

ELEKTRONIKA

dla wszystkich

1/2021 STYCZEŃ • CENA 13,90 zł (w tym 8% VAT)

www.elportal.pl

Nieco ekstremalny Słuchawkowy wzmacniacz lampowy OTL

Generator kalibracyjny dla każdego

- ▶ REWelacja, czyli wykorzystanie komputerowej karty audio
- ▶ Moje zmagania z LC-100A
- ▶ Filozofia sieci: Protokół UDP
- ▶ Analizatory serii NWT
- ▶ MPPT – Burp charging
- ▶ Zasilanie awaryjne napięciem stałym
- ▶ Droga do RRIO, czyli wzmacniacze operacyjne
- ▶ Lampowy magnetofon szpulowy
- ▶ Sekwencyjny sterownik oświetlenia
- ▶ Felieton: Zapomniana historia telewizji



INDEKS 333 62X ISSN 1425-1698
9 771425 1169214

Drukarki 3D
filamenty, części zapasowe



sklep.avt.pl

Portale branżowe
AutomatykaB2B.pl
ElektronikaB2B.pl

Miejsca dla
specjalistów



OLEDArtronic
OPTOELEKTRONIKA
www.arttronic.pl

FIRMA PIEKARZ
CZĘŚCI ELEKTRONICZNE

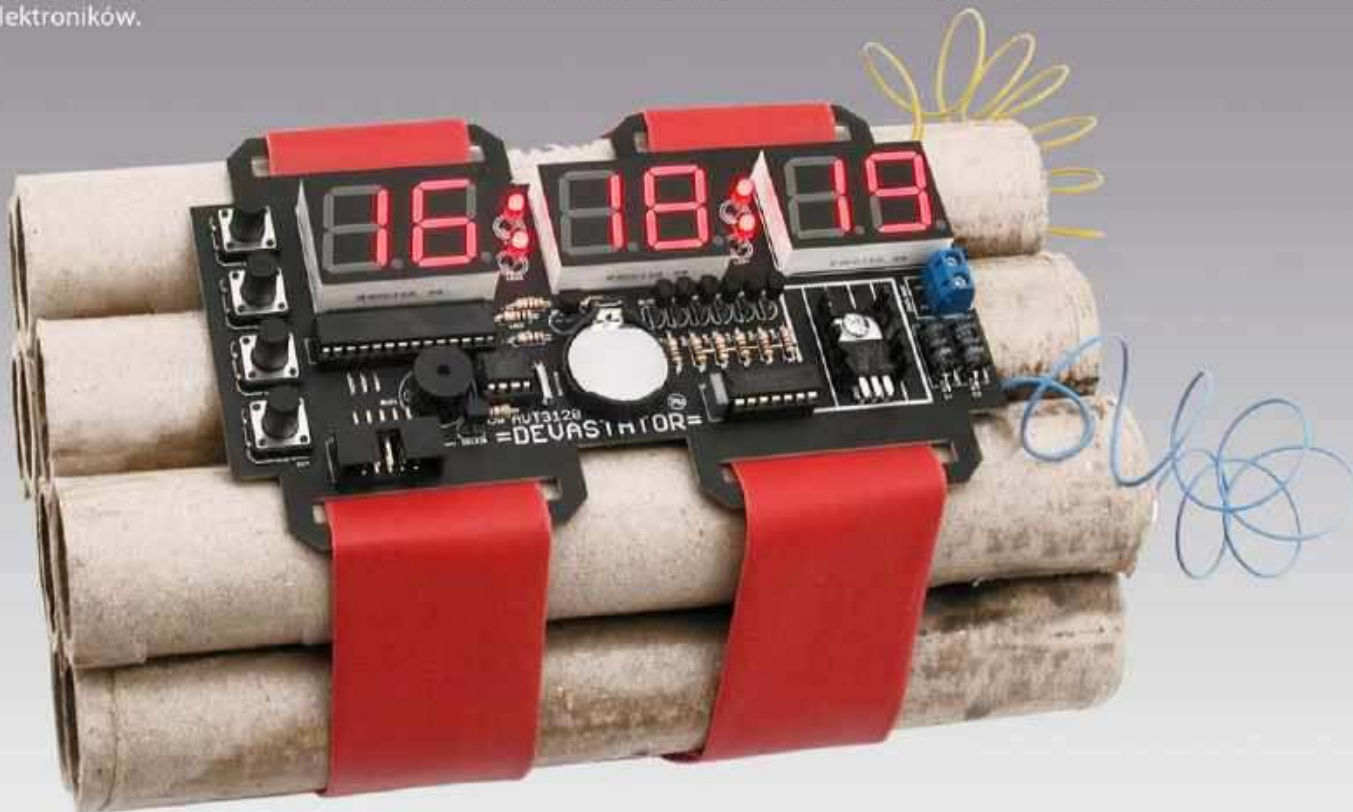
przełączniki
półprzewodniki
złącza
przełączniki
radiatory
obudowy
i wiele więcej...

www.piekarz.pl

AVT 3128 DEVASTATOR, czyli bombowy zegarek

Estetyczny, praktyczny, efektowny, niezwykle pomysłowy zegar bomba, który zawsze wywołuje efekt WOW wśród rodziny i znajomych. Ponadto DEVASTATOR to pierwszy naprawdę uniwersalny projekt DIY.

Jest odbierany równie entuzjastycznie przez osoby zupełnie niezwiązane z techniką, jak i przez doświadczonych elektroników.



Kod handlowy:
AVT3128



sklep.avt.pl

AVT SPV Sp. z o.o. 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
Dział Handlowy tel.: (22) 257 84 50 e-mail: handlowy@avt.pl

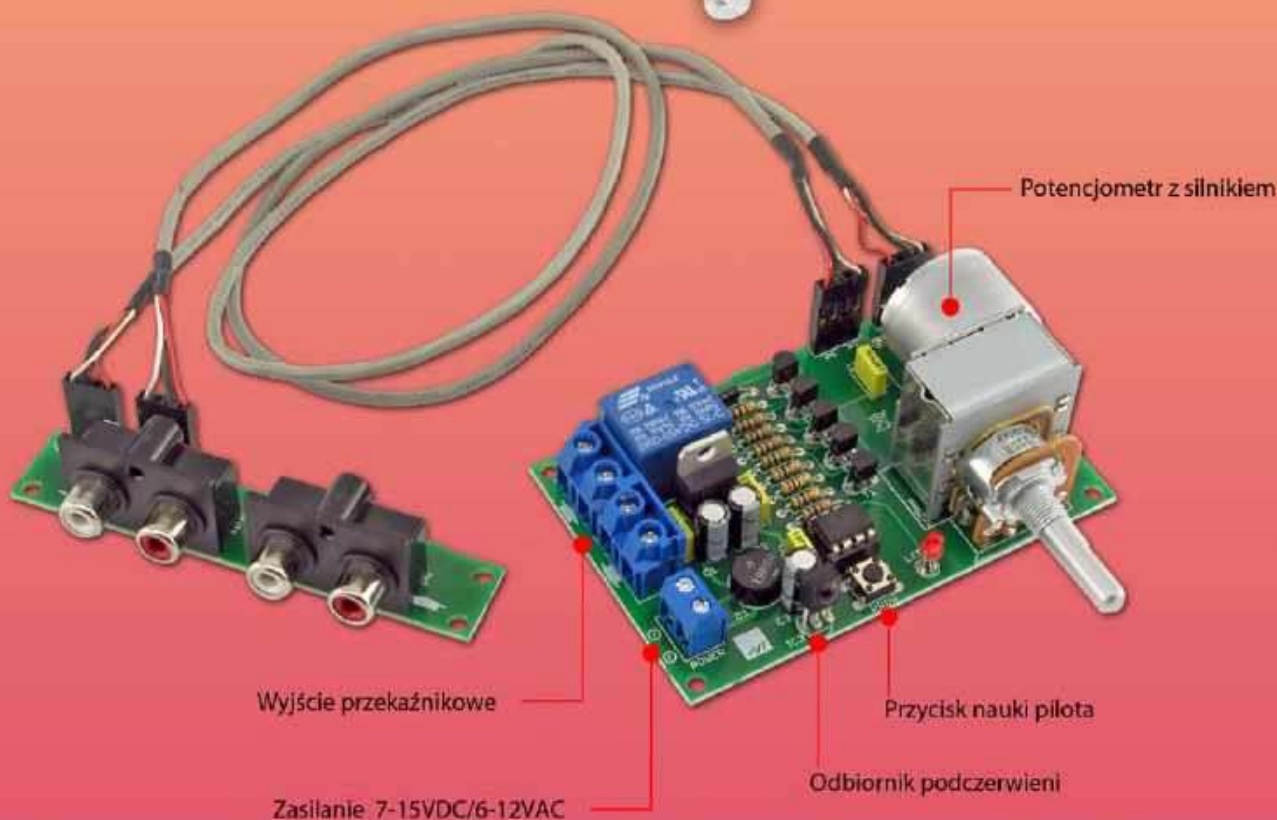
AVT 3222 Sterowany dowolnym pilotem potencjometr audio

Urządzenie doskonale nadaje się do każdego wzmacniacza audio wyposażonego w standardowy, „ręczny” potencjometr. Układ może być sterowany praktycznie dowolnym pilotem na podczerwień IR od sprzętu powszechnego użytku. Wymaga tylko przeprowadzenia prostej procedury zapamiętywania kodów pilota. Był testowany z kilkunastoma pilotami od różnych telewizorów, dekodów, DVD i sprzętu audio – z każdym działał prawidłowo. Dowolny przycisk pilota można przypisać do jednej określonej funkcji: włącz/wyłącz, obroty w lewo (ciszej) lub obroty w prawo (głośniej).

AVT3222 - KIT do samodzielnego zlutowania - 95zł



Zdjęcie przedstawia zlutowany KIT AVT3222



sklep.avt.pl

AVT SPV Sp. z o.o. 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
Dział Handlowy tel.: (22) 257 84 50 e-mail: handlowy@avt.pl

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



ARTRONIC..... 1



ELMAX..... 70



EX-OR..... 70



FERYSTER..... 53



GTB-SOLARIS 70



PIEKARZ..... 1, 31



PRODUCENT AUTOMATYKI GRZEWCZEJ

PW KEY..... 70



SEMICON 27



str. 15

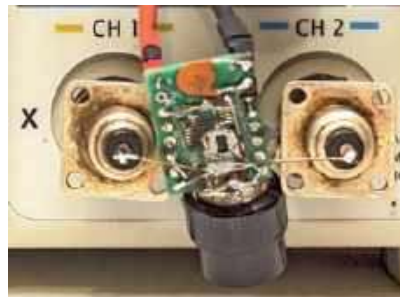
Nieco ekstremalny słuchawkowy wzmacniacz lampowy OTL

Prosty wzmacniacz dla łaknących decybeli melomanów, do współpracy z niskoimpedancyjnymi słuchawkami. Obszerny opis pozwoli Czytelnikowi na opracowanie własnej wersji i wyjaśni, gdzie powstaje lampowe brzmienie.

str. 21

Generator kalibracyjny dla każdego

Prościutki generator o bardzo stromych zboczach, absolutnie niezbędny w pracowni każdego elektronika. Przyda się między innymi do kalibracji i kompensacji częstotliwościowej dzielników i tłumików.



str. 28

Analizatory serii NWT

Urządzenia oferujące szeroką gamę możliwości. Są one niezastąpionym sprzętem w pracowni każdej osoby zajmującej się techniką w.cz.

str. 42

REWelacja, czyli wykorzystanie komputerowej karty audio

Komputerowe karty audio zawierają przetworniki ADC dość szybkie, a przede wszystkim o dużej rozdzielczości. Wraz z odpowiednimi programami pozwalają zbudować przyrządy pomiarowe o ogromnych możliwościach.



str. 62

Moje zmagania z LC-100A

Temat pomiarów z wykorzystaniem niedrogich przyrządów pomiarowych zawsze cieszył się dużym zainteresowaniem. Tylko czy zawsze pierwszą czynnością po zakupie urządzenia ma być wymiana kluczowego elementu wzorcowego?

Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o., Warszawa, ul. Leszczyńska 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. Leszczyńska 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. Leszczyńska 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 Pędziom
Michał Stach
Szymon Trygar
Adam Sobczyk
Piotr Świerczek
Piotr Wójtowicz

Styczeń

1 (301)

Projekty

Projekty AVT

Nieco ekstremalny słuchawkowy wzmacniacz lampowy OTL, część 1	15
Generator kalibracyjny dla każdego, część 1	18

Elektronika 2000

Sekwencyjny sterownik oświetlenia	60
---	----

Forum Czytelników

Moje zmagania z LC-100A	62
-------------------------------	----

Szkoła Konstruktorów

Zadanie główne 299

Zaproponuj układ pozwalający za pomocą dwóch przewodów niezależnie sterować dwoma odbiornikami	49
--	----

Rozwiązanie zadania głównego 294

Zaproponuj elektroniczny sposób sygnalizacji otwarcia furtki	50
--	----

Druga klasa Szkoły Konstruktorów Co tu nie gra? 299, 294	52
---	----

Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów Policz 299, 294	56
---	----

Artykuły różne

Felieton: Zapomniana historia telewizji	14
Filozofia sieci: protokół UDP, część 2	25
Analizatory serii NWT	28
MPPT, część 11	34
Zasilanie awaryjne napięciem stałym. Rozważania teoretyczne i porady praktyczne, część 2	36
Droga do RRIO, czyli wzmacniacze operacyjne (nie tylko) dla początkujących, część 4	39
REWelacja, czyli wykorzystanie komputerowej karty audio, część 1	42
Lampowy magnetofon szpulowy. Charakterystyka popularnych magnetofonów	63

Rubryki stałe

Nowości, ciekawostki	6
Prenumerata	8
Pocztą	10
Skrzynka porad	12
Reklamy	70
Księgarnia AVT	72
Oferta handlowa AVT	74

Konkursy

Jak to działa?	66
Co to jest?	65
Krzyżówka	68

26.



Ten numer rozpoczyna 26 rok obecności na rynku „Elektroniki dla Wszystkich”. Wierzyć się nie chce... Przede wszystkim **także i Ty weź udział w jubileuszu!** Ogłaszamy jubileuszowy konkurs zatytułowany:

Moja przygoda z elektroniką i EdW.

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

Rozpoczynamy nowe świętowanie. Zaczynamy imponująco pięknym okładkowym projektem wzmacniacza lampowego. Tak się przypadkiem złożyło, że w poprzednim numerze przypomnieliśmy informacje o popularnej lampie ECC88 i postawiliśmy pytanie. Od razu po ukazaniu się numeru grudniowego napłynęły e-maile świadczące o zainteresowaniu tematyką lamp elektronowych. I oto natychmiast, w tym i następnym numerze znajdziecie obszerny i bardzo wartościowy materiał na temat praktycznej realizacji i możliwości modyfikacji wzmacniacza lampowego! Nie przegapcie bardzo ważnego artykułu na stronie 42 na temat wykorzystania karty audio i programu REW do pomiarów. Temat będzie rozwijany, także w związku z cyklem „Wróblek”, ale nie tylko. Dalej częścią i rozwinięciem tego materiału jest planowany na następny miesiąc projekt okładkowy.

Jubileusz 25-lecia to nie tylko okazja, ale wręcz konieczność zastanowienia się nad profilem EdW i bieżącym kształtowaniem zawartości czasopisma. Omalimy to po części w tym numerze w rubryce Pocztą na stronie 10. W sumie wszystko w Waszych rękach! Przecież macie swoje oczekiwania. Abym mógł je spełnić, muszę te oczekiwania poznać. Bardzo proszę, **poinformujcie mnie osobiście, jaką tematyką powinniśmy się zajmować w kolejnych numerach EdW**.

Możecie to robić w dotychczasowy sposób za pomocą e-maili (pg@elportal.pl lub edw@elportal.pl) ewentualnie przez moje konto na Facebooku:

<https://bit.ly/3aj0ixL>

lub za pomocą QR-kodu: gdzie też na bieżąco umieszczam informacje, nad czym aktualnie pracuję.

Postaramy się wspólnie i ku obustronnej satysfakcji, by „Elektronika dla Wszystkich” pozostała czasopismem jak najlepiej spełniającym swoją niezmienną misję.

Serdecznie pozdrawiam

Piotr Gorecki



SAMSUNG ZNOWU LIDEREM SMARTFONOWEJ FOTOGRAFII?

Aparaty fotograficzne i kamery w smartfonach to zawsze była mocna strona Samsunga. Drobna wpadka z autofokusem w wersji S20 tylko podrażniła inżynierów, którzy postanowili podnieść poprzeczkę jeszcze wyżej. A wszystko za sprawą najnowszego Galaxy S21 Ultra z sensorem ISOCELL HM3.

Matryce o rozdzielczości 108Mpix to jedne z najbardziej zaawansowanych produktów Samsunga. Podobnie jest w przypadku najnowszej matrycy ISOCELL HM3. Matryca ta ma rozmiar 1/1.33" i piksele wielkości 0,8µm, podobnie jak wszystkie pozostałe, które mają rozdzielczość 108 Mpix. Dla szybszego ustawiania ostrości wykorzystuje ona ulepszoną funkcję Super PD Plus, która ma zapewniać dokładność pomiaru wyższą nawet o 50%, co przyda się podczas fotografowania poruszających się obiektów i robienia zdjęć w gorzej doświetlonych sceneriach.

Z kolei w „mieszanych warunkach oświetleniowych”, jak na przykład koniec tunelu, matryca Samsung ISOCELL HM3 wykorzystuje Smart ISO Pro. Funkcja ta w tym samym czasie rejestruje zdjęcie z wysokim i niskim ISO, a następnie łączy je cyfrowo w jeden obrazek w 12-bitowej głębi koloru ze zredukowanym szumem. Samsung deklaruje, że jest ona w stanie

zapewnić lepsze efekty niż standardowy HDR, który wykorzystuje wielokrotną ekspozycję.

Matryca jest już masowo produkowana i w pierwszej kolejności pojawi się na pokładzie Galaxy S21 Ultra.



ROLOWANY EKRAN W SMARTFONIE LG

LG G3 to chyba ostatni z sztandarowych smartfonów tego koncernu, który odniósł komercyjny sukces. Później przez ponad 6 lat firma próżno szukała uznania klientów stawiając na dziwne rozwiązania techniczne i nietypowe wzornictwo. Koreańczycy najwyraźniej jednak nadal nie boją się wyzwań i śmiało realizują ambitne, a nawet niekonwencjonalne pomysły, o czym też zdążyliśmy się przekonać. Dlatego nie jest zaskoczeniem, że rzecznik prasowy koreańskiego giganta potwierdził, że LG Rollable z rozwijanym ekranem trafi do sprzedaży jeszcze w 2021 roku.

LG Rollable jest smartfonem, który w razie potrzeby mógłby zmienić się w tablet. Robiłby to na tyle efektow-



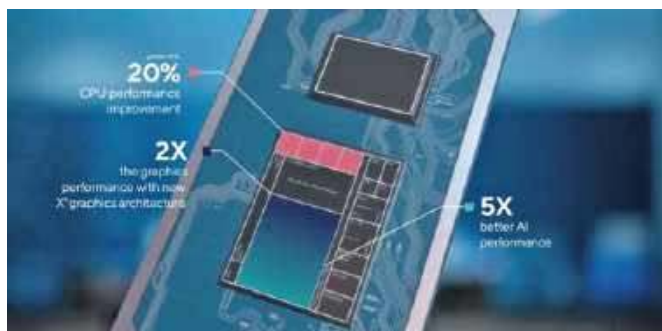
INTEL Z NOWYMI AMBICJAMI

Nowy prezes Intela stanie przed wielkim wyzwaniem. Apple ze swoimi procesorami serii M do Maków pokazało, że „niebiescy” zastali daleko w tyle za gigantem z Cupertino. Tymczasem Pat Gelsinger zdążył już nakreślić najważniejsze wyzwanie dla obejmowanej firmy. Bob Swan, obecny prezes Intela, pożegna się ze stanowiskiem już w przyszłym miesiącu. Jego następcą zostanie właśnie Pat Gelsinger – były prezes VMware, który w Intelu zajmował stanowisko dyrektora technicznego.

Przekazaniu prezesury towarzyszą spotkania z pracownikami, podczas których nowy prezes nakreśla podwładnym swoją wizję prowadzenia firmy. Podczas jednego z nich Gelsinger wyraźnie zaakcentował, czego oczekuje. Jak donosi jeden z lokalnych amerykańskich dzienników, nowy prezes podczas spotkania z pracownikami podkreślił, że Intel musi opracować lepszy ekosystem PC, z lepszymi produktami niż oferowane przez lifestyle'ową firmę z Cupertino [Apple].

Kiedy w poświęconych nowym technologiom mediach pojawiły się pierwsze wyniki wydajności komputerów Apple, wyposażonych w autorskie procesory Apple Silicon M1, wielu przecierało oczy ze zdumienia. Okazało się bowiem, że układy w architekturze ARM mogą oferować wyższą wydajność, zużywając przy tym mniej energii i wydzielając mniej ciepła.

Pewne jest jedno – by zachować konkurencyjność względem Apple czy AMD, Intel potrzebuje natychmiastowej rewolucji. Im bardziej zacięta walka na rynku, tym lepiej dla klientów, dlatego wszystkim powinno zależeć na szybkich zmianach na rynku procesorów.



nie, że jego ekran po prostu wysuwałby się z obudowy. Do tej pory wydawało się to rozwiązaniem bardzo ciekawym, ale mało realnym.

Według nieoficjalnego raportu, wyświetlacz do tego smartfona zostanie wyprodukowany przez chińską grupę BOE Technology. To na razie jedyny szczegół natury technicznej, który znamy.

Na tę chwilę trudno przewidzieć, ile może kosztować LG Rollable i czy będzie powszechnie dostępny jak LG Wing, który także powstał w ramach projektu „Explorer”. Można jednak oczekiwać bardzo wysokiej ceny, jak to zwykle ma miejsce w przypadku prototypowych technologii. W dodatku konkurenci nie zdecydowali się wprowadzić podobnych smartfonów, więc LG dużo ryzykuje. Czy się opłaci? Dowiemy się już w tym roku.

EXYNOS ŁAPIE DRUGI ODDECH

Samsung wykorzystał wzmożone zainteresowanie związane z premierą serii Galaxy S21 by zaprezentować nowy procesor: Exynos 2100, który będzie ich sercem, a przy tym zdradził więcej szczegółów na temat zapowiedzianej w 2019 roku współpracy z AMD. Wiemy już, że pierwszy procesor z grafiką od amerykańskiego giganta pojawi się w przyszłym roku.

Exynos 2100, który trafi do najnowszych flagowców Samsunga, nie będzie jeszcze tym, który zaoferuje GPU firmy AMD. Mimo to, zastosowany w nim układ ARM Mali-G78 ma cechować się świetną wydajnością, mniejszym zużyciem energii oraz obsługą najnowszych API.

Obok stacjonarnych i przenośnych komputerów z procesorami Ryzen oraz kartami graficznymi Radeon, wkrótce na rynku mają pojawić się pierwsze smartfony z GPU marki AMD – wszystko właśnie dzięki współpracy z Samsungiem.

Jak możemy przypuszczać, chodzi o procesor, który trafi do najmocniejszych smartfonów w 2022 roku. Jeśli nie nastąpią większe zmiany w seriach urządzeń producenta, będą to zapewne przyszłoroczne Galaxy S, Galaxy Fold oraz Galaxy Flip. Są to jednak wyłącznie przypuszczenia – nie ma jeszcze pewności, do których modeli trafi nowy Exynos.

Wejście AMD na rynek smartfonowych układów graficznych nie przejdzie bez echa i być może to dobry moment, żeby przerwać dominację Qualcommu.



PIERWSZY DRON OD SONY

Sony ma bardzo szerokie portfolio produktów, ale pierwszego drona nie spodziewał się chyba nikt. Na wirtualnych targach CES 2021 zaprezentowano efekt prac związanych z projektem Airpeak. Jest nim dron dla twórców wideo.

Kiedy ponad dwa miesiące temu Sony ogłaszało światu start projektu Airpeak, mało kto był w stanie sprecyzować, czym właściwie on będzie. Choć podejrzewaliśmy, że firma będzie chciała wyprodukować własnego drona, to opis inicjatywy i komunikaty przekazywane mediom były na tyle mgliste, że właściwie nie wiadomo było czego się spodziewać. Na szczęście teraz nie ma już żadnych wątpliwości – Sony stworzyło drona.

Sprzęt może przenosić bezlusterkowce serii Alpha i wykorzystuje sztuczną inteligencję, by utrzymywać stabilny obraz podczas lotu. Dron Sony Airpeak ma cztery wirniki i dwa ramiona podporowe, które pełnią rolę podwozia. Podczas startu wsporniki efektywnie unoszą się do góry.

Dron ma trafić na światowe rynki już na wiosnę i, znając Sony, będzie to naprawdę solidna konkurencja dla DJI czy Parrota, szczególnie jeśli model będzie umożliwiał wykorzystanie unikalnych funkcji związanych z obsługą bardzo popularnych aparatów cyfrowych serii Alpha.

Na razie nie znamy żadnych szczegółów technicznych ani ceny, którą Sony ogłosi najprawdopodobniej dopiero w maju.



PECETY SPRZEDAJĄ SIĘ... CORAZ LEPIEJ

Pandemia koronawirusa wpłynęła negatywnie na wiele branż, ale sprzedaż komputerów nie tylko nie spadła, lecz osiągnęła spore wzrosty. Dla wielu producentów był to naprawdę dobry rok, a kluczowym zwrotem tłumaczącym ten sukces będzie najprawdopodobniej „home office”.

Tak naprawdę to już w poprzednich kwartałach widoczne były wzrosty sprzedaży, ale ostatnie trzy miesiące roku okazały się tymi najlepszymi. Najprawdopodobniej na wynik wpłynął również okres świąteczny, ale jak wynika z raportu udostępnionego przez firmę analityczną Canalys, łącznie wszyscy

producenci sprzedali ponad 90 mln komputerów, co oznacza wzrost na poziomie 25,4% rok do roku.

Pierwsze miejsce należy do Lenovo, które zgarnęło ponad 25% całego rynku i odnotowało wyniki lepsze o 29,1% niż w 2019 roku. Co ciekawe, drugie HP nie mogło liczyć na równie imponujące wzrosty – „jedyne” 10%.

Wrażenie robi także wynik wykrecony przez Apple. Firma Tim Cooka może pochwalić się wzrostem na poziomie 45% rok do roku.

Sprzedaż komputerów była przede wszystkim napędzana przez notebooki i mobilne stacje robocze, których dostawy wzrosły o 44%, osiągając łącznie 235,1 mln sztuk. Z drugiej strony, dostawy komputerów stacjonarnych i stacjonarnych stacji roboczych spadły o 20% w porównaniu z zeszłym rokiem, osiągając 61,9 miliona sztuk w 2020 roku.



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	250,20 zł 6 wydań gratis
jeśli prenumerujesz nieprzerwanie od:	2 lat	125,10 zł 3 wydania gratis	
	3 lat	111,20 zł 4 wydania gratis	208,50 zł 9 wydań gratis
	5 lat		166,80 zł 12 wydań gratis

prenumeratę zamówisz:

- na www.avt.pl • mailowo - prenumerata@avt.pl
- wpłacając na konto: AVT Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczynowa 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. Leszczynowa 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.

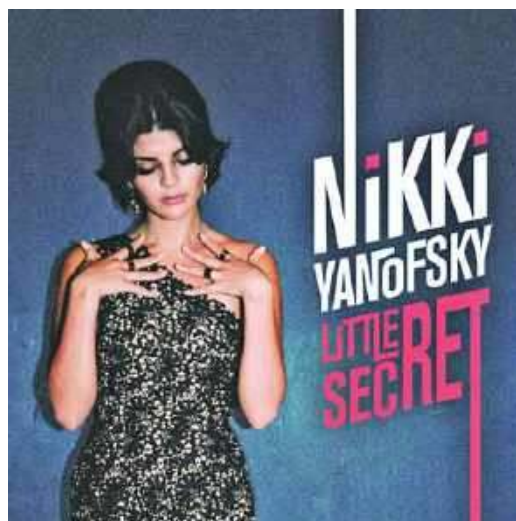
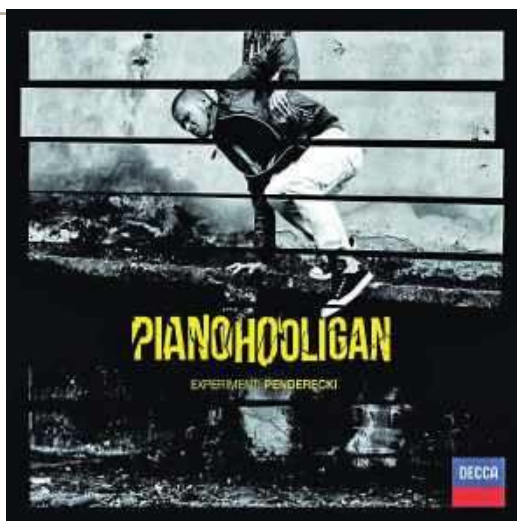
Twoje dane osobowe przekazujemy Poczcie Polskiej, która
dostarcza do Ciebie przesyłki. Bez Twojej zgody nie prześlemy
i nie będziemy dokonywać obrotu (nie użyczymy, nie sprzedamy)
Twoich danych osobowych innym osobom lub instytucjom.
Twoje dane osobowe możemy przekazać jedynie podmiotom

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:

- Pianohooligan „Experiment: Penderecki”
- Nikki Yanofsky „Little Secret”

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

***Bardzo dziękujemy za wszystkie życzenia,
jakie nadesłaliście w ostatnim czasie!***

***Przypominamy o ważnym jubileuszowym konkursie:
Moja przygoda z elektroniką i EdW
Szczegóły na stronie 5.***

Pozdrawiam Redakcję i życzę zdrowia.

Przyszła jesień, za chwilę zima i nastały długie wieczory. Od niedawna zainteresowałem się sterownikiem programowalnym Eaton Easy E4.

Naprawdę ma wiele możliwości stosowania, rozbudowy i co ważne, program symulacyjny, w którym możemy przetestować na bieżąco poszczególne funkcje. Po wgraniu EasySoft7.0 w wersji demo mamy polską wersję z ograniczeniem braku możliwości wgrania programu do sterownika.

Brak fizyczny sterownika nie oznacza, że nie możemy na nim nauczyć się jego funkcji. Proponuję utworzyć kurs zajmujący się programowaniem Eaton Easy lub podobnego.

Można ten cykl połączyć na koniec z utworzeniem zadania Szkoły Konstruktorów, można w trakcie kursu analizować poszczególne moduły programu. Są podręczniki i kursy dotyczące tego tematu, ale warto potraktować go „od podstaw”. Naprawdę jest tego wart.

Piotr Szoldra

Rzeczywiście, profesjonalne sterowniki PLC mogą znaleźć wiele interesujących zastosowań. Między innymi do realizacji syste-

mu automatyki domowej. W przypadku ich wykorzystania przez hobbystów podstawową barierą jest cena. Jakiś czas temu przymierzaliśmy się do tego rodzaju kursu, ale obecnie nie zmieści się on już na łamach EdW. Między innymi dlatego, że jednym z pokrewnych tematów, którym musimy się zająć, jest automatyka domowa (smart home), a takie systemy realizowane są dziś inaczej, bez sterowników PLC.

Dobry wieczór

Będąc pod wrażeniem konstrukcji kalkulatora Rafała Wiśniewskiego, opisanego w „EdW” 7/8/2020, przesyłam link do strony internetowej, na której przedstawione są konstrukcje różnego rodzaju kalkulatorów sprzed kilkudziesięciu lat. Na pierwszej stronie przedstawione są opisy i zdjęcia tego rodzaju kalkulatorów zbudowanych z setek, a nawet tysięcy elementów dyskretnych, układów scalonych, pamięci ferrytowych, a nawet pamięci w postaci linii opóźniającej z „druutu”. Wyświetlacze tych kalkulatorów są na lampach „nixie”, a nawet lampach kineskopowych! Konstrukcje te umieszczone są na wielu dużych płytkach drukowanych, których stopień skomplikowania można porównać do starszych komputerów, gdzie w płytę główną komputera wpinało się karty rozszerzeń. Kalkulatory te to prawdziwy majstersztyk zarówno ówczesnej precyzyjnej elektroniki, jak i mechaniki. Zachęcam w wolnych chwilach do zapoznania się z dawnymi konstrukcjami kalkulatorów opisanymi na tej stronie. Strona ta to prawdziwa uczta dla osób zainteresowanych elektroniką retro.

<https://oldcalculatormuseum.com/calcs.html>

Skrócony link:

<https://cutt.ly/mhAoi1F>

Druga strona opisuje dwie starsze, blisko pięćdziesięcioletnie konstrukcje kalkulatorów.

<https://www.olek.waw.pl/kalkulator-iskra-111/>

<https://www.olek.waw.pl/calculator-on-a-chip/>

Skrócone linki:

<https://cutt.ly/qhAoqzy>

<https://cutt.ly/PhAoyIb>

Trzeci i ostatni link to prezentacja prawdopodobnie prototypowego polskiego kalkulatora KEL-15.

www.elektroda.pl/rtvforum/viewtopic.php?p=19047458#19047458

Skrócony link: <https://cutt.ly/2hAi8Ip>

*Pozdrawiam
Krzysztof Kawa*

Jak zapoznać się z alfanumerycznym LCD

<https://youtu.be/hZRL8luuPb8>

Cóż, ja kiedyś podobnie użyłem Amigi1200, a brak dokumentacji spowodował, że długo kombinowałem, dlaczego wyświetla się tylko 8 z 16 znaków.

Sławomir

Po publikacji felietonu *Migająca dioda LED... czyli JEST WYJŚCIE!* do Autora został skierowany e-mail, którego kopię zamieszczamy poniżej:

Hej.

Odpowiadam Tobie, ale kopię wysyłam do EdW, bo może odpowiedź zainteresuje Czytelników.

Generalnie zgadzam się z tym, co piszesz, ale jest kilka ale. Z racji tego, co robiłem i robię, „problem” mikroprocesorów i układów programowalnych dość dobrze znam. Od ok. 10 lat mam problem, aby zrealizować średnio skomplikowany układ bez uC (mikrokontrolera) lub układu programowalnego. Dotyczy to także rozwiązań amatorskich. Na czym polega problem?

Gdy zabieram się (raczej zabierałem się, teraz od razu sięgam po uC) za projekt jakiegoś urządzenia cyfrowego, to po chwili mam kilkanaście układów cyfrowych. Powierzchnia PCB robi się duża, a ewentualne błędy powodują, że trzeba ciąć ścieżki, „drutować”. Czasem nie ma innej możliwości, jak wykonać kolejną PCB, aby uruchomić urządzenie. To samo, gdy „apetyt wzrośnie” i chce się zwiększyć możliwości urządzenia.

Użycie uC czy układu programowalnego (kiedyś używałem GAL, później CPLD, teraz czasem FPGA) zmniejsza problem „drutowania”. Zarówno w rozwiązaniach amatorskich, jak i komercyjnych tak jest szybciej, taniej i łatwiej. Oczywiście są wyjątki, ale przeważnie „program” jest lepszym rozwiązaniem.

Aby nie być gołosłownym, modulowane miganie diodą:

- Nieśmiertelny NE555, potrzebne 2 szt. za ok. 2zł netto (...) - ATtiny4 1, 2zł netto (...) Nawet bez modulacji, uC przeważnie „wygra”, bo nie potrzeba zewnętrznych elementów RC (pomijam rezystor ograniczający prąd LED, ale to w uC da się obejść, w NE555 raczej nie), co obniża nieznacznie koszty, ale i PCB jest mniejsza, co znacznie obniży koszty. Niezawodność wrasta, bo mniej elementów. Oczywiście, NE555 czasem „wygra”, gdy napięcie zasilania jest poza zakresem uC.

Reasumując, jeżeli w tak banalnym zadaniu uC jest lepszym rozwiązaniem, to co, gdy zadanie jest bardziej skomplikowane? Wymagania użytkowników wzrosły, a jednocześnie ich wiedza techniczna znacznie się zmniejszyła. Urządzenia ma być „głupotoodporne”, mieć kolorowe migające „bajery” itp., itd. Pozdrawiam

Sławomir

PS Trzymam kciuki za nowy projekt. Jest szalony, ale ja też robiłem szalone projekty, może nie aż tak bardzo szalone, jednak robiłem.

Do rozwiązania jednego z konkursów dołączony był poniższy tekst: (...) Nie będę ukrywać, wszystkie obliczenia wykonałem z wykorzystaniem programu **maxima**, a symulację przy wykorzystaniu programu **ngspice**. Nie do końca zgadzam się ze stwierdzeniem, że maxima nie jest rozwijana. Używa się jej na wielu polskich i zagranicznych uczelniach jako dobry zamiennik drogich i komercyjnych programów, ma nawet stosowne atesty wydane na potrzeby badań naukowych i obliczeń inżynierskich, a ja, dzięki właśnie tego typu programom, obroniłem pracę magisterską prawie 20 lat wstecz, a jeszcze wcześniej zdobyłem uprawnienia inżyniera i uzyskałem pełne uprawnienia zawodowe, bo nie

korzystałem z pirackiego oprogramowania, a co do wiarygodności i rzetelności obliczeń, żaden z moich promotorów nie był w stanie się doczepić, bo źródła wolnego oprogramowania są dostępne dla każdego bez żadnych ograniczeń (choćby kręćli nosami, że to dla hackerów i nie za bardzo kompatybilne z ich oprogramowaniem) w przeciwieństwie np. do Mathematica. Jedynej rzeczy, której nie ma maxima, to logarytmy dziesiętne, ale i tu jest obejście. Jeszcze jedna uwaga: kilka lat temu, ze względu na zbyt wysokie ceny licencji komercyjnych giganta z Redmond, CERN przeszedł na wolne oprogramowanie jako nie gorsze od zamkniętego. CERN jest mi szczególnie bliski, ponieważ jako student przygotowywałem fragment projektu dla Wielkiego Zderzacza Hadronów...

Paweł Sobótka

Dzień dobry

(...) Piszę, gdyż zainteresował mnie cykl artykułów dotyczących zasady działania przetwornic impulsowych, może by tak powstał artykuł dotyczący prostych izolowanych przetwornic zasilanych niskim napięciem 12–30V/+5V–5V służących np.: do zasilania wskaźników panelowych na ICL7107.

Sławek

Praktyczne wskazówki na temat przetwornic wytwarzających napięcie symetryczne $\pm 5V$ będą podane w drugiej części artykułu o uniwersalnej przystawce pomiarowej, jeśli dobrze pójdzie, to już za dwa miesiące. A mierniki panelowe, także takie dużo lepsze od znanych od dawna modułów z ICL7107, będą szeroko omawiane w innych artykułach, szczegółowo analizujących parametry takich woltomierzy i amperomierzy. Nieco więcej szczegółów podanych jest na stronie: <https://bit.ly/35jjuYN>



Dzień dobry.

Gratulacje z okazji tak wspaniałego jubileuszu i życzę następnych 25 lat!

A czy z tej okazji Redakcja mogłaby opracować lub zlecić zewnętrznej firmie opracowanie w formie elektronicznej, wykonywalnego pliku, pliku PDF lub w jakiegokolwiek innej postaci, wykazu wszystkich dotychczas wydanych „Elektronik dla Wszystkich”, z tytułami artykułów, numerem i rokiem, w którym się ukazał, krótkim opisem itp.? I co najważniejsze... z wyszukiwarką umożliwiającą szybkie wyszukanie danego tematu. Na przykład, interesuje mnie Bluetooth, wpisuję w pole wyszukiwarki to słowo i za chwilę mam wykaz wszystkich artykułów, w których temat ten był poruszany, z krótkim opisem i numerem czasopisma. Kiedyś tego typu wykazy, stale uaktualniane, towarzyszyły płytom CD dołączanym do magazynów komputerowych „Chip”, „Komputer”. Zawierały spis publikowanych na płytach programów z nazwą programu, krótkim opisem, numerem płyty, rodzaj licencji, a przede wszystkim wspomnianą wyszukiwarkę. Myślę, że takich czasopism jak „Elektronika dla Wszystkich” się nie wyrzuca, a Redakcja ma sporą liczbę wieloletnich prenumeratorów, wiernych czytelników, więc pomysł mógłby być sporym ułatwieniem w poszukiwaniu rozwiązań różnych tematów.

Ciąg dalszy na stronie 33

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.

 (...) zainteresował mnie temat diod LED mocy i taśm do oświetlenia pomieszczeń (...) [i do] kolorowych efektów (...) Co to są skróty RGBW, RGBWA, RGBWW, RGBWY, RGB CCT, RGBW+WW (...)? (...) co to jest GROW LED? czym się różni FULL SPECTRUM LED od białych LED? (...) zgubiłem się (...) czym się należy kierować przy wyborze do zakupu? (...) jak nimi można najłatwiej sterować?

W poprzednich dwóch numerach EdW udzielona była częściowa odpowiedź na to bardzo obszerne pytanie. Do omówienia pozostaje jeszcze kilka ważnych aspektów.

I tak w ostatnich latach pojawiła się moda na zmianę barwy światła, co znalazło też odzwierciedlenie w komputerach, tabletach i smartfonach, gdzie można włączyć zmianę odcienia ekranu na cieplejszy w godzinach wieczornych i nocnych. Pojawiły się też „podwójne” diody LED i taśmy, zawierające białe diody LED, zarówno zimne (CW), jak i ciepłe (WW). Mogą być oznaczane W/WW albo CW/WW, jednak często stosowany jest skrót CCT nawiązujący do temperatury barwowej. Skrót CCT w przypadku takich podwójnych białych diod wskazuje, że ich temperaturę barwową można płynnie regulować, zmieniając względną jasność struktur ciepłych i zimnych. Tak, ale nie można regulować współczynnika jakości CRI. Warto na to zwrócić uwagę, bo zakup aktualnie modnych taśm CCT może okazać się rozczarowaniem, jeżeli mają one niski współczynnik oddawania barw CRI. Mogą to być taśmy z pojedynczymi białymi diodami CW i WW albo z diodami dwustrukturalnymi – przykład na **fotografii A**.



Fot. A

Można też spotkać białe taśmy CCT z trzema strukturami: ciepłą, neutralną i zimną – przykład na **fotografii B**.



Fot. B

Ideąlem wydają się taśmy, które obok struktur RGB zawierają też diody białe. Określenie RGBW w zdecydowanej większości przypadków znaczy, że jest to dioda lub taśma LED, zawierająca diodę białą **zimną**. Natomiast skrót RGBWW wskazuje na obecność diody białej **cieplej**. W związku z postępem i modą pojawiły się też taśmy LED z pięcioma strukturami: trzema RGB i dwiema białymi. Tu też można spotkać różne wersje. I niestety, można się bardzo mocno rozczarować.

Tego rodzaju taśmy okazują się bardzo atrakcyjne, nie tylko dla hobbystów. Ale także i tu w grę wchodzi aspekt handlowy oraz brak wiedzy sprzedawców, dlatego można spotkać oferty z różnymi, często nietypowymi oznaczeniami tego rodzaju pięciokolorowych taśm. Bardzo trudno też zdobyć najważniejsze w tym przypadku informacje o parametrach struktur białych.

Chodzi głównie o taśmy z pięcioma strukturami, więc często pojawia się oznaczenie **5 in 1**. I tu dochodzimy do niejasności. Ponieważ sprzedawcy stosują różne oznaczenia i skróty, warto sprawdzić szczegóły na fotografiach. Mogą one być oznaczane różnie: RGBW+WW, RGBCW+WW, RGBW CW+WW, a coraz częściej też RGB CCT. Istnieją diody i taśmy RGB + CW + WW z pojedynczymi diodami ciepłymi i zimnymi oraz diodami RGB – **fotografia C** (neonica.pl).



Fot. C

Dość często spotyka się taśmy z podwójnymi diodami CCT – przykład na **fotografii D**.



Fot. D

Dostępne są też diody, które w jednej obudowie zawierają wszystkie pięć struktur – przykład na **fotografii E**.



Fot. E

Z uwagi na brak informacji o parametrach, do oświetlenia należy wykorzystywać dobrej jakości taśmy zawierające tylko diody białe. Natomiast ogólnie biorąc, „uniwersalne” taśmy RGB + W (RGB + CCT) nie powinny być używane jako główne, użytkowe oświetlenie pomieszczeń mieszkalnych, a jedynie do uzyskania efektów świetlnych. Przede wszystkim z uwagi na jakość światła. Wbrew pozorom, trzy struktury RGB nie mogą wytworzyć światła o wysokim współczynniku CRI, a dokładane do tego diody białe zazwyczaj mają ten współczynnik niski. Wprawdzie dzięki postępowi pomału diody białe w taśmach RGBW i pokrewnych mają coraz lepsze właściwości, ale nadal nie są to taśmy zalecane do głównego oświetlenia mieszkań.

Skrót CCT wskazuje tylko, iż temperaturę barwową można zmieniać. Jednak to nie mówi wszystkiego o takich nowoczesnych regulowanych źródłach światła. To że biała dioda w taśmie jest przyjemnie ciepła lub można regulować odcień światła białego, wcale nie znaczy jednak, że uzyskamy dobry współczynnik CRI. Zazwyczaj oferty handlowe nie podają żadnych szczegółów na temat jakości światła,

a konkretnie współczynnika CRI. Obecność skrótu CCT nie znaczy, że tego rodzaju pięciokolorowe taśmy przeznaczone są do roli głównego oświetlenia mieszkań. I ze względu na cenę, i na parametry należy je stosować raczej w roli oświetlenia efektowego. To delikatny temat i trudno o recepty.

Wybór diod i taśm LED do oświetlenia pomieszczeń. Z jednej strony świat staje się coraz bardziej skomplikowany, a z drugiej my staliśmy się bardziej niecierpliwi i chcemy szybkich, prostych rozwiązań i odpowiedzi. Dotyczy to także wyboru oświetlenia LED. Niestety, nie ma tu szybkich, prostych i jasnych odpowiedzi.

Wybór elementów oświetleniowych naprawdę nie jest łatwy, ponieważ z reguły nie są znane prawdziwe wartości ich kluczowych parametrów. Jest też problem z doradcami w postaci sprzedawców oraz elektryków, którzy instalują sprzęt. Na pewno wchodzi tu też w grę problem nieuczciwych lub niedoinformowanych sprzedawców. Powszechne są zapewnienia, że w taśmie pracują diody najlepszych renomowanych producentów (Cree, Osram, LG,...) albo dalekowschodnich o dobrej reputacji (Epistar, Edison, Seoul, ...). Jednak niskie ceny udowadniają, że jest to niemożliwe, bo diody takich producentów są znacząco droższe od najpopularniejszych chińskich (które trzeba przyznać, są coraz lepsze). Z kolei większość elektryków instalatorów jeszcze „nie czuje tematu” i nie ma dokładnej wiedzy o tych nowych elementach.

Dlatego *w miarę możliwości warto zakupić i porównać niewielkie próbki, a dopiero po takich wstępnych testach zakupić potrzebne większe ilości towaru.* Już proste porównanie światła wytwarzanego przez krótkie, jednakowej długości odcinki różnych taśm wiele powie o ich właściwościach: o ilości i jakości wytwarzanego światła oraz o pobieranej mocy.

Z uwagi na tak wiele wchodzących w grę czynników, nie ma jednej jedynej, uniwersalnej recepty dla osób kupujących taśmy LED i diody dużej mocy. Na pewno dokonując wyboru, nie należy kierować się wyłącznie ceną jednego metra taśmy. Do ewentualnej kalkulacji cenowej można byłoby wziąć pod uwagę moc 1 metra taśmy, a jeszcze lepiej wytwarzany przez ten strumień świetlny. Ogólnie biorąc, optymalna jest taśma, której cena zakupu przypadająca na jednostkę strumienia świetlnego (lumen) jest najniższa. Należałoby więc określić, jaka cena zakupu przypada na 1 lumen wytwarzanego strumienia, ale najczęściej brak potrzebnych do tego danych. Można prosić: jaka cena przypada na jeden wat pobieranej mocy, ale wtedy pomijamy istotny parametr, jakim jest skuteczność zamiany mocy elektrycznej na światło przez zamontowane diody (w lumenach na wat).

Ciąg dalszy na stronie 59

100% elektroniki

Prenumerujesz
Elektronikę Praktyczną +
Elektronikę dla Wszystkich?

Skorzystaj z promocji

1+1=3

i zamów bezpłatną
prenumeratę Elektronika



na www.avt.pl/prenumerata

Zapomniana historia telewizji

W dzisiejszych czasach, a szczególnie w okresie pandemii spowodowanej koronawirusem, przekaz medialny stał się głównym źródłem informacji o otaczającym świecie. Niektórzy preferują słuchanie radia i kręcenie galką w poszukiwaniu ulubionych audycji, jednak chyba znacznie więcej jest osób, które lubią oglądać telewizję. Temat telewizji zainteresował mnie szczególnie ostatnio, gdy w moje ręce trafił telewizor Alga oraz Neptun 212A. Pracuję, aby przywrócić te odbiorniki do pełni sprawności.

Patrząc na płaskie i nowoczesne odbiorniki telewizyjne obecne w większości domów, nie zawsze uświadamiamy sobie, jaka jest geneza i rozwój tego środka przekazu. Tymczasem telewizja ma bardzo interesującą, choć krótką i dynamiczną, historię. W ciągu niespełna 50 lat stała się bowiem dostępnym dla każdego środkiem przekazywania ruchomego obrazu.

Warto uświadomić sobie, że telewizja nie powstała od razu jako wynik jakiegoś wspólnego pojedynczego odkrycia. To wynik trudnej i cierplivej pracy, ciągnącej się przez wiele lat. Jak dobrze wiemy, telewizja polega na zamianie obrazu i dźwięku nadawanego z różnych źródeł na sygnały elektryczne, a następnie powtórnej zamianie tych sygnałów na promienie świetlne (obraz) i fale dźwiękowe odbierane przez człowieka. Proces wytwarzania obrazów punkt po punkcie w odpowiednich odstępach czasu zwany jest wybieraniem. Konieczność uzyskania minimalnej prędkości, przy której nie odbieramy nieprzyjemnego migotania obrazu, wynoszącej 16 klatek na sekundę, była główną przeszkodą w rozwoju odbiorników telewizyjnych. Dopiero w roku 1884 berliński student Nipkow opracował mechaniczną metodę wybierania obrazu za pomocą tarczy z otworami rozmieszczonymi w liniach spiralnych. Chcąc uzyskać dany obraz, musiano go wyświetlić za pomocą odpowiedniej soczewki na powierzchni tarczy. Tarcza mechanicznego odbiornika telewizyjnego napędzana silnikiem musiała

obracać się z identyczną prędkością, jak tarcza nadajnika.

Pomimo że system ten nijak nie przypominał współczesnej telewizji, a co więcej, okazał się wysoce niepraktyczny, stanowił milowy krok w rozwoju tego środka przekazu. Dopiero po pojawieniu się elektronicznych sposobów analizy i rekonstrukcji obrazu marzenia o telewizji stały się w pełni realne.

Pierwsze telewizory przeznaczone do użytku domowego pojawiły się już na początku lat 30. Jako przykład można podać fotografie odbiorników Marconi, a także słynnego Telefunkena FEVI. Pierwsze odbiorniki dostępne były jedynie dla wybranych z powodu bardzo wysokiej ceny. Miały dużo lamp i osiągały znaczne rozmiary. Lampy obrazowe w małych telewizorach były niewiele większe od tych oscyloskopowych, a ograniczeniem był mały kąt odchyłania i długość szyjki. Kineskopy montowano pionowo, a obraz oglądało się za pomocą lustra mocowanego na odchylanej pokrywce.

Na początku posiadanie takiego urządzenia było synonimem luksusu. Pierwszymi odbiornikami, które upowszechniły się w Polsce, choć też były dostępne tylko dla wybranych, była znana Wisła oraz radziecki odbiornik KWN o małej lampie obrazowej oraz bezpośredniej metodzie przemiany fonii, co dawało kiepską jakość dźwięku. Pierwsze odbiorniki charakteryzowały się znaczną awaryjnością, toteż skrót KWN często był interpretowany jako „Kupiłem, włączyłem, nie działa”.

Warto również pamiętać o tym, co dzieje się po drugiej stronie ekranu. Czymże bowiem byłaby telewizja bez studia telewizyjnego?

