Szkoła Konstruktorów – Zmniejszenie prędkości silnika indukcyjnego 230V

ELEKTRONIKA dla wszystkich

10/2021 PAŹDZIERNIK • CENA 13,90 zł (w tym 8% VAT)

www.elportal.pl

Mój SMPS

(Prawie idealna) dokładność modułowych amperomierzy DC

- Tester poprawności przyłączenia przewodów L, N i PE
- Filozofia sieci – Protokół TCP
- Czym się różni wróbelek? Praktycznie o niedoskonałości rezystorów
- MPPT – Kompensacja temperatury panelu FV
- Silniki prądu stałego – Indukcyjność i energia hamowania
- Odkrywamy schematy – Klasyczny forward z jednotranzystorowym kluczem
- Sieci energetyczne dla elektroników Rodzaje sieci energetycznych – sieci IT oraz TT
- Warsztatowe patenty – Eloksal, czyli anodowanie
- Radiola HYMNUS Hi-Fi Stereo

INDEKS 333 62X ISSN 1425-1698

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

Portale branżowe
AutomatykaB2B.pl
ElektronikaB2B.pl
Miejsca dla specjalistów

OLED
artronic
OPTOELEKTRONIKA
www.artronic.pl

FIRMA PIEKARZ
CZĘŚCI ELEKTRONICZNE
przełączniki
półprzewodniki
złącza
przekaźniki
radiatory
obudowy
i wiele więcej...
www.piekarz.pl

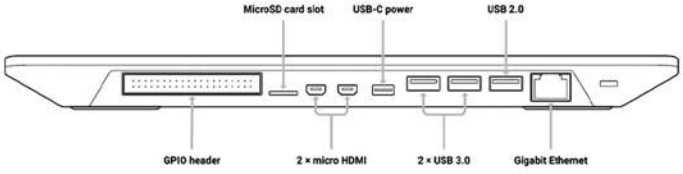
Raspberry Pi 400

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

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

Kod handlowy: RASP0015

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



sklep.avt.pl

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

eprasa.pl 0ecd7747c0

UlubionyKiosk.pl

Tutaj przejrzysz online i kupisz ulubione czasopisma – **bieżące oraz archiwalne**

Przesyłka GRATIS!

Ulubiony Kiosk to:

- **19 regularnych tytułów**
- wiele wydań specjalnych
- wydania papierowe
- e-wydania
- prenumerata
- obszerne archiwum
- **natychmiastowa wysyłka!**

Przejrzyj i zamów wygodnie na www.ulubionykiosk.pl

eprasa.pl 0ecd7747c0

Firmy prezentujące swoje oferty w niniejszym wydaniu EdW

ARTRONIC 1

ELMAX 47

FERYSTER 53

PIEKARZ 1, 35

PRODUCENT AUTOMATYKI GRZEWCZEJ

PW KEY 45

SEMICON 37

str. 19

Mój SMPS

Zapoznaj się z eksperymentalną przetwornicą impulsową o mocy 100W, którą Autor stworzył, by w praktyczny sposób zacząć swoją przygodę z zasilaczami impulsowymi DC/DC.

str. 24

Dokładność modułowych mierników prądu stałego

Przeważająca większość modułowych cyfrowych amperomierzy fatalnie zawodzi przy pomiarze małych prądów. Zawodzi większość amperomierzy, ale nie wszystkie, co udowadnia prezentowany artykuł.

str.28

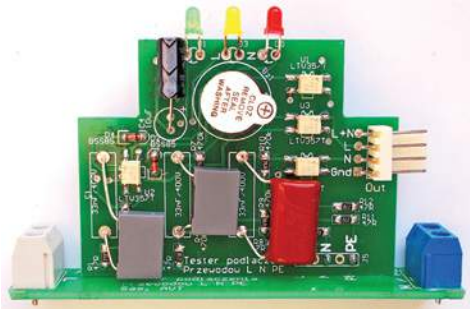
Czym się różni wróbelek? Praktycznie o niedoskonałości popularnych rezystorów

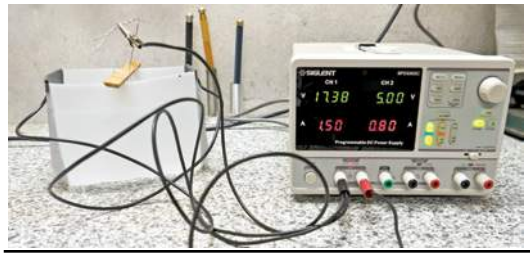
Hobbysta nie ma dokładnych informacji katalogowych o posiadanych rezystorach, ale wiele kluczowych parametrów można sprawdzić w bardzo prosty sposób.

str. 56

Tester poprawności przyłączenia przewodów L, N i PE

W starych domowych instalacjach energetycznych 230V mogą się zdarzyć i zdarzają różne błędy o przykrych skutkach. Opisywany nieskomplikowany przyrząd może uchronić przed negatywnymi skutkami rozmaitych awarii, pomyłek i błędów.





str. 62

Eloksal, czyli anodowanie

Artykuł przedstawia opis anodowania aluminium sposobem „prościej się już nie da”. Niemniej jednak przedstawiona procedura daje w pełni satysfakcjonujące i co ważne – powtarzalne rezultaty.

Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o., Warszawa, ul. Leszczynowa 11.
Projekty publikowane w „Elektronice dla Wszystkich” mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki dla Wszystkich”. Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich” jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu pisemnej zgody redakcji.
Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich”.

Miesięcznik

ELEKTRONIKA dla wszystkich

www.elportal.pl

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

Wydawca:
Wiesław Marciniak

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

Redaktor Naczelny:
Piotr Górecki, *pg@elportal.pl*

Redaktorzy Działów:
Andrzej Janeczek
sp5aht@swiatradio.com.pl

Opracowanie graficzne, skład:
Ewa Górecka-Dudzik

Okładka, 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 Gugała
katarzyna.gugala@elportal.pl
tel.: (22) 257 84 64

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

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

Korespondencja elektroniczna:

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

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

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

uwagi do rubryki Errare:
errare@elportal.pl

Prenumerata:
W Wydawnictwie AVT
tel: (22) 257 84 22
e-mail: prenumerata@avt.pl
W RUCH S.A.
tel: 801 800 803, (22) 717 59 59
e-mail:prenumerata@ruch.com.pl
www.prenumerata.ruch.com.pl

Stali współpracownicy:

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

eprasa.pl 0ecd7747c0

ELEKTRONIKA dla wszystkich

Październik **10 (309)**

Projekty

Projekty AVT

Mój SMPS, część 1 19

Elektronika 2000

Tester poprawności przyłączenia przewodów L, N i PE 56

Szkoła Konstruktorów

Zadanie główne 307
Zaproponuj dowolną przystawkę do smartfona 43
Rozwiązanie zadania głównego 302
Zaproponuj sposób zmniejszenia wydajności pompy obiegowej w wannie tarasowej 44
Druga klasa Szkoły Konstruktorów Co tu nie gra? 307, 302 51
Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów Policz 307, 302 54

Artykuły różne

Felieton: Jubileusz 25-lecia EdW
Moja przygoda z elektroniką i EdW 18
Dokładność modułowych mierników prądu stałego, część 1 24
Czym się różni wróbelek? Czyli o niedoskonałości elementów
Część 8 – Rezystory praktycznie 28
MPPT, część 15 30
Silniki prądu stałego, część 14 32
Odkrywamy schematy
Klasyczny forward z jednotranzystorowym kluczem, część 3 34
Filozofia sieci. Protokół TCP, część 3 39
Sieci energetyczne dla elektroników, część 5 60
Warsztatowe patenty.
Eloksal, czyli anodowanie 62
Radiola HYMNUS Hi-Fi Stereo 64

Rubryki stałe

Nowości, ciekawostki 6
Prenumerata 8
Poczta 10
Skrzynka porad 12
Księgarnia AVT 29
Oferta handlowa AVT 70

Konkursy

Co to jest? 67
Krzyżówka 59
Jak to działa? 68

Październik

Od pewnego czasu w redakcyjnej poczcie pojawiają się prośby o przedstawienie praktycznych aspektów projektowania przetwornic indukcyjnych. I właśnie w tym numerze na okładce mamy projekt eksperymentalnej przetwornicy indukcyjnej!
Zachęcam wszystkich przede wszystkim do wnikliwej lektury. Niekoniecznie do naśladowania 1:1, ponieważ ta testowa konstrukcja nie jest typowym rozwiązaniem zasilacza sieciowego, tylko przetwornicą obniżającą napiecie o połowę. Artykuł pokazuje, że zaprojektowanie nawet na pozór prostej przetwornicy nie jest zadaniem łatwym. Trzeba wziąć pod uwagę szereg czynników. Trzeba zdecydować się na różne kompromisy. A gdyby to był zasilacz dołączony do sieci 230V, to oprócz aspektów technicznych doszłyby jakże ważne wymagania oraz przepisy dotyczące bezpieczeństwa, izolacji, odstępów izolacyjnych, itd. Jest to już drugie podejście młodego Autora do bardzo trudnego tematu. Choć profesjonalista zapewne doszukałby się w projekcie pewnych słabości Autorowi należą się szczere gratulacje za próbę zmierzenia się z ogromnie trudnym tematem!
Niech prezentowany materiał będzie zachętą dla wielu Czytelników do podobnych działań. Z pełną świadomością, że nie od razu uda się osiągnąć parametry optymalne, a nawet choćby tylko akceptowalne. Jednak warto zacząć, próbować, udoskonalać...
Zachęcam też do lektury całego numeru. Nadal czekam na Wasze e-maile, dotyczące dowolnych zagadnień, ale szczególnie poruszonego miesiąc temu tematu ***Radiowej Oślej Łączki***. *Czy powinniśmy podjąć w EdW tę trudną inicjatywę? Jaka część Czytelników byłaby tym zainteresowana?*

Serdecznie pozdrawiam

Piotr Górecki

Prenumerata – naprawdę warto!

eprasa.pl 0ecd7747c0

NOWY IPAD MINI

Wrześniowe premiery urządzeń Apple to przede wszystkim nowy iPhone 13, ale nie na nim się tutaj skupimy. Drugim urządzeniem, które zostało zaprezentowane na konferencji, jest iPad Mini. Tym razem mamy do czynienia z zauważalnie większymi zmianami. Apple wreszcie zdecydowało się zrezygnować z wiekowego już wzornictwa. Podobnie jak w modelu Air czy Pro ekran otoczony jest węższymi ramkami, a pod ekranem nie znajdziemy już przycisku home.

Mniejsze ramki sprawiają, że mamy do czynienia z naprawdę kompaktowym tabletem. Tym bardziej, że zastosowany ekran ma tylko 8,3 cala. Warto dodać, że pojawiło się wsparcie dla technologii True Tone, czyli dobrego odwzorowania przestrzeni kolorów. Niestety, wśród zabezpieczeń biometrycznych nie mamy rozpoznawania Face ID. iPad mini nadal korzysta jedynie z Touch ID, ale czytnik znalazł się w przycisku zlokalizowanym na jednym z boków.

We wnętrzu pracuje procesor A15 Bionic, a użytkownik otrzymuje do dyspozycji 64 lub 256GB na dane. Kamera umieszczona z tyłu to 12 megapikseli o przysłonie f/1.8. Pozwoli ona nagrywać materiały wideo w 4K. Przednia to również 12Mpix. Nie zabrakło funkcji śledzenia centralnej sceny. Co ciekawe, ładowarkę i inne akcesoria podłączymy przez złącze USB typu C. Cena w Polsce? Około 2500 zł, czyli zdecydowanie więcej niż poprzednie iPady Mini.

HUAWEI STAWIA NA DESKTOPY

Chiński Huawei coraz szybciej rozwija swoją ofertę konsumencką, obejmującą rosnącą liczbę urządzeń, które nie są smarfonami. Właśnie wzbogaciła się ona o nowy desktop typu All-In-One – Huawei MateStation X, który robi wrażenie nie tylko ze względu na atrakcyjne wzornictwo, ale również na możliwości.

Urządzenie wygląda niepozornie, bo wydaje się bliźniaczo podobne do monitora Huawei MateView, jednak w rzeczywistości jest to komputer stacjonarny typu All-In-One z procesorem AMD Ryzen na pokładzie (w zależności od wersji sześciordzeniowym Ryzen 5 5600H lub ośmiordzeniowym Ryzen 7 5800H; oba produkowane są w 7-nm procesie FinFET TSMC), a także 16GB RAM dual channel oraz dyskiem PCIe SSD o pojemności 512GB. W jego wnętrzu znajduje się też system aktywnego chłodzenia, oparty na wentylatorze Shark Fin.

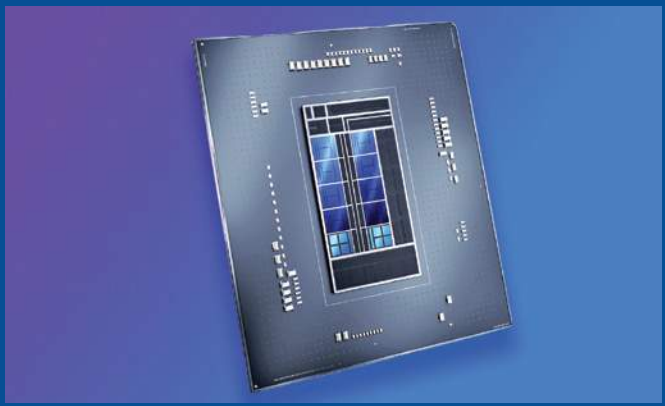
Huawei MateStation X oferuje również ekran o przekątnej 28,2 cala, który charakteryzuje się proporcjami 3:2 i rozdzielczością 4K+. Co więcej, można go też obsługiwać dotykowo, nawet dziesięcioma palcami. Ponadto wyświetlacz zapewnia pokrycie przestrzeni barw DCI-P3 w 98% oraz jasność do 500 nitów. Huawei chwali się także certyfikatem VESA DisplayHDR 400.

Cena urządzenia z podstawowym procesorem AMD Ryzen 5 5600H została ustalona w Chinach na 9999 juanów (około 6000 zł).

INTEL ADLER LAKE

Procesory Intela 12. generacji o nazwie kodowej Alder Lake nadchodzą wielkimi krokami. Do oficjalnej prezentacji układów, która planowana jest na koniec października, pozostało już niewiele czasu. Najnowsze informacje potwierdzają, że producent porzuci dotychczasowe chłodzenia dołączane do procesorów na rzecz całkowicie nowej technologii Intel Laminar.

Nieco ponad rok temu z premierą procesorów 10. generacji o nazwie kodowej Comet Lake producent wprowadził odświeżoną, czarną wersję zamkniętego chłodzenia, którą początkowo dodawał tylko do droższych układów (Intel Core i7-10700 i wyżej), natomiast eleganckie czarne chłodzenia trafiły na dobre do zestawów procesorów 11. generacji.



Po wielu latach producent porzuca tego typu chłodzenie na rzecz całkowicie nowych konstrukcji, które będą dołączane do procesorów z różnych półek cenowych. Wraz z układami Alder Lake producent wprowadzi trzy chłodzenia z serii Intel Laminar – RS1, dedykowane budżetowym układom typu Pentium lub Celeron, RM1 dla procesorów Intel Core i3/i5/i7 natomiast flagowy Intel Core i9 bez odblokowanego mnożnika będzie sprzedawany w zestawie wraz z chłodzeniem RH1.

Intel Laminar RH1 jest największą konstrukcją, która będzie dołączana do procesorów Intel Core i9-12900 oraz Core i9-12900F. Chłodzenie jest pokaźnych rozmiarów, więc bez problemu powinno poradzić sobie z mocą 65 watów.

BOSCH DLA ELEKTRYKÓW

Mówiąc o samochodach elektrycznych zazwyczaj rozmowę zaczyna się od akumulatorów. Co jednak z kablami? Właśnie na tym aspekcie postanowił skupić się Bosch.

Kable, które pozwalają ładować samochody elektryczne, wyposażone są w moduł In-Cable Control Box. Można go określać jako dodatkową skrzynkę, służącą do sterowania całym procesem, a także zapewniającą wyższy poziom bezpieczeństwa. Niestety posiada ona jedną odczuwalną wadę – wpływa na wagę całego kabla.

Nowy kabel, który został zaprezentowany przez Boscha podczas tegorocznych targów IAA Mobility w Monachium, nie wymaga już stosowania dodatkowego modułu ICCB. Dzięki temu jest zauważalnie lżejszy – waży nieznacznie poniżej 3kg, czyli o około 40% mniej od tradycyjnych kabli. System sterowania i bezpieczeństwa został zintegrowany z wtyczkami. Na przykład wtyczka Type-2 zawiera elementy służące do m.in. monitorowania mocy ładowania.

Trójfazowy kabel posiada wymiennie adaptery do wtyczek domowych i Type-2 (obecnie jedno z najpopularniejszych złączy). Oznacza to, że nie będziemy musieli mieć dwóch oddzielnych kabli do ładowania samochodu w domu i na stacjach publicznych. Producent podaje jeszcze, że prądem zmiennym możemy ładować z maksymalną mocą wynoszącą do 22kW.

GEFORCE DO GIER CZY DO KRYPTOWALUT?

Na początku czerwca NVIDIA zaprezentowała swój sztandarowy model, czyli GeForce RTX 3080 Ti z 12GB pamięci VRAM. Karta była niczym innym jak kopią następcy NVIDIA TITAN RTX – GeForce RTX 3090 z dwukrotnie większą pamięcią wideo.

Co ciekawe w Rosji pojawił się całkowicie nowy model karty – Gigabyte GeForce RTX 3080 Ti z 20GB pamięci wideo. Układ aktualnie jest bardzo trudny do zdobycia, a mimo że na rynku fizycznie istnieją tego typu karty, to nawet rosyjski oddział Gigabyte twierdzi, że nic nie wie o tym modelu. Ponadto omawiane GPU nie nadaje się praktycznie do gier, a to ze względu na brak oficjalnego wydania sterownika GeForce Game Ready.

Zagadka jest następująca: mimo że Gigabyte GeForce RTX 3080 Ti 20GB nie nadaje się do gier komputerowych, to sterownik graficzny nie jest niezbędny do wydobywania kryptowalut. Dodatkowo karta nie jest wyposażona w sprzętowy ogranicznik, tak jak podstawowy model 12GB. Układ został przetestowany w programie Gminer oraz NBminer, który pozwala na wydobywanie ETH.

Czyżby producenci sprzętu odwracali się powoli od graczy, stawiając na rosnące potrzeby kopalń kryptowalut? Patrząc na problemy z dostępnością półprzewodników na całym świecie – nie jest to wykluczone.

LOGI DOCK NA BIURKO

Wszyscy przyznamy, że porządek na biurku to trudna sprawa, a kable i przewody naszych urządzeń nie pomagają w jego utrzymaniu. Z pomocą ma przyjść stacja dokująca All-In-One Logi Dock od Logitecha.

Za pomocą Logi Docka jego posiadacz ograniczy liczbę kabli na biurku, ponieważ stacja dokująca pozwoli podłączyć wiele urządzeń, dzięki czemu denerwujące przewody znikną z pola widzenia użytkownika.

Do Logi Docka można podłączyć do pięciu urządzeń peryferyjnych (za pośrednictwem złącza USB – 2 x USB-A i 3 x USB-C) oraz do dwóch monitorów. Ponadto oferuje on funkcję ładowania laptopa z mocą do 100W.

To jednak jeszcze nie koniec możliwości tego urządzenia, bowiem sprzęt oferuje też zestaw głośnomówiący z redukcją szumów, który może przydać się w trakcie spotkań online, a po ich skończeniu stacja dokująca posłuży jako solidny głośnik.

Logitech podaje, że Logi Dock jest certyfikowane przez Google Meet, Microsoft Teams i Zoom. Nowa stacja dokująca All-In-One będzie dostępna na całym świecie zimą 2021 roku, a jej cena została ustalona na 399 dolarów. Klienci dostaną do wyboru dwie wersje kolorystyczne: białą i grafitową, z czego ta ostatnia działa tylko z Microsoft Teams.

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.UlubionyKiosk.pl.
Co szczególne ważne – znajdziesz tam również propozycje przedłużenia Twojej prenumeraty, które uwzględniają przysługujące Ci zniżki lojalnościowe.

prenumerata		roczna	dwuletnia
jeśli jeszcze nie jesteś Prenumeratorem		152,90 zł 1 wydanie gratis	
jeśli prenumerujesz nieprzerwanie od:	roku	139,00 zł 2 wydania gratis	250,20 zł 6 wydań gratis
	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.UlubionyKiosk.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.

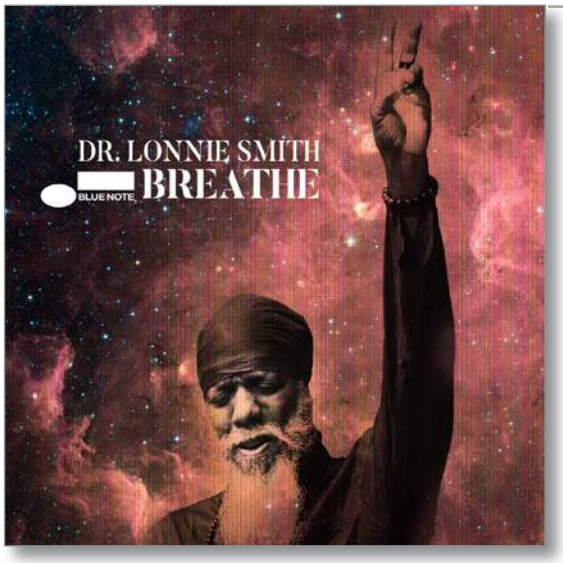
Twoje dane osobowe przekazujemy Poczcie Polskiej, która dostarcza do Ciebie przesyłki. Bez Twojej zgody nie przekażemy i nie będziemy dokonywać obrotu (nie użyczymy, nie sprzedamy) Twoich danych osobowych innym osobom lub instytucjom. Twoje dane osobowe możemy przekazać jedynie podmiotom uprawnionym 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 zgodę na przetwarzanie Twoich danych osobowych oraz możesz zażądać, by Twoje wszystkie dane zostały przez nas usunięte.

eprasa.pl 0ecd7747c0

...i korzystaj
Z PRZYWILEJÓW

prezent za zaprenumerowanie magazynu



Każdorazowo opłacenie prenumeraty jest premiowane prezentem.
W tym numerze są do wyboru dwie płyty:

- Avishai Cohen „Big Vicious"
- Lonnie Smith „Breathe"

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

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

kody na bezpłatne e-wydania

dowolnych naszych czasopism:

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

eprasa.pl 0ecd7747c0

Poczta

edw@elportal.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

Szanowni Państwo,
pomimo że zajmuję się elektroniką od dość dawna, nie korzystałem jeszcze z myjek ultradźwiękowych. Ostatnio miałem potrzebę dokładnego usunięcia topnika z płytki, którą zmontowałem, ale nie byłem pewien, czy myjka to dobry pomysł.
Czy moglibyście Państwo przybliżyć temat użycia myjek ultradźwiękowych? Płytki, z jakimi elementami i w jakich obudowach można w nich myć, a jakich elementów nie można? Jakich płynów używać i jakie parametry mycia (temperatura, moc ultradźwięków) stosować? Z tego, co się zorientowałem, wokół tego tematu narosło trochę mitów i może warto rozwiać te wątpliwości?

