpowiedź oznacz **NieGra305** i nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Od razu podaj też swój adres pocztowy, żebym nie musiał pytać, gdy przydzielę upominek. Możesz jeszcze przysłać rozwiązanie 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 300

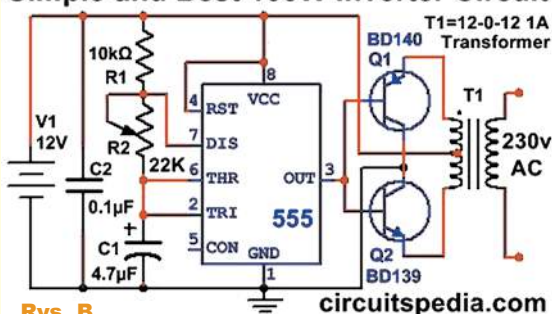
Na **rysunku B** pokazany jest zamieszczony w EdW 2,3/2021 *schemat bardzo prostego inwertera DC/AC*.

Zadanie było łatwe. Tym razem to nie ja byłem pomysłodawcą i autorem schematu. Schemat został znaleziony w Internecie i jak widać, pochodzi ze strony *circuitspedia.com*. Oryginalna wersja schematu pokazana jest na **rysunku C**.

Zacznijmy od tego, że na rysunku B od razu widać nieścisłość, a raczej błąd związany z transformatorem wyjściowym. Otóż rzekomo ma to być „prosty i najlepszy” inwerter **100-watowy**. Tymczasem na schemacie transformator opisany jest jako 12-0-12 1A. Czyli jest to transformator z symetrycznym uzwojeniem niskonapięciowym o prądzie 1A. Prąd wtórny 1A i napięcie sumaryczne 24V nijak nie pasują do deklarowanej mocy 100W.

Gdyby moc wyjściowa miała wynosić 100W, to nawet przy idealnej sprawności moc ta musiałaby być też przenoszona przez dwa tranzystory Q1, Q2. Moc

Simple and Best 100W Inverter Circuit



Rys. B

100W przy napięciu 12V daje prąd nieco ponad 8A. I taki prąd powinien płynąć przez jeden i drugi tranzystor.

No tak, pięknie, tylko tranzystory BD139, BD140 nie są tranzystorami dużej, tylko średniej mocy. Umieszczone są w obudowach TO-18, a ich maksymalny ciągły prąd kolektora to 1,5A, impulsowy to 3A.

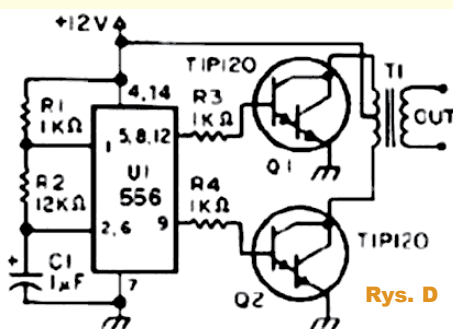
Mamy więc dwa pierwsze błędy, dotyczące mocy: za mały transformator i za słabe tranzystory.

Jeżeli w takim układzie zastosowane byłyby tranzystory bipolarne o większym prądzie i mocy, to nadal pozostaje kwestia ich nasycenia. Otóż przy dużych prądach kolektora wzmocnienie prądowe z reguły zmniejsza się, nawet do wartości 20...30×. Podzielenie prądu kolektora 8A przez 33 daje 270mA.

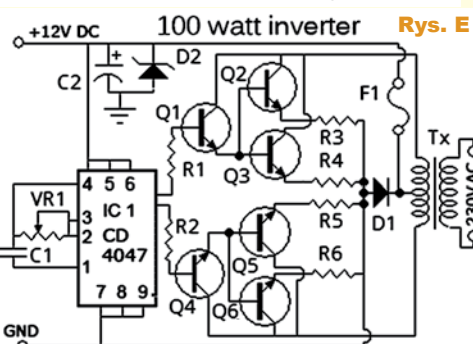
Taki prąd powinien zapewnić przepływ prądu kolektora 8A, ale nie nasyci tranzystora. Aby tranzystor nasycić, prąd bazy powinien

być kilka razy większy od 270mA. Często przyjmuje się, że dla dobrego nasycenia prąd bazy powinien być 10 razy mniejszy od prądu kolektora, co w tym przypadku dawałoby prąd bazy 800mA.

Wydajność prądowa wyjścia OUT kostki 555 jest stosunkowo duża, sięga 200mA, ale to dużo mniej, niż w tym przypadku potrzeba. Jeszcze mniejsza jest wydajność prądowa kostek rodziny CMOS4000, w tym generatora 4047, bardzo często spotykanego na tego rodzaju schematach prostych inwerterów. Na **rysunkach D, E** pokazane są przykłady schematów z układami Darlingtona.

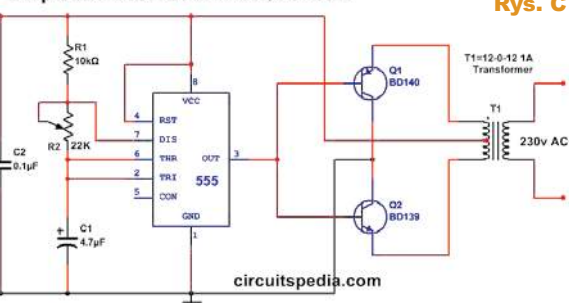


Rys. D

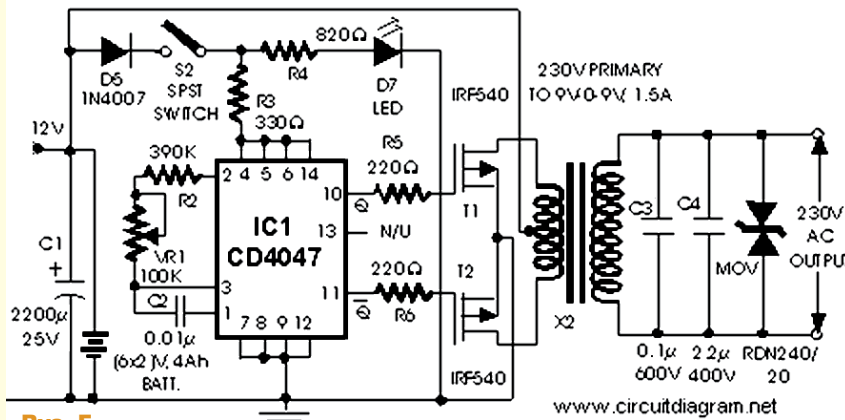


Rys. E

Simple and Best 100W Inverter Circuit



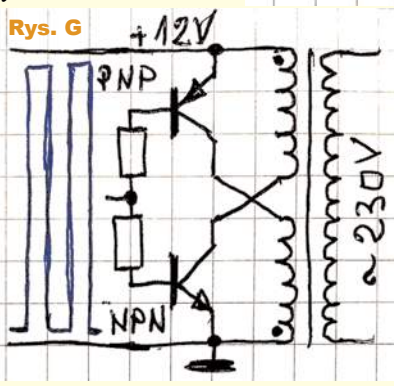
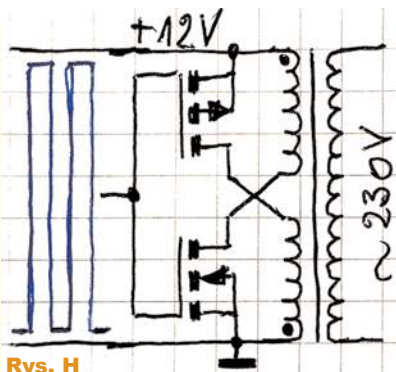
Rys. C


Rys. F

Problemu nie ma, a ściślej – problem ma inne oblicze, gdy zamiast tranzystorów bipolarnych zastosowane są MOSFET-y, jak w przykładzie z **rysunku F**.

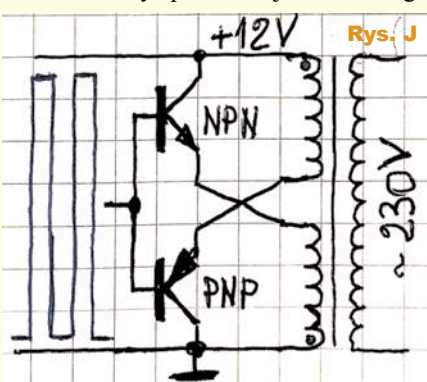
Już tu wspomnieliśmy, że wspólnym problemem wszystkich prostych układów jest możliwość przewodzenia obu tranzystorów w chwilach przełączania, co na pewno oznacza niepotrzebne straty powodujące dodatkowe podgrzewanie tranzystorów, a co w skrajnych przypadkach może doprowadzić do ich przegrzania i trwałego uszkodzenia. Warunkiem prawidłowej pracy jest otwieranie tranzystorów na przemian, by prąd na przemian płynął w dwóch połówkach uzwojenia niskonapięciowego. I to doprowadza nas do kolejnego, najważniejszego błędu na rysunkach B, C. Otóż w układach z rysunków E, F dwa tranzystory w obu gałęziach przetwornicy push-pull są sterowane z dwóch wyjść kostki 4047, gdzie występują przebiegi o przeciwnych fazach. Tymczasem jak widać na rysunku B, układ 555 na swym wyjściu OUT (nóżka 3) wytwarza pojedynczy przebieg prostokątny. Jeżeli to ma być inwerter push-pull z transformatorem o symetrycznym uzwojeniu, to oba tranzystory powinny być włączane na przemian i na przemian w obu połówkach uzwojenia niskonapięciowego powinien płynąć prąd. Teoretycznie zastosowanie tranzystorów komplementarnych daje na to szansę. Otóż gdyby transformator miał dwa oddzielne,

niezależne uzwojenia niskonapięciowe, to teoretycznie można byłoby rozważać rozwiązanie według **rysunku G** z tranzystorami bipolarnymi, a raczej darlingtonami lub z MOSFET-ami według

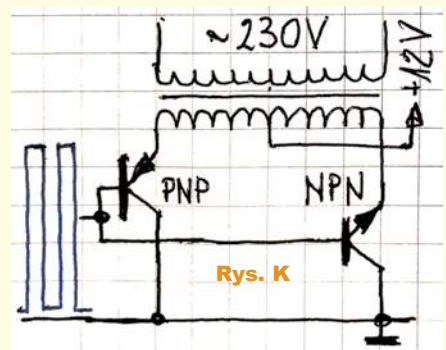

Rys. G

Rys. H

rysunku H, gdzie tranzystory pracują w układzie wspólnego emitera lub wspólnego źródła. Są to wstępne koncepcje teoretyczne, bo także i tu występuje problem jednoczesnego przewodzenia obu tranzystorów w chwilach przełączania.

Można byłoby sobie też wyobrazić rozwiązanie z tranzystorami bipolarnymi pracującymi jako wtórniki według **rysunku J**. Wtedy problem jednoczesnego


Rys. J

przewodzenia nie występuje, ale pojawiają się inne problemy. Poważną wadą jest tu fakt, że


Rys. K

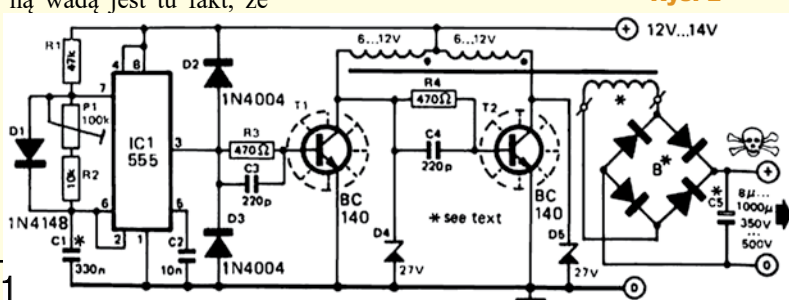
napięcie na pracującym uzwojeniu jest znacząco niższe od napięcia zasilającego, co najmniej o spadek napięcia U_{BE} , w praktyce więcej z uwagi na rezystancję wewnętrzną obwodu sterowania.

W wersji z rysunku B pojedynczy przebieg prostokątny z wyjścia OUT kostki 555 podawany jest na bazy tranzystorów Q1, Q2, nieco podobnie jak na rysunkach G, J, ale zupełnie inaczej są dołączone uzwojenia. Schemat z rysunku B można przedstawić jak na **rysunku K**. Takie rozwiązanie nie ma szans działać! Wprawdzie tranzystor PNP mógłby tu pracować podobnie jak na rysunku J, ale tranzystor NPN – na pewno nie, bo biegunowość napięć na emiterze i kolektorze jest nieprawidłowa. Może nasunąć się pytanie, czy wersja z rysunku B jest rozpaczliwą próbą dostosowania któregoś pomysłu z rysunków G, J do transformatora z pojedynczym uzwojeniem niskonapięciowym, mającym odczep w środku.

Nie sposób tego ustalić. Podobnie nie sposób ustalić, czy autor schematu z rysunku B i C wzorował się na dostępnym na stronie <https://www.elektormagazine.com/magazine/elektor-197707/57890>

schemacie z **rysunku L**, gdzie pokazany jest schemat inwertera małej mocy.

Otóż w lipcowym numerze „Elektora”, z roku 1977 (tak, ponad 40 lat temu) zamieszczony był miniprojekt ze schematem z rysunku L. Jak widać, wspólne z rysunkiem B są dwa elementy: generatorem jest kostka 555, a transformator ma pojedyncze uzwojenie niskonapięciowe z odczepem w środku. Kostka 555 ma jedno wyjście OUT, ale tranzystory są w tym rozwiązaniu otwierane i zamykane na przemian.

Rys. L




Czy może rysunek B jest albo raczej miał być „ulepszeniem” i uproszczeniem tego starego projektu z „Elektora”? Prawdopodobnie nie, bo inna jest konfiguracja generatora.

I tu ujawnia się kolejny problem z rysunkiem B. Kilku uczestników zwróciło uwagę na generator, że nie sposób uzyskać i potrzebnej częstotliwości, zapewne 50Hz lub 60Hz, i jednocześnie wymaganego w takim układzie wypełnienia 50%. Zastosowanie w generatorze niestabilnego kondensatora elektrolitycznego 4,7uF niektórzy uznali za kolejny błąd.

Kilku uczestników wskazało na problem jednoczesnego przewodzenia obu tranzystorów. Problem ten można łatwo rozwiązać w wersji z MOSFET-ami przez dodanie w obwodach bramek obu tranzystorów równolegle połączonych rezystora i diody, które zapewniają możliwie szybkie wyłączenie i nieco opóźnione włączenie. Dobranie wartości rezystorów w obwodach bramek pozwala wprowadzić czas martwy (*dead time*), gdy oba tranzystory nie przewodzą.

Wprowadzenie czasu martwego rozwiązuje jeden problem, a tworzy drugi, bowiem transformator ma charakter indukcyjny, a indukcyjność „nie lubi nagłych zmian prądu”.

Otóż gdy wyłączone zostają oba tranzystory, indukcyjność transformatora wytwarza napięcia samoindukcji, by podtrzymać przepływ prądu w kierunku, w którym on płynął do tej pory.

Inaczej mówiąc, transformator szuka drogi przepływu prądu. Możliwości są różne. Nie ma problemu tylko w przypadku MOSFET-ów, które mają wbudowane struktury diodowe.

W przypadku tranzystorów bipolarnych trzeba zapewnić drogę przepływu prądu, gdy oba tranzystory są wyłączone, albo przez zastosowanie diod Zenera, jak na rysunku L, albo prościej przez zastosowanie tam zwykłych diod zamiast diod Zenera.

Niektórzy uczestnicy słusznie podkreślili, że na rysunku B nie ma prawie żadnych obwodów filtracji zasilania, pomijając C2 o znikomej pojemności.

Owszem, taki kondensator powinien być umieszczony jak najbliżej końcówek zasilających układu scalonego. Wspomniani uczestnicy stwierdzili, że dobrze byłoby wprowadzić dodatkowe obwody filtracji, a to z uwagi na impulsową pracę tranzystorów Q1, Q2 z prądami rzędu 10 amperów.

Strona *circuitspedia.com* jest prowadzona przez jakiegoś Hindusa, który deklaruje, że ma inżynierskie wykształcenie. Schemat z rysunku C wcześniej tam był, ale w czasie rozwiązywania tego zadania nie mogłem go już znaleźć na tej stronie. Albo coś nie tak było z moim szukaniem, albo raczej schemat i opis zostały niedawno usunięte. Jednak jak wiadomo „w Internecie nic nie ginie” i ten beznadziejnie błędny schemat można nadal znaleźć, skopiowany na innych stronach.

Natomiast na stronie *circuitspedia.com* można aktualnie znaleźć szereg podobnych do siebie schematów prostych inwerterów o różnej mocy, głównie z kostką CMOS 4047, różniących się jedynie tranzystorami i wielkością transformatora – przykład na **rysunku M**. Co ciekawe, jest tam też jeden schemat z kostką 555, gdzie z pojedynczego wyjścia uzyskuje się sygnał o przeciwnej fazie za pomocą tranzystora – **rysunek N**.

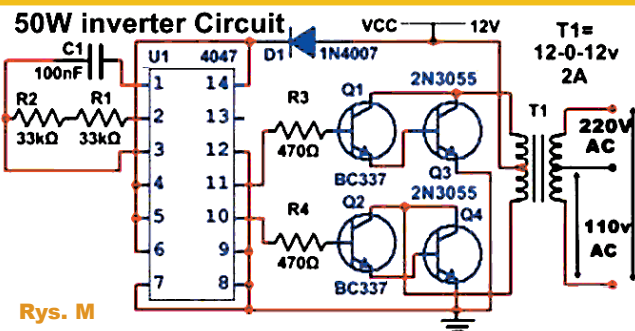
Warto zwrócić uwagę, że na proponowanych tam schematach inwerterów dużej mocy nie ma kondensatorów w obwodzie zasilania układu scalonego.

Już tylko to wskazuje, że schematy są radosną twórczością teoretyczną i że nie zostały sprawdzone. Ich przydatność praktyczna jest znikoma, a wręcz wprowadzają one w błąd, sugerując, że kilku-setwatu inwerter można zrealizować z wykorzystaniem kilku elementów.

Mocnym argumentem, że schematy są bezwartościowe, jest też brak jakichkolwiek wskazówek praktycznych, w szczególności filmów czy fotografii pracujących modeli.

Mamy tu przykład, jak różna jest jakość informacji z Internetu. Autor wkłada mnóstwo wysiłku w prowadzenie swojej strony. Wygląda na to, że odwiedzających jest wielu i prawdopodobnie właściciel strony na niej zarabia, na co wskazują wyświetlane reklamy. Mamy przykład, czym jest Internet i jak działa.