Od roku 1934 zaczęły powstawać następujące typy lamp analizujących, dzięki którym obraz mógł być przetwarzany w kamerze na sygnał elektryczny: dysektory, ikonoskopy, superikonoskopy, ortikony, superortikony i wreszcie widikony. Bardzo interesująca jest ich budowa i sposób zamiany obrazu na sygnał elektryczny.

Pierwsze kamery z lat 30. były kamerami ikonoskopowymi, wymagającymi ogromnego wręcz natężenia światła. W związku z tym stosowano żarówki włóknowe o znacznej mocy, które nawet do ponad 30 stopni podnosiły temperaturę w pomieszczeniu studia. Z kolei ortikony były wręcz zbyt wrażliwe na światło. Tam zapalona świeczka rozjaśniała cały obraz, toteż w studiu było całkowicie ciemno, co również było niesamowicie niedogodne. Optymalne pod względem oświetlenia okazały się dopiero widikony, których ekran wykonany z trójsiarczku antymonu pozwalał na uzyskanie prawidłowego sygnału o przyzwoitym stosunku sygnału do szumu przy około 10 luksach. W wypadku satikonów ich czułość była znacznie przesunięta w kierunku czerwieni i podczerwieni, stąd konieczność stosowania odpowiednich filtrów lub ewentualnie (w latach 30.) odpowiedniego makijażu. Zresztą właściwie dla wszystkich lamp analizujących ten sposób korekcji był początkowo bardzo chętnie stosowany i we wspomnieniach ludzi, którzy mieli okazję pracować w pierwszych przedwojennych studiach czarno-białej oczywiście telewizji, przewijają się relacje o dziwnym makijażu aktorów, używających np. fioletowej szminki, mających zielone powieki czy fiolet na policzkach.

Myszę, że warto zapoznać się z niesłychanie interesującą, zapomnianą historią powstania telewizji i ratować lampowe odbiorniki telewizyjne, aby stały się żywym dokumentem, przez jak wiele procesów i odkryć musiała przejść telewizja, aby dzisiaj stać się dostępnym dla każdego, najbardziej oddziałującym źródłem informacji.



Jakub Gajda
jkgbajda@gmail.com

Zachęcamy do nadsyłania podobnych tekstów!

Podziel się z innymi Czytelnikami swoimi wspomnieniami albo przemyśleniami, dotyczącymi historii, współczesności czy spodziewanego rozwoju elektroniki!

Pomyśl, napisz (powyższy materiał ma około 750 słów) i przyślij zwykłym listem lub na adres edw@elportal.pl! Materiał może dotyczyć „elektronicznych wspomnień”, ale też dowolnego innego aspektu elektroniki.

Nieco ekstremalny Słuchawkowy wzmacniacz lampowy OTL

Prosty wzmacniacz dla łaknących decybeli melomanów, do współpracy z niskoimpedancyjnymi słuchawkami. Obszerny opis pozwoli Czytelnikowi na opracowanie własnej wersji a także wyjaśni, gdzie powstaje lampowe brzmienie.

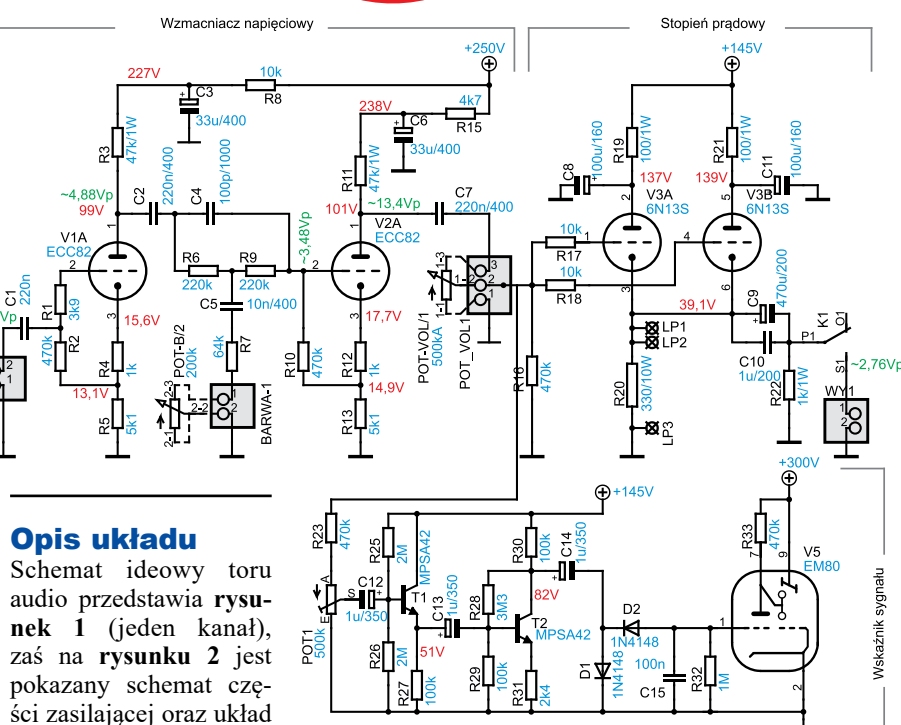


Po co kolejny wzmacniacz słuchawkowy na lampach?

Przecież tyle już ich powstało!

Takie pytanie zada pewnie niejednen Czytelnik. Zdecydowana większość publikowanych dotychczas projektów słuchawkowych wzmacniaczy OTL (bez transformatorów wyjściowych) bazuje na lampach przeznaczonych do wzmacniania amplitudy napięcia, a nie do dostarczania dużej mocy do obciążenia. Mając niską wydajność prądową, nadają się do pracy ze słuchawkami o wysokiej impedancji. Tymczasem prawie wszystkie współczesne słuchawki mają niską impedancję, na ogół 32Ω, a zdarzają się 24Ω lub nawet 18Ω. Jeśli do tego ich skuteczność jest mała, to uzyskanie zadowalającego natężenia dźwięku z zastosowaniem takiego wzmacniacza OTL może okazać się niemożliwe.

Prezentowana konstrukcja wzmacniacza (fotografia tytułowa) jest w stanie dostarczyć 100mW mocy do obciążenia 32Ω i jest w swej idei prosta, zawierając jedynie dwa podstawowe układy pracy triody. Prostota układu sprawia, że Czytelnik z łatwością może go samodzielnie zaadaptować do innych typów lamp, w czym pomoże szczegółowy opis obliczeń wzmacniacza, zawarty w dalszej części artykułu. Zostanie też wyjaśnione od strony konstrukcyjnej, skąd się bierze efekt zwany *lampowym brzmieniem* i jak można na niego wpływać.



Rys. 1

Opis układu

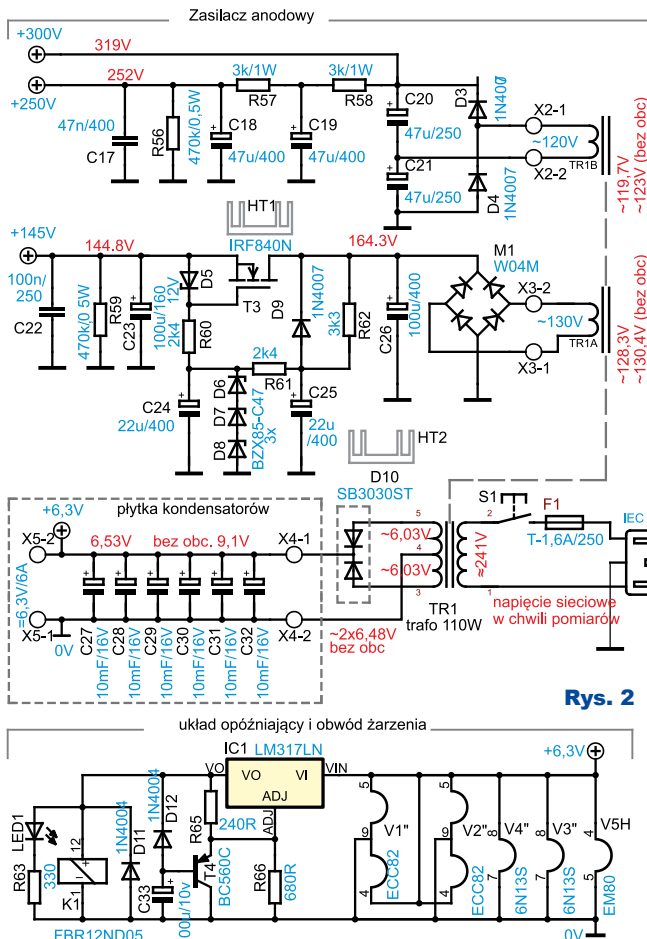
Schemat ideowy toru audio przedstawia **rysunek 1** (jeden kanał), zaś na **rysunku 2** jest pokazany schemat części zasilającej oraz układ opóźniający załączenie gniazda słuchawek.

Rysunek 3a przedstawia główną płytkę w widoku od strony elementów, a **rysunek 3b** – płytkę baterii kondensatorów obwodu żarzenia.

Na schemacie umieszczono wyróżnione kolorem czerwonym wartości napięć stałych i zmiennych występujące w charakterystycznych punktach układu po rozgrzaniu lamp. Przypis *bez obc.* (bez obciążenia) oznacza pomiary wykonane przy lampach wyjętych z podstawek. Kolorem zielonym opisano występujące

w układzie amplitudy napięć przebiegów zmiennych po podaniu sygnału 1Vp na wejście wzmacniacza.

Schemat na **rysunku 1** pokazuje jeden kanał, drugi jest identyczny, numeracja elementów w obu jest taka sama, przy czym, dla rozróżnienia, elementy kanału drugiego mają w nazwie sufiks „A”. Nie dotyczy to lamp, dla których litera A lub B jest oznaczeniem ustroju triody w bańce (wszystkie użyte triody są podwójne). Wskaźnik (tzw. magiczne oko) EM80 jest tylko w pierwszym

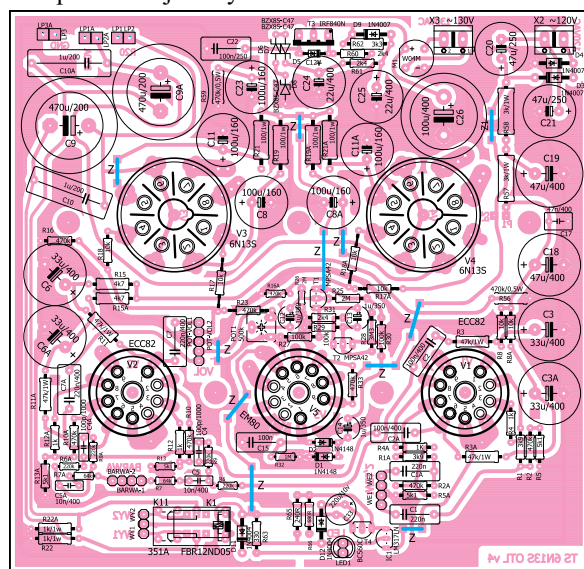


Rys. 2

kanale, gdyż nie ma on w tym układzie żadnego praktycznego znaczenia i pełni jedynie funkcję dekoracyjną, a autor miał tylko jedną taką lampę.

Tor audio składa się z dwustopniowego wzmacniacza napięciowego wzmacniającego amplitudę sygnału oraz stopnia prądowego o dużej wydajności prądowej, dostarczającego sygnał o odpowiedniej mocy do sł-

Rys. 3a – skala 50%



chawek. Podstawowe parametry użytych lamp przedstawia tabela 1.

We wzmacniaczu napięciowym użyte zostały popularne podwójne triody ECC82 (12AU7), na schemacie oznaczone V1 i V2. Są to lampy dedykowane do układów audio, tu pracujące w typowym układzie wzmacniacza z automatyczną polaryzacją siatki i lokalnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym w postaci rezystorów R5 i R13. Obciążeniem lamp są rezystory anodowe R3 i R11, spadek napięcia na rezystorach R4 i R12 ustala napięcie polaryzacji siatek triod. Napięcie to jest podawane

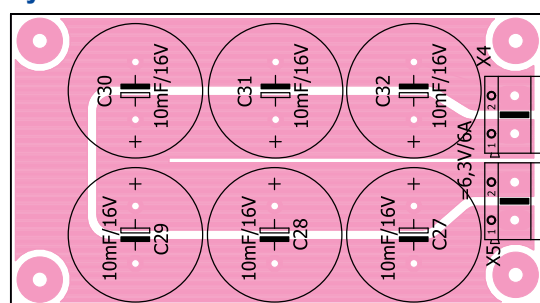
tecnie zrezygnowano z potencjometru, zastępując go na stałe rezystorami o wartościach dobranych na słuch tak, by uzyskać pożądaną barwę dźwięku.

Lampy celowo zostały wykorzystane tak, że każda z lamp obsługuje jeden stopień w obu kanałach, tzn. trioda A lampy pracuje w kanale pierwszym, a trioda B w kanale drugim. Dzięki temu nawet w przypadku użycia dwóch egzemplarzy lamp skrajnie różniących się parametrami, nie powstanie asymetria pomiędzy kanałami. Można też eksperymentować z różnymi typami lamp, innymi w każdym stopniu.

Pomiędzy drugim stopniem napięciowym a prądowym umieszczony jest potencjometr POT-VOL, służący do regulacji głośności. Jego umieszczenie tutaj nie jest przypadkowe. Jednym z powodów jest to, że zmniejszając głośność, zmniejszamy równocześnie poziom ewentualnych szumów i zakłóceń powstających we wzmacniaczu napięciowym, utrzymując w ten sposób stały stosunek sygnału do zakłóceń. Minusem takiego rozwiązania jest możliwość przesterowania wzmacniacza poprzez podanie na wejście sygnału o zbyt dużej amplitudzie, co w przypadku umieszczenia potencjometru na wejściu wzmacniacza jest niemożliwe.

W stopniu końcowym zastosowano radzieckie lampy 6H13C (w polskim brzmieniu 6N13S) na schemacie ozna-

Rys. 3b



czone V3 i V4. Ich odpowiednikami są 6AS7G. Są to wysokoprądowe podwójne triody o niskiej rezystancji wewnętrznej i stosunkowo wysokiej transkonduktancji przy niskim napięciu anodowym. Pierwotnie zaprojektowane do stabilizatorów napięć, mogą pracować z dużymi mocami. Ponadto efektownie wyglądają, co w przypadku konstrukcji z wyeksponowanymi lampami może mieć dla wielu osób niebagatelne znaczenie. Dodatkowym atutem wizualnym tych lamp jest częściowo odsłonięta, doskonale widoczna żarząca się katoda oraz naturalne występowanie tzw. efektu „blue glow”, czyli świecenia na niebiesko szkła bańki pod wpływem bombardowania elektronami uciekającymi spod anody, co widać na **fotografii okładkowej**.

We wzmacniaczu lampy 6N13S pracują w układzie wtórnika katodowego, również z automatyczną polaryzacją, przy czym dla uzyskania odpowiedniej wydajności prądowej połączono w każdym kanale po dwie triody równolegle, ze wspólnym rezystorem katodowym R20. Przy równoległym łączeniu triod, dla wyrównania różnic w prądach anodowych, producent tej lampy zaleca stosowanie indywidualnych rezystorów katodowych, co w tym układzie jest niemożliwe. Dla tego zastosowano dodatkowe rezystory anodowe R19 i R21 blokowane dla przebiegów zmiennych do masy kondensatorami C8 i C11. Skuteczność takiego rozwiązania jest niższa, więc ich obecność będzie widoczna jedynie w przypadku dużych różnic pomiędzy triadami.

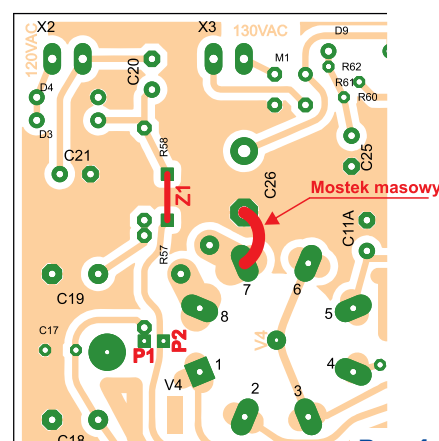
Na rezystorach katodowych R20 wydziela się znaczna ilość ciepła, dlatego zastosowano rezystory dziesięciowatowe w aluminiowej obudowie, umożliwiającej przymocowanie rezystorów do radiatora. Widoczne na schemacie punkty LP1, LP2, LP3 są punktami lutowniczymi, do których lutuje się przewody łączące rezystory R20 z resztą układu.

Na wyjściu stopnia końcowego znajduje się kondensator C9 odcinający od słuchawek stałe napięcie występujące na rezystorze katodowym R20. Ponieważ C9 jest kondensatorem elektrolitycznym mogącym gorzej przepuszczać wyższe częstotliwości, równolegle do niego dołączony jest foliowy kondensator C10 o niewielkiej pojemności 1µF. **Ze względów bezpieczeństwa oba kondensatory powinny mieć nominalne napięcie pracy wyższe od napięcia zasilającego lampy V3 i V4, gdyż są to jedyne elementy oddzielające nasze słuchawki od wysokich napięć występujących w układzie.**

Gniazdo słuchawkowe dołączane jest do wyjścia wzmacniacza poprzez styki przełącznika K1, będącego elementem układu opóźnionego załączania słuchawek (rysunek 2b). Zabezpiecza on słuchawki przed ładowaniem i rozładowywaniem przez nie kondensatorów wyjściowych C9 i C10 po włączeniu lub wyłączeniu wzmacniacza. Zastosowano miniaturowy przełącznik FBRI2DN05 z cewką na 5V, ale na płycie jest też miejsce na bardziej typowy przełącznik standardu DIL np. HFD27/005-S. Wykorzystano styki przełącznika K1 normalnie rozwarne (NO). Cewka przełącznika zasilana jest ze stabilizatora IC1 (LM317-LN). Tranzystor T4 i kondensator C33 powodują po włączeniu zasilania powolny narost napięcia na wyjściu, kondensator C33 ładuje się prądem płynącym przez bazę T4, tranzystor otwiera się, zwierając nóżkę ADJ stabilizatora do masy. W miarę ładowania się kondensatora tranzystor zamyka się, a napięcie wyjściowe rośnie do wartości wyznaczonej rezystorami R65 i R66 (około 5V). Przy wartości C33 = 100µF osiągnięcie napięcia 3,8V, przy którym łączy się przełącznik, trwa niecałą minutę, co wystarcza dla rozgrzania lamp i naładowania C9. Ponieważ układ zasilany jest z napięcia żarzenia lamp, po wyłączeniu wzmacniacza napięcie to zanika natychmiastowo, a słuchawki są błyskawicznie odłączane. Równocześnie kondensator C33 jest rozładowywany przez diodę D12.

Bardzo ważny jest rezystor R22, przez który następuje ładowanie i rozładowanie kondensatorów C9. Niezależnie od istnienia przełącznika K1 w układzie, przy braku tego rezystora i niepodłączeniu słuchawek przed włączeniem wzmacniacza, kondensator C9 w ogóle by się nie naładował. Natomiast po nagraniu się lamp włożenie wtyku słuchawek do gniazdka spowodowałoby jego gwałtowne ładowanie, zwłaszcza przy słuchawkach o niskiej rezystancji. Energia tego impulsu z uwagi na pojemność i napięcie, do jakiego ładuje się C9, mogłaby spowodować mechaniczne uszkodzenie przetworników słuchawek, a na pewno efekt akustyczny byłby co najmniej nieprzyjemny dla osoby mającej wtedy słuchawki na uszach.

Wskaźnik poziomu sygnału wykorzystuje lampę V5 – EM80 (ros. 6E11I). Sygnał dla wskaźnika pobierany jest z suwaka potencjometru POT_VOL. Dla pełnego wychylenia listków lampy EM80 wymagane jest ujemne napięcie na siatce sterującej w wysokości około -20V. Sygnał na potencjometrze POT-



Rys. 4

-VOL nie osiąga tego poziomu, więc potrzebne jest jego niewielkie wzmocnienie. Zastosowano prosty wzmacniacz na wysokonapięciowych tranzystorach T1 i T2. Diody D2 i D2 połączone są w układ podwajacza napięcia, ale tu chodzi głównie o dostarczenie do siatki lampy V5 jedynie ujemnych połówek sygnału. Czulość wskaźnika reguluje się potencjometrem POT1. Stała czasowa C15 * R32 decyduje o szybkości reakcji wskaźnika na zmiany napięcia.

Lampa EM80 powinna być zasilana napięciem 250V, tu zasilana jest napięciem ponad 300V ze względu na znaczne zużycie posiadanego egzemplarza. Podwyższanie tego napięcia zwiększa jasność świecenia, lecz równocześnie przyspiesza zużycie luminoforu. Jeśli mamy lampę nową lub w dobrym stanie, należy obniżyć napięcie poprzez usunięcie (niezamontowanie) zwory Z1, a w zamian połączenie punktów P1 i P2 (**rysunek 4**).

Spostrzegawczy Czytelnik zapewne zauważył, że część rezystorów w układzie wzmacniacza ma przesadnie duże moce nominalne. Nie jest to przypadek. Zależnie od producenta, rezystory o mocach 0,125W i 0,25W mają maksymalne napięcia pracy w granicach 160÷200V. Napięcia w wielu miejscach układu wzmacniacza są wyższe, zwłaszcza po włączeniu wzmacniacza, gdy lampy są zimne i nie przewodzą prądu. Właśnie dlatego należy zastosować rezystory o mocach 0,5W lub 1W, mające dopuszczalne napięcie pracy 350V lub więcej.

Zasilanie. Część zasilająca wzmacniacz składa się z dwóch oddzielnych zasilaczy napięć anodowych i obwodu zasilania żarzenia lamp. Zastosowano dwa zasilacze anodowe z uwagi na to, że wzmacniacz napięciowy wymaga znacznie wyższych napięć od stopnia prądowego.

Pierwszy zasilacz dostarcza napięcia 250V dla wzmacniacza napięciowego

oraz 300V do wskaźnika EM80. Wymagana wydajność prądowa jest niewielka, poniżej 15mA, toteż dla ułatwienia nawijania transformatora sieciowego, zamiast prostownika mostkowego zastosowano podwójacz napięcia na diodach D3, D4 i kondensatorach C20 i C21. Dalej jest dwustopniowy filtr RC. Stabilizacja napięcia nie jest wymagana, a tętnienia z podwójacza doskonale tłumią stosunkowo duże stałe czasowe RC w zasilaczu i filtrach odprzegających zasilanie każdego ze stopni napięciowych (elementy R8, R15, C3, C6).

Drugi zasilacz dostarcza napięcie 145V do lamp V3 i V4. Ze względu na większy pobór prądu, około 260mA, zdecydowano się na układ ze stabilizatorem napięcia w celu odfiltrowania tętnień. Przy wymaganym stopniu filtracji zwykły filtr RC, jak w pierwszym zasilaczu, powodowałby bardzo duże straty napięcia i energii na rezystorach. W stabilizatorze jako element aktywny pracuje tranzystor MOSFET (T3) z uwagi na jego odporność na zjawisko wtórnego przebicia, jakie występuje w tranzystorach bipolarnych przy pracy z wyższymi napięciami. Napięcie na wyjściu jest sumą napięć diod Zenera D6, D7 i D8 oraz napięcia załączenia U_{GS} tranzystora T3. Zastosowanie aż trzech diod Zenera nie jest koniecznością, ale ułatwia dobór diod dla uzyskania pożądanej wartości napięcia. Diody D5 i D9 zabezpieczają bramkę tranzystora T3 przed zbyt wysokim napięciem U_{GS} w stanach nieustalonych przy włączaniu i wyłączaniu wzmacniacza.

Rezystory R56 i R59 są istotne dla bezpieczeństwa układu – rozładowują kondensatory zasilaczy po odłączeniu napięcia zasilającego.

Dla zmniejszenia przydźwięku sieciowego przenikającego z żarzenia lamp, ich żarniki są zasilane prądem stałym, a właściwie wyprostowanym i wygładzonym baterią sześciu kondensatorów 10mF. Sumaryczny prąd żarzenia lamp wynosi 6A. Przy niskich napięciach i dużych prądach znaczenia nabierają spadki napięcia i straty mocy na prostowniku. Dla zminimalizowania strat, zamiast typowego mostka prostowniczego, zastosowano układ z symetrycznym uzwojeniem transformatora i podwójną diodą D10. Dodatkowe zmniejszenie strat uzyskano, stosując diodę Schottky'ego zamiast zwykłych diod prostowniczych.

Transformator. To najdroższy (poza obudową) i najtrudniejszy do

wykonania element wzmacniacza lampowego. Aby sobie ułatwić pracę i ograniczyć koszty, wykorzystano transformator toroidalny, służący pierwotnie do zasilania lampek halogenowych 12V. Moc transformatora to 110W. Choć sumaryczna moc pobierana przez wzmacniacz wynosi niecałe 80W, to przyjmuje się, że w dobrych wzmacniaczach audio transformator powinien być dobierany ze znacznym zapasem mocy. Należy również uwzględnić to, że w tym wzmacniaczu pobierana moc jest stała w czasie, a obciążenie transformatora w sposób ciągły maksymalną mocą powodowałoby jego silne nagrzewanie się.

Na rdzeniu, po usunięciu oryginalnego uzwojenia wtórnego 12V, w pierwszej kolejności nawinięto dwa uzwojenia dla napięć zasilacza anodowego, a następnie uzwojenia dla napięcia żarzenia. Na schemacie (rysunki 1,2) podano napięcia, jakie występują na uzwojeniach na biegu jałowym transformatora i pod obciążeniem. O ile wartości napięć dla zasilaczy anodowych nie są krytyczne, (wystarczy przyjąć, że do liczby zwojów wynikających z przekładni transformatora dodajemy 3÷5% na spadki napięć), to w przypadku napięcia żarzenia jest przeciwnie. Trzeba mu poświęcić więcej uwagi. Dopuszczalne wahania tego napięcia wynoszą 10%, czyli tyle samo co wahania napięcia w sieci energetycznej 230V. Ponieważ napięcie żarzenia jest niestabilizowane, to margines błędu jest zerowy, a liczba zwojów uzwojenia żarzenia musi zostać dobrana dokładnie. Rzeczywista wartość napięcia pod obciążeniem będzie zależeć od wielu czynników, m.in. należy pamiętać, że prostownik z kondensatorem filtrującym obciążają transformator w sposób impulsowy, a nie ciągle, prądem o amplitudzie znacznie większej niż prąd pobierany przez odbiornik. Przebiegi napięć i prądów występujące w rzeczywistym układzie obrazuje oscylogram na **rysunku 5**.

Niebieski przebieg to napięcia na uzwojeniach transformatora (dodatnie

połówki), zielony – na zaciskach złączki X5, skala 1V/dz., czerwony to prąd płynący przez diody D10, skala 2A/dz.

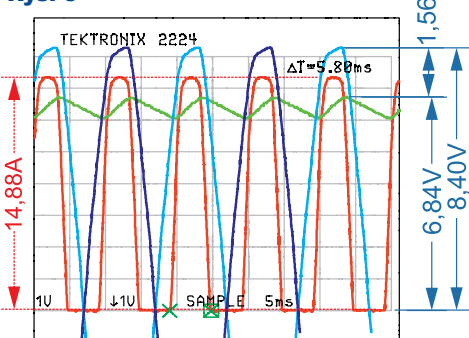
Nie chcąc wdawać się w żmudne obliczenia uwzględniające wpływ impulsowego obciążenia i spadki napięć w całym obwodzie, dobrano liczbę zwojów uzwojenia podczas uruchamiania wzmacniacza w realnych warunkach obciążenia transformatora. Dlatego korzystnie jest zastosować transformator toroidalny i nawinąć uzwojenia żarzenia jako ostatnie. Na takim transformatorze odwiniecie kilku nadmiarowych zwojów nie będzie stanowiło problemu. Podczas pomiarów należy uwzględnić aktualną wartość napięcia w sieci zasilającej tak, by przy zmianach napięcia sieciowego do skrajnych wartości zmieścić się w dopuszczalnym zakresie zmian dla napięcia żarzenia.

Montaż i uruchomienie

Konstrukcja mechaniczna. Wzmacniacz umieszczono w aluminiowej obudowie typu 1706 o wymiarach 170×60×290mm. Obudowa dostępna jest u różnych sprzedawców na znanym chińskim portalu handlowym w wielu kombinacjach, od samej obudowy bez jakichkolwiek otworów, po w pełni wyposażoną w potencjometr, gałki, wyłącznik sieciowy, bezpiecznik i komplet gniazd, a także bez lub z otworami wentylacyjnymi. Praktyka wykazała, że zdecydowanie należałoby zastosować obudowę z dużą liczbą otworów wentylacyjnych, gdyż rezystory R20, transformator i kilka innych elementów silnie podgrzewają wnętrze.

Elektronikę wzmacniacza wykonano z elementów przewlekanych. Prawie wszystkie elementy znajdują się na jednej płytce z wyjątkiem baterii kondensatorów 10mF/16V – C27...C32 będącej na osobnej płytce oraz diody D10 i tranzystora T3, które umieszczono na tylnej ścianie obudowy, będącej jednocześnie radiatorem dla tych elementów. W miejscu mocowania D10 i T3 do zewnętrznej powierzchni ścianki przylepiono klejem termoprzewodzącym dodatkowy niewielki radiator (**fotografia 6**).

Rys. 5



Fot. 6





Także rezystory katodowe R20 umieszczone są poza główną płytką. Ze względu na wydzielaną na nich ilość ciepła rezystory przykręcone są do płaskownika aluminiowego 4mm, a ten przyklejony jest do pokrywy obudowy (**fotografia 7**).

Pokrywa jest więc radiatorem dla tych rezystorów, co powoduje jej mocne rozgrzanie po kilku godzinach pracy. Nie osiąga jednakże temperatur niebezpiecznych dla użytkownika czy innych elementów wzmacniacza.

Główna płytką z elektroniką mocowana jest do górnej pokrywy obudowy elementami w dół, za pomocą słupków dystansowych z gwintem M3 o długości 8mm (**fotografia 8**). Podstawki pod lampy lutowane są od strony ścieżek. Ponieważ podstawki pod lampy wymagają sporej siły do umieszczenia w nich lamp (zwłaszcza nowe), a mocowane są tylko do laminatu, zastosowano dość gruby laminat 1,8mm w celu uzyskania dużej sztywności.

Podstawki nowalowe są niższe od octalowych, więc dla wyrównania poziomów i zlicowania ich z pokrywą obudowy przykręcono je do laminatu śrubkami M3, wykorzystując centralny otwór podstawki i podkładając pod podstawki po trzy podkładki o grubości 1,5mm, wycięte z laminatu z usuniętą warstwą miedzi. Podstawek octalowych nie da się przykręcić, więc dla zwiększenia wytrzymałości połącze-

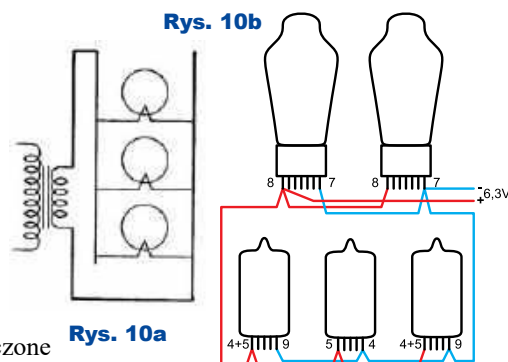


nia mechanicznego zastosowano sztucznie powiększone pola lutownicze, przy czym dodatkowo można zagiąć końcówki nóżek po drugiej stronie laminatu.

Kolejność lutowania elementów nie jest istotna, choć najwygodniej zacząć od podstawek pod lampy, co ułatwia ewentualną korektę położenia względem otworów w obudowie. W płytkę należy wlotować kilka zworek z drutu, oznaczone są na rysunku 3 literą Z.

Przewody łączące obwód żarzenia, dla uniknięcia niepotrzebnych spadków napięć, powinny mieć duży przekrój – nie mniej niż 1,5mm². Gniazda wejściowe łączymy ze złączkami WE1, WE2 na płytce za pomocą przewodów ekranowanych, prowadząc je możliwie daleko od transformatora. Gniazdo słuchawkowe łączymy ze złączkami Wy1, Wy2, a potencjometr siły głosu ze złączkami POT-VOL.

Na płytce nie ma ścieżek stanowiących obwód zasilania żarników lamp, są tylko punkty lutownicze przy podstawkach lamp, a na **fotografii 9** widoczne są mostki z drutu w izolacji, którymi wykonano te połączenia. **Rysunek 10a** pochodzi z noty katalogowej lampy 6AS7G firmy Tung-sol przedstawia preferowany układ łączenia żarników lamp, zapewniający takie samo napięcie na każdej lampie, niezależnie od wielkości spadków napięć na przewodach łączących. **Rysunek 10b** przedstawia zastosowany układ połączeń, dobrany doświadczalnie pod kątem mini-



Rys. 10a

malizacji przenikania tętnień, a uwzględniający powyższe zalecenie.

Metalową obudowę wzmacniacza łączymy z masą obwodu audio w jednym punkcie. Zazwyczaj najlepsze miejsce to gniazda wejściowe. Z tego powodu należy odizolować gniazdo słuchawkowe od obudowy, jeśli stosujemy takie, które mocowane jest metalową tulejką będącą jednocześnie stykiem masy dla wtyku słuchawek. W przeciwnym razie stworzymy pętlę masy.

Prawidłowo zmontowany układ nie wymaga specjalnych czynności uruchomieniowych i działa od razu. Po pełnym rozgrzaniu lamp, co trwa kilka minut, należy zweryfikować napięcia w charakterystycznych punktach układu, szczególnie napięcie żarzenia.

Wykonując pomiary, pamiętaj, że w układzie występują niebezpiecznie wysokie napięcia.

Poza ewentualną korektą tego napięcia należy połączyć ze sobą w jednym punkcie obwodu żarzenia i wzmacniacza. Przy żarzeniu prądem stałym

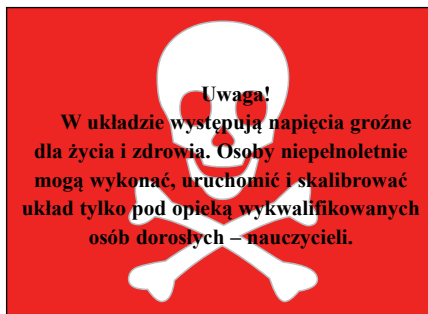
najczęściej wykonuje się połączenie mas obwodów w miejscu dobranym tak, by zminimalizować zakłócenia z obwodu żarzenia. W tej konstrukcji najlepszym miejscem okazało się najbardziej oczywiste, czyli punkt centralny masy – wykonano mostek z krótkiego odcinka drutu łączący „minusową” nóżkę kondensatora C26 i nóżkę 7 podstawki lampy V4 (rysunek 4).

Potencjometr POT1 ustawiamy tak, by uzyskać pełne wychylenie listków lampy EM80 przy maksymalnej mocy wyjściowej, z jaką będziemy słuchać muzyki.

Testy wzmacniacza

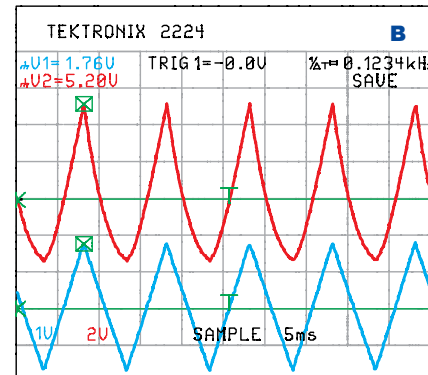
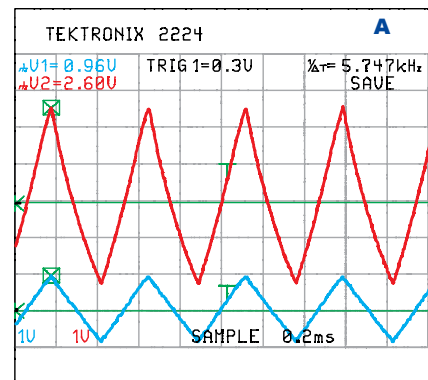
Odsłuch opisywanego wzmacniacza wypadł dobrze! Gra inaczej niż wyjście słuchawkowe typowego amplitunera. Słucha się przyjemnie. I tyle! Nie będę tu przynudzał pseudoaudiofilskimi zwrotami o „zszywaniu średnicy z górą” czy basach „energetyzujących słuchacza”. Nie to czasopismo...

Zmierzone pasmo przenoszonych częstotliwości przekracza 100kHz. **Oscylogram A** przedstawia napięcie na wyjściu wzmacniacza (przebieg czerwony) przy



obciążeniu 32Ω i podaniu na wejście sygnału trójkątnego o amplitudzie 1Vp (niebieski), skala 1V/dz. Wzmacniacz uzyskuje złożoną amplitudę 2,5Vp, widać tylko nieznaczny asymetrię połówek sygnału.

Oscylogram B pokazuje maksymalny sygnał, jaki da się uzyskać bez silnego zniekształcania dolnych połówek, skala 2V/dz. Widać już dużą asymetrię i silną nieliniowość, przy czym pomiary wykazały, że źródłem tych zniekształceń są lampy V3 i V4. Szczegółowe informacje, dlaczego tak jest, staną się jasne po lekturze drugiej części artykułu (w następnym numerze). Podane tam też będą wskazówki, jak zoptymalizować układ lub wręcz przeciwnie – jak go jeszcze troszkę „zepsuć”, zależnie od efektów, jakie chcemy uzyskać.



Oscylogram B pokazuje spory potencjał wzmacniacza w zakresie zwiększania mocy wyjściowej. Równoległe połączone triody 6N13S nie są mocno obciążone. Można zwiększyć prąd spoczynkowy triod, podnosząc napięcie zasilające Ub, lecz tylko na tyle, by nie przekroczyć dopuszczalnej mocy traconej na anodach. W jednej z wcześniejszych wersji tego wzmacniacza pozwoliło to uzyskać moc wyjściową rzędu 400mW, co powinno umożliwić zasilenie nawet najbardziej opornych słuchawek. Skutkiem ubocznym jest konieczność zwiększenia mocy transformatora w zasilaczu do około 140W. I teraz, zważywszy że wzmacniacz dostarcza do słuchawek poniżej 1W mocy, widać, dlaczego tytuł artykułu brzmi „*Nieco ekstremalny*...”

W materiałach dodatkowych w Elporcie znajdują się rysunki płytek w formacie PDF z warstwami, co umożliwia wydrukowanie dowolnych elementów rysunków, np. same ścieżki do wykonania płytki metodą „żelazkową”. Jest także kompletny schemat.

W dalszej części artykułu przedstawione zostaną dodatkowe bardzo cenne informacje, pozwalające według potrzeb i upodobań samodzielnie zaprojektować podobne wzmacniacze, także z wykorzystaniem innych lamp.

Wykaz elementów

R19, R19A, R21, R21A	100Ω/1W
R65	240Ω
R63	330Ω
R20, R20A	330Ω/10W
R66	680Ω
R4, R4A, R12, R12A	1kΩ
R22, R22A	1kΩ/1W
R31	2,4kΩ
R60, R61	2,4kΩ
R57, R58	3kΩ/1W
R62	3,3kΩ
R1, R1A	3,9kΩ
R15, R15A	4,7kΩ
R5, R5A, R13, R13A	5,1kΩ
R8, R8A, R17, R17A, R18, R18A	10kΩ
R3, R3A, R11, R11A	47kΩ/1W
R7, R7A	64kΩ
R27, R29, R30	100kΩ
R6, R6A, R9, R9A	220kΩ
R2, R2A, R10, R10A, R16, R16A, R23, R33	470kΩ
R56, R59	470kΩ/0,5W
R32	1MΩ
R25, R26	2MΩ
R28	3,3MΩ
POT1	500kΩ, typ RM65 lub CA6-V
POT_B	2×200k-B
POT_VOL	2×500k-A (logarytmiczny)
C4, C4A	100pF/1000V
C5, C5A	10nF/400V
C17	47nF/400V
C15	100nF/100V
C22	100nF/250V
C2, C2A, C7, C7A	220nF/400V
C1, C1A	220nF/250V

C10, C10A	1μF/200V foliowy
C12, C13, C14	1μF/350V elektrolityczny
C24, C25	22μF/400V elektrolityczny
C3, C3A, C6, C6A	33μF/400V
C20, C21	47μF/250V elektrolityczny
C18, C19	47μF/400V elektrolityczny
C8, C8A, C11, C11A, C23	100μF/160V elektrolityczny
C26	100μF/400V elektrolityczny
C33	100μF/10V elektrolityczny
C9, C9A	470μF/200V elektrolityczny
C27, C28, C29, C30, C31, C32	10mF/16V
D1, D2	1N4148
D3, D4, D9	1N4007
D5	BZX85-C12V
D6, D7, D8	BZX85-C47V
D10	SB3030ST (dowolna Schottky'ego, min. 10A/20V)
D11, D12	1N4004, 1N4007
M1	W04M lub dowolny mostek prostowniczy 400V/1A
LED1	dowolna dioda LED
IC1	LM317LN (TO-92)
T1, T2	MPSA42 (NPN, U _{CE} min. 200V)
T3	IRF840N, IRF740N
T4	BC560C (PNP, BC556C ÷ BC560C)
V1, V2	ECC82
V3, V4	6N13S
V5	EM80
WE1, WE2, WY1, WY2, POT_VOL1, POT_VOL2	BARWA_1, BARWA_2
K1	przełącznik FBR12ND05 lub HFD27/005-S
X2, X3, X4, X5	Listwa zaciskowa ARK500-2
Podstawki ceramiczne 9pin NOVAL PCB1 Ø18mm	
Podstawki ceramiczne 8pin OCTAL PCB9 Ø26,5mm	

Komplet podzespołów z płytą jest dostępny w Sklepie AVT jako zestaw AVT3290

Tomasz Sukiennik
edw@tom.vpro.pl

Generator kalibracyjny dla każdego


część 1

Prościutki generator, absolutnie niezbędny w pracowni każdego elektronika, który buduje układy mierzące napięcia i prądy.

Wielu Czytelników interesuje się różnymi układami pomiarowymi, w tym wzmacniaczami izolacyjnymi oraz sondami różnicowymi. Jednym z najważniejszych parametrów takich układów i obwodów jest szerokość pasma przenoszenia oraz równomierność charakterystyki częstotliwościowej. Co ważne, te parametry można sprawdzić zaskakująco łatwo za pomocą zwyczajnego generatora przebiegu prostokątnego o odpowiednio stromych zboczach. Wiele z takich układów pomiarowych zawiera też dzielniki napięcia - do ich testowania i kalibracji potrzebne są przebiegi prostokątne o jak największej amplitudzie.

W artykule opisane są zaskakująco proste generatory o stromych zboczach i dużej amplitudzie. Dla wielu Czytelników interesujące będą także przedstawione rozważania projektowe.

Rozważania projektowe

Chcemy w sposób możliwie najprostszy i najtańszy zbudować **generator impulsów o możliwie dużej amplitudzie i jak najbardziej stromych zboczach** (o jak najkrótszych czasach przełączania).

W literaturze można znaleźć wiele opisów „szybkich generatorów”.

Można znaleźć dokumentację generatorów impulsów o amplitudach rzędu kilowoltów i bardzo ostrych zboczach. Nie są to jednak konstrukcje dla przeciętnego hobbysty. Pomijamy też generatory bardzo krótkich impulsów z diodami tunelowymi oraz z diodami SRD (Step Recovery Diode).

Z rozwiązań mniej egzotycznych można wymienić projekty wykorzystujące ultraszybkie komparatory. W sieci można znaleźć sporo informacji o generatorach „ostrych” impulsów

o amplitudzie kilku woltów z komparatorem ADCMP580, wykonanym w technologii Si-Ge, mającym typowy czas narastania/opadania tylko 37ps (0,037ns). Opis polskich autorów, ale bez szczegółów realizacji, jest pod adresem: http://smicp.ise.pw.edu.pl/~tomi/papers/wilga2006_50ps.pdf.

Nam aż tak krótkie, tak ostre zbocza impulsów nie są potrzebne.

Bardzo strome, ale niestety bardzo krótkie impulsy wytwarza prościutki układ zaproponowany przez Jima Williamsa, zawierający jeden zwyczajny tranzystor, pracujący w warunkach przebiecia lawinowego. Wadą wersji podstawowej jest krótki czas trwania wytwarzanych impulsów, rzędu 1 nanosekundy. Jednak do tego dziwnego układu być może jeszcze wrócimy.

Pośród generatorów o oczywistym działaniu, w pierwszej kolejności na myśl przychodzi najszybsze układy cyfrowe, pracujące z częstotliwością taktowania 1GHz i więcej. Problem w tym, że generalnie czym szybsze są układy, tym niższe mają napięcie zasilające. Większość bardzo szybkich układów zasilana jest niskimi napięciami, amplituda sygnałów jest mała, rzędu 1 wolta, często sygnały są niewielkie i symetryczne. Od razu na myśl przychodzi tu bardzo szybkie układy cyfrowe ECL, ale właśnie wspomniane cechy eliminują je z kręgu naszych zainteresowań.

W tym kręgu pozostają jedynie klasyczne układy cyfrowe wywodzące się z rodziny TTL 74xx, zasilane napięciem 5V, a najlepiej jeszcze wyższym. Dawniej najszybszymi były wersje 74Sxx, 74Fxx oraz 74ASxx – wszystkie z tranzystorami bipolarnymi. Potem pojawiły się różne szybkie wersje CMOS. Nie wszystkie są dziś łatwo dostępne, dlatego trzeba szukać nie tyle w katalogach producentów, co w ofertach handlowych. Ponadto znaczna część nowszych rodzin ma

maksymalne napięcie zasilania 3,6V, na przykład bardzo szybka rodzina 74LCX. W kręgu zainteresowań pozostają 5-woltowe rodziny 74VHC, 74AHC oraz 74ABT. W rodzinach tych dostępne są tylko niektóre układy z rodziny TTL, w tym proste bramki i inwertery. My chcemy zbudować generator. Najprościej można zrealizować go na jednym inwerterze z wejściem Schmitta, co prowadzi do kostek 74xx14, ewentualnie 74xx132. Zwykle inwertery to kostki 74xx04.

Nas interesuje przede wszystkim czas narastania i opadania zboczy. Niestety rzadko są one podawane w katalogach, gdzie na pewno znajdziemy tylko czasy propagacji (opóźnienia, przejścia przez bramkę), co jednak też daje pojęcie o szybkości. I tak dla porównania inwertery „ze szmitem” bardzo popularnej rodziny 74HC14 przy zasilaniu 5V i obciążeniu wyjścia tylko 15pF według katalogów mają czasy opóźnienia 11...15ns i czasy narastania i opadania typowo 6...7ns. Dla wersji 74VHC14 większość katalogów podaje typowy czas opóźnienia 5,5ns (5V, 15pF). Dla kostek 74AHC14 katalogi podają czas opóźnienia typowo 3,2ns.

Bardzo szybka jest też rodzina 74ABT, ale nie są dostępne kostki 74ABT14, a jedynie zwykłe inwertery 74ABT04. O ile dla inwerterów 74AHC04 katalogi podają typowy czas opóźnienia 3ns, o tyle dla 74ABT04 jest to tylko 2,2ns, a w niektórych nawet 1,6ns. W kartach katalogowych nie są podane czasy narastania, ale można się spodziewać, że są proporcjonalnie krótsze do czasów opóźnienia.

Liczne szybkie kostki, w tym 74AHC14 oraz 74ABT04, są łatwo dostępne, choćby w TME. To one staną się podstawą konstrukcji kilku interesujących układów, ale w tam artykule skupimy się na jak najprostszym generatorze o jak największym napięciu wyjściowym.

Generator 14- i 40-woltowy

Do kompensacji dzielników napięcia potrzebny jest sygnał o jak największej amplitudzie. A układy cyfrowe wywodzące się z rodziny TTL mają typowy zakres napięć zasilania 4,5V...5,5V. Większość kostek, także wspomniane 74AHC14 oraz 74ABT04, mają według katalogu maksymalne napięcie zasilania równe 7V. Praca przy maksymalnym napięciu nie jest zalecana, ale jest dopuszczalna. To oznacza, że bez żadnych modyfikacji układowych za pomocą tanich i popularnych kostek możemy wytworzyć impulsy o amplitudzie 7V.

Możemy też zbudować generator z wyjściem przeciwnym i wykorzystać sygnał różnicowy według idei z **rysunku 1**. Mniej zorientowani obawiają się tu kłopotów, ponieważ na wyjściu nie wykorzystujemy obwodu masy.

Nie ma problemu!

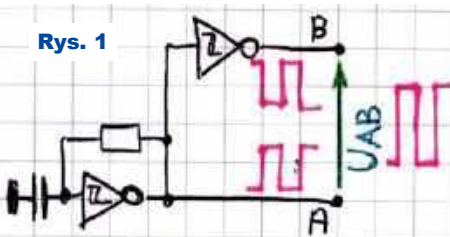
Obwód masy często rzeczywiście jest bardzo ważny i jest to obwód odniesienia, niejako „zerowy”, a często nawet jest on uziemiany. Jednak nasz generator z **rysunku 1** może być zasilany z baterii, a wtedy staje się zupełnie niezależny, zupełnie niezwiązany z innymi układami, a co najważniejsze – ani trochę niezwiązany z jakąkolwiek masą czy uziemieniem. Trzeba też pamiętać, że masa to obwód umownie wybrany jako punkt odniesienia. Na pewno masą nie musi być ujemna szyna zasilania. Najprościej biorąc: w wielu układach w ogóle nie musi być obwodu masy!

Śmiało możemy zrealizować generator według **rysunku 1**, gdzie nie ma obwodu masy, przez co układ zasilany z oddzielnego źródła napięcia stanie się niezależny od innych układów. W szczególności dowolną z końcówek wyjściowych A, B można dołączyć do masy jakiegos innego układu.

Generator z przeciwnym wyjściem, na którym występuje przebieg prostokątny o międzyszczytowej amplitudzie dwa razy większej od napięcia zasilania, można zrealizować na wiele sposobów, na przykład z sześciu inwerterów według nieco uproszczonego **rysunku 2**.

Zasada działania jest oczywista: inwerter U1A jest generatorem przebiegu prostokątnego. Wyjściami dwóch gałęzi, dla zwiększenia wydajności prądowej, są pary bramek U1E, U1D oraz U1B, U1C. Inwerter U1F odwraca fazę sygnału dla jednej z gałęzi.

Rys. 1



Uważnych Czytelników być może zaskoczy tylko obecność rezystora R2.

Jest on NIEZBĘDNY!

Problem w tym, że każda bramka i inwerter ma jakiś określony czas propagacji (opóźnienia). Dotyczy to wszystkich użytych inwerterów, w szczególności U1F. Zakładamy, że opóźnienia wszystkich inwerterów jednej kostki są takie same. Jeżeli wartość rezystora R2 byłaby równa zero, to na wyjściu B sygnał będzie nie tylko odwrócony względem sygnału na wyjściu A, ale też będzie opóźniony. Opóźniony właśnie o czas propagacji inwertera U1F, którego nie ma w gałęzi A. I właśnie rezystor R2 wraz z pojemnością wejściową inwertera U1B (i U1C) tworzy obwód RC według **rysunku 3**, który ma opóźnić sygnał w torze A dokładnie o czas propagacji inwertera U1F.

Bez tego

o b w o d u

s y g n a ł y

w punktach

A, B będą

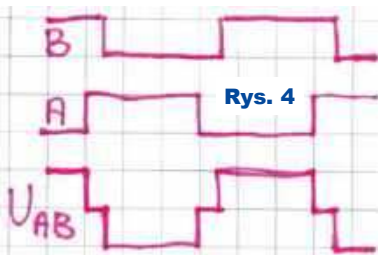
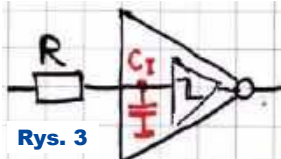
przesunięte

w czasie, co

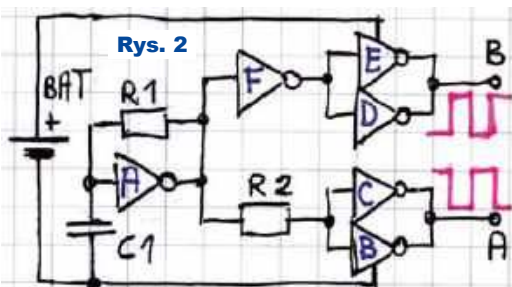
w idealnym przypadku dałoby schodkowy sygnał wyjściowy (U_{AB}) jak na **rysunku 4**.