Dziękuję
i pozdrawiam
Maciej Lasota

Nikt z redakcji i najbliższych współpracowników nie ma znaczącego doświadczenia w tym zakresie. Jeżeli ktoś z Czytelników zna temat od strony praktycznej i mógłby wyjaśnić szczegóły – zapraszamy na łamy EdW.

Dotyczy tematu ***SDR w EdW***
Dzień dobry. Temat jest ciekawy, warto o tym pisać.

Sławomir

Co o tym sądzicie?

Dołączanie przewodów do złączy kołkowych – EdW 9/2021
Można to zrobić profesjonalne:
https://www.tme.eu/pl/katalog/zlacza-sygnalowe_30/?s_order=desc&search=bls&s_field=1000011
w skrócie: https://bit.ly/3gJilPZ

Czytelnik

Dzień dobry
(...) Kiedyś był sondaż i to była wygodna forma. Można było napisać, co się podobało, co nie, co się podoba z zapowiadanych materiałów, a co nie. Od dawna sondażu nie ma, więc napiszę, co mi „na sercu leży":
– Cykl o zasilaczach ***OK****, choć aby robić z nich zasilacz warsztatowy, to już nie bardzo, ale nie, że absolutnie nie.*
– MPPT ***OK****.*
– O starych magnetofonach, radioodbiornikach (lampy), ciekawe, ale według mnie szkoda miejsca.
– Arduino – tak, ale w formie (...), gdzie [pokazuje się] błędy i w miarę możliwości także to, jak je poprawić.
– TCP/IP – znam, ciekawe, ale czy Czytelnicy są tym zaciekawieni? Czy 10% tych materiałów rozumieją?
– „Wróbelek..." ***OK****, to taka „ośla łączka" czy inne wcześniejsze cykle o elementach elektronicznych. Ten dział warto prowadzić!*
– Felietony – dla mnie szkoda miejsca, mogłyby być krótsze.
To na razie tyle.

Czytelnik

Dotyczy przetwornicy do CAR-AUDIO AVT 2732, wykonania transformatora indukcyjnego na bazie leżącego lub stojącego ETD 44 z rdzeniem*.*
Czy ktoś z redakcji zna lub sam potrafi wykonać taki transformator. Posiadam transformator jw. z rdzeniem. Czy istnieje na rynku możliwość kupienia takiego transformatora? Sama płytka jest sprawna, gotowa do montażu transformatora.
Dziękuję i czekam na odpowiedź, pozdrawiam.

Tadeusz

Przekazaliśmy wiadomość od Autora tego projektu sprzed ponad 15 lat (z września 2004). Oto jego odpowiedź:

(...) Kiedyś ktoś na elektrodzie wykonywał i sprzedawał gotowe transformatory. Ale to stara sprawa, teraz car audio jest tanie i już nie bardzo aktualne, bo fabryczny sprzęt gra wystarczająco dobrze.
Cala frajda w nawijaniu i kombinowaniu, a jak nie, to lepiej kupić gotowe urządzenie.

Pozdrawiam
IREK
http://www.fratu.pl/irek/

eprasa.pl 0ecd7747c0

Witam serdecznie,
w nawiązaniu do zapytania Pana Piotra z rozwiązania „Co tu nie gra” 299 odnośnie do artykułu o modułach do pomiaru prądu, mocy....TAAAK, poproszę!;-)

Pozdrawiam
Maciej Zimniak

Witam serdecznie,
w nawiązaniu do zapytania Pana Piotra z rozwiązania „Policz” 300 odnośnie do artykułu o szumach prądowych / napięciowych w OpAmpach jak najbardziej jestem za poszerzeniem wiedzy w ww. temacie!;-)

Pozdrawiam
Maciej Zimniak

Tematem modułów pomiarowych AC zajmiemy się w EdW za dwa miesiące przy rozwiązanie zadania głównego Szkoły Konstruktorów numer 304, natomiast trudny temat szumów zostanie przynajmniej krótko omówiony w cyklu „Droga do RRIO” przy omawianiu kolejnych parametrów wzmacniaczy operacyjnych.

Dzień dobry,
w nawiązaniu do pytania, które pojawiło się w rubryce „Poczta” w EdW 08/2021, dotyczącego podcastów i audiobooków, piszę, żeby wyrazić swoje zdecydowane poparcie dla tego pomysłu. Słucham tego typu treści dużo i regularnie, zazwyczaj podczas podróży samochodem. Od prawie 25 lat jestem wiernym czytelnikiem EdW, bardzo chętnie zostałbym także wiernym słuchaczem.

Pozdrawiam!
Łukasz Nowak

Piszę w sprawie wypowiedzi czytelnika M.K. o treści:
„Nie jest chyba problemem w dzisiejszych czasach zrobić z plastiku obudowę retro komputera”.
Taka wypowiedź można pochodzić od osób, które nie widziały wydruku z drukarki 3D (jaki jest wygląd płaskich powierzchni) i nie znają ceny wydruku ani tym bardziej ceny wykonania projektu [skomplikowanej obudowy].
Może warto w EdW napisać coś o drukarkach 3D? Pokazać, jak wygląda wydruk, ile trwa, ile kosztuje.

SS

Witam serdecznie,
z racji, że z zawodu jestem elektrykiem, zainteresował mnie cykl artykułów „Sieci energetyczne dla elektroników”. W części 4 zwrócona jest uwaga na ochronę przeciwporażeniową i o sposobie podłączenia „bolców” ochronnych w gniazdkach domowych. Na fotografii nr 11 przedstawione jest zdjęcie gniazda 230V podłączonego do sieci zasilającej TN-C, czyli do zacisku ochronnego podłączony jest przewód PEN – ochronno-neutralny – sieci zasilającej.
Moja uwaga dotyczy sposobu podłączenia przewodu PEN do tego gniazda. Dla elektryków, najważniejszą rzeczą jest ochrona przeciwporażeniowa – „po pierwsze – chronić, potem – zasilać”. Z tego powodu ***przewód PEN powinien być podłączony do zacisku ochronnego w gnieździe a potem mostkiem do zacisku zerowego****.*
W przypadku takiego podłączenia jak na fotografii nr 11 uszkodzenie mostka powoduje, że urządzenie działa dalej normalnie, a użytkownik nie jest świadomy, że stracił ochronę przeciwporażeniową urządzenia. Natomiast w przypadku podłączenia najpierw do zacisku ochronnego przewodu PEN, a potem do zacisku zerowego, uszkodzenie mostka skutkuje tym, że urządzenie przestaje działać, a ochrona przeciwporażeniowa jest nadal skuteczna.
Inną sprawą jest uszkodzenie przewodu PEN w sieci TN-C oraz miejsce jego uszkodzenia – czy to pomiędzy naszą rozdzielnią domową a gniazdem, czy też pomiędzy złączem kablowym dostawcy energii a naszą rozdzielnią domową.

Z wyrazami szacunku
Leszek Świątkowski

Nic dodać, nic ująć!
Takie rozwiązania dziś są zabronione, a niestety nadal podobne złe przykłady można spotkać w wielu starych instalacjach. Różne aspekty tych zagadnień będą omówione w cyklu *Sieci energetyczne dla elektroników*.

Myślałem, że już nie będę zawracał (...) głowy. Wymyśliłem taką mądrość „niczym w życiu się nie ciesz, bo zawsze znajdzie się ktoś, kto ci tę radość odbierze”. Tym razem „pacjentem” stał się woltomierz [czterocyfrowy] (...). Chciałem sprawdzić, od jakiej najmniejszej wartości napięcia zaczynają się prawidłowe pomiary. Doszedłem do wniosku, że skoro z amperomierzem są takie problemy, to taki woltomierz „uzbroję” w jakiś wzmacniacz wejściowy i po skalibrowaniu pozbędę się problemu. Woltomierz będzie „robił” za amperomierz. Mam dwa takie woltomierze. Niestety, ale wskazania w obydwu tych egzemplarzach zaczynają się od 0,306V i 0,367V. Tak więc „takie coś” może służyć jako zabawka wskazująca orientacyjnie mierzoną wartość, ale bez jakiejkolwiek gwarancji wyniku. Szkoda mi nadziei i straconego czasu nad praktycznym zastosowaniem w zasilaczu. Mówiąc językiem młodzieżowym – niech żółtki się bujają i nie zawracają głowy takimi wynalazkami – bo przecież powinni brać odpowiedzialność za to, co oferują do sprzedaży. (...)

Pozdrawiam serdecznie
Ryszard

Autor cytowanego e-maila od dłuższego czasu relacjonuje swoje doświadczenia z miernikami modułowymi, co znakomicie ilustruje problemy, jakie napotykają także inni elektronicy. Oczywiście w tym przypadku problemem są właściwości przetwornika ADC zawartego w module, a w najtańszych miernikach jest nim przetwornik wbudowany w mikrokontroler.
To nie jest wina Chińczyków. Nie można oczekiwać dobrych parametrów od modułu, który w detalu przy ściągnięciu wprost z Chin można kupić za mniej niż 10zł (wraz z kosztami przesyłki). Autor listu do tej pory niewątpliwie kupował tylko takie najtańsze wersje za kilka złotych (być może dużo przepłacając krajowym pośrednikom), a spodziewał się parametrów, jaki ma sprzęt wysokiej klasy. Za cenę kilku złotych, czyli mniej więcej dwóch dolarów, nikt, nawet Chińczycy, nie wyprodukują precyzyjnego przyrządu. Kupowanie najtańszych wersji to źle pojęta oszczędność!

eprasa.pl 0ecd7747c0

Naprawdę dobre, a nawet rewelacyjnie dobre właściwości mają tylko mierniki napięcia i prądu stałego zwierające zewnętrzny przetwornik ADC typu MCP3421. Za dobry, dokładny modułowy miernik z MCP3421 trzeba jednak na platformie Aliexpress.com zapłacić obecnie do 25...30zł. Zadziwiające jest więc raczej to, że za te niecałe 30 złotych „żółtki" potrafią zaoferować coś naprawdę rewelacyjnego! Jednak Autor e-maila takich modułów nie zakupił, a nabył najtańsze wersje. W grę wchodzi więc kwestia słabo uzasadnionej oszczędności.
Słabsze i gorsze mierniki można poznać na podstawie zamieszczanych przez sprzedawców fotografii, według wskazówek z niedawno publikowanego u nas artykułu.

A oto inny list na temat zakupów na zagranicznych portalach.

Zakupy w Chinach….

*Wielu elektroników (...) chętnie dokonuje zakupów chińskich półprzewodników, modułów czy gotowych urządzeń na portalach aukcyjnych. Niestety, często możemy natknąć się na szereg problemów, gdyż wiele artykułów jest złej jakości, a opisy bywają nierzetelne. Podczas zakupów autor kieruje się kilkoma czynnikami: liczbą pozytywnych komentarzy wystawionych przez innych kupujących, jak długo dany sklep istnieje na rynku, starannością wykonania przedmiotu, opiniami znajomych oraz ceną. W przypadku opinii warto zwrócić uwagę na fakt, że z**decydowana większość kupujących potwierdza tylko samo otrzymanie towaru, a nie prawidłowe jego działanie**. Autor, nauczony własnym doświadczeniem, zawsze stara się sprawdzić zakupiony towar przed upływem czasu ochrony portalu aukcyjnego. Najważniejszym wyznacznikiem jest jednak cena towaru. Jeśli układ scalony kosztuje kilkakrotnie mniej niż u renomowanego dostawcy elektroniki, to trudno oczekiwać, że taki element będzie posiadał parametry w pełni zgodne z produktem oryginalnym. W przypadku sytuacji spornych warto korzystać z arbitrażu portalu aukcyjnego. Konieczność odesłania towaru do sprzedawcy występuje praktycznie tylko w przypadku droższych towarów. Wielu sprzedawców umożliwia również procedurę bezpłatnego zwrotu. (...) opisanych zostanie kilka sytuacji z „życia" (....) Wiele z tych sytuacji bywa wręcz zabawnych, np. rada sprzedającego, że wierzy, iż kupujący naprawi układ scalony... (...) Stabilizatory scalone. Autor unika ich zakupu na portalach aukcyjnych. Nieprawidłowe działanie układu zasilającego może bowiem spowodować uszkodzenie całego zasilanego układu. (....) L200 (...) Z pięciu zakupionych sztuk sprawdzono działanie dwóch – nie działały (...) LM1117-5V, zakupione zarówno jako układy scalone, jak i zamontowane na zakupionych modułach. Układy okazały się nieodporne na zwarcie, dodatkowo w ciągu dwóch tygodni uszkodziły się dwie sztuki „same z siebie", co gorsza uszkadzając przy tym zasilany układ. (...) LM1117-ADJ – regulowane, w tym wypadku loteria, niektóre sztuki działały, niektóre nie. Zakupionych wcześniej odpowiedników układów LM1117 3V3 autor używa z powodzeniem do dziś. Czy to znaczy, że nie warto stosować chińskich układów zasilających? Autor chętnie stosuje chińskie moduły przetwornic oraz wybiera te układy, które są autorskimi rozwiązaniami chińskich producentów i mają dostępną dokumentację techniczną. (...) Autorowi „udało" się również kupić moduł przetwornicy, w którym nie wszystkie elementy były zamontowane na płytce drukowanej.*

Jednymi z najczęściej kopiowanych układów scalonych są układy firmy Analog Devices. Do bardzo chętnie kopiowanych należą (...) AD8307, AD8302, ADF4351, AD831 oraz wzmacniacze operacyjne. (...) układy w.cz. zdarzało się autorowi kupić (...) Układy mieszaczy IAM81008 chińskich producentów zapewniają zadowalające parametry, ale ich odpowiedniki IAM82008 o wyższej odporności na modulację skrośną i podwyższonym napięciu zasilania często pracują niestabilnie i łatwo się uszkadzają przy wyższych, ale całkowicie zgodnych ze specyfikacją napięciach zasilających. Zdaniem autora są to te same układy scalone co IAM81008, różniące się tylko oznaczeniem.

MAX471 – układy mierzące pobierany prąd – z kilku kupionych w ostatnim czasie egzemplarzy żaden nie pracował prawidłowo (...) Autor próbował uzyskać układy MAX471 z modułów zawierających ten układ, jednak one również zawierały niedziałające układy scalone. (...)

Chętnie podrabiane są różne typy procesorów ATmega i ARM. (...) producenci potrafią zaznaczyć, że układ nie jest oryginalny, zmieniając np. pierwsze litery oznaczenia (...) w przypadku procesorów ARM czy w przypadku układu MS5351, będącego odpowiednikiem trudno dostępnego ostatnio układu SI5351. W ostatnim przypadku producent dostarczył nawet własną kartę katalogową elementu. Ciekawym przypadkiem rozwinięcia znanego produktu jest procesor LGT8F328P, będący wersją rozwojową procesora ATmega328 o zwiększonej obciążalności prądowej kilku wyjść, dodanym przetworniku cyfrowo-analogowym, szerszym zakresie napięć zasilania, wyższej częstotliwości zegara taktującego, zwiększonej rozdzielczością przetwornika analogowo-cyfrowego i kilkoma innymi usprawnieniami.

Elementy w.cz. były zawsze jednymi z najchętniej podrabianych elementów. (...) zachęcała często bardzo wysoka cena oryginalnych elementów, wynosząca nawet ponad 1000zł za sztukę. Wiele zakupionych tranzystorów nie ma deklarowanych parametrów, a czasami nie działa w ogóle, np. MRF186 (...) Problemy stwarzają również chińskie materiały magnetyczne, często mają one zbyt wysokie straty oraz niedostateczną liniowość, co objawia się nadmiernym nagrzewaniem rdzenia, pogorszeniem sprawności i liniowości wzmacniacza.

Występują jednak również swego rodzaju perełki np. układ MMIC BG14B z własnym chronionym patentem rozwiązaniem. Autor kupował również dobrej jakości generatory wzorcowe, mieszacze i tranzystory renomowanych producentów pochodzące z demontażu płyt złomowanych urządzeń w.cz.

Moduły syntezerów AD9850 (...) Pierwsze konstrukcje, sprzedawane kilka lat temu, miały dwukrotnie za wysoką częstotliwość filtru dolnoprzepustowego (...). Błąd ten został szybko dostrzeżony i poprawiony (...) Jedna z serii modułów miała generatory kwarcowe przeznaczone do zasilania napięciem 3,3V, które zasilane były z 5V. Generatory te uszkadzały się po pewnym czasie. Jeden z zakupionych modułów AD9850 wymagał „przelutowania" gorącym powietrzem i po tej operacji działał prawidłowo (...)

Materiały lutownicze, złącza. Autor unika chińskich złączy goldpin. Wiele z nich daje się lutować tylko za pomocą

eprasa.pl 0ecd7747c0

kosztownych topników. W przypadku topników wiele z nich jest kiepskiej jakości. (...) topnik NC559 firmy Amtech (...) w solidnie wyglądającym opakowaniem z hologramową naklejką. (...) Testy praktyczne, np. cynowanie blaszki mosiężnej czy połączeń niklowanych, pokazały rażące różnice jakości między topnikiem zakupionym na portalu aukcyjnym a topnikiem od renomowanego dystrybutora. Uzyskano zwrot pieniędzy. Lut do aluminium nie pozwalał na jego lutowanie (...) część materiałów aluminiowych lutowała się doskonale, a inne były nielutowalne (...)

Przewody do miernika uniwersalnego, które mimo bardzo solidnego wyglądu niestety nie okazały się trwałe. Akumulatory litowo-polimerowe, bardzo wiele z nich ma zawyżaną pojemność znamionową (...) Często takie akumulatorki mają wypełnioną tylko część obudowy akumulatorem, a reszta jest pusta lub są dociążane kawałkami metalu (...) W wielu wypadkach możemy spotkać się również z nierzetelnym opisem urządzenia, zarówno w wyniku swego rodzaju kalkulacji, jak i braku wiedzy. Przykładem pierwszej z nich jest fałszywy opis mający sugerować, że kupuje się inny towar. Autor miał taką sytuację, kupując moduł Arduino na procesorze ATmega2560, w opisie był również wymieniony moduł na procesorze ATmega328, co jest częstą praktyką sprzedawców mających zwiększyć „klikalność" a tym samym zachęcić do kupna towarów. Zdjęcia sprzedawcy pokazywały moduł na procesorze ATmega2560, a w opisie wymienione były parametry odpowiadające modułowi na procesorze ATmega328. Gdy towar przyszedł, okazało się, że sprzedający sprzedał moduł na procesorze ATmega328. Uzyskano pełny zwrot pieniędzy. Później sprzedający zmienił zdjęcie na przedstawiające moduł z procesorem ATmega328.

Generatory VCTCXO (Voltage Controlled Temperature Compensated Crystal Oscillator), które wbrew swojej nazwie nie były ani generatorami termokompensowanymi, ani przestrajanymi (...) Moduł GPS NEO7N – specjalnie kupiono wyraźnie droższą wersję z literą N, aby zapamiętywać nastawy po zaniku zasilania. Zakupiony układ tego nie robił (...) Odbiornik Malachit – zakupiony towar był w wykonaniu innym niż pokazane na zdjęciu (zdaniem wszystkich pytanych osób dużo brzydszym), dodatkowo miał porysowany wyświetlacz. (...) Wśród radioamatorów dużą popularnością cieszą się wszelkiego rodzaju analizatory VNA czy analizatory widma, odtwarzane przez chińskich producentów na podstawie projektów typu open source. Wielu z chińskich producentów podejmuje współpracę z ich autorami i są przez autorów opracowań polecani na swoich stronach. (...) Sytuacją, w której autor nie wyklucza niewiedzy sprzedającego, jest zakup diod opisanych jako BAT14-99. (...) przyszły diody BAT14-99R, które nie są wymienne z diodami BAT14-99 (...) Częstą praktyką są również braki w dokumentacji sprzedawanych zestawów (...) udało się jednak stosowne materiały znaleźć w internecie.

Na zakończenie (...) kilka artykułów, które chętnie stosuję w swoich konstrukcjach (...). Są to przede wszystkim wyświetlacze OLED, wyświetlacze alfanumeryczne LCD. Autor zakupił wyświetlacz negatywowy, w którym można ustawić kolor podświetlenia, który steruje modułem sterownika bezprzewodowego RGB, również zakupionego na portalu aukcyjnym. Serce autora „podbiły" również gniazda bananowe typu M30 5A 4mm. Gniazda są starannie wykonane i naprawdę dobrej jakości. Dobrej jakości można również kupić kable typu linka, miedziane cynowane w izolacji silikonowej o różnej liczbie żył. Przewody te bardzo dobrze się lutują i są bardzo elastyczne. Należy w ich wypadku jednak sprawdzić, czy grubość izolacji nie będzie dla nas przeszkodą. Warte zakupu są również obudowy aluminiowe malowane proszkowo.

Rafał Orodziński

Jak widać w przytoczonych przykładów, tematyka zakupów na zagranicznych portalach jest dość skomplikowana. A jakie są Twoje doświadczenia?

Upominki za listy do Poczty otrzymują:
Leszek Świątkowski, ***Ryszard*** oraz ***Rafał Orodziński***.

R E K L A M A

eprasa.pl 0ecd7747c0

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.

(...) Czy redakcja może odpowiedzieć (...) coś mi się nie zgadza (...) dlaczego przy mniejszej mocy wzmacniacza zniekształcenia są większe? (...) widać wykres THD (...) ze strony: www.stereophile.com/content/nad-c-298-power-amplifier-measurements

Na **rysunku A** pokazany jest zrzut ekranowy ze strony https://bit.ly/3AVKHz0 i rzeczywiście charakterystyka sugeruje, że przy częstotliwości 1kHz i obciążeniu zniekształcenia (*distortion*) są najmniejsze przy mocy wyjściowej 40...50W, natomiast przy mocy wyjściowej 100mW zniekształcenia wydają się ponad 10-krotnie większe.