To jest też okazja do przypomnienia bardziej ogólnych wniosków. Otóż pandemia jaskrawo potwierdziła, że nieprzeliczone mnóstwo osób bezkrytycznie wierzy w rozmaite bzdury znalezione w Internecie. Jeżeli chodzi o kwestie medyczne, trudno zweryfikować różnorodne doniesienia i pozostaję



Rys. M

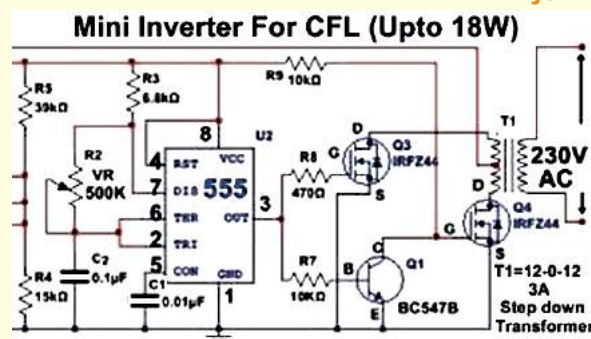
kwestia autorytetów: komu wierzymy. W kwestiach technicznych zadanie jest łatwiejsze, bo wystarczy zbudować według schematu model i przekonaność się, że albo w ogóle nie działa, albo działa, ale w sposób daleko odbiegający od oczekiwań. Można w ten sposób zweryfikować jakość schematu, tylko czy nie szkoda na to czasu? Lepiej zrobić to przez analizę zarówno samego schematu, jak i jego „otoczenia”, co staramy się robić w ramach zadań *Co tu nie gra?*

A przy okazji – zachęcam do nadsyłania różnych podejrzanych schematów z Internetu, które mogą stać się podstawą kolejnych zadań *NieGra*.

Jeżeli chodzi o nadesłane rozwiązanie, to jeden z uczestników napisał: *Dzień dobry (...) W Szkole Konstruktorów brałem udział zaledwie kilka razy, ale nigdy w zadaniu „Co tu nie gra?”.* Zawsze wydawało mi się, że to nie mój poziom, znaczy, że zadanie to jest przeznaczone dla bardziej zaawansowanych. Tak więc jest to pierwsza próba. W zadaniu zauważyłem następujące błędy:

– Wartości rezystorów i kondensatora w generatorze opartym na układzie 555 pozwalają na regulację częstotliwości impulsów w zakresie ok. 5–30Hz. Nie jest to może istotnym błędem, ale domniemane zastosowanie inwertera do zasilania urządzeń normalnie zasilanych z sieci 230 V / 50Hz sugerowałoby zastosowanie takiej właśnie częstotliwości – Dodatkowo ze wzorów na długość impulsów i przerwy między impulsami w generatorze astabilnym wynika, że wartość R1 powinna być stanowczo mniejsza od R2, aby impulsy

Rys. N





i przerwy między nimi miały zbliżony czas trwania. (...)

– Zaleca się stosowanie kondensatora dołączonego do nóżki 5 układu 555, którego w podanym schemacie brakuje

– Najważniejszy błąd moim zdaniem to błędne podłączenie tranzystora Q2. W podanym układzie nie ma on szansy na pracę, gdyż jego kolektor podłączony jest na stałe do masy układu, w związku z czym niezależnie od stanu wyjścia OUT (nóżka 3) tranzystor ten nie będzie pracował (...)

– Osobiście dołożyłbym duży kondensator elektrolityczny na zasilaniu

– Trudno jest mi ocenić, czy podczas naprzemiennego odcinania tranzystorów nie będzie powstawało wysokie napięcie samoindukcji i jak ewentualnie zabezpieczyć układ przed tym zjawiskiem.

Wiele błędów nie udało mi się zauważyć. Pozdrawiam serdecznie.

(...) proszę o przekazanie ewentualnych upominków młodszemu Czytel-

nikom, dla których zdobycie czegokolwiek jest wyzwaniem, zwłaszcza finansowym. Dla mnie już nagrodą jest radość, że udało mi się zmotywować do udziału w zadaniu.

Jeden ze stałych uczestników kursów EdW poinformował: (...) Zaczęłam jednak od zajrzenia na stronę źródłową: <https://circuitspedia.com/12v-to-220v-100w-simple-inverter-circuit-diagram/?unapproved=118146&mode=ration-hash=48899099d3b287c7c95a50f5e76acc60#comment-118146>

Nie otwiera się???

No właśnie! Bo wpisałam w komentarzu, co sędzę o tym projekcie. (...)

Jak to miało działać?

– Na wyjściu „3” układu 555 mamy impulsy prostokątne o amplitudzie zbliżonej do napięcia zasilającego, kierowane do baz obu tranzystorów. (...) Tranzystor Q2 połączony jest bezsensownie, gdyż żaden impuls na jego bazie nie doprowadzi do jego otwarcia. Otwierany będzie natomiast przy potencjale ~0V, tranzystor

PNP Q1, co oczywiście nie wystarczy do pracy inwertera.

– Przy okazji – tranzystory BD139/BD140 mają za małą moc (...)

Teoretycznie wystarczy zamienić miejscami kolektor i emiter tranzystora Q2, ale podejrzewam wystąpienie zakłóceń, typu równoczesnego otwarcia obu tranzystorów w stanach nieustalonych napięcia sterującego (...) Wkleję inny rysunek: <https://bit.ly/3iUBwZ3>

(...) Inny schemat [na dole strony] <https://bit.ly/3xAGNjv> (...) nawet prostszy ze względu na transformator (pojedyncze uzwojenie pierwotne) (...) Pozdrawiam Redakcję EdW

Wszystkie nadesłane odpowiedzi były prawidłowe. Nagrody-upominki za zadanie **NieGra300** otrzymują:

Dariusz Sobczak – Sanok,

Kamil D. – Lublin,

Jerzy Kornaszewski – Radom.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki

Podsumowanie Szkoły Konstruktorów EdW



www.conrad.pl



MASZCZYK[®]
OBUDOWY DLA ELEKTRONIKI

www.maszczyk.pl

Po koronawirusowych zawirowaniach i po jubileuszowym zadaniu 300 Szkoły Konstruktorów nagrodzeni zostają Koledzy, którzy w ciągu ostatnich 2 lat zdobyli najwięcej punktów w Szkole oraz osoby, które nadesłały najwięcej rozwiązań wszystkich trzech zadań Szkoły Konstruktorów, a także konkursu *Jak to działa?*.

Ufundowane przez firmę Conrad Electronic nagrody z oferty handlowej otrzymują:

Zestaw akcesoriów MAKERFACTORY do Raspberry Pi: **Michał Stach** – Kamionka Mała, **Dawid Placha** – Rdzawa, **Adam Ples** – Jaworzno. **Lampa stołowa z lupą:** **Circuit Chaos** – Warszawa, **Jarosław Węgliński** – Warszawa, **Krzysztof Smoliński** – Poznań. **Zestaw wkrętek TOOLCRAFT:** **Ryszard Magdycz** – Wrocław, **Szymon Wójtowicz** – Warszawa, **Bartłomiej Zaworski** – Lublin, **Andrzej Nowicki** – Warszawa, **Jarosław Węgliński** – Warszawa, **Edward Ciechanowicz** – Biała Podlaska, **Piotr Grzegorzczak** – Siedlce. **Multimetr VOLTCRAFT VC130-1:** **Jacek Konieczny** – Poznań, **Sławomir Węgrzyn** – Dziekanowice, **Rafał Równiak** – Maciejów, **Łukasz Nowak** – Gdańsk, **Teodor Woźniak** – Łódź, **Paweł Hoffmann** – Wrocław.

Ufundowane przez firmę Maszczyk bony – kupony na towary z oferty produkcyjnej otrzymują:

Bon 500zł: **Michał Stach** – Kamionka Mała, **bon 400zł:** **Dawid Placha** – Rdzawa, **bon 300zł:** **Adam Ples** – Jaworzno. **Bony po 100zł:** **Circuit Chaos** – Warszawa, **Jarosław Węgliński** – Warszawa, **Krzysztof Smoliński** – Poznań, **Jacek Konieczny** – Poznań, **Sławomir Węgrzyn** – Dziekanowice, **Rafał Równiak** – Maciejów, **Łukasz Nowak** – Gdańsk, **Teodor Woźniak** – Łódź, **Paweł Hoffmann** – Wrocław, **Radosław Smalec** – Zabrze, **Tomasz Zaorski** – Kalinówka, **Jacek Rączka** – Połomia, **Andrzej Nowicki** – Warszawa, **Michał Zięba** – Poznań, **Piotr Grzegorzczak** – Siedlce, **Szymon Wójtowicz** – Warszawa, **Maciej Zieliński** – Kraków, **Rafał Orodziński** – Białystok.

Wszyscy wymienieni Koledzy otrzymują też **roczne prenumeraty EdW**. Roczne elektroniczne (PDF) prenumeraty EdW otrzymują ponadto: **Piotr Wójtowicz** – Wólka Bodzechowska, **Damian Sztelak** – Majscowa, **Marcin Kartowicz** – Bolechów, **Marcin Moik** – Katowice, **Paweł Sobótko** – Szydłowiec, **Zygmunt Flisak** – Opole, **Piotr Wyderski** – Wrocław.



Policz – zadanie 305

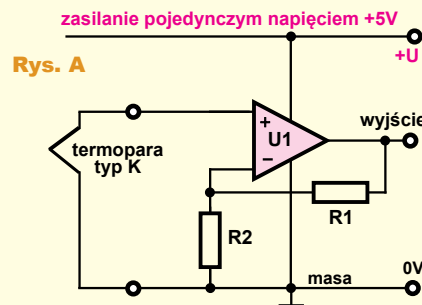
Do eksperymentów z Arduino i termoparą (typu K) chcemy na szybko zrobić prosty wzmacniacz według **rysunku A**. Wzmocnienie ma wynosić $500\times$.

W ramach zadania **Policz305** należy:

- **zapropozować wartości elementów i typ wzmacniacza operacyjnego.**

Czy do takiego wzmacniacza warto dodać jakieś elementy lub obwody?

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



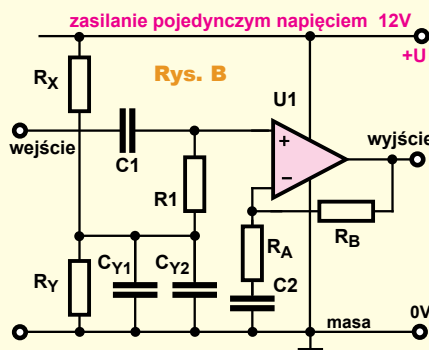
Odpowiedź nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Tytuł e-maila powinien zawierać nazwę konkursu i numer zadania oraz Twoje nazwisko (**Policz305_Nazwisko**). *Jeżeli chcesz uczestniczyć w podziale upominków, w e-mailu podaj od razu swój adres pocztowy.* Możesz też jeszcze przysłać rozwiązanie zadania **Policz** z poprzedniego miesiąca.

Policz – rozwiązanie zadania 300

W EdW 2–3/2021 przedstawione było zadanie **Policz300**, które brzmiało: *Do eksperymentów polegających na pomiarach za pomocą karty audio chcemy szybko według **rysunku B** zrobić wzmacniacz zmiennoprądowy o wzmocnieniu równym 100 razy.* W ramach zadania **Policz300** należy: **zapropozować wartości elementów wzmacniacza z rysunku A.**

Zadanie było jak najbardziej wzięte z życia i niezbyt trudne. I jak to zwykle jest w elektronice, nie ma jednego jedynego najlepszego zestawu wartości elementów tego układu. Wzmacniacz będzie prawidłowo pracował przy bardzo różnych wartościach elementów, o ile nie zostaną popełnione jakieś duże błędy.

Rozwiązanie zadania można było zacząć od doboru wzmacniacza operacyjnego U1. W układach audio od wielu lat niepodzielnie króluje NE5532 i jeżeli nie są potrzebne najwyższe parametry ani ogromna rezystancja wejściowa, to w ogromnej większości zastosowań kostka NE5532 całkowicie wystarczy i nie trzeba szukać lepszego wzmacniacza. Jest to wzmacniacz operacyjny podwójny, co zapewne będzie zaletą w przypadku karty audio, prawdopodobnie ze stereofonicznymi wejściami i wyjściami. Gdyby miał to być wzmacniacz jednokanałowy, można zastosować dużo mniej popularną wersję pojedynczą, czyli NE5534.



A w wielu zastosowaniach zapewne wystarczy jeszcze inny popularny wzmacniacz operacyjny TL072 lub TL071, a może nawet TL082, TL081.

Wszystkie one przy całkowitym napięciu zasilania 12V dadzą na wyjściu niezniekształcony sygnał większy, niż wymaga tego wejście liniowe karty audio.

Przy zasilaniu napięciem pojedynczym 12V niezbędny jest obwód sztucznej masy z rezystorami R_X , R_Y i kondensatorami C_{Y1} , C_{Y1} . W większości przypadków rezystory R_X , R_Y będą jednakowe. Ich minimalna wartość zależy tylko od tego, ile prądu zdecydujemy się „zmarnować” w tym obwodzie. Nie widać uzasadnienia, żeby rezystory te miały wartości poniżej 1 kilooma, co da przepływ prądu najwyżej 6mA, czyli znacznie więcej niż prąd spoczynkowy dość energożernej kostki NE5532, który typowo wynosi 8mA, maksymalnie 16mA.

W wersji ze wzmacniaczem mającym na wejściach tranzystory polowe, a przez to znikome prądy polaryzacji wejść, wartości rezystorów R_X , R_Y mogłyby być wielokrotnie większe i wynosić na przykład $1M\Omega$, co byłoby nawet pewną zaletą z uwagi na lepsze tłumienie tętnień przedostających się z dodatniej szyny zasilania do sztucznej masy przez rezystor R_X . Jednak taka oszczędność w przypadku NE5532 raczej nie ma przekonującego uzasadnienia. Wydaje się, że optymalne wartości rezystorów R_X , R_Y leżą w zakresie $10k\Omega \dots 100k\Omega$.

Z punktu widzenia prądu stałego, rezystancja wewnętrzna obwodu sztucznej masy jest równa rezystancji równoległego połączenia R_X , R_Y . Gdyby nie było kondensatorów C_{Y1} , C_{Y1} , taka byłaby też oporność dla przebiegów zmiennych. We wzmacniaczu audio interesuje nas oporność wewnętrzna obwodu sztucznej masy dla przebiegów zmiennych. Powinna ona być jak najmniejsza i mają ją zmniejszyć pojemności C_{Y1} , C_{Y1} . W zasadzie wystarczyłby tu jeden kondensator o dużej pojemności. Najprościej biorąc, kondensator dla przebiegów o dużej częstotliwości stanowi zwarcie, więc zwiera obwód sztucznej masy z prawdziwą masą. Aby było to zwarcie dla przebiegów zmiennych z całego zakresu audio, pojemność między masą sztuczną i prawdziwą

powinna być jak największa. Ale nie należy przesadzić. W obwodach sztucznej masy stosuje się kondensatory o pojemności do najwyżej kilkuset mikrofaradów. Sensowną wartością jest pojemność 100uF.

Łatwo policzyć, że kondensator 100-mikrofaradowy przy częstotliwości 20Hz, czyli przy dolnej granicy pasma akustycznego, ma reaktancję 80 omów. Przy częstotliwości sieci 50Hz ma reaktancję 32Ω, przy 1kHz tylko 1,6Ω. Nawet dla bardzo niskiej częstotliwości 20Hz reaktancja kondensatora 100uF będzie wielokrotnie mniejsza od rezystancji rezystora R_Y i to ona finalnie wyznaczy impedancję obwodu sztucznej masy.

W zasadzie wystarczyłby tu jeden kondensator elektrolityczny 100uF. Drugi kondensator w obwodzie sztucznej masy jest pożądany, a raczej wręcz konieczny, ponieważ jak wiadomo, kondensatory elektrolityczne mają specyficzną budowę, która daje dość dużą rezystancję wewnętrzną ESR i dużą indukcyjność wewnętrzną ESL. Przy częstotliwościach w zakresie górnego końca pasma akustycznego impedancja może być większa niż przy częstotliwościach 1kHz...10kHz. A interesuje nas też zakres częstotliwości powyżej 20kHz, ponieważ wzmacniacz operacyjny ma pasmo szersze, w przypadku NE5532 wzmocnienie spada do jednności dopiero przy częstotliwości około 10MHz.

Przy częstotliwościach ponad 20kHz impedancja kondensatora elektrolitycznego zamiast się zmniejszać, będzie rosła (i nie będzie to reaktancja pojemnościowa, tylko indukcyjna). Kwestie te omawiamy w cyklu *Wróblek*. I właśnie z uwagi na tę niedoskonałość dość dużego „elektrolita” 100uF, równolegle do niego dołączamy kondensator o znacznie mniejszej pojemności, który obniży impedancję obwodu sztucznej masy w zakresie wysokich częstotliwości. Od dawna stosowano w tej roli kondensator ceramiczny 100nF.

Znów łatwo obliczyć, że przy częstotliwości 20kHz ma on reaktancję 80Ω, a przy 100kHz – 16Ω.

Można więc przyjąć, że kondensatory C_{Y1} , C_{Y1} będą mieć pojemności 100uF (elektrolityczny) i 100nF (ceramiczny). Nie są to ani jedyne, ani najlepsze wartości. Pojemności można zwiększyć, zwłaszcza pojemność

ceramicznego ze 100nF do 1uF. Dziś dostępne są kondensatory ceramiczne, w tym małe SMD, o pojemnościach do 100uF. Mogą być i coraz częściej są stosowane także w układach audio. Jednak zależnie od rodzaju ceramiki izolatora mogą mieć pogorszone inne właściwości, w tym mogą mieć dużą rezystancję ESR. Sprawami tymi też zajmujemy się w cyklu *Czym się różni wróblek?*

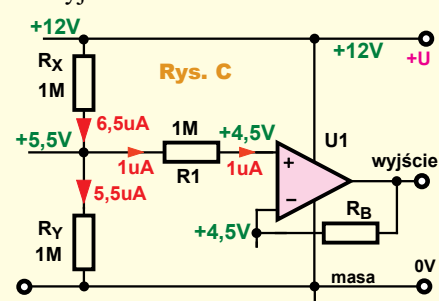
A na marginesie można dodać, że kondensatory w obwodzie sztucznej masy nie zmniejszają impedancji tego obwodu do zera. Nic dziwnego że w układach najwyższej klasy nie stosowano i nie stosuje się zasilania pojedynczego, tylko symetryczne, co redukuje nie tylko problem impedancji sztucznej masy, ale też inne.

Kolejnym krokiem jest dobranie obwodu R_1 , C_1 . Rezystor R_1 wyznacza rezystancję wejściową wzmacniacza dla wejściowych przebiegów zmiennych sygnału audio.

Przez R_1 płynie też prąd stały – prąd polaryzacji wejścia nieodwracającego wzmacniacza U_1 . W przypadku NE5532 z tranzystorami bipolarnymi NPN na wejściach ten prąd polaryzacji wpływa do wejść i typowo wynosi 0,3uA (wg OnSemi), maksymalnie 1uA. Powoduje on spadek napięcia na rezystancji R_1 .

Trochę przesadzony przykład z rezystorami $R_X = R_Y = R_1 = 1M\Omega$ i maksymalnym możliwym prądem polaryzującym 1uA pokazany jest na **rysunku C**. Przy zasilaniu +12V napięcie na wejściu nieodwracającym wynosi +4,5V, a w takich warunkach wzmacniacz mógłby prawidłowo pracować z niezbyt dużymi sygnałami na wyjściu (co najmniej 6...7Vpp).