Dociekliwi Czytelnicy być może zapytają też, czy problemem nie jest

Rys. 3



Rys. 4



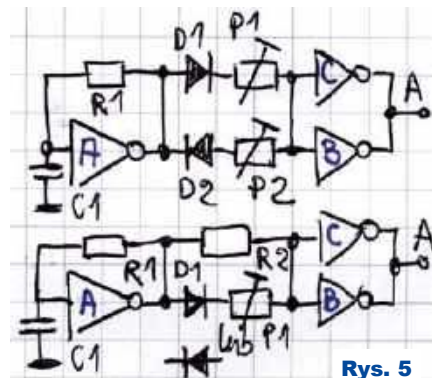
Rys. 2

współczynnik wypełnienia? Czy nie musi on być dokładnie równy 50%?

W tym przypadku wypełnienie nie ma znaczenia. Wypełnienie może być dowolne, byle w sygnałach na wyjściach A i B zbocza pojawiały się w tym samym czasie (a generator przebiegu prostokątnego o wypełnieniu dokładnie 50% można zbudować z wykorzystaniem przerzutnika T – licznika dzielącego przez 2).

Schodek, ale tylko na jednym ze zboczy, mógłby powstać wtedy, gdyby czasy opóźnienia U1F dla obu zboczy (t_{pLH} i t_{pHL}) były zdecydowanie różne albo gdyby opóźnienia wnoszone przez rezystor R2 dla obu zboczy były znacząco różne (co zależy od poziomu progu przełączania inwertera).

Ale nawet wtedy można byłoby dokładnie wyrównać chwile pojawiania się zboczy w punktach A, B, na przykład przez zastosowanie obwodu opóźniającego według **rysunku 5**.



Rys. 5

Jak się okaże, opóźnienia przy obu zboczach nie są idealnie równe, ale nie wymaga to obwodów z **rysunku 5**.

Wracamy do głównego wątku: układ z przeciwnym wyjściem według **rysunku 2** zasilany napięciem 7V da przebieg o międzyszczytowej amplitudzie 14V.

A jak uzyskać jeszcze większy?

Tu na myśl na pewno przychodzi rodzina układów CMOS4000 – kostki te mogą być zasilane napięciem 3V...18V, a niektórych producentów 3V...20V. Z kostki 40106 przy zasilaniu 20V uzyskamy impulsy o amplitudzie 40V!

Tak, tylko rodzina CMOS4000 jest stara. Baaardzo stara! Kostki te zostały wprowadzone na rynek przez firmę RCA ponad 50 lat temu (w roku 1968)! I wiadomo też, że wydajność prądowa ich wyjść jest stosunkowo mała, a przede wszystkim że są one bardzo powolne, dużo wolniejsze niż kostki TTL. Ich czasy propagacji to często ponad 100 nanosekund. Trudno przypuszczać, że

pozwolą zrealizować generator o sensownej stromości zboczy...

Pamiętajmy jednak, że mała wydajność prądowa i fatalnie mała szybkość dotyczy niskich napięć zasilania. Przy wyższych napięciach jest znacznie lepiej. Jeżeli zajrzemy do karty katalogowej układu CMOS 40106 renomowanej firmy National Semiconductor (w roku 2011 przejętej przez TI), to zobaczymy parametry dynamiczne pokazane na **rysunku 6**. Przy zasilaniu 5V przerażająco długi jest i czas propagacji (typowo 220ns, maksymalnie 400ns), i czasy przełączania (typowo 100ns, maksymalnie 200ns).

Jednak przy zasilaniu 15V typowe czasy przełączania powinny być rzędu 40ns. Dane te dotyczą obciążenia 50pF na wyjściu, a u nas obciążenie pojemnościowe będzie mniejsze. Ponadto możemy jeszcze trochę podwyższyć napięcie i tym nieco skrócić czasy.

Jednak 40ns to też nie jest wartość zachęcająca. Dużo lepsze informacje zawiera karta katalogowa kostki 40106 firmy Nexperia (dawniej Philips, NXP). Jak pokazuje **rysunek 7**, przy zasilaniu 15V typowe czasy przełączania powinny być rzędu 20ns i to dla dużego obciążenia pojemnościowego 50pF!

Co jeszcze ważniejsze, na **rysunku 7** tym podana jest formuła pokazująca zależność czasu przełączania od obciążającej pojemności wyjściowej:

$$6\text{ns} + (0,28\text{ns/pF})C_L$$

Jak z tego wynika, przy braku obciążenia pojemnościowego wyjścia czas przełączania powinien być rzędu 6 nanosekund!

To byłaby rewelacja! Zapewne jednak czas przełączania będzie gorszy,

bo w realu zawsze występują jakieś pojemności, choćby tylko montażowe. My bylibyśmy bardzo zadowoleni, gdybyśmy uzyskali czasy przełączania około 10 nanosekund!

Spróbujmy! Tak się dobrze złożyło, że w zapasach miałem kostki 40106 w wersji SMD właśnie produkcji Philipsa. Postanowiłem zmontować układ prototypowy na większej płytce testowej, na której zmieści się jeszcze jeden taki układ, co pozwoli w razie potrzeby uzyskać większą wydajność prądową wyjść.

Ponieważ chciałem obserwować sygnały za pomocą dwóch kanałów oscyloskopu, wcześniej musiałem się upewnić, czy sam oscyloskop nie wprowadza jakiegось przesunięcia czasowego.

W tym celu za pomocą prowizorycznego symetrycznego obwodu według **fotografii 8** podałem na oba wejścia ten sam sygnał z wcześniej zrealizowanego generatora, który zostanie opisany później. Obraz na ekranie – **rysunek 9** potwierdza, że oba kanały oscyloskopu są niemal identyczne, występuje tylko błąd pomiaru czasu o znikomym 0,08ns (80 pikosekund).

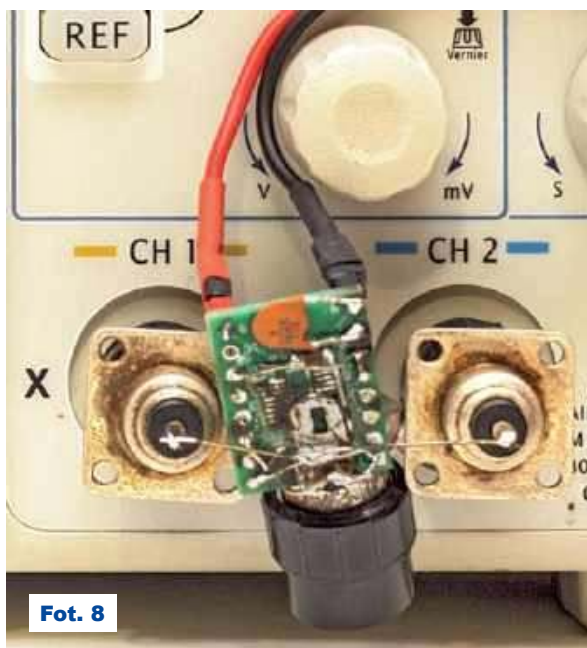
Jak widać na **fotografii 10**, testy posiadanych kostek Philipsa

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{pF}$, $R_L = 200\text{k}$

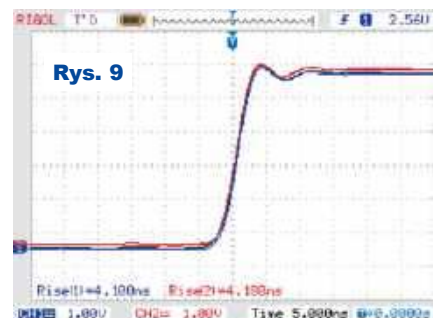
CD40106BC

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{PHL} or t_{PLH}	Propagation Delay Time from Input to Output	$V_{DD} = 5\text{V}$		220	400	
		$V_{DD} = 10\text{V}$		80	200	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		70	160	
t_{THL} or t_{TLH}	Transition Time	$V_{DD} = 5\text{V}$		100	200	
		$V_{DD} = 10\text{V}$		50	100	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		40	80	

Rys. 6



Fot. 8



Rys. 9

HEF40106BT zacząłem od zmontowania wersji według **rysunku 2** z jedną kostką i jednym tylko kondensatorem filtrującym zasilanie, ceramicznym SMD 100nF, zamontowanym bezpośrednio na układzie scalonym za pomocą dwóch drucików. Z przekonaniem, że pomiary kształtu impulsów będą prawidłowe, dołączyłem mój nowo zbudowany generator do wejść oscyloskopu. Podczas testów chciałem za pomocą dwóch kanałów mierzyć sygnały na obu wyjściach (A, B), podając je wprost na wejście oscyloskopu. Dlatego właśnie przygotowałem potrzebną do tego ramkę z dwoma wtykami BNC, widoczną na **fotografii 10**.

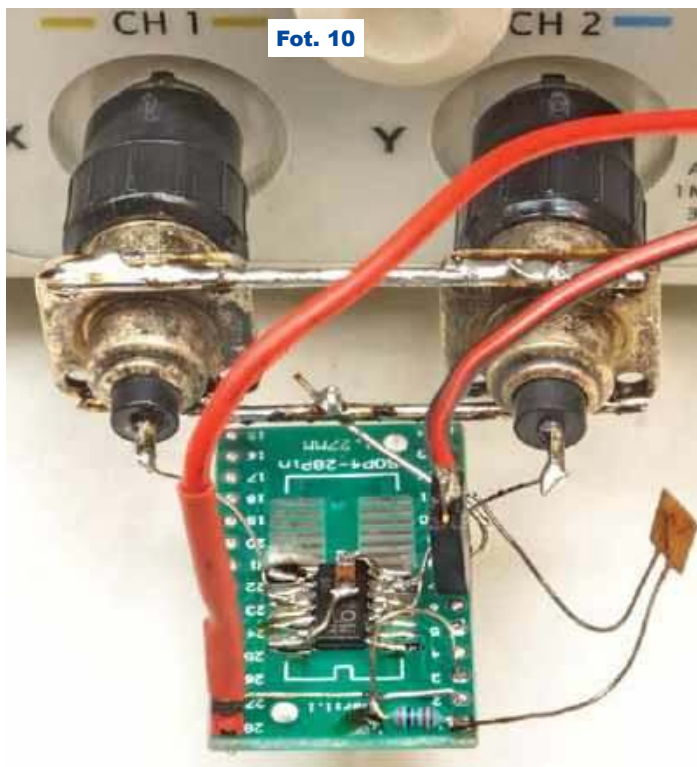
Sygnały na wyjściach A, B mają przeciwne fazy, ale warto w oscyloskopie

Rys. 7

Table 7. Dynamic characteristics $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$; $C_L = 50\text{pF}$;

HEF40106B

Symbol	Parameter	V_{DD}	Extrapolation formula	Min	Typ	Max	Unit
t_{PHL}	HIGH to LOW propagation delay	5 V	$63\text{ ns} + (0.55\text{ ns/pF})C_L$	-	90	180	ns
		10 V	$29\text{ ns} + (0.23\text{ ns/pF})C_L$	-	35	70	ns
		15 V	$22\text{ ns} + (0.16\text{ ns/pF})C_L$	-	30	60	ns
t_{PLH}	LOW to HIGH propagation delay	5 V	$58\text{ ns} + (0.55\text{ ns/pF})C_L$	-	75	150	ns
		10 V	$29\text{ ns} + (0.23\text{ ns/pF})C_L$	-	35	70	ns
		15 V	$22\text{ ns} + (0.16\text{ ns/pF})C_L$	-	30	60	ns
t_{THL}	HIGH to LOW output transition time	5 V	$10\text{ ns} + (1.00\text{ ns/pF})C_L$	-	60	120	ns
		10 V	$9\text{ ns} + (0.42\text{ ns/pF})C_L$	-	30	60	ns
		15 V	$6\text{ ns} + (0.28\text{ ns/pF})C_L$	-	20	40	ns
t_{TLH}	LOW to HIGH output transition time	5 V	$10\text{ ns} + (1.00\text{ ns/pF})C_L$	-	60	120	ns
		10 V	$9\text{ ns} + (0.42\text{ ns/pF})C_L$	-	30	60	ns
		15 V	$6\text{ ns} + (0.28\text{ ns/pF})C_L$	-	20	40	ns



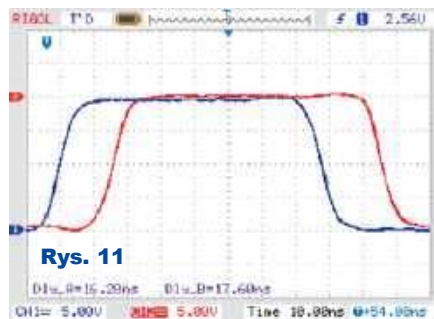
Fot. 10

nanosekundy (jeden z przebiegów wyjściowych jest nieco dłuższy).

Podczas kolejnych testów rezystancję R2 stanowił potencjometr 2kΩ połączony w szereg z rezystorem 1kΩ. Aby opóźnić sygnał na wyjściu A o potrzebne 17 nanosekund, w moim modelu trzeba było ustawić rezystancję R2

o wartości 2,37kΩ. Przy okazji można oszacować, jaka jest pojemność wejściowa jednego inwertera – jest zbliżona do połowy katalogowej wartości maksymalnej wynoszącej 7,5pF.

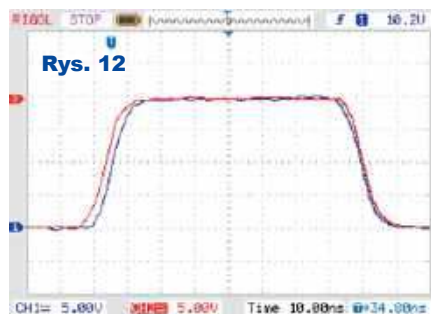
Jak pokazuje rysunek 11, w zasadzie dla obu zboczy potrzebne są opóźnienia różniące się o około 1,4ns, co pozwoliłoby idealnie wyrównać czasy impulsów na wyjściach AB i co można byłoby zrealizować według rysunku 5. Testy pokazały jednak, że z uwagi na znacznie większe czasy narastania/opadania, różnicowanie opóźnień przy obu zboczach według rysunku 5 nie jest konieczne – nie polepsza finalnego sygnału wyjściowego. Dlatego w modelu opóźnienie zostało dobrane kompromisowo. Do dalszych testów jako R2 wlutowałem rezystor SMD 0805 o wartości 2,4kΩ, co na ekranie dało obraz pokazany na rysunku 12.



Rys. 11

odwrócić (INV) obraz w jednym kanale, co pozwoli lepiej obserwować zależności fazowe i czasowe.

Rysunek 11 pokazuje przebiegi na wyjściach A, B przy zasilaniu 19,5V w wersji z kondensatorem C1 = 47pF i przy zwarcu rezystora R2. Przesunięcie obu kanałów jest wtedy równe opóźnieniu wprowadzanemu przez inwerter U1F. Jak widać, wynosi ono około 17ns. Opóźnienie zbocza ros-



Rys. 12



Fot. 13

Następnie wyjście B dołączyłem do masy gniazda BNC i oscyloskopu, a wyjście A do punktu „gorącego” według fotografii 13. Otrzymałem generator przebiegu prostokątnego o przyzwoicie stromych zboczach i międzyszczytowej amplitudzie 40V! Dalsze testy i napotkane problemy opisane będą w drugiej części artykułu.

Piotr Górecki

R E K L A M A

AVT 3143 Nakręcany minutnik

Urządzenie do odliczania czasu sygnalizujące sygnałem akustycznym upływ nastawionej wcześniej liczby minut.
Wykorzystywane może być m.in. w gospodarstwie domowym, np. w kuchni.

KITY AVT
Znajdź nas na

Filozofia sieci: protokół UDP – przykłady użycia

część 2

Rozumiejąc istotę działania protokołu UDP, można pokusić się o zastosowanie go w praktyce. W poprzednim numerze był opisany przykład realizacji serwera UDP. Należy to rozumieć w ten sposób, że gdzieś w domowej sieci lokalnej jest układ z mikrokontrolerem, który serwuje możliwość odbioru danych. Z punktu widzenia oprogramowania, zostało utworzone gniazdo UDP ze ściśle określonym numerem portu, które jest gniazdem nasłuchowym. Jego zadaniem jest odebranie przesyłanych danych. Utworzone było jedno gniazdko. Można zadać sobie pytanie, czy jest to jedyna możliwość i czy można „wydusić” coś więcej. Poniższy przykładowy program tworzy cztery gniazda do nasłuchu, o czterech różnych numerach portu (numery gniazdek w obrębie stacji muszą być unikalne). Z każdym z gniazd związana jest inna funkcja przeznaczona do konsumpcji odebranych danych. Niech zadaniem każdej z tych funkcji będzie przesłanie odebranych danych za pośrednictwem innego kanału szeregowego. Ideę pokazuje **rysunek 1**.

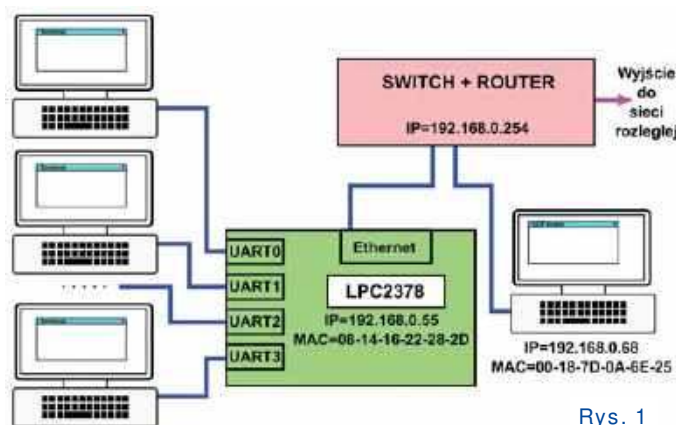
Dane wysłane z komputera (IP=192.168.0.68) do modułu (IP=192.168.0.55) zostaną retransmitowane poprzez odpowiedni kanał szeregowy mikrokontrolera (w zależności od numeru portu, na który były adresowane dane wysłane z komputera). Z punktu widzenia funkcjonalnego, powstał swoisty koncentrator komunikacyjny, który potrafi powiązać komputer z różnym miejscem docelowym. Uzyskanie takiej funkcjonalności wymaga pewnych zabiegów. W programie muszą zostać utworzone zmienne identyfikujące gniazdko UDP (*UDPSocket1 .. UDPSocket4*), jak pokazuje **listing 1**. **Uwaga – wszystkie listingi wymienione w artykule dostępne są w Elportalu wśród materiałów dodatkowych do tego numeru EdW.**

W funkcji głównej programu, po standardowym zainicjowaniu sieci, należy utworzyć cztery gniazda, nadać im numery portów i oznaczyć jako gniazda nasłuchowe. Nic nowego, to już robiliśmy, tylko tym razem wszystko jest wykonane cztery razy. Przy nada-

waniu gniazdkom numeru portu trzeba pamiętać, że w każdym przypadku musi być on unikalny – wtedy oprogramowanie bezbłędnie przekieruje dane do miejsca docelowego. Pokazuje to **listing 2**. Tu warto zauważyć pewien szczegół: gdy wywołuje się funkcję do określenia gniazdko jako nasłuchowego (wywołanie *SetUDPListen*), w każdym przypadku z gniazdkiem zostaje skojarzona inna funkcja przewidziana do „konsumpcji”.

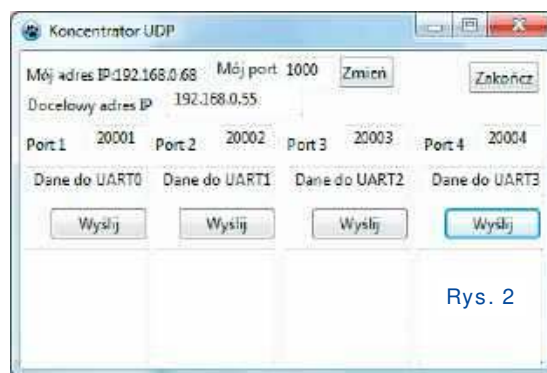
Rysunek 1 pokazuje, że do kanałów szeregowych przyłączone są komputery. Wyobraźmy sobie, że w rzeczywistości są to jakieś inne urządzenia mające kanał szeregowy. Mogą to być elementy automatyki domowej. Przesłanie czegośkolwiek z komputera bezbłędnie trafi do miejsca docelowego (należy jedynie nie pomylić adresu IP i numeru portu, gdyż te dwa elementy precyzyjnie identyfikują odbiorcę). W prezentowanym „ćwiczebnym” programie różne kanały szeregowo są „symulowane”, wykorzystując jeden UART (wszystko zostaje wysłane do UART0). By jednak przekonać się o właściwym działaniu, każde dane są poprzedzone napisem identyfikującym kanał szeregowy. Przykładowe rozwiązanie pokazuje **listing 3**.

Jak można się przekonać, powstało proste urządzenie komunikacyjne, które umożliwia przesłanie danych do określonego UART jakiegoś podłączonego urządzenia. Jednak to rozwiązanie ma niewielką wadę: otóż wymaga opracowania pewnego programu dla komputera. W przypadku rozwiązania użytego w systemie *Infinity* taką funkcję pełniła przeglądarka internetowa. Rozumiem, że



Rys. 1

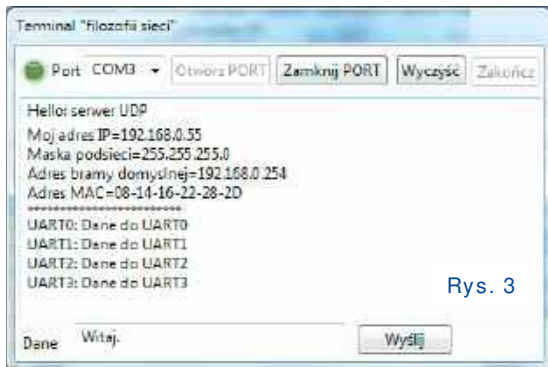
stworzenie takiego programu może okazać się dla wielu Czytelników barierą nie do pokonania, toteż śpieszę z pomocą. W materiałach dodatkowych w Elportalu dostępny jest źródłowo przykładowy program wraz z komentarzem, który może być bazą do dalszych modyfikacji. Uruchomienie tego programu umożliwia wysłanie komunikatów do czterech urządzeń identyfikowanych przez cztery numery portów. Przykładowe użycie, jak pokazuje **rysunek 2**, wysyła różne komunikaty do stacji identyfikowanej przez numer IP=192.168.0.55.



Rys. 2

Program obsługujący komunikację poprzez kanał transmisji szeregowo pokazuje efekt użycia na **rysunku 3**. Jest on zgodny z realizacją programu pokazanego na listingu 3.

Podróż danych w jedną stronę (z punktu widzenia LPC2378) nie stanowi problemu, trochę gorzej sprawa się przedstawia z powrotem, czyli z transmisją w drugą stronę. Tu drogi Czytelniku



Rys. 3

nie należy popadać w panikę, gdyż problemy są w gruncie rzeczy pozorne (leżą w zakresie zagadnień organizacyjnych). Najprostsza koncepcja sprawdza się do tego, że odebranie znaku z kanału szeregowego generuje pakiet UDP niosący w sobie jeden znak. To swoista rozrzutność, toteż proponuję gromadzenie danych w odpowiednim buforze i wysłanie danych jako pakietu UDP w dwóch sytuacjach: gdy zostanie wypełniony bufor lub upłynie określony czas od odebrania ostatniego znaku. Wyzwalaczem akcji wysłania będzie umowna przerwa w transmisji danych poprzez kanał szeregowy. Oczywiście można zaproponować całą gamę innych rozwiązań, choćby takie, że wyzwalaczem wysłania będzie odebranie znaku *Enter* (w zbiorze ASCII to znak CR). Tę koncepcję prezentuje kolejny przykład oprogramowania. Wymagane środowisko jest pokazane na **rysunku 4**.

Program mikrokontrolera realizuje standardową procedurę inicjacji obsługi sieci. W zakresie protokołu UDP otwiera jedno gniazdko do nasłuchu o ustalonym numerze. Te operacje pokazane są na **listingu 4**.

Tu w pętli głównej dochodzi wywołanie nowej funkcji związanej z obsługą kanału szeregowego (obsługa w sensie odbioru danych). Jej postać pokazuje **listing 5**, gdzie znajduje się sprawdzenie, czy w kolejkach cyklicznych odbiornika UART0 znajdują się dane (wywołanie funkcji *UART0DataPresent*) i ewentual-

ne pobranie stamtąd kolejnego znaku (wywołanie funkcji *UART0GetData*). Wczytany znak zostaje dołączony do bufora sieciowego. Jeżeli bufor został wypełniony znakami do końca, następuje natychmiastowe wysłanie danych jako pakietu UDP (wywołanie funkcji *SendBuffer*). W przeciwnym wypadku, po wcześniejszej deaktywacji (wywołanie funkcji *DetachTimer*), zostaje aktywowa-

ne wykonanie procedury, która ma się wykonać za określony czas (wywołanie funkcji *AttachTimer*). Ta funkcja zostanie autonomicznie wywołania po upływie specyfikowanego czasu (chyba, że zostanie deaktywowana). Wywołanie odłożonej w czasie operacji pochodzi z realizacji czynności przewidzianych w funkcji *SysTimerPool*.

Jest to ten sam mechanizm, jaki wykorzystuje wewnętrznie cała obsługa sieci, gdyż tam również znajdują się czynności, które muszą zostać wykonane po określonym czasie.

Realizacja operacji związanych z wysłaniem pakietu UDP właściwie nie jest problematyczna, jest tu tylko jeden problem do rozwiązania. Jeżeli zostanie skompletowany bufor danych do wysłania jako pakiet UDP, to powstaje jedno pytanie: dokąd dane należy wysłać. Można postąpić w ten sposób, że dane są wysłane a priori do ustalonego miejsca (adres IP=192.168.0.68, port=1000). Innym rozwiązaniem jest wariant zaproponowany w przykładowym programie. Są tam dwie zmienne (*LastClientIPAddress* i *LastClientPortNo*) do przechowywania adresu IP i numeru portu ostatnio odebranych danych UDP (wstępnie są one zainicjowane na zero). Jeżeli w chwili wysła-

nia danych te zmienne zawierają jakieś dane o charakterze adresowym (jako wartości niezerowe), to pakiet UDP zostanie wysłany do tak określonego miejsca (rozwiązanie pokazuje **listing 6**).

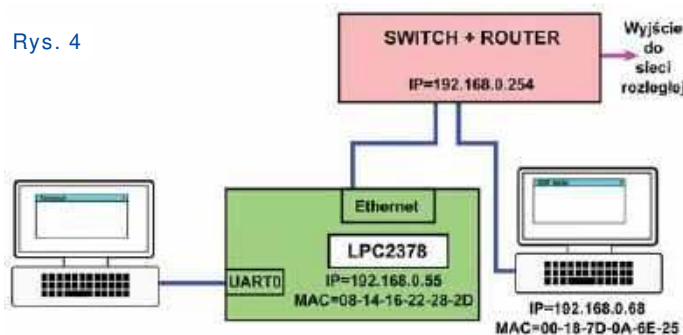


Rys. 5

Ilustracją tych rozważań jest uruchomienie programu, jak pokazuje **rysunek 5**. Po jego uruchomieniu należy wpisać w odpowiednie pola docelowy adres IP jako 192.168.0.55 i numer portu 20001. Te informacje pozwolą na wskazanie miejsca docelowego wysyłanych danych. Po wpisaniu w polu *Dane* jakiegokolwiek tekstu należy kliknąć na przycisk *Wyślij*. To spowoduje przesłanie wpisanych danych do systemu z mikrokontrolerem LPC2378, w którym program dokona retransmisji odebranych danych do kanału szeregowego. Odebrane dane są wyświetlone w okienku PC-towego programu obsługującego kanał szeregowy. Jednocześnie odebranie czegokolwiek z sieci przez program mikrokontrolera spowoduje zachowanie danych adresowych nadawcy. Teraz wysłanie czegokolwiek w kanał szeregowy uformuje pakiet UDP, który zostaje wysłany do zapamiętanego nadawcy. Przykładowe użycie pokazuje **rysunek 6**, co można skorelować z **rysunkiem 5**.

Znacząco prostsza jest realizacja funkcjonalności, gdzie element sieciowy, jak choćby mikrokontroler LPC2378, stanowi końcowy element w torze komunikacyjnym. Rozpatrzmy hipotetyczny układ mierzący przykładowo temperaturę, który co jakiś czas jest odpytywany o aktualne wartości pomiarowe. Z punktu widzenia realizacji jest to serwer, czyli ta strona w komunikacji, która tworzy gniazdko do nasłu-

Rys. 4



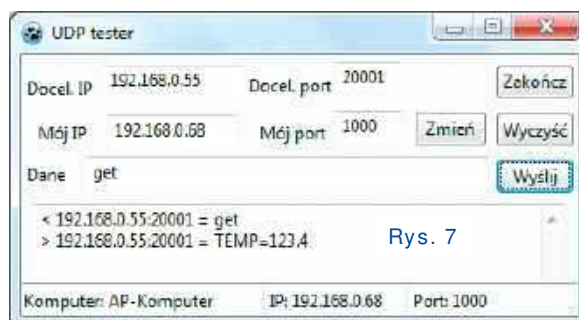
chu (i oczywiście realizuje pomiary, których wartości przechowuje sobie w zmiennych w pamięci). Odebranie pakietu UDP (może on zawierać jakieś polecenie, parametry lub inne ważne dane, które w obecnych rozważaniach związanych z komunikacją sieciową są nieistotne) w funkcji „konsumpcji” odebranych danych może wygenerować natychmiast odpowiedź. W zgłoszonej (w *UDPListen*) funkcji do „konsumpcji” odebranych danych zawarta jest jednocześnie odpowiedź. Realizację algorytmu można żartobliwie określić „dzisiaj pytanie, dzisiaj odpowiedź”. Implementację omawianej funkcji pokazuje **listing 8**. Tu warto zwrócić uwagę na kilka szczegółów, w parametrach wywołania funkcji umieszczone jest wskazanie na gniazdko, poprzez które zostały odebrane dane i to samo gniazdko zostaje użyte do wysłania odpowiedzi. Dodatkowo w parametrach zawarte są szczegółowe dane adresowe nadawcy (parametr *SenderIPAdres* jako adres IP i *SenderPortNo* jako numer portu) i te dane są użyte w funkcji wysłania odpowiedzi. Umożliwia to odesłanie danych dokładnie do nadawcy zapytania.

Do zapytania można użyć dosyć uniwersalnego, specjalnie przygotowanego do tematyki programu (*UDPTester*), jak pokazuje **rysunek 7**. W okienku tego programu wyświetlona jest zawartość wychodzącego pakietu UDP oraz zawartość odebranego pakietu UDP. Korzystając z tego serwera danych pomiarowych, można tu opisać jeszcze jedną dosyć ciekawą i istotną cechę protokołu UDP → wysyłanie danych w trybie „do wszystkich”. Oczywiście to nie dotyczy wszystkich w skali całego świata, a jedynie „wszystkich” w obrębie lokalnej sieci domowej.

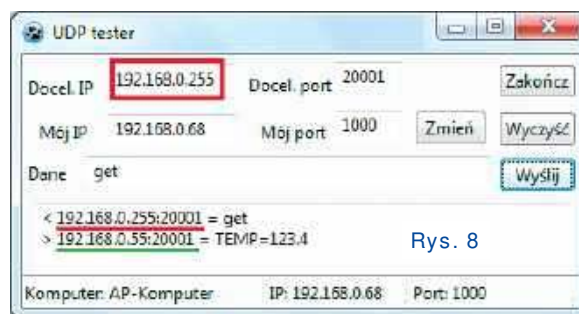
Jeżeli w programie *UDPTester* zostaną wpisane dane miejsca docelowego jako IP=192.168.0.255, jak na **rysunku 8**, to taki zapis oznacza „do wszystkich w sieci lokalnej” na port UDP o określonym numerze (w tym wypadku jest to 20001). W każdej sieci lokalnej jest

przeznaczony jeden adres o znaczeniu „do wszystkich”. Nie jest to stały adres (jak przykładowo IP=127.0.0.1 oznaczający, że odbiorcą jestem sam), ale jest prosta formuła pozwalająca ustalić taki adres.

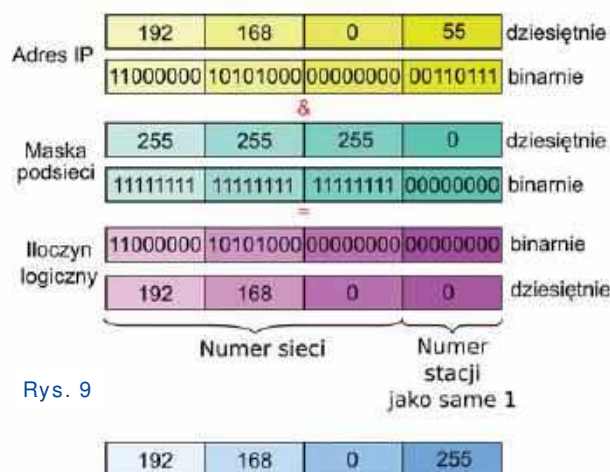
Tu należy przypomnieć sobie znaczenie maski podsieci. Dzieli ona adres IP na dwie części: tam, gdzie w masce podsieci są bity jedynek, ta część określa numer sieci oraz tam, gdzie w masce są zera, ta część określa numer stacji w określonej sieci. Tu na chwilę należy zapomnieć o powszechnej notacji zapisu adresu IP jako czterech liczb rozdzielonych kropkami i należy spojrzeć na powstałe dane z innej perspektywy, w sensie liczb 32-bitowych. Podział adresu na dwie części pokazuje **rysunek 9**. Jeżeli w adresie IP jako numer stacji zostanie wpisana wartość zawierająca same jedyne (binarnie), to tak utworzony adres jest adresem oznaczającym: *do wszystkich*. Jeżeli maska podsieci ma wartość 255.255.255.0, to trzy pierwsze liczby z adresu wydzielają adres sieci (i ten musi być zgodny z numerem sieci, czyli być identyczny jak w każdym adresie IP każdej stacji przyłączonej do sieci lokalnej), ostatnia liczba ma zawierać wszystkie bity ustawione, co daje wartość 255. Reasumując, adres 192.168.0.255 jest takim adresem w naszej sieci lokalnej. Jeżeli drogi Czytelniku pomyślałeś, że jakkolwiek



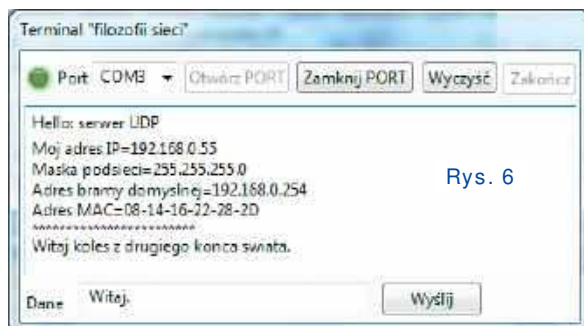
Rys. 7



Rys. 8



Rys. 9



Rys. 6

sane „prawdziwe” adresy, toteż stacja odbiorcza jest w stanie wygenerować właściwą odpowiedź. To tak, jakby ten adres nie musiał przechodzić fazy związanej z protokołem ARP, a jego adres MAC jest z góry znany (zawierający same jedyne).

Podanie docelowego adresu IP=192.168.0.255 (jak na **rysunku 8**) spowodowało wysłanie pakietu (informacja podkreślona na czerwono), na który przyszła odpowiedź (podkreślona na zielono). To bardzo interesująca cecha, która pozwala na realizację poszukiwania w sieci lokalnej innych stacji, co do których nie jest znana adresacja IP. Ta własność stała się podstawą do realizacji protokołu DHCP, o którym będzie w kolejnej części.

Andrzej Pawluczuk
apawluczuk@vp.pl

Analizatory serii NWT

Opisane urządzenia oferują szeroką gamę pomiarów wielkiej częstotliwości. Są one niezastąpionymi urządzeniami w pracowni każdej osoby zajmującej się techniką w.c.z.



Rodzina analizatorów NWT obejmuje szereg urządzeń różniących się konstrukcją – niekiedy w bardzo znacznym stopniu. Przykładowe wykonania analizatorów NWT pokazano na **fotografii tytułowej**. Głównym zastosowaniem tych urządzeń jest wizualizacja charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych układów wielkiej częstotliwości. Analizatory NWT bazują na konstrukcji **Andreasa Lindenaua DL4JAL**. Do wizualizacji pomiarów wykorzystywany jest komputer klasy PC. Układy te mogą pracować jako wobuloskopy, generatory sygnałowe, mierniki mocy, a po uzupełnieniu w odpowiednie przystawki umożliwiają pomiar dopasowania układów, dobroci czy analizę widma radiowego. Te proste urządzenia zrewolucjonizowały amatorskie pomiary wielkiej częstotliwości, stając się tak podstawowymi przyrządami pomiarowymi, jak multi-metr cyfrowy dla każdego elektronika. Bardzo wiele osób wykonało te analizatory samodzielnie, wprowadzając różne modyfikacje sprzętowe. Powstało również kilka alternatywnych wersji oprogramowania procesora pośredniczącego w komunikacji z komputerem (firmware) i oprogramowania komputerowego sterującego pracą analizatora (software). W artykule zostaną przedstawione urządzenia z rodziny NWT, różniące się zakresem częstotliwości pracy i trudnością uruchomienia. Poznamy sposoby modyfikacji tych urządzeń, różne wersje programu sterującego oraz sposoby wykonywania pomiarów. Osoby, nieczujące się na siłach wykonać taki analizator samodzielnie, mogą kupić gotowe urządzenie na portalach aukcyjnych.

Konieczne trzeba zaznaczyć, że **NWT wykonują pomiary skalarne, a nie wektorowe**, tzn. nie są w stanie zmierzyć charakterystyk fazowych układów. Dla zdecydowanej większości osób będzie to

jednak zaletą, gdyż obsługa i pomiary są prostsze i bardziej intuicyjne, szczególnie dla niezbyt zaawansowanych w technice wielkiej częstotliwości. Oczywiście pomiary wektorowe niosą więcej informacji i warto je wykonywać, można je jednak potraktować jako kolejny stopień wtajemniczenia.

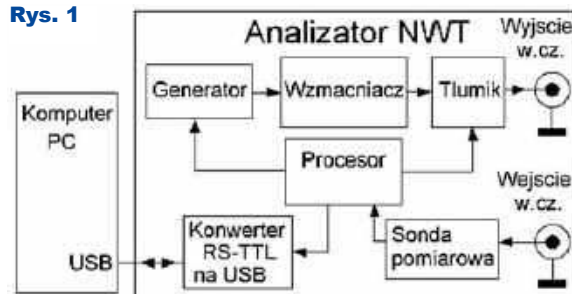
Rozwiązania układowe

Schemat blokowy analizatorów serii NWT pokazany jest na **rysunku 1**. Poszczególne realizacje wobuloskopów różnią się zastosowanymi generatorami przestrajanymi, detektorami wielkiej częstotliwości oraz zastosowanym mikroprocesorem i jego oprogramowaniem. W niektórych konstrukcjach czasami pomijany jest tłumik. Układ analizatora NWT działa następująco: generator przestrajany wielkiej częstotliwości wytwarza sygnał o żądanej częstotliwości, tłumiki stanowiące wyposażenie opcjonalne umożliwiają regulację poziomu sygnału wyjściowego generatora, a detektor wielkiej częstotliwości mierzy poziom sygnału wielkiej częstotliwości. Analizator może pracować zarówno z detektorami logarytmicznymi, umożliwiającymi pomiar charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych z dużą dynamiką, jak również z detektorami liniowymi, charakteryzującymi się mniejszą dynamiką, ale za to większą dokładnością pomiarów. Procesor interpretuje polecenia wysyłane przez oprogramowanie komputerowe i steruje pracą syntezy, tłumików oraz zamienia sygnał z detektora na postać cyfrową, wykorzystując przetworniki analogowo-cyfrowe procesora. Komunikacja pomiędzy komputerem a procesorem odbywa się za pomocą portu szeregowego RS232 z wykorzystaniem konwerterów RS232/

USB. Analizatorami NWT mogą sterować różne programy. Poniżej omówione zostaną niektóre z nich.

WinNWT. Najczęściej używanym programem do obsługi analizatorów NWT jest program Andreasa DL4JAL **WinNWT**, pracujący pod systemem Windows (istnieje również wersja linuksowa **LinNWT**). Autor w artykule omówi nowszą kompilację tego programu autorstwa rosyjskiego krótkofalowca **Andreia Sobola UB3TAF** – <http://www.asobol.ru/software/winwnt5>. W stosunku do pierwowzoru ma ona poprawionych kilka błędów, prawie całkowicie spolszczony interfejs użytkownika oraz różnice w zastosowanej kolorystyce, jednak sam układ menu programu jest dokładną kopią pierwowzoru. Program instaluje się typowo, uruchamiając plik exe. Po zainstalowaniu programu należy podłączyć zasilanie do analizatora NWT oraz analizator do komputera za pomocą złącza USB. Część analizatorów dostępnych na rynku nie wymaga zasilania zewnętrznego, gdyż zasilane są bezpośrednio ze złącza USB. Analizatory NWT komunikują się z komputerem wykorzystując typową przejściówkę: port szeregowy RS-232 na USB (tzw. COM/USB). Należy pamiętać, że przejściówki COM/USB wykorzystują poziomy logiczne TTL, w przeciwieństwie do wyjścia szeregowego portu komputera, który ma poziomy logiczne o napięciach +12V,

Rys. 1



–12V. W większości sytuacji sterowniki potrzebne do obsługi przejściówki RS-232 – USB zostaną samoczynnie pobrane przez komputer, bez naszej ingerencji, po podłączeniu analizatora do portu USB komputera. W przypadku, gdy sterowniki nie zostaną pobrane automatycznie, należy je zainstalować samodzielnie, pobierając je ze strony producenta układu realizującego konwersję RS232 – USB. Po zainstalowaniu sterowników trzeba sprawdzić numer portu COM, jaki został przydzielony naszej przejściówce. Aby to zrobić, należy uruchomić **Menedżer urządzeń**, rozwinąć zakładkę **Porty (COM i LPT)** i odłączając, a następnie podłączając analizator NWT do komputera, sprawdzić, który numer portu się pojawi na liście – **rysunek 2**. Jest to numer portu przypisany naszemu urządzeniu. Okno główne programu pokazano na **rysunku 3**. Po zainstalowaniu programu należy przeprowadzić konfigurację, wybierając z menu: **Ustawienia, Konfiguracja**.

W zakładce **Główne ustawienia NWT** – **rysunek 4** ustawiamy zakres częstotliwości pracy analizatora **Częst. Start (Hz)** – minimalną częstotliwość pracy urządzenia oraz maksymalną – **Częst. Stop (Hz)**. Podczas wpisywania wszystkich częstotliwości należy zachować dużą uwagę, gdyż wszystkie częstotliwości wpisujemy w Hz i dość łatwo o pomyłkę. Maksymalna częstotliwość pracy naszego analizatora zależy od zastosowanego generatora przestrzajanego. W okienku **Tłumik** wybieramy rodzaj zastosowanego tłumika, w naszym przypadku będzie to opcja **Standard (0–50dB)**. Użytkownicy wersji urządzenia opracowanego dla czasopisma „Funkamateur” wybiorą opcję **FA (0–66dB)**. W przypadku, gdy stosujemy tłumiki zewnętrzne (np. SMA), należy wybrać opcję **Custom** i w jej polu wpisać wartości tłumienia posiadanych tłumików w dB, rozdzielając je średnikami. W polu **Częst. zegara DDS** należy wpisać częstotliwość zastosowanego generatora wzorcowego w Hz z uwzględnieniem stopnia powielania syntezy DDS. W opisanym przykładzie użyto oscylatora o częstotliwości 40MHz i stopniu powielania generatora wzorcowego równego 10, co daje częstotliwość 400MHz. Częstotliwość tę trzeba wpisać z jak największą dokładnością. Od dokładności, z jaką wpisujemy czę-

stotliwość wzorca, zależy zgodność ustawionej w programie częstotliwości z częstotliwością generowaną. W polu **PLL** oznaczonym napisem **Nie aktywne** należy wpisać wartość mnożnika pętli PLL wykorzystywanego przez układ DDS. Opcję tę można aktywować jednak tylko na niektórych wersjach programowania mikrokontrolera współpracującego z programem WinNWT. Wartość mnożnika pętli PLL syntezy DDS można jednak zmodyfikować nawet wtedy, gdy program wgrany do mikrokontrolera nie daje

takiej możliwości. Aby to wykonać, należy za pomocą menedżera plików odnaleźć plik **hfm9.hfc**. W pliku **hfm9.hfc** zapisana jest konfiguracja programu. Zmieniając zawartość tego pliku, można modyfikować w bardzo prosty sposób szereg parametrów oprogramowania WinNWT. Plik **hfm9.hfc** należy otworzyć programem **Notepad**, następnie odnaleźć linię **PLLMode** a po znaku = wpisać wartość mnożnika pętli PLL syntezy DDS. Wpisanie np. **PLLMode=10** oznaczać będzie, że nasza pętla powielić będzie sygnał wzorca 10-krotnie. W polu **Domyślna nazwa pliku** podane są nazwy plików, w których zapisywana jest kalibracja sond pomiarowych. W polu **Limit częstotliwości** wpisujemy maksymalną częstotliwość pracy urządzenia. Opcji **Mnożnik częstotliwości** używa się, gdy układ współpracuje z zewnętrznym układem pętli fazowej PLL. W polu **Kanały** ustawia się liczbę sond obsługiwanych przez detektor. W przypadku gdy używamy tylko jednej sondy, opcję tę można aktywować, choć nie jest to niezbędne. **Parametr Matem. Kor** w polu **SWR przetwarzanie** należy aktywować, gdy używamy układu do pomiaru dopasowania. Aktywowanie tej funkcji uśrednia pomiary, co wpływa na zwiększenie precyzji pomiaru dla dużych wartościach **niedopasowania**. Aktywowanie opcji **Send always** w polu **Params control** powoduje, że nastawy konfiguracji wysyłane są zawsze, natomiast jeśli ta funkcja jest nieaktywna, to wysyłane są tylko nastawy, które uległy zmianie – skraca to nieco czas komunikacji z urządzeniem. Domyślnie opcja ta jest zawsze aktywna. Wprowadzone zmiany zatwierdza się przyciskiem **OK**. Po wykonaniu podanych czynności urządzenie jest już skonfigurowane. Poprawność wprowadzonych

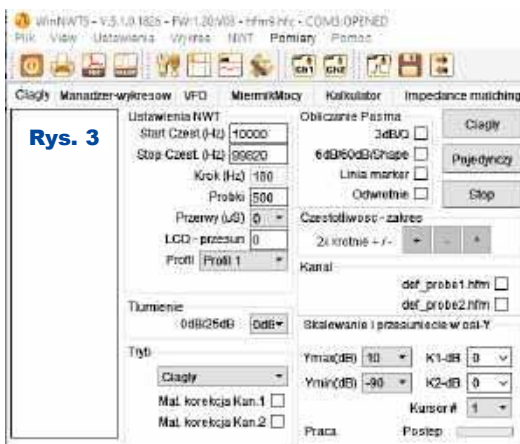
zmian poznajemy po zmianie trybu pracy na ekranie głównym z **Wyłączonego** na **Praca** oraz po pojawieniu się informacji o wersji oprogramowania procesora.

W zakładce **SA (1)**, **SA (2)** ustawia się parametry związane z współpracą programu z przystawką analizatora widma.

W zakładce **Ogólne** ustawia się parametry związane głównie z wyglądem programu, jak kolory grafiki, wielkość czcionek, grubość linii, położenie przycisków itp. parametrów zależnych od preferencji użytkownika. W polu **NWT Nie aktywne** opcja **Ustaw 0 Hz** powoduje, że gdy nie wykonujemy pomiarów, analizator nie ustawia żadnej częstotliwości na swoim wyjściu. Autor zawsze zaznacza tę opcję. W polu **MiernikMocy** aktywowanie opcji **Precision 2** pozwala ograniczyć liczbę cyfr znaczących pomiaru mocy do dwóch miejsc po przecinku. Autor zaleca aktywowanie tej opcji na stałe. Opcje **Swep NF-Audio** używane są przy pomiarach bardzo niskich częstotliwości, tzn. poniżej 1000Hz. Autor opcji tej nie używa, gdyż pomiary takie znacznie dokładniej można wykonać za pomocą karty dźwiękowej komputera. Następną czynnością, jaką musimy wykonać, jest określenie zakresu częstotliwości, w jakim ma pracować



Rys. 2



Rys. 3



Rys. 4

nasze urządzenie. Konfigurację wykonuje się w oknie **Ustawienia NWT**. Ustawiamy w nim minimalną częstotliwość pracy urządzenia **Start Częst. (Hz)**, maksymalną częstotliwość pracy **Stop Częst. (Hz)** oraz liczbę próbek w polu **Próbki**. Wartości częstotliwości ustawione w tym oknie muszą mieścić się w zakresie częstotliwości podanym w konfiguracji urządzenia. Na podstawie częstotliwości początkowej, końcowej oraz liczby próbek program wylicza krok, co jaki zmieniana jest częstotliwość syntezy (pole **Krok Hz**). Maksymalna możliwa do ustawienia liczba kroków wynosi 9999. Program potrafi zmodyfikować w niewielkim stopniu zakres częstotliwości pracy urządzenia, gdy na podstawie wyliczeń z liczby kroków wychodzi mu częstotliwości „niecałkowite”. Zwiększenie liczby próbek zwiększa rozdzielczość częstotliwościową pomiaru, ale wydłuża czas pomiaru. Krok pracy generatora aktualizuje się po zmianie parametru po uruchomieniu pomiaru. Liczbę próbek i zakres mierzonych częstotliwości należy dostosować do parametrów mierzonego obiektu, np. nie ma sensu mierzenie filtra kwarcowego o paśmie przepuszczenia 2,4kHz o częstotliwości środkowej 10MHz w zakresie częstotliwości od 1MHz do 150MHz nawet przy największej dopuszczalnej liczbie kroków, równej 9999. Krok częstotliwości, z jakim skanowany jest zakres widma, wynosi w tym wypadku 14,902kHz co spowoduje, że w ogóle możemy nie zauważyć, że nasz filtr jest filtrem pasmowo-przepustowym. Autor podczas strojenia układów w.c.z. stara się, by pasmo przepustowe strojonego filtra zajmowało od 20 do 33 procent powierzchni wykresu, a częstotliwość środkowa filtra znajdowała się centralnie na wykresie. W przypadku analizowania charakterystyki filtra w szerszym zakresie częstotliwości pasmo filtra zajmuje do 10 procent powierzchni ekranu.

Parametrem **Przerwy (uS)** ustawia się przerwę między kolejnymi pomiarami. Czas pomiędzy poszczególnymi pomiarami ustawia się w mikrosekundach. Ustawienie czasu przerwy różnego od zera wydłuża czas pomiaru, pozwala jednak poprawić stabilność pomiaru i uniknąć błędów związanych z odpowiedzią impulsową filtrów (błędów w pomiarach charakterystyk filtrów, widocznych szczególnie przy pomiarach filtrów o dużej dobroci, wykorzystujących aproksymację Czebyszewa). Różne typy aproksymacji pozwalają uzyskać filtry o różnej stromości charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej, co przekłada się na

dobór elementów filtra. Aproksymacja Butherworta pozwala np. uzyskać filtry o niezbyt stromych zboczach, za to o dobrej odpowiedzi impulsowej, nadające się do odbioru sygnału telegraficznego, a więc o skokowo zmieniającej się amplitudzie. Aproksymacja Czebyszewa pozwala z kolei uzyskać filtry o stromych zboczach, ale złej odpowiedzi impulsowej, nienadające się do odbioru sygnałów telegraficznych, za to dobrze sprawdzające się przy odbiorze sygnałów jednowstęgowych (SSB). W filtrach tych, przy odbiorze sygnałów telegraficznych (CW), występuje „dzwonienie” – sygnał na wyjściu filtra występuje jeszcze przez jakiś czas po jego zaniku. W przypadku współpracy z układami PLL czas przerwy powinien być dłuższy niż czas synchronizacji pętli fazowej w najbardziej niekorzystnym z przypadków, tzn. gdy występują zmiany między skrajnymi częstotliwościami mierzonymi (maksymalną i minimalną częstotliwością skanowania).