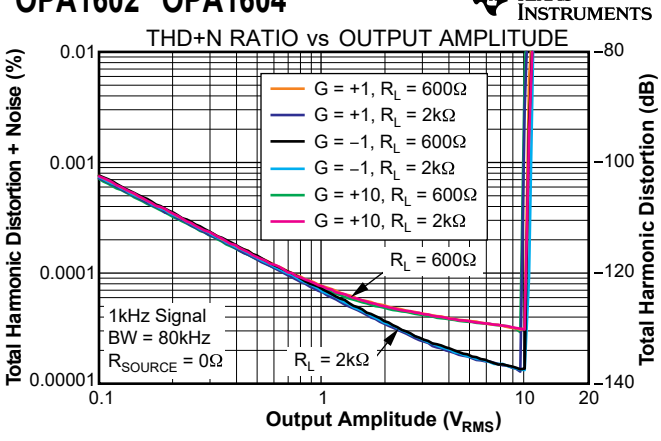
Tak nie jest! W rzeczywistości jest inaczej!

Przedstawiony rysunek jest fragmentem recenzji wzmacniacza mocy audio NAD C 298, zamieszczonej na stronie *www.stereophile.com*. Ten kosztujący około 9000zł wzmacniacz ma wysokie parametry, w tym bardzo małe zniekształcenia nieliniowe.

Analizując przebieg krzywej, można byłoby się zastanawiać, czy ma tu jakieś znaczenie konstrukcja układu tego wzmacniacza. Okazuje się bowiem, że jest to... wzmacniacz klasy D z zasilaczem impulsowym. Producent (NAD) podaje, że wzmacniacz zawiera moduły Eigentakt, opracowane w duńskiej firmie Purifi (Bruno Putzeys, Lars Risbo). Czy przebieg charakterystyki zniekształceń ma jakiś związek z budową wewnętrzną?

Otóż ogólnie biorąc –- NIE. Pozorny wzrost zniekształceń wraz ze zmniejszaniem mocy wyjściowej jest wynikiem pewnych założeń oraz metody pomiarowej. Taki sam pozorny wzrost zniekształceń nieliniowych przy zmniejszaniu sygnału wyjściowego znajdziemy na charakterystykach wzmacniaczy operacyjnych, także tych najlepszych. Przykład na **rysunku B** pochodzi z karty katalogowej audiofilskich wzmacniaczy operacyjnych OPA1602, OPA1604.

Rys. B



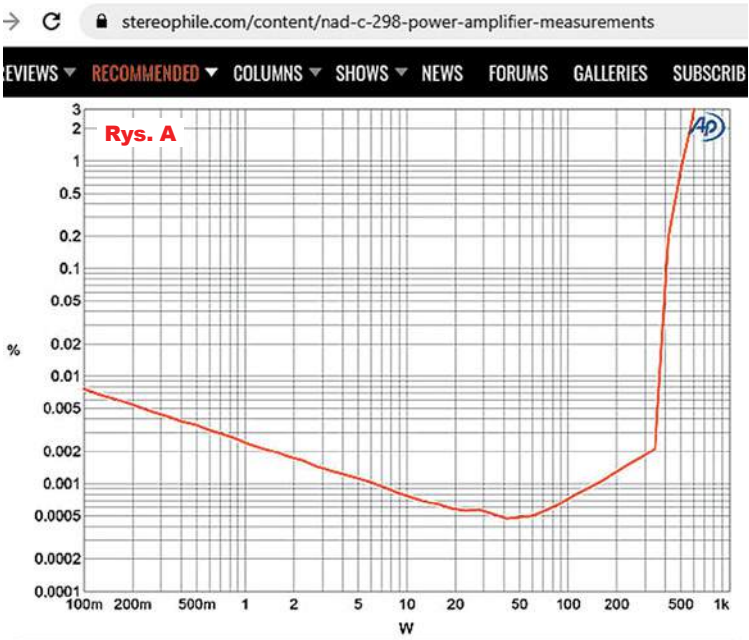


Fig.6 NAD C 298, stereo mode, distortion (%) vs 1kHz continuous output power into 4 ohms.

Tu znów mogą nasunąć się pytania: dlaczego według rysunku B dziesięciokrotny (o dekadę) wzrost współczynnika szumów następuje przy zmniejszeniu amplitudy wyjściowej też dziesięciokrotnie (też o dekadę), a według rysunku A następuje to przy zmniejszeniu 100-krotnym, czyli o dwie dekady? Czy już widzisz odpowiedź?

Nie ma tu żadnej sprzeczności ani różnicy! Na rysunku A na osi poziomej mamy moc, a na rysunku B na osi poziomej jest... napięcie. A dziesięciokrotny wzrost napięcia (przy tej samej rezystancji) daje 100-krotne zwiększenie mocy. A więc ten szczegół nie jest problemem!

Problemem jest to, że na rysunku A opis jest nieprecyzyjny: wiadomo tylko, że podane są zniekształcenia (*distortion*) w procentach (%). **Rysunek C** to fragment tej

The C 298's rated power in stereo mode is specified as 185Wpc into 8 ohms (22.67dBW) and 340W into 4 ohms (22.3dBW ref. 1W into 8 ohms). The NAD exceeded its specified power into both impedances. With both channels driven and clipping defined as when the THD+noise in the output reaches 1%, the C 298 clipped at 275W into 8 ohms (24.4dBW, fig.5) and at 510W into 4 ohms (fig.6, 24.1dBW). What is extraordinary about these two graphs is that the harmonic distortion reaches 0.0005% or lower at powers between 20W and 180W into 8 ohms and between 40W and 70W into 4 ohms. (Below those regions, the traces in these graphs are dominated by noise.) The C 298 is one of the lowest-distortion amplifiers I have measured, rivaling the less powerful Benchmark AHB2 that KR reviewed in November 2015.

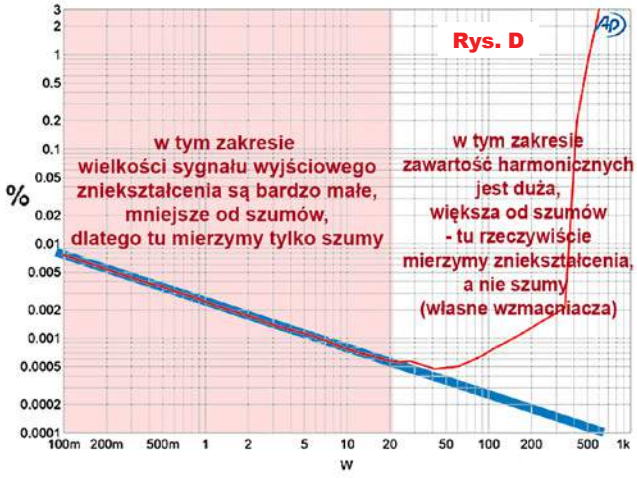
Rys. C

eprasa.pl 0ecd7747c0

samej strony, z której pochodzi rysunek A. Jak wskazuje żółta podkładka, na rysunku A też mamy wykres THD+N. Czyli czego?

Nie wyjaśnia zagadki stwierdzenie, że THD+N to ***Total Harmonic Distortion plus Noise***, czyli że są to *całkowite zniekształcenia nieliniowe plus szumy*.

Rozwiązanie zagadki postawionej przez Czytelnika to właśnie ta literka N – szumy! Wykres z rysunku A jest jeszcze raz przedstawiony na **rysunku D**, gdzie pokazane jest, że cały obszar zaznaczony kolorem różowym nie pokazuje współczynnika zniekształceń, tylko właśnie obrazuje szumy. Dopiero wykres dotyczący mocy wyjściowej ponad 20 watów rzeczywiście pokazuje współczynnik zniekształceń harmonicznych THD.



Ale tu pojawia się kolejna wątpliwość: *dlaczego szumy wzmacniacza rosną ze zmniejszaniem mocy wyjściowej?*

Otóż NIE rosną: szumy są stałe! Jeśli coś rośnie, to co najwyżej rośnie charakterystyka, wykres. A ten wykres nie przedstawia szumów, tylko „jakieś procenty".

Jakie procenty? Otóż dokładniej biorąc, na rysunkach A i B na osi pionowej mamy współczynnik THD+N wyrażony w procentach. Procentach czego?

W Wikipedii angielskojęzycznej znajdziemy zgrabny wzór:

$$\mathrm{THD{+}N} = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} \mathrm{harmonics} + \mathrm{noise}}{\mathrm{fundamental}}$$

W liczniku mamy sumę wszystkich kolejnych harmonicznych, począwszy od drugiej harmonicznej oraz szumów. W mianowniku mamy składową fundamentalną, podstawową, czyli pierwszą harmoniczną. THD+N jest stosunkiem, wielkością bezwymiarową, więc możemy go przedstawić w procentach albo w decybelach.

100% elektroniki

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

na www.avt.pl/prenumerata

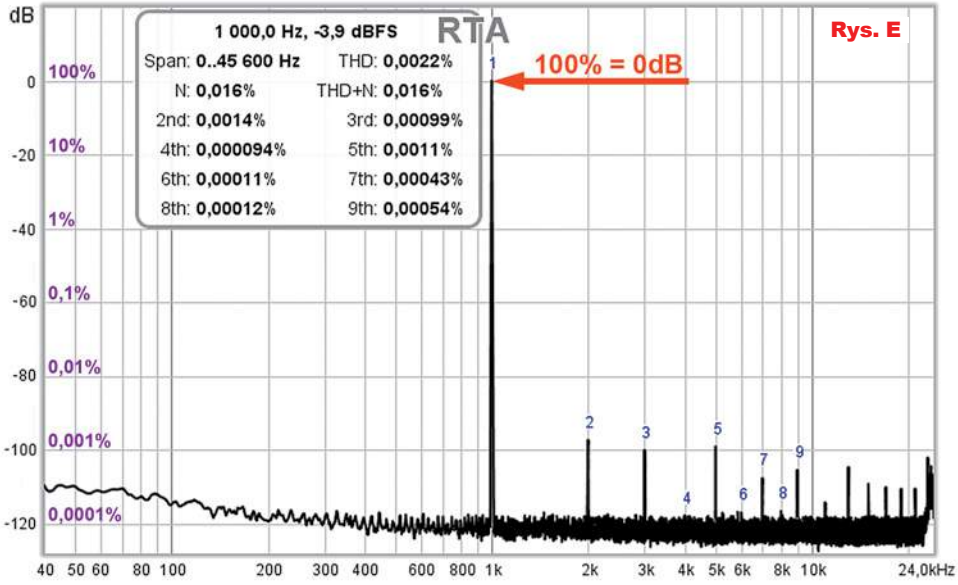
eprasa.pl 0ecd7747c0

Przy małej zawartości zniekształceń i szumów ta składowa podstawowa będzie praktycznie równa napięciu wyjściowemu, co nie jest istotne w omawianej kwestii. W każdym razie 100% oraz 0 decybeli określa wielkość składowej podstawowej.

Można to zobaczyć na **rysunku E**, pochodzącym z omawianego już w EdW rewelacyjnego programu REW. Tu pomiar przeprowadzony został przy jednej częstotliwości (1kHz) oraz przy jakiejś jednej wielkości sygnału. Na obrazku mamy spektrum sygnału na wyjściu: dokładnie widzimy, że na wyjściu występują wyższe harmoniczne o różnych poziomach, nie zauważamy brumu sieci i harmonicznych 50Hz. Niezależnie od faktycznej wielkości, składowa podstawowa (1kHz) to 100%, czyli 0dB, a poziomy poszczególnych harmonicznych odnosimy do tej właśnie wielkości. Program w tabelce podał w procentach wielkości kolejnych pojedynczych harmonicznych aż do dziewiątej, a także też w procentach szumy oraz współczynniki THD oraz THD+N.

Nadążasz?

A jeżeli wykresy z rysunków A, B, D przedstawiają zależność THD+N od mocy wyjściowej albo napięcia wyjściowego, to znaczy, że podczas pomiarów tych charakterystyk zmienia się wielkość sygnału wyjściowego. Nie zmieniają się natomiast szumy. Załóżmy, że zniekształceń harmonicznych nie ma przy bardzo małych sygnałach wyjściowych (co jest niedalekie od prawdy). Jeżeli szumy mają niezmienny poziom, a zmienia się wielkość sygnału wyjściowego, to oczywiście zmienia się też ich stosunek. I właśnie to mamy na zaznaczonej różową podkładką części rysunku D: szumy są niezmienne, ale przy zmiennej wielkości badanego sygnału wyjściowego zmienia się stosunek sygnał – szum. Jeśli sygnał wyjściowy 1kHz jest mały, to stosunek sygnał – szum jest niewielki. Jeżeli sygnał wyjściowy rośnie, a szumy pozostają stałe – stosunek sygnał – szum rośnie. A na wykresie z rysunków A, B, D wygląda, że zmniejsza się zawartość harmonicznych. A tak nie jest – w tym zakresie „szumowym" mierzymy tylko szumy, a nic nie wiemy o zawartości harmonicznych.



Z tego, co zostało tu przedstawione, wynika, że z takich charakterystyk THD+N można określić poziom szumów wzmacniacza. Tak!

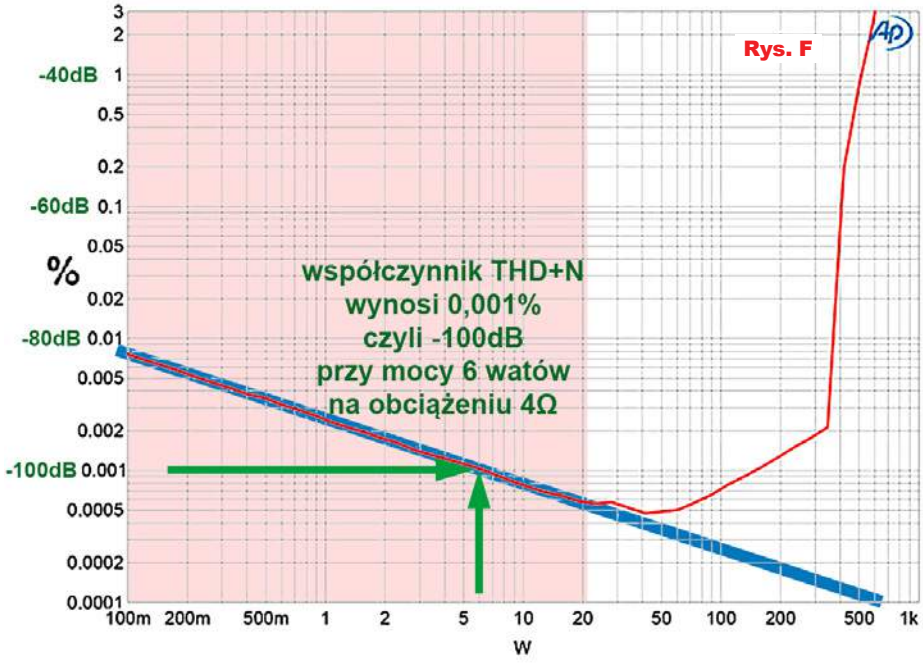
Na rysunku G zaznaczony jest punkt odpowiadający zniekształceniom 0,001%. Wystepuje on przy mocy 6W. Z rysunku 1 wynika, że charakterystyka dotyczy wzmacniacza obciążonego rezystancją 4Ω. Możemy policzyć napięcie sygnału testowego (1kHz). Wzór $P = U^2 / R$ przekształcamy do postaci: $U = \sqrt{P / R}$

Liczymy: $U = \sqrt{6 / 4} = \sqrt{1,5}$

$U = 1,225V \sim 1,2V_{RMS} = 1,2Vsk$

Jest to wartość skuteczna sinusoidalnego napięcia wyjściowego (praktycznie tylko pierwszej harmonicznej). Zmierzony sygnał THD+N, w praktyce tylko szumy, to tylko 0,001% napięcia tej pierwszej harmonicznej, czyli –100dB, czyli 1 / 100000. Szumy są więc 100 tysięcy razy mniejsze od sygnału wyjściowego, który wtedy wynosi 1,2V. Oznacza to, że szumy na wyjściu tego wzmacniacza mają napięcie (wartość skuteczna) tylko znikome 12 mikrowoltów.

Do obliczeń można wziąć dowolny inny punkt „z zakresu szumowego" – wyniki będą te same. Obejmują one tylko szumy, a nic nie wiadomo o harmonicznych, które są wtedy bardzo małe. Wbrew pozorom, najmniejsze zniekształcenia wcale nie występują przy mocy wyjściowej 40...50W, tylko właśnie przy najmniejszych sygnałach wyjściowych.



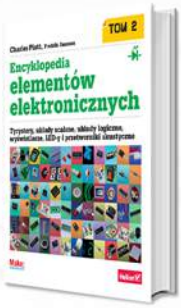
eprasa.pl 0ecd7747c0

Wybrane książki dla Czytelników „Elektroniki dla Wszystkich”

Encyklopedia elementów elektronicznych. Tom 1. Rezystory, kondensatory, cewki indukcyjne, przełączniki, enkodery, przekaźniki i tranzystory
Autor: Charles Platt; Stron: 296; Oprawa: miękka; Kod: KS-210200

To książka przeznaczona dla początkujących i zaawansowanych elektroników, zarówno inżynierów, jak i hobbystów. Zawiera starannie zebrane, skompletowane, uporządkowane, a co najważniejsze, sprawdzone i potwierdzone informacje o elementach elektronicznych. Pierwszy z trzech tomów obejmuje informacje o podstawowych elementach, wykorzystywanych chyba we wszystkich projektach.
Rezystory, kondensatory, cewki indukcyjne, przełączniki, enkodery, przekaźniki i tranzystory. Dokładne informacje o każdym komponencie: funkcja, działanie, rodzaje, wartości, stosowanie, możliwe błędy.
Absolutny niezbędnik każdego elektronika: wiarygodny, kompletny, wyczerpujący!

Encyklopedia elementów elektronicznych. Tom 2. Tyrystory, układy scalone, układy logiczne, wyświetlacze, LED-y i przetworniki akustyczne
Autor: Charles Platt i Fredrik Jansson; Stron: 304; Oprawa miękka; Kod: KS-210202

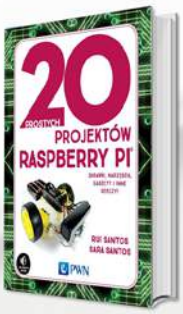


Drugi tom niezwykłej encyklopedii przeznaczonej dla praktyków elektroniki. Podobnie jak w pierwszym, tak i tutaj znalazły się skompletowane, uporządkowane, a co najważniejsze - sprawdzone i potwierdzone informacje o elementach elektronicznych. Drugi z trzech tomów jest poświęcony układom scalonym, tyrystorom, źródłom światła i dźwięku, wskaźnikom oraz wyświetlaczom - ich opisy zostały uzupełnione licznymi fotografiami, schematami i wykresami. Dowiesz się, do czego służy każdy z prezentowanych podzespołów, jak działa, kiedy jest najbardziej przydatny i w jakich odmianach występuje. Oto prawdziwa pomoc dla praktyków, którzy chcą szybko uzyskać wskazówki potrzebne do pracy!
Absolutny niezbędnik każdego elektronika: wiarygodny, kompletny, wyczerpujący!

Lutowanie od podstaw
Autor: Witold Wrotek; Stron: 160; Oprawa miękka; Kod: KS-201000

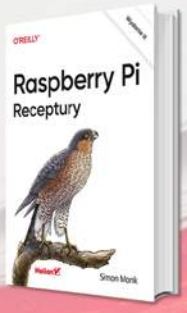
Jeśli chcesz poznać technikę lutowania i nauczyć się prawidłowo stosować ją w praktyce, sięgnij po odpowiednie źródło wiedzy! Książka Lutowanie od podstaw krok po kroku wprowadzi Cię w tajniki sztuki łączenia elementów, przedstawi niezbędne narzędzia i dobre praktyki, nauczy unikać typowych błędów popełnianych przez początkujących oraz pokaże najlepsze sposoby lutowania różnych elementów elektrycznych i elektronicznych.
Nauczysz się też dzięki niej, jak wykonać proste prace elektryczne w swoim domu, a nawet jak naprawić typowe usterki występujące w urządzeniach AGD.
Zostań prawdziwym mistrzem lutownicy!

20 prostych projektów Raspberry Pi
Autorzy: Rui Santos, Sara Santos; Stron: 276; Oprawa miękka; Kod: KS-210401



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

Raspberry Pi. Receptury. Wydanie III
Autor: Simon Monk; Stron: 528; Oprawa miękka; Kod: KS-200901



Zaktualizowane wydanie znakomitego zbioru receptur ułatwiających wykorzystanie potencjału Raspberry Pi. Uwzględniono tu nowe modele tego komputera, a także zmiany i ulepszenia systemu operacyjnego Raspbian. Dodano rozdziały traktujące o dźwięku i automatyce domowej. Te receptury bez trudu wykorzystasz dla zwiększenia wygody we własnym domu. Dzięki lekturze poznasz podstawowe reguły tej technologii, aby łatwiej zrozumieć zagadnienia dotyczące konkretnej płytki czy kodu. Z tej pozycji możesz korzystać podobnie jak z książki kucharskiej: przeczytać od deski do deski albo skupić się na rozwiązaniu jednego, konkretnego problemu. Być może docenisz, że w recepturach dotyczących sprzętu uwzględniono przede wszystkim rozwiązania niewymagające lutowania obwodów.
Raspberry Pi: morze możliwości dla inżyniera z pasją!

AVT sklep

sklep.avt.pl

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

eprasa.pl 0ecd7747c0

Jubileusz 25-lecia EdW
Moja przygoda z elektroniką i EdW

Swoją przygodę z EdW rozpocząłem we wrześniu 1996 i trwa ona z kilkuletnią przerwą do dziś.

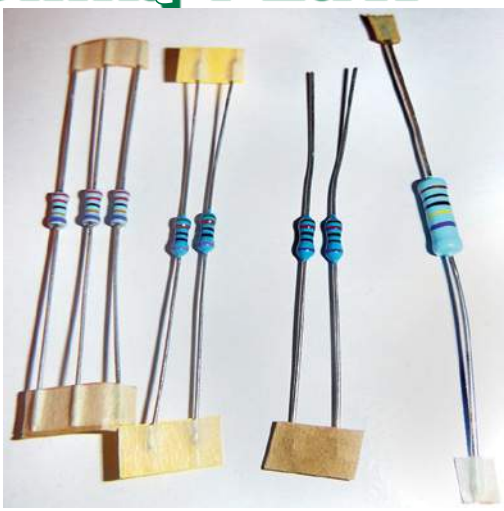
W cyklu artykułów o rezystorach EdW 1–2/1996 padły słowa: *w życiu nie spotkasz rezystora o tolerancji 0,1%*. Od kilku miesięcy trafiam na rezystory o tak wąskiej tolerancji – przykłady na załączonym zdjęciu. Ich cena za 2–3 sztuki to niemal tyle samo, co za 50–100 sztuk rezystorów metalizowanych o tolerancji 1%, które spowszedniały do tego stopnia, że trafiają na miejsce krajowych rezystorów o tolerancji 10% w sprzęcie audio polskiej produkcji. Wiem z własnego doświadczenia, że rezystor 470kΩ o tolerancji 10% potrafi osiągnąć wartość 520kΩ, a 1MΩ odpowiednio 1,2MΩ, co daje duży rozrzut parametrów. Zastosowanie precyzyjnych rezystorów z kondensatorami o tolerancji 5 czy 2,5% pozwala na powtarzalność charakterystyk układów korekcyjnych we wzmacniaczach odczytu oraz zapisu (magnetofony), czy też RIAA. I to jest istotny postęp w ciągu 25 lat wytwarzania podzespołów elektronicznych.