Jak z tego widać, zasadniczo i R_1 , i rezystory dzielnika sztucznej masy mogłyby mieć dużą rezystancję nawet w przypadku NE5532. Tym bardziej że można zwiększyć wartość R_Y albo zmniejszyć R_X , żeby podwyższyć stałe napięcie sztucznej masy i uzyskać maksymalną amplitudę sygnału na wyjściu wzmacniacza.



Trzeba też pamiętać, że spadek napięcia na R_1 można skompensować, stosując taką samą wartość rezystora R_B . Jednak z innych względów unikamy tak dużych rezystancji R_B . Dlatego w wersji z kostką NE5532 wartość rezystora R_1 powinna być mniejsza i wynosić 10kΩ...100kΩ. Kondensator C_1 stanowi wraz z R_1 filtr górnoprzepustowy, którego częstotliwość graniczna powinna być mniejsza od 20Hz. Gdyby rezystor R_1 miał 10kΩ, a częstotliwość tego filtra 10Hz, należałoby zastosować kondensator C_1 o pojemności co najmniej 1,6uF. Przy pojemności 1uF częstotliwość filtra R_1C_1 wyniosłaby 16Hz.

Przy wartości $R_1 = 100k\Omega$ teoretycznie można byłoby wartość C_1 zmniejszyć nawet do 100nF, ale lepiej dać pojemność większą: 1uF lub nawet jeszcze więcej.

Dokładniej biorąc, należałoby zastanowić się nad kwestią szumów prądowych, gdy wejście jest niepodłączone oraz gdy dołączone jest źródło sygnału. Bipolarny wzmacniacz NE5532 ma małe szumy napięciowe, ale duże szumy prądowe, których poziom zależy głównie od oporności w obwodzie wejściowym, w tym od rezystancji źródła sygnału. W ramach zadania *Policz* tak głęboko nie będziemy jednak wchodzić. Na Wasze życzenie (edw@elportal.pl) temat ten może zostać omówiony w oddzielnym artykule.

W każdym razie przy zastosowaniu NE5532, wartość R_1 nie powinna być zbyt duża. Rozsądną górną granicą wydaje się 100kΩ. Dolną granicą wydaje się kilka kiloomów, bowiem zmniejszanie R_1 oznacza konieczność zwiększania pojemności sprzęgającej C_1 . Tu znów wchodzimy w trudniejsze, a co gorsza, dyskusyjne i kontrowersyjne zagadnienia związane z jakością kondensatorów i wpływem ich właściwości na jakość dźwięku.

Otóż w lepszym sprzęcie nie stosuje się elektrolitycznych kondensatorów sprzęgających. Audiofile kiedyś stosowali tu kondensatory poliwęglanowe, a ponieważ znikły one z rynku, dziś stosuje się tu głównie kondensatory polipropylenowe.

W praktyce C_1 powinien być kondensatorem foliowym, np. poliestrowym, a nie elektrolitycznym ani ceramicznym. I właśnie z uwagi na rozmiary kondensatów foliowych, pojemność C_1 nie może być zbyt duża – sensowną górną granicą wydaje się 2...10uF.



Kolejny krok to dobór obwodu ujemnego sprzężenia zwrotnego. Mamy tu wzmacniacz nieodwracający, więc dla uzyskania wzmocnienia $100\times$ stosunek R_B/R_A powinien wynosić 99. Oczywiście w praktyce stosunek ten wyniesie 100, a w dziedzinie audio jednoprocentowa odchyłka nie ma znaczenia, bowiem różnicę o 0,086 decybelów można pominąć.

A wartości tych rezystancji?

Z uwagi głównie na pojemności montażowe zaburzające charakterystykę częstotliwościową i mogące doprowadzić do samowzbudzenia, unika się dużych wartości R_B .

100 kiloomów wydaje się rozsądną górną wartością dla R_B . Taką wartość mogą mieć oba rezystory R_1 i R_B .

I raczej nie należy tej wartości zmniejszać, bo zmniejszy to także wartość R_A , a to z kolei wpłynie na wymaganą wartość pojemności C_2 . Otóż aby nie obciążyć pasma od dołu, reaktancja C_2 powinna być mniejsza od wartości rezystancji R_A przy najniższej częstotliwości pasma użytkowego. Znowż łatwo policzyć, że przy częstotliwości 20Hz i $R_A = 1k\Omega$ pojemność C_2 powinna być większa niż 8 mikrofaradów.

Przy $R_A = 1k\Omega$ i $C_2 = 8\mu F$ 3-decybelowa częstotliwość graniczna górnoprzepustowego obwodu R_A, C_2 wynosi 20Hz, ale do tego dochodzi wpływ górnoprzepustowego filtra R_1C_1 i właśnie dlatego częstotliwości graniczne obu tych obwodów powinny być niższe niż 20Hz.

W roli C_2 można zastosować kondensator elektrolityczny 10 μF lub lepiej większy. Ponieważ jednak pracuje on w torze sygnałowym, powinien to być kondensator wysokiej jakości, nie ceramiczny, tylko jeśli już elektrolityczny, to kondensator tantalowy, a nie „alumiowy elektrolit”. Przy okazji widzimy kolejny powód, dla którego w wysokiej kasy sprzęcie stosuje się zasilanie symetryczne, a wtedy C_2 można zewrzeć.

We wzmacniaczach najwyższej jakości w roli C_2 należałoby zastosować kondensator foliowy. Wymagana pojemność jest rzędu 10 μF , co oznacza duże rozmiary. Problem można zredukować, zwiększając R_A, R_B do odpowiednio 2,2k Ω , 220k Ω , co pozwoli zastosować $C_2 = 4,7\mu F$.

Ściślej biorąc, zwiększanie rezystancji współpracujących z wejściami wzmacniacza operacyjnego zwiększy też szumy prądowe, co dotyczy kostki NE5532 i pokrewnych bipolarnych, ale

tym szczegółem też nie będziemy się zajmować.

Na koniec jeszcze jeden szczegół. Przy okazji tego zadania jeden z uczestników poruszył kwestię określenia *kondensator odsprzęgający, którego nie ma w słowniku*.

Rzeczywiście słowniki w popularnych edytorach tekstu nie zawierają słowa *odsprzęgający* i proponują zamianę na *odprzęgający* (np. konie od wozu). Słowo *odsprzęgający* warto dodać do słownika. Nie ma problemu z określeniem *kondensator sprzęgający* – w układzie z rysunku B kondensatorem sprzęgającym jest C_1 , który sprzęga, łączy wzmacniacz ze źródłem sygnału. Natomiast C_{Y1}, C_{Y1} są kondensatorami *odsprzęgającymi*, które zapobiegają sprzężeniu, a raczej zmniejszają sprzężenie. Słowo *sprężenie* ma bardzo szeroki zakres znaczeniowy. W elektronice często wykorzystujemy pojęcie *sprężenia*, czyli swego rodzaju połączenia, złączenia, oddziaływania, korelacji, w tym *sprężenia zwrotnego*.

W układzie z rysunku B główna pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego zawiera rezystory R_A, R_B . Ale w układzie występuje też inny obwód, inna pętla sprzężenia zwrotnego. Mianowicie wzmacniany sygnał audio moduluje też prąd zasilający wzmacniacz operacyjny U1. Źródło zasilania ma jakąś rezystancję, ogólnie – impedancję wewnętrzną, co można przedstawić jak na **rysunku D**.

Dlatego zmiany prądu zasilającego U1 powodują wystąpienie napięcia zmiennego w obwodzie zasilania wzmacniacza. Do tego obwodu dołączony jest dzielnik napięcia z jednakowymi rezystorami R_X, R_Y . Gdyby nie było kondensatorów C_{Y1}, C_{Y1} , na wejście nieodwracające wzmacniacza U1 podawana byłaby połowa przebiegu zmiennego występującego w dodatniej szynie zasilania. To właśnie jest pętla dodatkowego, niepożądanego sprzężenia zwrotnego. Może ono być dodatnie lub ujemne, zależnie od kilku czynników. W skrajnym przy-

padku może doprowadzić do samowzbudzenia wzmacniacza, ale zwykle tylko wprowadza jakieś większe lub mniejsze zniekształcenia sygnału.

I właśnie po to, żeby zmniejszyć takie szkodliwe *sprężenie* w zakresie częstotliwości akustycznych i wyższych, stosuje się kondensatory *odsprzęgające* C_{Y1}, C_{Y1} , a także niezaznaczone na rysunku B kondensatory w obwodzie szyny zasilania +12V. Wszystkie takie kondensatory można nazwać kondensatorami *odsprzęgającymi*, bo zmniejszają sprzężenie, ale można je też nazwać kondensatorami *filtrującymi*, bo ich działanie polega w sumie na filtrowaniu, usuwaniu sygnałów zmiennych przez zwieranie ich do masy przez małą reaktancję X_C tych kondensatorów.

Kondensatory takie w głównym obwodzie zasilania i w obwodzie sztucznej masy nie tylko redukują niepożądane sprzężenie zwrotne wzmacniacza, ale też tłumią wszelkie obce sygnały, jakie mogą wystąpić i występują w dodatniej szynie zasilania, na przykład przydźwięk sieci 50Hz (100Hz) lub jakieś zakłócenia impulsowe, na przykład pochodzące z przetwornicy czy szybkich układów logicznych.

Prawie wszystkie nadesłane rozwiązania były prawidłowe, choć oczywiście proponowane wartości były różne. Niektórzy pomylili się w założeniach lub obliczeniach, ale nadeszły też dwie prace z bardzo dokładną analizą i obliczeniami, uwzględniającymi również wielkości spodziewanych błędów. W praktyce największym problemem jest wartość kondensatora C_2 . To on oraz obwód sztucznej masy powodują problemy i dlatego we wzmacniaczach najwyższej jakości obowiązkowo stosuje się zasilanie symetryczne. Część uczestników zadania *Policz300* bardziej lub mniej wyraźnie podkreśliła, że obwody zasilania wzmacniacza zawsze powinny mieć jak najmniejszą impedancję, co w praktyce oznacza obecność kondensatorów, najczęściej elektrolitycznego o pojemności 10...1000 μF i ceramicznego 100nF włączonego jak najbliższe wzmacniacza U1. Nagrody-upominki za zadanie *Policz300* otrzymują:

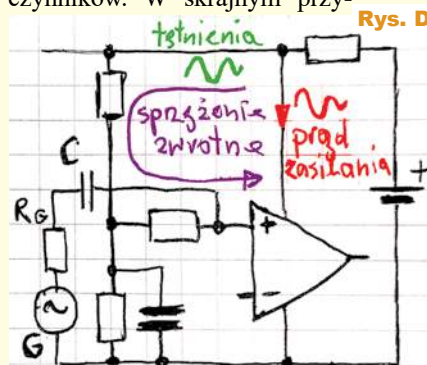
Jan Jabłoński – Rawka,

Ryszard Magdycz – Wrocław,

Leszek Miłoszewski – Wrocław.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki



Wybrane książki dla Czytelników „Elektroniki dla Wszystkich”

Encyklopedia elementów elektronicznych. Tom 1. Rezystory, kondensatory, cewki indukcyjne, przełączniki, enkodery, przekaźniki i tranzystory

Autor: Charles Platt; Stron: 296; Oprawa: miękka; Kod: KS-210200

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, przekaźniki i tranzystory. Dokładne informacje o każdym komponencie: funkcja, działanie, rodzaje, wartości, stosowanie, możliwe błędy.

Absolutny niezbędnik 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 niezbędnik 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!

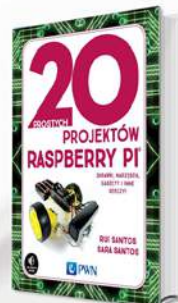


20 prostych projektów Raspberry Pi

Autorzy: Rui Santos, Sara Santos; Stron: 276; Oprawa miękka; Kod: KS-210401

Książka krok po kroku uczy, jak realizować interaktywne projekty z wykorzystaniem Raspberry Pi – małego i niedrogiego komputera – takie jak np. cyfrowy zestaw perkusyjny, robot kontrolowany przez WiFi, gra Pong, alarm antywłamaniowy wysyłający powiadomienia e-mail, domowa kamera do monitoringu, detektor wycieku gazu, stacja pogodowa czy gadżety Internetu Rzeczy (IoT) sterujące elektroniką w całym domu. W trakcie lektury czytelnik pracuje z podstawowymi komponentami, takimi jak diody LED, ekrany LCD, kamery i czujniki oraz gry i zabawki. Uczy się, jak skonfigurować własny serwer WWW, stworzyć pierwszą stronę internetową czy napisać prostą grę komputerową.

Każdy projekt zawiera instrukcję krok po kroku, kolorowe zdjęcia i diagramy, a także kompletny kod, dzięki któremu czytelnik ożywi swoje projekty.

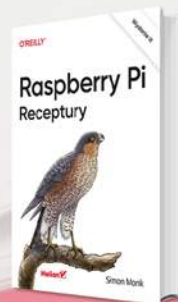


Raspberry Pi. Receptury. Wydanie III

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

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



Karta wyjść cyfrowych audio

Prosty układ, dedykowany posiadaczom płyt głównych pozbawionych standardowego cyfrowego wyjścia audio. Zapewnia fizyczne gniazda SPDIF RCA, BNC, TOSLINK i AES3.

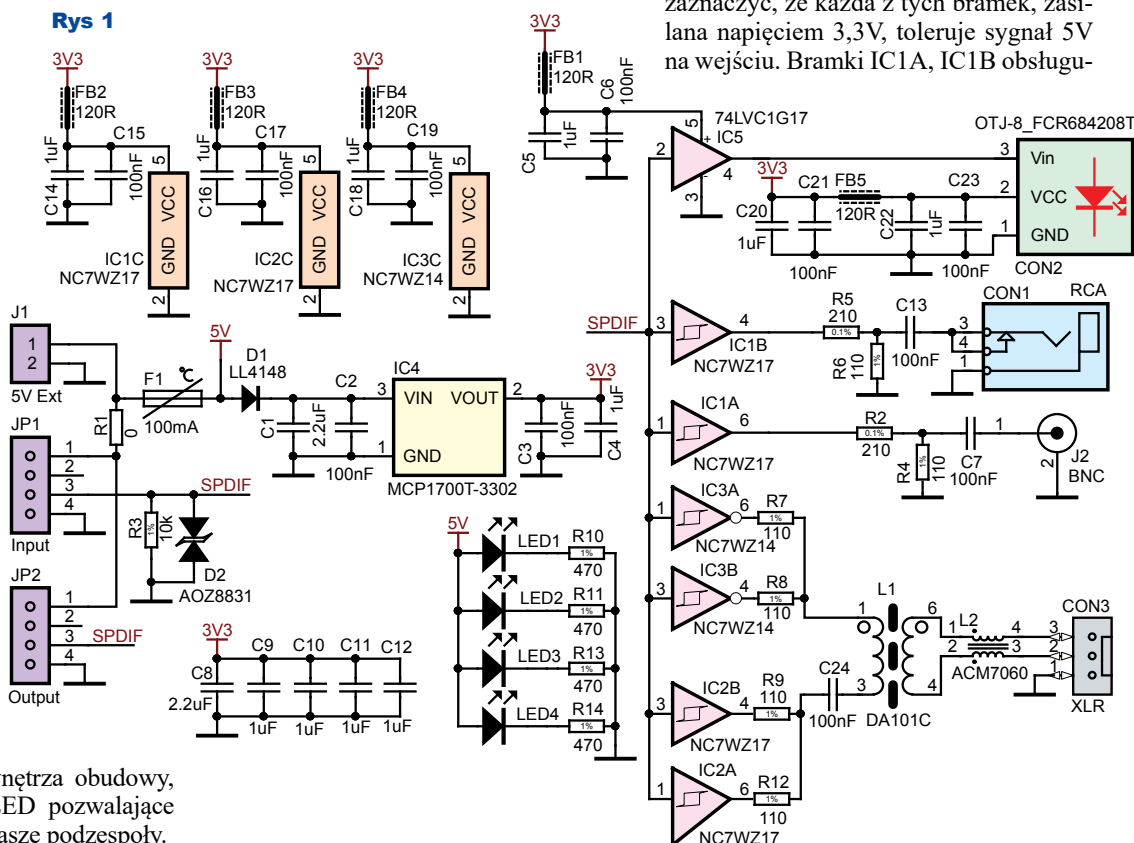
Jako miłośnik elektroakustyki nie mogłem pozwolić, by mój nowy pecet nie oferował cyfrowego wyjścia audio. Obecnie wszystkie płyty główne oferują wyjście SPDIF, ale w postaci „surowego” logicznego sygnału cyfrowego na szpilkach goldpin – a nie jako gotowe gniazdo z tyłu obudowy komputerowej. Taka też sytuacja ma miejsce w mojej stacji roboczej, dlatego postanowiłem zbudować coś samemu – uniwersalny układ, zapewniający cyfrowe wyjścia audio w czterech popularnych formatach: RCA i BNC (75Ω, 570mVpp), TOSLINK (optyczne) i AES3 (różnicowe 110Ω, 3,3Vpp, izolowane galwanicznie). Jak zdradza **fotografia tytułowa**, jest on układ montowany na „śledziu” ATX w miejsce kart rozszerzeń. Jest on zasilany z płyty głównej, nie obciąża logicznego wyjścia SPDIF i może współpracować z sygnałem wejściowym LVCMOS 3,3–5V, więc będzie kompatybilny z każdą płytą główną. Mało tego, idąc za modą związaną z ekspozowaniem wnętrza obudowy, zawiera cztery diody LED pozwalające estetycznie rozświetlić nasze podzespoły.