Opcja **LCD-przesun** pozwala korygować położenie linii podstawowej wywołanej np. włączeniem zewnętrznego tłumika. Za pomocą opcji **Profil** możemy załadować wstępne nastawy częstotliwości początkowej i końcowej urządzenia oraz liczby kroków. Profile umożliwiają szybkie zmiany nastaw domyślnych analizatora. Profile tworzy się, wybierając opcję **NWT, Profil**. Użytkownik programu ma możliwość skonfigurowania dwudziestu profili, każdemu z nich można nadać własną unikalną nazwę. W praktyce w profilach przechowywane są informacje o najczęściej wykonywanych pomiarach.

W polu **Tłumienie** ustawia się tłumienie sygnału wyjściowego. Tłumik powinien być załączony w przypadkach, gdy istnieje ryzyko przesterowania układu detektora, a więc w przypadku pomiarów wzmacniaczy. W przypadku pomiarów filtrów załączenie tłumika zmniejsza dynamikę pomiarów, pogarszając stosunek sygnał/szum.

W polu **Tryb** wybieramy tryb pracy urządzenia. Dostępne są następujące tryby: **Ciągły** – wobuloskop, pomiar charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej, używany do strojenia filtrów, **SWR** – służący do pomiaru dopasowania, w oknie **Zakres SWR** ustawia się ograniczenie zakresu pomiarowego. Opcja **SWR_Ant** umożliwia badanie dopasowania anten, dzięki uwzględnieniu tłumienia wnoszonego przez przewód antenowy. Włączenie tej opcji powoduje pojawienie się okna **Tłumienie (100m)** i **Długość kabla (m)**, w polach tych wpisuje się parametry zastosowanego przewodu

pomiarowego. W tym wypadku należy pamiętać, by ograniczyć zakres pomiarowy urządzenia ze względu na zmieniające się tłumienie kabla w funkcji częstotliwości. Brak uwzględnienia tłumienia przewodu pomiarowego daje zbyt optymistyczne wyniki pomiarów, obciążone tym większym błędem, im większe jest tłumienie przewodu antenowego.

Opcja **Pomiar impedancji |Z|** umożliwia pomiar impedancji układu, w tym wypadku należy koniecznie połączyć szeregowo opornik 50Ω z wejściem mierzonego układu. Do pomiarów impedancji i dopasowania konieczne jest zastosowanie dodatkowego układu sprzęgacza kierunkowego. Opis takiego układu znajdzie się w dalszych odcinkach cyklu.

Opcja **AnalizatorWidma** używana jest, gdy układ współpracuje z przystawką będącą analizatorem widma, parametry związane z pracą jako analizator widma ustawia się w zakładce **Ustawienia, SA (1); SA(2)**. Tryb **Analiz.Przes.** **Częst** umożliwia badanie charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych konwerterów częstotliwości (transwerterów – konwerterów nadawczo-odbiorczych), dzięki zastosowaniu układów przemiany częstotliwości w konwerterze – transwerterze. Do prawidłowej pracy w tym wypadku wymagane jest, by zastosowany detektor umożliwiał pomiar częstotliwości w interesującym zakresie częstotliwości, a w przypadku strojenia torów odbiorczych, by generator analizatora pokrywał częstotliwość odbiorczą konwertera.

Przesunięcie częstotliwości ustawia się w oknie **Ustawienia, Konfiguracja, SA (1)** w polach **Przesunięcie (Hz)** i **(IF-Hz)**. Opcje **Mat. korekcja Kan. 1** i **Mat. korekcja Kan. 2** są wykorzystywane tylko podczas pomiarów z użyciem sondy logarytmicznej. Opcje te powinny być zawsze aktywne. Korekcja matematyczna minimalizuje nierównomierność (nieliniowość) amplitudową i częstotliwościową toru pomiarowego. Głównym źródłem nieliniowości jest spadek napięcia w.c.z. generowanego przez syntezer DDS wraz ze wzrostem częstotliwości pomiarowej, spowodowany spadkiem liczby próbek przypadających na jeden okres sygnału generowanego przez syntezer. W mniejszym stopniu wpływ na nierównomierność ma charakterystyka detektora i wzmacniacza wielkiej częstotliwości analizatora NWT. Nierównomierność amplitudy sygnału z generatora może być zmniejszona przez zastosowanie układu automatycznej regulacji wzmocnienia zwiększającej poziom sygnału generowanego przez syntezer wraz

ze wzrostem częstotliwości generowanej. W oknie **Obliczanie Pasma** aktywuje się opcje związane z pomiarem szerokości pasma przenoszenia filtrów, obwodów LC, rezonatorów. Aktywowanie opcji **3dB/Q** umożliwia pomiar dobroci filtrów pasmowo-przepustowych przez pomiar pasma przepuszczania na poziomie 3dB. Program wylicza dobroć, dzieląc częstotliwość, dla której filtr ma najmniejsze tłumienie przez zmierzone pasmo przenoszenia na poziomie 3dB. Opcja **6dB/60dB/Shape** umożliwia pomiar współczynnika prostokątności filtrów. Pomiar współczynnika prostokątności polega na określeniu pasma przenoszenia filtru na poziomie 60dB i 6dB, i podzieleniu zmierzonych szerokości pasm przez siebie. Im współczynnik prostokątności filtru jest bliższy jedności, tym pasmo filtru jest bardziej strome. Zaznaczenie opcji **Linia marker** powoduje rysowanie linii pionowych odpowiadających tłumieniu na poziomie **3, 6 i 60dB**. Opcja **Odwrotność** umożliwia pomiar dobroci obwodów pasmowo-zaporowych.

Opcje **Kanał** pozwalają wybierać, która sonda jest w danym momencie aktywna. Przed rozpoczęciem pracy z analizatorem należy wykonać jego kalibrację. Autor poleca następującą metodę: ustawiamy zakres częstotliwości pracy w polu **Ustawienia NWT** równy całemu zakresowi częstotliwości pracy urządzenia, wybieramy maksymalną liczbę próbek (9999), wartość parametru **Przerw (uS)** wybieramy z środka dostępnego zakresu. Łączymy wejście wobuloscopu z wyjściem za pomocą ekranowanego przewodu, wybieramy opcję **NWT, Kanał 1 – kalibracja (Kanał 2 – kalibracja)**, wybieramy typ zastosowanej sondy (liniowy lub logarytmiczny) i postępujemy zgodnie z poleceniami programu, potwierdzając wykonanie etapów kalibracji przyciskiem **OK**. Program przeprowadzi kalibrację mierząc charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową analizatora przy wyłączonym

tłumiku (tłumienie 0dB) i wyłączonym (domyślnie 40dB). Zapisujemy wykonaną kalibrację. Raz wykonana kalibracja może służyć nam przez wiele miesięcy. Do prawidłowej pracy sondy potrzebne jest załadowanie kalibracji sondy, wybiera się ją z opcji **NWT, Kanał 1 – załaduj (Kanał 2 – załaduj)**. Wybraną kalibrację aktywuje się, zaznaczając odpowiednią opcję. Drugą sondę można włączyć tylko wtedy, gdy w konfiguracji mamy wyłączoną opcję **Jeden kanał**. Opcja **Skalowanie i przesunięcie w osi Y** pozwala ograniczyć zakres wyświetlanych wartości pomiarowych, dzięki czemu wykresy mogą zajmować większą część ekranu, co poprawia czytelność wykresu. Parametrami **K1-dB** i **K2-dB** ustawia się przesunięcie tłumienia w osi Y, co pozwala np. kompensować tłumienie lub wzmacnienie mierzonego układu. Uaktywnienie przesunięcia w osi Y (ustawienie wartości różnej od 0) powoduje, że mierzone poziomy sygnałów i częstotliwości wyświetlają się na czerwono. Opcja **Kursor** pozwala na ustawianie kursorów (znaczników) częstotliwości pozwalających na precyzyjny pomiar amplitudy i częstotliwości mierzonego sygnału. Możliwe jest wybranie do 5 kursorów. Zmierzone wartości liczbowe: dobroci, pasma przenoszenia, współczynnika prostokątności, przypisane do kursorów wyświetlane są w lewym oknie programu. Pomiar aktywuje się, naciskając przycisk **Ciągły** (pomiar ciągły, opcję tę wykorzystuje się podczas strojenia układu), **Pojedynczy** opcja ta jest wykorzystywana do dokumentowania parametrów już wykonanego układu lub przy nakładaniu wykresów na siebie. Naciśnięcie **Stop** zatrzymuje pomiar. Postęp pomiarów można śledzić na dolnym pasku **Postęp**.

Za pomocą zakładki **Menadżer-wykresów** możemy zapisywać wykresy i nakładać je na siebie w celu łatwego wizualnego porównania efektów strojenia. Możliwe jest zapisanie i nałożenie do sześciu wykresów, przy czym każdemu z wykresów

można przypisać inny kolor. Zakładka **VFO** pozwala ustawić i wykorzystać układ jako generator sygnałów o zadanej częstotliwości, a poziom sygnału można ustawić w polu **Tłumie-**

nie. Zakładka **Miernik mocy** pozwala wykorzystać układ jako miernik poziomu sygnału w.cz. Zakładki **Kalkulator** i **Impedance matching** zawierają kalkulatory pozwalające określić parametry obwodu rezonansowego, liczbę zwojów cewki, obliczanie wartości obwodów dopasowujących. Wybranie opcji **Matching type: R** oblicza wartości elementów dopasowujących w przypadku dopasowania rezystancyjnego. Dopasowanie takie jest szerokopasmowe, a funkcje elementów dopasowujących pełnią rezystory. W przypadku wybrania opcji **L/C** elementami dopasowującymi są kondensatory i cewki, a samo dopasowanie wykorzystuje rezonansowy charakter obwodów L-C. W praktyce najczęściej stosuje się dopasowanie rezonansowe, ze względu na mniejsze tłumienie wnoszone przez taki obwód oraz jego właściwości filtrujące. Uaktywnienie w opcji **Wykres, Znaczniki częstotliwości, Ustaw marker częstotliwości** pozwala wyświetlić w postaci graficznej np. położenie pasm amatorskich, częstotliwości lustrzanych w celu łatwej wizualnej oceny parametrów mierzonego układu. W przypadku zawieszenia się oprogramowania przyrządu należy zamknąć program i wyłączyć a następnie włączyć ponownie urządzenie oraz zrestartować program sterujący analizatorem.

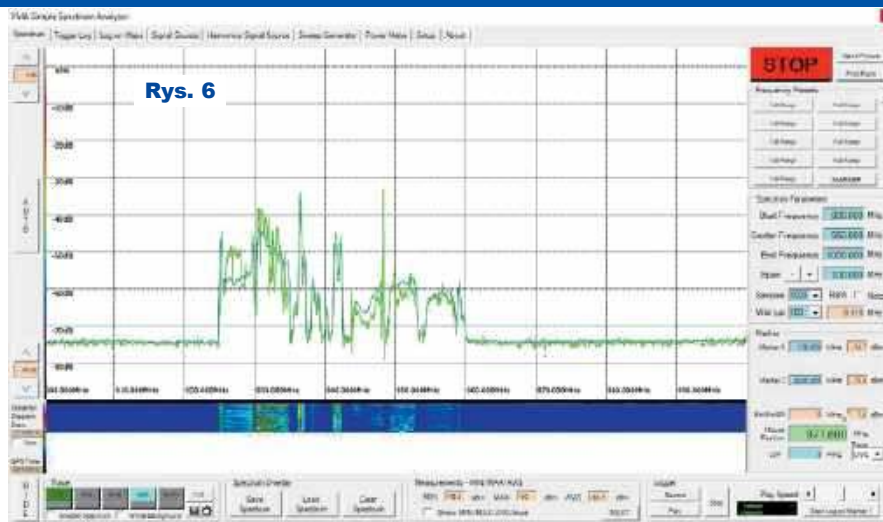
SNASharp. Drugim z programów umożliwiających obsługę analizatorów NWT jest program **SNASharp** autorstwa francuskiego krótkofalowca **David Allosy F4HTQ** – **rysunek 5** – http://allosy.eu/david/WordPress3/?page_id=478. Program ten obsługuje szereg komercyjnie dostępnych analizatorów, co bardzo upraszcza konfigurację urządzenia, jak również umożliwia zdefiniowanie własnego urządzenia za pomocą zakładki **Device editor**. Filozofia obsługi tego programu jest praktycznie taka sama, jak analizatora WinNWT (i każdego innego wobuloscopu). Główne różnice między programem WinNWT a SNA-Sharp to: nowocześniejszy interfejs graniczny, opcja automatycznej detekcji numeru portu, do którego podłączono analizator, lepsza prezentacja graficzna (wyniki pomiaru zajmują znacznie większą powierzchnię ekranu), wygodniejsze ustawianie częstotliwości dzięki oddzielnemu MHz, kHz i Hz za pomocą spacji, możliwość pomiaru parametrów rezonatora kwarcowego dzięki opcji **Crystal analyzer**, opcje filtrów wygładzających wykres, opcja Resetu pozwalająca przywrócić domyślny zakres częstotliwości



Rys. 5

skanowania po zoomowaniu ekranu. Program ten w przeciwieństwie do programu WinNWT jest ciągle rozwijany, lecz obecnie nadal ma mniejsze możliwości pomiarowe niż program WinNWT. Dla wielu użytkowników może być on przyjemniejszy w obsłudze niż program WinNWT. **SNASharp** może być uruchomiony na komputerach z systemem Mac OSX i Linux, a dzięki zestawowi narzędzi Mono Framework umożliwiającemu uruchamianie programów stworzonych dla platformy NET Framework, na wielu innych systemach operacyjnych.

VMA. Trzecim z programów umożliwiających obsługę analizatorów serii NWT jest program **VMA Simple Spectrum Analyzer** – <https://vma-satellite.blogspot.com>. Program VMA Simple Spectrum Analyzer przeznaczony jest głównie do obsługi urządzeń NWT pracujących w zakresach częstotliwości od UKF do mikrofal – **rysunek 6**. Twórcą programu jest portugalski krótkofalowiec **Vitor Martins Augusto CT2JSA**. Program VMA Simple Spectrum Analyzer jest najlepszym wyborem w przypadku, gdy zamierzamy wykorzystywać urządzenie NWT jako analizator widma lub w przypadku pomiarów mikrofalowych. Podczas pierwszego uruchomienia programu trzeba wygenerować kod (na podstawie numeru MAC urządzenia sieciowego komputera), który jest wykorzystywany do stworzenia licencji użytkownika. Aby otrzymać dożywotnią licencję programu, należy przelać autorowi 10 euro na konto PayPal, podając wygenerowany kod. Można również otrzymać czasową licencję o ważności 90 dni – wtedy jest ona bezpłatna. Licencję czasową można otrzymywać wielokrotnie. Program obsługuje analizatory wykorzystujące syntezy częstotliwości: ADF4350 pracujące w zakresie 138–4400MHz, ADF4351 pracujące w zakresie 35–4400MHz i MAX2871 pracujące w zakresie od 23,5 do 6000MHz. Analizatory z układami ADF4350/1 MAX2871 wykonywane są w dwóch wersjach: jako analizatory widma oraz analizatory widma z opcją generatora śledzącego – generatora trackingowego (TG – tracking generator). W generatorze trackingowym układem mierzącym siłę sygnału jest analizator widma przestrajany współbieżnie z niezależnym generatorem. Generatory trackingowe są mniej wrażliwe na sygnały niepożądane w widmie syntezy. Analizatory widma serii NWT zawierają jeden syntezer ADF4350/1, MAX2871, natomiast analizatory z opcją TG – dwa syntezery. Innym programem zoptymalizowa-



nym pod obsługę analizatorów mikrofalowych jest program NWT4000 autorstwa **Andreasa Lindenaua DL4JAL**, jednak jego obsługa nie będzie opisywana, gdyż jest bardzo podobna do obsługi programu WinNWT – <https://www.dl4jal.eu>.

Obsługa programu VMA Simple Spectrum Analyzer. Program zawiera szereg zakładek realizujących różne funkcje. W zakładce **Setup** wybiera się typ posiadanego analizatora oraz numer portu szeregowego (COM), pod jakim widać analizator w systemie. Za pomocą zakładki **Spectrum** obsługujemy analizatory widma oraz kontrolujemy pracę generatora śledzącego. Obsługa analizatora widma jest niezwykle prosta – ustawiamy jedynie częstotliwość początkową **Start Frequency**, końcową **End Frequency**, liczbę próbek **Samples** (im większa liczba próbek, tym większa rozdzielczość pomiarów, ale dłuższy czas pomiaru), **Wait** (us) – czas uśredniania sygnału. Dłuższy czas w połączeniu z modyfikacją układu analizatora polegającą na dodaniu dodatkowej pojemności filtrującej po detektorze podnosi stosunek sygnału do szumu w analizatorze, jak również eliminuje nieciągłości w widmie, spowodowane zmianą stopnia podziału dzielnika generatora przestrajanego. Zaznaczenie opcji **Notch** powoduje, że w mierzonym widmie nie występują „dołki” powodowane zmniejszającą się częstotliwością mierzonego sygnału, tzn. gdy częstotliwość będąca różnicą częstotliwości mierzonego sygnału i generatora przestrajanego zbliża się do zera. Układ detektora ma sprzężenia pojemnościowe, które tłumią sygnały wolnozmiennie. Opcję tę należy aktywować zawsze, gdy urządzenie wykorzystujemy jako analizator widma, a zakres częstotliwości skanowania jest mniejszy od 1MHz. Bardzo użyteczną funkcją jest pomiar wartości minimalnej i maksymalnej sygnału,

uśrednianie sygnału oraz pomiar średniej mocy w paśmie. Program ma możliwość bieżącego nagrywania poziomu sygnału i późniejszego jego odtwarzania (**Logger**). W polu **Waterfall Diagram** widzimy, jak zmieniał się poziom sygnału w funkcji czasu. W zakładce **Signal Source** można sterować częstotliwością generatora przestrajanego, wykorzystując urządzenie jako typowy generator sygnałowy. Zakładka **Harmonics Signal Source** umożliwia automatyczne obliczanie częstotliwości harmonicznych wytwarzanych przez generator. Analizatory wykorzystujące układy ADF4350/1, MAX2871 generują sygnały prostokątne, zawierające wiele częstotliwości harmonicznych. Dzięki temu układ jest w stanie generować mierzalne sygnały do częstotliwości nawet ponad 20GHz. Użytkownik ma możliwość wyboru krotności harmonicznej. Wybierając krotność harmonicznej, należy wybierać jak najniższą krotność umożliwiającą uzyskanie żądanej częstotliwości oraz pamiętać, że sygnały będące nieparzystymi harmonicznymi są silniejsze niż parzyste harmoniczne. Zakładka **Sweep Generator** umożliwia wykorzystanie układu jako generatora przestrajanego cyklicznie. Zakładka **Power Meter** umożliwia pomiar mocy sygnału w określonym paśmie wraz z jego uśrednianiem. Zakładka **Calibration** umożliwia kompensację nierównomierności charakterystyki amplitudowej i częstotliwościowej układu. Program ma również możliwość współpracy z odbiornikami GPS, co można wykorzystać do tworzenia map natężenia sygnału wielkiej częstotliwości w funkcji odległości od nadajnika.

W następnym odcinku opiszemy sposoby wykonywania pomiarów za pomocą analizatorów NWT.

Rafał Orodziński
sq4avs@gmail.com

Ciąg dalszy ze strony 11

Oczywiście mam świadomość, że elektronika sprzed 20 lat była nieco inna, teraz króluje wszechobecna technika cyfrowa, jednak sporo informacji z tamtych czasów byłoby przydatnych, a warto chyba też udokumentować i przekazać młodszemu pokoleniu tak wspaniałą dorobek, chociażby tylko w tej skrótovej formie. (...) Pozdrawiam i życzę pomyślności w nowym roku 2021.

Czesław

Pliki .DOC ze spisami treści wszystkich numerów z całych 25 lat istnienia EdW dostępne są teraz pod adresem:

<https://elportal.pl/materialy-dodatkowe/>

Materiał ten na pewno pomoże w poszukiwaniach. Niestety, nie jest to jednak zestaw tak szczegółowych informacji, jak oczekiwaliśmy Autor listu, ponieważ zawiera tytuły artykułów, ale bez opisu ich zawartości. Jeżeli ktoś z Czytelników zrobił albo planuje zrobić tego rodzaju wykaz, mógłby udostępnić go innym. Może kilka osób podzieliłoby się taką pracą. Piszcie w tej sprawie (edw@elportal.pl).

Czesław wspomina o materiałach dodatkowych, dołączanych do takich czasopism jak „Chip” czy „Komputer”. Odpowiedzią na pytanie, które zapewne postawiliby także inni Czytelnicy, dlaczego mamy kłopot ze spełnieniem takich oczekiwań, są losy wspomnianych czasopism. Otóż i „Chip”, i „Komputer”, (potem „PC World Komputer”) w czasach swojej świetności miały ogromny jak na pisma techniczne nakład rzędu 100 tysięcy egzemplarzy. Redakcje miały wtedy odpowiednie fundusze. A dziś oba czasopisma... NIE ISTNIEJĄ! UPADŁY!

Rynek prasowy ogromnie się zmienił i łatwo nie jest. Cieszymy się, że EdW istnieje, w przeciwieństwie do prawie wszystkich innych czasopism o elektronice („Radioelektronik”, „Nowy Elektronik”, „Praktyczny Elektronik”, „Elektronik Hobby”, „Serwis elektroniki”, itd.).

EdW istnieje, obchodzi jubileusz 25-lecia i... będzie istnieć nadal, jeżeli będziemy poruszać tematy, które Was interesują.

I właśnie **w związku z aktualną sytuacją na rynku prasy oraz naszym jubileuszem, bardzo aktualny jest temat Waszych potrzeb i życzeń co do zawartości kolejnych numerów EdW.** Oto przykłady e-maili w tej sprawie.

Witam. Mam szybkie pytanie. Czy redakcja EdW planuje kontynuować cykl artykułów o przetwornicach? Czy może odcinek 33 był ostatnim z cyklu? Bo ostatnio zauważyłem, że sporo jest cykli jakby przerwanych w połowie. Nie tylko ten dotyczący przetwornic. A np. o sterowaniu MOSFET-em, „Transmisja danych w inteligentnym domu”, czy też z tej samej beczki „Sieci komputerowe i Internet, czyli o matryoskach i wyspach Bergamutach”. A nie wspomnę już o dawno zapomnianym i niedokończonym cyklu artykułów o sterowaniu tyristorem „Tyristory i triaki – problemy i ograniczenia”, którego dziewiąta część kończy się takimi słowami: „W następnych odcinkach cyklu bliżej przyjrzymy się elementom i układowi sterowania...”. (...) Pozdrawia stały czytelnik EdW (od 98r.)

Paweł

A i wszystkiego najlepszego z okazji nowego roku i kolejnych 25 lat z czytelnikami.

*Dzień dobry,
(...) w Poczcie był poruszany temat kursów, jakie są prowadzone w EdW. Poniżej moje przemyślenia w tym temacie. W chwili obecnej mamy sporo rozpoczętych kursów. Z tego, co naliczyłem, to mamy: Arduino, Przetwornice, MPPT, Silniki, Sieci kompu-*

terowe, Protokoły komunikacyjne, Wzmacniacze klasy D, Przetworniki sigma/delta, Sterowanie tranzystorami MOSFET. Teraz doszły jeszcze artykuły dotyczące parametrów elementów elektronicznych oraz wzmacniaczy operacyjnych. A z tego, co pamiętam, to planowany jest jeszcze kurs dotyczący instalacji elektrycznych. Cieszy fakt, że podejmowanych jest tyle inicjatyw i każdy może znaleźć coś dla siebie. Cenne też jest to, że Redakcja reaguje na potrzeby czytelników i uruchamia kursy, jeśli tylko pojawi się zapotrzebowanie. Jednak moim zdaniem trochę szkoda, że nie do końca wiadomo, czy dany kurs pojawi się w bieżącym wydaniu. Np. już od kilku numerów nie ma odcinka dotyczącego przetwornic, podobnie z silnikami. Obecnie stałym kursem jest cykl dotyczący Arduino. Nie wiem, czy istnieje jakieś dobre rozwiązanie tej sytuacji. Może jakiś plan tego, co będzie publikowane lub np. podział, że w danym kwartale będą ukazywać się kursy dotyczące tematyki komputerowej, potem audio, potem przetwornice, itp. Pomysł wydania kursu realizowanego w EdW w postaci książki (np. ten o przetwornicach) uważam za bardzo dobry i chętnie zabrałbym się do czytania takiej lektury. Ciekawi mnie też, czy inicjatywa dotycząca radiowej Oślej Łączki całkowicie upadła, czy jest jakaś nadzieja, że taki cykl pojawi się kiedyś w EdW?

Pozdrawiam całą Redakcję i dziękuję za wspaniałą pracę, jaką robicie dla popularyzacji elektroniki!

Maciej Zieliński

Losy wszystkich wymienionych kursów są w Waszych rękach! Wspomniany cykl „Tyristory i triaki – problemy i ograniczenia” został trwale przerwany, ponieważ zainteresowanie tą tematyką okazało się małe, w porównaniu z innymi tematami. A przynajmniej tak to wygląda na podstawie naszych informacji. Cykl o silnikach prądu stałego będzie kontynuowany, ale na razie mieliśmy trzy zadania *Policz* w Szkole Konstruktorów, które są jego uzupełnieniem, ponieważ mają zwrócić uwagę na bardzo ważne, a bardzo słabo rozumiane problemy związane z hamowaniem regeneracyjnym. Ważny i aktualny cykl o MPPT jest kontynuowany, tyle że w postaci krótkich odcinków. Temat wzmacniaczy klasy D i przetworników sigma-delta dobiega końca, ale pojawi się jeszcze kilka artykułów. Temat przetwornic nie zniknął – jest wciąż na łamach EdW, tylko w postaci artykułów Karola Świerca, który jest doświadczonym praktykiem. A w jednym numerze nie może być kilku artykułów o przetwornicach, by nie wyparły innych tematów, interesujących dla innych Czytelników. A największy dylemat jest z tematami „okołarduinowymi”, łączącymi i protokołami sieciowymi. Jedni chcą więcej podstaw, inni chcą iść dalej, wyjść poza Arduino, które jak przecież często pisaliśmy, może stać się ślepym zaułkiem. I dla wielu niestety staje się ślepym zaułkiem i pułapką – stąd zresztą pomysł na cykl „Wróblek”, który ma ostrzec przed różnymi pułapkami. A ponadto konieczność trzeba zająć się także aktualną tematyką inteligentnego domu, bezpieczeństwem w sieci 230V, radiową Ośłą łączką (na którą jest szansa w związku z materiałem o NanoVNA).

Co publikować w EdW i w jakich proporcjach? Zdecydujcie sami! Właśnie dlatego Naczelny uruchomił nowy kanał łączności z Wami: <https://bit.ly/35jjuYN>, gdzie znajdziecie zapowiedzi tego, co jest planowane i gdzie możecie napisać, co Was najbardziej interesuje.

Upominki za listy do Poczty otrzymują:
Piotr Szoldra, Krzysztof Kawa i Czesław.



MPPT

część 11

W tym odcinku, przeznaczonym tylko dla najbardziej dociekliwych, wspomnimy o jeszcze innym sposobie ładowania, przez wielu uważanym za jeszcze lepszy, niż wcześniej opisane.

Burp charging

Zacznijmy od angielskiego słowa *burp*, które oznacza *czkawkę, bekanie, odbijanie*. **Burp charging** to ładowanie impulsowe, gdzie ładującym impulsom towarzyszą krótkie rozładowujące impulsy ujemne.

Takie naprzemienne ładowanie i częściowe rozładowywanie nazywane jest też *reflex charging* albo *negative pulse charging*.

Najprościej biorąc, przez dłuższą chwilę akumulator jest ładowany, a potem przez krótki moment, zwykle rzędu kilku milisekund, jest rozładowywany znacznym prądem. W ten sposób podczas procesu ładowania prąd akumulatora okresowo płynie w obu kierunkach. Oczywiście znów nasuwa się kluczowe pytanie, jaka powinna być częstotliwość impulsów, jakie czasy i amplitudy dodatniego impulsu ładującego oraz mniejszego ujemnego rozładowującego.

Rysunek 4 przedstawiający impulsy tego rodzaju ładowania pochodzi z bardzo poważnego i godnego zaufania źródła, a mianowicie z materiałów NASA z roku 1996.

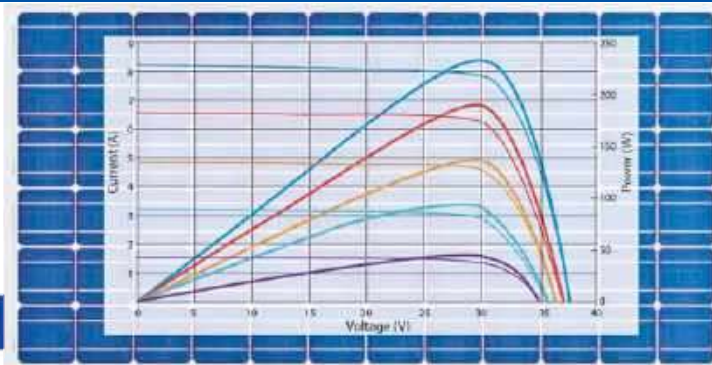
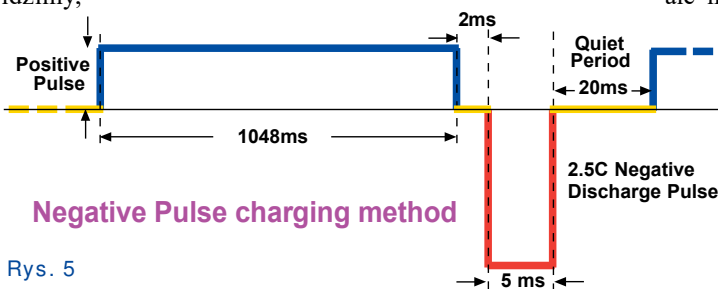
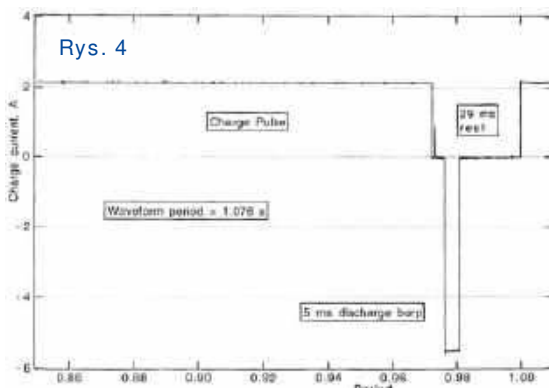
Podobne ładne przebiegi, pokazane na **rysunku 5**, pochodzą z pewnego amerykańskiego czasopisma poświęconego różnym akumulatorom. Wyraźnie tu widzimy, że po nieco ponadsekundowym impulsie (po co taka precyzja?) następuje dwumilisekundowa przerwa, potem mamy krótki impuls rozładowujący (5ms) i 20-milisekundową przerwę przed kolejnym impulsie ładującym. 5-milisekundowy impuls

rozładowujący jest silny, bo ma mieć amplitudę 2,5C, czyli np. dla akumulatora o pojemności C=10Ah amplituda tego impulsu powinna mieć 25A.

I takie „ładowanie z czkawką”, czyli „dwukierunkowe szarpnięcia prądu” mają mieć dobroczynny wpływ na trwałość akumulatora i jego pojemność. W czerwcu 2015 roku w czasopiśmie „Everyday Practical Electronics”, na stronie 22 opublikowano projekt ładowarki „burp” – **fotografia 6**.

Tak, tylko omawiane właśnie informacje dotyczą akumulatorów NiCd i NiMH, a nie interesujących nas ołowiowych!

Rys. 4



Burp Charge Your Batteries for better cell health



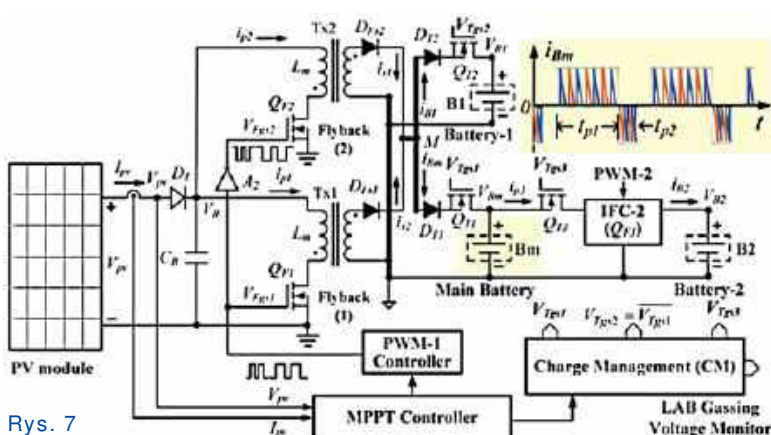
Rys. 6

Niemniej istnieją też opinie na temat pozytywnego wpływu ładowania typu *burp* także na akumulatory litowe oraz kwasowo-ołowiowe.

I jeszcze jeden ważny szczegół: warto też zwrócić uwagę, że podczas ładowania typu *burp* impulsy ujemne to po prostu chwilowe rozładowywanie akumulatora i związana z tym strata energii (zamiana na ciepło). Przy ładowaniu z sieci energetycznej można sobie pozwolić na takie częściowe marnowanie energii i obniżanie sprawności ładowania, licząc, że wpłynie to pozytywnie na trwałość i pojemność akumulatora. Natomiast w przypadku systemów solarnych (i elektrowni wiatrowych) zależy nam na tym, żeby wykorzystać całą energię wytwarzaną przez panel FV (turbinę). Podczas ujemnych impulsów prąd i energia na pewno mają być pobierane z akumulatora, ale niekoniecznie muszą być tracone. Mogą być gdzieś magazynowane. Albo w jakichś (super)kondensatorach, albo w dodatkowym akumulatorze lub akumulatorach.

Bez trudu można znaleźć w Interenie, na przykład na stronie tajwańskiej wyższej uczelni (w skrócie: <https://bit.ly/2SSuTIF>),

pracę z roku 2014 zatytułowaną: *Photovoltaic Burp Charge System on Energy-Saving Configuration by Smart Charge Management*, gdzie ładowanie *burp* proponuje się wykorzystać także w systemie solarnym z akumulatorami kwasowymi. Co prawda jest to część skomplikowanego systemu z kontrolą MPPT, jednak warto zwrócić uwagę, jak zrealizowano ujemne impulsy rozładowujące. Jeden ze schematów pokazany jest na



Rys. 7

rysunku 7. System zawiera trzy akumulatory, co daje dodatkowe cechy i zalety. Nas interesuje to, że akumulator główny Bm jest ładowany z wykorzystaniem impulsów ujemnych, które nie są jednak tracone, tylko ich energia przekazywana jest do akumulatora pomocniczego B2. Nie byłoby to możliwe przez bezpośrednie dołączenie akumulatora B2 do Bm, dlatego te impulsy rozładowujące Bm realizuje pośrednicząca przetwornica PWM oznaczona IFC-2. Najbardziej docieklwi dalsze szczegóły mogą zbadać samodzielnie.

Przykład z rysunku 7 jest bardzo interesujący, niemniej ogólnie biorąc, rozmaite są opinie na temat korzystnego czy może niekorzystnego wpływu ładowania typu *burp* na akumulatory kwasowe. Oprócz pozytywnych, można znaleźć opinie sceptyczne oraz ewidentnie negatywne. Na pewno zagadnienie to jest zbadane w stopniu jeszcze mniejszym niż jednokierunkowe ładowanie impulsowe. Dlatego dwukierunkowe ładowanie *burp* należy traktować jako niepewną ciekawostkę, a nie jako rewelację i kierunek rozwoju.

Podsumowanie

Kwestia optymalnego wykorzystania akumulatora zaskakująco rozrosła się i skomplikowała. Spróbujmy podsumować: kontrolery ładowania oznaczane *shunt controller* są proste i tanie, a kontrolery PWM są droższe. Jednak w materiałach promocyjnych i ofertach handlowych zwykle nie ma szczegółów dotyczących procesu ładowania PWM. Dlatego nie można rzetelnie ocenić faktycznej użyteczności oferowanych rozwiązań komercyjnych „impulsowych regulatorów PWM”. Trudno też porównać kontrolery PWM poszczególnych wytwórców. Przeglądając materiały handlowe, odnosi się wrażenia, że w wielu przypadkach chodzi o pozy-

skanie klienta, a nie o rzeczywistą wartość praktyczną. Zresztą dla większości klientów główne znaczenie ma wygląd, liczba świecących diod i obecność wyświetlacza, a nie skuteczność zastosowanych algorytmów.

Co ciekawe i ważne w praktyce, z kilku względów, zależnie od zastosowania, warunków pracy i nadzoru, prostsze rozwiązania mogą się okazać bardziej sensowne niż droższe PWM czy dużo droższe kontrolery MPPT!

Proste i tanie regulatory typu *shunt controller* znakomicie sprawdzają się na przykład w przenośnych instalacjach w kamperach i przyczepach kempingowych. Natomiast w instalacjach stacjonarnych, przeznaczonych do ciągłej pracy, są stosowane rzadziej. Tam warto stosować bardziej inteligentne sterowniki-regulatory, albo PWM, albo lepiej jeszcze kosztowniejsze MPPT.

A jeżeli chodzi o stronę techniczną, jeszcze raz trzeba podkreślić, że podstawą inteligentnych sterowników PWM też jest prosty regulator dwustanowy *serial* lub *shunt*. Finalne właściwości zależą tylko od jakości algorytmów, realizowanych przez mikroprocesor, co w sumie polega na inteligentnej kontroli napięcia akumulatora.

Jeśli chodzi o akumulatory, to nadal zdecydowanie najpopularniejsze są tanie kwasowe, ale nie samochodowe, tylko wersje o innej budowie. W miarę możliwości należałoby wykorzystywać akumulatory tzw. *Deep cycle*, czyli dopuszczające głębokie rozładowania przy pracy cyklicznej, które mają dużą trwałość. W instalacji FV należałoby stosować akumulatory mokre (*flooded*), które jednak wymagają troskliwego nadzoru i uzupełniania wody. Jednak w amatorskich instalacjach solarnych najczęściej pracują akumulatory szczelne (*sealed* – SLA), najczęściej AGM, nieprawidłowo nazywane żelowymi.

Podstawą są 12-woltowe akumulatory kwasowe, także w instalacjach 24-, 36- i 48-woltowych, gdzie stosuje się szeregowe połączenie akumulatorów 12-woltowych. A przy szeregowym łączeniu akumulatorów pojawia się kolejny problem: balansowanie, czyli wyrównywanie napięć na szeregowo połączonych elementach.

Praktycznie niespotykane są instalacje z większymi akumulatorami NiCd. Małe akumulatorki NiCd powszechnie stosowane są tylko w ogrodowych lampkach solarnych i podobnych małych urządzeniach.

W Internecie można znaleźć szereg informacji o jeszcze innych rodzajach akumulatorów, na przykład o przepływowych (*flow batteries*) czy akumulatorach na słoną wodę (*Saltwater*) i innych. Nie mają one jednak praktycznego zastosowania w amatorskich systemach FV. Coraz częściej mówi się o systemach FV z akumulatorami litowymi, zarówno Li-Ion o napięciu ogniwa 3,6...3,8V, jak też fosfatowymi LiFePO₄ o napięciu ogniwa około 3,2V. Jak na razie barierą jest wysoka cena. Jeśli chodzi o ich ładowanie, podstawowe zasady są podobne jak w kwasowo-ołowiowych i też nadmierne napięcie doprowadza do szybkiego uszkodzenia, podobnie jak wyładowanie „do zera”. W akumulatorach Li-Ion maksymalne napięcie ładowania to 4,20V ±0,05V, ale jeśli będzie nieco niższe (4,0...4,1V), to trwałość będzie zdecydowanie wyższa przy niewiele mniejszej pojemności. W praktyce do akumulatorów litowych można byłoby wykorzystać te same sterowniki-regulatory, co do kwasowych, tylko trzeba dostosować napięcia progowe (*set points*), ewentualnie zmodyfikować algorytmy. Akumulatory litowe pod wieloma względami są lepsze od kwasowych: oferują większą gęstość energii, nie ma w nich odpowiednika problemu zasiarczenia, a tym samym dylematów związanych z ładowaniem impulsowym. Kluczową wadą nadal jest wysoka cena, jednak przyszłość prawdopodobnie będzie należeć do akumulatorów litowych.

Zamykamy temat akumulatorów i ich ładowania. W następnym odcinku zaczniemy omawiać sterowniki MPPT.

Piotr Górecki

Zasilanie awaryjne napięciem stałym. Rozważania teoretyczne i porady praktyczne

W artykule rozważamy możliwości zasilania napięciem stałym urządzeń, które normalnie zasilane są z sieci 230V 50Hz.

Pierwszą część opracowania zakończyliśmy podstawowym, optymistycznym wnioskiem: **większość urządzeń sieciowych z zasilaczem impulsowym możemy zasilić napięciem stałym**. Zakres dopuszczalnego napięcia jest szeroki. **Dla urządzeń z PFC bezpiecznym przedziałem jest napięcie od 100VDC do 350VDC, a w urządzeniach bez lub z pasywnym PFC – od ok. 200VDC do 300VDC**. A urządzenia zapewne będą pracować także przy niższym napięciu zasilania, jednak nie zawsze jest to zalecane. Otóż nie zawsze dolny zakres dopuszczalnego zasilania DC uwarunkowany jest możliwością pracy zasilacza-przetwornicy i/lub PFC. I tak szanujące się konstrukcje oprócz wielu zabezpieczeń pod- i nadnapięciowych oraz ograniczeń prądowych mają wbudowane tzw. zabezpieczenie *brown-out*, czyli zabezpieczenie przed zbyt niskim napięciem sieciowym. Przewidziane jest ono w zasadzie do pracy przez krótką chwilę tylko po wyłączeniu zasilacza z sieci. Zabezpieczenie *brown-out* nie pozwoli na pracę przy niskim napięciu, choć przetwornica mogłaby prawidłowo pracować.

Natomiast w urządzeniach niewyposażonych w obwód PFC może wystąpić ryzyko pracy ze skrajnie niskim napięciem zasilania przez dłuższy czas. Wraz z obniżaniem napięcia zasilającego DC należy się spodziewać wyższych prądów wejściowych. Niskie napięcie to duże prądy i większa moc strat w niektórych elementach. Większe prądy i wydzielanie większej mocy wystąpi w tranzystorze kluczującym i diodzie PFC, a także, co może być problemem w praktyce najważniejszym – w mostku Graetza, gdzie cały czas będą pracować i grzać się tylko dwie diody z czterech. W urządzeniach przewidzianych do zasilania szerokim zakresem U_{WE} mostek ten wy-

Część 2

posażony jest zwykle w radiator. Gdy PFC brak, wyższe prądy wystąpią w obwodzie tranzystora kluczującego przetwornicy. Nie zapominajmy także o bezpieczniku, który przy zwiększonym prądzie może się przepalić mimo braku uszkodzenia w zasilaczu.

Z przedstawionych powodów należy raczej unikać pracy przy najniższych napięciach (stałych), przy których urządzenie zaczyna już prawidłowo działać.

Źródło zasilania

Zwykle źródłem energii będzie akumulator 12V. Gdy wymagana moc będzie wyższa, warto rozważyć zasilanie 24-woltowe z dwóch akumulatorów. Takie napięcie musimy podwyższyć do wartości 100V...200V lub nieco wyższej.

Możemy do tego użyć *niestabilizowanej* przetwornicy DC/DC czerpiącej energię z akumulatora 12V (np. samochodowego). Typowy akumulator samochodu osobowego ma pojemność 60Ah 12V. To 720Wh energii. Teoretycznie, przy poborze 100W (tyle pobiera stosunkowo duży telewizor LCD) naładowany akumulator powinien wystarczyć na 7 godzin pracy, a więc zabawa ma sens. Gdy dysponujemy „miękką” przetwornicą DC/DC, korzystniej jest najpierw podłączyć ją do akumulatora, a dopiero potem włączyć zasilane urządzenie.

Fotografia tytułowa pokazuje zasilanie OTV napięciem stałym z 12V akumulatora, zwiększonym



Fot. 1

do ok. 250VDC. Do tych prób wykorzystano przetwornicę DC/DC z taniego inwertera DC/AC zakupionego w sieci sklepów Lidl w cenie ok. 70zł. Inwerter ma deklarowaną moc 150W i przewidziany jest do wykorzystania w samochodzie. Odbiornikiem jest pobierający 85W mocy telewizor Samsung LCD z ekranem 28" starszego typu, z podświetlaniem lampami CCFL, a więc bardziej energochłonny od LED-owych. Do testów wykorzystano nieduży akumulator żelowy 12V/7Ah.

Na **fotografii 1** pokazano przebieg napięcia zmiennego (AC), jaki ten inwerter oryginalnie wytwarza – na pewno nie jest to sinusoida. Nie czerpano jednak energii z wyjścia AC, lecz z napięcia stałego zza przetwornicy podwyższającej (nie jest to boost step-up). Na **fotografii 2** widać, że napięcie to bez obciążenia ma wartość 335V. Na **fotografii 3** obciążono to źródło mocą 77W. Napięcie obniżyło się do wartości 267V (prąd =



Fot. 2



Fot. 3

0,29A). A więc rezystancja wyjściowa przetwornicy jest duża. Przeliczenie tych dwu punktów daje wartość 230Ω. Jest to jednak pomiar trochę mylący. Aby mieć pełniejszy obraz, należy dokonać pomiarów dla innych punktów pracy. Wniosek jest taki, iż R_{wy} nie jest wartością stałą. Bez obciążenia i z obciążeniem bardzo małym napięcie już szybko przysiąda: R_{wy} sięga wartości 600–700Ω. Przy większym obciążeniu napięcie się szybko „uszywnia” i w okolicy mocy 50W R_{wy} ma wartość ok. 100Ω, a w okolicy 100W – ok. 70Ω. Mimo wszystko są to wartości duże, aczkolwiek nieliniowość jest tu pożądana, bo w pewnym stopniu kompensuje nieliniowość (ujemnej impedancji) obciążenia.

Niezależnie od mało imponujących parametrów zastosowanej przetwornicy DC/DC i słabego akumulatora, układ nie miał problemów z zasilaniem 80W telewizora. Telewizor bezproblemowo startował, przełączając się między trybem standby i ON. Na fotografii tytułowej można odczytać napięcia i prądy przed i za przetwornicą. Na wejściu telewizora mamy 247V i 0,34A. To 84W. Na akumulatorze odczytano 11,66V i 8,28A, co daje 96W. Sprawność przetwornicy jest więc na poziomie 88%.

Tylko dla dociekliwych

Na końcu pierwszej części artykułu ponadto pojawiło się stwierdzenie, iż przetwornica dla źródła zasilania ma ujemną impedancję dynamiczną. Czy ma to jakieś konsekwencje? Przedstawione dalej rozważania mają większy udział dywagacji teoretycznych nad wnioskami praktycznymi. Ale wnioski praktyczne też są.

Ujemna impedancja dynamiczna to kłopotliwa sprawa, bo może grozić niestabilnością systemu. Czy to tylko teoretyzowanie, czy może mieć implikacje praktyczne? Kłopoty mogą wystąpić. Ale nawet gdyby to było tylko teoretyzowanie, to też warto je rozwinąć.

Otóż zasilanie obwodu mającego ujemną impedancję dynamiczną ze źródła o niskiej impedancji (np. akumulatora) jest zawsze bezpieczne. Natomiast tzw. zasilanie prądowe może spowodować niespodziewane prob-

lemy. Załóżmy, że mamy zasilacz, który pobiera 100W mocy. Zasilamy go stałym napięciem i czerpiemy zeń stały prąd. Nasz zasilacz (obojętnie czy z PFC, czy bez), będąc zasilanym napięciem 200V, pobierze prąd 0,5A. Ze źródła 100V pobierze 1A. A będąc zasilany napięciem 50V, pobierze 2A prądu.

To charakterystyka o ujemnej impedancji dynamicznej. Ale jakiej? Charakterystyka U/I to hiperbola, bo $U \times I = \text{constans}$. Jeśli iloczyn UI jest stałą wartością, to $(U + \Delta U) \times (I + \Delta I) = UI$. Po prostych przekształceniach stwierdzimy, że $\Delta U/\Delta I = -U/I$. Impedancja dynamiczna równa jest statycznej w punkcie pracy, tylko „minus”! A więc przy zasilaniu z 200V będzie to $-200V/0,5A = -400\Omega$. W punkcie pracy 100V/1A będzie to -100Ω . A przy zasilaniu z 50V, $R_{\text{dynam}} = -25\Omega$.

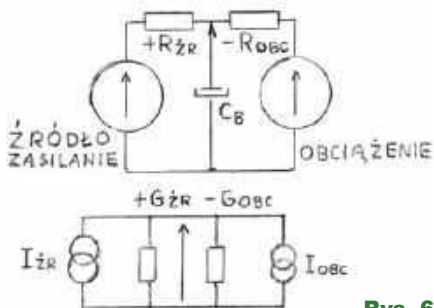
Problemy mogą wystąpić, gdy źródło zasilania dla tego zasilacza będzie miało impedancję wyjściową większą od obliczonej tu wartości. I tu dochodzimy do praktyki: jak miałoby wyglądać zasilanie telewizora napięciem stałym rzędu 200...300V? Przecież nie wykorzystamy baterii szeregowo połączonych akumulatorów (które można traktować za idealne źródło napięciowe). Trzeba wykorzystać akumulator i przetwornicę podwyższającą DC/DC. Ta przetwornica zasilana naszym zasilaczem mającym ujemną dynamiczną impedancję wejściową. Stałe napięcie wyjściowe przetwornicy DC/DC nie musi być ściśle określone, może ona nie mieć stabilizacji. Takie źródło jest „miękkie”. Ma dużą wartość rezystancji wyjściowej! Sytuację pogorszy to, gdy dla bezpieczeństwa na wyjściu przetwornicy włączymy w szereg z zasilanym zasilaczem jakąś żarówkę. A to z wielu względów, przynajmniej na etapie prób i eksperymentów jest pożyteczne. Do tego jeszcze wrócimy.

W praktycznej realizacji jak najprostszego zasilania awaryjnego zapewne będziemy chcieli posłużyć się jakąś przetwornicą DC/DC fabryczną lub pozyskać ją np. z uszkodzonego UPS-a czy inwertera AC/AC. Dostępne są tanie inwertery bez akumulatora (do wykorzystania w samochodzie, jak w opisywanym wcześniej przykładzie). Ich konstrukcja jest podobna i składa się z dwóch części. Pierwszą jest przetwornica DC/DC z napięcia akumulatora na DC300V. Te 300V

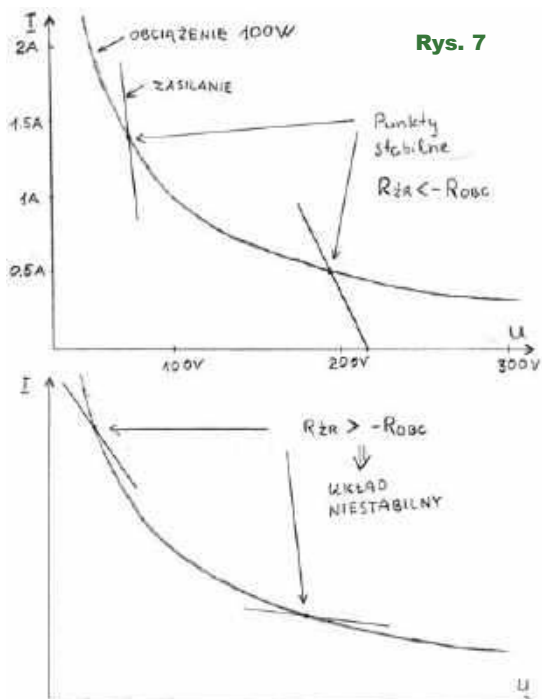
to trochę umowne, bo niestabilizowane! Drugim członem powinien być falownik z pełnym mostkiem (full bridge), zamieniający napięcie stałe ok. 300V na sinusoidę 230V 50Hz. I to falownik powinien też stabilizować zmienne napięcie wyjściowe przez regulację szerokości impulsów PWM mostka. Istnieją falowniki z szybkimi mostkami przełączającymi z dużą częstotliwością kilkadziesiąt kHz z regulowanym wypełnieniem, dające ładną sinusoidę (np. scalony sterownik EG8010 i moduły EGS). Ale częściej są to proste falowniki, gdzie mostek pracuje z częstotliwością 50Hz i oczywiście wytwarza przebieg prostokątny jak na fotografii 1. Tak proste układy dość dobrze sprawdzają się w niektórych zastosowaniach i mogą zasilić transformator sieciowy 50Hz (nie zawsze bez problemów). Poza tym mają same wady. Falownik albo będzie prosty, tani i kiepski, albo dobry, skomplikowany i drogi. Ale my falownika nie wykorzystujemy, a tylko przetwornicę podwyższającą DC/DC z takiego inwertera/UPS-a. Należy mieć świadomość, iż w większości przypadków jest to przetwornica niestabilizowana. I wracamy do wcześniej wysnutych problemów – wątpliwości. Brak stabilizacji przetwornicy podwyższającej, czyli szeroki zakres wartości U_{wy} nie jest problemem. Ale R_{wy} ? Rezystancja wyjściowa w powiązaniu z ujemną impedancją wejściową współpracującego zasilacza/urządzenia może spowodować kłopoty.