Przez te wszystkie lata cyfryzowano wszystko, co było można, poza przedłużaniem gatunku i sprawami religijnymi. Wydawać by się mogło, że technika analogowa odeszła do lamusa. Za sprawą mediów słowo „taśma" zmieniło znaczenie jako potajemne nagranie rozmowy z władzą, bez pytania o zgodę. Okazało się to, o dziwo, dobrą reklamą magnetofonów. Wznawiana jest produkcja radiomagnetofonów, ale są tak samo tandetne jak bazarowe jamniki z lat 90. Ta powtórka tandety spowodowała gwałtowne zainteresowanie także pozostałymi sprzętami RTV i miernikami.

Zazwyczaj w lepszym stanie jest sprzęt znaleziony na strychu niż w piwnicy, bowiem elektronika nie kocha wilgoci, a kondensatory elektrolityczne wręcz sypią się z rozpaczy. Negatywną stroną tej cieszącej oczy i uszy dziedziny elektroniki jest hiperinflacja cen np. przez rok ceny głowic magnetofonowych zostały podwojone, a wobulator K937 z kilkuset złotych skoczył do 1500zł. Tu ujawnia się kolejny problem, czyli niechlujna dokumentacja serwisowa. Np. w instrukcji serwisowej K937 jest odesłanie do instrukcji uruchomienia, niedostępnej do dziś. Brak aktualizacji schematów w wyniku zmian w produkcji, również brak danych cewek w.cz., o czym się przekonałem podczas napraw radiomagnetofonu Maja i Maja 2. Opracowałem z małą pomocą metodę przestrojenia Maj, bowiem sposób przestrojenia opisany w „Serwisie Elektroniki" 3/2000 nie daje wyników nawet dobrych – po prostu psują się głowice UKF. Kolejnym sukcesem były nagrody za opracowanie i wykonanie sztucznego obciążenia 50W oraz pilota przewodowego do magnetofonu SMAK RZ-1547, którego dokumentacji do dziś nie ujawniono i nie odnaleziono, a także artykułu o tłumikach.

Cieszę się, że rozwija się tematyka miernictwa. Myślę, że w przyszłości trafią się moduły Arduino, umożliwiające stworzenie magnetofonu lub radia DAB+ i mierników. Konwerter DAB+ na FM z pewnością będzie popularnym artykułem i kitem AVT. Miło mi, że pojawił się opis analizatorów NWT, ich przykładem jest Nano VNA. Jest to alternatywa dla wspomnianego wcześniej wobulatora. Bardzo mnie interesuje: jaka będzie cena tego analizatora w sklepie AVT? Gdyby do tego analizatora dołożyć działanie w paśmie akustycznym, to otrzymano by miernik zniekształceń nieliniowych, a nawet miernik nierównomierności przesuwu taśmy, wspomniane w pierwszym moim liście do redakcji EdW, opublikowanym w numerze 6/2018.

Również jest dla mnie zaszczytem projekt sondy różnicowej w EdW 5/2019. Istnieją programowe substytuty mierników nierównomierności przesuwu taśmy, jak WFGUI8 z ant-audio.com, czy też mierniki zniekształceń nieliniowych



Right Mark Audio Analyser z audio.rightmark.org i Spectra Plus ze spectraplus.com. Jednak dużo satysfakcji daje własnoręczna budowa przyrządu pomiarowego, bowiem dokładność substytutów programowych mierników zależy od częstotliwości próbkowania karty dźwiękowej. W siostrzanej EP 2–3/1997 był opisany kit AVT332, a nawet filtr psofometryczny krzywa A – AVT182 w EP 5/1996. Szkoda, że archiwalne kity są tylko w wersji A, czyli same płytki.

Niech mottem dalszego rozwoju elektroniki będą słowa Adama Asnyka: „Ale nie depczcie przeszłości ołtarzy, choć macie sami doskonalsze wznieść". Potwierdzeniem tych słów jest duże poparcie czytelników dla artykułów o lampach.

Życzę sukcesu w tworzeniu przyszłych artykułów i projektów z zakresu miernictwa, audio i Arduino. Na koniec pytanie: a gdyby tak do drukarki 3D dać cynę zamiast filamentu, to jak by sobie poradziła z lutowaniem elementów SMD?

Adam Sosnowski
adam.koluszki@o2.pl

Zachęcamy do nadsyłania podobnych tekstów!

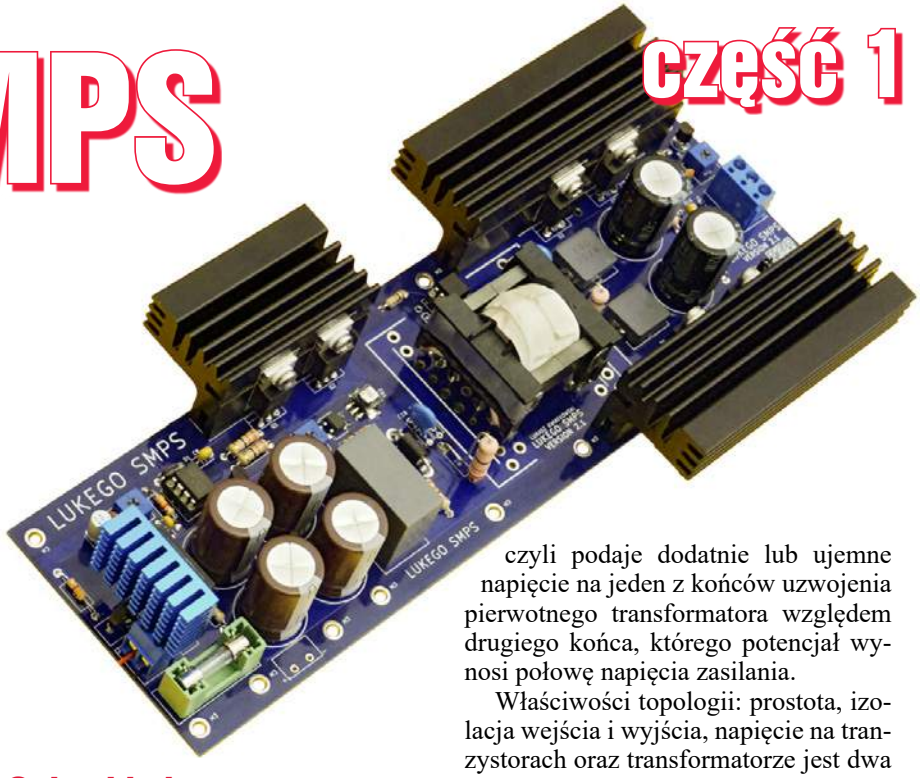
Podziel się z innymi Czytelnikami swoimi wspomnieniami albo przemyśleniami, dotyczącymi historii, współczesności czy spodziewanego rozwoju elektroniki!

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.

eprasa.pl 0ecd7747c0

Mój SMPS

część 1



Zasilacz impulsowy służy do zmiany napięcia wejściowego na napięcie wyjściowe o pożądanej wartości, dlatego może być zarówno lżejszą, mniejszą i zwykle tańszą alternatywą dla typowego transformatora, jak i wydajniejszym zamiennikiem stabilizatora liniowego. W większości nowych produktów typowe transformatory i stabilizatory liniowe nie są już stosowane. Zasilacze liniowe nadal są popularne w hobbystycznych układach dlatego, że zasilacz impulsowy składa się z większej liczby elementów, w tym owianych złą sławą elementów magnetycznych. Najlepsze zasilacze impulsowe są bardzo skomplikowane, a projektując nawet proste zasilacze impulsowe, trzeba zmierzyć się ze zjawiskami fizycznymi, które spędzają sen z powiek hobbystom.

Żeby w praktyczny sposób zacząć przygodę z zasilaczami impulsowymi, zbudowałem prosty eksperymentalny zasilacz, przetwornicę DC/DC o mocy 100W obniżającą napięcie o wartości maksymalnie 60V o połowę. Unikamy w ten sposób eksperymentów z bardzo niebezpiecznym napięciem sieci 230V. Napięcie wejściowe o wartości kilkudziesięciu woltów pozwoli zbadać interesującą topologię z wykorzystaniem jako źródła zasilania standardowego zasilacza laboratoryjnego. Nie zmienia to faktu, że przy uruchamianiu dowolnego układu należy zachować środki ostrożności np. nie dotykać go podczas pracy i nosić okulary ochronne.

Opis układu

Idea zasilacza impulsowego polega na wyprostowaniu napięcia zmiennego, czyli jego zamianę na stałe, a następnie ponownie na zmienne, ale o wyższej częstotliwości, w naszym przypadku około 100kHz. Następnie przepuszczenie go przez transformator oraz ponowne wyprostowanie i odfiltrowanie składowych o wysokiej częstotliwości. Dzięki podwyższeniu częstotliwości rozmiar transformatora w stosunku do mocy jest dramatycznie mniejszy niż przy dobrze znanych transformatorach na 50Hz.

Topologia. Zasilacz o schemacie pokazanym na **rysunku 1** jest skonstruowany w topologii ***half-bridge push-pull***, oznacza to, że półmostek, czyli dwa tranzystory, na zmianę ciągnie lub pcha czyli podaje dodatnie lub ujemne napięcie na jeden z końców uzwojenia pierwotnego transformatora względem drugiego końca, którego potencjał wynosi połowę napięcia zasilania.

Właściwości topologii: prostota, izolacja wejścia i wyjścia, napięcie na tranzystorach oraz transformatorze jest dwa razy mniejsze niż napięcie zasilania, a prąd płynący przez tranzystory i transformator jest dwa razy większy niż pobierany ze źródła zasilania.

Jest to dobry wybór przy wyższych napięciach wejściowych oraz przy mocach od 100W aż do setek watów lub nawet pojedynczych kilowatów. Sprawność topologii (η) przekracza 75%.

Przy mocy wyjściowej P_{WY}=100W zasilacz pobierze nie więcej niż

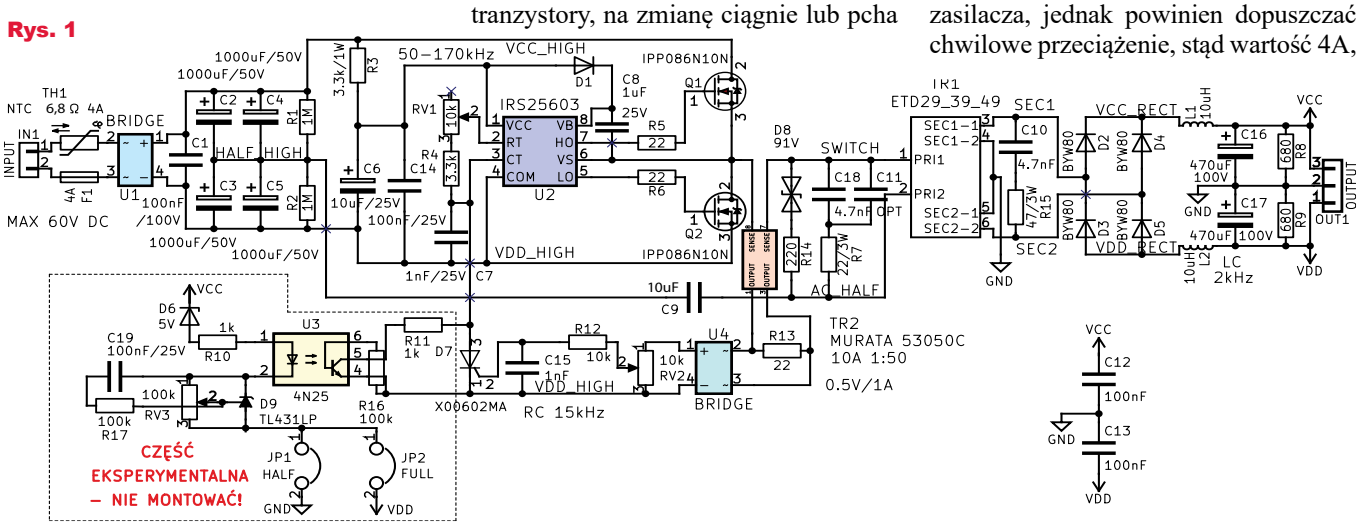
$$P_{WE}=\frac{P_{WY}}{\eta}=\frac{100\,W}{75\%}=133\,W$$

co daje przy napięciu U_{WE}=60V prąd

$$I_{WE}=\frac{P_{WE}}{U_{WE}}=2{,}2\,A$$

Na wejściu zasilacza pracują elementy ochronne. Bezpiecznik F1 musi się przepalić przy nieprawidłowym działaniu zasilacza, jednak powinien dopuszczać chwilowe przeciążenie, stąd wartość 4A,

Rys. 1



eprasa.pl 0ecd7747c0

czyli $2\times I_{WE}$. W praktyce bezpiecznik przepali się przy około 6A, czyli $3\times I_{WE}$. Żeby ograniczyć impuls prądowy przy załączaniu spowodowany napełnianiem kondensatorów, stosuje się termistor NTC TH1. Termistor ma oporność 6,8Ω, czyli maksymalny prąd to

$$I_{WE_{START}} \le \frac{60V}{6{,}8\Omega} = 8{,}8A$$

kiedy jest zimny. Przy przepływie prądu natychmiast się rozgrzewa, a jego opór spada do max. 0,2Ω, co daje straty na poziomie $P_{LOSS_{TH1}} \le I_{WE}^2 \times 0{,}2\Omega = 0{,}96W$.

Należy zwrócić uwagę na moc strat mostka prostowniczego. W przypadku GBU6J przy prądzie nominalnym napięcie przewodzenia to 0,8V na element. Moc $P_{LOSS_{BRIDGE}} \le I_{WE} \times 2 \times 0{,}8V = 3{,}5W$ przy rezystancji termicznej 21K/W spowoduje wzrost temperatury o 74°C, co przy temperaturze pokojowej oznacza 100°C. Układ będzie zasilany ze źródła stałego napięcia, więc mostek pełni tylko funkcję ochronną przed złą biegunowością oraz pozwoli zaobserwować, jak wpływa na sprawność zasilacza.

Aby uniknąć narażenia na przeciążenie termistora i mostka, należy zwrócić uwagę na maksymalną dopuszczalną pojemność kondensatorów wejściowych – dane dostępne w notach katalogowych.

Z mostka prąd trafia na kondensatory wejściowe. Kondensator C1 jest ceramiczny, aby stłumić wysokoczęstotliwościowe zakłócenia. Energię do działania zasilacza gromadzą C2...C5. Przy zasilaniu napięciem stałym pojemność ma mniejsze znaczenie, ja do eksperymentów z zasilaczem laboratoryjnym użyłem 1000µF. Jeśli cyklicznie wykorzystujemy znaczny procent energii zgromadzonej w kondensatorach, muszą być one typu Low ESR, czyli mieć niską zastępczą rezystancję szeregową, która powoduje straty przy przepływie prądu. W przeciwnym wypadku kondensator będzie się nagrzewał, skutkując przyspieszonym zużyciem, a w najgorszym wypadku wybuchnie od gotującego się w nim elektrolitu.

Pary C2 i C4 oraz C3 i C5 tworzą dzielnik napięcia. Połowa napięcia zasilania podawana jest na C9, którego rolą jest dodatkowa eliminacja składowej stałej, która mogłaby doprowadzić do niekorzystnej asymetrii w zmianach strumienia magnetycznego rdzenia. Napięcie tętnień powinno być małe, załóżmy 2V. Wartość kondensatora liczymy tak:

$$C_{C9} = \frac{I_{SWITCH}}{2 \times f_{SWITCH} \times V_{RIPPLE}} = \frac{2 \times I_{WE}}{2 \times f_{SWITCH} \times V_{RIPPLE}} = \frac{4{,}4A}{2 \times 100kHz \times 2V} = 11\mu F \approx 10uF$$

Należy zastosować kondensator polipropylenowy MKP, w ostateczności poliestrowy MKT przystosowany do pracy z napięciem zmiennym ponad 60V oraz wystarczającą maksymalną szybkością zmiany napięcia w czasie dV/dt, w zasilaczu będzie to około

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{2V}{4\mu s} = 0{,}5V/\mu s$$

należy zwrócić uwagę na wartość tych parametrów przy 100kHz.

Układ sterujący. Na sterownik swojego pierwszego zasilacza (**fotografia 1**) wybrałem kontrowersyjny, ale prosty IR25603, produkowany przez Infineon (dawniej IRF), oznaczony symbolem U2 odpowiednik NE555 o szerokim zakresie napięć zasilania. U2 ma wewnątrz wbudowaną diodę Zenera, która ogranicza napięcie zasilania dostarczone poprzez R3 i filtrowane przez C6 i C14 do 15,6V. R3 musi dostarczyć minimum 5mA do U2, stąd jego wartość zależy od napięcia zasilania.

Układ U2 steruje tranzystorami Q1 i Q2 IPP086N10 MOSFET N, przełączając je z częstotliwością około 100kHz, wyznaczoną przez C7, R4 oraz potencjometr RV1, który pozwala zmieniać częstotliwość w zakresie 50–170kHz. Pomiędzy wyłączeniem jednego tranzystora a załączeniem drugiego następuje przerwa tzw. dead-time 1,2µs, aby nie dopuścić do sytuacji, gdy oba tranzystory przewodzą jednocześnie. Tranzystory podają na uzwojenie pierwotne transformatora dodatnią lub ujemną szynę zasilania, drugi koniec uzwojenie podłączony jest do połowy wyprostowanego napięcia zasilającego podawanego przez C9.

Fot. 1

Na co zwrócić uwagę? Oto kluczowe elementy, na które trzeba zwrócić szczególną uwagę:

Kondensatory filtrujące zasilanie U2. Częstotliwość pracy rzędu 100kHz wymusza niskie wartości ESR, dlatego jest to para C6 – kondensator polimerowy oraz C14 kondensator ceramiczny. Błędne użycie zwykłego kondensatora elektrolitycznego skutkuje niestabilnością sterownika, okresowym wyłączaniem się, co można nawet usłyszeć! Zwykle jako skwierczenie transformatora.

Kondensator bootstrapu C8, który jest źródłem zasilania dla bramki górnego tranzystora Q1. Bootstrap oznacza, że kondensator jest ładowany z napięcia zasilania przez diodę D1 wtedy, gdy dolny tranzystor jest otwarty, a gdy Q1 się zamyka a Q2 – górny tranzystor się otwiera, to jego bramka jest zasilana właśnie z C8. W trakcie gdy tranzystor się otwiera, potencjał na źródle tranzystora rośnie ,ciągnąc do góry potencjał dolnej nóżki C8 – tak, że potencjał górnej nóżki jest powyżej dodatniego napięcia zasilania powodując pełne otwarcie Q2. W międzyczasie D1 blokuje odpływ ładunku z kondensatora do dodatniej szyny zasilania. C8 musi się bardzo szybko ładować i oddawać prąd – z częstotliwością 100kHz, dlatego kluczowe jest użycie „szybkiego" kondensatora, najlepiej ceramicznego 1µF. Szczegółowe obliczenia można znaleźć w nocie DT04-04 firmy Infineon. Dioda D1 jest mniej krytyczna, większość typowych diod spełnia wymagania czasowe. Błędne użycie zwykłego kondensatora elektrolitycznego powoduje niepełne lub brak otwarcia Q2, objawiające się grzaniem tego tranzystora.

Dobór tranzystorów. Jednym z mankamentów układu sterującego U2 jest niska wydajność prądowa wyjść, odpowiednio 180mA dla włączenia tranzystora oraz 260mA przy wyłączaniu tranzystora. W układzie zostały użyte tranzystory IPP086N10.

Policzmy, czy pierwszy tranzystor zamknie się, zanim drugi się otworzy. Czas do początku otwarcia wynosi

$$t_{ON_{START}} = R_{G_{SOURCE}} C_{iss} \times \ln\left(\frac{1}{1 - \frac{V_{TH}}{V_{GS}}}\right)$$

eprasa.pl 0ecd7747c0

$$R_{G_{SOURCE}} = R_g + R_{g_{source}} + R_{gext} = 1{,}2\,\Omega + \frac{15\,V}{180\,mA} + 22\,\Omega = 107\,\Omega$$

czyli

$$t_{ON_{START}} = 107\,\Omega \times 3\,nF \times \ln\left(\frac{1}{1-\frac{2.7\,V}{15\,V}}\right) = 64\,ns$$

Czas do pełnego zamknięcia to suma

$$t_{OFF_{FULL}} = R_{G_{SINK}} \times \left(C_{iss} \times \ln\left(\frac{V_{GS}}{V_{gp}}\right) + C_{gd} \times \frac{V_{DS}}{V_{gp}} + C_{iss} \times \ln\left(\frac{V_{gp}}{V_{TH}}\right)\right) = 421\,ns$$

Pierwszy składnik to odpowiednio przejście z maksymalnego napięcia bramki do napięcia plateau, następnie czas trwania plateau i zamknięcie tranzystora. Samo plateau będzie trwać około 144ns. Szczegóły obliczeń w nocie AN608A firmy Vishay.

Czyli minimalny deadtime to 421ns–64ns=357ns. Zakładając, że obliczenia nie są idealne, a tranzystory mają rozrzut parametrów sięgający 30%, pomnóżmy minimalny czas przez współczynnik bezpieczeństwa 1,5, co daje 536ns, więc możemy zastosować układ z deadtime 1,2µs. Warto zwrócić uwagę, że choć typowy deadtime np. IR21531 to 0,6µs, to zgodnie z notą minimalnie może mieć deadtime tylko 0,35µs, a to może być zbyt mało, więc bezpieczniej zastosować IR25603. Do eksperymentów użyłem obu układów.