Opis układu

Żeby nie było wątpliwości – układ nie jest kartą rozszerzeń PCI-E, zatem nie ma się czego bać. Schemat jest pokazany na **rysunku 1**. Do gniazda JP1 podłączamy się przewodem do płyty głównej. Zawiera ono zasilanie 5V, masę oraz sygnał logiczny SPDIF (w moim komputerze LVCMOS 3,3V). Rezystor R3 ustawia logiczne zero w przypadku odłączenia kabla, a dioda D2 jest dwukierunkowym transilem zabezpieczającym przed skutkami wyładowań elektrostatycznych. W oczy rzuca się równoległe gniazdo JP2, pozwalające podłączyć inne podze-

społy do sygnału z płyty głównej (wymagają tego m.in. niektóre karty graficzne). Złącze J1 (śrubowe) pozwala podłączyć w razie konieczności zewnętrzne źródło zasilania 5V do układu. Bezpiecznik polimerowy F1 i dioda D1 pełnią funkcje zabezpieczające. Napięcie zasilania logiki jest obniżane do 3,3V przez stabilizator LDO IC4. Wszystkie układy scalone i transceiver optyczny mają osobne filtry napięcia zasilania oparte na ferrytach FB1–FB5 oraz kondensatorach ceramicznych. Sygnał logiczny SPDIF z płyty głównej trafia na wejście buforów IC1, IC2, IC5 oraz negatorów IC3. Warto zaznaczyć, że każda z tych bramek, zasilana napięciem 3,3V, toleruje sygnał 5V na wejściu. Bramki IC1A, IC1B obsługują

Rys 1

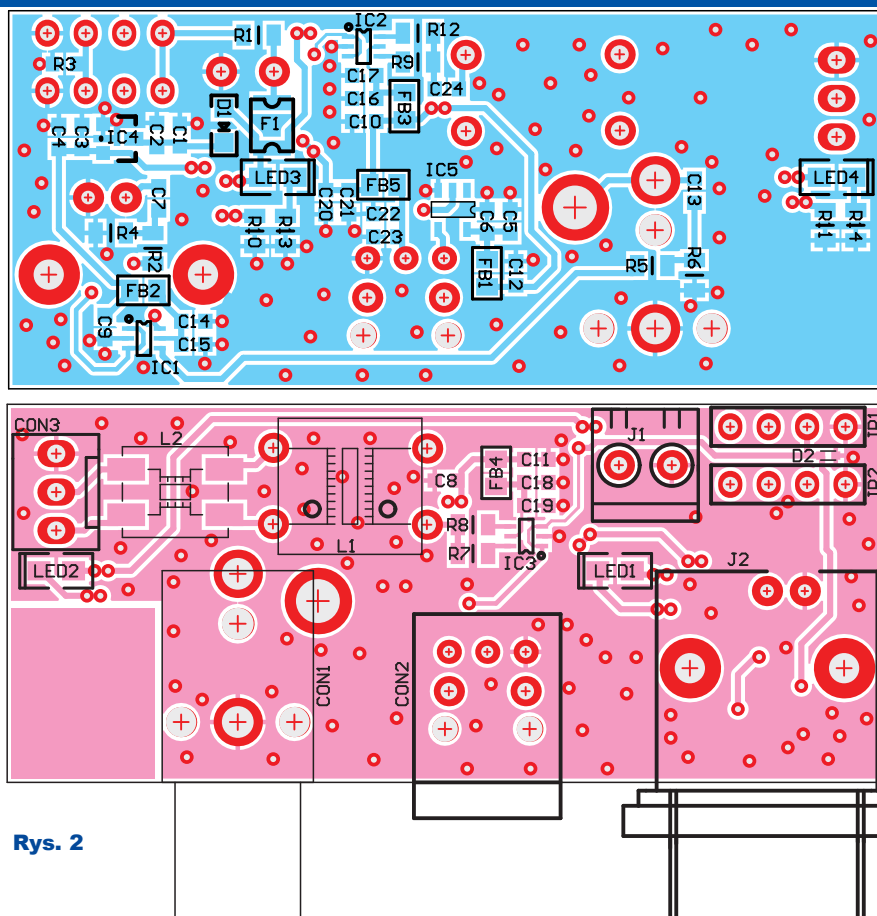


ją wyjścia pojedyncze 75Ω (niezależnie RCA i BNC). Dzielniki R2R4 oraz R5R6 ustalają odpowiedni poziom napięcia sygnału wyjściowego oraz impedancję wyjściową. Kondensatory C7, C13 odcinają składową stałą (wymagania standardu). Pary buforów i negatorów (IC2, IC3) sterują wyjściem symetrycznym AES3. Rezystory R7–R9, R12 ustalają impedancję wyjściową, a kondensator C24 usuwa składową stałą. Sygnał ten steruje uzwojeniem pierwotnym transformatora sygnałowego L1, zapewniającego separację galwaniczną wymaganą przez profesjonalny (studyjny) standard transmisji danych. Dodatkowo dławik różnicowy CMC L2 służy jako filtr bardzo szkodliwych zakłóceń wspólnych.

Diody LED1–LED4 to wspomniane wcześniej opcjonalne elementy doświetlające wnętrze obudowy komputera. Są ustawione parami po obu stronach płytki drukowanej.

Montaż i uruchomienie

W związku z prostotą układu płytka drukowana jest niewielka. Jej schemat montażowy (dwie strony płytki) ukazany jest na **rysunku 2**. Montaż najlepiej rozpocząć od strony dolnej, w pierwszej kolejności lutując układy scalone. Następnie przechodzimy na stronę górną, znów począwszy od układów scalonych i innych elementów SMD. Resztę elementów i złączy lutujemy w kolejności od najniższych do najwyższych. Uwagi wymaga tylko transponder optyczny CON2. Jeśli decydujemy się na przykręcenie układu do śledzia na kształt karty rozszerzeń, gniazdo TOSLINK musi być dołączone krótkimi przewodami. Z uwagi na jego wysokość, zamontowane na PCB nie zmieści się w wąskiej szczelinie obudowy komputerowej. Wówczas musimy zastosować gniazdo z otworem mocującym na śrubę (w modelu doskonale sprawdził się

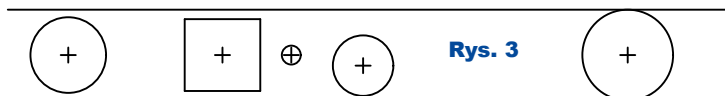


Rys. 2

Cliff OTJ-5). Jeśli chcemy, montujemy diody LED o wybranej barwie, a dla naszej wygody rezystory ograniczające ich prądy są umieszczone na warstwie dolnej.

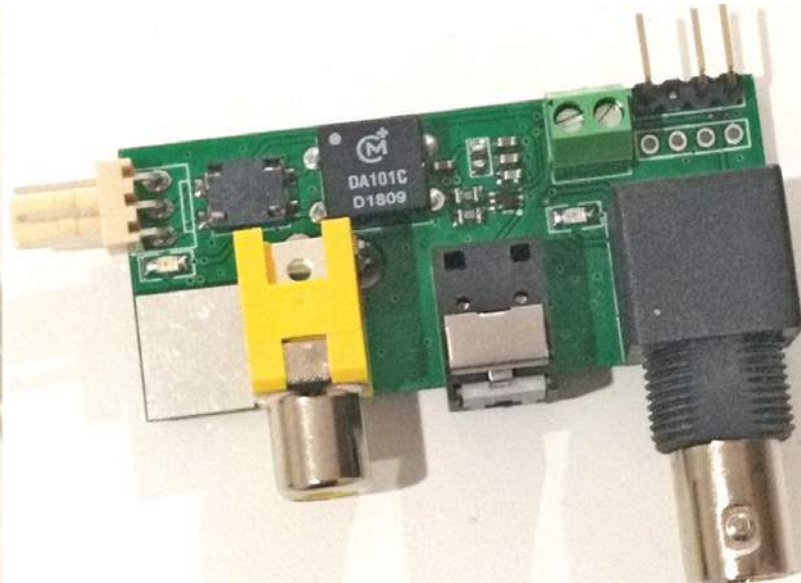
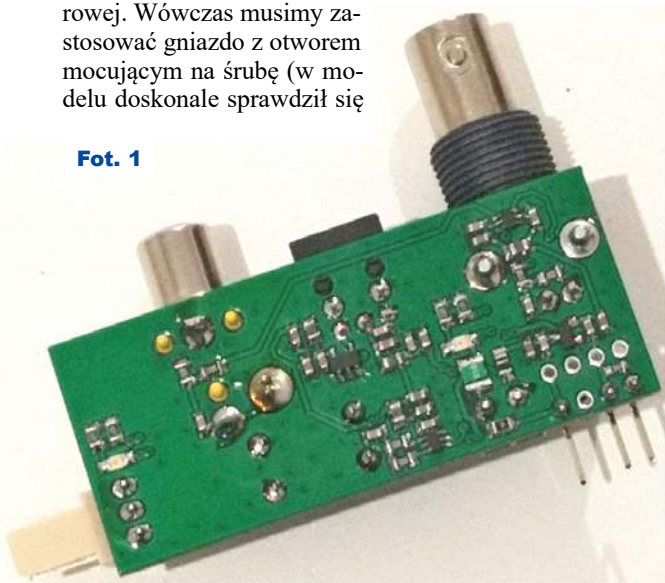
Fotografia 1 pokazuje zmontowaną płytkę z gniazdem optycznym OTJ-8 na PCB. Chcąc przygotować układ do montażu w obudowie komputerowej, trzeba odpowiednio przygotować śledzia. Należy zakupić w Internecie (za

grosze) śledzie-zasłepki do kart rozszerzeń ATX bez otworów wentylacyjnych. Egzemplarze użyte do wykonania modelu były zrobione z miękkiej stali



Rys. 3

Fot. 1





Fot. 2



Fot. 3

o grubości 0,7mm, a więc stosunkowo łatwej w obróbce mechanicznej. Szerokość szczeliny w obudowie komputerowej wynosi tylko 12mm, a więc bardzo mało. Co więcej, groszowe śledzie-zaślepki lubią po montażu w komputerze przechylić się na bok. W związku z tym konieczne trzeba przykręcić je do obudowy i zaznaczyć pisakiem krawędzie okna szczeliny (nie będą równoległe do obrysu śledzia!). Dla ułatwienia obróbki śledzia korzystałem z przygotowanego wcześniej szablonu (rysunek 3), który dostępny jest też w Elportalu w materiałach dodatkowych do tego numeru EdW. Prostokątny otwór pod gniazdo optyczne można wykonać, przerabiając otwór okrągły za pomocą pilników iglaków (wbrew pozorom idzie to całkiem sprawnie).

Mając przygotowanego śledzia, ostatnim etapem jest montaż płytki. Jednym z elementów mocujących jest gniazdo BNC (jest bardzo solidne), a drugim jest duży pad do lutowania po przeciwnej

stronie. Za pomocą śruby M2,5 montujemy do śledzia gniazdo TOSLINK, a z drugiej strony przykręcamy kawałek laminatu, którego dolną krawędź lutujemy do tego dużego pada (uważamy, aby nie przegrzać gniazda optycznego!). Powstaje w ten sposób solidny kątownik, który sprawdza się bardzo dobrze i płytka siedzi sztywno. Pozostaje jeszcze gniazdo symetryczne AES3, które jest montowane poza płytą. Ponieważ nie ma tutaj miejsca na standardowego XLR-a, w modelu zastosowane zostało gniazdo mini-XLR. Jest ono dołączane krótkimi przewodami do złącza CON3. **Fotografia 2** ukazuje komplet: płytkę przymocowaną do śledzia, gotową do montażu w komputerze. Do podłączenia z komputerem musimy wykonać sobie krótki przewód zakończony goldpinami – tutaj konieczne jest sięgnięcie do dokumentacji naszej płyty głównej. Z uwagi na brak miejsca, przystępując do instalacji karty w komputerze, konieczne jest odkręcenie na-

Wykaz elementów

Rezystory

R1	zwoła 0Ω SMD 0805
R2,R5	210Ω SMD 0805
R3	10kΩ SMD 0603
R4,R6-R9,R12	110Ω SMD 0805
R10,R11,R13,R14	470Ω SMD 0805

Kondensatory

C1,C8	2,2μF/10V SMD 0603
C2,C3,C6,C7,C13,C15,C17,C19,C21,C23,C24	100nF/16V SMD 0603
C4,C5,C9-C12,C14,C16,C18,C20,C22	1μF/16V SMD 0603

Półprzewodniki

D1	LL4148 MiniMELF
D2	AOZ8831
LED1-LED4	LED SMD 0805 kolor dowolny
IC1,IC2	NC7WZ17 SC70-6
IC3	NC7WZ14 SC70-6
IC4	MCP1700T-3302 SMD SOT23
IC5	74LVC1G17 SOT23-5

Pozostałe

F1	bezpiecznik PTC 100mA SMD 1210
FB1-FB5	ferryt SMD 0805 120Ω@100MHz
L1	DA101C
L2	ACM7060
JP1	goldpin 1×4 męski kątowny
JP2	goldpin 1× męski prosty
J1	ARK 2-pin 3,5mm
J2	BNC 75Ω kątowny przykręcane RF1-01B-D-00-75
CON1	gniazdo RCA Keystone 973
CON2	Cliff OTJ-8 lub OTJ-5 (patrz tekst)
CON3	XLR mini 3-pin męskie AG3MCC
Śledź-zaślepka do obudowy ATX	1 szt.

Płytkę drukowaną jest dostępna w Sklepie AVT jako AVT3297

kątek z gniazda BNC i przykręcenie jej z powrotem po zakończeniu od zewnątrz, ponieważ ma za dużą średnicę i nie przejdzie przez szczelinę. Widać to na **fotografii 3**, pokazującej układ w obudowie komputerowej. Wszystkie wyjścia bez problemu przenoszą sygnał o częstotliwościach próbkowania 32–192kHz oraz sygnały kodowane (Dolby, DTS i inne).

Układ został zaprojektowany w taki sposób, że w przypadku zwarcia któregośkolwiek wyjścia do masy, nie grozi uszkodzenie, a pozostałe będą pracować normalnie. Konieczne jest jednak zachowanie ostrożności, staranne sprawdzenie montażu i połączeń, aby nie narazić płyty głównej na uszkodzenie.

Michał Pędzimaj
mpedzimaj@gmail.com

Stały konkurs: Co to jest?

Zadanie CoTo2108

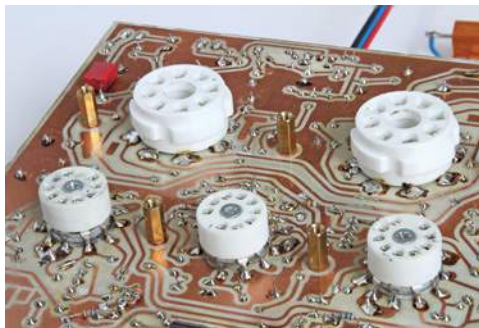
Zadanie konkursowe brzmi:
Co przedstawia zamieszczona niżej fotografia?

Prosimy o krótkie odpowiedzi.

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. *CoTo2107Kowalski*.

Wśród autorów prawidłowych odpowiedzi rozlosowane zostaną 3 kity AVT.



Rozwiązanie zadania CoTo2105

Fotografia pochodzi z artykułu

„Przełącznik do żyrandola v2.5”, którego autorem jest Piotr Wójtowicz.

Artykuł ukazał się w EdW 9/2020 na stronie 19.



Za prawidłowe odpowiedzi upominki w postaci kitów AVT otrzymują:

Karolina Simka – Gliwice,
Piotr Bętkowski – Sobków,
Zbigniew Chwiałkowski – Sieradz.

W najbliższych numerach EdW planujemy

EdW 9/2021

„Maluch” dla malucha

Stworzona w ramach zadania *Szkoły Konstruktorów* prosta zabawka dla dzieci oraz rodziców daje drugie życie bateriom z telefonów. Uniwersalny nieskomplikowany system zdalnego sterowania, zaprojektowany jako serce zabawkowego modelu kultowego już samochodu Fiat 126p.



EdW 10/2021

CNC

Określenie „obrobarka 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 11/2021

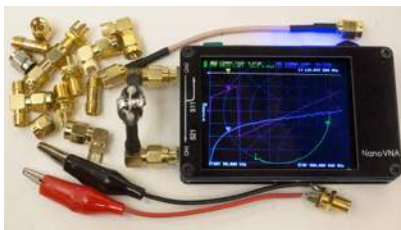
Moja własna karta audio USB

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.



Lampowa „mrygalka”

Lampy elektronowe przeżywają drugą młodość. Nie tylko w technice audio. Oto interesujący przykład wykorzystania lampy wskaźnikowej DM160.



Współczesne neony, czyli znów lampy EL

Dziś można niedrogo kupić świecące rurki, zwane potocznie „neonami LED”. Nie zawierają one ani jednej diody LED, tylko są świecącymi kondensatorami.



Generator wody, czyli peltier w akcji



Czasami rozwiązania *Szkoły Konstruktorów* są trochę naciągane. Widać, że autor po prostu chce pokazać coś, co zrobił i w bardzo luźny sposób łączy to z tematem zadania. I przyznaję, że właśnie takie rozwiązanie zadania 296 chcę zaproponować. Nawiązując do tematu regulacji poziomu wody w zbiorniku, **chciałbym pokazać sposób elektronicznego wytwarzania wody**, żeby ten zbiornik dopełniać, bez dostępu do bieżącej wody, na pustyni albo w dżungli. Czemu akurat w dżungli, o tym później. A więc *proponuję osuszać powietrze z ogniwem Peltiera, czyli „generator” wody, a tak naprawdę po prostu skraplacz wody występującej w powietrzu*. O tym, żeby napęlił on taką wannę jak w opisie zadania, raczej nie ma co marzyć; obliczenia teoretycznej wydajności opiszę dalej.

Zawsze gdy nadchodzi jesień, mam lekki problem z wilgocą w domu. Nie jest on duży, na ścianach nie pojawia się grzyb, nie skrapla się też na nich woda. Ale wilgotność jest trochę powyżej komfortowej i wynosi około 70%. Pomyślałem nad jakimś sposobem jej obniżenia.

Opis układu

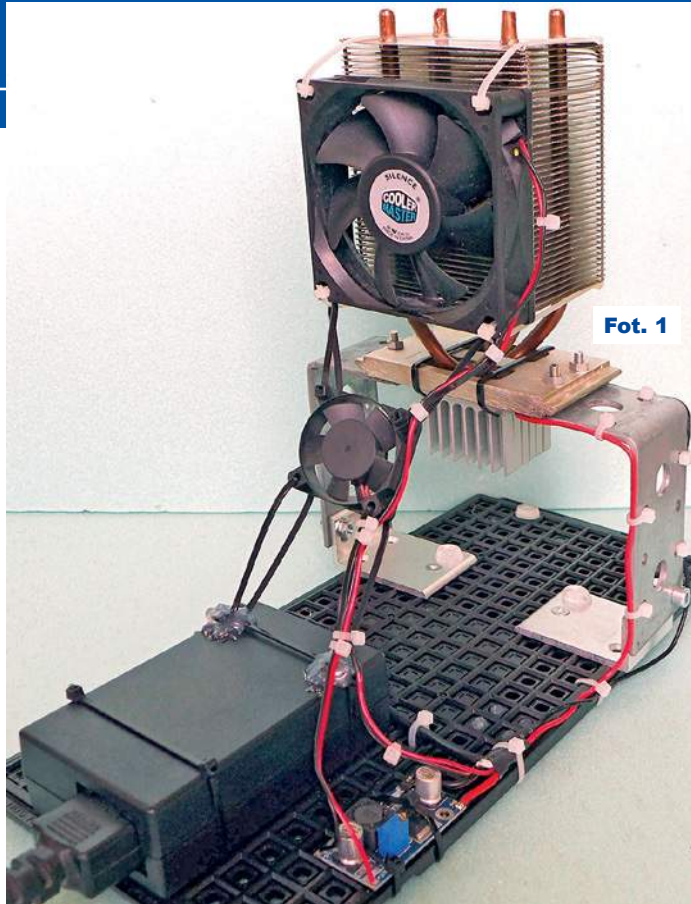
Ogniwo Peltiera kupiłem już dawno temu, po prostu, żeby z nim poeksperymentować. Na **fotografii tytułowej** pokazany jest pierwotny układ, na którym prowadziłem wstępne eksperymenty. Ogniwo jest przyklejone klejem termoprzewodzącym do radiatora. Gdy ogniwo nie miało nic dołączonego do strony zimnej, to

szybko po włączeniu zasilania osiągała ona temperaturę poniżej zera i zaczynał się na nim osadzać szron. Krople wody podawane na ogniwo szybko zamarały. Po wyłączeniu ogniwa jego temperatura bardzo szybko się wyrównuje i cały ten lód się topi. Masywny radiator z dwoma ciepłowodami pochodzi z chłodzenia procesora z podstawką typu LGA 775 w starszych komputerach Dell. Tak samo wentylator (widoczny na kolejnych fotografiach) służył do chłodzenia procesora, ale nie stanowił kompletu z tym radiatorem. Wentylator jest zasilany napięciem 12V równolegle z ogniwem Peltiera. Schematu ideowego nie podaję, bo jak widać, jest banalnie prosty.