Aby w pełni problem – zagadnienie zrozumieć, najlepiej sytuację przedstawić graficznie. Przedstawiamy więc obciążenie jako charakterystykę hiperboliczną, a źródło jako napięciowe ze stałą rezystancją R_{wy} . Źródło zasilania (którym jest nasza przetwornica DC/DC) możemy traktować jako napięcie stałe oraz czystą (liniową) rezystancję. Obciążenie należy zlinearyzować w punkcie pracy. Czasem wygodniej może być na obwód patrzeć „z punktu widzenia Nortona”, czyli jako źródło prądowe z odpowiednią admitancją. Oba punkty widzenia w maksymalnym uproszczeniu pokazują **rysunki 6a i 6b**. A odpowiednią charakterystykę pokazaną graficznie mamy na **rysunku 7a i 7b**.

Na rysunku 7a zaznaczono dwa punkty pracy. Moc jest stała na całej hiperboli, a więc w każdym punkcie pracy. Nachylenie prostej przecinającej hiperbolę obciążenia to impedancja wyjściowa źródła. Oba punkty pracy na rysunku 7a są stabilne. Sytuacja na rysunku 7b to punkty równowagi niestabilnej.



Rys. 6



Rys. 7

Każda odchyłka spowoduje „odjazd”, a nie powrót do punktu równowagi.

Analizując tę sytuację, zalecamy Czytelnikowi wsparcie się rysunkiem 6. Jaki będzie bilans prądów na kondensatorze C_B w sytuacji, gdy chwilowo źródło zmieni swą wartość o ΔU . Czy układ podąży do nowego punktu równowagi, czy „odjedzie”? Nietrudno wywnioskować, że przy zasilaniu napięciowym problemu nie ma, przy prądowym – jest. Normalne obciążenie to rezystancja dodatnia. Wtedy problemu nie ma zarówno przy zasilaniu napięciowym, jak i prądowym. Jak będzie w sytuacji zasilania urządzenia, które przedstawia sobą (teoretycznie) nieskończenie dużą impedancję wejściową (zasilacz liniowy)? Pobiera niezmienny prąd, a nie założoną moc. Ewentualny nadmiar mocy wydzielą się w postaci ciepła na układzie zasilacza liniowego. Przy zasilaniu takiego obwodu mógłby powstać problem jedynie przy zasilaniu czysto prądowym (tzn. ze źródła prądowego). W praktyce problemu nie ma! Przy zasilaniu natomiast

obwodu o charakterystyce $P = \text{constans}$ problem pojawi się, gdy rezystancja (impedancja) wyjściowa źródła będzie wyższa od ujemnej dynamicznej rezystancji w punkcie pracy.

Czy taka sytuacja może wystąpić w praktyce i czym się to objawi?

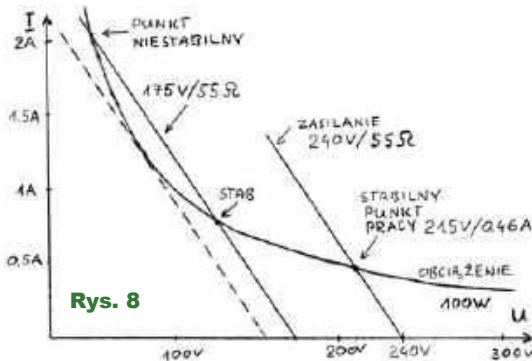
Na **rysunku 8** pokazano sytuację, gdy obciążenie przecina się z prostą zasilania w dwu punktach. Dolny jest stabilny, górny – niestabilny. W tej sytuacji możemy mieć różne zachowanie w zależności od kolejności podłączania. Jeśli załączymy najpierw źródło, przetwornicę DC/DC, a później podłączymy urządzenie – obciążenie, prawdopodobnie układ zatrzyma się w stabilnym punkcie pracy. W kolejności odwrotnej możemy się spodziewać nadmiernego obciążenia niepozwalającego przetwornicy wystartować. Stabilny punkt zasilania, choć teoretycznie możliwy, stanie się nieosiągalny. Przeciążenie przetwornicy DC/DC może skutkować zadziałaniem zabezpieczenia lub nawet jej uszkodzeniem! Oczywiście, w praktyce hiperbola obciążenia nie rozciąga się od zera do nieskończoności. W dolnym zakresie nastąpi jakieś nasycenie i prosta zasilania przetnie się z krzywą obciążenia. Punkt ten powinien być bezpieczny dla urządzenia zasilanego (obciążenia), ale

może być niebezpieczny dla źródła DC/DC. Gorzej może być po przekroczeniu górnego zakresu obciążenia. W pewnym przedziale hiperbola obciążenia zacznie się znów podnosić, a to najprawdopodobniej skończy się uszkodzeniem zasilacza (raczej nie PFC). Ale to już teoryzowanie.

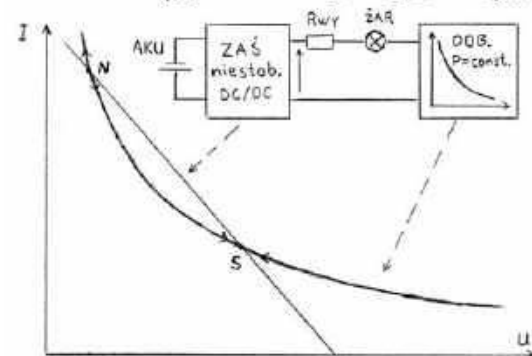
Jak będzie wyglądała sytuacja, gdy urządzenie zasilamy napięciem stałym z przetwornicy DC/DC i chcąc być ostrożnym, włączymy w szereg żarówkę? Sytuację pokazuje rysunek 9 i 10. Faktycznie, żarówka spełni funkcję ochronną, ale nie ułatwi startu. Jest możliwy przypadek, że bez żarówki układ by działał. A z żarówką – zaświeci i działał nie będzie. Na rysunku 9 mamy cztery możliwości. Zasilanie czysto napięciowe ($R_{wy}=0$), zasilanie z niedużą opornością wyjściową źródła, gdy pro-

sta zasilania przecina krzywą obciążenia w jednym punkcie. Trzecią sytuację, gdzie są dwa punkty przecięcia, stabilny i niestabilny. Oraz czwartą sytuację, gdy linia zasilania „nie spotka się” z krzywą obciążenia! Takie obciążenie zdusi nasze źródło zasilające DC, ale żarówka zaświeci i powinna ograniczyć prąd do bezpiecznej wartości.

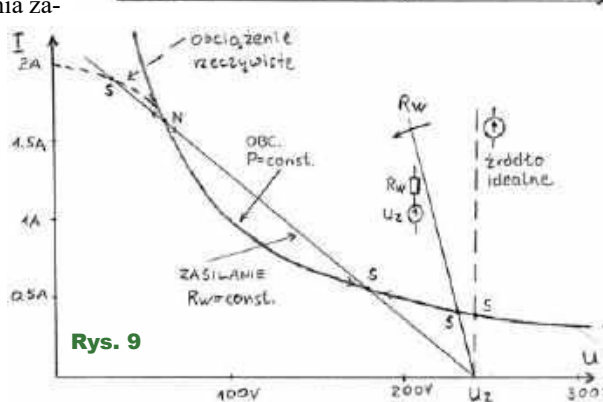
Ciąg dalszy na stronie 41



Rys. 8



Rys. 9



Rys. 10

Droga do RRIO, czyli wzmacniacze operacyjne (nie tylko) dla początkujących – część 4

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.

Zanim zgodnie z zapowiedzią omówimy konfigurację nieodwracającą, musimy podkreślić ogromnie ważny, prosty fakt.

Zerowe (różnicowe) napięcie wejściowe

Podkreślmy, że i w omawianym wcześniej układzie komparatora, i przerzutnika Schmitta, różnica napięć między wejściami może być duża. A wyjście zawsze jest tam w nasyceniu: napięcie wyjściowe albo jest bliskie dodatniej, albo ujemnej szynie zasilania. Tak jest w układach z *dodatnim* sprzężeniem zwrotnym.

Natomiast w konfiguracjach z *ujemnym sprzężeniem zwrotnym* jest inaczej. Owszem, można i wtedy wymusić wspomniane właśnie napięcia, ale podczas normalnej, liniowej pracy **wyjście nie jest nasyczone**, czyli napięcie może linowo zmieniać się w dopuszczalnym zakresie napięć wyjściowych. Co jeszcze ważniejsze, w związku z ogromnym wzmocnieniem napięciowym **podczas normalnej, liniowej pracy różnica napięć między wejściami jest znikoma, praktycznie równa zero!** Inaczej mówiąc: w konfiguracjach z ujemnym sprzężeniem zwrotnym **podczas normalnej pracy na obu wejściach panuje (praktyczne) jednakowe napięcie**. To spostrzeżenie znakomicie ułatwia zrozumienie zasad działania najpopularniejszych konfiguracji.

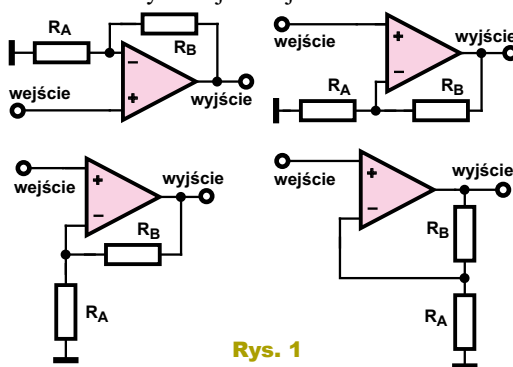
Podczas ich prawidłowej pracy wyjście nie może być w stanie nasycenia. Jeżeli wyjście wejdzie w stan nasycenia (napięcie wyjściowe maksymalne albo minimalne), nie można cieszyć się dobrodziejstwami ujemnego sprzężenia. Przy nasyconym wyjściu układ przestaje prawidłowo pełnić swoją funkcję.

Podczas wstępnej analizy dla uproszczenia zakładamy też, że wzmacniacz operacyjny jest idealny, ma nieskończone wielkie wzmocnienie i jego wejścia w ogóle nie pobierają prądu.

Wzmacniacz nieodwracający

Najczęściej wzmacniacz operacyjny pracuje z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego i wtedy według opisu przedstawionego w odcinku 1 naturalna i oczywista wydaje się konfiguracja nieodwracająca, której schemat rysuje się zwykle w którejś z postaci pokazanych na **rysunku 1**.

Chyba najłatwiej zrozumieć działanie



Rys. 1

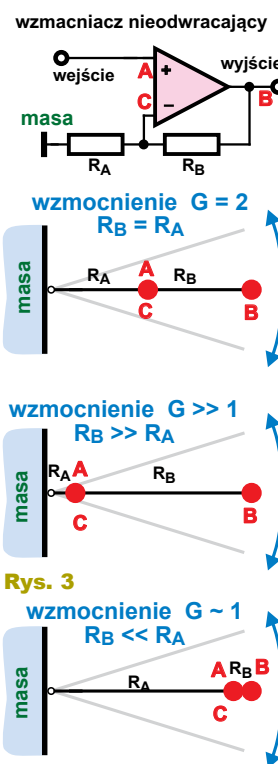
tego wzmacniacza, przedstawiając schemat jak na **rysunku 2**, gdzie dodatkowo zaznaczone są obwody zasilania napięciem symetrycznym (U_+ , U_-) oraz obwód przepływu prądu. Obwód (ujemnego) sprzężenia zwrotnego to dzielnik napięcia. Cały układ możemy potraktować jako inteligentny dzielnik napięcia, który utrzymuje bliską zeru różnicę między punktami A, C.

Na punkt A podajemy na-

pięcie wejściowe, a wzmacniacz stara się wytworzyć w punkcie C takie samo napięcie, by różnica tych napięć była równa zero. Aby tak było, w punkcie B musi wystąpić napięcie o takiej wartości, by po podzieleniu w dzielniku R_B , R_A napięcia w punktach A, C były równe. Przy podaniu na wejście napięcia dodatniego, jak na rysunku 2, prąd płynie od dodatniej szyny zasilania, wypływa z wyjścia wzmacniacza i płynie przez dzielnik R_B , R_A do masy. Napięcie wyjściowe jest takie, żeby napięcie w punkcie C było równe napięciu wejściowemu.

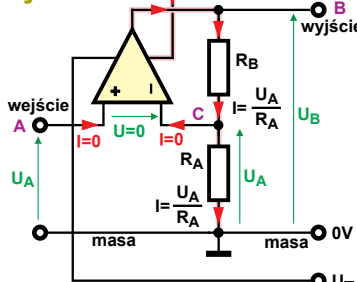
Wzmacniacz operacyjny niczego nie musi wiedzieć ani przewidywać. On po prostu ma ogromne wzmocnienie i gdyby napięcie wyjściowe z jakichkolwiek powodów nie było takie, jak wskazuje rysunek 2, to pojawi się różnica napięć w punktach A, C, co błyskawicznie skoryguje napięcie wyjściowe do takiej wartości, by różnica napięć wejściowych była bliska zeru. Tak właśnie działa ujemne sprzężenie zwrotne.

Wzmocnienie $G = U_B / U_A$ zależy nie od wartości, tylko od stosunku rezystorów R_B , R_A . Wzmacniacz nieodwracający swym działaniem przypomina dźwignię jednoramienną. Warto mieć takie wyobrażenie, jak pokazuje **rysunek 3**.



Rys. 3

Rys. 2



Wzmocnienie jest równe odwrotności tłumienia dzielnika. Jak wiadomo, tłumienie dzielnika wynosi

$$A = R_A / (R_A + R_B)$$

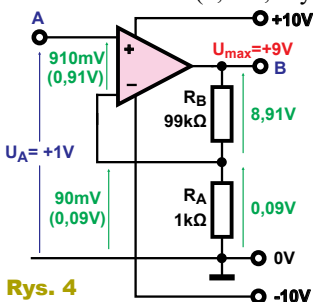
Odwrotność to

$$G = (R_A + R_B) / R_A$$

co zwykle zapisujemy w nieco wygodniejszej postaci:

$$G = 1 + R_B / R_A$$

Oczywiście jest to prawda tylko podczas normalnej, czyli liniowej pracy wzmacniacza. Gdy jednak wyjście wejdzie w stan nasycenia, te zależności nie mogą być spełnione. Ilustruje to przykład z **rysunku 4**, gdzie na



Rys. 4

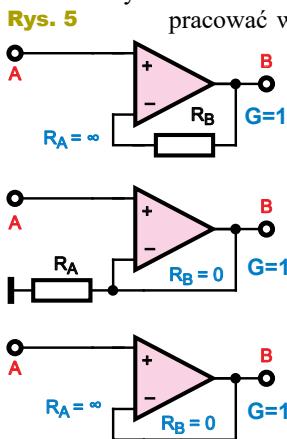
wejsie podane jest napięcie +1V. Przy wartościach rezystorów 99kΩ i 1kΩ wzmocnienie wynosi 100, więc teoretycznie napięcie wyjściowe powinno wynosić +100V. Jeżeli wzmacniacz zasilany jest napięciem ±10V i jeżeli maksymalne napięcie na jego wyjściu (napięcie górnego nasycenia) wynosi +9V, to napięcia w układzie będą takie, jak pokazuje rysunek 4.

Zauważ też, że zgodnie z **rysunkiem 5**, zwiększanie R_A do nieskończoności lub zmniejszenie R_B do zera powoduje zmniejszenie wzmocnienia do jedności. W praktyce najczęściej stosujemy **wtórnik**, gdzie $R_A = \infty$ i $R_B = 0$, czyli trzecią wersję z **rysunku 5**.

A gdyby stosunek rezystancji był odwrotny (w praktyce gdy zewrzymy R_A i rozewrzemy R_B), to otrzymamy układ teoretycznie o nieskończonym wzmocnieniu – w rzeczywistości mało użyteczny **komparator**, o którym mówiliśmy w poprzednim odcinku.

Idealny wzmacniacz operacyjny jednakowo wzmacniałby i napięcia stałe, i sygnały wolnozmiennne, i sygnały wysokiej częstotliwości. Z różnych względów w praktyce często wykorzystujemy wzmacniacze nieodwracające, które mają wzmacniać tylko sygnały zmienne, a nie wzmacniają napięć stałych.

Zasadniczo można byłoby zastosować tylko filtr górnoprzepustowy RC na wejściu według **rysunku 6a**. Dla prądu stałego kondensator C_1 stanowi przerwę. Sygnały o wyższych częstotliwościach, przy których reaktancja kondensatora C_1 jest dużo



Rys. 5

mniejsza od rezystancji R_1 , są przepuszczane praktycznie bez przeszkód. Jako częstotliwość graniczną uznaje się taką, przy której reaktancja kondensatora C_1 jest liczbowo równa rezystancji R_1 . Wzór: $f_g = 1 / 2\pi f R_1$. Przy częstotliwości granicznej f_g filtr tłumi sygnał $\sqrt{2}$ razy (1,41×, czyli o 3 decybele).

Z ważnych względów praktycznych zdecydowanie częściej wykorzystuje się układ według **rysunku 6b** z kondensatorem C_2 włączonym w szereg z rezystorem R_A . Dla prądu stałego kondensator C_2 stanowi przerwę, reaktancję nieskończenie wielką, więc sam wzmacniacz dla

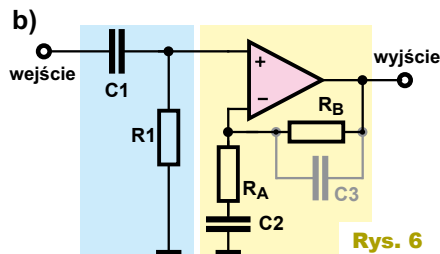
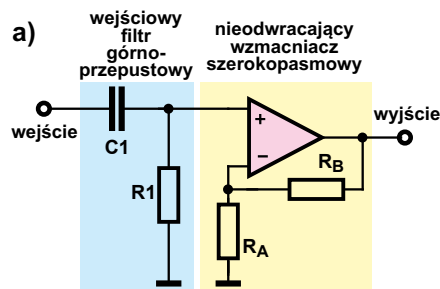
napięć stałych i sygnałów wolnozmiennych zamienia się we wtórnik o wzmocnieniu 1. Dla wyższych częstotliwości, przy których reaktancja kondensatora C_2 jest dużo mniejsza od rezystancji R_A , wzmocnienie jest wyznaczone przez stosunek rezystorów. Częstotliwością graniczną jest taka, przy której reaktancja C_2 liczbowo staje się równa rezystancji R_A .

Można też dodać kondensator C_3 , który ograniczy pasmo wzmacnianych częstotliwości od góry. Wtedy górna częstotliwość graniczna jest taka, przy której reaktancja kondensatora C_3 staje się liczbowo równa rezystancji R_B .

I właśnie według **rysunku 6b** pracuje nie tylko większość wzmacniaczy operacyjnych w sprzęcie audio, ale taką konfigurację mają prawie wszystkie klasyczne wzmacniacze mocy audio. W szczególności scalone wzmacniacze audio (klasy AB zasilane napięciem symetrycznym, ale nie samochodowe i nie impulsowe klasy D) można traktować jako wzmacniacze operacyjne dużej mocy pracujące w konfiguracji nieodwracającej. I w niektórych nielicznych zastosowaniach rzeczywiście scalone wzmacniacze mocy audio mogą pracować w roli wzmacniaczy operacyjnych o wyjątkowo dużym prądzie wyjściowym.

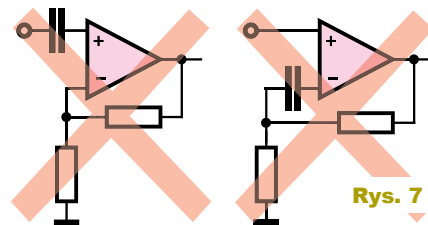
Przy okazji: rezystancja wejściowa idealnego wzmacniacza nieodwracającego z **rysunków 1, 2** jest nieskończenie wielka. A w omawianych teraz układach z **rysunku 6** jest praktycznie równa wartości rezystora R_1 .

Jak już wiemy, każdy realny wzmacniacz zbudowany jest z tranzystorów. Tran-



Rys. 6

zystory pracują też w stopniach wejściowych. Oznacza to, że płyną tam małe prądy stałe – są to prądy baz lub bramek, polaryzujące tranzystory wejściowe. Po pierwsze powoduje to, że rezystancja wejściowa nie jest nieskończenie wielka (ale mimo wszystko wejściowa rezystancja dynamiczna jest zaskakująco duża we wszystkich wzmacniaczach operacyjnych). Po drugie, w układach z **rysunku 6** rezystor R_1 umożliwia przepływ małego prądu stałego polaryzującego wejście nieodwracające. Jeżeli nie ma drogi przepływu dla małych prądów polaryzacji wejść, wzmacniacz nie może pracować. Dlatego wzmacniacze nie mogą pracować w konfiguracjach z **rysunku 7**.



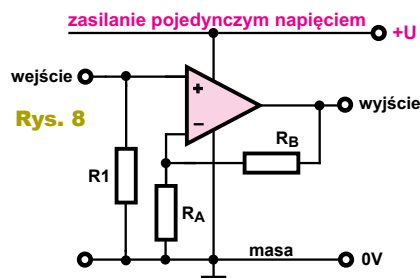
Rys. 7

I kolejna ważna sprawa.

Bardzo często wzmacniacze w konfiguracji z **rysunku 6b** są zasilane napięciem symetrycznym względem masy. Wtedy też napięcie na wyjściu jest symetryczne względem masy. A w spoczynku wyjściowe napięcie stałe to potencjał masy. Coraz częściej układy zasilane są napięciem pojedynczym. I wtedy pojawia się kłopot, a co najmniej wątpliwość. Otóż nasuwa się pytanie: czy można wykorzystać układ według **rysunku 8**?

To zależy do czego wykorzystywać.

Tak, można, **jeżeli ma służyć wyłącznie do wzmacniania napięć dodatnich względem masy, to jak najbardziej można go wykorzystać, pod warunkiem, że wzmacniacz operacyjny jest typu single supply lub rail-to-rail (RRIO)**.



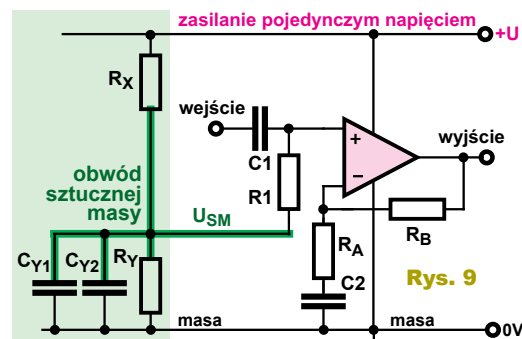
Nie, nie można, jeżeli miałyby służyć do wzmacniania napięć ujemnych lub sygnałów zmiennych.

Otóż w układzie z rysunku 8, gdy wejście jest zwarte do masy, to niezależnie od wartości wzmacnienia na wyjściu napięcie też jest równe potencjałowi masy (pomijając niedoskonałości wzmacniacza). Układ prawidłowo wzmacni dodatnie napięcia wejściowe, ale nie napięcia ujemne. Pod pewnymi warunkami może służyć jako aktywny, wzmacniający prostownik jednopółkowy (o ile zastosowany wzmacniacz operacyjny nie będzie ewidentnie błędnie działał przy ujemnych napięciach wejściowych).

Aby przy zasilaniu napięciem pojedynczym prawidłowo wzmacniane były sygnały zmienne, trzeba zapewnić

liniową pracę wyjścia. Zwykle najlepiej jest, gdy na wyjściu spoczynkowe, średnie napięcie, czyli składowa stała, jest na poziomie połowy napięcia zasilającego, co uzyskuje się, stosując tak zwany obwód *sztucznej masy* (ale nie masy wirtualnej, tylko masy sztucznej). Zasadniczo obwód sztucznej masy to dwa rezystory, najczęściej jednakowe, ale w praktyce dołączany jest kondensator albo dwa kondensatory. Przykład na rysunku 9. Kondensatory te dla przebiegów zmiennych mają znikomą oporność, w uproszczeniu stanowią zwarcie. Czyli dla przebiegów zmiennych „prawdziwa” masa jest zwarta przez te kondensatory z obwodem sztucznej masy, a rezystory R_X , R_Y (niekoniecznie jednakowe) zapewniają odpowiednie napięcie stałe obwodu sztucznej masy.

Już wiemy, że wzmacniacz operacyjny w takiej konfiguracji z kondensatorem C_2 dla napięć stałych ma wzmacnienie równe 1 – jest wtórnikiem. Na wyjściu B napięcie stałe jest takie, jak potencjał sztucznej masy (U_{SM}). Na tle tego napięcia stałego występują przebiegi zmienne, a dla przebiegów zmiennych z zakresu



pasma przenoszenia wzmacnienie jest wyznaczone przez stosunek rezystorów R_B i R_A .

Wzmacniacz nieodwracający wydaje się konfiguracją niejako naturalną, podstawową, klasyczną, najważniejszą. Owszem, jest często wykorzystywany. Ale w rzeczywistości jeszcze bardziej popularna i użyteczna okazuje się konfiguracja odwracająca, która wielu początkującym wydaje się dziwna, nienaturalna, obca. Tymczasem konfiguracja odwracająca to genialny wynalazek, który pozwala zrealizować mnóstwo jakże pożytecznych układów. Omówimy ją w następnym odcinku.

Piotr Górecki

Ciąg dalszy ze strony 38

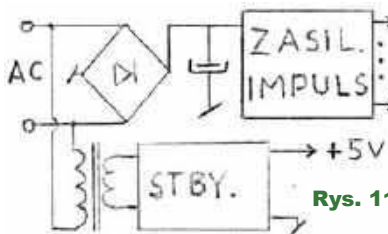
Mówimy żarówka, ale jaka żarówka? Żarówek często używamy zarówno jako obciążenia oraz jako zabezpieczającą rezystancję szeregową. W tym przypadku dla zasilania obciążenia stuwatowego z napięcia przedziału 100–300VDC, powinna to być żarówka co najmniej 250W (230V) lub dwie, a lepiej trzy żarówki 150W lub 200W/230V połączone równolegle. Oczywiście, ograniczamy się tylko do fazy prac – prób i eksperymentów.

Żarówka to rezystancja nieliniowa. Nieliniowość jest silna, gdyż zimne włókno żarówki potrafi mieć rezystancję nawet 10-krotnie mniejszą aniżeli nagrzane nominalną mocą. O ile fakt ten sprawia problemy, gdy używamy żarówek jako sztucznego obciążenia, o tyle w tym przypadku nieliniowość ta jest jak najbardziej korzystna, pożądana. Sytuację pokazuje rysunek 10.

Widać z niego, że o ile prosta zasilania mogłaby nie przeciąć się z obciążeniem, o tyle nieliniowa mała rezystancja w zakresie niskich prądów – raczej się przetrnie. Należy jednak mieć świadomość, że rezystancja żarówki dodaje się do zawsze obecnej impedancji wyjściowej źródła zasilającego. Dlatego po wykonaniu prób żarówkę usuwamy. Należy też

mieć świadomość, że jej obecność nie tylko chroni nas przed konsekwencjami ew. błędów układowych, ale może nas wprowadzać w błąd. Być może układ by poprawnie pracował, ale nie wystartuje z dodatkową rezystancją szeregową żarówki.

Praktycznie rzecz biorąc, przy eksperymentach z zasilaniem awaryjnym napięciem DC, zabezpieczenie żarówką chroni przed sytuacjami, gdzie do końca nie wiemy, co siedzi w zasilanym urządzeniu. A jak najprościej sprawdzić, czy urządzenie wyposażone jest w zasilacz impulsowy bez jego otwierania? Na wejście podłączyć woltomierz i amperomierz. Jeśli podnosząc napięcie zasilania, zaobserwujemy obniżanie poboru prądu, to na pewno wewnątrz pracuje zasilacz impulsowy. Owszem, ale w telewizorach bywa tak, że głównym zasilaczem jest przetwornica – zasilacz impulsowy, ale obwód czuwania *standby* wykonany jest z tradycyjnym (należałoby powiedzieć – archaicznym) transformatorkiem sieciowym 50Hz. Do takiego urządzenia napięcia stałego podłączyć nie możemy. I w takiej sytuacji żarówka uchroni nas



przed uszkodzeniem: najprawdopodobniej przed spaleniem uzwojenia pierwotnego transformatora *standby* (i tylko wtedy, gdy czas próby będzie mocno ograniczony).

Rezystancja omowa uzwojenia pierwotnego transformatorów sieciowych małej mocy jest zwykle dużo większa od spodziewanej rezystancji żarówki. Sytuację, uproszczony schemat, pokazuje rysunek 11.

Wyżej przedstawione rozważania mają większy udział dywagacji teoretycznych nad wnioskami praktycznymi. Na życzenie Czytelników może zostać przygotowany artykuł poświęcony przetworcom DC/DC mogącym mieć zastosowanie do awaryjnego zasilania napięciem stałym urządzeń sieciowych z zasilaczami impulsowymi.



Karol Świerc
rtv@silnet.pl

REWelacja,

czyli wykorzystanie komputerowej karty audio

część 1

W EdW 9/2020 było przedstawione rozwiązanie zadania *Jak to działa?* z numeru majowego, opisujące sposób wykorzystania komputerowej karty dźwiękowej do pomiaru impedancji. Temat zainteresował Czytelników.

Dlatego w jednym z najbliższych numerów projektem okładowym będzie uniwersalna przystawka pomiarowa do karty dźwiękowej.

Trzeba wiedzieć, że elektronik może wykorzystać komputerowe karty dźwiękowe w różny nietypowy sposób. Na przykład do realizacji radia SDR. Komputer i jego karta dźwiękowa może też pełnić funkcję systemu pomiarowego: generatora i oscyloskopu. Co prawda o pasmie pomiarowym do co najwyżej kilkudziesięciu kiloherców, ale za to o bardzo dużej rozdzielczości, dużo lepszej niż klasyczne oscyloskopy. Taki specyficzny oscyloskop okaże się wystarczający do wielu zastosowań. Karta dźwiękowa komputera, oprócz pomiaru impedancji, może też być użyta do pomiaru charakterystyk przejściowych różnych elementów i systemów, przy czym mierzona jest nie tylko amplituda, ale i faza. Pomimo że pasmo pomiarowe jest ograniczone, możliwości są w sumie ogromnie interesujące. Niewątpliwie warto zająć się tą tematyką.

Na początek jednak kilka ważnych szczegółów. Po pierwsze zdecydowana większość współczesnych komputerów ma wbudowane proste karty dźwiękowe, które mają dwa wyjścia (kanału prawego i lewego), ale tylko jedno wejście mikrofonowe (Mic). Obecność tylko *jednego* wejścia poważnie ogranicza możliwości pomiarowe. Karty takie też są przydatne do niektórych nietypowych celów. Ale dla elektronika zdecydowanie bardziej atrakcyjne są karty, które oprócz dwóch *wyjść*, mają też *dwa wejścia*. Nie są to wejścia mikrofonowe (Mic), tylko liniowe (Line In). Takie karty są wbudowane jedynie w nielicznych komputerach. Z kilku względów lepsze jest użycie karty zewnętrznej, dołączanej do komputera przez USB. Choćby tylko dlatego, że łatwiej w niej coś zmodyfikować, a w razie jakiegoś przypadkowego uszkodzenia karty komputer pozostaje w pełni sprawny.

Dostępnych jest mnóstwo zewnętrznych kart USB, tańszych i droższych. Najtańsze też mają tylko jedno wejście mikrofonowe – przykłady na **fotografii 1**. Z kolei **fotografia 2** pokazuje trzy przykłady zewnętrznych kart USB z wejściami Line In. Jeszcze lepiej, gdy tego rodzaju karta zostanie zmodyfikowana albo gdy będzie współpracować z dodatkową przystawką, rozszerzając możliwości. W tym artykule zajmujemy się przede wszystkim pomiarem impedancji w najprostszy sposób. To da wiele satysfakcji, ale co najważniejsze, wskaże też problemy, a to doprowadzi do przystawki, zawierającej elementy aktywne.



Fot. 1

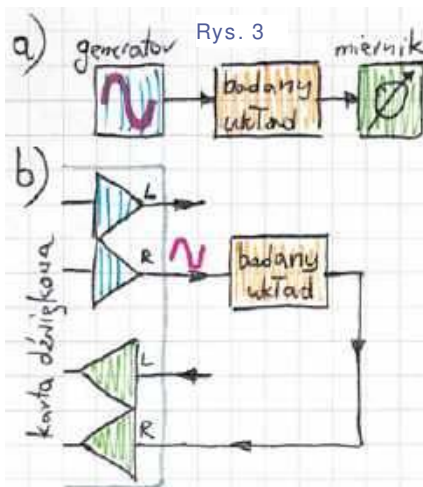


Fot. 2

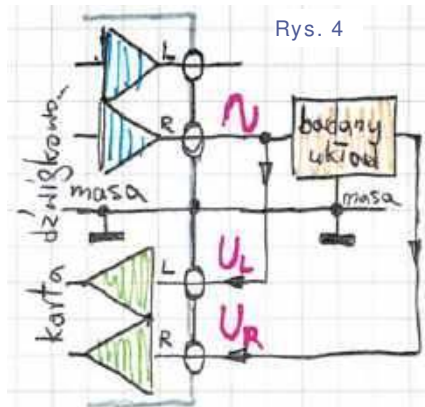
Koncepcja

Oczywista jest koncepcja pomiaru charakterystyki przejściowej przedstawiona na **rysunku 3a**: sygnał z przestrajanego generatora przebiegu sinusoidalnego podajemy na wejście badanego układu i mierzymy poziom sygnału na wyjściu. Przeprowadzając pomiary dla różnych częstotliwości, możemy określić charakterystykę przejściową. Znakomicie ułatwi to komputer i jego karta dźwiękowa, która pełni funkcję i generatora, i miernika – **rysunek 3b**.

W takim prostym rozwiązaniu można zmierzyć tylko charakterystykę amplitudową. Ale jeżeli wykorzystamy drugie wejście karty według **rysunku 4**, to przez dokładne porównanie sygnałów na wejściu i wyjściu badanego układu dodatkowo możemy też określić charakterystykę fazową. W każdym razie charakterystykę przejściową określa stosunek napięć U_R/U_L .



Rys. 3



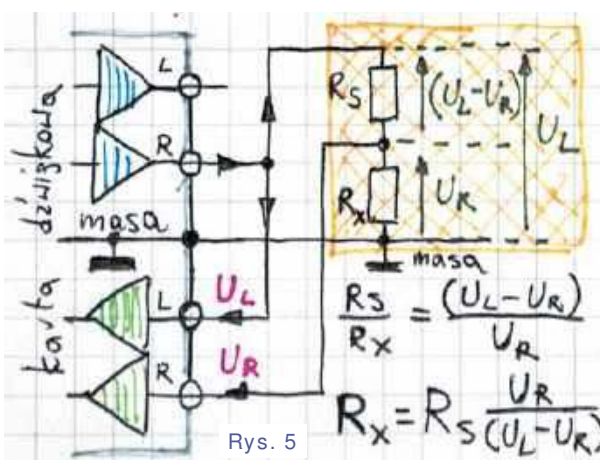
Rys. 4

Dla różnych częstotliwości komputer mierzy te sygnały, oblicza ich stosunek i może to zobrazować na ekranie w różny sposób.

Możliwy jest też dokładny pomiar z pomocą jednego kanału według rysunku 3b, o ile przed pomiarem sama karta zostanie skalibrowana, a wynik pomiaru będzie różnicą między charakterystyką zmierzoną a charakterystyką samej karty.

W praktyce trzeba uwzględnić to, że wyjściowe i wejściowe sygnały karty audio są niesymetryczne względem masy, a masa wyjściowa i wejściowa jest wspólna (i jest to też masa innych obwodów komputera), co jest pokazane na rysunku 4. Fakt, że mamy tu wspólną masę wyjścia i wejścia, która też jest masą komputera, w niektórych zastosowaniach zupełnie nie przeszkadza, ale w innych przeszkadza, i to bardzo mocno.

A na razie omówmy jeden z prostszych układów pomiarowych. **Rysunek 5** pokazuje przykład, gdzie badany układ jest prostym dzielnikiem zawierającym rezystor wzorcowy R_W o znanej wartości oraz jakąś nieznaną rezystancję R_X . Pomijając szkodliwe czynniki, możemy wyprowadzić proste wzory. Komputer może zmierzyć i zobrazować wartość badanej rezystancji R_X , przeprowadzając następujące wyliczenia: $R_X = R_S \cdot U_R / (U_L - U_R)$. Jeżeli badana oporność ma charakter pojemnościowy lub indukcyjny, czyli jest impedancją Z_X , wtedy obliczenia też są takie same: $Z_X = R_S \cdot U_R / (U_L - U_R)$, tylko dodatkowo trzeba uwzględnić przesunięcie fazy, czyli do obliczeń wykorzystać liczby zespolone. Dla komputera takie obliczenia to drobiazg – trzeba tylko napisać stosowny program. Niekoniecznie napisać: takich programów jest sporo, zarówno komercyjnych, jak i darmowych. Niektóre, jak wspomniany w rozwiązaniu zadania *Jak5* pakiet LIMP, ARTA, STEPS, w darmowej wersji mają poważne ograniczenia. Do redakcyjnych testów został wykorzystany program **REW**, wspomniany już kiedyś dawno na łamach EdW. Domyślnie po zainstalowaniu program REW chce korzystać z karty dźwiękowej wbudowanej w komputer. Jeżeli ma być wykorzystana karta zewnętrzna, trzeba ją wcześniej podłączyć i zadbać o zainstalowanie sterowników (co w Windows zwykle następuje automatycznie). Tych szczegółów nie będziemy omawiać – w razie potrzeby trzeba poprosić o pomoc kogoś bardziej znanącego się na komputerach.



Rys. 5

Program REW

Wykorzystany do testów darmowy program REW (freeware) ma ogromne możliwości. Możliwość pomiaru impedancji to znikoma część jego zastosowań. Przede wszystkim program ten ma służyć do testowania i poprawiania akustyki pomieszczeń, stąd jego nazwa: **REW** to skrót od **Room EQ Wizard**. Jest to aplikacja Java, pozwalająca przeprowadzić szereg pomiarów, nie tylko elektrycznych, ale też akustycznych z wykorzystaniem (kalibrowanego) mikrofonu. Może mierzyć poziom sygnału (SPL), odpowiedzi amplitudowe i fazowe, opóźnienie grupowe, charakterystyki pogłosu, charakterystyki rozkładu energii, spektrogramy i różne inne. Może też przeprowadzać pomiary impulsowe oraz z użyciem szumów i RTA (Real Time Analyser). Ale podstawowym celem działania programu jest optymalne ustawienie lub obliczenie nastaw dla equalizera w testowanym systemie audio, żeby

uzyskać możliwe najlepsze warunki odsłuchu w danym pomieszczeniu.

Co ważne dla elektronika, program REW zamienia wyjście karty audio w generator, wytwarzający różne sygnały, w tym szumy oraz przebieg sinusoidalny przestrzajany liniowo lub logarytmicznie. Natomiast sygnały z wejść karty dźwiękowej mogą być w rozmaity sposób zobrazowane na ekranie. W przyszłości wykorzystamy go też w roli oscyloskopu. W sumie program REW jest znakomitym, potęż-

nym, bezpłatnym narzędziem dla elektroakustyków, z którego wielu możliwości elektronikowi wystarczy tylko nieliczne.

Program można pobrać ze strony:

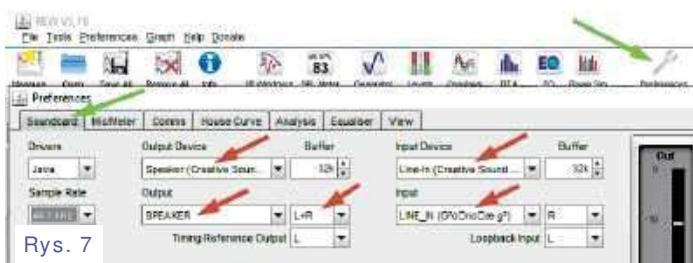
www.roomeqwizard.com

Stabilna wersja dla Windows o numerze 5.19 (najlepiej pierwsza proponowana na listy wersja 32-bitowa z dołączonym środowiskiem JRE – plik *REW_windows_5_19_with_JRE.exe*) ma około 33MB i została zainstalowana bez żadnych problemów. **Uwaga! Nie należy instalować proponowanej przy każdym uruchomieniu REW nieco nowszej wersji beta (5.20), która jest obsługiwana inaczej i do której wrócimy później!** Powitalny ekran wersji 5.19 po rezygnacji z propozycji upgrade'u wygląda jak na **rysunku 6**.

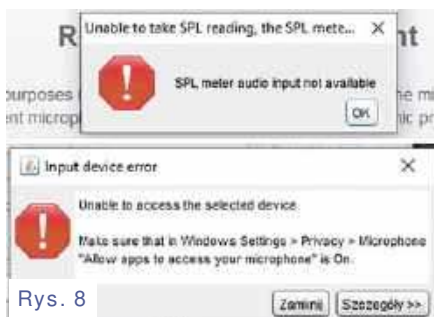
Aby wykorzystać zewnętrzną kartę dźwiękową USB, musi ona być podłączona i widoczna w systemie operacyjnym komputera. Wtedy będzie ją można wybrać w programie REW. Po kliknięciu



Rys. 6



Rys. 7



Rys. 8

w prawym górnym rogu ekranu w ikonkę *Preferences* otworzy się okno i w pierwszej zakładce *Soundcard* trzeba będzie w niektórych okienkach zmienić ustawienia. Na **rysunku 7** czerwone strzałki wskazują, co trzeba było zmienić u mnie w przypadku karty Sound Blaster SB0270. Pozostałych ustawień na razie nie trzeba zmieniać, ale po dojściu do wprawy warto i tu trochę „pomajstrować”. A gdyby pojawiły się blokujące działanie komunikaty, takie jak pokazane na **rysunku 8**, trzeba po prostu zrestartować komputer, żeby system „zobaczył” dołączoną kartę USB.

Testy

Do przeprowadzenia wstępnych testów użyta została najpierw stara Sound Blaster SB0270 widoczna na fotografii tytułowej, a potem wysokiej jakości karta audio Creative Sound Blaster X-Fi HD (SB1240), widoczna na fotografii 2. We-

ług rysunku 5 wykonany został prosty uniwersalny adapter o schemacie pokazanym na **rysunku 9**. Model pokazany jest na **fotografii 10**. Re-

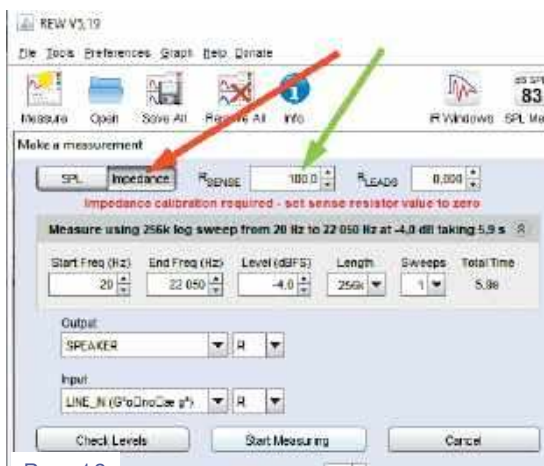
zystor wzorcowy R_s dla wygody jest montowany w złączce zaciskowej ARK3. Wykorzystane zostały trzy kable ekranowane z wtyczkami RCA. Ekrany kabli (masa) dołączone są do niewykorzystanego środkowego zacisku kostki ARK. Badany element dołączany jest za pomocą wtyczek bananowych 2mm i miniaturowych krokodylków.

Zawsze, chcąc przeprowadzić pomiary, trzeba po lewej stronie u góry kliknąć ikonkę *Measure*. Ponieważ nie mamy (nie używamy) mikrofonu mierzącego poziom SPL, w okienku, które się pojawi, na pewno trzeba kliknąć *Continue Anyway*, jak pokazuje **rysunek 11**.

Chcemy mierzyć impedancję, więc na karcie, która się pojawi, trzeba wybrać *Impedance*, jak pokazuje **rysunek 12**. Przed pierwszym pomiarem program żąda przeprowadzenia jednorazowej kalibracji impedancji. Na czas tej kalibracji, jak wskazuje czerwony napis, w okienku wartości rezystora wzorcowego R_{SENSE} trzeba ustawić wartość zero. W tym celu po pierwsze trzeba wpisać wartość zero w okienku, wska-



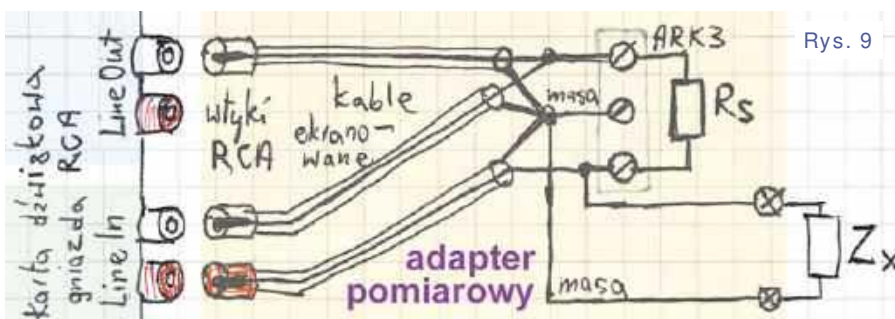
Rys. 11



Rys. 12



Rys. 13



Rys. 9



Fot. 10

zanym na **rysunku 5** zieloną strzałką. Po wpisaniu zera i kliknięciu na jakieś inne okienko tego panelu, pojawi się kolejny czerwony napis. Jak pokazuje **rysunek 13**, należy odłączyć obciążenie (badaną rezystancję Z_x) oraz zworzyć rezystor R_s w adapterze, a z uwagi na zakłócenia lepiej zastąpić go zworą, jak pokazuje **fotografia 14**. Po kliknięciu *Start Measuring* sygnał z generatora zgodnie z **rysunkami 4, 5, 9** zostanie podany przez zworę zastępującą R_s bezpośrednio na oba wej-



Fot. 14

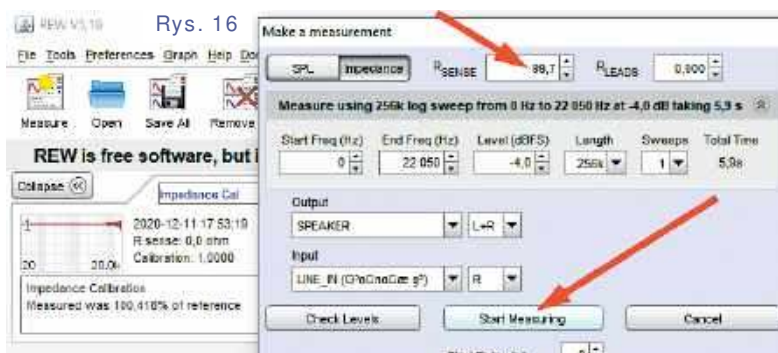
ścia karty i komputer po prostu sprawdzi, czy charakterystyki przenoszenia wejść liniowych lewego i prawego są jednakowe. Zwykle identyczne nie są i po takiej kilkusekundowej kalibracji pojawi się na ekranie wykres kalibracyjny. Nie warto się nim przejmować, ale gdyby ktoś chciał go przeanalizować, to może zostać wprowadzony w błąd. Mianowicie na wykresie kalibracji impedancji pojawia się charakterystyka fazowa (przesunięcie fazy bliskie zero), a do tego wykres z wartościami rezystancji bliskimi 100 omów. Nie są to omy, tylko procenty – jest to stosunek czułości obu kanałów wyrażony w procentach, ale myląco opisany za pomocą omów. Taki opis sugeruje bowiem, że rezystancja R_{SENSE} (R_S) musi wynosić 100Ω, zresztą taka wartość domyślnie jest wpisana w okienko R_{SENSE} – rysunek 12.

Nie! Wartość rezystora R_{SENSE} (R_S) może być dowolna! Po opisanej właśnie jednorazowej kalibracji w okienko R_{SENSE} należy wpisać prawdziwą wartość używanego w adapterze rezystora R_S . I oczywiście trzeba ten rezystor zamontować w adapterze, jak pokazuje fotografia 15.

Następnie trzeba znów w lewym górnym rogu kliknąć *Measure* i w otwartym panelu w okienku R_{SENSE} wpisać dokładną wartość rezystora wzorcowego R_S . Ja przygotowałem dwa rezystory wzorcowe (100Ω i 1kΩ). Dokładnym miernikiem zmierzyłem ich wartość. Stąd na **rysunku 16** wartość 99,7Ω. W sąsiednim okienku R_{LEADS} warto pozostawić zero (ale kto chce, może później po nabraniu wprawy zmierzyć wartości średniej rezystancji przewodów przy zwarcii zacisków pomiarowych i wpisać tę wartość). Po takim przygotowaniu można już mierzyć impedancje.

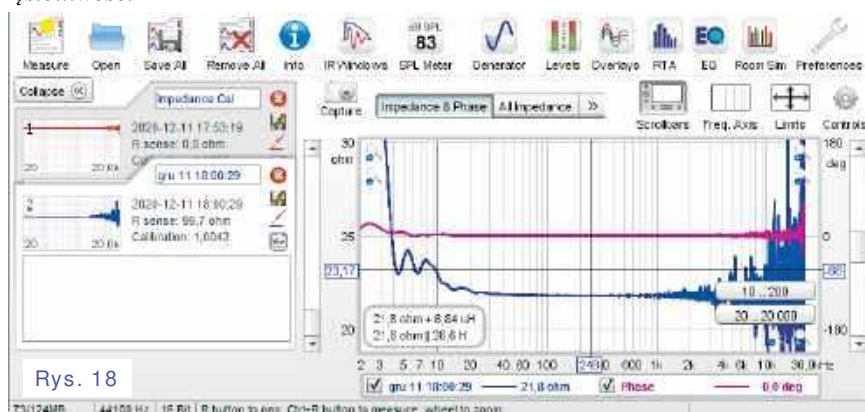


Fot. 15



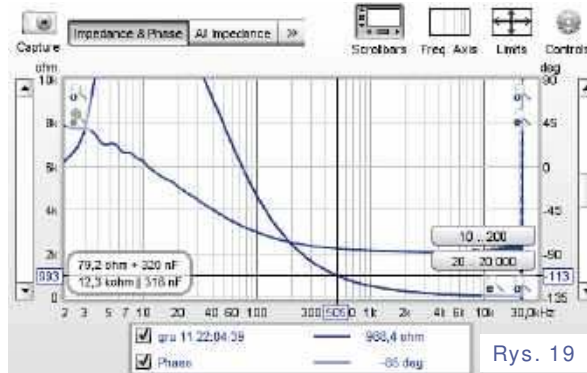
Rys. 16

Jak pokazuje **fotografia 17**, ja podłączyłem rezystor 22-omowy o tolerancji 5%. W oknie pokazanym na rysunku 16 trzeba kliknąć *Start Measuring*. Po kilku sekundach na ekranie pojawi się okno z wynikami pomiarów – przykład na **rysunku 18**. Mamy przebieg impedancji rezystora w funkcji częstotliwości. Przebiegi modułu impedancji (niebieski) i fazy (fioletowy) na ekranie komputera mają zbliżone kolory, co może mylić, dlatego na rysunku 18 różnice tych kolorów zostały powiększone. Z prawej strony wykresu mamy oś *fazy*. Z lewej – oś *modułu impedancji*. Na dole oczywiście mamy oś *częstotliwości*.