Na **oscylogramie 1** widać rzeczywisty przebieg, przy okazji – jako chwilowe wypłaszczenie – widać napięcia plateau wynoszące, zgodnie z notą 4,9V. Dodatkowo potwierdza się obliczony czas do osiągnięcia Vth około 64ns.

Uwaga! Wszystkie oscylogramy (i fotografie) w oryginalnej postaci dostępne są w Elportalu wśród materiałów dodatkowych do tego numeru.

Czas zamykania na **oscylogramie 2** wynosi wedle oscyloskopu 392ns.

Oscylogram 3 pokazuje napięcie na rezystorach bramkowych 22Ω. Widać, że prąd nie jest stały, a jego maksimum to 138mA/203mA – jest to wpływ właśnie tych rezystorów na domyślną wydajność 180mA/260mA. Widać też, że proste podzielenie ładunku bramki Q_G = 42nC przez wydajność prądową sterownika jest błędne, wtedy wyjdzie

$$t_{OFF_{FULL}} = \frac{42\,nC}{260\,mA} = 162\,ns$$

czyli znacznie mniej niż w prawidłowych obliczeniach.

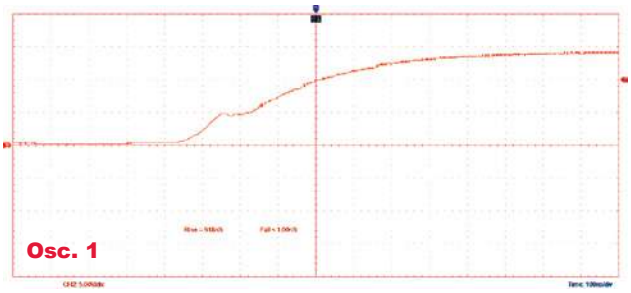
Przebieg na bramkach przy deadtime 0.6us na **oscylogramie 4**.

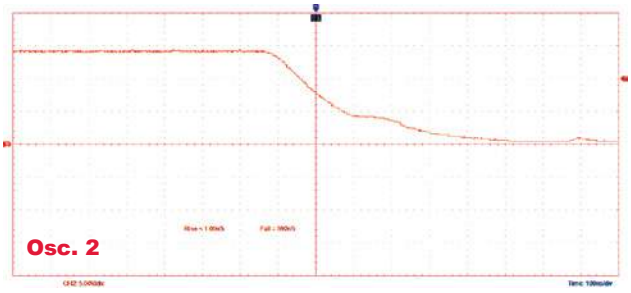
Dla wybranych tranzystorów IPP086N10 przebieg wygląda prawidłowo. Jednak już np. IRFP4468 ma 10× większą pojemność C_{iss}, co spowoduje, że U2 nie będzie w stanie prawidłowo go wysterować bez dodatkowych układów i tranzystory ulegną uszkodzeniu, zwierając szyny zasilania.

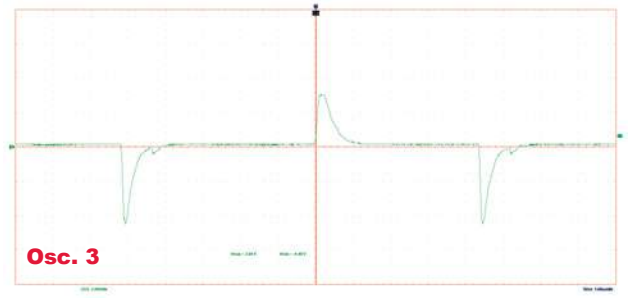
Transformator. Wybór transformatora zaczynamy od materiału oraz jego rozmiaru. Dla 100kHz dobrym wyborem będzie N87 TDK, alternatywnie można wykorzystać 3C90 lub 3C94 Ferroxcube. Korzystając z aplikacji od TDK – *Magnetic tool design* lub *Ferroxcube – SFDT* można wyznaczyć rozmiar rdzenia zależnie od mocy i innych parametrów. Innym źródłem są handbooki tych firm. Handbook Ferroxcube sugeruje, żeby przy mocy 100W wykorzystać rdzeń ETD29, co też zrobiłem, natomiast wyliczenia z programów SFDT oraz Magnetic tool design sugerują, że z takiego rdzenia przy korzystnych warunkach i 100kHz można uzyskać aż 3–4 razy więcej mocy.

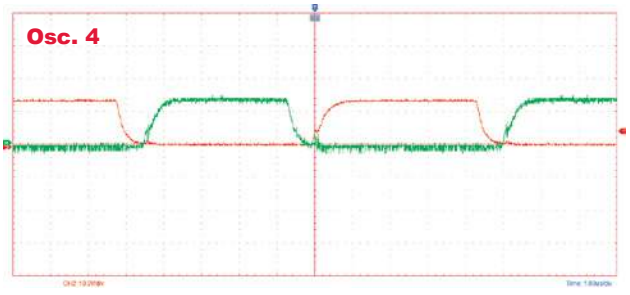
Wybrałem rdzeń ETD29 – **fotografia 2** z materiału N87, bez szczeliny, ponieważ w topologii half-bridge push-pull energia nie jest magazynowana w rdzeniu w przeciwieństwie do np. flyback.

Kolejne ważne pytanie: ile zwojów nawinąć? Dla uzwojenia pierwotnego obliczymy to z równania


Osc. 1


Osc. 2

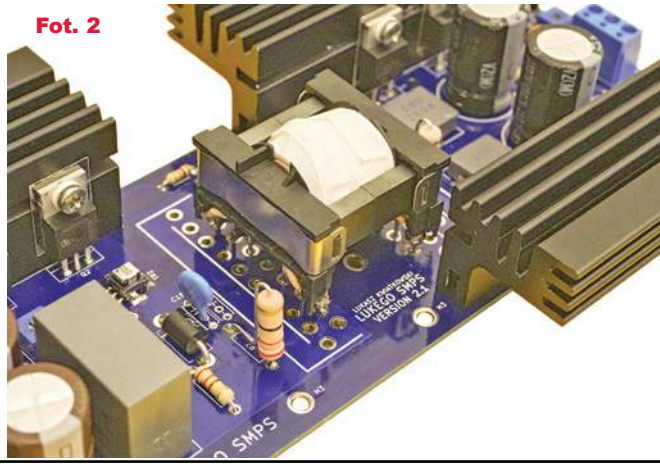

Osc. 3


Osc. 4

$$N = \frac{U_{MAX}}{4\,f\,B_{MAX}\,A_e}$$

gdzie B to maksymalna indukcja, jaką chcemy osiągnąć w rdzeniu. Górnym limitem jest indukcja nasycenia w przypadku N87 to 390mT, w praktyce

Fot. 2



eprasa.pl 0ecd7747c0

znacznie wcześniej odczujemy grzanie się rdzenia. Rdzeń ETD29 ma rezystancję termiczną około 28K/W. Żeby nie był gorący, chcemy w nim wytracić maksymalnie 1W, co da nam temperaturę w warunkach domowych poniżej 60°C. ETD29 ma objętość 5,4cm^3. Patrząc na wykres strat w rdzeniu w funkcji temperatury, widzimy, że rdzeń ma 100mW/cm^3 strat przy 40°C przy 100mT i 100kHz, czyli wydzieli się 0,54W. Mamy więc zapas na straty wynikające z oporu uzwojenia. Wracamy do wzoru – uzwojenie pierwotne będzie miało:

$$\frac{30\,V}{4\times 100\,kHz\times 100\,mT\times 76\,mm^2}=9{,}9\,zw$$

Ponieważ mamy zapas, zaokrąglamy w dół do 9 zwojów, co daje indukcję maksymalną 110mT. Oczywiście jest to przybliżenie, nie uwzględniliśmy dokładnego kształtu sygnału ani wypełnienia. Napięcie obniżamy o połowę względem zasilania, ale ponieważ jest już obniżone za pomocą dzielnika kondensatorów po stronie pierwotnej, to wtórne uzwojenie będzie miało taką samą liczbę zwojów. Aby uzyskać napięcie symetryczne po stronie wtórnej, podzieliłem je na dwa uzwojenia. Zakładając straty na różnych elementach i żeby łatwo się dało podzielić, wybieramy 2×5 zwojów. Uzwojenia nie możemy nawinąć pojedynczym drutem ze względu na efekt naskórkowy, który spowoduje, że prąd wejdzie maksymalnie na 0,2mm w przewodnik, co oznacza, że stosowanie drutu powyżej 0,4mm średnicy nie ma sensu. Z drugiej strony efektywny przekrój uzwojenia przy prądach rzędu 4A powinien wynosić około 1mm^2, aby uzwojenie nie grzało się nadmiernie. To oznacza, że potrzebujemy przynajmniej licę 12×0,4mm po stronie pierwotnej. W **tabeli 1** różnice w temperaturze przy dwóch różnych licach.

Gasiki. Prezentowany zasilacz jest typu hard-switch, czyli sterownik przełącza tranzystory, nie zważając na to, jaki jest prąd i napięcie na uzwojeniu, powodując twarde przełączenia, czyli nagłe zmiany.

Uruchomienie takiego zasilacza bez gasików (ang. snubber) to samobójstwo. Żeby przedstawić skalę problemu: bez gasików zasilacz zakłócał całkowicie komunikację bezprzewodowej klawiatury komputerowej oddalonej od odbiornika oraz zasilacza o metr. Przy okazji widać, po co są normy EMC, których prezentowany zasilacz nie spełnia nawet w ostatecznej wersji.

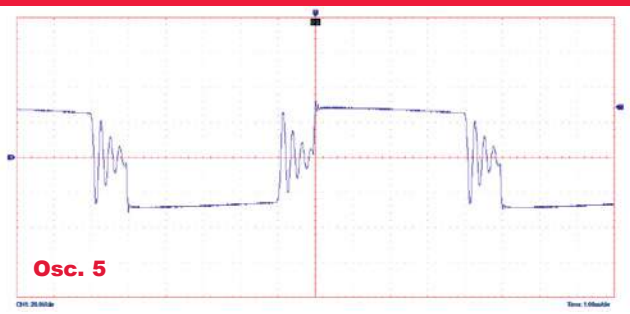
Eksperymenty zacząłem z gasikami o wartości 2,2nF i 470Ω po stronie pierwotnej. W uzwojeniu pierwotnym **oscylogramu 5** widać drgania sygnału wynikające z deadtime, kiedy uzwojenie jest swobodne, różne pojemności pasożytnicze rezonują z indukcyjnością rozproszenia transformatora – w moim przypadku 2,1µH. Jeśli szpilki przewyższą napięcie którejś szyny zasilania, zostaną ucięte przez diody w tranzystorach Q1 i Q2 nie zagrażając im. Jednak na wszelki wypadek dodałem diodę D8, która wygasza potencjalne szpilki wysokonapięciowe.

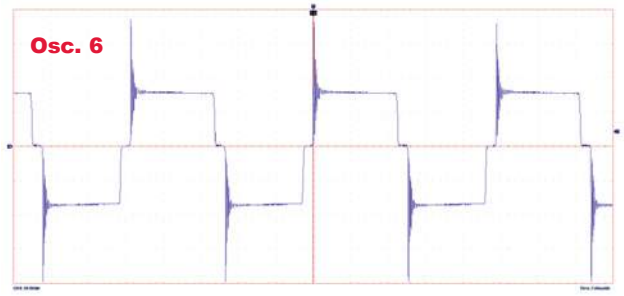
Uzwojenie wtórne: **oscylogram 6** wygląda znacznie gorzej: gigantyczne szpilki i dzwonienie. Szpilki mogą pompować kondensatory wyjściowe do wysokich napięć, powodując ich zniszczenie i generują zakłócenia.

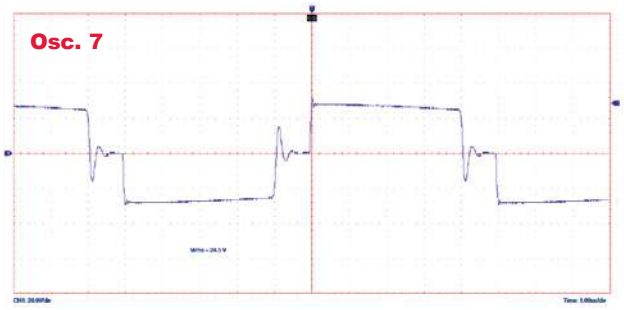
Tabela. 1

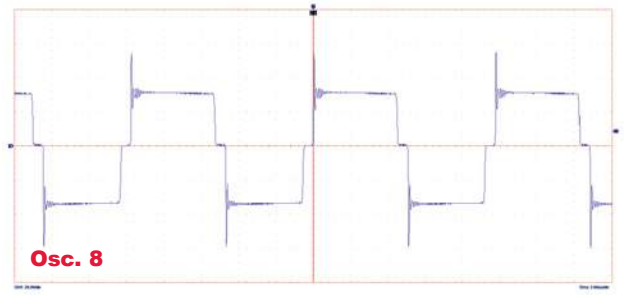
Moc	105W	110W
Uzwojenie	0,36mm^2 (7x0,255)	1,06mm^2 (270x0,071)
Czas [s]	Temperatura [°C]	Temperatura [°C]
0	23	23
30	40	27
60	49	28
120	60	30
300	77	36
600	96	42

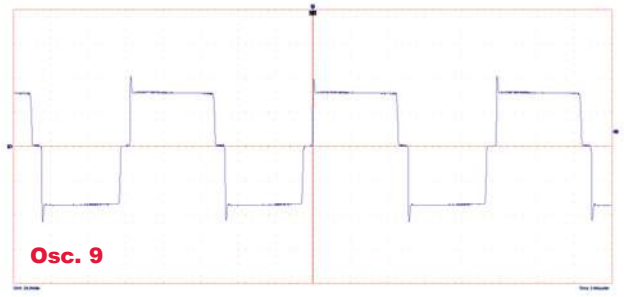
Jak dobrać gasiki? Teoretycznie można obliczyć ich wartość, znając indukcyjność rozproszenia, czyli mierząc indukcyjność uzwojenia ze zwartymi pozostałymi uzwojeniami oraz częstotliwość drgań. Po szczegóły odsyłam do noty katalogowej AN11160. Ostatecznie dobrałem R i C eksperymentalnie, godząc się z pewnym pogorszeniem sprawności przez moc traconą w gasikach w zamian za brak szpilek generujących zakłócenia.







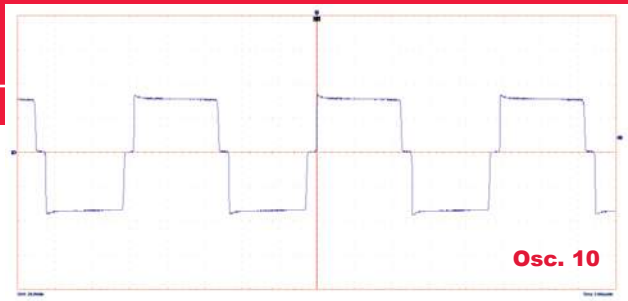


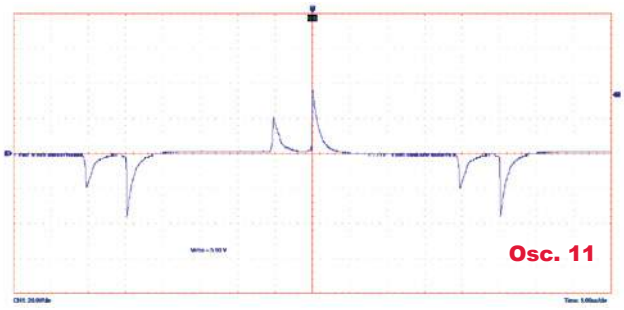


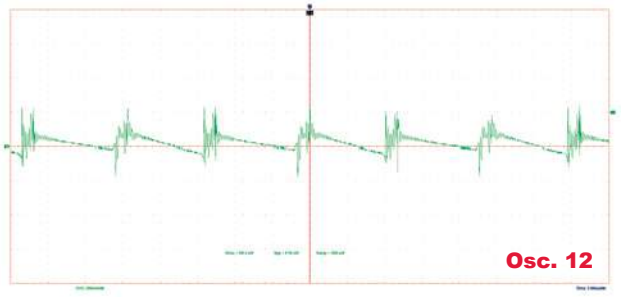
Oscylogram 7 to przebiegi przy 4,7nF i 22Ω po stronie pierwotnej. **Oscylogram 8**: 150pF i 47Ω po stronie wtórnej, **oscylogram 9**: 1nF i 47Ω po stronie wtórnej. **Oscylogram 10**: 4,7nF i 47Ω po stronie wtórnej.

Do eksperymentów zastosowałem 4,7nF i 22Ω po stronie pierwotnej oraz 4,7nF i 47Ω po stronie wtórnej. To dość „mocne" gasiki, generujące spore straty w zamian za zbocza sygnału bez szpilek. Dla uzwojenia wtórnego przy 100W mamy 5,9VRMS przy 47Ω, co daje 0,74W – **oscylogram 11**.

eprasa.pl 0ecd7747c0


Osc. 10

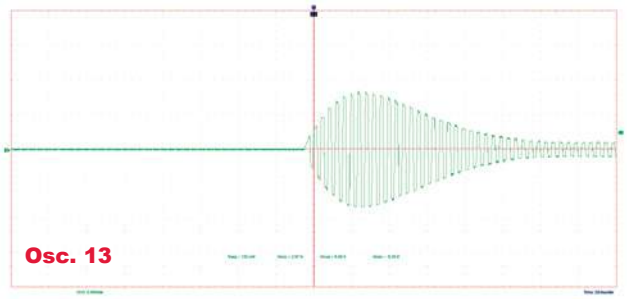

Osc. 11

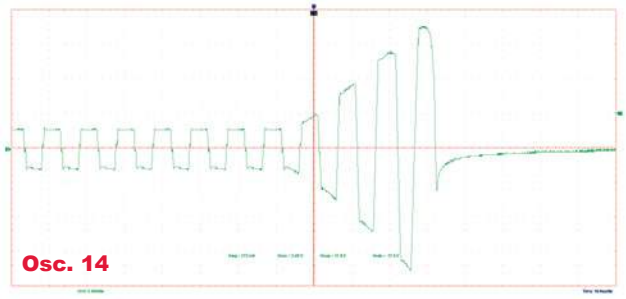

Osc. 12

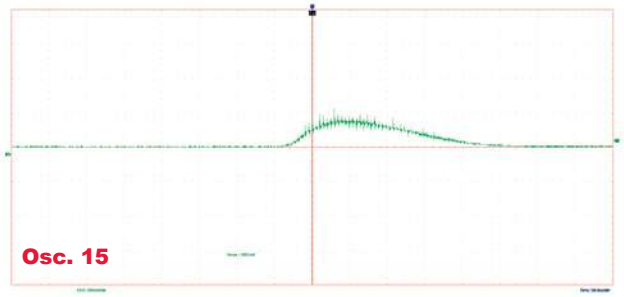
Wyjście. Po gasiku napięcie z uzwojenia wtórnego trafia na ultraszybkie diody D2-D5 tworzące mostek. Spadek napięcia na jednej diodzie to około 0,6V, a że płyną tu prądy rzędu kilku amperów, potrzebny jest radiator. Następnie mamy filtr LC o częstotliwości odcięcia około 2kHz, widoczny na **fotografii 3**, który usuwa składową 100kHz. Przy obciążeniu 5Ω, czyli mocy 140W, widzimy na **oscylogramie 12** przebieg 100kHz o V_{P-P} około 360mV, czyli 1%. Na samym końcu są dwa rezystory tworzące jałowe obciążenie o mocy około 1W, żeby uniknąć nadmiernego pompowania kondensatorów. Napięcie jałowe to około 36V, sporo więcej niż przy obciążeniu. Moc pobierana bez obciążenia to około 5W, składają się na to głównie straty w obciążeniu jałowym oraz gasikach.

Zabezpieczenie. Sam U2 nie zawiera zabezpieczenia przeciwzwarciowego, dlatego zrobiłem jego protezę. Mój zasilacz zawiera zabezpieczenie wyłączające go w przypadku przekroczenia maksymalnego wyznaczonego prądu płynącego przez tranzystory, w szczególności w przypadku zwarcia wyjścia. Zastosowałem tu element, którego wcześniej nie znałem – transformator prądowy TR2. Prąd płynący przez uzwojenie trafia na TR2 o przełożeniu 1:50 tzn. że 1A na 50Ω spowoduje odłożenie się 1V. W naszym przypadku rezystor R13 ma 22Ω, czyli 1A spowoduje odłożenie się 0,44V. Za rezystorem mamy mostek prostowniczy o niskim spadku, żeby uzyskać sygnał o jednej polaryzacji, który następnie przepuszczamy przez dzielnik napięcia oraz filtr RC odsiewający zakłócenia o wysokiej częstotliwości.

Fot. 3


Osc. 13


Osc. 14


Osc. 15

Po odsianiu sygnał podany jest na nóżkę tyrystora D7, który zwiera pin CT do masy, powodując momentalne wyłączenie U2 aż do czasu odłączenia zasilania i ponownego podłączenia układu. Jak ustawić dzielnik napięcia RV2? Musi być to wartość zapewniająca stabilny start, gdy prąd będzie duży, bo wtedy zasilacz musi napełnić kondensatory wyjściowe. Zobaczmy, jakie to wartości. Na **oscylogramie 13** maksymalne napięcie to 8,6V, co oznacza 19,5A przy starcie zasilacza z obciążeniem 5Ω. Wartość maksymalna wynika m.in. z zastosowanego termistora NTC TH1.

Uwaga!
W układzie występują napięcia groźne dla życia i zdrowia. Osoby niepełnoletnie, niewykwalifikowane i niedoświadczone mogą wykonać, uruchomić i skalibrować układ tylko pod opieką wykwalifikowanych osób dorosłych – nauczycieli.

Zabezpieczenie prądowe musi zostać ustawione na co najmniej 25A. Na **oscylogramie 14** widać działanie zabezpieczenia prądowego przy zwarciu. Zwarcie wyjść powoduje bardzo szybki wzrost prądu do 40A i zadziałanie zabezpieczenia. 40A to mniej niż dopuszczalny prąd Q1 i Q2 – 80A ciągle i 320A w impulsie.

Dobierając wyższą stałą czasową RC filtra, sprawimy, że zasilacz będzie mniej odporny na zwarcie – czas reakcji będzie dłuższy, ale zasilacz bardziej stabilny przy włączeniu i odporny na dłuższe przeciążenia, ale mniej krytyczne niż zwarcie. W sterownikach bardziej zaawansowanych niż U2, zabezpieczenie jest zwykle typu cycle-by-cycle, czyli reaguje znacznie szybciej niż prezentowane przeze mnie. **Oscylogram 15** pokazuje przebieg po filtrze RC podczas włączenia.