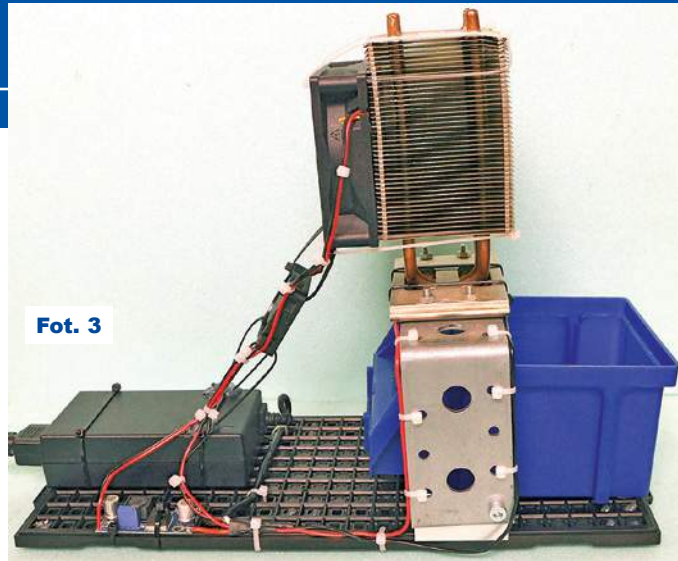
U mnie tuż po włączeniu zestawu pobór prądu przekracza 4A i po chwili stabilizuje się na poziomie około 3,9A. Gdy zobaczyłem, jak wyglądają małe fabryczne osuszacze powietrza, okazało się, że bazują one właśnie na ogniwie Peltiera, dwóch radiatorach i wentylatorze. Do mojej konstrukcji dodałem drugi radiator. On też pochodzi z demobilu sprzętu PC, tym razem jednak było to chłodzenie chipsetu w jakiejś starej płycie głównej. Ten radiator już nie jest przyklejony do ogniwa. Z braku kleju zastosowałem pastę termoprzewodzącą i trytki. Po zwiększeniu powierzchni strony zimnej spadek temperatury poniżej zera zajmuje o wiele więcej czasu. Ale jak pokazuje pomiar termoparą stabilizuje się na -9°C przy temperaturze otoczenia 20°C , przy wyłączonym górnym wentylatorze. Powstawa-

nie szronu nie jest moim zdaniem dobre dla osuszacza, dlatego włączyłem górny wentylator. W takim układzie duży przepływ powietrza wokół zimnego radiatora wyraźnie podniósł jego temperaturę do 8°C . Chciałem osiągnąć jak najniższą, ale jednak dodatnią temperaturę. Obniżenie napięcia na wentylatorze a zatem też spadek jego obrotów pomógł, dając temperaturę około 3°C . W ostatecznej konstrukcji zastosowałem mniejszy wentylator przystosowany do zasilania 12V, również z obniżonym napięciem.

Fotografie 1...3 przedstawiają szczegóły finalnej konstrukcji. Jako podstawa posłużyła tacka, na której dostarczane są układy SMD – to bardzo dobry materiał do budowy, sztywny, a liczne otwory ułatwiają montaż. Duży radiator został przewiercony w 4 miejscach i przykręcony do kątowników. Jako zasilacz posłużyła kostka o wydajności 5A, czyli z odpowiednim zapasem. Moduł regulowanej przetwornicy DC/DC dostarcza napięcie około 8V dla wentylatora strony zimnej, który jest zamontowany w oddaleniu od radiatora na trytkach. W ogóle cała konstrukcja wykorzystuje bardzo dużo trytek do montażu przewodów i komponentów. Za zbiornik skraplanej wody służy warsztatowe korytko. Urządzenie działa, woda skrapla się na radiatorze zimnym i skapuje do korytka. Temperatura radiatora jest ustawiona poprzez regulację prędkości wentylatora tak, aby była jak najniższa, ale dodatnia. Można byłoby zastosować termostat, a nie ręczną



Fot. 1



Fot. 3

regulację, ale zrezygnowałem z dalszego rozwoju urządzenia, ponieważ... efektywność jego działania jest bardzo niska. Po 8 godzinach pracy urządzenia w temperaturze otoczenia 20°C i wilgotności 65% w zbiorniku było tylko 20 mililitrów wody. Efektywność jest tym większa, im wyższa wilgotność powietrza i temperatura otoczenia. Dlatego na początku wspominałem o dżungli. Pamiętam z wizyty w kraju położonym blisko równika o bardzo wilgotnym klimacie i wysokiej temperaturze, gdzie butelka dobrze zmrożonego napoju po postawieniu na stole momentalnie pokrywała się wodą, a po pewnym czasie na stole pod butelką tworzyła się kałuża, a etykieta zaczynała się sama odklejać. Tylko po co w tych krajach taki sposób „wytwarzania” wody, skoro tam często pada deszcz?

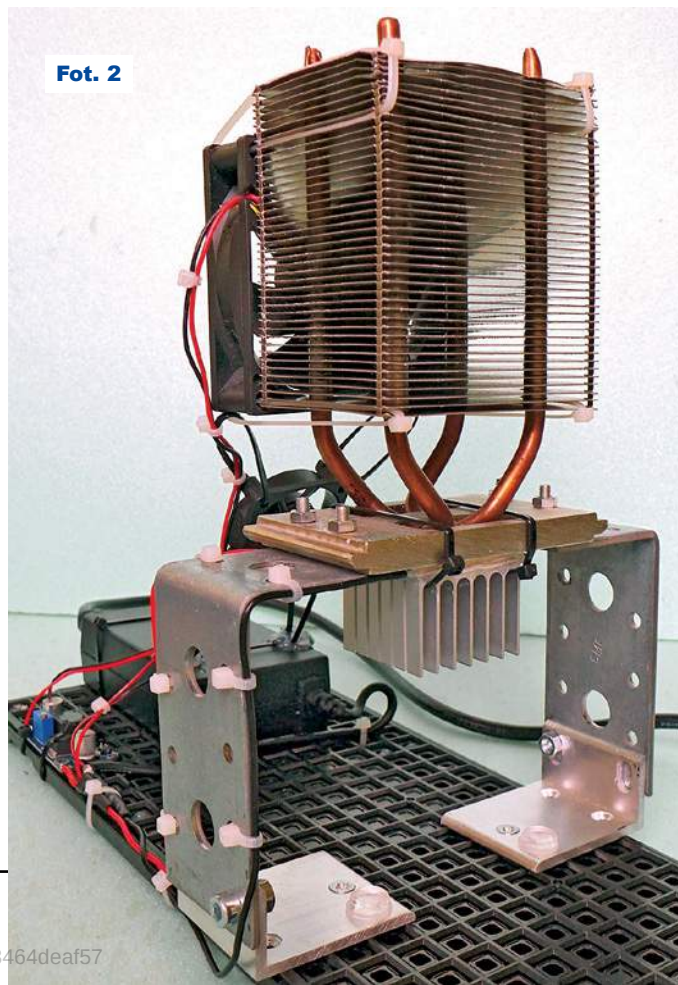
Co ciekawe, sposób wytwarzania wody za pomocą ogniów termoelektrycznych był wykorzystywany w średnio uczciwych kampaniach na portalach typu Kickstarter. Często jeszcze z panelem fotowoltaicznym bardzo małych rozmiarów jako źródłem energii dla ogniwa Peltiera. Panelem FV tak małym, że nie miał on żadnych szans dostarczyć tak dużego prądu, jakiego wymaga ogniwo Peltiera. Jeszcze żeby warunki były mniej realne, reklamy tych magicznych samonapełniających się bidonów pokazywały sytuacje na pustyni, gdzie bardzo suche powietrze jeszcze drastyczniej zmniejsza efektywność takiego rozwiązania.

Wracając do mojego eksperymentu i ewentualnego napełnienia wanny *wodą pobraną z powietrza*: urządzenie wytwarzało 2,5ml na godzinę. Typowa wanna ma pojemność 200 litrów. Czyli żeby ją napełnić, potrzeba by 80000 godzin, czyli 3333 dni, czyli ponad 9 lat. I to przy oczywiście błędnym założeniu idealnych warunków, w których woda raz nalana z urządzenia do wanny nie paruje z powrotem. Czyli takie proste urządzenie nie nadaje się do sensownego wytwarzania wody, do osuszania pomieszczenia też raczej nie. Ale może mieć jakieś zastosowanie do osuszania jakichś średniej wielkości pojemników, gdzie takie urządzenie się zmieści. W takim wypadku należy pamiętać, że taki pojemnik zostanie nie tylko osuszony, ale też podgrzany – urządzenie pobiera ponad 70W energii, którą zamienia na ciepło.

Przy chęci zakupu tego typu osuszaczy należy brać pod uwagę wydajność. Wszystko jest napisane na opakowaniu: jaka jest wydajność i w jakich (idealnych dla urządzenia, ale nierealnych) warunkach. Przykładowe dane dla 20-watowego fabrycznego osuszacza to: wydajność 300ml na dobę, ale przy temperaturze 30°C i wilgotności 80%. Wydajność wydaje się o wiele lepsza niż mojego urządzenia, ale ja nie miałem okazji testować go w tak dużej wilgotności i temperaturze. Poza tym w fabrycznym osuszaczu przepływ powietrza po stronie zimnej oraz jej powierzchnia mogą być o wiele lepiej zoptymalizowane. Prawdziwe osuszacze to duże urządzenia bazujące na pompie ciepła, a nie małutkie z ogniwnem Peltiera. I właśnie takich należy szukać, gdy mamy poważny problem z wilgocią w mieszkaniu. Natomiast z ogniwnem Peltiera zawsze można ciekawie poeksperymentować, wytwarzając trochę wody bądź szronu ;) Pozdrawiam

Paweł Hoffmann

pawelhoffmann@gmail.com



Fot. 2

Panorama audio

Co to jest DAC?

Czy przetwarzanie cyfrowe jest lepsze, czy gorsze od analogowego? Czy MP3 to skrót od MPEG-3? Jaki związek ma „empetrójka 192k” z przetwarzaniem 192kHz 32bit? Czy warto przekonwertować posiadany zbiór ulubionych empetrójek na FLAC? Czym tak naprawdę różni się PCM od PDM? O co chodzi, jakie są zalety i wady przetwarzania „sigma-delta”? Co to jest kodek? Czy to układ scalony, czy jakiś program, aplikacja? Czym się różni I2C od I2S?

Czy I2S i SPDIF można wykorzystać zamiennie? Czy istnieją cyfrowe wzmacniacze mocy? Jak połączyć urządzenia z interfejsem I2S przez HDMI albo USB? Na ile DAC 32-bitowy jest lepszy od 24-bitowego? Jak przesyła się sygnał audio przez Internet? Co to jest kontener? Co to jest Ogg, a co Vorbis? Czy to to samo? Co to jest SBC, aptX, AAC, LDAC, LHDC, LLAC? Jakie są rodzaje kompresji sygnałów analogowych i cyfrowych? Czy cyfrowe kodowanie i kompresja to to samo?

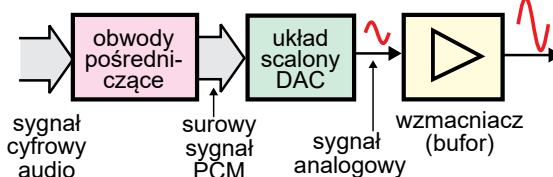
W numerze czerwcowym przedstawiona była idea Panoramy audio. Z kolei w numerze lipcowym przedstawiony był przykład pokazujący, że próba zajęcia się bardzo aktualnym i modnym dziś tematem zewnętrznych przetworników DAC obejmuje tak wiele zagadnień i szczegółów, że łatwo się w tym zgubić. Potwierdza to niniejszy, trzeci odcinek.

DAC jako urządzenie, a nie układ scalony

Podkreśliśmy, że układ scalony DAC (wraz z niezbędnymi do jego funkcjonowania elementami biernymi) nie stanowi jeszcze praktycznie użytecznego urządzenia – to jedynie element – kluczowy element urządzenia.

Otóż potocznie określenie DAC dotyczy prawie zawsze kompletnego urządzenia – przykłady na fotografiach 1...4 w poprzednim odcinku. Najprościej biorąc, urządzenie zwane „dakiem”, oprócz scalonego przetwornika DAC, musi zawierać także inne elementy oraz obwody. Wewnętrzna budowa „zewnętrznego daka” bywa bardzo różna, ale najogólniej biorąc, oprócz właściwego przetwornika DAC musi on zawierać jakieś cyfrowe obwody pośredniczące, które połączą go ze światem zewnętrznym, ze źródłem sygnału. „Dak” musi też zawierać

Rys. 7



I znów pojawiają się uzasadnione pytania i wątpliwości. Załóżmy, że scalony przetwornik DAC ma najlepsze możliwe parametry, bliskie ideału, cokolwiek by to znaczyło. Nasuwają się pytania: na ile te znakomite parametry zostaną zepsute przez wyjściowy, w pełni analogowy wzmacniacz/bufor? Przecież wszystkie wzmacniacze, w tym bufor, czyli wzmacniacze o wzmocnieniu napięciowym bliskim jedności, mają jakieś *szumy własne*, ograniczające dynamikę, a także w jakimś stopniu *niekształcają sygnał*.

Kwestia szumów termicznych, szumów 1/F, związek nieuniknionych szumów własnych z dynamiką oraz niekształcenia to kolejny ważny temat, który jest słabo rozumiany w środowisku, który należałoby w przystępny sposób szerzej omówić.

Następne pytanie dotyczy zasilania. Wiadomo, że tętnienia i szumy zawsze w większym lub mniejszym stopniu przenoszą się z obwodów zasilania do toru sygnałowego. W dobrych układach analogowych znajdziemy informacje na ten temat, często w postaci wartości parametru oznaczanego PSRR lub SVR. Jak wygląda problem przenikania zakłóceń z obwodów zasilania w „zewnętrznych dakach”?

A jakże ważny obwód masy? Każdy, kto choć trochę interesuje się techniką

audio, wie, jak ważne jest prawidłowe prowadzenie obwodu masy sygnałowej, co ściśle wiąże się też z masą zasilania, zwłaszcza w układach zasilanych napięciem pojedynczym, a tak jest w większości „zewnętrznych daków”. Kwestia masy, zawsze bardzo ważna przy konstrukcji wszelkich urządzeń analogowych, jest zupełnie pomijana w przypadku „daków”!

Kolejna bardzo poważna kwestia to wszechobecne zakłócenia. Mogą one pochodzić z zewnątrz (np. iskrzenie silników komutatorowych), ale też z wewnątrz, bowiem powszechnie wiadomo, że wszelkie szybkie układy cyfrowe wytwarzają zakłócenia impulsowe. Różne zakłócenia mogą przenikać właśnie przez obwody masy, ale mogą też przenikać do toru sygnałowego za pośrednictwem pola magnetycznego, pola elektrycznego lub pola elektromagnetycznego (w.cz.). Odporność toru sygnałowego audio na zakłócenia w znacznym stopniu zależy od zastosowanej obudowy, ale też od najprościej biorąc, prowadzenia na płytce drukowanej niewrażliwych połączeń, w tym obwodu masy. Na ile zewnętrzne „daki” są zoptymalizowane pod tym właśnie względem?

Tu trzeba mocno podkreślić: wiele osób zwraca uwagę na, powiedzmy, *aspekty cyfrowe*, a całkiem zapomina, że także korzystając z techniki cyfrowej, nadal trzeba uwzględniać znane od dawna kwestie analogowe. Jest to w dużej części spowodowane przez zawartość materiałów reklamowych i pseudorecenzji, które wręcz odwraca-

ją uwagę od kwestii analogowych, żeby nie okazało się, że finalne właściwości są dużo gorsze, niż wynikałoby z teoretycznych możliwości części cyfrowej i samego scalonego układu DAC.

I oto mamy kolejny ważny, obszerny temat do omówienia. Ale to nie koniec.

Na rysunku 7 mamy *cyfrowe obwody pośredniczące*. Jakie w rzeczywistości będą to obwody? Czy aby nie wprowadzą jakichś dodatkowych ograniczeń czy zniekształceń?

No tak, ale to przecież część cyfrowa. A powszechne jest przekonanie, że zniekształcenia, szумы i zakłócenia dają o sobie znać tylko w części analogowej, natomiast w części cyfrowej występują tylko dobrze zdefiniowane zera i jedyneki. Wprawdzie z grubsza wiadomo, że technika cyfrowa też ma ograniczenia, ale wydaje się, że transmisja zer i jedynek, musi być bezbłędna, bo przecież to w sumie proste zadanie...

Niestety, nie jest to wcale tak oczywiste, jak mogłoby się wydawać. I to z kilku powodów.

Zniekształcenia podczas transmisji cyfrowej?

Na wejście przetwornika DAC podawane są liczby. Ciąg liczb pochodzących z jakiegoś źródła. W praktyce są to liczby dwójkowe, w przetwornikach audio co najmniej 16-bitowe, często 24-bitowe, niekiedy nawet 32-bitowe. Liczba to pojęcie abstrakcyjne; najprościej biorąc, bity liczby dwójkowej są reprezentowane przez obecność (1) albo brak (0) napięcia elektrycznego.

Interesującym wątkiem, wartym szerszego omówienia, byłaby tu kwestia, dlaczego i według jakich reguł – protokołów, wielobitowe liczby przesyłane są nie równolegle, tylko szeregowo. Pomijając to, możemy stwierdzić, że przesyłanie danych cyfrowych między urządzeniami audio to praktycznie zawsze *transmisja szeregową*, gdzie przez jedną linię (przewód) transmitowany jest ciąg bitów – impulsów, reprezentujących jedyneki i zera przesyłanych liczb dwójkowych.

Można z grubsza przyjąć, że w dobrze zaprojektowanym i prawidłowo funkcjonują-

cym systemie transmisji, statystycznie biorąc, jeden błędny bit pojawi się na każdy bilion przesłanych bitów. Nawet gdyby błędna wartość jednego bitu pojawiała się raz na miliard przesyłanych bitów, transmisję uznamy za bardzo dobrą!

Po co więc zastanawiać się nad błędami i zniekształceniami w części cyfrowej?