Rys. 18

Jak widać na rysunku 18, w zakresie średnich częstotliwości moduł impedancji rzeczywiście ma wartość około 22 omów. A przesunięcie fazy jest tam praktycznie równe zero. Przy najniższych częstotliwościach wykres jest pokrzywiony – nic dziwnego – niedroga karta dźwiękowa ma pasmo przenoszenia mniej więcej od 20Hz wzwyż, a tu wykres zaczyna się od 2 herców. W prawej części wykresów, powyżej częstotliwości 1kHz, w przebiegach zaczyna się pojawiać coraz więcej „śmiecii”. Najprościej można to wytłumaczyć szumami z zakłóceniami



Rys. 19

wynikającymi z małego poziomu sygnału z generatora (choć kwestia ma też inne oblicza, co na razie pominiemy). Niemniej

z grubsza biorąc, wyniki pomiaru rezystora wyglądają prawidłowo.

W następnej kolejności zmierzony został przebieg impedancji kondensatora 330nF ±10%. Uzyskany wykres pokazany jest na **rysunku 19**. Ze wzrostem częstotliwości moduł impedancji kondensatora (w praktyce reakcja X_C) maleje. Przy wyższych częstotliwościach wyraźnie widać, że przesunięcie fazy zbliża się do -90°. Wykres nie jest linią prostą jak w podręcznikach, ponieważ skala oporności jest liniowa, a skala częstotliwości – logarytmiczna. Znow z grubsza biorąc, wyniki pomiaru wyglądają sensownie.

Następny test to pomiar cewki – dławika według **fotografii 20**, oznaczonego 332K. Oznaczenie 332 to 3300 mikrohenrów, czyli

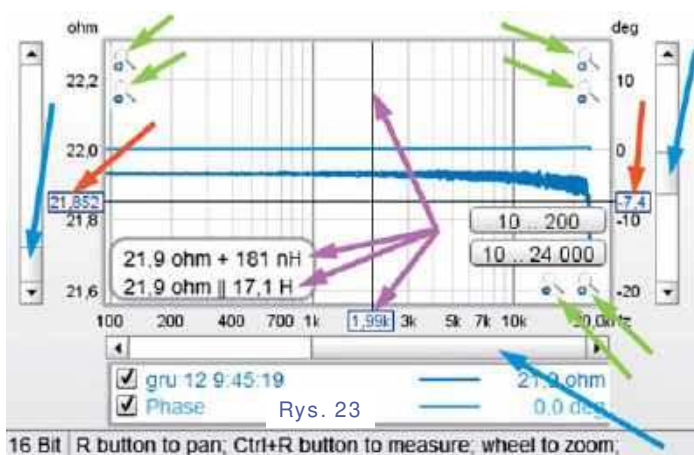
3,3mH, a duża litera K oznacza tolerancję $\pm 10\%$. Wynik pomiaru pokazany jest na **rysunku 21**. Znow z grubsza biorąc, wszystko pasuje, bo dla małych częstotliwości mierzymy rezystancję drutu, a ze wzrostem częstotliwości moduł impedancji cewki (w praktyce reaktancja X_L) rośnie, a przesunięcie fazy dąży do $+90^\circ$.

Co ważne, jeżeli za pomocą myszki na takich wykresach użyjemy kursora, to w lewej dolnej części wykresu pojawi się małe okienko z informacjami o impedancji dla częstotliwości, która wskazuje kursor.

Program zmierzył napięcia na wejściach karty dźwiękowej, obliczył moduł impedancji i przesunięcie fazy, ale nie wie, jakie elementy spowodowały takie przesunięcie fazy. Otóż takie same przesunięcie fazy można uzyskać albo przy połączeniu szeregowym, albo równoległym rezystancji i reaktancji. Dlatego program we wspomnianych okienkach podaje dwie możliwości: wartości elementów przy połączeniu szeregowym oraz równoległym. Na **rysunku 22** mamy tylko takie okienka dla rezystora o nominale $22\Omega \pm 5\%$, kondensatora $330\text{nF} \pm 10\%$ i cewki $3,3\text{mH} \pm 10\%$, wycięte z rysunków 18, 19, 21 z dodatkowo zaznaczonymi schematami zastępczymi (dla danej częstotliwości wskazywanej przez kursor).



Fot. 20



Jak widać, program trafnie określa wartość mierzonej pojemności i indukcyjności! Przesu-

wając kursor w prawo i w lewo, można sprawdzić, że wartości mierzonej pojemności i indukcyjności nieco się zmieniają dla innych częstotliwości. Można to jednak uznać nie za błąd pomiarowy, tylko za niedoskonałość elementów, zwłaszcza w przypadku cewek z rdzeniem.

Do niedoskonałości wrócimy, a na razie inne istotne szczegóły: *darmowy program REW jest naprawdę znakomity, ale na początku niektóre szczegóły mogą skutecznie zniechęcać początkujących*. I tak po pomiarze impedancji, zamiast dwóch spodziewanych krzywych, na wykresie zwykle wyświetlana jest tylko jedna – charakterystyka fazowa, której skala

leży z prawej strony rysunku. Charakterystyka amplitudowa (moduł impedancji) zwykle jest niewidoczna z uwagi na przypadkowe ustawienie skali oporności (skali z lewej strony rysunku). Nieoptymalne może też być ustawienie dolnej, poziomej skali częstotliwości. Ustawienia tych skal można zmieniać kółkiem myszki, jeżeli kursor jest wewnątrz

rozciągnięty, zawartość można przesuwac suwakami, wskazanymi niebieskimi strzałkami.

Bardzo potrzebny jest kursor, który można dowolnie przeciągać myszką po ekranie (z wciśniętym lewym klawiszem myszki). Na rysunku 23 nie widać kursora, którym jest duży krzyżyk, ale miejsce ostatniego przeciągnięcia kursora pokazują dwie prostopadłe czarne linie. Fioletowe strzałki wskazują, że poziome ustawienie tych linii i kursora to częstotliwość, dla której pokazywane są wyniki w małym okienku – na rysunku 23 dla częstotliwości 1,99kHz. I to jest jasne. Natomiast mylące jest położenie poziomej linii i wyświetlonych wartości modułu impedancji i fazy, wskazanych czerwonymi strzałkami. Otóż te wartości (na rysunku: $21,852\Omega$ i $7,4^\circ$) nie mają nic wspólnego z wynikami pomiaru – one po prostu pokazują, jakie współrzędne ma na ekranie pozioma linia przy aktualnych skalach modułu impedancji i fazy. I to może być mylące, ponieważ w innych programach kursor zwykle śledzi zmierzone wartości, a tutaj tak nie jest.

Omówione właśnie szczegóły mogą przeszkadzać przy pierwszym kontakcie z programem. Nie wolno się tym zrazić! Trzeba po prostu trochę poeksperymentować i przyzywać się do specyficznej obsługi skal i kursora.

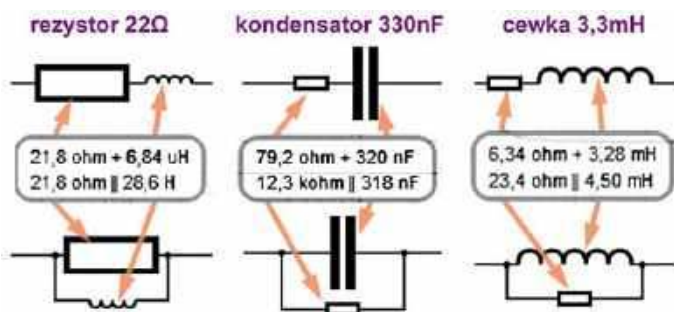
A w sumie program REW naprawę jest znakomity. Ogromną zaletą jest to, że wyniki pomiarów można zapisywać w plikach z rozszerzeniem *.mdat* (a potem je wczytywać i analizować). W głównym oknie pojawiają się miniaturki reprezentujące kalibrację i kolejne pomiary, a dane z tych pomiarów można zapisać, klikając ikonki wskazane czerwonymi strzałkami na **rysunku 24**.

Rysunki w niniejszym artykule to zrzuty z ekranu, ale uzyskane wykresy można też zapisywać jako oddzielne pliki graficzne (JPG lub lepiej PNG). Na-



Rys. 21

Rys. 22



stępuje to po kliknięciu ikonki aparatu – *Capture*, co otwiera okienko pokazane na **rysunku 25**, gdzie można ustawić szczegóły takiego rysunku.

Podsumowanie. Ogólnie biorąc, wstępne wyniki testów bardzo prostego adaptera oraz darmowego programu można byłoby uznać za bardzo dobre.

Niestety, aż tak dobrze nie jest. Wątpliwości mogą budzić różne szczegóły przedstawionych wyników. Ponadto na potrzeby tego artykułu badane elementy R, L, C zostały tak wybrane, żeby wyniki pomiarów możliwie mało odbiegały od rzeczywistości. Gdyby elementy były inne, wyniki obciążone zostałyby dużo większymi błędami.

Przed wszystkim jest to wynik niedoskonałości użytej karty dźwiękowej, a mniej programu REW. Opisane dotąd testy celowo wykonane zostały z użyciem starej karty Sound Blaster SB0270, żeby zasygnalizować niedoskonałości, a potem popracować nad poprawą sytuacji. Pomiar tych samych elementów z wykorzystaniem tego samego prościutkiego adaptera, ale dużo lepszej karty Sound Blaster X-Fi HD (SB1240), dały zdecydowanie lepsze wyniki, pokazane na **rysunku 26** – porównaj uzyskane wartości z rysunkiem 22.

Wyniki pomiarów są lepsze, ale też dalekie od doskonałości. W Elportalu wśród materiałów dodatkowych umieszczone są pliki .mdat z wynikami opisywanych pomiarów. Wiele Czytelników zapewne zechce przeprowadzić podobne eksperymenty z posiadanymi kartami



dźwiękowymi, mającymi stereofoniczne wejście Line IN. Aby zapoznać się z bardzo użytecznym programem REW i zbadać ograniczenia, warto zmierzyć wartości rezystancji, pojemności i indukcyjności w jak najszerszym zakresie. W szczególności konieczne trzeba sprawdzić, jaki będzie wynik pomiaru:

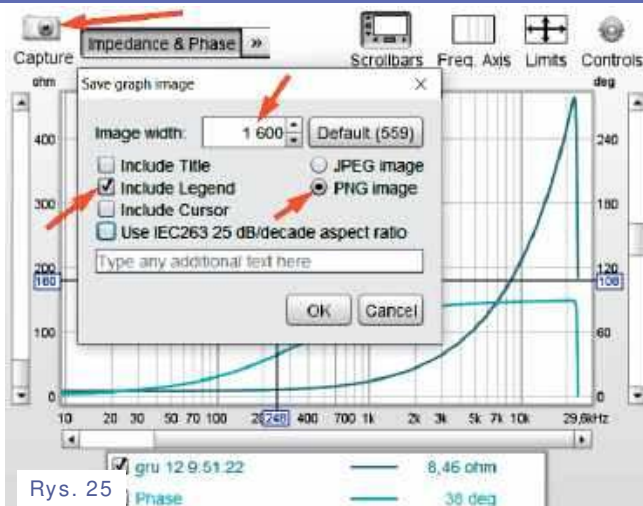
1 – przy zwarcu zacisków pomiarowych ($Z_X = 0$). Taka mniej więcej jest impedancja przewodowa adaptera – u mnie około $0,1\Omega$. Średnią wartość z takiego pomiaru można wpisać jako R_{LEADS} w okienku z **rysunku 16**.

2 – przy rozwarciu zacisków pomiarowych ($Z_X = \infty$). To będzie duża niespodzianka! I okazja do przemyślenia: co tak naprawdę zostało zmierzone. A także argument, że pomiary konieczne trzeba ulepszyć.

Opisywane właśnie wstępne testy, przeprowadzone celowo z wykorzystaniem standardowej wersji programu REW 5.19 (a nie wersji beta 5.20 RC4), mają zwrócić uwagę na niedoskonałości i problemy. Nietrudno się domyślić, że podstawową przyczyną błędów jest tu mała oporność wejściowa wejścia Line In, które zwykle ma rezystancję od kilku do kilkudziesięciu kiloomów. Ale źródłem błędów może też być znaczna oporność wyjściowa i mała wydajność prądowa wyjścia Line Out. Przy pomiarze impedancji mała rezystancja wzorcowa R_S i mała impedancja Z_X spowodują silne obciążenie wyjścia Line Out, co może spowodować nie tylko zmniejszenie amplitudy, ale być może też silne zniekształcenia nieliniowe sygnału z wyjścia Line Out.

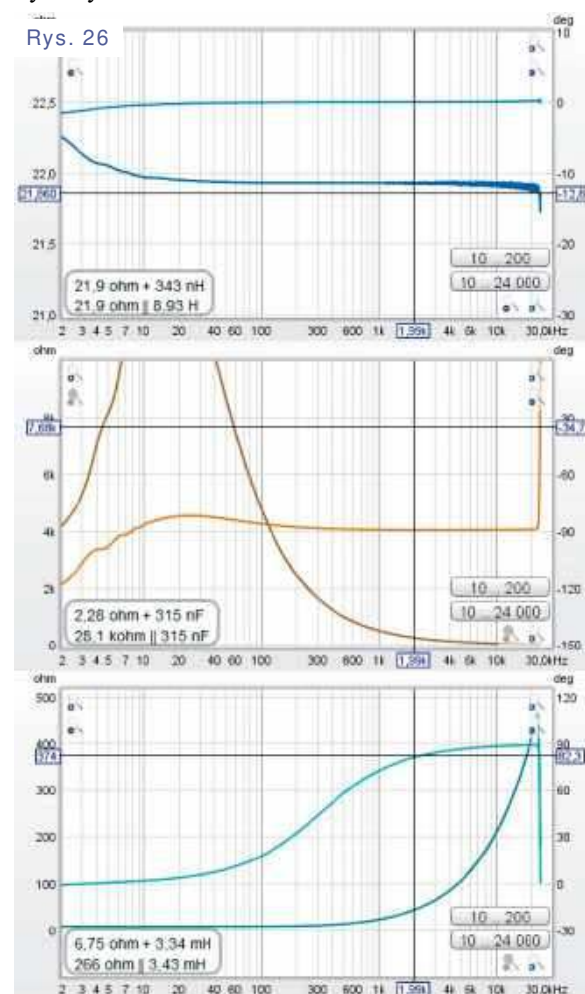
Aby poprawić sytuację, należy zdecydowanie **zwiększyć rezystancję wejściową** oraz **zmniejszyć rezystancję wyjściową** karty dźwiękowej.

Jak na razie nie widać tytułowej REWelacji! REWelację pokaże druga część



artykułu, gdzie wykorzystamy dedykowaną przystawkę zdecydowanie polepszającą warunki pomiaru oraz lepszy program. Przystawka będzie opisana w oddzielnym artykule (projekcie okładkowym w następnym numerze EdW), potem wrócimy do programu REW i jego wersji beta oraz zapoznamy się z innym darmowym programem, także o rewelacyjnych możliwościach.

Piotr Górecki



Szkoła Konstruktorów



W Szkole Konstruktorów może wziąć udział każdy Czytelnik EdW, także i Ty!

Możesz zostać stałym uczestnikiem Szkoły, ale możesz tylko jednorazowo nadesłać pojedyncze rozwiązanie jednego zadania, które Cię najbardziej zainteresowało. Nie trzeba się zapisywać, nie ma żadnych zobowiązań – można tylko zyskać. Co miesiąc przydzielane są punkty, upominki, nagrody i kupony do Sklepu AVT, a raz na rok najaktywniejsi uczestnicy Szkoły Konstruktorów są nagradzani dodatkowo. W każdym numerze zamieszczane są zadania trzech klas (*Zadanie główne*, *Co tu nie gra?* oraz *Policz*).

W terminie dwóch miesięcy możesz więc nadesłać e-mailem na adres: szkola@elportal.pl (*szkola*, a nie *szkoła*), rozwiązanie jednego, dwóch albo wszystkich trzech zadań Szkoły z danego numeru.

Potwierdzam otrzymanie rozwiązań, nadsyłanych e-mailem. Jeśli w terminie dwóch tygodni nie otrzymasz mojego potwierdzenia, prześlij rozwiązanie jeszcze raz (o przyczynach ewentualnych kłopotów przeczytasz na początku rubryki *Pocztą* na stronie 10).

Bardzo proszę: dla ułatwienia segregacji niech tytuł Twojego e-maila (i nazwa każdego ewentualnego załącznika), oprócz **nazwy konkursu** oraz **numeru zadania**, zawiera też **Twoje nazwisko** (najlepiej bez typowo polskich liter), na przykład: *Szko299Kowalski*, *Policz299Zielinski*, *NieGra299Malinowski*, *Jak01Krzyzanowski*. Chodzi o to, żeby w tytule e-maila i w nazwach wszystkich załączników była zarówno informacja o zadaniu, jak i o Autorze. Bardzo też proszę, żeby jeden Twój e-mail zawierał rozwiązanie tylko jednego konkursu, a nie kilku, co znacznie mi ułatwi segregowanie poczty.

Do wysyłki nagród i upominków potrzebny jest Twój adres pocztowy. Oszczędzisz mi sporo niepotrzebnej pracy, jeśli podasz go w jednej linii: **Imię Nazwisko ulica nr domu kod pocztowy Miejscowość e-mail**

Jeśli na łamach czasopisma nie chcesz ujawniać imienia i nazwiska – napisz, a zachowam dyskrecję, podając albo pseudonim, albo imię i pierwszą literę nazwiska, ewentualnie miejscowość zamieszkania. Jeśli nadeślesz rozwiązanie zadania głównego, możesz dołączyć swoją fotografię (portret), która będzie zamieszczona przy rozwiązaniu zadania. Zachęcam też do podawania **roku urodzenia**, a w przypadku uczniów i studentów także informacji o szkole/klasie lub uczelni. Jest to pomocne przy opracowywaniu i ocenie rozwiązań (Twoje dane nie są nigdzie przekazywane, tylko wykorzystywane w redakcji EdW wyłącznie w związku z oceną prac i przydzielanymi nagrodami).

Najbardziej cieszę się z krótkich i zwięzłych rozwiązań, bo to ułatwia ich opracowanie. Ale jeżeli Twoje rozwiązanie będzie obszerniejsze, mam prośbę dotyczącą kwestii technicznych: Nie umieszczaj ilustracji w tekście! Wszystkie ilustracje (fotografie i rysunki) prześlij w e-mailu jako oddzielne pliki – załączniki. Bardzo proszę też o przysyłanie schematów, projektów płytek i wszelkich innych rysunków w popularnych formatach, na przykład PDF, SVG, JPG, GIF czy PNG, i to także wtedy, gdy przysyłasz oryginalny, źródłowy plik z danego programu projektowego (.sch, .pcb, .brd, .ddb, itp.).

Jeżeli w ramach zadania głównego zrealizujesz rozwiązanie praktyczne, czyli zbudujesz konkretny układ-model, mam następujące wskazówki i prośby:

Nie przysyłaj modelu do redakcji! Nie ma też potrzeby nadsyłania papierowych wydruków, płyty CD/DVD, ani modelu – całkowicie wystarczy załączone do e-maila pliki i fotografie zrobione przez Ciebie.

Przygotowując opis **skorzystaj z szablonu** dostępnego pod adresem: www.elportal.pl/szablon.

Więcej wskazówek na temat przygotowania materiałów i prawidłowego fotografowania modeli znajdziesz w Elportalu na stronie: <https://elportal.pl/zostan-wspolautorem-elektroniki-dla-wszystkich/>.

Twoje praktyczne rozwiązanie głównego zadania Szkoły może być później opublikowane jako artykuł w EdW, za który otrzymasz honorarium. Dlatego w treści e-maila umieść wtedy tekst: *Oświadczam, że materiał, który przesyłam w tym e-mailu do redakcji „Elektronika dla Wszystkich”, jest moim osobistym opracowaniem i nie był wcześniej nigdzie publikowany.*

Zadanie główne 299

Zadanie jest z życia wzięte, a ponadto ma związek z interesującym artykułem *Zasilanie awaryjne napięciem stałym* (str. 36). Otóż do niedawna duży budynek gospodarczy miał kilka lamp oświetlenia zewnętrznego w postaci klasycznych lamp halogenowych o mocy kilkudziesięciu watów. Lampy na trzech ścianach budynku były niezależnie sterowane za pomocą trzech klasycznych wyłączników W1...W3. Ale według **rysunku A** dodatkowo wszystkie lampy mogły być zaświecone za pomocą klasycznego stycznika 230V z trzema obwodami. Pomiedzy budynkiem gospodarczym i mieszkalnym od czasów budowy (30 lat temu) położony jest kabel telefoniczny i dwie żyły tego kabla zostały wykorzystane do tego, by stycznik St był sterowany zdalnie z kilku pomieszczeń budynku mieszkalnego za pomocą przekaźnika REL.

Niedawno zakupione zostały 10-watowe lampy LED z czujnikiem podczerwieni PIR na napięcie 230VAC. Gdy czujnik

takiej lampy wykryje ruch, włącza daną lampę. Do takiego działania lampy muszą być stale zasilane napięciem sieci energetycznej 230V. Na budynku gospodarczym zostały zamontowane dwie takie lampy. Ze stałym zasilaniem jednej z nich nie było problemu. Problem pojawił się na frontowej ścianie, gdzie nie było dodatkowego przewodu dla takiej lampy. Aby nie prowadzić oddzielnego przewodu i nie niszczyć elewacji, zastosowano przewidywane rozwiązanie. Dwie lampy halogenowe na tej frontowej ścianie zostały odłączone, ich wyłącznik został zwarty (w puszcze) i w miejsce jednej z nich włączona została nowa lampy LED z czujnikiem PIR. Schemat tego obwodu po przeróbce pokazany jest na **rysunku B**.

Zainstalowane lampy z czujnikami PIR spełniają swoją funkcję. Pozostałe halogeny nadal można włączyć zdalnie z budynku mieszkalnego za pomocą stycznika i przekaźnika. Odłączone jednak zostały dwa halogeny, które były o tyle ważne, że oświetlały parking. I mamy jak najbardziej aktualny prob-

lem znakomicie nadający się do Szkoły Konstruktorów: **czy i jak w możliwie prosty sposób zmodyfikować instalację, żeby przywrócić wcześniejszą możliwość zdalnego zaświecenia wszystkich lamp, w tym dwóch aktualnie odłączonych?**

Możliwości są rozmaite. Jedną z nich jest skorzystanie z artykułu *Zasilanie awaryjne napięciem stałym*, którego druga część jest na stronie 36 tego numeru. Zamiast dwóch odłączonych starych halogenów można włączyć jakieś nowsze, ekonomiczne lampy LED z zasilaniem 230V. Dlatego temat zadania 299 brzmi:

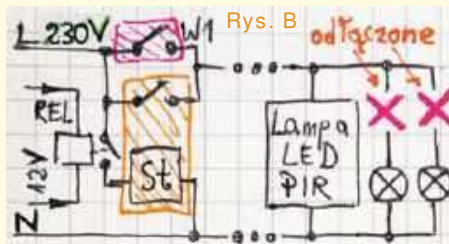
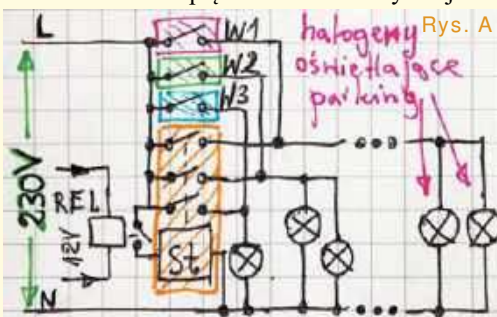
Zaproponuj układ pozwalający za pomocą dwóch przewodów niezależnie sterować dwoma odbiornikami.

Zakładamy, że lampy LED mają wbudowane przetwornice, które z napięcia 230V wytwarzają napięcie stałe dla szeregowo połączonych diod LED i sterownika PIR.

Przed wszystkim zastanówcie się, jak można byłoby wykorzystać informacje o możliwości zasilania przetwornic sieciowych napięciem stałym (lub tętniącym). Czekam też na wszelkie inne propozycje przywrócenia wcześniejszej funkcji zdalnego włączania oświetlenia parkingu.

Uwaga! Osoby niepełnoletnie i nie-doświadczone eksperymenty z obwodami sieci 230V mogą przeprowadzić wyłącznie pod opieką wykwalifikowanych opiekunów (nauczycieli)!

Piotr Górecki



Nadsyłajcie propozycje zadań!

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

www.sklep.avt.pl

Koszty przesyłki pokrywa AVT.

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

Dobre zadanie Szkoły powinno mieć na tyle szeroki zakres, żeby mogli w nim wziąć udział zarówno doświadczeni elektronicy, jak i początkujący, w tym najmłodsi.

Zachęcam do nadsyłania propozycji następnych zadań Szkoły!

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

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

opublikował swoją realizację projektu lub artykułu związanego z platformą Arduino.

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

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

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



Rozwiązanie zadania głównego 294

Temat sierpniowego zadania 294 brzmiał: **Zaproponuj elektroniczny sposób sygnalizacji otwarcia furtki.**

Napisał między innymi pomysłodawca tego zadania **Marcin Bartoś** ze Stanisławowa: (...) zaproponowałem zadanie, ale na razie (...) jeszcze nie zabrałem się za robotę. I nie będę zwalał na koronawirusa (...) czekam też na rozwiązanie (...) [i] pomysły Czytelników (...) w międzyczasie tylko parę przemyśleń (...) [jak] już pisałem, najważniejsza jest niezawodność. Jak na razie w roli czujnika [widzę] kontaktron plus silny magnes neodymowy przyklejony gdzieś na dole furtki, żeby nie rzucał się w oczy, łapał z większej odległości i żeby nie trzeba robić dziur w furtce ani w szupku, które jak się okazało, są ładnie pomalowane proszkowo. Kontaktron przymocowany do dołu słupka albo klejem, albo ostatecznie przykręcony blachowkrętami i zamalowany dla ochrony uszczelniaczem dekarским (...) Myślałem o prądzie czuwania. Chciałbym ustawić jak najmniejszy, ponieważ kontaktron przez większość czasu jest zwarty i płynie prąd. Ale jak będzie za mały, to za jakiś czas pojawią się upływności w linii (...) rozwarcie nic nie da, a sygnalizator będzie milczał. Może przesadzam z oszczędnością prądu (...) myślałem o impulsach coś około 10mA co sekundę lub nawet dwie (nikt nie wejdzie, otwierając furtkę tylko na 2 sekundy) (...) [może] jednak prąd stały kilka mA, a zasilanie z zasilacza 4,2V z uwagi na rezerwowy akumulator litowy 3,7V podładowywany do 4,2V (...) układ elektroniczny albo mikroprocesor, albo jakieś cmosy 4000 (...) sygnalizator to albo głośniczek, albo nawet brzęczyk piezoelektryczny – wystarczy krótki sygnał jednotonowy (z możliwością wyłączenia) (...)

Propozycja wykorzystania akumulatora Li-Ion podładowywanego przez zasilacz jest dobra, tylko warto obniżyć napięcie takiej pracy buforowej do 4,1V, a nawet 3,9...4,0V. Zgromadzona pojemność będzie wprawdzie znacząco mniejsza, ale za to bardzo zwiększy się trwałość akumulatora litowego.

14-letni **Michał Lis** z Gdyni najpierw przysłał

jedną wersję, później napisał: (...) dziesiątego października wysłałem rozwiązanie do Szkoły Konstruktorów 294. Niedawno postanowiłem przejrzeć je jeszcze raz i naprawić kilka niedoskonałości, które się w nim znajdują. Największą z nich było zupełnie niepotrzebne użycie układu 4049 (...) Nowy, narysowany komputerowo schemat jest w załączniku (...) Gdy brama jest zamknięta, czerwona dioda się świeci.

Gdy brama zostanie otwarta, wylączy się czerwona dioda, włącza się zielona i na ok. półtorej sekundy ($1,5 = 0,00015 \times 10000$) włącza się dzwonek. Dzwonek włącza się tylko na ok. jedną i pół sekundy po to, żeby nie wydawał denerwujących dźwięków przez cały czas, gdy brama zostanie pozostawiona otwarta na dłuższy okres. (...) gdy brama zostanie otworzona, magnes zostanie oddalony od kontaktronu, co spowoduje jego rozwarcie i aktywację dzwonka/alarmu. Użyłem kontaktronu NO (normalnie/domyślnie otwartego), ponieważ gdy w stanie czuwania przewodem będzie płynął prąd, dzwonek uruchomi się także, gdy przewód zostanie przerwany (np. przez włamywacza lub zwierzę). Układ można łatwo zmodyfikować, tak żeby zamiast dwóch diod można było użyć jednej dwukolorowej (...) Lista elementów: R1, R2, R5, R6=1k; R3=2k; R4=10k; C1=0,1μF, C2=68μF; C3=150μF; D1=LED 5mm, czerwona; D2=LED 5mm, zielona; T1, T2=BC548 lub podobny; U1=NE555, P1: kontaktron SPST-NO, przystosowany do pracy w -30...+50°C.

Niezbyt doskonały układ pokazany jest na **rysunku 1**. Młodziutkiemu Autorowi przydzielam kupon i zachęcam do dział

łań praktycznych!

Maciej Zieliński z Krakowa napisał: (...) wydaje mi się, że mam ciekawy pomysł, który ktoś mógłby wykorzystać. Pomysł powstał w zasadzie zaraz po lekturze sierpniowego numeru (jak wspominałem przy okazji poprzednich zadań, bardzo lubię zadania, gdzie jest konkretny problem do rozwiązania), ale z braku czasu dopiero teraz można było go przelać na papier.

Mój pomysł polega na wykorzystaniu potencjometru do sygnalizacji otwarcia furtki. Potencjometr pełniłby rolę przetwornika położenia i mierząc odkładające się na nim napięcie, mielibyśmy informację o dokładnym położeniu furtki. W mojej ocenie ma to tę przewagę nad czujnikiem stykowym, że wiemy dokładnie, jak bardzo otwarta jest furtka, a nie tylko, że jest niezamknięta.

Mając taki sposób pomiaru położenia i wykorzystując mikroprocesor (np. Arduino), sama sygnalizacja dla użytkownika zależy tylko od naszej fantazji. Mnie przyszło do głowy kilka sposobów. Jeden polega na zastosowaniu paska LED. Jego jasność lub kolor, lub sposób świecenia mógłby sygnalizować stopień otwarcia furtki. Np. świeci jasno – znaczy furtka otwarta szeroko. Dodając różne wariacje związane z czasem, np. furtka otwarta po 22.00 – jasność dostosowana do poziomu otwarcia furtki, a dodatkowo miganie, które bardziej zwracałoby uwagę domowników (osobiście nie lubię sygnalizacji dźwiękowej, ale jak najbardziej urządzenie mogłoby takową mieć), można by podnieść walory użytkowe urządzenia.

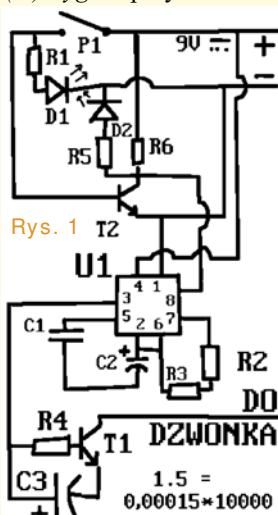
Uważam, że warto by też zbudować w urządzeniu odbiornik/nadajnik GSM, który by wysyłał SMS do właściciela, gdyby furtka została otwarta podczas jego nieobecności. Użytkownik mógłby uzbrajać taką funkcję przy wychodzeniu z domu lub wysyłając SMS.

Kolejną wariacją mogłoby być rejestrowanie, o której godzinie furtka została otwarta, jak bardzo i na jak długo. Można by mierzyć prędkości otwierania (jako pochodne położenia), być może byłoby to podstawą do wnioskowania o tym, kto wchodzi.

Zastosowanie mikroprocesora daje pod tym względem nieograniczone możliwości, a dodatkowo pozwala je adaptować do zmieniających się oczekiwań użytkowników lub eliminować te funkcje, które się nie sprawdzają.

Takie urządzenie mogłoby być zlokalizowane w miejscu, gdzie domownicy przebywają często, by zwracało na siebie uwagę lub wręcz mogłoby być jedna jednostka centralna i kilka sygnalizatorów rozmieszczonych w różnych punktach domu i skomunikowanych przez Ethernet.

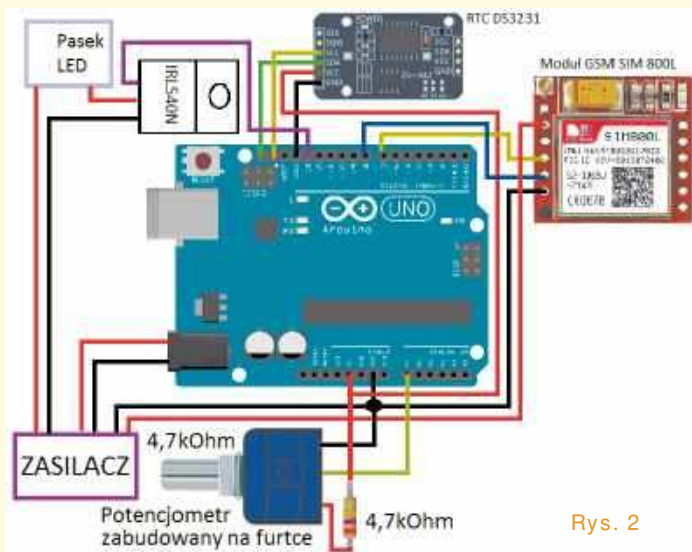
W załączniku przesyłam schemat z wykorzystaniem ARDUINO oraz rysu-



nek mechaniczny, który pokazuje, jak ja bym sobie wyobrażał montaż tego potencjometru na furtce. Wymyślając rozwiązanie, kierowałem się tym, by jak najmniej ingerować w fabryczną konstrukcję furtki. Najpierw należałoby wywiercić w łbie śruby otwór pozwalający zamocować

(np. za pomocą kleju montażowego) wałek o średnicy 6mm. Ten wałek wchodziłby do obudowy przez kablową gumową przelotkę i poprzez sprzęgło elastyczne łączyłby się z osią potencjometru. Następnie trzeba by obudowę obniżyć tak, by wierzch potencjometru mógł być do niej przyklejony. Następnie trzeba by obudowę zamocować do wspornika (np. klejąc ją klejem montażowym lub silikonem). Wspornik natomiast byłby zamocowany do śruby zawiasu furtki. Niestety obudowa musiałaby być projektowana indywidualnie i drukowana na drukarce 3D – z uwagi na ruch skrzydła furtki jedna z jej krawędzi musiałaby być fazowana. Rysunek jest poglądowy, dokładne wymiary obudowy trzeba by ustalić po zmierzeniu, ile faktycznie jest miejsca pomiędzy słupkiem a furtką. W mojej ocenie takie wykonanie przetwornika położenia furtki nie powinno być zbyt trudne (poza projektem obudowy) oraz kosztowne. Pozdrawiam serdecznie (...)

Rysunki 2, 3 pokazują nadesłane materiały. Pomysły są bardzo interesujące



Rys. 2

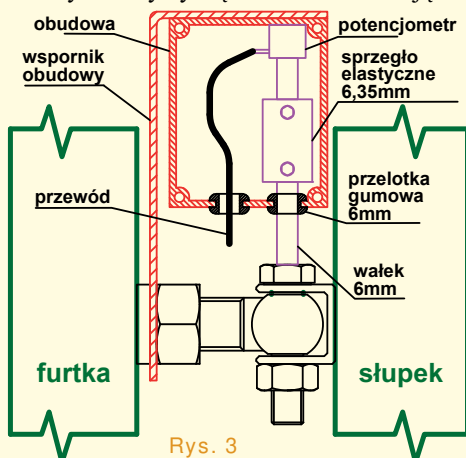
i wielu Czytelników może z nich skorzystać. Za te wartościowe pomysły przydzielam punkty i kupon. Natomiast jeśli chodzi o oczekiwania pomysłodawcy tego zadania, układ ma być przede wszystkim niezawodny. Zastosowanie mechanicznego potencjometru pomimo proponowanych sprytnych rozwiązań wydaje się najbardziej słabym punktem. Dobre uszczelnienie rozwiązuje większość problemów, ale czy stopień otwarcia furtki można byłoby monitorować inaczej, bez elementów ruchomych? Zapewne tak.

A oto kolejne interesujące rozwiązanie. **Andrzej Nowicki** z Warszawy zaczął tak: Dzień dobry. Przesyłam moją próbę rozwiązania zadania (...) Nie jest to kompletne rozwiązanie, a raczej model zestawu czujnikowego, który zbudowałem i udokumentowałem fotografiami. Natomiast zbudowanie kompletnego układu nie powinno stanowić problemu. Mój układ testowy to w zasadzie gotowy układ czujnika, który sygnalizuje, że furtka jest ZAMKNIĘTA. I teraz można układ rozbudowywać, dodając kolejne moduły, co jest oczywiście zaletą – nie trzeba wszystkiego zmieniać i budować od początku:

- najpierw inwerter sygnału otwarcia, aby sygnał pojawiał się w przypadku OTWARCIA
- układ typu „soft start” sygnalizujący przedłużony czas otwarcia furtki
- sygnalizacja diodowa poprawności działania układu
- sygnalizacja typu alarm AWARIA instalacji.

Cały opis w załączonym pliku Worda oraz w załączonych zdjęciach.

Ciąg dalszy na stronie 55



Rys. 3

REWOLUCJA!



Przezwrot w technice i nie tylko

Najbardziej znanymi przykładem rewolucji technologicznej była rewolucja przemysłowa w XIX wieku. Inne przykłady to: rewolucja naukowo-techniczna w latach 1950-1960, rewolucja neolityczna, rewolucja cyfrowa i tak dalej. Przyspieszenie zmian technologicznych wskutek pandemii można bez wątpienia tak nazywać. Narasta przekonanie, że zaczęła się już rewolucja...

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



Druga klasa Szkoły Konstruktorów

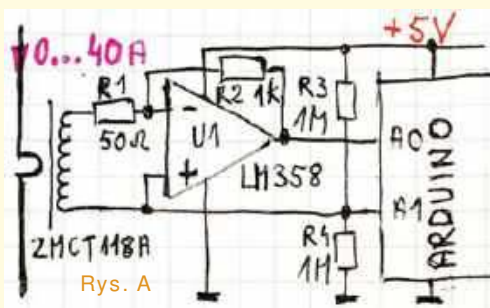
Co tu nie gra? Zadanie 299

Na **rysunku A** przedstawiony jest schemat precyzyjnego monitora poboru prądu w gospodarstwie domowym, o zakresie od pojedynczych miliamperów do 40A, zrealizowany za pomocą Arduino. Jak zwykle pytanie brzmi:

Co tu nie gra?

Nawet gdy w układzie jest kilka usterek, możesz zgłosić tylko jedną.

Bardzo proszę o możliwie krótkie odpowiedzi.



Rys. A

Odpowiedź oznacz **NieGra299** i nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Podaj też od razu swój adres pocztowy, żebym nie musiał pytać, gdy przydzielę upominek. Możesz jeszcze przysłać rozwiązania zadania **NieGra** z poprzedniego miesiąca. Uczestnicy konkursu otrzymują upominki, a najaktywniejsi uczestnicy są co rok nagradzani bezpłatnymi prenumeratami EdW lub innego wybranego czasopisma AVT.

Co tu nie gra? Rozwiązanie zadania 294

Na **rysunku B** pokazany jest zamieszczony w EdW 8/2019 schemat układu pomiaru prądu z wykorzystaniem przekładnika i wzmacniacza pomiarowego INA128.

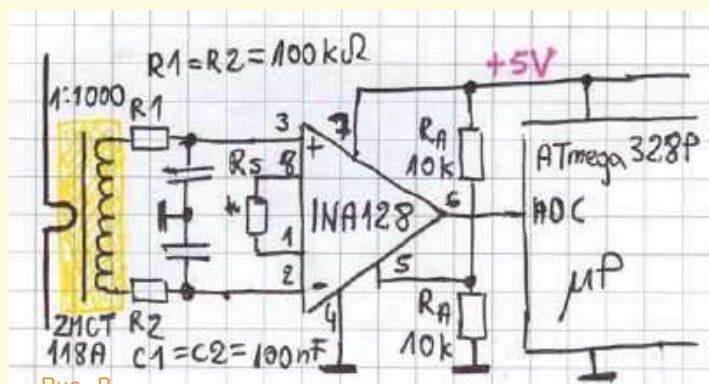
Ogólna koncepcja amperomierza prądu zmiennego jest prawidłowa: mamy przekładnik, mamy filtr zakłóceń i mamy wzmacniacz różnicowy (pomiarowy), z którego sygnał podawany jest na przetwornik analogowo-cyfrowy.

Jednak jak zwykle, także i w tym schemacie (oczywiście przygotowanym przeze mnie specjalnie na potrzeby tego zadania) zawarty jest szereg bardziej i mniej rzucających się w oczy błędów. Błędów jest tak dużo, że żaden z uczestników nie podał ich wszystkich.

W porównaniu z nimi drobnostką okazuje się brak kondensatorów odsprężających obwód zasilania +5V.

Dyskusyjna jest obecność dwóch rezystorów o oznaczeniu R_A . Jeden z uczestników napisał: (...) *Rezystory R_A mają tę samą nazwę, pewnie jeden powinien być R_B* (...) Zastanawianie się, czy istotnie jest to błąd, czy może tylko podkreślenie, że te dwa rezystory mają mieć jednakowe wartości, miało odwrócić uwagę od innych problemów.

Pierwszym merytorycznym błędem, który też miał odwrócić uwagę od innych, jest przekładnia 1:1000. Owszem mnóstwo przekładników ma właśnie taką, ale akurat ZMCT118A ma przekładnię 1:2000. **Fotografia C** pokazuje dwa takie przekładniki w otoczeniu innych.



Rys. B

ZMCT118A Current Transformer

Input current	0~40A (sampling resistor 50Ω)
Rated output current	2.5mA at input 5A
Turns ratio	Rys. D 2000:1
Linear range	0~40A (sampling resistor 50Ω)

Natomiast **rysunek D** pokazuje kluczowe fragmenty karty katalogowej tego przekładnika. Po pierwsze, z zadowoleniem odnotowujemy szeroki zakres pomiaru prądu, aż do 40 amperów, po drugie przekładnię zwojową 1:2000, co przy prądzie mierzonym 5A daje na wyjściu prąd 2,5mA. Niepokojąca jest wzmianka o rezystorze próbującym (sampling resistor, burden resistor)

o wartości 50Ω. W układzie z rysunku B takiego rezystora nie ma.

Jest natomiast obwód z elementami R_1 , R_2 , C_1 , C_2 , który wydaje się filtrem dolnoprzepustowym. Wartości elementów (100kΩ i 100nF) dają częstotliwość graniczną około 16Hz, co budzi niepokój i może sugerować, że mamy tu błąd, bo częstotliwość graniczna jest za niska i filtr niepotrzebnie tłumi też główny przebieg o częstotliwości sieci 50Hz.

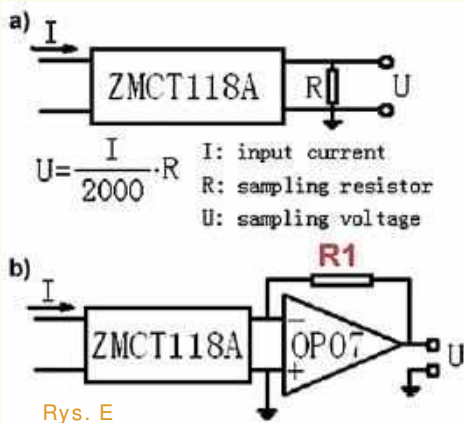
Może się tak wydawać, ale obecność i parametry tych obwodów filtrujących mają odwrócić uwagę od dwóch kolejnych, kardynalnych błędów.

Jeden ze stałych uczestników napisał na temat jednego z tych błędów: (...) *Podstawowym problemem jest niewłaściwe użycie przekładnika, który zaprojektowany jest do pracy w układzie zbliżonym do zwarcia uzwojenia wtórnego. Według noty katalogowej parametry przekładnika ZMCT118A podawane są dla rezystora obciążenia o rezystancji 50 omów.*

W sytuacji gdy uzwojenie wtórne przekładnika obciążone jest impedancją dużo większą od oczekiwanej, początkowo napięcie na niej rośnie proporcjonalnie

Fot. C





do prądu w uzwojeniu (co już samo spowodowałoby awarię – impedancja obciążenia na schemacie jest nie mniejsza niż 200kΩ [dla wysokich częstotliwości – dla niższych dużo większa], co dla prądu 2,5mA dałoby napięcie 500V, gdy dopuszczalne napięcie wejściowe układu INA128 nie przekracza ±40V), a następnie pojawiają się efekty niepożądane związane ze zmianą charakterystyki magnesowania, prowadzące do powstania znacznych strat w rdzeniu, generowania dużej ilości ciepła (co może prowadzić do uszkodzenia cieplnego izolacji uzwojeń), a pojawiający się znaczny strumień magnetyczny będzie generował w uzwojeniu wtórnym wysokie napięcie, które uszkodzi elementy układu i może stanowić zagrożenie dla operatora (...)

No właśnie! Przekładnik prądowy w idealnym przypadku powinien pracować w stanie zwarcia uzwojenia wtórnego. Pochodzący z karty katalogowej **rysunek E** pokazuje dwa proponowane układy pracy przekładnika. Na górze mamy klasyczny przykład, gdy uzwojenie przekładnika jest obciążone możliwie jak najmniejszą rezystancją R, typowo właśnie o wartości 50Ω, w praktyce do 100Ω. Na tym rezystorze otrzymujemy niewielkie napięcie U. Przy prądzie 5A i rezystancji 50Ω przekładnik ZMCT118A da napięcie 125mV. Tego rzędu napięcia zmienne miałyby wzmacnić wzmacniacz pomiarowy INA128 lub identyczny układowo INA129, który różni się tylko nieco inną wartością rezystora R_S ustalającego wzmocnienie.

Jednak na rysunku B nie ma tak proponowanego rezystora o małej wartości, zwierającego uzwojenie wtórne przekładnika. Uzwojenie wyjściowe nie jest zwarte, co zgodnie z zacytowanym właśnie rozwiązaniem, jest absolutnie niedopuszczalne!

Dolny schemat na rysunku E nie zawiera rezystora obciążającego (burden resistor) o małej wartości. Owszem, ale dzięki obecności

wzmacniacza operacyjnego, który tu pracuje jako konwerter prąd-napięcie, wyjście przekładnika pracuje w optymalnych warunkach zwarcia.

Tak, zwarcia (wirtualnego), bo wzmacniacz operacyjny utrzymuje na wejściu odwracającym potencjał masy, co oznacza zwarcie uzwojenia wyjściowego przekładnika. A praca w warunkach czystego zwarcia pozwala uzyskać optymalne parametry przekładnika. Rezystor R1 ma tu wartość dużo większą od 50Ω – dowolną, taką, żeby na wyjściu napięcie było odpowiednie dla przetwornika analogowo-cyfrowego. Propozycja z rysunku B na pewno nie wykorzystuje tej koncepcji.

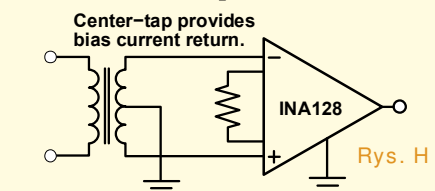
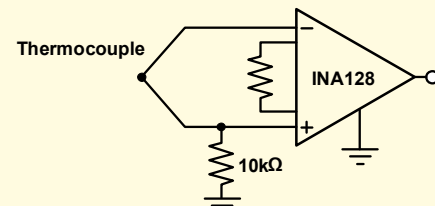
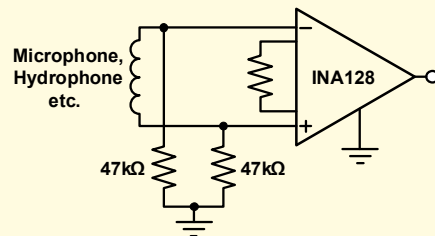
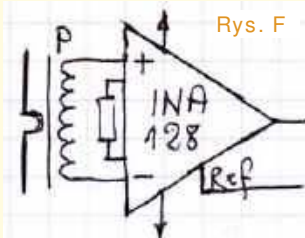
Obecność filtru R1C1, R2C2 ma także odwrócić uwagę od innego bardzo poważnego błędu. Jeden ze stałych uczestników napisał: (...) Nie widzę sensu stosowania filtru R1C1 i R2C2 dla prądów zmiennych. Mają sens, gdy sygnał jest wyprostowany.

Inny Kolega napisał: (...) W miejscu R1 i R2 powinny być C1 i C2. A w miejscu C1 i C2 powinny być R1 i R2 (...), co nie jest pozbawione sensu, zwłaszcza w kwestii rezystorów.

Tak, trudno znaleźć przekonujące uzasadnienie obecności takiego filtru RC. Od biedy dałoby się wytłumaczyć tym, że ma tłumić ewentualne zakłócenia impulsowe – krótkie przebiegi. Ale z kilku względów nie jest to przekonujące.

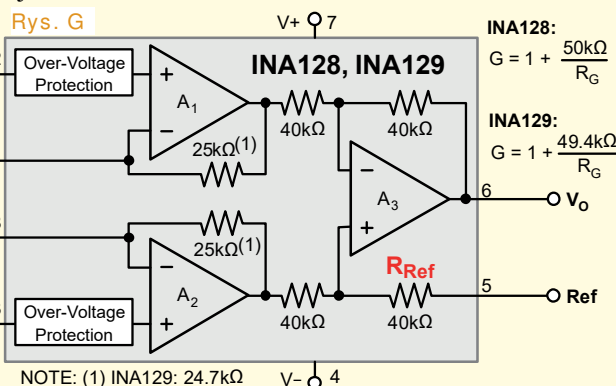
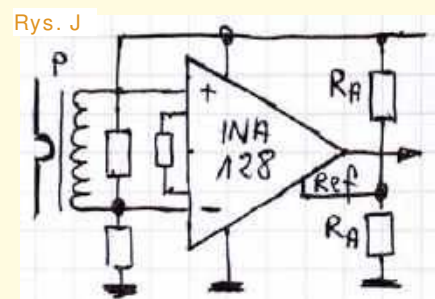
Układ może pracować bez takiego filtru, co prowadziłoby do konfiguracji, pokazanej na **rysunku F**. Ale tu łatwiej wykryć kolejny kardynalny błąd. Otóż wzmacniacz pomiarowy INA128 ma schemat blokowy według **rysunku G**. Problemem są prądy polaryzacji wejść.

Według katalogu, prądy polaryzacji wejść są rzędu kilku nanoamperów, maksymalnie kilkudziesięciu nanoamperów. Jednak katalogowe wartości gęstości napięć i prądów szumów świadczą, że jest to wzmacniacz zbudowany z tranzystorów bipolarnych. Niezależnie od tego, jakie tranzystory pracują na wejściach, każdy taki wzmacniacz pomiarowy w obwodach wejściowych musi mieć obwód, zapewniający przepływ prądów stałych



polaryzacji wejść. W karcie katalogowej INA128 jest **rysunek H**, który pokazuje sposoby realizacji tego wymagania.

W analizowanym przypadku przekładnika zapewne będzie to pierwsze z podanych rozwiązań, ewentualnie drugie. Jednak rezystory zapewniające polaryzację nie mogą być dołączone do masy, tylko do punktu o potencjale połowy napięcia zasilania (+2,5V). A jeżeli tak, to najprostszym rozwiązaniem byłoby zastosowanie dwóch, zapewne jednakowych rezystorów według **rysunku J**. Wystarczy jeden taki dzielnik, bo spadek napięcia na rezystancji drutu przekładnika przy prądzie polaryzacji rzędu pojedynczych nanoamperów nie ma znaczenia.