Dalsze informacje za miesiąc w drugiej części artykułu.

Łukasz Kwiatkowski
Kontakt z Autorem za pośrednictwem redakcji

eprasa.pl 0ecd7747c0

Dokładność modułowych mierników prądu stałego

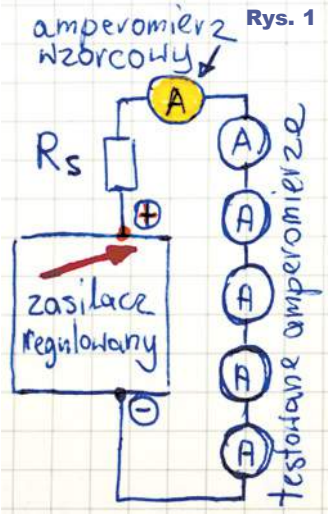
część 1

Czteroodcinkowy artykuł ***Modułowe mierniki napięcia i prądu stałego*** przedstawiony w EdW 2–3...6/2021 wzbudził duże zainteresowanie. Napłynęły prośby o kontynuowanie tematu. Niektórzy Czytelnicy napisali o swoich doświadczeniach z takimi miernikami – w dużej części były to negatywne doświadczenia dotyczące pomiaru prądu.

Nic dziwnego – o ile modułowe woltomierze sprawdzają się dobrze w większości zastosowań, o tyle przeważająca część amperomierzy fatalnie zawodzi przy pomiarze małych prądów. Zawodzi większość amperomierzy, ale nie wszystkie. Na rynku bowiem dominują najtańsze wersje, których konstrukcja decyduje o tym, że wręcz nie mogą być dokładne przy pomiarze małych prądów. Jednak dostępne są też wersje amperomierzy o zaskakująco dobrej dokładności w całym zakresie pomiarowym. Ogromne różnice dokładności różnych modułów pokazuje niniejszy artykuł.

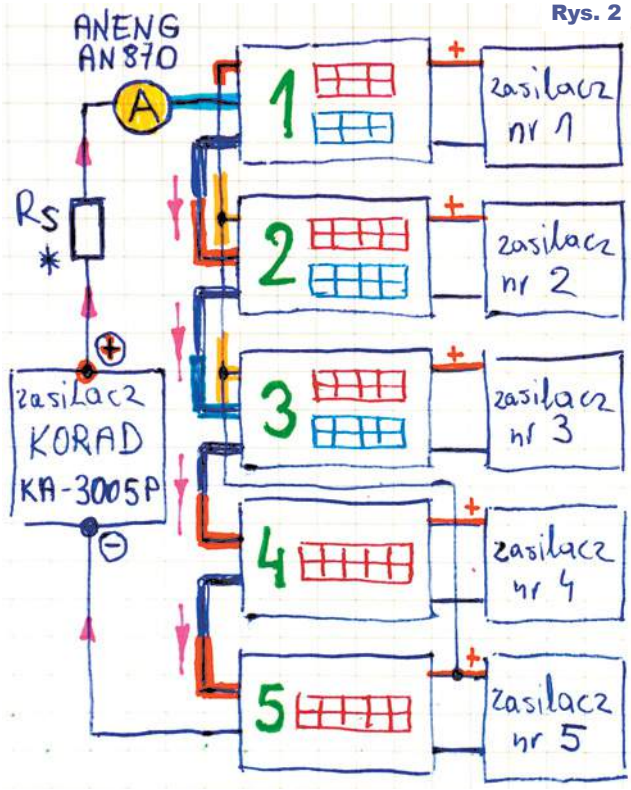
Na potrzeby artykułu przygotowałem pięć modułowych mierników o różnej budowie, które są pokazane na fotografiach. Do testu w szereg połączyłem wszystkie amperomierze, do tego amperomierz wzorcowy w postaci dobrego multimetru, a całość zasiliłem z regulowanego zasilacza przez rezystor szeregowy R_S według **rysunku 1**. Nie ulega wątpliwości, że w takim układzie ten sam prąd płynie przez wszystkie amperomierze, więc powinny one mieć jednakowe wskazania. Problem w tym, że testowane mają być moduły, które wymagają zasilania napięciem stałym w zakresie od około 4,5V do około 10V. Przy wyższym napięciu zasilania może dochodzić do przegrzania wbudowanego stabilizatora, co może wprowadzić dodatkowe duże błędy.

Rys. 1



Nie wchodząc w szczegóły budowy wewnętrznej (przedstawione w EdW 2–3/2021), łatwo można stwierdzić, że w teście według rysunku 1 wszystkie moduły muszą być zasilane z oddzielnych, izolowanych galwanicznie zasilaczy. Jak widać na fotografii tytułowej, wykorzystane były stare zasilacze analogowe, w tym dwa wtyczkowe i jeden trzykanałowy. Prąd do testów pochodził z zasilacza Korad KA3005P, który zapewnia dokładną i łatwą regulację. Zasadniczo rezystancję ograniczającą R_S można byłoby pominąć, ale pozwala ona uzyskać lepszą rozdzielczość i dokładność regulacji prądu, a ponadto jest niezbędna przy pomiarze najmniejszych prądów. Mój układ pomiarowy pokazany jest na **rysunku 2**.

Rys. 2



eprasa.pl 0ecd7747c0

Na fotografiach i na rysunku 2 należy zwrócić uwagę, że testowane są trzy mierniki dwufunkcyjne, które oznaczone są zielonymi liczbami 1...3. Mierzą one też napięcie zasilacza numer 5 (górne czerwone wskaźniki). Zielonymi numerami 4, 5 oznaczone są dwa amperomierze 5-cyfrowe.

Moduł numer 1 ma wskaźniki 3-cyfrowe i rozdzielczość pomiaru prądu 10mA. Amperomierz w czterocyfrowym mierniku numer 2 ma rozdzielczość 1mA, natomiast moduł numer 3 ma automatycznie przełączany amperomierz dwuzakresowy (według opisu na naklejce 0 – 999,9mA – 3,000A), a więc ma rozdzielczość aż 0,1mA! Oba pięciocyfrowe amperomierze też mają rozdzielczość 0,1mA.

Fot. 1

Warto dodać, że wzorcowy multimetr AN870 ma przy pomiarach prądu stosunkowo słabą dokładność tylko 0,5% + 3 cyfry (10-krotnie lepszą dokładność ma tylko przy pomiarach napięć stałych).

Fotografia 1 pokazuje wskazania mierników przy prądzie równym zeru. Tylko badany miernik numer 4 pokazuje wtedy na wyświetlaczu prąd 0,2mA. Jest to stałe przesunięcie – błąd offsetu. Błąd jest niewielki, akceptowalny, ale takie wskazanie jest irytujące i chcielibyśmy, by było zerowe przy zerowym prądzie. Mierniki dwufunkcyjne pokazują napięcie zasilacza numer 5 i jak widać, woltomierze są wręcz idealnie ze sobą zgodne (z dokładnością do 10mV).

Duże prądy

Przy dużych prądach, od 0,5A do 5A, amperomierze radzą sobie zaskakująco dobrze! Widać to na **fotografii 2**. Pierwszym dużym przyjemnym zaskoczeniem jest to, że wszystkie badane mierniki prawidłowo mierzą prąd o natężeniu 5A. A tylko moduły numer 1 i 2 są 10-amperowe. Natomiast i moduł dwufunkcyjny numer 3, i oba amperomierze mają deklarowane zakresy pomiarowe 3 ampery (0...3,000A).

I te 3-amperowe mierniki mierzą prawidłowo prąd 5A! W pierwszych testach nie sprawdzałem, jak zachowają się przy jeszcze większym prądzie.

Warto też zwrócić uwagę, że czym większy prąd, tym bardziej różnią się wskazania woltomierzy w dwufunkcyjnych miernikach 1, 2, 3. To akurat jest jak najbardziej normalne, ponieważ wskazania „wyższych" (na schemacie) woltomierzy są pomniejszone o sumę spadków napięć na małych rezystancjach pomiarowych i na rezystancjach przewodów pomiarowych we wszystkich „niższych" miernikach. Można byłoby tu wyliczyć rezystancje boczników i przewodów. To też jest interesujący szczegół, który trzeba brać pod uwagę w dokładniejszych zastosowaniach, ale nie ma to większego znaczenia dla głównego wątku tego artykułu.

Ogólnie biorąc, dokładność wskazań przy większych prądach jest znakomita! W tym zakresie prądów wątpliwości może budzić tylko trzycyfrowy miernik numer 1, który przy prądzie 0,5A ma błąd wskazań ponad –13%. Ale już przy prądzie 1A błąd wynosi akceptowalne –6%, a przy prądzie 5A błąd wynosi +1,2%.

Fot. 2

eprasa.pl 0ecd7747c0

Jak widać z fotografii 2, w zakresie dużych prądów z powodzeniem można byłoby zastosować dowolny z testowanych pięciu mierników. Tak, ale w elektronice prądy rzędu 1 ampera i większe należy uznać za bardzo duże. Przy zasilaniu urządzeń elektronicznych często mamy do czynienia z prądami od kilku do powiedzmy kilkuset miliamperów.

Fot. 3

Średnie prądy

Fotografia 3 pokazuje wskazania badanych mierników przy prądach w zakresie 10...200mA. ***Przy niewielkich prądach zupełnie bezużyteczny okazuje się miernik numer 1***. Jak widać z fotografii 3, ma on stałe przesunięcie (offset) o około 40mA. A fotografia 2 pokazuje, że dodatkowo jest źle skalibrowany (za pomocą umieszczonego z tyłu potencjometru), ponieważ przy prądzie 5A przy uwzględnieniu tego stałego offsetu wskazanie wynosiłoby 5,1A. Porównanie wskazań przy różnych prądach wskazuje też na istnienie nieliniowości. Ale najgorsze jest to, że ten egzemplarz ma zerowe wskazania w zakresie prądów od zera do około 40mA! Wynika to przede wszystkim z napięcia niezrównoważenia archaicznego wzmacniacza operacyjnego zastosowanego w obwodzie pomiaru prądu. W tym module jest to LM258, czyli odrobinę lepsza wersja LM358.

Czterocyfrowy miernik numer 2 okazuje się niewiele lepszy. Wprawdzie przy prądach powyżej 20mA ma on niezbyt duże stałe przesunięcie wskazań (offset), nieco ponad 1mA, co byłoby wartością akceptowalną. Niestety przy prądach poniżej 20mA wskazanie wyświetlacza wynosi zero. To nie wygląda na skutek istnienia napięcia niezrównoważenia wzmacniacza (w tym module jest to LM358). Można przypuszczać, że jest to sztuczka w programie procesora, żeby przy zerowym prądzie zawsze pokazywać zerowe wskazanie, niezależnie od biegunowości napięcia niezrównoważenia użytego wzmacniacza operacyjnego.

W każdym razie ***także czterocyfrowy moduł numer 2 absolutnie nie nadaje się do precyzyjnych zastosowań***.

Fot. 4

eprasa.pl 0ecd7747c0

Fot. 5

Potwierdza to **fotografia 4**, pokazująca wskazania mierników przy prądach od 1mA do 5mA.

Niestety, na rynku jest najwięcej takich właśnie mierników, jak moduły numer 1 i 2. I to one są winne powszechnej opinii o niedokładności tego rodzaju mierników.

Jednak dostępne są niewiele droższe, podobne z wyglądu mierniki o dużo lepszej dokładności, także w zakresie małych prądów. Już fotografie 3 i 4 pokazują, że prawidłowe, a dokładniej biorąc, w pełni akceptowalne wskazania mają tylko mierniki 3, 4 i 5, które mają rozdzielczość 0,1mA i w których błąd pomiaru prądu nie przekracza 0,2mA.

Aby dokładniej zbadać ich parametry, sprawdziłem ich wskazania przy jeszcze mniejszych prądach (0,1mA, 0,2mA i 0,5mA). Wyniki są pokazane na **fotografii 5**.

Jak widać, te egzemplarze liniowo mierzą prądy już od 0,1mA, tylko mają niewielki stały offset. Najlepiej widać to na amperomierzu – mierniku numer 4: ma on stały offset 0,2mA, a dokładniej +0,2mA. Na pozór lepszy jest drugi amperomierz – miernik numer 5, który przy zerowym prądzie ma zerowe wskazanie. Ale to tylko pozór – ma on tej samej wielkości offset, tylko jest to offset ujemny, równy –0,2mA.

Zdecydowanie najlepszy okazuje się dwufunkcyjny moduł numer 3! Ma on stały offset około +0,1mA, czyli praktycznie taki, jaka jest rozdzielczość wskazań, ale przy zerowym prądzie wskazanie na wyświetlaczu jest równe zeru, a nie równe 0,1mA. To może być szczęśliwy zbieg okoliczności albo wynik procedury mikroprocesora.

W każdym razie **dokładność miernika numer 3 jest wręcz imponująca, i to w całym zakresie, a nawet poza zakresem**, począwszy od prądów najmniejszych, poniżej 1mA, do prądów powyżej nominalnego 3A. W drugiej części artykułu zbadamy, na ile te parametry wynikają z budowy wewnętrznej i jakości użytych podzespołów.

Piotr Górecki

R E K L A M A

Miernik MT-1710 True-RMS

• wyświetlacz 3999 (3 3/4) z podświetleniem
• wybór zakresu: automatyczny i ręczny
• True RMS (AC)
• funkcja REL (pomiar wartości względnej)
• test diody; test ciągłości obwodu
• współczynnik wypełnienia Duty Cycle
• wybór jednostek pomiaru temperatury: [°C/°F]
• Data Hold
• pomiar hFE
• wybór zakresu: automatyczny; ręczny
• Auto Power Off
• wskaźnik polaryzacji
• wskaźnik przekroczenia zakresu
• wskaźnik niskiego napięcia baterii
• zasilanie 1x bateria 9V (np 6F22)
• wymiary 190x95x45mm;
• masa 370g

napięcie DC [V]	400m/4/40/400V ±(0.5%+4); 1000V ±(1.0%+6)
napięcie AC [V]	400mV ±(1.6%+8) True-RMS 40~1kHz (sin/trój.) i 40~200Hz (inne) 4/40/400/750V ±(1.0%+10) True-RMS 40~1kHz (sin/trój.) i 40~200Hz (inne) 400m/4/40/400/750V ±(8.0%+15) 200~1kHz (inne)
prąd DC [A]	400u/4000uA ±(1.0%+10); 40m/400mA ±(1.2%+8); 10A ±(1.2%+10)
prąd AC [A]	400u/4000u/40m/400mA ±(1.5%+10) True-RMS 40~1kHz (sin/trój.) i 40~200Hz (inne) 10A ±(2.0%+15) True-RMS 40~1kHz (sin/trój.) i 40~200Hz (inne) 400u/4000u/40m/400m/10A ±(8.0%+15) 200~1kHz (inne)
rezystancja [Ω]	400Ω ±(0.8%+5); 4k/40k/400k/4MΩ ±(0.8%+4); 40MΩ ±(1.2%+10)
częstotliwość [Hz]	100/1000/10k/100kHz ±(0.5%+10); 1M/30MHz ±(0.5%+10)
pojemność [F]	10n ±(5.0%+20); 100n/1u/10u/100uF ±(3.5%+8); 1/10/100mF ±(5.0%+10)
temperatura [°C]	-20 ~ 400°C ±(1.0%+5); 400 ~ 1000°C ±(1.5%+15)

sklep.avt.pl handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 51

CE CAT IV 600V

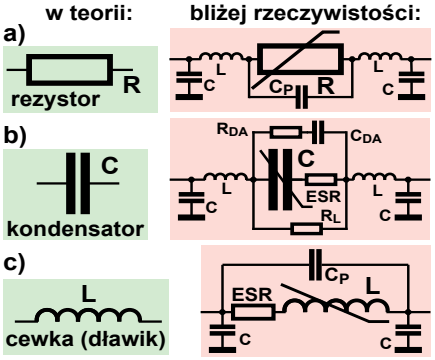
ProsKit
145zł

eprasa.pl 0ecd7747c0

Czym się różni wróbelek?
Czyli o niedoskonałości elementów
Część 8 – Rezystory praktycznie

Tytuł artykułu nawiązuje do starego surrealistycznego dowcipu, jaki pamiętam ze swoich czasów szkolnych. Mianowicie na pytanie: *czym się różni wróbelek?*, należało odpowiedzieć: *tym, że ma jedną nóżkę bardziej i skrzydełko mu trochę*. Nieco mniej surrealistyczne, podobne pytanie zawierało słowo *zwłaszcza*, aż w nadmiarze występujące w opisach i zastrzeżeniach patentowych. W każdym razie dziwny tytuł artykułu wprowadza do bardzo ważnego tematu: **czym tak naprawdę różnią się elementy elektroniczne o jednakowej wartości?**

Dla początkujących elektroników rezystor to rezystor, a kondensator to kondensator. Tymczasem elementy o tych samych nominałach mogą mieć i mają znacząco inne właściwości. Mogą się nadawać albo zupełnie nie nadawać do określonych zastosowań. Problem wynika głównie z tego, że na schematach umieszczamy symbole elementów, które przedstawiają idealizowane, teoretyczne modele, a nie odzwierciedlają właściwości rzeczywistych elementów, jakie stosujemy w realnych układach. Ilustruje to w pewnym uproszczeniu **rysunek obok**.



Kilka miesięcy temu, w pierwszej części niniejszego cyklu omówiliśmy niedoskonałości rezystorów. Problem w tym, że hobbysta najczęściej nie ma dokładnych informacji o parametrach posiadanych rezystorów, pochodzących głównie od nieznanych producentów. A wielu hobbystów chce budować rozmaite układy precyzyjne oraz szybkie. Niestety, zbyt często wyobrażenia o rzeczywistych właściwościach posiadanych rezystorów daleko rozmijają się z rzeczywistością. Parametry okazują się dużo gorsze, niż podaje czy sugeruje sprzedawca.

Na początek wspomnijmy króciutko, że niestety, sprawdzanie ***obciążalności***, czyli *maksymalnej mocy strat* rezystora, byłoby trudnym zadaniem. Na szczęście w praktyce nie jest to potrzebne. Obciążalność zgrubnie szacujemy na podstawie wielkości. W praktyce zazwyczaj wystarczy, jeżeli rezystor podczas pracy nie jest gorący. Jednak niektóre rezystory mogą zgodnie z danymi katalogowymi mieć podczas pracy temperaturę sporo ponad +100°C, więc należy uważać, żeby podczas sprawdzania się nie oparzyć.

Inne bardzo ważne właściwości rezystorów można dość łatwo sprawdzić w warunkach domowych. W zastosowaniach precyzyjnych tolerancja okazuje się mniej ważna, natomiast ogromnie ważna jest stabilność wartości rezystancji – by jak najmniej zmieniała się podczas pracy. W niektórych zastosowaniach znaczenie mają też szkodliwe indukcyjności i pojemności, czym zajmiemy się później.

Tolerancja i stabilność

I tak ***tolerancję*** – odchyłkę od wartości znamionowej, można sprawdzić za pomocą jakiegoś dokładniejszego multimetru, mierząc co najmniej kilkanaście rezystorów z jednej serii produkcyjnej. W przypadku elementów pochodzących od dobrego producenta taki test raczej nie ma sensu, bo wszystkie elementy będą mieścić się w zadeklarowanej tolerancji. Pomiary wielu elementów pochodzących z jednej serii mają sens wtedy, gdy chcemy dobrać rezystory o jak najbliższych wartościach rezystancji, co jest wymagane w niektórych precyzyjnych układach.

Niemniej sprawdzanie tolerancji może mieć sens także wtedy, gdy zakupimy rezystory precyzyjne z niepewnego źródła, na przykład od jakiegoś chińskiego producenta. Wątpliwości co do tolerancji mogą powstać na przykład wtedy, gdy sprzedawca deklaruje, że tolerancja wynosi 1%, a nominały są nie z „jednoprocentowego" szeregu E96, tylko z popularnego, „pięcioprocentowego" szeregu E24. Owszem, dostępne są też dobrej jakości rezystory o nominałach E24 z tolerancją 1%, jednak w Internecie można znaleźć informacje, że właśnie tak opisane rezystory z Chin mogą mieć gorszą tolerancję (i gorsze inne parametry). W takich przypadkach warto sprawdzić, czy rezystory rzeczywiście mają deklarowaną tolerancję.

W związku z tym artykułem przetestowałem niektóre rezystory zakupione kiedyś tanio w dużym zestawie jako 1-procentowe (2600 sztuk za niecałe 50zł, czyli mniej niż 2 grosze za sztukę) – **fotografia 1**.

Mają one wprawdzie wartości według szeregu E24, ale są oznaczone pięcioma paskami, z ostatnim brązowym, czyli

Fot. 1

eprasa.pl 0ecd7747c0

	Range	Rccuracy
V⎓	19.99mV/199.9mV/1.999mV/19.99V/199.9V/1000V	±(0.05%+3)
A⎓	19.99mV/199.9mV/1.999mV/19.99V/199.9V/750V	± (0.3%+3)
V~	199.99μA/1999.9μA	± (0.5%+3)
	19.999mA/199.99mA/1.999A/19.999A	± (0.5%+3)
A~	199.99μA/1999.9μA	± (0.8%+3)
	19.999mA/199.99mA/1.999A/19.999A	± (0.5%+3)
Ω	199.99Ω	± (0.5%+3)
	1.999kΩ/19.999kΩ/199.99kΩ	± (0.2%+3)
	1.999MΩ/19.999MΩ	± (1.0%+3)
	199.99MΩ	± (5.0%+5)
⊣⊢	9.999nF	± (5.0%+20
	99.99nF/999.9nF/9.999μF/99.99μF/999.9μF	± (2.0%+5)
	10mF/20mF/30mF/40mF/50mF/99.99mF	± (5.0%+5)

Rys. 2

oznaczającym tolerancję 1%. Do pomiarów wykorzystałem cieszący się dobrą opinią multimetr ANENG AN870 z wyświetlaczem 4,5 cyfry, który ma dokładność pomiaru napięcia stałego ±0,05%. Tak, ale przy pracy w roli omomierza najwyższą dokładność wynoszącą ±0,2% ma tylko na zakresach do 200kΩ – **rysunek 2**. Właśnie dlatego zmierzyłem rezystory o nominale 180kΩ.

Z testowanej dwudziestki kilka wartości nie mieściło się w tolerancji 1%, a najgorszy był egzemplarz pokazany na **fotografii 3**, którego wartość odbiega od nominału o około 1,4%.

Pogorszona tolerancja to także pośrednia wskazówka, że koniecznie trzeba też sprawdzić inne parametry związane ze stabilnością, bowiem stabilność w praktyce okazuje się znacznie ważniejsza od tak prosto sprawdzanej tolerancji.