Znów sprawa wcale nie jest tak oczywista, jak się może wydawać.

Otóż generalnie przesyłane są liczby dwójkowe, składające się z zer i jedynek. Można powiedzieć, że w linii transmisyjnej przesyłany jest ciąg zer i jedynek. Wcześniej wspomnieliśmy, że obecność napięcia elektrycznego oznacza, że dany bit ma wartość 1, a brak napięcia – że wartość 0. Takie wyobrażenie to bardzo duże uproszczenie. Od biedy można uznać, że tak jest na wejściu scalonego przetwornika DAC, gdzie mamy do czynienia z powiedzmy „surowym sygnałem”, nazywanym PCM, przesyłanym zazwyczaj za pomocą tak zwanej magistrali I2S. Ale nie tak jest podczas przesyłania tych liczb w większości linii transmisyjnych. Z różnych względów „surowy” ciąg impulsów elektrycznych, reprezentujących podstawowy sygnał PCM, zostaje w specyficzny sposób przetworzony, zakodowany, często poddany modulacji.

Po drugie, oprócz ciągu liczb dwójkowych, które określają kształt sygnału audio, dodatkowo transmituje się też rozmaite informacje pomocnicze. Też w postaci ciągów zer i jedynek. Mogą to być najróżniejsze informacje. Niektóre służą tylko do zapewnienia prawidłowej, niezawodnej transmisji. Inne mają odmienne znaczenie, na przykład ciąg zer i jedynek może być tekstem, zawierającym tytuł utworu lub pokrewne informacje o transmitowanej muzyce. Bity reprezentujące takie dodatkowe informacje nie powinny docierać do przetwornika

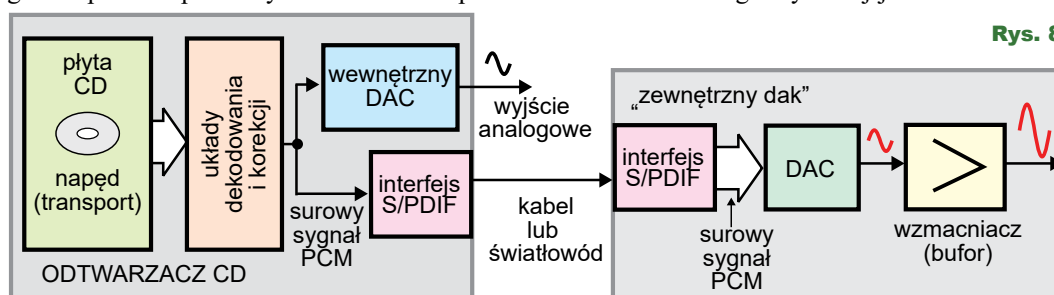
DAC – on ma „być zasilany” czystym sygnałem PCM. Jakies dedykowane układy scalone albo mikroprocesory muszą po pierwsze rozróżnić, które bity są zapisem samego dźwięku (zakładając, że to sygnał PCM, co nie zawsze jest prawdą i co komplikuje sytuację), a które niosą informacje pomocnicze. Opracowano wiele różnych rodzajów transmisji, według różnych *protokołów*, przy czym *protokół to zestaw reguł transmisji*.

Tu otwiera się przed nami kolejny ogromny temat. Przydałoby się nieco bliższe omówienie różnych sposobów transmisji danych cyfrowych, co od PCM przez różne formaty i protokoły doprowadziłoby nas do tak zwanych *kontenerów*, o których obecnie koniecznie też trzeba wiedzieć.

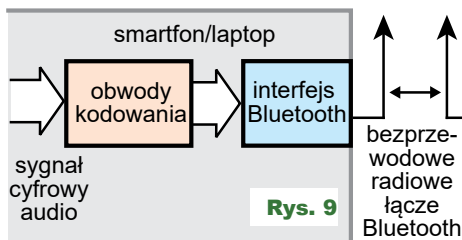
Ale my na razie zastanawiamy się nad problemem „zniekształceń cyfrowych” w „zewnętrznych dakach”. Sygnalizując temat jedynie w zarysie, porównajmy kilka realnych przykładów transmisji danych do przetwornika DAC.

Pierwszy to transmisja między fabrycznym odtwarzaczem CD a „zewnętrznym dakiem”, też zilustrowana w znacznym uproszczeniu na **rysunku 8**.

Tu „cyfrowych zniekształceń” nie będzie. Transmisja jest bowiem realizowana w standardzie S/PDIF (SONY/Philips Digital Interface Format) albo przez kabel współosiowy, albo światłowodem (TOSLINK). W starym już standardzie S/PDIF, oprócz informacji o odczytanym z płyty sygnałem PCM, przesyłane są też dodatkowe informacje. W każdym razie szybkość przesyłania, czyli prędkość transmisji, z zapasem wystarczy do przesłania stereofonicznego sygnału PCM 44,1kHz 16 bitów. Wystarczy też do przesłania kilkukanałowego sygnału audio kina domowego z płyty DVD, jednak nie wystarczy do przesłania wielokanałowego dźwięku kina domowego wysokiej jakości.



Rys. 8



Omawiamy problem „zniekształceń cyfrowych” i mamy pierwszy punkt zaczepienia: otóż maksymalna prędkość transmisji może być i bywa ograniczeniem. Na przykład przy wykorzystaniu bezprzewodowego łącza Bluetooth, co w uproszczeniu pokazane jest na **rysunku 9**.

Standard Bluetooth opracowano do przekazywania niewielkich ilości informacji na małą odległość. Wprawdzie kolejne wersje standardu oferują coraz większą przepustowość, ale z różnych względów występuje problem, jeżeli przez połączenie Bluetooth chcemy przesyłać sygnał audio wysokiej jakości. Przepustowość okazuje się za małą. Znowu szczegóły są bardzo interesujące, ale i skomplikowane. Różne firmy opracowały różne sposoby, jak przez wąskie gardło blututa przesyłać sygnały audio o wysokiej jakości. Wszystko to są sposoby, które w jakim stopniu deformują i zubażają transmitowany sygnał audio – i oto mamy z życia wzięty przykład „cyfrowych zniekształceń”. Fakt skrzętnie ukrywany, bowiem w opisach firmowych rozwiązań nie podkreśla się konieczności zubożenia przesyłanego sygnału audio, tylko zwraca się uwagę na pewne rzeczywiste lub wydumane zalety.

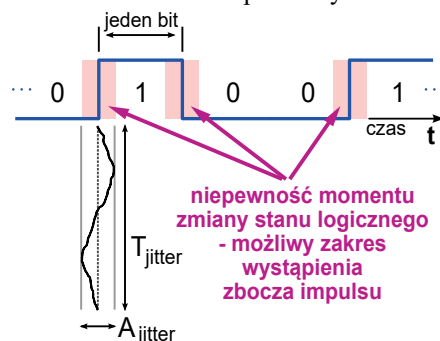
Konieczne trzeba też wspomnieć o zewnętrznych „dakach” do komputerów PC, w tym w szczególności laptopów. Faktem jest, że w budżetowych laptopach i pokrewnym sprzęcie, wbudowane fabrycznie przetworniki DAC (i ADC) są przeciętnej jakości, a konstrukcja tych obwodów najczęściej jest nieoptymalna. W takich przypadkach zastosowanie zewnętrznego „daka” rzeczywiście może poprawić jakość, ale nie jest to wcale takie oczywiste, o czym już przekonało się wielu.

W przypadku komputera sprawa jest jeszcze bardziej skomplikowana. Jak sygnalizuje **rysunek 10**, „zewnętrzny dak” jest dołączony za pomocą łącza USB. O ile Bluetooth to z zasady łącze o małej przepływności i małym zasięgu, o tyle przewodowe łącze USB już od wersji USB2.0 oferuje przepływność 480Mb/s, co wydaje się z dużym zapasem wystarczające nawet dla wielokanałowych sygnałów audio najwyższej jakości.

Szeregowe uniwersalne łącze USB (Universal Serial Bus) i określające je standardy okazują się bardzo skomplikowane, nieporównanie bardziej od na przykład łącza S/PDIF. Od dawna przewidziano też wykorzystanie łącza USB do transmisji sygnałów audio. Między innymi dlatego dostępne są tam trzy tryby przekazywania informacji, po angielsku nazywane *Isochronous transfers*, *Interrupt transfers* oraz *Bulk transfers*. Przepływność bitowa jest wystarczającą, ale dane są przekazywane w swego rodzaju paczkach w różnych sekwencjach czasowych, zależnie od wykorzystanego trybu. W przypadku odtwarzania sygnałów audio duże znaczenie mają zależności czasowe. I tu dochodzimy do określenia **jitter**, które mrozi krew w żyłach mnóstwa miłośników audio.

Określenie **jitter** (dżiter), nazywane niekiedy *błędem podstawy czasu*, nie ma dobrego odpowiednika w języku polskim. Chodzi o odchylenia, swego rodzaju drżenie, dotyczące zależności czasowych przesyłanych elementów sygnału cyfrowego. I właśnie przy transmisji sygnałów, nie tylko przez łącze USB, wkrada się pewien błąd czasowy, najprościej mówiąc, niejednakowy jest czas trwania kolejnych bitów. I rzeczywiście może to

powodować specyficzne „błędy cyfrowe”. Ilustrujące to wykresy – przykład na pochodzącym z Wikipedii **rysunku 11** (z Wikipedii Autor: **wdwd** CC BY-SA 3.0) sugerują, że problem jest bardzo poważny.

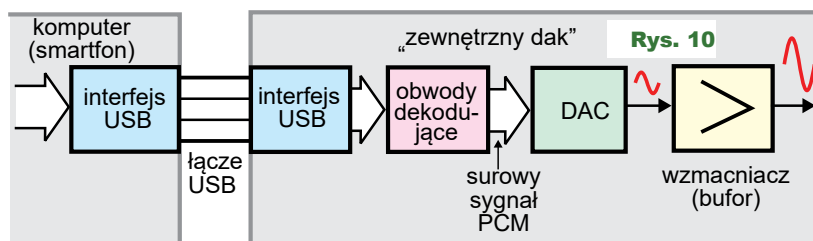


Rysunki tego rodzaju są nadmierne uproszczone i tak naprawdę nie pokazują całego problemu dotyczącego transmisji szeregowej sygnałów audio, gdzie nie chodzi o poszczególne bity, tylko kolejne wielobitowe próbki PCM. **Jitter** to hasło znane, straszące wielu, w sumie niesłusznie mocno przereklamowane. Niemniej w systemach audio najwyższej klasy nie można tego zagadnienia pominąć. Trzeba jednak wiedzieć, że można w dość prosty sposób wyeliminować jitter – ściślej zmniejszyć do niezauważalnego poziomu. Po prostu sprzęt musi być trochę bardziej rozbudowany. To też temat do oddzielnego omówienia.

W systemie audio z komputerem łącze USB oraz ewentualny jitter wynikający ze sposobu transmisji i odczytywania sygnału zegarowego, taktującego scalony przetwornik DAC, to w sumie bardzo mały problem. Są dużo poważniejsze. Zajmiemy się nimi w przyszłości.

A na razie spróbujmy podsumować dwa ostatnie odcinki. Otóż chcieliśmy krótko i zwięźle omówić tak bardzo aktualny i modny temat zewnętrznych przetworników DAC. Okazało się jednak, że ogólne hasło „zewnętrzny dak” jest bardzo szerokie, dotyczy różnych rozwiązań i rozmaitego sprzętu. Próba wnikięcia w szczegóły doprowadza nas do różnych aspektów obszernej panoramy audio. W następnych odcinkach zapoznamy się z jeszcze innymi aspektami zagadnienia.

Piotr Górecki



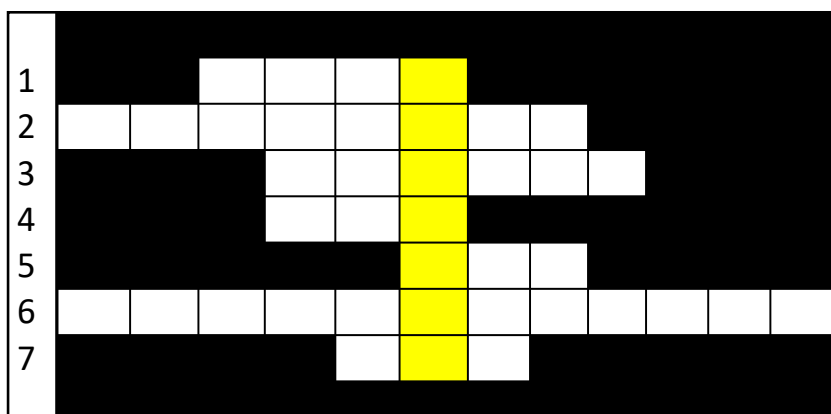
UWAGA! UWAGA!

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.



Autorem zagadki jest **Artur Bereit** z Barcina.

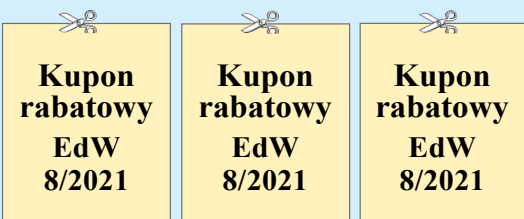
Autor w nagrodę otrzymuje 6-miesięczną e-prenumeratę EdW.

1. Programowalny układ logiczny zawierający bezpośrednio programowalne macierze bramek.
2. Tablica ... przerwań – tablica zawierająca adresy podprogramów obsługi przerwań.
3. Otwarty protokół komunikacyjny typu master-slave, używany w automatyce, zwykle stosowany dla portu szeregowego.
4. Jedna z głównych części procesora, potrafiąca prowadzić matematyczne proste operacje na liczbach całkowitych.
5. Magistrala wykorzystująca dwie dwukierunkowe linie SDA i SCL.
6. Układ ... – układ cyfrowy, którego stan wyjść zależy wyłącznie od stanu wejść.
7. Podstawowe polecenie assemblera – kopiuje B do A (polecenie A B).

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 5/2021 jest hasło:

JEDNOSTKI ZWIĄZANE Z PRADEM.

Upominki w postaci kitów AVT otrzymują:

Andrzej Szulda – Olsztyn,
Nikodem Woźniczka – Poznań,
Rafał Ulanowski – Witkowo.

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. **Krzyżówka2108Kowalski**. Listy powinny być opatrzone podobnym dopiskiem.

Uwaga! Przysyłając 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 (precyzję sformułowań) haseł krzyżówki.

Naprawa zasilacza do Szarotki

W związku z napływającymi do mnie pytaniami dotyczącymi naprawy zasilacza do „Szarotki” postanowiłem opisać sposób jego naprawy.

Po pierwsze, opracowane i produkowane były dwie wersje zasilacza:

1) Zasilacz ma dwa transformatory sieciowe na 120V. Przy napięciu sieci 110...120V łączone są równolegle, a przy napięciu 220V – szeregowo. Uzwojenia wtórne zawsze są połączone szeregowo. Do prostowania napięcia anodowego służy mały prostownik selenowy, a do wygładzania napięcia – kondensator $25\mu\text{F}/160/175\text{V}$ i opornik $2\text{k}\Omega$. Drugi kondensator wygładzający $25\mu\text{F}/70/80\text{V}$ umieszczony jest w odbiorniku. Do prostowania napięcia w obwodzie żarzenia lamp służy stos selenowy w układzie Graetza. Do wygładzania napięcia przewidziany jest dławik oraz dwa elektrolity po $500\mu\text{F}$: pierwszy na napięciu 12/15V i drugi na napięciu 6/8V. Do stabilizacji napięcia 1,4V służą dwie szeregowo połączone płytki selenowe, włączone anodą do plusa a katodą do masy.

Stabilizator selenowy nie jest zbyt dokładny i spadek napięcia na nim może wynosić 1,2–1,6V, w zależności od stanu płytek. Widoczny na schemacie opornik $68\text{k}\Omega$ służy do doładowywania baterii podczas zasilania odbiornika z sieci.

2) Nowsza wersja ma jeden transformator sieciowy na napięcie 120/220V. Zmiany połączeń na napięcie 120V lub 220V w wersji 1 dokonuje się przez odpowiednie ustawienie zworek, a w wersji 2 przez włączenie bezpiecznika w odpowiednie gniazdo. Do prostowania napięcia anodowego służy dioda germanowa DZG7, a filtrowanie napięcia jest identyczne jak w wersji 1.

Uzwojenie anodowe jest zablokowane kondensatorem 2400pF w celu zabezpieczenia przed zakłóceniami pochodzącymi z sieci.

W prostowniku żarzenia zastosowano dwie diody DZG1 w układzie dwupółkownikowym. Do filtrowania napięcia służy elektrolit $500\mu\text{F}/12/15\text{V}$, opornik 18Ω , elektrolit $100\mu\text{F}/6/8\text{V}$ i opornik regulowany 30Ω do ustalenia napięcia 1,4V.

Do stabilizacji napięcia służą dwie płytki selenowe jak w wersji 1. Używanie zasilacza bez sprawdze-



nia i naprawy tych płytek jest ryzykowne, gdyż prostowniki selenowe i diody germanowe (najbardziej prostownicze) w miarę starzenia zmieniają swoje właściwości. Dość mocno maleje oporność w kierunku zaporowym, a w prostownikach selenowych dodatkowo rośnie oporność w kierunku przewodzenia. Jest to zjawisko nieregularne i w jednych elementach zmiany są nieznaczne, a w innych tak duże, że uniemożliwiają ich prawidłowe działanie. Jeśli nawet zasilacz działa i radio włączone do niego gra, to wcale nie musi znaczyć, że jest dobry. Należy go sprawdzić i w razie odchyłek od normy natychmiast naprawić.

W celu sprawdzenia zasilacza należy plus napięcia anodowego za opornikiem $2\text{k}\Omega$ „spiąć” z minusem opornikiem $4,7\text{k}\Omega$, a plus żarzenia opornikiem 10Ω z masą. Po włączeniu do sieci zmierzone napięcie anodowe powinno wynosić ok. 70V, a napięcie żarzenia 1,3–1,5V. Jeśli napięcia mieszczą się w tych granicach, zasilacz można uznać za dobry. Lampy bateryjne są bardzo delikatne i zbyt duże odchyłki w napięciach zasilających mogą je uszkodzić.

Przystępując do naprawy zasilacza, radzę zacząć od sprawdzenia dwóch punktów masy.