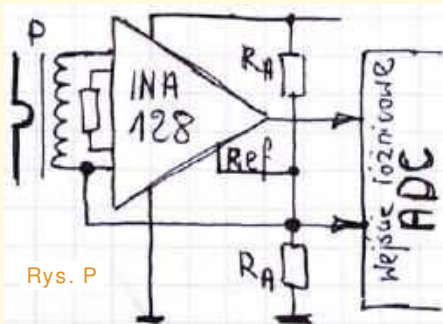
Rys. O		INA128P, U INA129P, U			
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OUTPUT					
Voltage: Positive	$R_L = 10\text{k}\Omega$	$(V_+) - 1.4$	$(V_+) - 0.9$		V
Negative	$R_L = 10\text{k}\Omega$	$(V_-) + 1.4$	$(V_-) + 0.8$		V
Load Capacitance Stability			1000		pF
Short-Circuit Current			+6/-15		mA



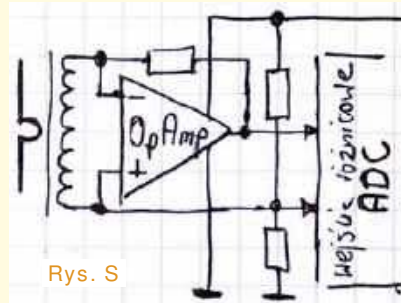
A z rysunków N, O wynika, że na wyjściu INA128 nie uzyskamy potencjału ujemnej szyny zasilania – masy. Więc w najlepszym przypadku część zakresu pomiarowego będzie niewykorzystana.

Jeżeli wyjście INA128 jest takie jak we wzmacniaczach *single supply*, to być może pomogłoby dodanie rezystora obciążającego wyjście wzmacniacza pomiarowego INA128, dołączonego do masy oraz dobranie (obniżenie) potencjału sztucznej masy. To ewentualnie pozwoliłoby wykorzystać cały zakres pomiarowy współpracującego przetwornika ADC w mikroprocesorze.

Jednak prawdopodobnie jest inna, lepsza możliwość. Otóż zwykle w mikrokontrolerach przetwornik ADC jest tylko jeden, ale wejść analogowych jest kilka. Po odpowiedniej konfiguracji programowej nie muszą one mierzyć napięć względem masy. Można mierzyć napięcie różni-



Rys. P



Rys. S

cowe między dwoma wejściami analogowymi. A jeżeli tak, to można zlikwidować lub przynajmniej zredukować problem napięć wyjściowych INA128, konfigurując układ mniej więcej według **rysunku P** (o ile przetwornik mierzy wtedy różnicowe napięcia dodatnie i ujemne).

Analiza wszystkich podanych wcześniej informacji sugeruje, że układ można uprościć. W zadaniu nieprzypadkowo

Fot. R pojawił się zupełnie niezły, ale już wiekowy i jak na dzisiejsze czasy nienajlepszy wzmacniacz pomiarowy INA128. Dziś można za kilka złotych kupić moduły z tą kostką – **fotografia R**. Jednak do tego rodzaju zasto-

sowania nie jest potrzebny wzmacniacz pomiarowy, bo wystarczy pojedynczy wzmacniacz operacyjny. Wracamy do rysunku E i pokazanej na nim dolnej konfiguracji ze wzmacniaczem operacyjnym. Uwzględniając inne podane informacje, można byłoby zaproponować znacznie prostszy układ według **rysunku S**.

Wracając do nadesłanych rozwiązań tego zadania, wszystkie były prawidłowe, bo każdy z uczestników trafnie wskazał co najmniej jeden z licznych błędów. Nagrody-upominki za zadanie **NieGra294** otrzymują:

Kamil Wawrzyniak – Góra,
Dariusz Mikulski – Wrocław,
Tomasz Strupiechowski – Warszawa.
Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki

Ciąg dalszy ze strony 51

Fotografia 1 to jedno ze wspomnianych zdjęć. Nadesłany materiał zostaje skierowany do publikacji. W interesujący sposób przedstawia on przeprowadzone eksperymenty oraz wskazuje możliwości wykorzystania hallotronu oraz różnych magnesów.

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 299, 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

Publika-cja	Nag-roda	Talon AVT PLN	Imię	Nazwisko	Miejscowość	Punkty
-	-	100	za propozycję zadania 299			-
-	-	-	Marcin	Bartoś	Stanisławów	-
-	-	100	Michał	Lis	Gdynia	4
-	-	150	Maciej	Zieliński	Kraków	4
P	-	150	Andrzej	Nowicki	Warszawa	6



Punktacja Szkoły Konstruktorów

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

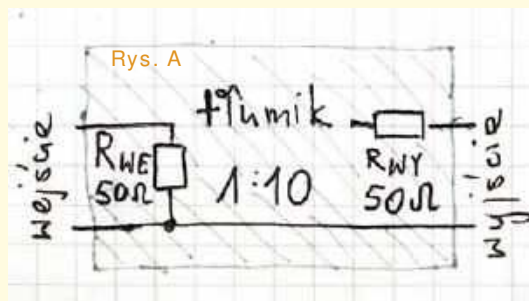
Policz – zadanie 299

W związku z planowanymi testami oscyloskopu chcemy z elementów SMD zbudować tłumik. Jak pokazuje **rysunek A**, jego rezystancje wejściowa i wyjściowa mają wynosić 50 omów i ma on tłumić sygnał 10 razy.

W ramach zadania *Policz299* należy:

- zaproponować schemat oraz wartości elementów takiego tłumika.

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.



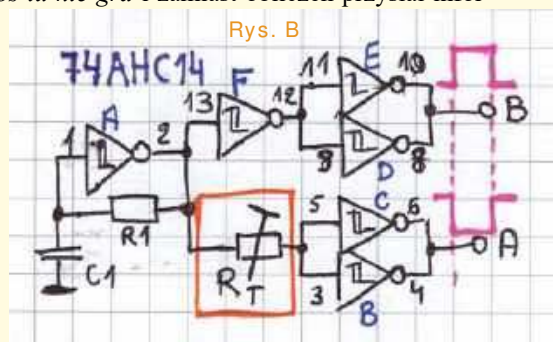
Odpowiedź nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Tytuł e-maila powinien zawierać nazwę konkursu i numer zadania oraz Twoje nazwisko (**Policz299_Nazwisko**). *Jeżeli chcesz uczestniczyć w podziale upominków, w e-mailu podaj od razu swój adres pocztowy.* Możesz też jeszcze przysłać rozwiązania zadania *Policz298* z poprzedniego miesiąca.

Policz – rozwiązanie zadania 294

W EdW 8/2019 przedstawione było zadanie *Policz294*, które brzmiało: *Robimy generator według rysunku B. Na wyjściach A, B mają występować sygnały o przeciwnych fazach. Inwerter oznaczony F wprowadza niewielkie opóźnienie i aby je skompensować, dodana jest rezystancja R_T , która z pojemnością wejściową bramek B, C tworzy obwód opóźniający. Jego opóźnienie powinno być takie samo, jak opóźnienie inwertera F. W ramach zadania Policz294 należy: oszacować przypuszczalną wartość rezystancji R_T .*

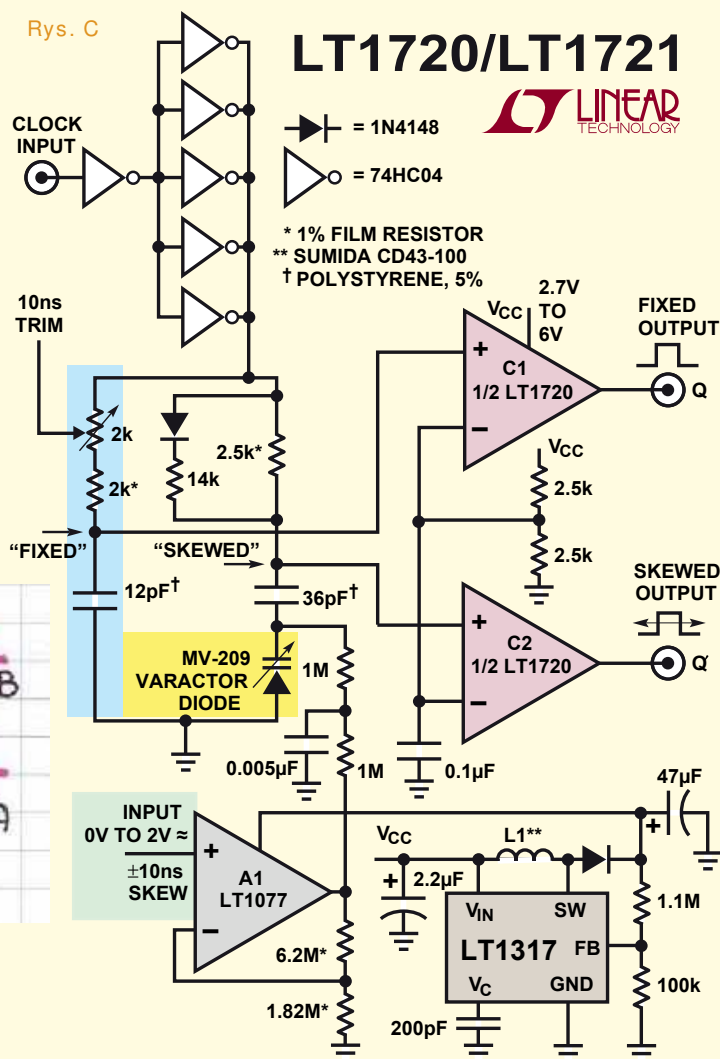
To zadanie, jak najbardziej z życia wzięte, było dość trudne. Oczywiście zamiast rozważań i obliczeń, można było po prostu sprawdzić w praktyce, jaka wartość rezystancji R_T wyrównuje opóźnienia sygnału w obu torach. Szczerze mówiąc, przy realizacji poszczególnych modeli podobnego generatora i tak trzeba będzie zastosować metodę eksperymentalną, ponieważ nie można precyzyjnie obliczyć potrzebnej wartości R_T . Choćby tylko z uwagi na rozrzut parametrów poszczególnych egzemplarzy użytych bramek.

Na początek wspomnę, że jeden z młodych uczestników stwierdził, że *coś tu nie gra* i zamiast obliczeń przysłał infor-



Otóż takie
rozwiązania
są stosowane.

Do niewielkiego opóźnienia sygnału cyfrowego wykorzystuje się obwód RC o stałej czasowej mniejszej niż czas trwania impulsu i przerwy. Przykład pokazany na **rysunku C** pochodzi z karty katalogowej bardzo szybkich komparatorów LT1720/LT1721.



W karcie katalogowej LT1720 jest napisane, że czasem potrzebne są identyczne sygnały zegarowe, tylko nieznacznie przesunięte w czasie. Układ z rysunku C wytwarza dwa jednakowe sygnały, których wzajemne przesunięcie można płynnie regulować w zakresie $\pm 10\text{ns}$. I to regulować elektronicznie, za pomocą napięcia stałego w zakresie $0\ldots+2\text{V}$, podawanego na wejście nieodwracające wzmacniacza A1 (LT1077), co zaznaczone jest zieloną podkładką. To napięcie sterujące jest wzmacniane i podawane na diodę pojemnościową (waraktorową). Zmiany pojemności tej diody powodują zmiany czasu opóźnienia jednego z torów. W drugim torze sygnał ma ustalone na stałe (fixed) opóźnienie, wyznaczone przez elementy wyróżnione niebieską podkładką. W przykładzie z rysunku C widać wyraźnie obwody opóźniające RC. Nie widać ich natomiast na rysunku B.

Wspomniany Kolega prawdopodobnie wątpliwości by nie miał, gdyby uwzględnił fakt istnienia pojemności wejściowej we wszystkich brankach CMOS. Warto to wyraźnie przedstawić jak na **rysunku D**, ponieważ część uczestników przez przeoczenie do obliczeń wzięła pojemność wejściową jednego tylko inwertera, a nie obu.

Aby rozwiązać zadanie, trzeba było przede wszystkim dowie-

zieć się, jakie jest opóźnienie (czas propagacji) inwertera F. Potem należało dobrać wartość R_T , żeby opóźnienie obwodu RC z rysunku D było takie samo. Do tego potrzebna jest wartość pojemności wejściowej inwerterów B, C.

Już na tym etapie ujawniły się problemy. Informacje z katalogów

poszczególnych producentów nie są zgodne. **Rysunki E, F, G** pokazują fragmenty kart katalogowych z firm Texas Instruments, Diodes oraz Nexperia (dawniej Philips). Podana typowa wartość pojemności wejściowej to 2pF, 3pF, 4pF, a gwarantowana maksymalna 10pF. Rozpię-

tość 5-krotna. Jaką wartość wybrać do obliczeń?

W tym przypadku nie maksymalną teoretycznie możliwą, tylko typową. Ale i tu mamy wybór od 2pF do 4pF.

A oto drugi problem: w zadaniu nie było podane napięcie zasilania. Kostki rodziny 74AHC mogą pracować w zakresie napięć zasilania 2V... 5V. A czasy propagacji znacząco się zmieniają przy zmianach napięcia zasilającego.

Zmieniają się, a ponadto bliższe informacje różnych producentów nie są do końca zgodne. Na **rysunkach H, J, K** znów mamy fragmenty kart katalogowych Texas Instruments, Diodes oraz Nexperia.

W karcie TI nie ma wartości typowych, przeciętnych – podane są tylko wartości skrajne, gwarantowane. Z pozostałych informacji widzimy, że przy zasilaniu 3,3V i obciążeniu wyjścia 15pF typowe czasy propagacji dla obu zbroczy to 4,3ns, a przy zasilaniu 5V mniej, bo 3,2ns.

U nas obciążenie pojemnościowe inwertera F jest najprawdopodobniej mniejsze niż 15pF, więc jego średnie czasy propagacji można byłoby przyjąć nieco krótsze...

Już tu widać, że przeprowadzony indywidualnie dobór wartości R_T będzie prawidłowy tylko dla konkretnego

PARAMETER		MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH}	$T_A = 25^\circ\text{C}$	8.3 ⁽¹⁾		12.8 ⁽¹⁾	ns
	SN54AHC14	1 ⁽¹⁾		15 ⁽¹⁾	
	SN74AHC14	1		18	
t_{PHL}	$T_A = 25^\circ\text{C}$	8.3 ⁽¹⁾		12.8 ⁽¹⁾	ns
	SN54AHC14	1 ⁽¹⁾		15 ⁽¹⁾	
	SN74AHC14	1		18	
t_{PLH}	$T_A = 25^\circ\text{C}$	5.5 ⁽¹⁾		8.6 ⁽¹⁾	ns
	SN54AHC14	1 ⁽¹⁾		10 ⁽¹⁾	
	SN74AHC14	1		10	
t_{PHL}	$T_A = 25^\circ\text{C}$	5.5 ⁽¹⁾		8.6 ⁽¹⁾	ns
	SN54AHC14	1 ⁽¹⁾		10 ⁽¹⁾	
	SN74AHC14	1		10	

Rys. H

Symbol	Parameter	Test Conditions	V _{CC}	T _A = +25°C	-40°C to +85°C	-40°C to +125°C	Unit
t_{pd}	Propagation Delay A _N to Y _N	Figure 1	3.0V to 3.6V	0.5	4.3	12.8	ns
		C _L = 15pF	4.5V to 5.5V	0.5	3.2	8.6	
		Figure 1	3.0V to 3.6V	0.5	5.8	16.3	
		C _L = 50pF	4.5V to 5.5V	0.5	4.2	10.6	

Rys. J

Symbol	Conditions	25 °C			-40 °C to +85 °C		-40 °C to +125 °C		Unit
		Min	Typ	Max	Min	Max	Min	Max	
t _{pd}	nA to nY; see Fig. 6								
	V _{CC} = 3.0 V to 3.6 V								
	C _L = 15 pF	-	4.3	12.8	1.0	15.0	1.0	16.0	ns
	C _L = 50 pF	-	5.8	16.3	1.0	18.0	1.0	20.5	ns
	V _{CC} = 4.5 V to 5.5 V								
	C _L = 15 pF	-	3.2	8.6	1.0	10.0	1.0	11.0	ns
Rys. K	C _L = 50 pF	-	4.2	10.6	1.0	12.0	1.0	13.5	ns

Rys. K

egzemplarla kostki i konkretnej wartości napięcia zasilania.

W każdym razie mamy jakieś sensowne dane do oszacowania wartości R_T . I tu niektórzy uczestnicy po prostu stwierdzili, że stała czasowa RC musi być równa czasowi propagacji inwertera F. A jeżeli dla napięcia zasilania 5V przyjmujemy czas propagacji, powiedzmy, 3,0ns oraz pojemność dwóch wejść inwerterów B, C równą, powiedzmy, 6pF ($2 \times 3\text{pF}$), to łatwo oszacujemy wartość R_T :

$$T_{pd} = R_T \cdot C_{IN}$$

$$R_T = T_{pd} / C_{IN}$$

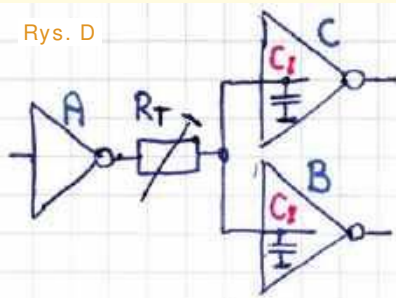
$$R_T = 3 \cdot 10^{-9} \text{ s} / 6 \cdot 10^{-12}$$

$$R_T = 0.5 \cdot 10^3 \Omega$$

$$R_T = 0.5 \text{ k}\Omega = 500 \Omega$$

Oczywiście w układzie możemy zastosować nominal 510Ω.

To są bardzo zgrubne oszacowania. Większość uczestników wskazała, że przełączanie bramki nie następuje dokładnie po czasie RC, bo stała czasowa określa moment, gdy napięcie rośnie o około 63% (i opada do wartości około 37%). Ponadto

Rys. D


PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
C _i	V _I = V _{CC} or GND, T _A = 25°C		2	10	pF
	V _{CC} = 5 V			10	
C _{pd}	Power dissipation capacitance	No load, f = 1 MHz, V _{CC} = 5 V	0		pF

Rys. E

Parameter		Test Conditions	V _{CC} = 2.0V	V _{CC} = 3.3V	V _{CC} = 5V	Unit
			Typ	Typ	Typ	
C _{pd}	Power Dissipation Capacitance per Gate	f = 1MHz	10.4	12.3	13	pF
C _i	Input Capacitance	V _I = V _{CC} – or GND	4.0	4.0	4.0	pF

Symbol	Parameter	Conditions	25 °C			-40 °C to +85 °C		-40 °C to +125 °C		Unit
Rys. G			Min	Typ	Max	Min	Max	Min	Max	
	74AHC14									
I _{CC}	supply current	V _I = V _{CC} or GND V _{CC} = 5.5 V	-	-	2.0	-	20	-	40	μA
C _I	input capacitance		-	3	10	-	10	-	10	pF

Rys. G



Symbol	Parameter	Vcc	T _A = -40°C to +85°C		T _A = -40°C to +125°C		Unit
			Min	Max	Min	Max	
V _{T+}	Positive-Going Input Threshold Voltage	3V		2.2		2.2	V
		4.5V		3.15		3.15	
		5.5V		3.85		3.85	
V _{T-}	Negative-Going Input Threshold Voltage	3V	0.9		0.9		V
		4.5V	1.35		1.35		
		5.5V	1.85		1.65		
ΔV _T Rys. L	Hysteresis (V _{T+} - V _{T-})	3V	0.3	1.2	0.25	1.2	V
		4.5V	0.4	1.4	0.35	1.4	
		5.5V	0.5	1.6	0.45	1.6	

zwykle bramki mają próg przełączania około 50%, a tu mamy bramki z wejściem Schmitta, gdzie istnieją dwa progi przełączania: przy sygnale rosnącym (V_{T+}) i malejącym (V_{T-}). W poszczególnych egzemplarzach te progi mają różne wartości, a to oznacza też różną wielkość histerezy. Ponadto ze zmianami napięcia zasilania progi zmieniają się w sposób niekoniecznie proporcjonalny. Pochodzący z katalogu Diodes **rysunek L** pokazuje informacje o progach przełączania.

Do dokładniejszych obliczeń należałoby przyjąć jakieś wartości progów V_{T+}, V_{T-} i sprawdzić, jak wpływa to na czas przełączania w porównaniu ze stałą czasową RC na wejściu.

Do wcześniej omówionego rozrzu tu pojemności i czasów propagacji dochodzi rozrzut progów przełączania, który ma wprowadzić mniejszy wpływ na sytuację, jednak też wprowadza pewną miarę niepewności. Nie znamy bowiem konkretnych wartości napięć progów przełączania i należałoby przyjąć jakieś wartości średnie, bo wartości typowych ten katalog nie podaje.

Jeden z uczestników napisał: (...) 74AHC może pracować w zakresie napięć od 2V do 5,5V, a że na schemacie brak jest informacji o napięciu zasilania, zakładamy więc 5V. Zakładamy też pracę w temperaturze pokojowej (25°C) i pomijamy nagrzewanie związane z częstotliwością pracy i obciążeniem. (...) wybrane parametry układu 74AHC14 produkcji Nexperia (https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/74AHC_AHCT14.pdf):

Ci (input capacitance): typ. 3pF, max. 10pF @25°C, max. 10pF w całym zakresie temperatur (...)

3.3V Vcc propagation delay: typ. 4,6ns max. 12,8ns @3.3V Vcc @25°C @CL 15pF; propagation delay: max. 15ns @3.3V Vcc @-40 - 85°C @CL 15pF

5V Vcc propagation delay: typ. 3,2ns max. 8,6ns @5V Vcc @25°C @CL 15pF; propagation delay: typ. 4,2ns max. 10,6ns @5V Vcc @25°C @CL 50pF; propagation delay: max. 10ns @5V Vcc

@-40 - 85 st. Celsjusza @CL 15pF

Zakładamy, że pojemność wejściowa dwóch połączonych równolegle bramek zmieści się w zakresie do 15pF (na potrzeby określenia czasów propagacji) (...) kompensować będziemy opóźnienie typowo 3,2ns, maksymalnie 8,6ns (napięcie zasilania 5V, temperatura 25 st. Celsjusza, pojemność obciążenia ≤15pF)

Progi przełączania:

V_{T+} max. 3,15V @Vcc 4,5V @25°C

V_{T+} max. 3,85V @Vcc 5,5V @25°C

wyliczone dla 5V:

próg przełączenia: 70% Vcc

V_{T+} max. 3,5V @Vcc 5,0V @25°C

Progi przełączania:

V_{T-} min. 1,35V @Vcc 4,5V @25°C

V_{T-} min. 1,65V @Vcc 5,5V @25°C

wyliczone dla 5V:

próg przełączenia: 30% Vcc

V_{T-} min. 1,5V @Vcc 5,0V @25°C

Impedancja wyjściowa bramki, wyliczona na podstawie spadku (Vcc 4,5V, 8mA, 25°C):

(V_{oh}(@50uA) - V_{oh}(@8mA))/8mA =

(4,5V - 3,94V)/8mA = max. 70 Ohm

(V_{ol}(@8mA) - V_{ol}(@50uA))/8mA =

0,36V/8mA = max. 45 Ohm

Zakładamy na tyle niską częstotliwość generatora, że pojemności wejściowe bramek zdążą się w pełni naładować/rozładować przed następnym cyklem oraz że prąd płynący przez rezystor R1 nie będzie w znaczący sposób obciążał wyjścia generatora.

Opóźnienie przełączania L->H (przełączenie nastąpi najpóźniej, gdy napięcie wejściowe przekroczy 70% napięcia zasilania). Impedancja wewnętrzna źródła to maksymalnie 70Ω, a pojemność to podwójna pojemność wejściowa bramki. Oczekiwane opóźnienie to 3,2ns.

obliczenia t_{LH}: R_{tc} = R_{oh} + R_t

0,7U_z = U_z*(1-e^{-t/R_{tc}})

-0,3 = -e^{-t/R_{tc}}

0,3 = e^{-t/R_{tc}}

ln(0,3) = -t/R_{tc}

1,20397 = 3,2*10⁻⁹s/R_{tc}*6*10⁻¹²

1,20397 = 3200/6*(R_{ol} + R_t)

R_{ol} + R_t = 533,33333/1,20397 = 442,98Ω

R_t ~ 373Ω

Analogicznie dla kierunku przełączania z wysokiego na niski (progi dla napięcia 5V są według dokumentacji symetryczne) z tym że potencjalnie impedancja źródła będzie mniejsza co da wymaganą wartość R_t ~ 398 Ohm obliczenia t_{HL}: R_{tc} = R_{ol} + R_t

0,3U_z = U_z*e^{-t/R_{tc}}

0,3 = e^{-t/R_{tc}}

ln(0,3) = -t/R_{tc}

1,20397 = 3,2*10⁻⁹s/R_{tc}*6*10⁻¹²

1,20397 = 3200/6*(R_{ol} + R_t)

R_{ol} + R_t = 533,33333/1,20397 = 442,98Ω

R_t ~ 398Ω

Jak najbardziej warto przeanalizować tego rodzaju dokładniejsze rozważania, ale trzeba mieć świadomość, że dane w nich wykorzystane są obarczone dużą miarą niepewności, więc i uzyskane wyniki na pewno nie będą trafne dla wszystkich kostek dowolnych producentów.

Głównym celem tego zadania było zwrócenie uwagi na różnice między poszczególnymi rodzinami układów logicznych oraz na rozrzuty parametrów między wyrobami różnych producentów i pomiędzy egzemplarzami tego samego producenta.

Zadanie to ma związek z szybkimi generatorami, które będą przedstawione w EdW. W ramach samodzielnych ćwiczeń proponuję zastanowić się, jaka byłaby spodziewana wartość rezystancji R_T, gdyby inwertery pochodziły z klasycznej kostki CMOS 40106 zasilanej napięciem 18...20V?

Jak wskazałem wcześniej, w praktyce i tak trzeba będzie indywidualnie dobrać wartość rezystancji R_T. Z uwagi na rozrzut pojemności wejściowej oraz zależność czasów opóźnienia od napięcia zasilania, przeprowadzenie precyzyjnych, wiarogodnych obliczeń jest niemożliwe. Ale warto przeprowadzić obliczenia szacunkowe, bo jeżeli w roli R_T zostanie użyty potencjometr, takie szacunkowe obliczenia pozwolą wstępnie ustalić jego wartość.

Jeżeli chodzi o nadesłane rozwiązania, to praktycznie wszystkie rozważania mogłem uznać za prawidłowe. Proponowaliście wartości od 130 do 860 omów, zależnie od napięcia zasilania i przyjętych danych wejściowych.

Jak to jednak zwykle bywa, do niektórych obliczeń wkraśli się ewidentne pomyłki. Jeden z uczestników przeprowadził prawidłową analizę, ale wskutek takiej pomyłki zaproponował wartości rzędu setek kiloomów, a nie omów.

Nagrody-upominki za zadanie **Policz294** otrzymują:

Grzegorz Kowalski – Strzegom,

Jarosław Węgliński – Warszawa,

Adam Lasek – Dąbrowa.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenueraty.

Piotr Górecki

Ciąg dalszy ze strony 13

Generalnie nowsze diody mają wyższą sprawność energetyczną i skuteczność świetlną. Niestety, trudno uzyskać wiarygodne informacje na ten temat, a „parametry marketingowe” mogą być dosłownie wyssane z palca. Z uwagi na obecność rezystorów ograniczających prąd, skuteczność współczesnych taśm LED na pewno nie przekracza 100lm/W, a zwykle jest dużo niższa. Nie znaczy to jednak, że wszystkie tanie wyroby są złe. Nawet najtańsze mogą dać zadowalające efekty.

Oprócz sprawności / skuteczności, przy wyborze białych taśm/diod LED przeznaczonych do oświetlenia mieszkań **koniecznie trzeba też uwzględnić jakość światła**, charakteryzowaną przez współczynnik oddawania barw CRI. Niestety, dobre taśmy oświetleniowe o wysokim CRI są nie tylko droższe, ale paradoksalnie są mniej wydajne (mniejsza jest ich skuteczność w lumenach na wat) właśnie z uwagi na konieczność „wyrównania widma”.

Przyjęto, że aby znacząco nie obniżać komfortu, **do prawidłowego oświetlenia mieszkań nie powinno się stosować białych diod LED o współczynniku CRI niższym niż 80**. Tymczasem w ofertach handlowych przytaczającej większości diod i taśm nie jest podany współczynnik CRI. Na pewno najtańsze, niemarkowe białe taśmy mają współczynnik CRI niższy niż 80. Nie ma też pewności, że podawane wartości CRI nie są zmyślone przez sprzedawców. Radość z niskiej ceny zakupu zniknie jakiś czas po ich zainstalowaniu, gdy domownicy stwierdzą, iż „światło jest jakieś dziwne”. To kolejny powód, by nie kupować najtańszych wyrobów *no name*, tylko rozważyć zakup taśm wprawdzie znacząco droższych, ale dających światło wysokiej jakości, nawet o CRI w zakresie 95...98. Także i dlatego w miarę możliwości warto przeprowadzić próbne zakupy kilku różnych taśm i starannie porównać, jak ich światło odwzorowuje kolory.

Omawiane rozważania koncentrują się tylko wokół kosztów zakupu i pomijają kwestię, ile po zakupie kosztować będzie energia elektryczna potrzebna do wytworzenia jednostki strumienia światła. Wyższa cena zakupu lepszej taśmy z diodami o wyższej skuteczności świetlnej (w praktyce z diodami lepszych producentów) może później zostać zrekompensowana przez niższe koszty użytkowania, ale niestety szczegóły nie są łatwe do ustalenia. W grę wchodzi skuteczność świetlna. Dobrze chłodzone diody mogą pracować przez wiele lat, więc różnice skuteczności świetlnej mogą znacząco wpłynąć na sumaryczne koszty. Najbardziej korzystne ekonomicznie okażą się droższe w zakupie, lepsze diody znanych producentów, ale te o niezbyt dużym współczynniku CRI.

W zasadzie najlepsze są taśmy o dużej skuteczności świetlnej, ale trzeba też pamiętać, że taśmy o dużej mocy

silniej się grzeją, więc łatwo je przegrzać i tym samym zepsuć, co nadal zdarza się zbyt często. Zawsze trzeba mieć na uwadze, że **największym wrogiem wszelkich diod LED jest temperatura**. Diody LED o mocy powyżej 0,5W powinny mieć odpowiednie radiatory. Gdzie to tylko możliwe i sensowne, taśmy LED należy naklejać na aluminiowe listwy, które będą radiatorami.

Przegrzewanie to najprostsza droga do skrócenia trwałości z deklarowanych dziesiątek tysięcy godzin do kilku, a nawet kilkudziesięciu godzin. W żadnym wypadku nie należy więc przeciążać diod i taśm, a te tanie powinny raczej pracować przy obniżonej mocy. Wtedy i sprawność jest większa, i nie ma obawy przegrzania.

W kontekście mocy i przegrzania trzeba jeszcze raz przypomnieć o trzech odmianach taśm LED: Taśmy bez zabezpieczenia z IP20, IP21 oraz większość z IP62...IP65 można naklejać na metalowe radiatory, natomiast te całkowicie zalane tworzywem, o IP67, IP68, mają znacznie gorsze właściwości termiczne i łatwiej je przegrzać.

W każdej z wymienionych dziedzin w grę wchodzi szereg czynników, z których nie wszystkie zostały tu wyjaśnione czy nawet wspomniane – zainteresowani powinni je zgłębiać samodzielnie. Jednak są i zagadnienia wspólne. Zawsze jednym z najważniejszych parametrów jest cena. I tu też nie ma dobrych recept.

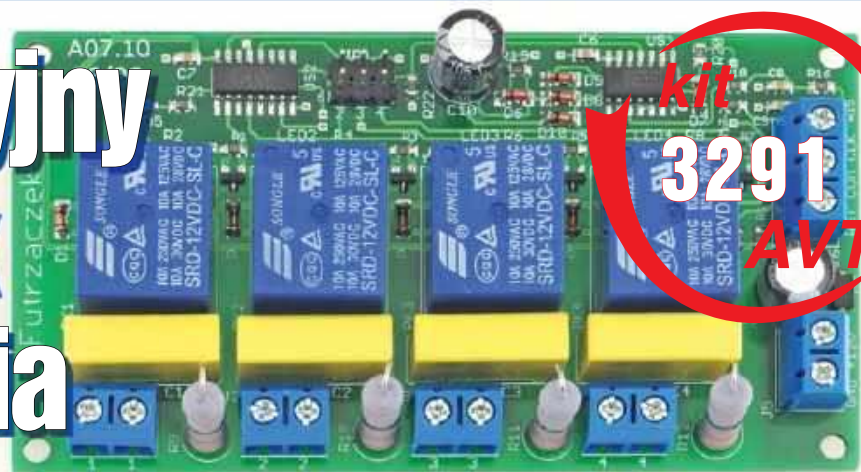
Mnóstwo osób przekonało się, że w przypadku diod LED niska cena bardzo często, a wręcz prawie zawsze wiąże się z niską jakością. Jednak ceny systematycznie maleją i nowsze wersje diod i taśm przy niewygórowanej cenie są pod różnymi względami znacząco lepsze od starszych. Dlatego należy unikać wyprzedaży starych wersji, by nie zostać z ewidentnie przestarzałymi diodami czy taśmami.

W przypadku białych diod i taśm LED przeznaczonych **do oświetlenia mieszkań na pewno nie warto stosować wyrobów najtańszych**, ponieważ mają one bardzo niski współczynnik oddawania barw CRI, co okazuje się istotne dla większości użytkowników.

Ogólnie biorąc, droższe diody i taśmy dadzą lepszy efekt i będą trwalsze, jednak **wyroby naprawdę dobrych, renomowanych wytwórców są wielokrotnie droższe od przeciętnych. Kosztowne elementy najwyższej jakości obowiązkowo należy stosować tam, gdzie to konieczne**. Natomiast do użytku w domu wielu klientów słusznie rozważy zakup elementów LED ze średniej półki.

Niestety, nie ma tu prostych reguł. Dodatkową istotną okolicznością przy wyborze jest to, że rynek oświetlenia ledowego jest młody i dopiero pomału dojrzewa, a ceny diod i taśm wciąż spadają. Zakup elementów o bardzo dobrych właściwościach nadal jest kosztowny, a trzeba się spodziewać, że już za kilka miesięcy będą one znacząco tańsze. To kolejna istotna w praktyce okoliczność, która słusznie czy niesłusznie, wielu powstrzymuje przed zakupem lepszych taśm.

Sekwencyjny sterownik oświetlenia



Do czego to służy?

Zadaniem tego układu jest włączanie jednego z kilku punktów oświetleniowych: jednego, dwóch, trzech albo czterech źródeł światła – wyboru dokonuje się zwykłą zworką. Przełączanie między nimi sprowadzi się do kilkukrotnego wcisnięcia jednego przycisku. Wyłączenia można dokonać na dwa sposoby: przełączając dalej, aż do pozycji spoczynkowej, albo używając drugiego przycisku, zerującego układ w każdej sytuacji.

Układ można zasilać napięciem stałym o wartości 12V. Przekątnikowe wyjścia są zabezpieczone gasikami RC.

Jak to działa?

Schemat układu można zobaczyć na rysunku 1. Zasilanie dla niego jest doprowadzone do zacisków złącza J1. Dioda D5 chroni układ przed uszkodzeniem w razie odwrotnego podłączenia biegunów źródła zasilającego. Między linią zasilającą a masą znalazły się trzy kondensatory – C5, C6 i C7 – które redukują tętnienia wywołane przełączaniem się przekaźników oraz układów cyfrowych. Układ ma cztery wyjścia w postaci styków normalnie otwartych (NO). Między tymi stykami zostały włączone szeregowo układy RC, których zadaniem jest redukcja iskrzenia styków przekaźników i zmniejszenie poziomu zakłóceń. Cewka każdego z przekaźników jest sterowana przez mały tranzystor MOSFET typu BSS123, zupełnie wystarczający do tego zastosowania. Rezystory między bramkami i źródłami w spoczynku utrzymują te elementy w stanie zatkania.

Stan każdego przekaźnika (załączony/wyłączony) jest sygnalizowany przez diodę LED, której prąd przewodzenia jest ograniczony do

ok. 1mA. To niewiele, ale współczesnym diodom taki prąd wystarcza do wyraźnego świecenia. Indukcyjność cewek przekaźników mogłaby uszkodzić tranzystory w momencie ich wyłączania, dlatego zostały dodane diody typu 1N4148. Ich zadaniem jest zamknięcie drogi dla prądu, którego przepływ cewka chce wymusić podczas odłączania jej zasilania.

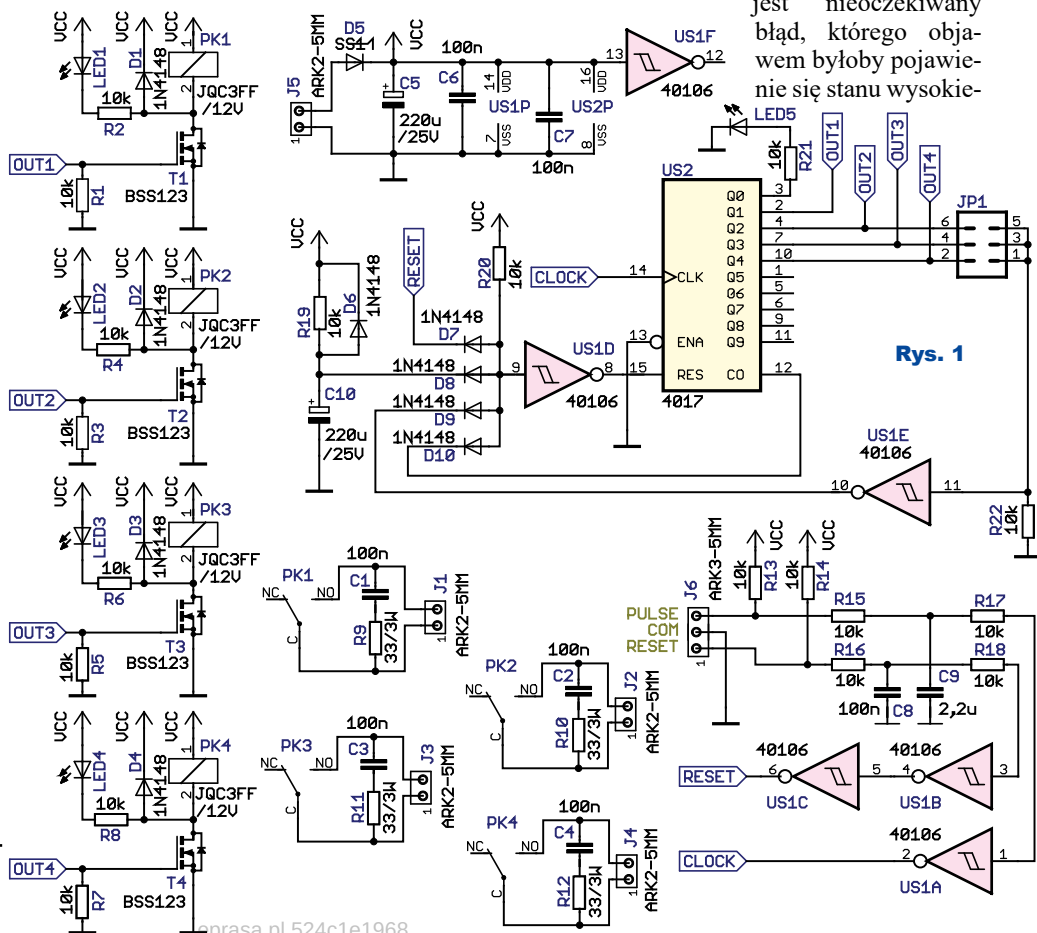
Do wyboru odpowiedniego źródła światła służy układ US2, będący licznikiem z wyjściem typu „1 z 10”. W stanie zerowym, na wyjściu Q0 panuje stan wysoki, dlatego świeci tylko dioda LED5. Po podaniu na jego wejście zegarowe impulsu narastającego, przełączy się na następne wyjście, sterując przy tym odpowiadającym mu przekaźnikiem. Rozbudowany

układ obsługujący wejście zerowania licznika US2 wynika z czterech różnych źródeł, które mogą wytworzyć taki impuls.

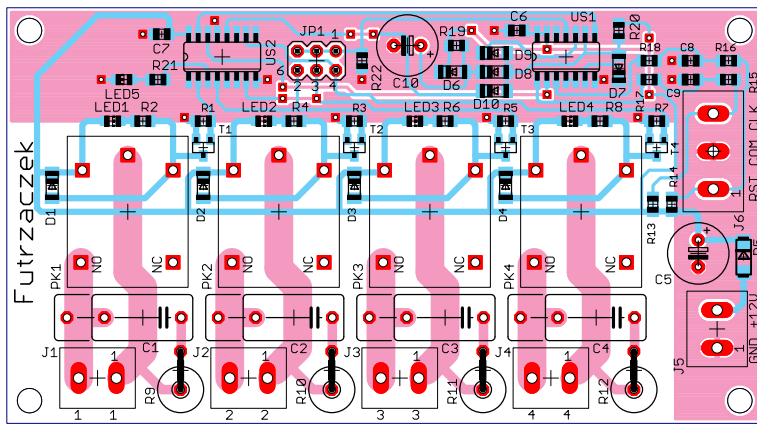
Pierwszym powodem, dla którego licznik US2 powinien zostać wyzerowany, jest włączenie zasilania. Nie chcielibyśmy przecież, aby zanik i ponowne przywrócenie napięcia sieciowego w mieszkaniu powodowały niekontrolowane załączenie któregoś źródła światła. Układ złożony z kondensatora C10 i rezystora R19 generuje krótki impuls odpowiadający logicznemu stanowi „0” zaraz po podaniu napięcia zasilającego. Dioda D6 przyspiesza rozładowanie C10 po zaniku zasilania, przez co może on szybciej przygotować się do wygenerowania pożądanego impulsu.

Drugim źródłem impulsu zerującego

jest nieoczekiwany błąd, którego objawem byłoby pojawienie się stanu wysokiego



Rys. 1



Rys. 2 go na którymkolwiek z wyjść od Q5 do Q9. Taka sytuacja mogłaby się zdarzyć, gdyby układ zerujący po włączeniu zasilania (opisany w poprzednim akapicie) nie zadziałał prawidłowo lub na układ zadziałałby silny impuls elektromagnetyczny. W takiej sytuacji na wyjściu CO (Carry Out) pojawi się stan niski, co może zostać wykorzystane do wyzerowania licznika.

Trzecim, dosyć oczywistym, źródłem impulsu powodującego wyzerowanie licznika jest nieaktywne wyjście. Jeżeli cykl pracy został skrócony do np. trzech źródeł światła, to czwarte wciśnięcie przycisku powinno wyzerować układ, a nie załączyć czwarty, nieużywany przełącznik. Do tego skrócenia służy zworka nakładana na wyprowadzenia JP1. Bramka US1E zmienia stan logiczny na przeciwny, co umożliwia prawidłowe zadziałanie następujących po niej obwodów.

Ostatnim powodem, dla którego układ ma zostać natychmiast wyzerowany, jest życzenie użytkownika. Wcisnąc oddzielny przycisk, może on w każdej chwili przywrócić układ do stanu spoczynku. Dzięki temu nie trzeba zastanawiać się, ile jeszcze razy należy wcisnąć przycisk włączający oświetlenie podczas opuszczania pomieszczenia.

Wszystkie cztery źródła impulsu zerującego są monitorowane przez prostą bramkę typu AND, zbudowaną z diod D7...D10. Sprowadzenie potencjału którejkolwiek katody do zera spowoduje pojawienie się niskiego stanu logicznego na wejściu bramki US1D. Ze względu na jej negujący charak-

ter wystawi ona

na swoim wyjściu „1” i wyzeruje układ US2. Bramka ta ma wejście Schmitta, ponieważ niektóre impulsy (zwłaszcza z obwodu C10-R19) mogą mieć dość wolno narastające zbocza, przez co wymagają odpowiedniej obróbki. Wejścia dwóch przycisków – przełączającego (PULSE) i zerującego (RESET) – są podciągnięte do linii zasilającej. Wciśnięcie przycisku powoduje zwarcie tego wejścia do masy (COM). Ponieważ w przewodach łączących przyciski z płytą mogą zaistnieć zakłócenia elektromagnetyczne, proste filtry RC mają na celu stłumienie ich. Dodatkowo, w szereg z wejściami bramek US1B i US1A zostały włączone rezystory, aby ograniczyć natężenie prądu płynącego przez diody zabezpieczające te wejścia, znajdujące się w strukturze CMOS. Taki prąd mógłby popłynąć, gdyby zaistniała wartość wykraczająca poza potencjał masy lub linii zasilającej układ scalony.

Stała czasowa filtru zabezpieczającego wejście przełączające (PULSE) jest 22 razy większa niż dla wejścia zerującego. Doświadczalnie ustalono, że wtedy iskrzenie styków przełącznika monostabilnego jest na tyle dobrze filtrowane, że nie powoduje kilkukrotnego zliczania impulsów przez układ. Z kolei wielokrotne wyzerowanie układu nie przeszkadza w niczym.

Dodatkowa bramka, US1C, służy ponownemu odwróceniu stanu logicznego impulsu zerującego, aby prawidłowo zadziałała dioda D7. Bramka US1F jest nieużywana i jej wejście podłączono do stałego potencjału.

Montaż i uruchomienie

Układ prototypowy został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 100×55mm. Wzór jej ścieżek i schemat montażowy przedstawia rysunek 2. W odległości 3mm od krawędzi płytki znajdują się otwory montażowe o średnicy 3,2mm każdy.

Montaż elementów polecam rozpocząć od przylutowania tych w obudowach SMD. Gęstość ich upakowania nie jest duża i zwykła lutownica z niezbyt grubym grotem oraz kalafonia powinny

całkowicie wystarczyć. Pozostałe elementy radzę wlutować według rosnącej wysokości ich obudów. Zmontowany układ można zobaczyć na fotografii tytułowej.

Prawidłowo zmontowany układ zaczyna działać od razu po podłączeniu zasilania do zacisków złącza J5. Napięcie to powinno wynosić ok. 12V i może pochodzić np. z zasilacza dla taśm LED. Pobór prądu zależy od stanu, w jakim znajduje się układ. Jeżeli jest wyzerowany i świeci tylko dioda LED5, to zapotrzebowanie na prąd wynosi 1mA. Po załączeniu któregośkolwiek z przełączników parametr ten wzrasta do ok. 30mA.

Przyciski zarządzające pracą układu podłącza się do zacisków złącza J6. Ten, który przełącza kolejne przełączniki, należy włączyć między PULSE i COM, a ten, który ma asynchronicznie zerować cały układ, między RESET i COM. Użycie tego drugiego przycisku nie jest obowiązkowe.

Zworką JP1 należy ustawić żądaną liczbę obsługiwanych przełączników. Opisy znajdujące się przy niej na płytce, od strony przełączników, należy rozumieć jako „numer przełącznika, przy którym następuje zerowanie”. Szczegóły przedstawia tabela 1.

Zaciski złącza J1...J4 należy traktować jak zwykłe wyłączniki normalnie otwarte. Maksymalne napięcie, jakie może między nimi panować, wynosi 250VAC. Największa wartość skuteczna przewodzonego przez nie prądu przemiennego to ok. 6A – jako kryterium przyjęto wzrost temperatury ścieżek (o szerokości 3,81mm) o 10°C. Dla prądu stałego prąd ten może być mniejszy z powodu ograniczeń przełączników, szczegóły można znaleźć w ich nocie katalogowej.

Michał Kurzela

michal.kurzela@ep.com.pl

Wykaz elementów

R1–R8, R13–R22	100kΩ SMD0805
R9–R12	33Ω/3W
C1–C4	MKP X2 100NF/305V AC RM15
C5, C10	220μF/25V THT raster 3,5mm
C6–C8	100nF SMD0805
C9	2,2μF SMD0805
D1–D4, D6–D10	1N4148 miniMELF
D4	SS14 lub podobna
LED1–LED5	czerwona SMD0805
T1–T4	BSS123
US1	CD40106 S014
US2	CD4017 S016
J1–J5	ARK2 5mm
J6	ARK3 5mm
JP1	goldpin 2×3pin 2,54mm THT męski
PK1–PK4	JQC3FF SPST-NO 12V
Zworka (opis w tekście)	

Komplet podzespołów z płytą jest dostępny w Sklepie AVT jako zestaw AVT3291

Które pola JP1 zawiera zworkę?	Ile razy został wciśnięty przycisk przełączający (PULSE)?										Tabela 1
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
2	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
3	0	1	2	0	1	2	0	1	2	0	1
4	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2
Brak zworki	0	1	2	3	4	0	1	2	3	4	0

Legenda: 0 – układ jest w stanie zerowym, żaden przełącznik nie jest załączony, świeci dioda LED5
1...4 – numer przełącznika, którego styki zostają zwarte

Moje zmagania z LC-100A

Z dużym zainteresowaniem zapoznałem się z dwuczęściowym artykułem na temat miernika LC100-A w nr 7-8/2020 EdW. Ponieważ także stałem się właścicielem takiego miernika, też zmagalem się z jego dolegliwościami.

Na początek przedstawię kilka uwag:

- miernik warto zostawić włączony na kilkanaście godzin, a do zasilania wybrać zasilacz dobrej jakości,
- wszelkie przełączenia zakresów jak L/C, HiL, HiC należy wykonywać przy wyłączonym mierniku,
- przycisk kalibracji „ZERO” należy trzymać włączony aż do komunikatu <DATA SAVED>.

Warto zapoznać się też ze wspomnianą stroną forum dyskusyjnego:

<https://www.antiqueradios.com/forums/viewtopic.php?f=8&t=365161> w skrócie: <https://tiny.pl/765qm>.

Ponieważ z możliwości tego miernika interesuje mnie przede wszystkim pomiar niewielkich pojemności, ograniczę się do tego właśnie tematu.

Jako wzorcowe kondensatory stosowałem KSF o tolerancji 1,0% (klasa F) i pojemności 6810pF.

Ponieważ wykorzystanie zakupionego miernika nie dało sensownych wyników pomiarów (błędy były rzędu 50%), modyfikację rozpocząłem od wymiany cewki L1 (żółty toroid) na wykonaną we własnym zakresie na ferrytowym rdzeniu toroidalnym, 25 zwojów drutem DNE $\Phi=0,9$ mm. Rezystancja cewki $<0,1\Omega$, indukcyjność $\sim 70\mu\text{H}$, $f_{\text{rez}} = \sim 573\text{kHz}$. Po wymianie cewki miernik zaniżał odczyt pojemności o około 7%, dlatego zdecydowałem się też na wymianę kondensatora wzorcowego 1nF (tolerancja 5%, co jest

kpiną z nabywców miernika, o ile nie jest on selekcjonowany, co jest wątpliwe w takim tanim sprzęcie). Wymieniłem go na dobrany we własnym zakresie zestaw kondensatorów styrofleksowych o pojemności ok. 945pF. Wymontowane elementy pokazuje **fotografia 1**.



Fot. 1

Wnętrze miernika po wymianie wspomnianych elementów pokazane jest na **fotografiach 2, 3**.

Po takiej modyfikacji przeprowadziłem pomiary pojemności dwóch egzemplarzy kondensatorów wzorcowych, co pokazane jest na **fotografii 4** oraz na fotografii tytułowej. Dokładności z zakresie 100nF...1uF nie sprawdzałem.