Otóż za pomocą precyzyjnego multimetru z kilkudziesięciu rezystorów można wybrać egzemplarz o wartości bardzo bliskiej nominału.

A wręcz „idealną" rezystancję równą nominalnej można też uzyskać z użyciem odpowiednio precyzyjnego omomierza, dołączając drugi rezystor: albo o wielokrotnie mniejszej wartości w szereg, albo o dużo większej wartości równolegle. Tak, ale może się okazać, że takie zabiegi nie mają żadnego sensu, jeżeli stabilność rezystancji jest kiepska.

Zapamiętaj: w zastosowaniach precyzyjnych ważna jest przede wszystkim ***stabilność rezystancji***, a to można szybko i łatwo sprawdzić za pomocą… lutownicy i jakiegokolwiek, nawet popularnego i taniego miernika. Podkreślam: nie jest do tego potrzebny miernik precyzyjny, bo interesuje nas nie tyle dokładna wartość rezystancji, tylko zmiany tej rezystancji. U mnie po podgrzaniu gorącą lutownicą tuż przy korpusie najpierw jednej, potem drugiej końcówki najgorszego rezystora z fotografii 3, jego rezystancja zmniejszyła się do 128 kiloomów, czyli niemalże o 40%, jak pokazuje **fotografia 4**!

Nie do wiary – o prawie 40%!

Fot. 4

rezystora wskutek lutowania jego rezystancja trwale zmieniła się z 177,51kΩ do 176,88kΩ, czyli o około 1%!

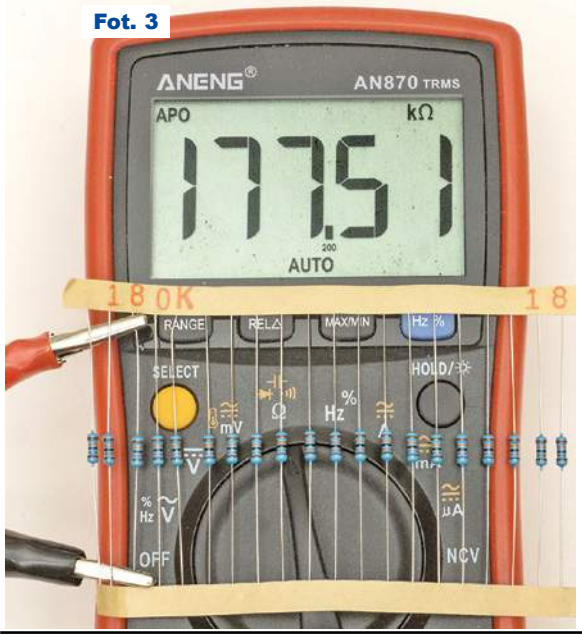
Przedstawione fotografie 3...5 przedstawiają testy rezystora z bardzo taniego chińskiego zestawu z fotografii 1. Inne rezystory mogą mieć dużo gorsze albo dużo lepsze właściwości. Aby to zbadać, w ten sam sposób potraktowałem 1-procentowy rezystor o wartości 187kΩ, czyli o nominale z szeregu E96. Na początku miał 187,30kΩ. Podczas grzania rezystancja malała, potem zaczęła rosnąć. Po ostygnięciu rezystancja wynosiła 186,65kΩ. Czyli podczas symulowanego lutowania zmieniła się o około 0,35%.

W zapasach nie znalazłem innego rezystora przewlekanego o rezystancji około 180kΩ, dlatego wziąłem stary opornik MŁT (a więc nie najgorszy, metalizowany) o nominale 200kΩ 5%, Przed testem miał 203,5kΩ, po grzaniu rezystancja ustaliła się na wartości 204,8kΩ. Czyli po próbie lutowania rezystancja zwiększyła się o 0,64%. Trzy testowane rezystory pokazane są na **fotografii 6**.

Cóż więc z tego, że za pomocą jakiegoś precyzyjnego miernika przed lutowaniem dobierzemy potrzebną rezystancję z dużą dokładnością, na przykład 0,2%, czy nawet 0,1%, jeżeli potem wskutek lutowania zmieni się ona w nieprzewidywalny sposób... W opisanych testach zmiany po lutowaniu wyniosły 0,35...1%, ale mogą być większe albo mniejsze.

Ciąg dalszy w kolejnym odcinku.

Piotr Górecki

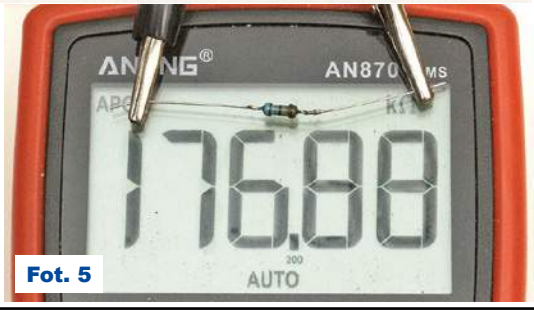


Fot. 3

I tak mniej więcej będzie zachowywał się ten rezystor podczas wlutowania w płytkę. Wielkość takich zmian w przybliżony sposób wskazuje nie tylko na wielkość współczynnika cieplnego TCR, ale pośrednio także na wielkość pokrewnych parametrów związanych ze stabilnością rezystancji.

Co ogromnie ważne, po lutowaniu i ostygnięciu do temperatury pokojowej rezystancja praktycznie nigdy nie wraca do początkowej wartości. Testowany rezystor po kilkunastu minutach osiągnął wartość 176,88kΩ, jak pokazuje **fotografia 5**. W przypadku tego

Fot. 6

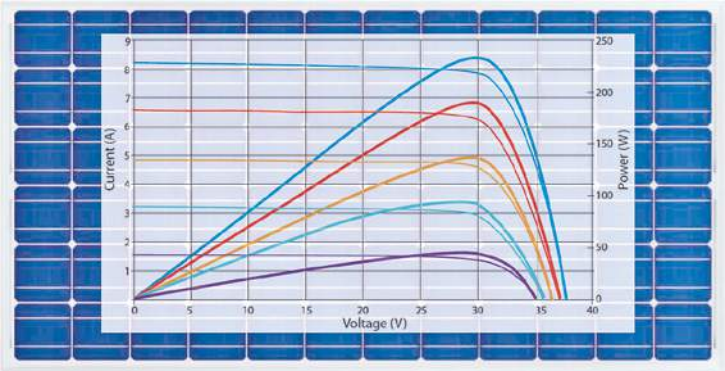


Fot. 5

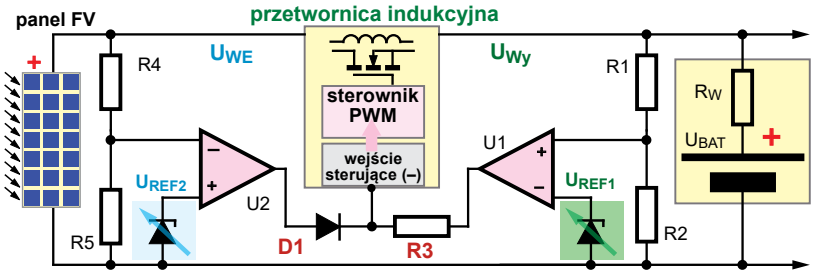
eprasa.pl 0ecd7747c0

MPPT

część 15



W poprzednim odcinku doszliśmy do wniosku, że przetwornica indukcyjna w kontrolerze FV powinna mieć (co najmniej) dwa obwody regulacji: jeden kontrolujący napięcie na akumulatorze (a tym samym jego ładowanie) i drugi, kontrolujący napięcie na panelu FV, by nie było ono zbyt niskie. Stwierdziliśmy, że można to zrealizować na drodze analogowej. Na **rysunku 1** przypominam wcześniejszy schemat, tylko uzupełniłem go o symbole wskazujące, że napięcia U_{REF1} i U_{REF2} można regulować. Co to daje?



Rys. 1

Weźmy prosty przykład tak zwanego „12-woltowego” panelu FV, współpracującego z 12-woltowym akumulatorem kwasowym. Dla uproszczenia można przyjąć, że napięcie w pełni naładowanego akumulatora to 14V, więc takie też powinno być napięcie regulacyjne pętli wyjściowej przetwornicy: po naładowaniu do napięcia 14V prąd ładowania samoczynnie zmniejszy się do zera.

Tak, ale taką przetwornicę z obwodami regulacji napięcia wyjściowego U_{WY} można wykorzystać do zaawansowanego ładowania akumulatora z wykorzystaniem faz Bulk, Absorption, Float i to z dużą precyzją. Jak wiemy, te fazy ładowania można zrealizować, po prostu odpowiednio zmieniając napięcie wyjściowe U_{WY} przetwornicy, stosownie do stopnia naładowania akumulatora. I właśnie można to zrobić, zmieniając napięcie U_{REF1} przy niezmiennych wartościach R1, R2 dzielnika.

I to jest jasne.

A zmiany napięcia wejściowego U_{WE}? Konieczność prawidłowego ustawienia progowego napięcia *wejściowego* jest oczywista: czym mniejsze jest napięcie na panelu FV, który jest w sumie źródłem prądowym, tym mniejszą moc można z niego uzyskać. Dlatego obwód regulacji na pewno nie powinien dopuszczać do niepotrzebnego obniżania napięcia na panelu. Działanie powinno być takie, że gdy napięcie na panelu FV obniża się poniżej ustalonej wartości, to przetwornica powinna redukować prąd ładowania akumulatora. A zmniejszenie prądu ładowania zapobiegnie dalszemu obniżaniu się napięcia na panelu.

No tak, to jakie dla danego panelu przyjąć napięcie progowe pętli wejściowej? Poniżej jakiej wartości napięcia U_{WE} regulator powinien ograniczać prąd ładowania?

Parametry katalogowe pewnego dość dużego panelu „12-woltowego” pokazane są na **rysunku 2**. Maksymalne napięcie bez obciążenia wynosi ponad 20V, a podane napięcie punktu mocy maksymalnej przy mocy promieniowania 1000W/m^2 zapewne dotyczy laboratoryjnych warunków STC i temperatury pokojowej. Widzimy, że zależnie od natężenia światła, napięcie punktu mocy maksymalnej zmniejsza się.

Tak, ale biorąc pod uwagę przebieg charakterystyk, dla tego panelu moglibyśmy przykładowo zdecydować, że obwód kontroli wejścia z rysunku będzie redukował prąd ładowania, gdy napięcie na panelu zmniejszy się poniżej, powiedzmy, 17 woltów.

Można tak zrobić. Można też ustawić jakąś inną wartość granicznego napięcia wejściowego, na przykład w zakresie od 16V do 18V.

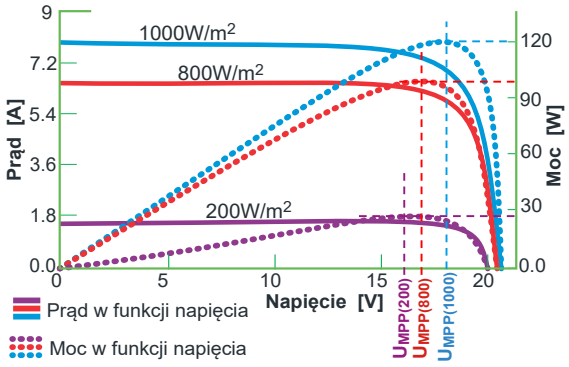
Byłoby to akceptowalne, ale bardzo niedoskonałe rozwiązanie. I tu mocno podkreślmy, że ***sam fakt wykorzystania przetwornicy indukcyjnej z takim obwodem kontroli napięcia wejściowego nie oznacza jeszcze realizacji kontrolera MPPT*** (Maximum Power Point Tracking). Przecież w takim rozwiązaniu nie mamy żadnego śledzenia punktu mocy maksymalnej MPP, który przecież zależy od kilku czynników i zmienia się podczas pracy.

Kontroler MPPT zgodnie z nazwą musi w jakiś sposób ***śledzić*** zmiany punktu MPP i tak ustawiać napięcie na panelu, żeby panel niezależnie od warunków zawsze pracował właśnie w MPP. Precyzyjne śledzenie aktualnego punktu MPP, wędrującego po charakterystykach panelu zależnie od kilku czynników i stosowne do tego ładowanie akumulatora, wydaje się w pierwszej chwili zadaniem wręcz nie do wykonania.

Zadanie jest wykonalne i w praktyce oznacza, że kontroler MPPT musi mieć jakiś obwód, blok i jakiś algorytm śledzenia MPP, czyli zmieniania napięcia na panelu. Dziś często realizuje to mikroprocesor, ale jak się okazuje, można to też zrobić prościej, analogowo.

Nas teraz oczywiście najbardziej interesuje nie ładowanie, tylko to, jak ma działać obwód śledzenia (*tracking*) punktu MPP. Pewne jest tylko jedno: śledzenie punktu MPP w sumie polega na

Rys. 2



eprasa.pl 0ecd7747c0

regulowaniu współczynnika wypełnienia przetwornicy, żeby na panelu FV występowało takie napięcie, które odpowiada aktualnemu punktowi MPP. Patrząc z innej strony: śledzenie polega też na regulacji prądu ładowania akumulatora, żeby panel przy danym oświetleniu i temperaturze pracował w punkcie MPP.

Tylko jak to osiągnąć?
Problem w tym, że optymalna wartość napięcia panelu, odpowiadająca punktowi MPP, zależy i od natężenia oświetlenia, co pokazuje rysunek 2, ale także od temperatury panelu oraz od innych czynników (np. starzenie i nieduże lokalne zabrudzenia powierzchni niektórych ogniw).

Dlatego idealnego rozwiązania nie ma, ale można próbować zrealizować śledzenie na różne sposoby, prostsze i bardziej skomplikowane. Sposoby zaawansowane wykorzystują aktualne informacje o możliwościach panelu, które przetwarzają z wykorzystaniem różnych sprytnych algorytmów.

Prostsze sposoby opierają się tylko na danych katalogowych panelu. Nie uwzględniają starzenia i lokalnych zabrudzeń. Oto niektóre sposoby śledzenia MPP.

Kompensacja temperaturowa

Najpierw przypomnijmy, że przy zmniejszaniu natężenia promieniowania słonecznego napięcie punktu MPP też się nieco zmniejsza, na co wskazuje choćby rysunek 2 a także obrazek tytułowy, gdzie też widać niewielkie zmniejszanie napięcia MPP przy zmniejszaniu natężenia światła. Analogiczne charakterystyki pochodzące od różnych innych producentów wskazują, że zmiany napięcia MPP przy

Electrical characteristics

Electric performance typical characteristics	
Current Temperature Coefficient %/°C	+0.06
Voltage Temperature Coefficient %/°C	-0.34
Power Temperature Coefficient %/°C	-0.47

Performance Warranty: 90%output, 12 year
80%output, 25 years

Rys. 3

różnym oświetleniu są niewielkie. Już ustaliliśmy, że dla panelu z rysunku 2 moglibyśmy przyjąć jakieś niezmienne napięcie MPP w granicach 16...18V.

Owszem, błąd związany ze zmianami natężenia światła byłby mały, ale tylko dla jednej określonej temperatury (+25°C). Pochodzący z tej samej karty katalogowej **rysunek 3** pokazuje dość silną zależność od temperatury: minus 0,34% na każdy stopień Celsjusza (taką wartość ma też współczynnik cieplny napięcia przewodzenia diod krzemowych).

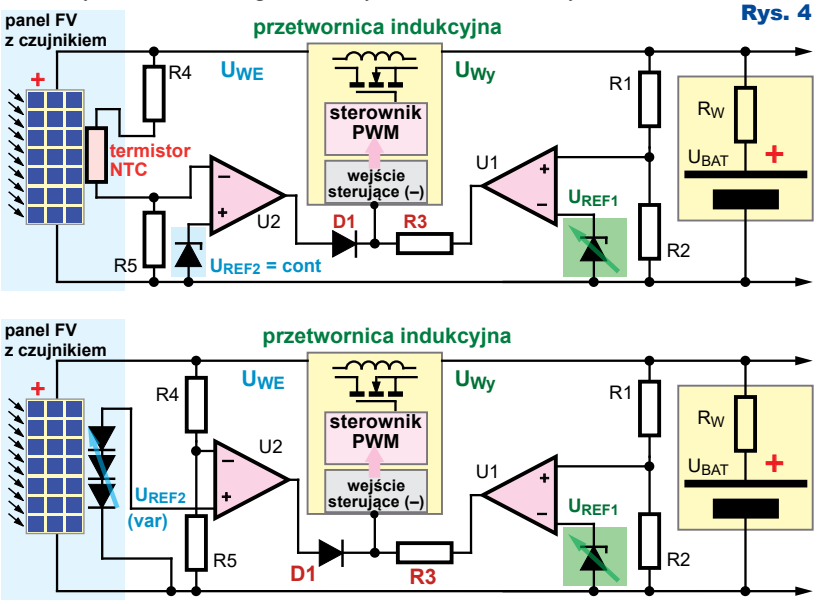
Dokładniej biorąc, ***temperatury panelu***, a nie *temperatury otoczenia*! Temperatura panelu zimą może sięgnąć –20°C, a podczas słonecznego lata ciemne panele mogą nagrzać się nawet do +80°C. Zgodnie z rysunkiem 3, zmiany temperatury o sto stopni wymagają znaczącej zmiany napięcia punktu MPP aż o 34%. Jeżeli dla temperatury pokojowej przyjęlibyśmy dla panelu z rysunku 2 napięcie progowe powiedzmy 17V, to przy zmianach temperatury od –20°C do +80°C napięcie to powinno zmieniać się w zakresie około 20,2V do 14,4V.

I oto w układzie z rysunku 1 możemy zrealizować prostą metodę śledzenia punktu MPP: pomijamy niewielki wpływ zmian natężenia światła, a uwzględniamy tylko wpływ temperatury. Na **rysunku 4** mamy dwie propozycje: jedna z termistorem, druga wykorzystująca miany napięcia przewodzenia diody krzemowej pod wpływem temperatury. Oczywiście podobne rozwiązania można zrealizować z wykorzystaniem procesora, do którego należy przesłać z czujnika informację o temperaturze panelu.

W obu przypadkach wadą jest konieczność zastosowania czujnika aktualnej temperatury ***panelu***, co wymaga prowadzenia dodatkowych przewodów (przynajmniej jednego) między panelem i sterownikiem. Ponadto dokładność śledzenia zależy między innymi od tego, na ile podana w katalogu wartość napięcia MPP zgadza się z rzeczywistością. A z tym może być różnie.

Lepsze systemy śledzące powinny opierać się nie na danych katalogowych, tylko na rzeczywistych parametrach konkretnego egzemplarza panelu. Poświęcimy im następny odcinek.

Piotr Górecki



Rys. 4

R E K L A M A

AVT 1853 Iluminofonia LED RGB

Kluczem do udanej imprezy jest nie tylko dobra muzyka, ale także dobre oświetlenie.
Układ sterownika LED RGB współpracuje z taśmami LED lub modułami RGB.
Konstrukcja spełni oczekiwania nawet najbardziej wybrednych imprezowiczów.

KITy AVT Znajdź nas na

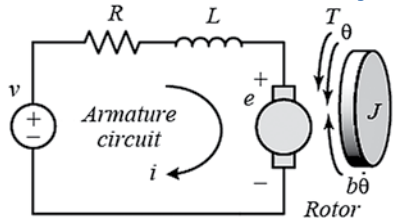
YouTube

eprasa.pl 0ecd7747c0

Silniki prądu stałego część 14

Osobom mniej zaawansowanym niełatwo zrozumieć, co dzieje się z silnikiem podczas hamowania. W dokładniejszych rozważaniach silnik PMDC wręcz musi być traktowany jako twór zawierający część elektryczną i mechaniczną, jak pokazuje przykład z **rysunku 1**.

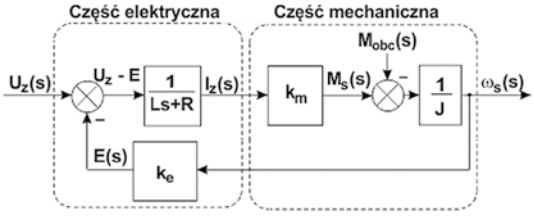
Rys. 1



Na studiach wykorzystywane są modele silnika elektrycznego opisane równaniami różniczkowymi, czego przykład pokazany jest na **rysunku 2**.

Rys. 2

$$\begin{cases} \dfrac{di}{dt} = \dfrac{1}{L} \cdot [v_u - k_e \cdot \omega - R \cdot I(t)] \\ \dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{1}{J} \cdot [k_t \cdot I(t) - B \cdot \omega - M_{obc}] \end{cases}$$



$$\begin{cases} M_s(s) = k_m \cdot I(s) \\ M_s(s) = M_{obc}(s) + s \cdot J \cdot \omega(s) \\ E_s = k_e \cdot \omega(s) \end{cases}$$

Na **rysunku 3** pokazany jest pełny model silnika elektrycznego, obejmujący aspekty elektryczne i mechaniczne oraz opisujące to równania.

Dla elektronika w miarę jasne jest chyba tylko pojęcie prędkości obrotowej ω oraz ewentualnie pojęcie tarcia i związanych z nim strat. Natomiast dla większości elektroników czarną magią są takie pojęcia, jak moment bezwładności, wyrażany w kg·m² czy moment siły (ang. *torque*) wyrażany w niutonometrach [Nm], przy czym niuton razy metr to przecież także określenie... dżula.

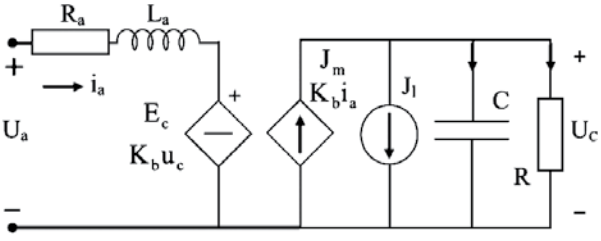
W rzeczywistości nie jest to skomplikowane. Nie wchodząc we wszystkie szczegóły, wspomnijmy tylko o jednym aspekcie. Otóż wirnik silnika ma jakąś bezwładność mechaniczną (moment bezwładności) J wyrażany w kg·m² albo częściej w g·cm². Jeśli ta masa bezwładna zostanie wprawiona w ruch obrotowy, to będzie w niej zgromadzona jakaś porcja energii mechanicznej, proporcjonalna do prędkości obrotowej. Wirnik silnika ma stosunkowo małą masę i mały moment bezwładności. Ale jeżeli silnik napędza jakieś urządzenie, najprościej biorąc, ciężkie i duże koło zamachowe, to sumaryczna ilość energii gromadzona w takiej wirującej masie będzie duża.