Pierwszy punkt stanowi oczko lutownicze wciśnięte między metalowy stelaż i płytę montażową, gdzie całość złączona jest aluminium nitem rurkowym. Ten punkt ma z reguły słaby kontakt z masą, więc należy nit usu-

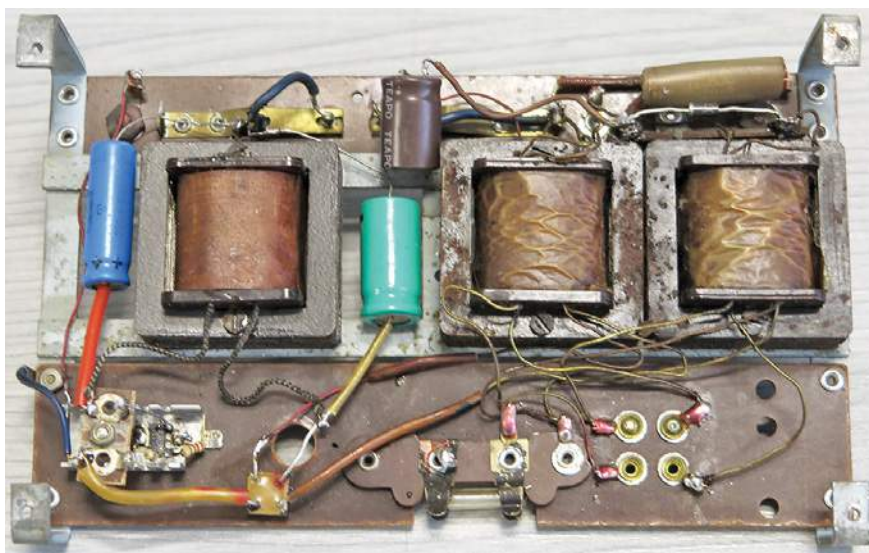


nać, dobrze oczyścić miejsca styku i całość skrócić śrubą M2,5.

Drugi punkt – między transformatorem i masą wystarczy wykręcić śrubę M2,5, wyjąć oczko, dokładnie oczyścić i z powrotem skrócić. Następną czynnością jest wymontowanie stosów selenowych (wersja 1) i zastąpienie ich mostkiem krzemowym oraz stabilizatorem trzynóżkowym. Najwygodniej jest użyć gotowego mostka prostowniczego, np. RB04-06, 2KBP04 itp. (niskonapięciowe są trudne do zdobycia). Jako stabilizatora można użyć popularnego LM317, lecz ja używam LM1117 (LD, APL, AMS), jak pokazuje **rysunek poniżej**. Jest to stabilizator LDO – low drop out, o prądzie obciążenia 0,8A i napięciu wejściowym 15–17V. Przy trochę większym radiatorze wytrzyma nawet 1A. Przy wykorzystaniu go w Szarotce wystarczy mu nawet niewielki radiator.

Stabilizatory elektryczne '1117 i '317 są bardzo podobne, różnią się tylko opornikami między końcówką 1 i 2 oraz między końcówką 1 i masą. Układ 1117 wymaga opornika 120Ω, a 317 – 220Ω między końcami 1 i 2. Opornik między nóżką 1 i masą służy do ustalania napięcia wyjściowego i dla uzyskania 1,4V dla 1117 mieści się w granicach 15–18Ω, a dla 317 wynosi ok. 47Ω. Poszczególne egzemplarze stabilizatorów czasem mogą się trochę różnić między sobą i stąd te różnice w zastosowanych opornikach. W zasilaczu z diodami DZG1 i DZG7 należy je zastąpić diodami 1N4001 i 1N4004...7. A jeśli w obwodzie anodowym występuje prostownik selenowy, również należy zastąpić go diodą 1N4004...7.

Uwaga! Napięcie anodowe bez obciążenia może osiągnąć wartość 160–170V, lecz przy włączonym sprawnym odbiorniku mieści się w granicach 60–70V. Lamy w miarę zużywania się pobierają coraz mniej prądu, a to powoduje wzrost napięcia



anodowego. Aby ograniczyć wzrost napięcia anodowego, należy między plus napięcia za opornikiem 2kΩ a jego minus włączyć diodę Zenera na napięcie 120V. Wszystkie elektrolity, które mają pojemność zaniżoną więcej niż 20%, lub ESR większe niż 6Ω, należy wymienić na sprawne. Tak zregenerowany zasilacz po ok. 6 latach nie wykazywał żadnych odchyłek. Napięcie żarzenia wynosi w nim 1,38V, a anodowe waha się w granicach 67–68V.

Bardzo ważną rzeczą jest wymiana wszystkich kondensatorów papierowych w odbiorniku. Na przestrzeni ostatnich trzydziestu lat nie spotkałem Szarotki, która miałaby sprawne kondensatory papierowe. Upływność była z reguły tak duża, że mierzona pojemność ponad dwukrotnie przekraczała nominalną wartość. Odbiornik ze starymi kondensatorami o dużej upływności pobiera więcej prądu, a lampa głośnikowa jest mocno przeciążona i może ulec uszkodzeniu. Pragnę zwrócić uwagę, że Szarotka ma bardzo upakowane części i dostęp do niektórych kondensatorów jest trudny. Jeśli ktoś nie ma doświadczenia, to naprawdę powinien zlecić to fachowcowi.

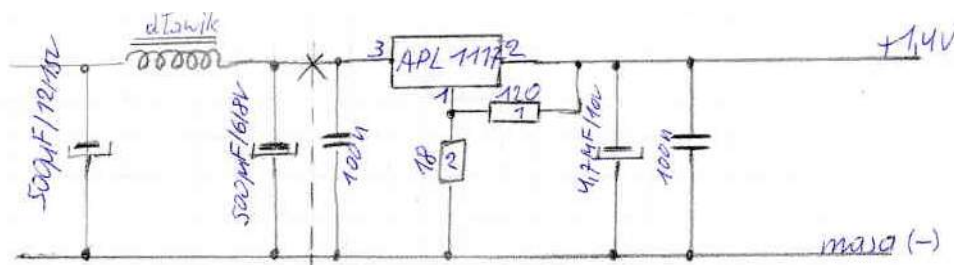
W zasilaczu w wersji 1 należy odłączyć przewód żarzenia od dławika i elektrolitu, a między dławik i odłączony przewód włączyć wykonany stabilizator. W zasilaczu 2 opornik regulowany staje się zbędny i można go pominąć, a stabilizator włączyć podobnie jak w wersji 1.

I jeszcze jedna sprawa: dziś nominalne napięcie sieci to 230V, ale w wielu gniazdkach napięcie przez większość czasu jest wyższe i wynosi 240V, a nawet nieco więcej. Aby dostosować zasilacz do podwyższonego napięcia sieci 240V, które jest już prawie wszędzie wprowadzane, należy w miejsce zwory w zasilaczu 1 wstawić opornik 820Ω/1...2W, natomiast w zasilaczu 2 taki opornik wstawić między bezpiecznik i przewód od sieci.

Na fotografiach pokazany jest zasilacz przed naprawą (widać stosy selenowe) i po naprawie (widać stabilizator napięcia i mostek prostowniczy).



Jerzy Szymański
j.szymanski@wp.eu



PS. W EdW 10/2011 na schemacie zasilacza do Szarotki znalazł się błąd, którego wcześniej nie wykryłem. W obwodzie żarzenia zamiast elektrolitu 20µF/160V powinien być 470µF/16V.

EdW 8/2021 – lista osób nagrodzonych:

Artur Bereit Barcin
Piotr Bętkowski Miąsowa
Edward Ciechanowicz Biała Podlaska
Circuit Chaos Warszawa
Zbigniew Chwiałkowski Sieradz
Kamil D. Lublin
Zygmunt Flisak Opole
Marcin Grabowski
Piotr Grzegorzczak Siedlce
Paweł Hoffmann Wrocław
Jan Jabłoński Rawka
Marcin Kartowicz Bolechów
Marek Kazimierzczak Tokarnia
Jacek Konieczny Poznań
Jerzy Kornaszewski Radom
Sławomir Lis Buk
Ryszard Magdycz Wrocław

M.G.
Leszek Miłoszewski Wrocław
Marcin Moik Katowice
Andrzej Nowicki Warszawa
Rafał Orodziński Białystok
Dawid Placha Rdzawa
Adam Ples Jaworzno
Jacek Rączka Polomia
Rafał Równiak Maciejów
Zbigniew Ryba Orzechowo
Łukasz Nowak Gdańsk
Karolina Simka Gliwice
Dariusz Sobczak Sanok
Paweł Sobótka Szydłowiec
Radosław Smalec Zabrze
Krzysztof Smoliński Poznań
Michał Stach Kamionka Mała

Damian Szetlak Majscowa
Andrzej Szulda Olsztyn
Rafał Ulanowski Witkowo
Tadeusz Susfał Warszawa
Jarosław Węgliński Warszawa
Sławomir Węgrzyn Dziekanowice
Rafał Wiśniewski Michałowo
Teodor Woźniak Łódź
Nikodem Woźniczka Poznań
Piotr Wójtowicz... Wólka Bodzechowska
Szymon Wójtowicz Warszawa
Piotr Wyderski Wrocław
Tomasz Zaorski Kalinówka
Bartłomiej Zaworski Lublin
Maciej Zieliński Kraków
Michał Zięba Poznań

Uwaga! Jeśli do końca sierpnia 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” 7–8/2021



TRX QCX mini

Firma QRP Labs wprowadziła na rynek nowy transceiver telegraficzny QCX-mini, który jest miniaturową wersją bardzo udanego i popularnego transceivera QCX.

Moc wyjściowa TRX-a wynosi około 3–5W.

Zestaw można nabyć z jednego z pasm HF: 80, 60, 40, 30, 20 lub 17m. Urządzenie ma dwa VFO, sterowanie CAT, wbudowany beacon WSPR, dekoder CW, interfejs do modułu GPS, wbudowany S-metr, a także układ do obsługi kluczy CW.

Miernik SWR i mocy

Do pomiaru mocy nadajnika i stopnia jego dopasowania z obciążeniem (antena) pomocne będzie proste urządzenie na bazie Arduino

Nano opracowane przez UT3MK. Oprócz współczynnika SWR może mierzyć poziom sygnału odbieranego w skali S, pobór prądu przez wzmacniacz nadajnika, mierzyć temperaturę przez czujnik cyfrowy, sterować wentylatorem, wysłać sygnał ALC do kontroli wahań mocy stopnia wyjściowego.



Errare Humanum Est

W ciągu ostatniego miesiąca nie zgłosiliście żadnych usterek w EdW.

Jak to działa

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

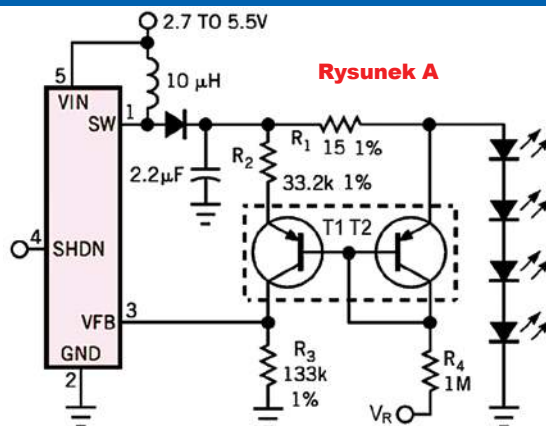
Jak działa i do czego służy taki układ?

Odpowiedzi, koniecznie oznaczone dopiskiem

Jak8,

należy nadsyłać w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW.

Nagrodami w konkursie będą 3 kity AVT



Rozwiązanie zadania Jak to działa z EdW 4/2021

W numerze 4/2021 przedstawiony był, pokazany na **rysunku B**, nieskomplikowany układ elektroniczny.

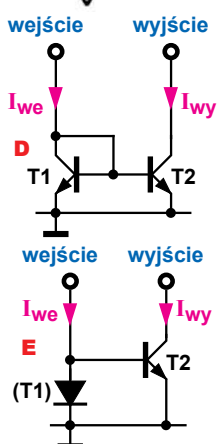
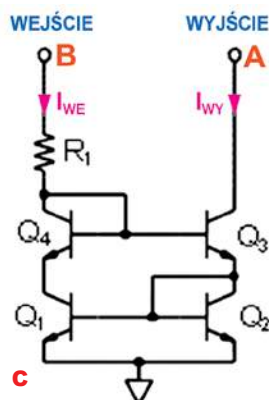
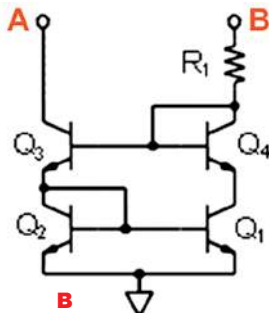
Jest to...

ulepszone lustro prądowe, zwane czasem zmodyfikowanym lustrem Wilsona.

Dla utrudnienia schemat został narysowany nietypowo. Wejściem jest punkt oznaczony B, a wyjściem punkt A. Działanie układu łatwiej określić po odwróceniu schematu według **rysunku C**.

Dokładniejsze rozważania warto zacząć od podstaw, a mianowicie od najprostszej wersji lustra prądowego. Ta podstawowa wersja pokazana jest na **rysunku D**.

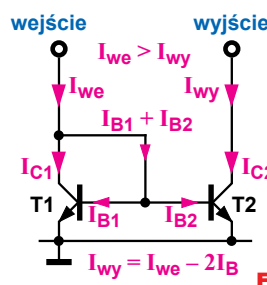
Należy zauważyć, że tranzystor T1 ma zwartą bazę z kolektorem, czyli pracuje w połączeniu diodowym, według **rysunku E**, więc na



kolektorze T1 napięcie podczas pracy jest niezmiennie i wynosi około 0,7V. Natomiast napięcie na kolektorze T2, czyli na wyjściu lustra prądowego, może zmieniać się w bardzo szerokim zakresie, według potrzeb i warunków. Takie lustro będzie pracować nawet wtedy, gdy napięcie na kolektorze będzie niższe niż 0,7V.

Prosta konfiguracja z **rysunku D** jest bardzo często wykorzystywana, jednak w niektórych zastosowaniach pożądana, a wręcz konieczna, są wersje o lepszych parametrach.

Mianowicie lustra prądowe są powszechnie wykorzystywane w najróżniejszych scalonych wzmacniaczach, a w niektórych zastosowaniach pożądana jest, żeby prądy wejściowy i wyjściowy były idealnie równe, ponieważ wpływa to na współczynnik PSRR, czyli tłumienie tętnień zasilania. Z kolei w niektórych aplikacjach pożądana jest, żeby dynamiczna rezystancja (impedancja) wyjściowa była jak największa, najlepiej nieskończenie wielka, ponieważ od tego zależy uzyskiwane wzmocnienie napięciowe stopni, zawierających źródła i lustra prądowe.

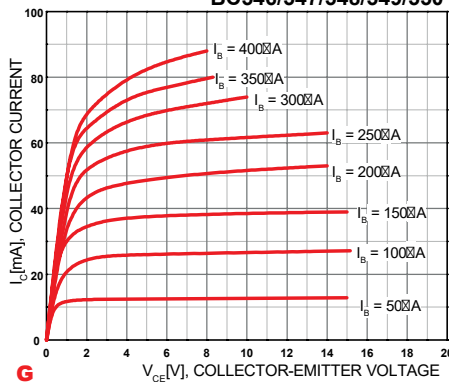


Niestety, najprostsza wersja z **rysunku D** pod tymi dwoma względami jest daleka od doskonałości. Pierwszy problem ilustruje **rysunek F**. Widać, że prąd wyjściowy jest mniejszy od prądu wejściowego. Zakładamy, że tranzystory są identyczne, co jest bardzo bliskie prawdy, gdy wchodzą

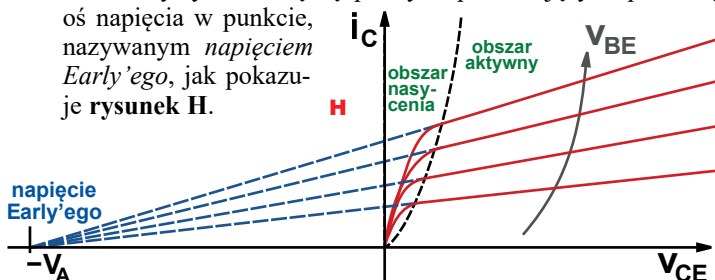
w skład układu scalonego. A jeżeli są identyczne, to przy jednakowym napięciu na bazach, identyczne będą ich prądy baz i kolektorów, co możemy zapisać: $I_{B1} = I_{B2} = I_B$, $I_{C1} = I_{C2} = I_C$. Od razu widać, że prąd wejściowy I_{we} jest sumą prądu kolektora T1 i prądów dwóch baz: $I_{we} = I_C + 2I_B$, a prąd wyjściowy jest prądem kolektora T2: $I_{wy} = I_C$. Prąd wyjściowy jest mniejszy od prądu wejściowego o dwa prądy baz. Gdy przykładowo tranzystory mają wzmocnienie prądowe równe 100 ($\beta = 100$), wtedy różnica między prądami wynosi około 2%. W niektórych zastosowaniach niedopuszczalnie duża.

Drugi problem to dynamiczna rezystancja wyjściowa. Ogólnie biorąc, obwód kolektora tranzystora bipolarnego ma właściwości źródła prądowego, a w idealnym źródle prądowym wartość prądu nie zależy od napięcia i jego zmian. W rzeczywistych tranzystorach obwód kolektorowy nie jest idealnym źródłem prądowym głównie ze względu na tzw. efekt Early'ego. Problem w tym, że wartość napięcia baza-kolektor zmienia szerokość warstwy zubożonej między

BC546/547/548/549/550



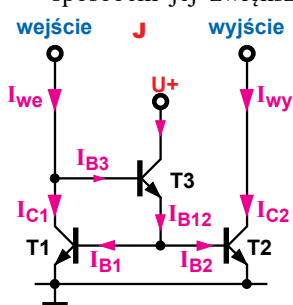
kolektorem a bazą, a tym samym efektywną szerokość obszaru bazy. Wskutek dwóch zjawisk zachodzących w obszarze bazy okazuje się, że zwiększanie napięcia kolektora przy niezmiennym prądzie bazy powoduje zauważalne zwiększanie prądu kolektora. Znajduje to odbicie w charakterystykach wyjściowych tranzystora bipolarnego. **Rysunek G** pokazuje charakterystyki wyjściowe tranzystorów rodziny BC547 (wg Fairchilda). Okazuje się, że przedłużenie charakterystyk da wiązkę prostych przecinających poziomą oś napięcia w punkcie, nazywanym *napięciem Early'ego*, jak pokazuje **rysunek H**.



Dla większości tranzystorów wartość napięcia Early'ego leży w zakresie 50...100V. Jest to o tyle istotne, że wartość tego napięcia i nachylenie charakterystyki wyznacza wartość dynamicznej rezystancji wyjściowej obwodu kolektora tranzystora.

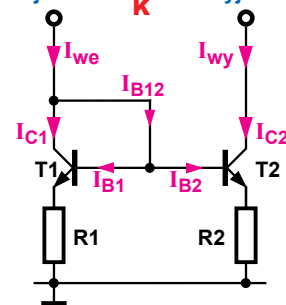
Rezystancja dynamiczna maleje ze wzrostem wartości prądu. **Rysunek H** wskazuje, że wartość rezystancji dynamicznej obliczymy, dzieląc sumę napięcia Early'ego U_A i napięcia kolektora przez prąd kolektora: $R_D = (U_A + U_C) / I_C$. W niektórych zastosowaniach kluczowe znaczenie ma uzyskanie jak największej dynamicznej rezystancji wyjściowej, czyli niezmienniej wartości prądu przy zmianach napięcia na kolektorze T2. W niektórych wartości prądu wejściowego i wyjściowego powinny być identyczne. Niekiedy pożądane są obie te cechy. Dlatego stosowane są ulepszone wersje luster prądowych.