Jak widać, błąd pomiaru wynosi ok. 1%, co dla mnie jest wystarczającą dokładnością. Jeżeli jest się zadowolonym z wyników modyfikacji, warto pomyśleć o zabezpieczeniu położenia cewki L1 i kondensatora wzorcowego, gdyż nawet ich minimalne drgania wpływają na częstotliwość drgań obwodu rezonansowego. Na wymienionym forum zalecane są różne sposoby kalibracji miernika, niektóre dość czasochłonne, ale jeśli korzysta się tylko z zakresu C-Low, można się ograniczyć do procedury:

- włączyć miernik przy zwolnionych wszystkich przyciskach i bez kondensatora,

Ciąg dalszy na stronie 64



Fot. 2



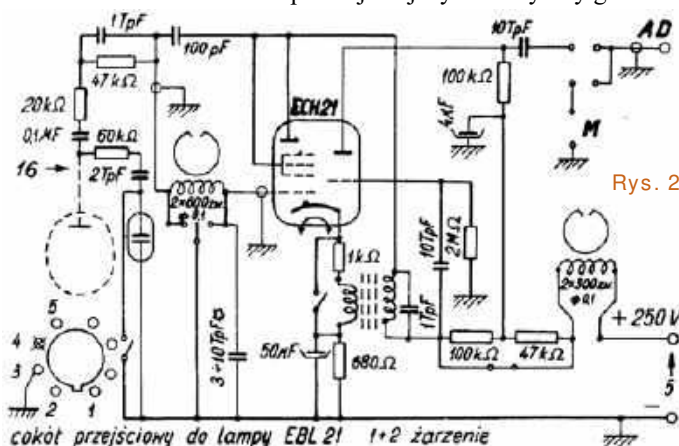
Fot. 3

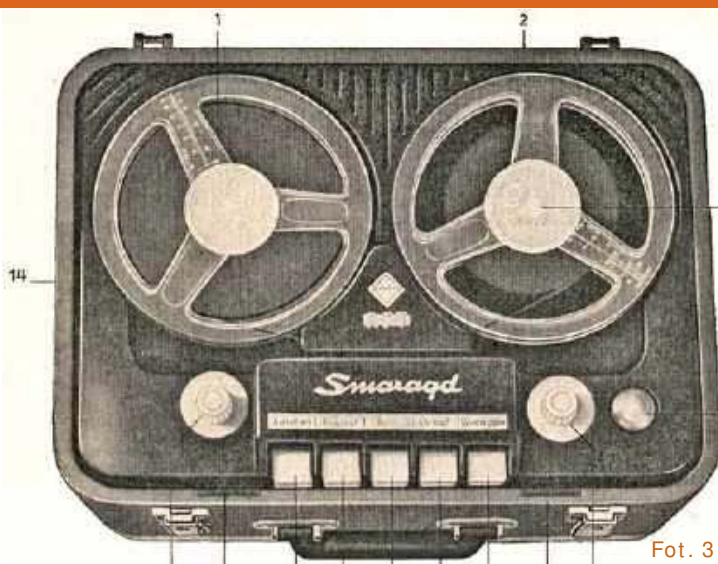


Fot. 4



Układ elektryczny zbudowany na lampach: EF86 – wzmacniacz odczytu i mikrofonowy, ECC81 – wzmacniacz napięciowy i układ korekcji charakterystyki częstotliwościowej, EL84 – wzmacniacz końcowy i generator prądu kasowania i podkładu o częstotliwości 60kHz, EM11 wskaźnik poziomuysterowania przy zapisie. Zapewniał przenoszenie pasma częstotliwości 60...12000Hz przy zastosowaniu taśmy ORWO CH. Ciekawostką jest to, że w modelach BG20, BG20-1 i BG20-2 na wyjściu stopnia napięciowego umieszczono transformator, z którego było pobierane napięcie do zapisu, doysterowania dodatkowego wzmacniacza i do słuchawek. Układ tych trzech modeli był niemal identyczny oprócz niewielkich zmian





Fot. 3

w obwodzie korekcji. Wszystkie modele „Smaragda” miały głowice pierścieniowe, przy czym głowice uniwersalne były zabezpieczone przed zakłóceniami solidnym podwójnym ekranem. Przypominam, że głowice pierścieniowe są najlepszymi głowicami i stosowane są w magnetofonach wysokiej klasy. Począwszy od modelu BG20-2, wszystkie miały dwie prędkości przesuwu, dzięki zastosowaniu silnika z przełączaną liczbą obrotów, a prędkości przesuwu wynosiły 19,05cm/s i 9,53cm/s. Wszystkie modele oprócz BG20 były wyposażone w licznik przebiegu taśmy typu zegarowego.

W modelach BG20 do BG20-3 żarzenie lampy EF86 realizowane było dobrze filtrowanym napięciem stałym. Wszystkie modele miały elektromagnetyczne sprzęgła, przekaźniki teletechniczne do przełączania zapis – odczyt oraz dwa elektromagnesy wykonawcze. Jeden przyciągał rolę dociskową do rolki przesuwu, a drugi sterował taśmami hamulcowymi, obejmującymi górne talerzyki sprzęgieł. Do włączenia wybranej funkcji służył pięciosegmentowy przełącznik klawiszowy. Klawisz nagrywania był zabezpieczony przed omyłkowym włączeniem i skasowaniem poprzedniego nagrania. Koło zamachowe i sprzęgło były napędzane jednym płaskim paskiem obiegowym. Paski w poszczególnych wersjach trochę się różniły, więc zastąpienie zużytego paska paskiem z innego modelu sprawiało wiele kłopotów, a czasem było wręcz niemożliwe.

Wszystkie modele miały prostownik napięcia anodowego i prostownik napięcia 12V do zasilania elektromagnesów wykonane w postaci klasycznego stosu selenowego w układzie

mostkowym. Napięcie żarzenia lampy EF86 było pobierane z prostownika 12V po zredukowaniu napięcia opornikiem nastawnym 50Ω. Prostowniki selenowe w miarę starzenia się zwiększają oporność w kierunku przewodzenia, a to powoduje spadek wyprostowanego napięcia. W przypadku znacznego spadku napięcia, aby nie zmieniać wyglądu zasilacza, można poszczególne sekcje prostownika spiąć diodami krzemowymi jednoamperowymi i nadwyżkę napięcia zredukować opornikiem 50Ω w żarzeniu, a 68–82Ω 5W w prostowniku anodowym. Jeśli napięcie zasilania sprzęgieł i elektromagnesów przekroczy 12,5V, również można w szereg włączyć opornik nastawny 50Ω/12V i nim wyregulować napięcie. Zarówno trafo sieciowy, jak i wzmacniacz są zabezpieczone ekranem z miękkiej blachy stalowej. Wszystkie modele były wyposażone w owalny głośnik dynamiczny o mocy 1,5W i wskaźnik wysterowania w postaci lampy EM11. Wszystkie „Smaragdy” zawierają kondensatory foliowe, olejowe i ceramiczne, które nawet po 60 latach nie wykazują żadnych zmian.

Sprawdzonej wkrótce po opisanych model BG20-3 i następnym to były już magnetofony o znacznie lepszych parametrach i zmienionym układzie elektrycznym. Zrezygnowano z transformatora w stopniu napięciowym i wrócono do układów RC, które spełniały to samo zadanie, a upraszczały konstrukcję. Zastosowano mocno zmieniony układ korekcji, który wyraźnie poprawił charakterystykę i umożliwił dokładne jej wyregulowanie. Porównując ten model z poprzednimi, można zauważyć lepszą dynamikę i bardziej soczystą barwę dźwięku. Przenoszone pasmo częstotliwości przy zastosowaniu taśmy CH wynosi: dla prędkości 19,05cm/s – 60...12000Hz a dla prędkości 9,53cm/s – 60...9000Hz. Tu widać poprawę szerokości pasma o 3kHz dla 9,53cm/s. Jeśli chodzi o nierównomierność przesuwu, to źródła różnie podają: jedno, że wynosi 0,3%, a inne, że 0,5%. Te różnice biorą się stąd, że nierównomierność 0,3% odnosi się do magnetofonów nowych, natomiast 0,5% do magnetofonów wykazujących pewien stopień zużycia. Znaczący wpływ na (nie) równomierność przesuwu ma zły stan paska napędowego raz zgęstnienie smaru w łożyskach. Dlatego tak bardzo ważna była właściwa eksploatacja i konserwacja magnetofonu. Do czego może doprowadzić niewłaściwa obsługa i próba samodzielnej naprawy, pokaże przykład, który będzie opisany w następnym odcinku.



Jerzy Szymański
j.szymanski@wp.eu

Ciąg dalszy ze strony 62

- a) wcisnąć przycisk ZERO aż do zapamiętania danych
 - b) zewrzeć końcówki pomiarowe, wcisnąć ZERO aż do zapamiętania danych, po zwolnieniu przycisku ZERO powinien pojawić się napis OVER RANGE, rozewrzeć końcówki,
 - c) ponownie wcisnąć przycisk ZERO aż do zapamiętania danych,
- wyłączyć i włączyć miernik oraz powtórzyć kroki a–c.

Po takiej kalibracji miernik powinien dokonywać poprawnych pomiarów. Niestety, w zależności od posiadanego egzemplarza, konieczne może okazać się znalezienie własnej procedury kalibracji, zwłaszcza przy korzystaniu również z pomiarów indukcyjności.

P o n i e w a ż użyty przeze mnie rdzeń toro-



idalny (z tzw. świetlówek ekologicznych) może okazać się trudno dostępny, według wspomnianego forum dobre wyniki daje zastosowanie cewek SMD 47μH, do kupienia np. w sklepie AVT: <https://sklep.avt.pl/dlawik-47uh-smd.html> lub wersji do montażu przewlekane: <https://sklep.avt.pl/dlawik-pionowy-47uh-9x12-1-8a.html>

Z pozdrowieniami

Andrzej Nowicki
andrzej.nowicki@yahoo.com

Stały konkurs: Co to jest?

Zadanie CoTo2101

Zadanie konkursowe brzmi:

Co przedstawia zamieszczona niżej fotografia?

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

konkursy@elportal.pl,

nie zapominając o podaniu adresu niezbędnego do wysyłki upominku.

W tytule e-maila należy podać nazwę konkursu, numer zadania i własne nazwisko, np. **CoTo2101Kowalski**.

Wśród autorów prawidłowych odpowiedzi rozlosowane zostaną 3 kity AVT.



Rozwiązanie zadania CoTo2101

Fotografia pochodzi z artykułu Rafała Kozika „Przedłużacz Wi-Fi”, zamieszczonego w EdW 1/2020, na str. 18.



Za prawidłowe odpowiedzi upominki w postaci kitów AVT otrzymują:

Wojciech Kaszuba – Zielonka,
Sławomir Harhatów – Jelenia Góra,
Dariusz Mirosław – Puławy.

W najbliższych numerach EdW planujemy

EdW 2/2021

Uniwersalna przystawka pomiarowa do komputerowej karty dźwiękowej

Karta dźwiękowa do komputera, a zwłaszcza zewnętrzna karta USB, w zestawieniu z odpowiednim programem oraz przystawką buforową okazuje się przyrządem pomiarowym o ogromnych możliwościach i znakomitych parametrach.



EdW 3/2021

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 4/2021

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.



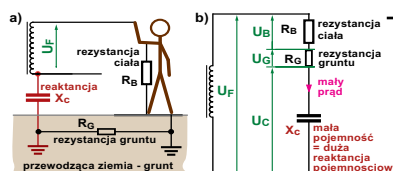
W kolejce na publikację czekają m.in.:

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



Karta wyjść cyfrowych audio

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



Sieci energetyczne dla elektroników

Tylko niedoświadczonym elektronikom domowa instalacja energetyczna wydaje się prosta,

a wręcz prymitywna w porównaniu z układami elektronicznymi.

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

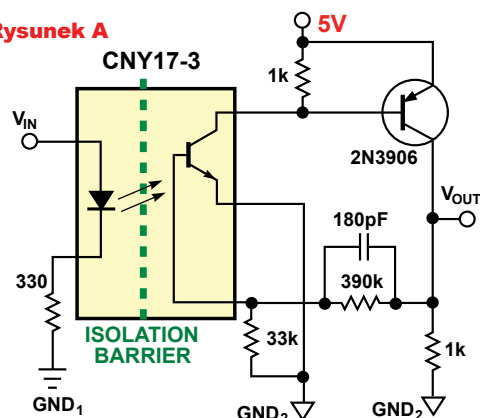
Jak1,

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

Nagrodami w konkursie będą

3 kity AVT

Rysunek A



Rozwiązanie zadania Jak to działa z EdW 9/2020

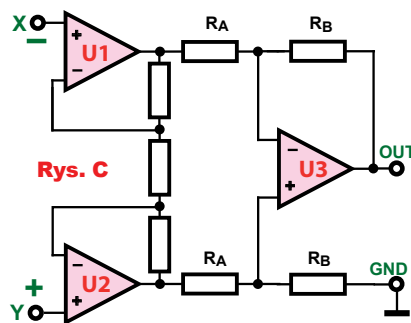
W numerze 9/2020 przedstawiony był, pokazany na **rysunku B**, nieskomplikowany układ elektroniczny, który pełni funkcję termometru. Tym razem zadanie konkursowe było nietypowe i polegało na rozszyfrowaniu:

Gdzie w tym układzie jest czujnik temperatury?

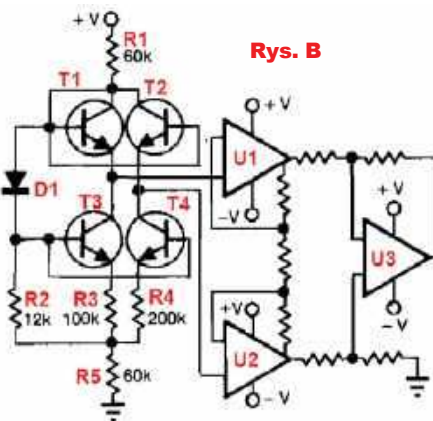
Otóż w tym układzie funkcję czujnika temperatury pełnią dwa tranzystory T1, T2, które dla umożliwienia prawidłowej pracy powinny być sprzężone cieplnie, a najlepiej zawarte w jednej strukturze krzemowej.

Zadanie było bardzo trudne. Z łatwością można było zidentyfikować tylko klasyczny wzmacniacz pomiarowy według **rysunku C**, zrealizowany na wzmacniaczach operacyjnych U1...U3, w których wejścia nie były oznaczone. Takie spostrzeżenie niewiele pomaga. Informuje tylko, że przy zmianach temperatury napięcia na emiterach T1, T2 oraz kolektorach tranzystorów T3, T4 powinny się zmieniać.

Zagadkę znacząco komplikują też kolejne spostrzeżenia. Po pierwsze



Rys. C



Rys. B

po chwili analizy widać, że T1, T2, które mają być tranzystorami, pracują w połączeniu diodowym i niewątpliwie grają rolę diod.

Drugie spostrzeżenie i wątpliwość to fakt, że na diodzie D1 i na diodowo połączonych T1, T2 spadek napięcia będzie podobny. A to może budzić wątpliwości, bowiem napięcia na bazach T3, T4 będą niemal takie same, jak napięcia na ich kolektorach.

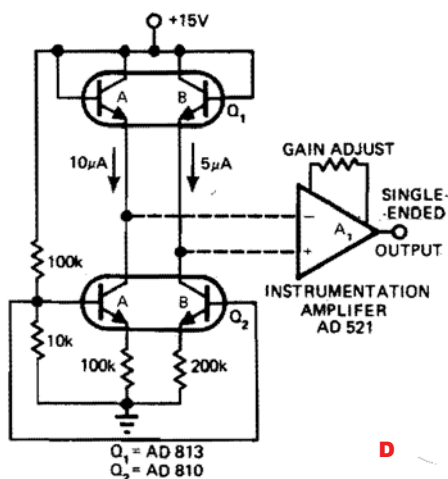
Owszem, tak będzie, ale tranzystory bipolarne jak najbardziej mogą pracować w takich warunkach. A w stanie nasycenia napięcie na kolektorze może być niższe od napięcia bazy nawet o około 0,7V. Nie jest to więc problem.

Do rozwiązania zagadki przybliży spostrzeżenie, że z uwagi na różnicę wartości rezystorów R3, R4, wartość prądów płynących przez tranzystory T3, T4 oraz diody T1, T2 różni się dwukrotnie. Diody T1, T2 pracują przy różnych wartościach prądu, a wobec tego ich współczynniki cieplne są inne.

Ogólnie biorąc, wiadomo, że wzrost temperatury złącza powoduje zmniejszenie napięcia przewodzenia diody (złącza półprzewodnikowego pn) o około $2\text{mV}/^\circ\text{C}$. I właśnie chodzi o określenie „około”.

Po pierwsze, współczynnik cieplny napięcia przewodzenia zależy od kilku czynników związanych z procesem produkcyjnym. Co w tym przypadku ważniejsze, **współczynnik cieplny zależy od wielkości prądu: jest tym większy, im mniejszy jest prąd**. W sumie różnice napięcia na emiterach T1, T2 są małe, ale układ działa i taka zasada działania jest dość często wykorzystywana w praktyce. Aby układ prawidłowo mierzył, struktury T1, T2 powinny mieć tę samą temperaturę. Niekoniecznie muszą to być kultowe podwójne MAT02 (MAT04) o znakomitych i wręcz identycznych parametrach. Były i są produkowane dwa tranzystory NPN w jednej strukturze, na przykład BC846S, BC847BS, MMDT2222A, 2N2920, 2N5794U, MBT3904. Zamiast podwójnych tranzystorów, w roli T1, T2 można byłoby też wykorzystać diodę krzemową ze wspólną anodą, jednak podwójne tranzystory są popularniejsze, a ponadto powszechnie wiadomo, że w połączeniu diodowym mają charakterystyki bliższe idealnym niż diody. Dalsze szczegóły zostaną omówione przy rozwiązaniu pokrewnego zadania.

Zadanie było bardzo trudne. Pytanie o to, co w omawianym układzie jest czujnikiem temperatury, zostało postawione przez specjalistę od układów



analogowych Jima (Jamesa) Williamsa (1948–2011), w swego rodzaju teście dla konstruktorów. Obszerny materiał, nie tylko na ten temat, można znaleźć między innymi pod adresem:

<https://bit.ly/2KODZ92>

<https://bit.ly/3o9xw6M>

W publikacjach Jima Williamsa można też znaleźć inny, ale bardzo podobny schemat termometru pokazany na rysunku D, który byłby dużo łatwiejszy do analizy. Po pierwsze nie zawiera diody D1, której obecność sugerowała, że to ona jest czujnikiem temperatury. Ułatwieniem jest też pokazanie, że „górne” tranzystory, pełniące funkcję czujnika, zawarte są w jednej obudowie. Nie kieruje też nadmiernej uwagi na wzmacniacz pomiarowy.

Jeżeli chodzi o nadesłane rozwiązania tego wyjątkowo trudnego zadania, tym razem większość była nietrafna, ponieważ wskazywała na diodę D1 jako czujnik temperatury. Oto dwa przykłady. Pierwszy: (...) Moim zdaniem czujnikiem temperatury jest dioda D1. Cztery tranzystory T1, T2, T3 oraz T4 stanowią jakby mostek oporowy Wheatstone’a, a ściślej – oryginalne połączenie tego mostka ze wzmacniaczem tranzystorowym. Sygnał z przekątnej tego mostka wzmacniany jest przez zmacniacze: U1, U2 oraz U3. Dioda półprzewodnikowa może być wykorzystywana jako czujnik temperatury: http://zib.mchtr.pw.edu.pl/downloads/Przedmioty/SEPO/Pomiar_temperatury.pdf.

I drugi przykład: (...) Wzmacniacze U1, U2, U3 to wzmacniacz instrumentalny – temat pojawiał się ostatnio w konkursie. Czym mogą być tranzystory T1–T4? Ich połączenie sugeruje jakąś odmianę układu mostkowego. Zatem jako czujnik temperatury pozostaje tylko dioda D1. Idąc tym tropem dalej, okazuje się, że zmiana tempe-

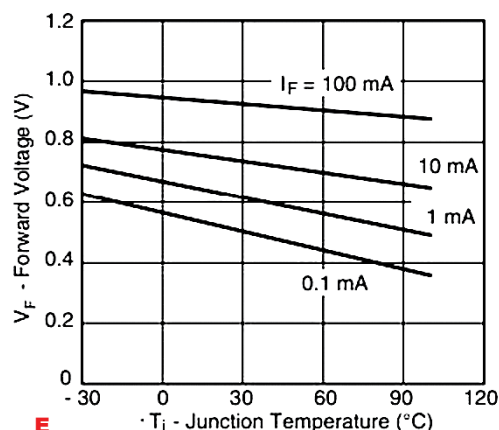
ratury zmienia napięcie przewodzenia diody, w przypadku diody krzemowej o ok. 2 mV/K. Zatem w przedstawionym układzie czujnikiem temperatury musi być dioda D1.

Jeden z uczestników był bardzo blisko prawidłowego rozwiązania. Napisał: W schemacie z rysunku A rolę czujnika temperatury pełni złącze p-n diody D1, możemy wykorzystywać to złącze ze względu na zależność napięcia przewodzenia od temperatury złącza. Przykładowo dla diody 1N4148, przy obciążeniu jej prądem 1mA mamy liniowy spadek napięcia przewodzenia około 3,3mV/°C.

Do tego tekstu dołączony był skan charakterystyk termicznych diody 1N4148, pokazany na rysunku E, gdzie przedstawiona jest zależność napięcia przewodzenia od temperatury dla różnych prądów przewodzenia. Nie ulega wątpliwości, że napięcie przewodzenia maleje ze wzrostem temperatury i że współczynnik cieplny napięcia przewodzenia niewątpliwie jest ujemny. Ale najważniejsze jest to, że przy prądach o różnej wartości nachylenie tych charakterystyk nie jest stałe. Przy większych prądach nachylenie jest mniejsze. A czym mniejszy prąd, tym większy jest (ujemny) współczynnik cieplny diody. I właśnie tę zależność współczynnika cieplnego od prądu dziś często wykorzystuje się do pomiaru temperatury. Ale były też inne rozwiązania. Jeden z młodych uczestników stwierdził, że czujnikiem temperatury jest rezystor umieszczony pomiędzy U1 a U2. We wzmacniaczu pomiarowym rezystor ten wykorzystywany jest do wyznaczenia wartości wzmacnienia.

A oto dwa inne przykłady, nadesłane przez stałych uczestników konkursów EdW: (...) Czujnikiem temperatury są tranzystory T1 i T2, pracujące w konfiguracji zwartych baz i kolektorów. Napięcia na ich emiterach zasilonych z dołu źródłami prądowymi o różnych parametrach (lewa ma większy od prawego) ma różne wartości i ich różnica silnie zależy od temperatury. Układ wzmacniaczy operacyjnych będzie mierzył tę różnicę jako zmianę temperatury.

(...) Funkcję czujnika temperatury pełnią tranzystory T1 i T2. Układ jest odmianą czujnika temperatury opartego na występowaniu przerwy w paśmie energetycznym elektronów w krzemie (ang. bandgap). Mając dwa złącza PN o takim samym przekroju, znajdujące się w tej samej temperaturze i przez



Forward Voltage vs. Junction Temperature

które płyną różne prądy, można na podstawie różnicy napięć wyznaczyć temperaturę.

Pomiar temperatury na podstawie takiej metody określany jest akronimem PTAT od angielskich słów „proportional to absolute temperature”.

Jako złącza można użyć zwykłej diody krzemowej lub tranzystora ze zwartą bazą i kolektorem, czyli tak jak jest w układzie w treści zadania.

Różnica napięć wyznaczająca temperaturę pobierana jest z emiterów T1 i T2. Wzór opisujący zależność napięcia od temperatury złącza wygląda następująco:

$$V_d = (kT/q) * \ln(I_1/I_2)$$

gdzie: V_d – różnica napięć na emiterach T1 i T2,

k – stała Boltzmanna,

T – temperatura bezwzględna,

q – ładunek elektronu,

I_1, I_2 – prądy emiterów tranzystorów T1, T2.

Tranzystory T3 oraz T4 pełnią funkcję źródeł prądowych. Ich prąd wyznaczają rezystory emiterowe R3, R4 oraz prosty układ na D1 i R2, dostarczający napięcie referencyjne na bazy.

Ponieważ R4 jest 2 razy większy od R1, prądy emiterów T1 i T2 różnią się dwukrotnie i wzór (1) można uprościć do postaci

$$V_d = (kT/q) * \ln(2)$$

Różnica napięć podawana jest na precyzyjny wzmacniacz pomiarowy zbudowany na wzmacniaczach operacyjnych U1...U3.

Nagrody-upominki za udział w wyjątkowo trudnym zadaniu **JakDział9** otrzymują:

Radosław Kukula – Wrocław,

Ryszard Kamiński – Rowy,

Bartłomiej Zaworski – Lublin.

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

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.

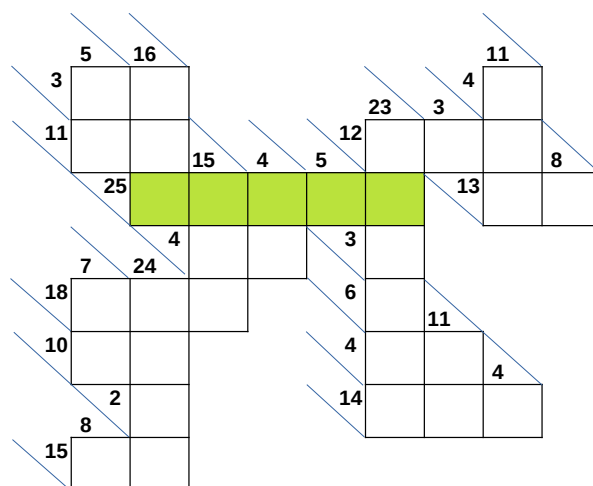
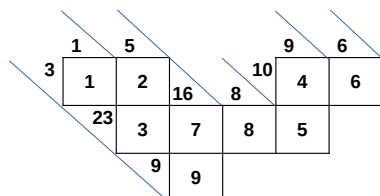
KAKURO

Mamy do dyspozycji rezystory o wartościach:

1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9Ω.

Wartości tych rezystorów należy wpisać do pustych pól w taki sposób, aby ich wartość połączenia szeregowego odpowiadała wartościom wpisanym u góry (dla kolumn) oraz z lewej strony (dla wierszy). Każdą wartość rezystora można wykorzystać tylko jeden raz w danej kolumnie i wierszu. Jako rozwiązanie należy podać wartości rezystorów w zaznaczonym wierszu.

Dla ułatwienia poniżej zamieszczamy przykładowy, uzupełniony diagram.



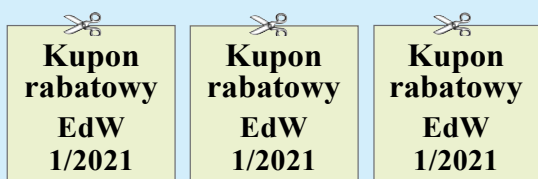
Autorem krzyżówki jest **Sławomir Kabat** z Niepołomic.

Autor w nagrodę otrzymuje 9-miesięczną e-prenumeratę EdW.

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

Uwaga!

Zniżki dotyczą wyłącznie zamówień osób prywatnych.



Rozwiązaniem krzyżówki z EdW 10/2020 jest hasło:

ODBIORNIK.

Upominki w postaci kitów AVT otrzymują:

Damian Ząbczyk – Nowa Osuchowa, **Krzysztof Mirosław** – Puławy, **Krzysztof Smoliński** – Poznań.

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. **Krzyżówka2101Kowalski**. Listy powinny być opatrzone podobnym dopiskiem.

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

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

EdW 1/2021 – lista osób nagrodzonych:

Sławomir Kabat Niepołomice
Ryszard Kamiński Rowy
Wojciech Kaszuba Zielonka
Krzysztof Kawa Lubcza
Grzegorz Kowalski Strzegom
Radosław Kukula Wrocław
Adam Lasek Dąbrowa
Michał Lis Gdynia

Dariusz Mikulski Wrocław
Krzysztof Mirosław Puławy
Andrzej Nowicki Warszawa
Czesław Siudak Bielsko-Biała
Krzysztof Smoliński Poznań
Tomasz Strupieczowski Warszawa
Piotr Szoldra Kamionki
Sławomir Harhatów Jelenia Góra

Kamil Wawrzyniak Góra
Jarosław Węgliński Warszawa
Bartłomiej Zaworski Lublin
Damian Ząbczyk Nowa Osuchowa
Maciej Zieliński Kraków
Łukasz Żeleznik Tarnów

Uwaga! Jeśli do końca lutego 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” 1/2021



RX JUNIOR

Odbiornik Junior jest przeznaczony do odbioru sygnałów z radiostacji amatorskich pracujących w emisji CW i jednowstęgową SSB na dwóch popularnych pasmach 80 i 20m. Umożliwia współpracę z prawie każdą, nawet zastępczą, anteną zewnętrzną o długości co najmniej 5–7m. Układ modelowy został wyposażony w cyfrową skalę częstotliwości LCD A16-PLL z automatyczną stabilizacją częstotliwości (DAC).

TRV Oscar-100 v2

Transwerter Oscar-100 v2 jest kompletnym urządzeniem nadawczo-odbiorczym do przeprowadzania łączności przez przemiennik satelitarny Quatra Oskar 100 z wykorzystaniem transceivera na 28/50/144/430MHz. TRV ma niewielkie wymiary: 50×20×85mm i moc wyjściową w.cz. ok. 2W. Pokrywa następujące zakresy częstotliwości: RX 10489,500–10490,000MHz, TX 2400,000–2400,500MHz.



Skala częstotliwości A16-PLL

Dwuwejściowa skala cyfrowa A16-PLL konstrukcji UN7GCE z jednowierszowym wyświetlaczem LCD 1×16 ma unikalną funkcję cyfrowej automatycznej stabilizacji częstotliwości (DAC). Jest przeznaczona do współpracy z odbiornikiem, nadajnikiem lub transceiverem, pracującymi w układzie z pojedynczą przemianą częstotliwości, ale może też być używana jako tradycyjny licznik częstotliwości.

Errare Humanum Est

W ciągu ostatniego miesiąca nie zgłosiliście żadnych usterek w EdW.

R E K L A M A

AVT 3222 Sterowany dowolnym pilotem potencjometr audio z przekaźnikiem

Urządzenie doskonale nadaje się do każdego wzmacniacza audio wyposażonego w standardowy „ręczny” potencjometr. Układ może być sterowany praktycznie dowolnym pilotem na podczerwień od sprzętu powszechnego użytku. Wymaga tylko przeprowadzenia prostej procedury zapamiętywania kodów pilota. Dowolny przycisk pilota można przypisać do jednej określonej funkcji: włącz/wyłącz, obroty w lewo (ciszej) lub obroty w prawo (głośniej).

Znajdź nas na



Jesteś zainteresowany
zamieszczeniem ogłoszenia
w rubryce Market?
Skontaktuj się:

reklama@elportal.pl
tel. 22 257 84 64

EXOR
modushop.pl

**OBUDOWY
DO URZĄDZEŃ AUDIO**

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

- aluminiowy panel - szeroki wybór wielkości - personalizacja -

Galaxy GX 388 **159,-** Galaxy GX 148 **99,-** Economica **39,-**

www.modushop.pl

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

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

Absolutny niezbędny w warsztacie majsterkowicza!

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

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

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 50

Turbiny wiatrowe, baterie słoneczne, regulatory ładowania, wentylatory solarne, lampy solarne LED

www.gtb-solaris.pl

tel: 22 864 25 36, 606 292 727, e-mail: info@gtb-solaris.pl
ul. Przytyk 6/31, 01-962 Warszawa

PowerBank 10000mAh mobilna bateria everActive Energy Bank

- szybkie ładowanie 2 urządzeń naraz - do 2.4A na każde gniazdo USB
- pojemność 10000mAh - gwarantowane realne parametry!
- wysokiej jakości akumulator litowo-polimerowy
- technologia IQ Smart Charging
- wymiary: 160 x 82mm
- grubość zalewne 13mm
- waga tylko 235g

EverActive

kod: EB-10K
cena: 52zł

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 50

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

Klucze nastawne typu 'żabka' 8cali i 12 cali

Pro'sKit

kod: PN-P008

- 5 stopni rozwarcia szczęk
- rozwarcie szczęki max 30mm, głębokość 27mm
- długość całkowita 204mm (8 cali)

cena: **29,90zł**

kod: PN-P012

- 7 stopni rozwarcia szczęk
- rozwarcie szczęki max 51mm, głębokość 42mm
- długość całkowita 317mm (12 cali)

cena: **47zł**

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 50

Mysz gamingowa Havit GAMENOTE MS837 RGB

- Rozdzielczość: 1000-7000 dpi
- 7 przycisków
- Złącze USB

MS837

69zł

**Miniaturowa, przenośna lutownica USB****Sposoby zasilania:**

- z portu USB w laptopie, komputerze itp
- z ładowarki sieciowej USB (adapter USB do gniazdka)
- w samochodzie: z adaptera USB do gniazda zapalniczki
- w terenie: z zasilacza awaryjnego PowerBank

- zasilanie 5V USB (natężenie min. 1A)
- moc 8W
- czas nagrzewania grotu 15s



kod: ZD-20U
cena: 20zł

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 50

Latarka HL-250 z sensorem zbliżeniowym**Bezdotykowa obsługa latarki**

- zasięg światła do 150m
- zasilanie 3x AAA
- waga z bateriami ok 88g
- strumień świetlny 200 lumenów



kod: HL-250 COBRA
cena: 50zł

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 50

Słuchawki bezprzewodowe Bluetooth SN-BT1001

SLU0056
79zł



Nowoczesne słuchawki nauszne z mikrofonem łączą w sobie wyjątkowy design i funkcjonalność. Sprawdzą się zarówno w domu, jak i poza nim, np. podczas spaceru czy podróży. Posiadają obsługę połączeń głosowych. Słuchawki są bardzo funkcjonalne: posiadają Bluetooth, slot na kartę microSD, wbudowane radio FM, wygodny panel sterowania.

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 50

Dwustronna linijka PCB o długości 15 cm, wypełniona wieloma wzorami elementów PCB i innych.



NAR10167 9,50zł

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 50

Latarka ręczna wielofunkcyjna Rebel Light

- 3 tryby świecenia
- Zoom
- Nóż do przecinania pasów
- Młotek bezpieczeństwa
- Narzędzie wielofunkcyjne (multitool 8 funkcji)
- Strumień świetlny: 120 lm
- Zasilanie: 3 baterie AAA
- Wymiary: 45 x 45 x 150 mm



URZ0919

29zł



sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 50

Tester diod LED

Prosty, przenośny tester diod LED, źródło stałoprądowe wyposażone w złącza pozwalające sprawdzać diody jedno i dwukolorowe.

Prosta obsługa:

1. umieścić diodę w testerze



2. naciśnij przycisk



TESTER LED
17.10zł



sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 50



KS-151002

Arduino. 36 projektów dla pasjonatów elektroniki

Arduino to płytka, która zmieniła świat elektroniki. Dzięki niej ten magiczny świat stał się otworem przed wszystkimi chętnymi. Jeżeli marzysz o zbudowaniu własnego układu elektronicznego, realizującego ciekawe zadania, trafiasz na doskonałą książkę. Znajdziesz w niej szczegółowe omówienie 36 niezwykłych projektów!

Dzięki tej książce: przygotujesz swoje środowisko pracy; zbudujesz własny laserowy alarm; opracujesz licznik Geigera.

Spełnij swoje marzenia o własnym układzie elektronicznym!

Simon Monk, str. 376, cena 67 zł



KS-160500

Elektronika. Od praktyki do teorii. Wydanie II

Książka „Elektronika. Od praktyki do teorii” to nietuzinkowy podręcznik podstaw elektroniki. Nauka następuje głównie dzięki eksperymentom, a podstawy teoretyczne są przedstawiane nieco później. Świat elektroniki staje się fantastycznym polem do własnych badań, prób i odkryć. Książka ma tę samodzielną drogę Czytelnikowi wskazać i ułatwić. Zawiera przy tym mnóstwo cennych wskazówek, począwszy od listy niezbędnych przyrządów, na instrukcjach rozwiązywania problemów skończywszy. Autor zachęca do prawdziwego eksperymentowania, w którym ewentualne pomyłki będą istotnym elementem procesu nauki!

Charles Platt, str. 392, cena 69 zł



KS-170500

Elektronika dla małych i dużych

Większość dzieciaków interesuje się fascynującym światem urządzeń elektrycznych. Obserwują, jak działa żarówka, zdalnie sterowany samochód czy odtwarzacz muzyki. Kiedy mały odkrywca postanawia sprawdzić, co one kryją w środku, często ofiarą tej niepojętej ciekawości pada jakiś gadżet. Warto pokazać najmłodszemu, że elektronika najwięcej radości (i wiedzy!) daje wtedy, gdy zbuduje się coś własnymi rękami! W książce przedstawiono spory zbiór praktycznych projektów do samodzielnego wykonania, które uzupełniono wyjaśnieniami zagadnień teoretycznych.

Oyvind Nydal Dahl, str. 292, cena 39 zł



KS-170903

Termodynamika dla bystrzaków

Dzięki temu praktycznemu przewodnikowi zabłyśniesz na zajęciach z termodynamiki za sprawą łatwych do zrozumienia i opisanych przystępnym językiem wyjaśnień sposobów wykorzystywania energii w takich urządzeniach, jak samochody, samoloty, klimatyzatory i elektrownie.

W książce znajdziesz: zasady termodynamiki, istotne parametry i ich relacje, informacje o substancjach stałych, cieczach i gazach, zasady współdziałania pracy i ciepła, cykle zasilające procesy termodynamiczne, związki i reakcje chemiczne, pionierów termodynamiki, rzeczywiste zastosowania zasad i koncepcji termodynamicznych

Michael Pauken, str. 352, cena 49 zł



KS-171212

Zrób to sam. Generowanie ruchu, światła i dźwięku za pomocą Arduino i Raspberry Pi

Książka jest przewodnikiem po elektronice dla początkujących. Szczegółowe i praktyczne instrukcje przeprowadzą Cię krok po kroku przez wiele projektów, dzięki czemu mimochodem przyswoisz sobie podstawy elektroniki i równocześnie odkryjesz potencjał płytek Arduino i Raspberry Pi. Szybko nauczysz się sterować pracą diod LED, różnych silników, cewek, urządzeń zasilanych prądem przemiennym, grzejników, urządzeń chłodniczych, wyświetlaczy i generatorów dźwięku. Dowiesz się, jak możesz monitorować pracę tych urządzeń i kierować nimi poprzez internet.

Simon Monk, str. 312, cena 49 zł

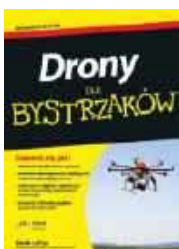


KS-160100

Zabawa w programowanie. Język C dla nastolatków

W książce znajdziesz wszystko, czego potrzebuje początkujący programista — od wskazówek w kwestii instalacji odpowiednich programów, przez omówienie niezbędnych komend, stałych i zmiennych, aż do tablic i funkcji. Dowiesz się, jak działają pętle i operatory, do czego służą struktury i unie, jak działają kompilator, preprocesor i linker. Wreszcie zrozumiesz, o co chodzi z operacjami wejścia i wyjścia, a także nauczysz się zapewniać bezawaryjne działanie Twojego programu. I nagle okaże się, że odkrywasz całkiem nowy, fascynujący świat, a porozumienie z Twoim komputerem jest w gruncie rzeczy dziecinnie proste! Sprawdź to!

Michał Wiszniewski, str. 104, cena 25 zł



KS-161102

Drony dla bystrzaków

Dowiedz się, jak: dobierać drony do swoich potrzeb; właściwie konfigurować, obsługiwać i serwisować swojego drona; wykonywać zdjęcia i rejestrować materiały wideo za pomocą najnowszych technologii a także jak korzystać z dronów zgodnie z prawem lotniczym. Ten zabawny i przystępny poradnik zawiera całą wiedzę niezbędną do rozpoczęcia przygody z dronami. Znajdziesz w nim profesjonalne porady dotyczące zakupu drona dostosowanego do swoich potrzeb, sposobów korzystania z bezałogowych statków powietrznych i zachowywania się zgodnie z etykietą przyjętą przez społeczność użytkowników dronów, a także wielu innych spraw

Mark LaFay, str. 256, cena 40 zł



KS-150802

Arduino. Automatyzacja domowa dla każdego

Z tej książki nauczysz się między innymi: łączyć czujniki z płytką Arduino; budować energooszczędne czujniki ruchu z użyciem technologii XBee; sprzęgać przełączniki z płytką Arduino w celu sterowania urządzeniami elektrycznymi; korzystać z łączności Wi-Fi do sterowania oświetleniem domowym; wysyłać dane o zużyciu energii elektrycznej do chmury obliczeniowej. Jeśli chcesz konstruować własne systemy automatyzacji domowej przy użyciu platformy Arduino, ta książka jest dla Ciebie. Aby zrozumieć opisane w niej projekty, musisz już mieć pewną wiedzę na temat Arduino i znać zasady programowania w takich językach, jak C i C++.

Marco Schwartz, str. 112, cena 33 zł

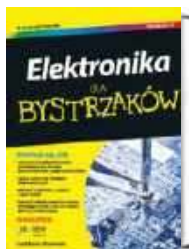


KS-170405

Mikrokontrolery AVR i ARM. Sterowanie wyświetlaczami LCD

Jeśli dostrzegasz konieczność opracowywania lepszych interfejsów graficznych dla swoich projektów, chcesz pełnym garściami korzystać z możliwości oferowanych przez nowoczesne mikrokontrolery oraz wyświetlacze lub po prostu interesuje Cię ten temat i pragniesz poszerzyć swoje umiejętności projektowania atrakcyjnych i użytecznych rozwiązań, sięgnij po tę książkę. Wprowadzi Cię ona w świat kontrolerów LCD i nauczy technik programistycznych, dzięki którym będziesz w stanie zaprojektować, opracować i zoptymalizować GUI w taki sposób, aby chciało się go używać i aby było to czystą przyjemnością!

Tomasz Francuz, str. 496, cena 89 zł



KS-161103

Elektronika dla bystrzaków. Wydanie III

Ta bogato ilustrowana kolorowymi schematami i zdjęciami książka zawiera szczegółowe instrukcje, jak przeprowadzać eksperymenty objaśniające zasadę działania różnych elementów elektronicznych, porady na temat sposobu posługiwania się podstawowymi narzędziami oraz ciekawe projekty, które można wykonać w pół godziny. Rozdział po rozdziale będziesz czuć przypływ energii, dzięki której przetworzysz teorię w praktykę!

Cathleen Shamieh, str. 368, cena 49 zł

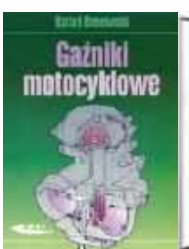


KS-160400

Roboty JavaScript od podstaw. Projekty NodeBots dla platformy Johnny-Five z wykorzystaniem płytek Raspberry Pi, Arduino oraz BeagleBone

Powszechnie JavaScript uważa się za doskonałe narzędzie do programowania aplikacji internetowych. To jednak nie wszystko: ten język świetnie nadaje się również do programowania robotów. Umożliwia zaprojektowanie zachowania robota, określenie, w jaki sposób będzie on zmierzał do celu, reagował na sygnały z otoczenia, oczekiwał na instrukcje czy omijał przeszkody. Bardzo wygodnym narzędziem do programowania robotów jest platforma Johnny-Five. Umożliwia ona programowanie robotów zbudowanych z płytek Arduino, Raspberry Pi i BeagleBone.

Rick Waldron, str. 256, cena 59 zł



KS-170904

Gazniki motocyklowe

W książce opisano budowę, obsługę i użytkowanie gaznikowych układów zasilania we współczesnych i klasycznych motocyklach. Podano informacje o gaznikach motocyklowych z uwzględnieniem ich budowy, opisu działania poszczególnych elementów i układów oraz czynności obsługowo-naprawczych możliwych do wykonania przez indywidualnego użytkownika motocykla. Zamieszczono liczne fotografie i rysunki, ułatwiające zrozumienie zasad działania zespołów i układów, a także regulację, demontaż, naprawę i montaż.

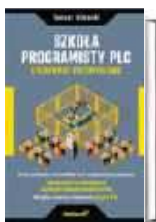
Rafał Dmowski, str. 104, cena 45 zł



kod KS-150302
Drony
Wprowadzenie,
Ty Audronis
stron 122, cena 33 zł



kod KS-150500
Projekty elektroniczne
dla bystrzaków
Earl Boysen, Nancy C. Muir
stron 376, cena 50 zł



kod KS-170201
Szkoła programisty
PLC. Sterowniki
Przemysłowe,
Tomasz Gilowski
stron 264, cena 59 zł

Polecamy

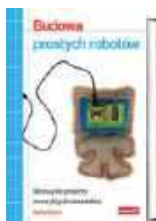


KS-180300

Paul Horowitz,
Winfield Hill
stron 1644
cena 225zł

Sztuka elektroniki, część 1 i 2 wydanie: 12 zmienione

Po dwudziestu pięciu latach nowe, gruntownie zmienione polskie wydanie cieszącej się ogromnym powodzeniem „Sztuki elektroniki”, powszechnie uznanej za najlepszy podręcznik, a zarazem vademecum projektowania analogowych i cyfrowych układów elektronicznych. Poprzednie wydania tej książki, przetłumaczono na osiem języków i trafiły do ponad miliona nabywców na całym świecie. Sztuki elektroniki autorzy uczą, pokazując metody stosowane w praktyce przez inżynierów projektantów układów elektronicznych. Połączenie podstawowych praw, zasad opartych na doświadczeniu oraz niematematycznego ujęcia tematu ułatwia Czytelnikom zrozumienie, dlaczego i jak dany układ działa.



kod KS-160000
Budowa prostych
robotów,
Kathy Ceceri
stron 208, cena 40 zł



kod KS-170402
Podstawy konstrukcji
maszyn,
Praca zbiorowa
stron 612, cena 73 zł



kod KS-150100
Język C dla
mikrokontrolerów AVR,
Tomasz Francuz
stron 712, cena 99 zł

Ostatnio dodane pozycje w ofercie AVT

KS-160500	Elektronika. Od praktyki do teorii. Wydanie II	69,00
KS-160501	Nauka robotyki z językiem Python	49,00
KS-160700	Domowe laboratorium naukowe. Zrób to sam	44,00
KS-160701	Budowa robotów dla początkujących. Wydanie III	69,00
KS-161100	Apokalipsa zombie nadchodzi! Obróć swoją bazę za pomocą prostych obwodów, Arduino i Raspberry Pi	49,00
KS-161101	Proste projekty dla młodych majsterkowiczów	30,00
KS-161102	Drony dla bystrzaków	40,00
KS-161103	Elektronika dla bystrzaków. Wydanie III	49,00
KS-170004	Łączenie tworzyw sztucznych metodami spawania, zgrzewania, klejenia i laminowania	41,00
KS-170005	Obsługa i programowanie obrabiarek CNC Podręcznik operatora	64,00
KS-170006	Praktyczne podstawy eksploatacji obrabiarek CNC z wykorzystaniem komputerowego systemu szkoleniowego MTS	54,00
KS-170007	Nawigacja satelitarna w praktyce	57,00
KS-170008	Automatyka przemysłowa w praktyce	58,00
KS-170012	Drony-teoria i praktyka	39,00
KS-170200	English 4 IT. Praktyczny kurs języka angielskiego dla specjalistów IT i nie tylko	39,00
KS-170201	Szkoła programisty PLC. Sterowniki Przemysłowe	59,00
KS-170400	Montaż i konserwacja instalacji elektrycznych	75,00
KS-170401	Naprawa podzespołów i zespołów pojazdów samochodowych	75,00
KS-170402	Podstawy konstrukcji maszyn	73,00
KS-170403	Podwozia i nadwozia pojazdów samochodowych. Podstawy budowy, diagnozowania i naprawy	79,00
KS-170404	Silniki pojazdów samochodowych. Podstawy budowy, diagnozowania i naprawy	75,00
KS-170405	Mikrokontrolery AVR i ARM. Sterowanie wyświetlaczami LCD	89,00
KS-170500	Elektronika dla małych i dużych. Od przewodu do obwodu	39,00
KS-170600	Internet rzeczy. Budowa sieci z wykorzystaniem technologii webowych i Raspberry Pi	67,00
KS-170601	Instalacje elektryczne do zasilania urządzeń elektrycznych, których funkcjonowanie jest niezbędne w czasie pożaru. Zagadnienia wybrane Vademecum elektro.info	45,00
KS-170900	LEGO. Księga przygód. Wydanie II. Kosmiczne podróże, piraci, smoki i jeszcze więcej!	39,00
KS-170901	Drony. Tajniki zdjęć i filmów lotniczych	59,00
KS-170902	Lego Mindstorms EV3. Programowanie robotów	69,00
KS-170903	Termodynamika dla bystrzaków	49,00
KS-171212	Zrób to sam. Generowanie ruchu, światła i dźwięku za pomocą Arduino i Raspberry Pi	49,00
KS-180100	Elektronika z wykorzystaniem Arduino i Raspberry Pi. Receptury	77,00
KS-180300	Sztuka elektroniki, cz. 1 i 2. Nowe wydanie	225,00
KS-180400	Mikrokontrolery STM32 w systemach sterowania i regulacji	89,00



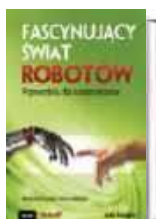
kod KS-170200
English 4 IT. Praktyczny
kurs języka angielskiego
dla specjalistów
IT i nie tylko,
Kathy Ceceri
stron 288, cena 39 zł



kod KS-161101
Proste projekty dla
młodych majsterko-
wiczów,
Autorzy: Redakcja
magazynu Make
stron 150, cena 30 zł



kod KS-140600
Gadżety szpiegowskie.
Szalony Geniusz,
Brad Graham,
Kathy McGowan
stron 384, cena 59 zł



kod KS-150800
Fascynujący świat
robotów
John Baichtal
stron 384, cena 67 zł



kod KS-141001
Programowanie układów
AVR dla praktyków
Elliot Williams
stron 432, cena 89 zł



kod KS-170012
Drony - teoria
i praktyka,
praca zbiorowa
stron 165, cena 39 zł



kod KS-160700
Domowe laboratorium
naukowe. Zrób to sam,
Windell Oskay, Raymond
Barrett
stron 344, cena 44 zł



kod KS-110207
Egzamin kwalifikacyjny
elektryka w pytaniach i
odpowiedziach,
Władysław Orlik
stron 456, cena 78 zł



kod KS-140888
Świat druku 3D.
Przewodnik,
Anna Kazunas-France
stron 224, cena 49 zł

Książki można zamówić w sklepie internetowym AVT
lub wypełnić zamówienie (formularz na stronie 81) i wysłać na adres:
AVT – Księgarnia Wysyłkowa, ul. Leszczyńska 11, 03-197 Warszawa
tel. (+48) 22 257 84 50 do 53, faks (+48) 22 257 84 55
e-mail: handlowy@avt.pl



sklep.avt.pl

Produkty z oferty i wyroby AVT można nabyć na kilka sposobów:

W sklepie internetowym sklep.avt.pl

Zamówienia o wartości powyżej 100zł

złożone w sklepie internetowym premiuje bonysem!

Aktualna lista bonusów dostępna jest na stronie głównej sklepu.

W sklepie firmowym AVT:

Warszawa - Żerań

ul. Leszczynowa 11



Leszczynowa 11

U dystrybutorów:

Lista dystrybutorów dostępna jest na stronie sklepu:

sklep.avt.pl/webpage/dystrybutorzy.html

Wypełniając poniższy formularz zamówienia

Formularz można wylać faksem nr: 22 257 84 55,

lub pocztą tradycyjną na adres:

AVT-Korporacja Sp. z o. o.

Dział Handlowy

03-197 Warszawa

ul. Leszczynowa 11



prześlij faksem: 22 257 84 55

lub pocztą na adres:

AVT-Korporacja Sp. z o. o.

Dział Handlowy

03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11

Miejsce na
kupon
rabatowy
EdW 11/2020

Miejsce na
kupon
rabatowy
EdW 12/2020

Miejsce na
kupon
rabatowy
EdW 1/2021

To więcej kuponów z rabatami 3 numerów EdW
a wydajesz zań 10% dla swoich czytelników.
(szczegóły na stronie 73)
Przemyślnicy nie muszą wklejać kuponów.
Wydawcy, że podają im paragonem!

ZAMÓWIENIE na artykuły z oferty AVT

Kitty

Opisane w poniższych:

- [A] płyta drukowana PCB
- [UK] zaprogramowany układ
- [A+] płyta PCB i zaprogramowany układ
- [B] płyta 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

Zwój numer przesyłki

Adres:

☐ wysyłka pobraniowa kurierem: 19zł

Na ponad 100 stronach zgromadziliśmy porady dotyczące szeroko pojętej ochrony przed wirusami oraz budowania i wzmacniania swojej odporności.

Znajdziecie tu zalecenia wiodących naukowców!



Przejrzyj i zamów na www.UlubionyKiosk.pl

Ulubiony Kiosk zmienia się na lepsze!



Nowy, lepszy Ulubiony Kiosk stał się faktem! Nowy layout został zaprojektowany zgodnie z wiodącymi trendami, ale przede wszystkim w taki sposób, by jak najbardziej ułatwić przeglądanie i nawigowanie po serwisie.

Jednak nowy Ulubiony Kiosk to także zastosowanie nowych technologii. Nasz serwis będzie teraz właściwie skalował się na ekranach o różnej rozdzielczości oraz lepiej wyświetlał na urządzeniach mobilnych.

Czekają na Ciebie spore zmiany, więc nie czekaj i wejdź na

www.UlubionyKiosk.pl