I tak **rysunek J** pokazuje wersję, gdzie prąd wyjściowy jest bardzo niewiele mniejszy od wejściowego, a to dzięki zastosowaniu dodatkowego tranzystora, który dostarcza prąd baz obu tranzystorów źródła. Prąd kolektora i emitera T3 jest mały, a jeszcze mniejszy jest prąd jego bazy. I właśnie prąd wyjściowy jest mniejszy od wejściowego o małą wartość prądu bazy T3. Rozwiązanie z **rysunku J** nie polepsza, nie zwiększa dynamicznej rezystancji wyjściowej. Najprostszym sposobem jej zwiększenia jest dodanie dwóch



rezystorów w obwodach emiterów T1, T2 według **rysunku K**.

A przy okazji: dodanie tylko jednego rezystora w obwodzie emitera T2 według **rysunku L** daje tak zwane lustro prądowe Widla-



ra. Tu też dynamiczna rezystancja wyjściowa zostaje zwiększona, a prąd wyjściowy celowo jest mniejszy od wejściowego właśnie ze względu na obecność tego rezystora.

Zdecydowanie większą rezystancję dynamiczną zapewnia układ kaskodowy, gdzie w szereg połączone są dwa tranzystory, z których górny pracuje w układzie wspólnej bazy. Na **rysunku M** z lewej strony pokazana jest wersja z diodami, gdzie wyraźnie widać układ kaskodowy z tranzystorami T2, T3. Z prawej strony pokazana jest wersja z czterema tranzystorami, podobna do **rysunku B**, ale mająca zdecydowanie inne właściwości. Warto samodzielnie zastanowić się nad rozpięciem prądów w czterotranzystorowej wersji z **rysunku M**. To podstawowa wada, przez którą takie rozwiązanie praktycznie nie jest stosowane z tranzystorami bipolarnymi.

Układ z **rysunku B** ma niewiele wspólnego z **rysunkiem M** i jest od niego zdecydowanie lepszy. Analiza będzie łatwiejsza w przypadku trzytranzystorowej wersji z **rysunku N**. To jest lustro prądowe Wilsona, wynalezione w roku 1967 podobno w ciągu jednej nocy w wyniku swego rodzaju pojedynku wynalazców, jaki odbyli George R. Wilson i Barrie Gilbert. Wilson wygrał, tworząc lustro prądowe o bardzo interesujących właściwościach. Rozwiązanie z **rysunku N** zapewnia zarówno wysoką impedancję wyjściową, ponieważ tranzystory T2, T3 pracują w układzie kaskodowym, a prądy wyjściowy i wejściowy są prawie identyczne, czego na pierwszy rzut oka nie widać.

Zakładając, że tranzystory są identyczne, można rozpiąć prądów przedstawic jak na **rysunku O**.

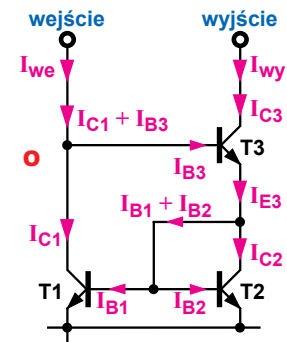
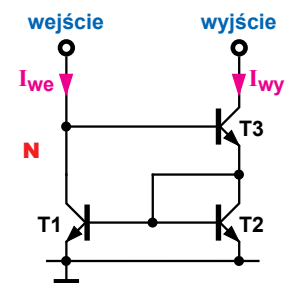
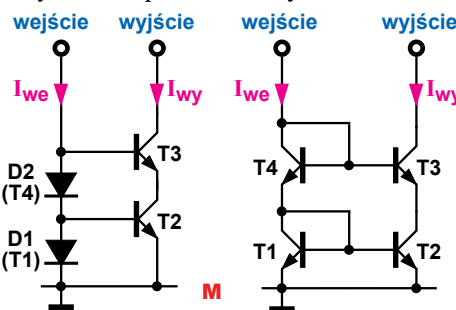
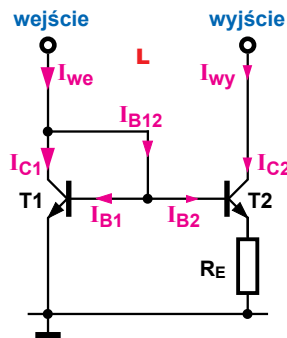
Od razu widać, że prąd wejściowy Iwe to suma prądu kolektora T1 i prądu bazy T3, co zapisujemy:

$$I_{we} = I_{C1} + I_{B3}$$

Zauważamy też, że prąd I_{C2} sumuje się z prądami dwóch baz I_{B1} , I_{B2} jako prąd emitera T3 ($I_{E3} = I_{C2} + I_{B1} + I_{B2}$), natomiast prąd wyjściowy I_{wy} jest mniejszy od tej sumy prądów o prąd bazy I_{B3} , co zapiszemy tak:

$$I_{wy} = I_{C2} + I_{B1} + I_{B2} - I_{B3}$$

W idealnym przypadku na pewno dokładnie równe są prądy I_{C1} , I_{C2} oraz I_{B1} , I_{B2} ($I_{C1} = I_{C2} = I_C$, $I_{B1} = I_{B2} = I_B$).



$$I_C = I_{C1} = I_{C2} \approx I_{C3}$$

$$I_B = I_{B1} = I_{B2} \approx I_{B3}$$

Tranzystor T3 przewodzi prąd tranzystora T2, więc w pierwszym podejściu możemy pominąć małe prądy baz i przyjąć, że prąd tranzystora T3 jest taki sam jak tranzystora T2 i że prąd bazy T3 jest równy prądowi baz tranzystorów T1, T2. Jeżeli w ten sposób przyjmiemy, że prądy kolektorów wszystkich tranzystorów są równe I_C , a prądy baz wszystkich tranzystorów są równe I_B , wtedy zgodnie z **rysunkiem P** analiza jest bardzo prosta:

$$I_{we} = I_C + I_B$$

$$I_{wy} = I_C + I_B + I_B - I_B = I_C + I_B$$

$$I_{we} = I_{wy}$$

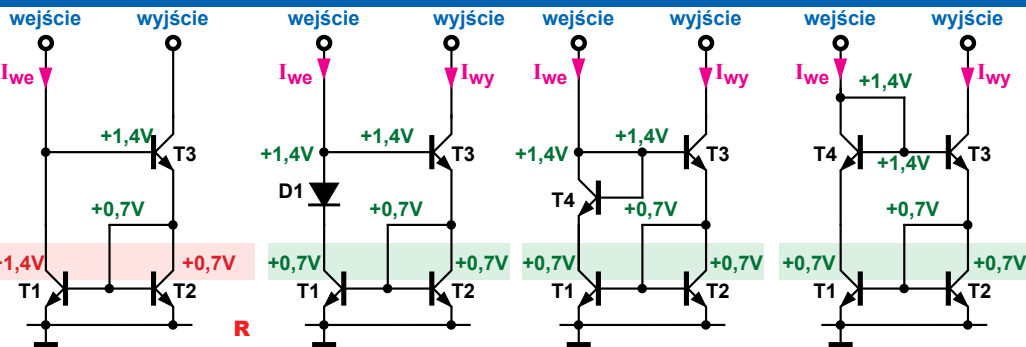
W rzeczywistości aż tak dobrze nie jest. Owszem, prądy emiterów, kolektorów i baz tranzystorów T1, T2 są dokładnie równe. Natomiast tranzystor

T3 pracuje z prądami odrobinę większymi. Odrobinę, bo prąd emitera T3 jest większy od prądu emitera T2 mniej więcej o jeden prąd bazy I_B . Także prąd bazy T3 jest odrobinę większy od prądu baz T1, T2. W efekcie prąd wyjściowy I_{wy} jest odrobinę mniejszy od prądu wejściowego I_{we} .

Przykładowo gdyby tranzystory miały wzmocnienie prądowe $\beta = 100$, prądy I_B miałyby wartość $0,01I_C$, a różnica prądów I_{we} , I_{wy} wynosiłaby mniej więcej $0,0001$, czyli $0,01\%$, w przybliżeniu $1/\beta^2$. W rzeczywistości jest troszkę większa, a najbardziej zainteresowani szczegółów dotyczących różnicy prądów i wartości rezystancji wyjściowej poszukają samodzielnie.

W każdym razie na rysunkach O, P mamy lustro i źródło prądowe o dobrych właściwościach, a można jeszcze trochę poprawić jego symetrię przez wyrównanie napięć kolektorów T1, T2, które to tranzystory decydują o stosunku prądów, co pokazane jest na **rysunku R**.

I właśnie na rysunku B mamy taki ulepszony układ Wilsona. Jest podobny do lustra kaskadowego z rysunku M, ale działanie i właściwości są zdecydowanie inne – lepsze.



Na koniec trzeba dodać, że omawiane konfiguracje to **lustra prądowe** (*current mirrors*), które niejako odbijają prąd, zmieniają jego kierunek, a wartość prądu wyjściowego wyznaczona jest przez wartość prądu wejściowego, a te wartości mogą zmieniać się w szerokim zakresie podczas pracy. Pokrewnymi układami są **źródła prądowe** (*current sources*), które mają tylko wyjście, gdzie prąd wyjściowy powinien być niezmienny, a dynamiczna rezystancja wyjściowa – jak największa. W praktyce układy **źródeł** prądowych i dotyczące ich zależności są bardzo podobne do **luster** prądowych.

Źródła prądowe można realizować rozmaicie, na przykład z wykorzystaniem tranzystorów JFET lub diod Zenera, ale warto wiedzieć, że drobna modyfikacja lustra prądowego powoduje, że prąd wyjściowy w niewielkim stopniu zależy od prądu wejściowego i napięcia zasilającego. Inne niewielkie modyfikacje w inny sposób zmieniają właściwości luster prądowych. Te skądinąd interesujące kwestie wykraczają jednak poza ramy rozwiązania zadania **JakDziała?** Warto jednak podkreślić, że wszystkie przedstawione rozwiązania mają sens tylko w przypadku użycia tranzystorów o jednakowych parametrach, mających tę samą temperaturę, czyli w praktyce chodzi o lustra prądowe wchodzące w skład (bipolarnych) analogowych układów scalonych. Omawiane konfiguracje luster prądowych łatwo odnaleźć na schematach wewnętrznych wzmacniaczy operacyjnych. Przykład na **rysunku S** przedstawia uproszczony schemat wewnętrzny wzmacniacza uA741 z zaznaczonymi lustrami prądowymi.

Dziś coraz więcej układów analogowych jest realizowanych w technice CMOS i powszechnie stosowane są tam odpowiedniki omawianych właśnie konfiguracji, tylko zawierających tranzystory polowe MOSFET, zarówno z kanałem N, jak i z kanałem P.

Zaletą MOSFET-ów jest brak prądu bramki, co z zasady powinno dawać lepsze właściwości, przynajmniej teoretycznie.

W rzeczywistości zagadnienia dotyczące luster i źródeł prądowych są zdecydowanie bardziej skomplikowane. Oprócz wspomnianych wcześniej problemów, w grę wchodzi właściwości dynamiczne przy wyższych częstotliwościach oraz szumy. Oraz oczywiście kwestie technologiczne. Z drugiej strony parametry MOSFET-ów można łatwiej niż tranzystorów bipolarnych zmieniać i dostosowywać do potrzeb, co otwiera dodatkowe możliwości.

Wszystkie nadesłane rozwiązania były prawidłowe: zgodnie stwierdziliście, że jest to lustro prądowe – ulepszone lustro prądowe Wilsona. Jeden ze stałych uczestników napisał: (...) *Jeżeli tranzystory są dobrane w parę to możemy zapisać: $IC1 = IC2 = IC$, a równanie na iloraz prądów przyjmie postać: $I_{OUT}/I_{IN} = [IC(\beta^2 + 2\beta)]/[IC(\beta^2 + 2\beta + 2)] = (\beta^2 + 2\beta) / (\beta^2 + 2\beta + 2)$* Przykładowo dla $\beta = 100$ otrzymamy wartość ilorazu równą $0,9998$ (...) Ze wzrostem wartości β iloraz prądów dąży do 1 czyli mamy powtarzanie (odbicie) prądu. Niczym w lustrze.

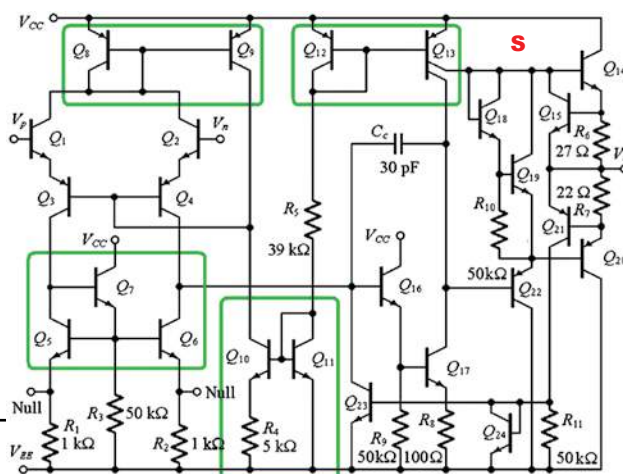
Nagrody-upominki za zadanie **JakDziała4** otrzymują:

Tadeusz Suszał – Warszawa,

Marek Kazimierzczuk – Tokarnia,

Sławomir Lis – Buk.

Wszyscy uczestnicy konkursu zostają dopisani do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.





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. Leszczynowa 11



Wypełniając poniższy formularz zamówienia

Formularz należy wysłać na adres:

AVT SPV Sp. z o. o.
03-197 Warszawa
ul. Leszczynowa 11



prześlij na adres:

AVT SPV Sp. z o.o.
03-197 Warszawa
ul. Leszczynowa 11

Miejsce na
kupon
rabatowy
EdW 6/2021

Miejsce na
kupon
rabatowy
EdW7/2021

Miejsce na
kupon
rabatowy
EdW 8/2021

Tu wklej kupony z ostatnich 3 numerów EdW
a uzyskasz **zniżkę 10%** dla stałych czytelników.
(szczegóły na stronie 73)
Prenumeratzy nie muszą wklejać kuponów,
wystarczy, że podadzą nr prenumeraty!

ZAMÓWIENIE na artykuły z oferty AVT

Kity

Opis oznaczeń 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

adres nadawcy

Adres:

☐ wysyłka pobraniowa kurierem: 19zł

AVTEDU

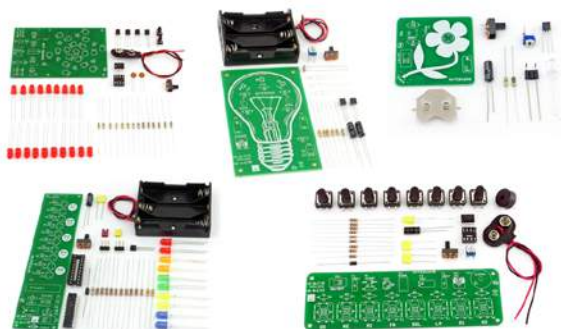
Poznaj całą serię

Zupełnie nowa edukacyjna seria kitów AVTEDU. Wypróbuj je wszystkie i zostań mistrzem lutownicy, poznaj świat elektroniki i zgłębiaj go razem z nami

#AVTEDU #NaukaLutowania #KityAVT

AVTEDU to zestawy (KITy) DIY do samodzielnego zlutowania.

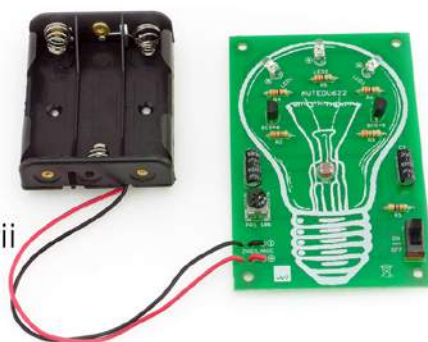
W zestawach znajduje się płytki drukowana i komplet elementów elektronicznych.



Zmierzchowa lampka LED

Zestaw do montażu **AVTEDU622**, cena: 20zł

- lampka nocna z czujnikiem zmierzchu
- źródło światła: 3 białe diody LED
- płynna regulacja czułości zadziałania
- napięcie zasilania: 5 VDC [3×AA] - zestaw nie zawiera baterii
- wymiary płytki: 92x60mm



Bijące serce LED

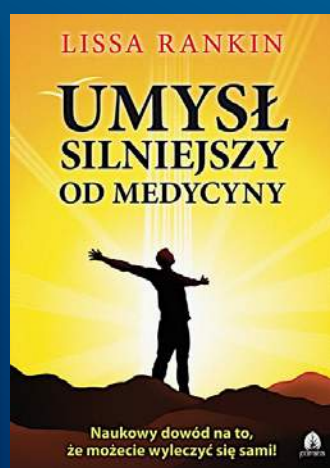
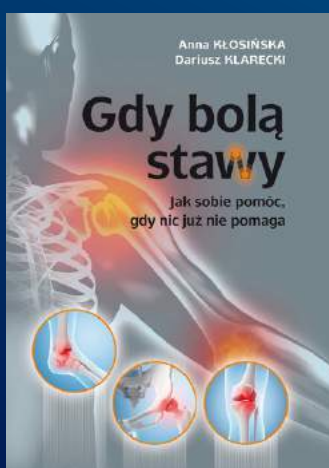
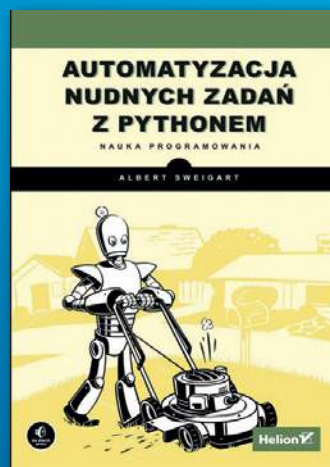
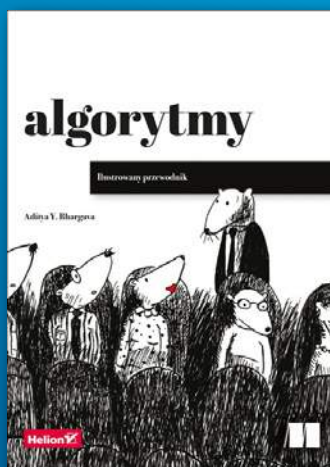
Zestaw do montażu **AVTEDU620**, cena: 23zł

- oryginalny prezent na walentynki, urodziny, imieniny itp
- 12 czerwonych diod LED tworzący zarys serca
- czujnik temperatury jako "przyspieszacz" bicia serca
- 3 efekty bicia serca wybierane przyciskiem
- napięcie zasilania: 4,5VDC [3×AA] - zestaw nie zawiera baterii
- wymiary płytki 74x67mm



KSIĄŻKI W ULUBIONYM KIOSKU

Wybieraj spośród naszych nowości i bestsellerów!



Zobacz pełną ofertę książek na UlubionyKiosk.pl