I właśnie podczas hamowania tę energię mechaniczną wirującej masy trzeba usunąć. Stosując klasyczne hamulce mechaniczne, energię wirującej masy bezpośrednio zamieniamy na energię cieplną wskutek zjawiska tarcia (hamulce się grzeją). Aby wykorzystać hamowanie elektryczne, silnik w roli prądnicy musi zamienić tę energię mechaniczną na elektryczną, a potem albo doprowadzić do akumulatora (hamowanie odzyskowe), albo zamienić na ciepło w jakichś rezystancjach.

We wszystkich sensownych modelach silnika trzeba uwzględnić aspekty mechaniczne, których większość elektroników „nie czuje". Właśnie dlatego już w czwartym odcinku niniejszego cyklu zaproponowałem inny model silnika według **rysunku 4** – w pełni elektryczny, łatwiejszy do analizy przez elektronika. Nie jest to model dokonały, bo nie widać tu ważnego faktu, że napięcie na kondensatorze C_M to napięcie wytwarzane przez prądnicę, wprost proporcjonalne do prędkości obrotowej. Pewne wątpliwości może te budzić obecność źródła prądowego, które reprezentuje dwukierunkową zamianę energii mechanicznej na elektryczną.

Rys. 3

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_a \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ \frac{K_b}{C} & -\frac{G}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ U_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ J_l \end{bmatrix}$$



Model nie jest doskonały, ale co dla nas teraz najważniejsze, energię mechaniczną związaną z bezwładnością reprezentuje tu energia elektryczna, gromadzona w dużym kondensatorze C_M. Oczywiście porcja energii jest też gromadzona w indukcyjności uzwojenia L_S, gdy płynie przez nią prąd elektryczny.

W pracującym silniku prądu stałego mamy więc dwa powiązane ze sobą „zbiorniki energii".

I właśnie ten na pozór prosty fakt utrudnia uchwycenie wszystkich aspektów zwiazanych z hamowaniem.

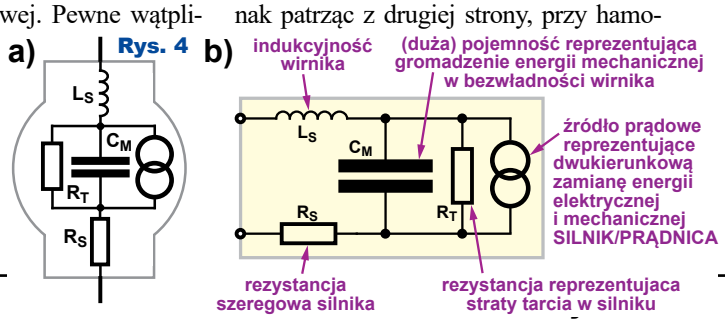
Aby dobrze zrozumieć szczegóły, konieczna jest informacja, że porcja energii gromadzona w indukcyjności L_S jest dużo mniejsza niż porcja energii zgromadzonej w C_M. Wiedząc to i mając przed oczami model z rysunku 4, możemy uściślić pewne fakty. Otóż hamowanie rozumiane jako zmniejszanie prędkości obrotowej to zmniejszanie napięcia na pojemności C_M. Napięcie na pojemności jest przecież „napięciem wytwarzanym przez prądnicę". A żeby zmniejszyć to napięcie, trzeba pojemność C_M rozładować. Trzeba pobrać z niej energię, a konkretnie pobrać prąd.

Najprościej biorąc, jeżeli którąkolwiek drogą prąd wypływa z pojemności C_M, rozładowując ją, to zmniejsza ilość zawartej tam energii ($E = 0{,}5 * U^2 / R$), czyli silnik jest wtedy hamowany. Kluczową sprawą przy hamowaniu jest więc zmniejszanie energii w pojemności C_M, reprezentującej mechaniczną energię bezwładności wirnika.

Czy ma z tym związek prąd płynący przez indukcyjność L_S?

Otóż i tak, i nie. Zasadniczo hamowanie to zmniejszanie energii mechanicznej, a więc zmniejszanie energii w pojemności C_M. A więc liczy się tylko to, żeby zmniejszyć napięcie na C_M. To, co dzieje się z energią w indukcyjności L_S, zasadniczo nie ma związku z hamowaniem. Jednak patrząc z drugiej strony, przy hamo-

Rys. 4

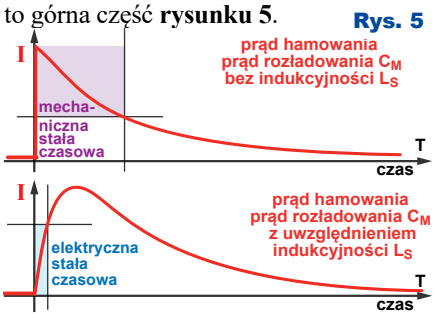


eprasa.pl 0ecd7747c0

waniu elektrycznym prąd rozładowujący pojemność C_M płynie też przez indukcyjność L_S, więc jakiś związek jest, i to silny.

Gdyby nie było indukcyjności L_S, to po zwarciu pracującego silnika w obwodzie już w pierwszej chwili popłynąłby duży prąd rozładowania pojemności C_M o wartości $I_{MAX} = U_{CM} / R_S$ i oznaczałoby to silne hamowanie – szybki ubytek energii kondensatora C_M. Prąd ten zmniejszałby się płynnie do zera tak w każdym obwodzie RC. Można tu mówić o ***mechanicznej stałej czasowej*** silnika ($\tau_m = R_S*C_M$), czyli czasie, po którym prąd zmniejszy się o 63%. Ilustruje to górna część **rysunku 5**.

Rys. 5

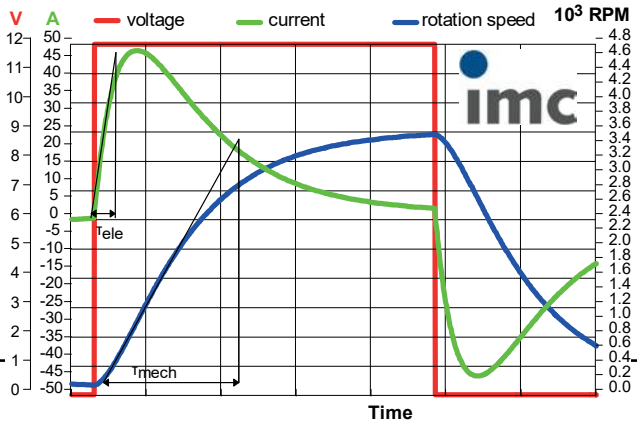


Sytuację zmienia obecność indukcyjności L_S. Kluczowe znaczenie ma fakt, że ilość energii gromadzonej w cewce jest dużo mniejsza niż w kondensatorze. Wtedy zgodnie z dolną częścią rysunku 5, w pierwszej chwili po zwarciu klucza S prąd byłby równy zeru wskutek działania indukcyjności L_S. Z czasem prąd rósłby jak w każdym obwodzie LC. Tu możemy mówić o ***elektrycznej stałej czasowej*** silnika $\tau_e = L_S/R_S$, po której prąd wzrasta do 63% wartości maksymalnej.

Prąd najpierw rośnie do jakiejś maksymalnej wartości bliskiej U_{CM}/R_S, ale potem maleje według dużo większej mechanicznej stałej czasowej $\tau_m = R_S*C_M$.

Stałą mechaniczną i elektryczną w nieco inny sposób pokazuje pochodzący z materiałów IMC **rysunek 6**. Kształt przebiegu prądu przy hamowaniu zależy od stałych czasowych $\tau_e = L_S/R_S$ oraz $\tau_m = R_S*C_M$. W typowych silnikach zawsze jest $\tau_m > \tau_e$, ale stosunek czasów τ_m / τ_e bywa różny (najczęściej od kilku do kilkunastu), więc kształty prądu i czasy od początku hamowania do zatrzymania są różne. W niewielkich silnikach PMDC stała elektryczna zwykle jest rzędu 1ms (0,1ms...10ms), a mechaniczna stała czasowa samego silnika (niczym nieobciążonego mechanicznie) wynosi zwykle od kilku do najwyżej kilkudziesięciu milisekund.

Rys. 6



W lepszych katalogach silników podane są konkretne wartości. **Rysunek 7** to fragment karty katalogowej 25-watowych silników ze strony ***www.wobit.com.pl***. Podana jest tu mechaniczna stała czasowa 20ms oraz elektryczna stała czasowa 1,1ms. Jeżeli elektryczna stała czasowa nie jest podana, to łatwo wyliczymy ją z podanych w katalogu rezystancji i indukcyjności: $\tau_e = L_S/R_S$ (i na odwrót). W innych silnikach różnica czasów τ_m, τ_e nie jest tak duża. **Rysunek 8** to dane innego silnika.

Przy okazji możemy wyjaśnieć jeszcze jedną bardzo ważną kwestię praktyczną: jaki może być maksymalny prąd przy hamowaniu?

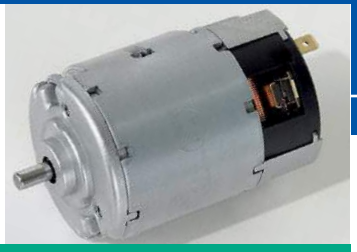
Odpowiedź jest prosta: jeżeli wcześniej silnik był zasilany jakimś napięciem (U_{ZAS}), to dla uproszczenia możemy założyć, że prądnica wytwarza takie właśnie napięcie (napięcie na pojemności C_M), a więc przy zwarciu końcówek silnika prąd będzie ograniczony tylko przez rezystancję silnika R_S. Czyli można przyjąć, że maksymalny prąd hamowania byłby równy prądowi, jaki pobiera zahamowany silnik, a wartość takiego prądu podana jest w katalogu i jest równa U_{ZAS}/R_S. Jest kilka razy większa od prądu nominalnego, czyli nie są to ogromne wartości. I takie maksymalne prądy powinny wytrzymać tranzystory sterujące.

Podane informacje znacząco rozjaśniają obraz sytuacji, ale dotyczą długotrwałego, ciągłego hamowania i nie pokazują, jak to wygląda, gdyby hamowanie było impulsowe. Zastanów się nad tym, a my wrócimy do tego w następnym odcinku.

Piotr Górecki

DC Motor Ø 48
1.13.018. XXX

Rys. 7



Bühler Motor

Type 1.13.018.XXX			077	078	101	102
Rated voltage	V	V	12	24	12	24
Rated power	P_N	W	25	25	25	25
Rated torque	T_N	mNm	80	80	80	80
Rated speed	n_N	rpm	3000	3000	3000	3000
Rated current	I_N	A	3.4	1.7	3.4	1.7
No load speed	n_O	rpm	4000	4000	3900	4000
No load current	I_O	A	0.50	0.28	0.50	0.22
Starting torque	T_S	mNm	350	350	350	350
Starting current	I_S	A	13	6.0	13	6.0
max. Output power	P_{max}	W	31	31	31	31
max. Constant torque	T_{max}	mNm	56	56	56	56
Weight	G	g	425	425	425	425
Rotor inertia	J	gcm^2	142	142	142	142
Terminal resistance	R	Ohm	1.1	3.9	1.0	3.9
Mech. time constant	τ_m	ms	20	20	20	20
Electr. time constant	τ_e	ms	1.1	1.1	1.1	1.1
Speed regulation constant	R_m	rpm/mNm	13	13	13	13
Torque constant	k_t	mNm/A	28	56	28	56
Thermal resistance	R_{th1}	K/W	5	5	5	5
Thermal resistance	R_{th2}	K/W	5	5	5	5

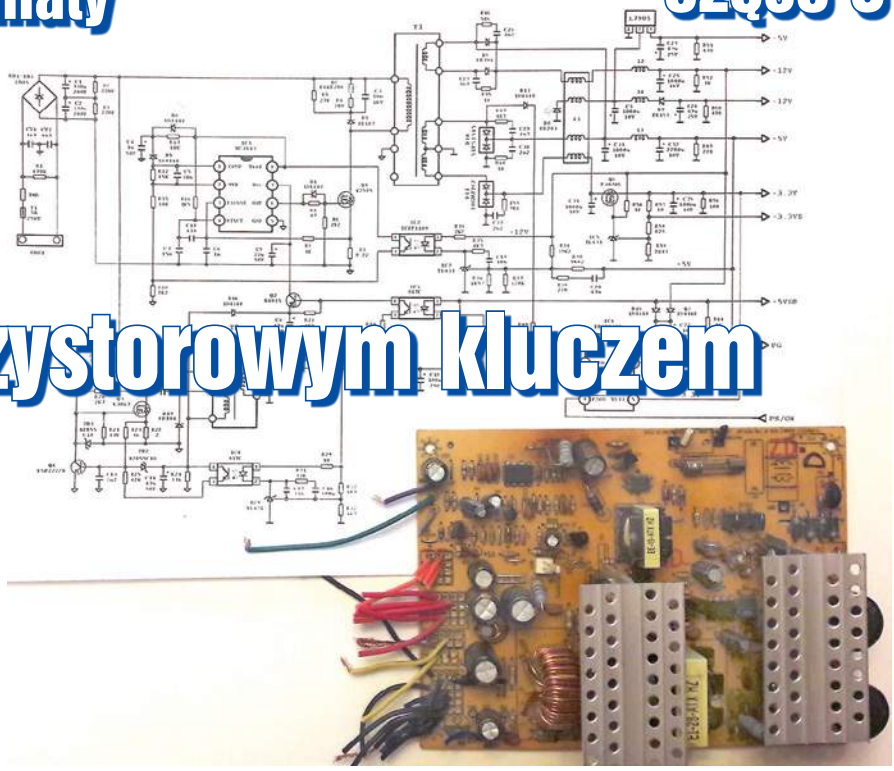
Rys. 8

		118749	118750	118751	118752	118753	118754	118755	118756	118757
Motor Data										
Assigned power rating	W	20	20	20	20	20	20	20	20	20
Nominal voltage	Volt	9.0	15.0	18.0	24.0	30.0	42.0	48.0	48.0	48.0
No load speed	rpm	10100	9760	10300	9660	9970	11200	10500	8320	5100
Stall torque	mNm	229	222	218	240	246	280	261	207	127
Speed / torque gradient	rpm / mNm	47.6	45.7	49.0	41.2	41.3	40.6	40.5	40.6	40.6
No load current	mA	111	62	55	37	31	26	20	15	9
Starting current	mA	29100	15700	13500	10300	8720	7940	6030	3810	1440
Terminal resistance	Ohm	0.309	0.953	1.33	2.32	3.44	5.29	7.96	12.6	33.4
Max. permissible speed	rpm	11000	11000	11000	11000	11000	11000	11000	11000	11000
Max. continuous current	mA	1500	1500	1500	1230	1030	841	695	560	350
Max. continuous torque	mNm	11.8	21.2	24.2	28.4	29.0	29.7	30.1	30.5	31.0
Max. power output	mW	52800	52900	55600	58400	62200	80400	70200	44400	16800
Max. efficiency	%	77	82	83	85	86	87	87	87	84
Torque constant	mNm / A	7.88	14.1	16.1	23.2	28.2	35.3	43.3	54.4	88.7
Speed constant	rpm / V	1210	677	592	412	338	271	220	175	108
Mechanical time constant	ms	6	5	5	5	4	4	4	4	4
Rotor inertia	gcm^2	11.3	10.00	9.11	10.3	10.1	10.1	10.00	9.96	9.91
Terminal inductance	mH	0.03	0.09	0.12	0.24	0.35	0.55	0.83	1.31	3.48
Thermal resistance housing-ambient	K / W	14	14	14	14	14	14	14	14	14
Thermal resistance rotor-housing	K / W	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1	3.1
Thermal time constant winding	s	13	11	10	12	12	12	12	11	11

eprasa.pl 0ecd7747c0

Odkrywamy schematy część 3

Klasyczny forward z jednotranzystorowym kluczem



W bieżącej części omówimy dwa pozostałe schematy, które zamieszczamy w Elportalu, ponumerowane jako nr 20 i 21. Tu też mamy klasyczny forward z jednotranzystorowym kluczem.

Na schemacie nr 20 w obrębie sterownika nie ma dużych różnic względem wcześniej omawianego. Wzmacniacz błędu wykorzystany jest w tej samej konfiguracji i nie ma istotnego znaczenia, że tu jego wzmocnienie jest na poziomie +3,5dB, a na schemacie nr 19 było bliskie –2,5dB. Powolny start zrealizowano w ten sam sposób, tylko tu na schemacie jest błąd: dioda D6 powinna być włączona w odwrotnym kierunku. Resetowanie rdzenia wykonano najprostszą techniką *RCD-clamp*. Tu także jest błąd: w miejsce oporu szeregowego z R4 powinna być dioda-transil. Tranzystor kluczujący jest jeden, wysterowuje go bezpośrednio wyjście układu scalonego i brak przeciwsobnego wtórnika. IC1 zasilany jest ze strony gorącej przetwornicy standby. Jedno uzwojenie załatwia napięcie potrzebne po stronie gorącej standby i dla UC3843. Przetwornica standby to tu sprawdzona konstrukcja wykonana jedynie na dwóch tranzystorach. Między barierą potencjałów mas, zimną i gorącą, widzimy trzy transoptory: w torze sprzężenia zwrotnego obu przetwornic (głównej i standby) oraz w torze sygnału włącz/wyłącz. W źródle klucza Q1 widzimy stosunkowo duży rezystor 0,22Ω, co wynika z mniejszej mocy tego zasilacza. Z elementów R16-C7 możemy wyliczyć częstotliwość pracy na ok. 47kHz.

Czy znając te dane, możemy oszacować moc, jaką może dostarczać do wyjścia ten zasilacz? Powiedzmy, że znamy jeszcze indukcyjność uzwojenia pierwotnego transformatora i maksymalne napięcie na wejściu Current Sense sterownika. Czy to wystarczy? Znając napięcie zasilania i indukcyjność policzymy nachylenie zbocza prądu w kluczu. Znając wartość maksymalną prądu obliczymy zmagazynowaną energię. A znając częstotliwość kluczowania, przetwarzaną moc?

Stop! To pułapka! Tak byłoby w przetwornicy dwutaktowej – flyback. I to tylko wtedy, gdy pracuje w trybie przewodności nieciągłej DCM. A jak jest tutaj? Warto ten wątek pociągnąć, gdyż jest to sprawa podstawowa dla pełnego zrozumienia pracy przetwornicy przepustowej (*forward*).

Transformator generalnie nie gromadzi energii, a tego, co zgromadzi w związku z prądem magnesowania, trzeba się pozbyć za pomocą obwodu resetowania rdzenia. Bo na tym resetowanie polega. Aby w kolejnych cyklach kluczowania w rdzeniu nie gromadziła się energia. A elementem gromadzącym energię jest cewka – dławik po stronie wtórnej. Ale czy to oznacza, że przez transformator przetwornicy przepustowej możemy przepompować nieograniczoną moc? Przecież to niemożliwe! Oczywiście, że nie, ale faktem jest, że prąd uzwojeń wtórnych na bieżąco kasuje strumień magnetyczny w rdzeniu wytwarzany przez uzwojenie pierwotne.

Dla wszystkich magnetyków, transformatorów i cewek bardzo ważny jest parametr: iloczyn napięcia i czasu (woltosekund, Vs), jaki jest w stanie przyjąć z zachowaniem dużej przenikalności magnetycznej względnej, zanim rdzeń się nasyci. Ten trudno przyswajalny parametr to w istocie strumień magnetyczny, który możemy wytworzyć w rdzeniu. A po podzieleniu przez powierzchnię przekroju rdzenia to indukcja magnetyczna. Jej dopuszczalną wartość maksymalną odczytamy z charakterystyki, z pętli histerezy materiału magnetycznego rdzenia. A wszystkie te zależności, które wyglądają na skomplikowane, biorą się z dwóch prostych praw fizyki. Prawa Faradaya i Ampere'a.

Autor pozwolił tu sobie zboczyć z tematu, gdyż wydaje się, że istnieje luka między dobrymi opracowaniami, serwującymi teorię na bazie fizyki, a gotowym układem zasilacza, który elektronik dostaje do ręki. Pretekstem była odczytana ze schematu nr 20 wartość rezystora R7. Wartość rezystora w źródle klucza przetworni-

eprasa.pl 0ecd7747c0

Top www www.piekarz.pl
Firma Piekarz Sp. J.
Hurtowania Części
Elektronicznych
Tel.: 22-835-50-37
Tel.: 22-835-50-41

cy przepustowej, pracującej w trybie current mode, powinna być starannie dobrana do mocy zasilacza. I jest też ogranicznikiem tej mocy. Przy pełnym obciążeniu nie należy się tu jednak spodziewać przebiegu piłozębnego. W indukcyjności gromadzącej energię (L1) zaobserwujemy zapewne tryb prądu ciągłego CCM. A ten przeniesie się na stronę pierwotną transformatora. Włączeniu klucza nie odpowiada wzrost prądu od zera. Na rezystorze w źródle MOSFET-a zaobserwujemy przebieg trapezoidalny. Ale zakres napięcia na wejściu Current Sense sterownika ograniczony jest do jednego wolta. I należy ten zakres możliwie w pełni wykorzystać. Bo wtedy też będzie w pełni wykorzystany zakres napięcia na wyjściu wzmacniacza błędu. I to niezależnie, czy jest wykorzystany wzmacniacz błędu w 3843, czy tak jak tu, jest on aktywny, ale nie pracuje w roli wzmacniacza błędu, czy też tak jak np. na schemacie nr 21 jest on nieaktywny, a sygnał sprzężenia zwrotnego wchodzi na wyjście (nie wejście) tego wzmacniacza. W przypadku sterownika 3843 są takie zależności, że pełny zakres napięcia na wejściu Current Sense, które jest jednocześnie wejściem komparatora PWM, 0V do 1V, odpowiada przedziałowi napięcia od 1,5V do 4,5V na wyprowadzeniu COMP, będącym wyjściem wewnętrznego wzmacniacza błędu. Z wartości rezystora R7 możemy oszacować maksymalną moc zasilacza, ale nie tak jak sugerowało intuicyjne podejście cytowane wyżej. Załóżmy, że trapezoidalny przebieg w źródle klucza zbliżony jest do prostokąta o maksymalnym napięciu 1V. To prąd ok. 4A. Należy go przemnożyć przez napięcie zasilania (ok. 300V) i przez współczynnik wypełnienia kluczowania, przyjmijmy max.=50%. To daje wartość 600W. Ze świadomością, że w realnym układzie należy ją traktować jako dwukrotnie zawyżoną. I zauważmy, nie była nam potrzebna informacja ani o częstotliwości pracy przetwornicy, ani wartość indukcyjności uzwojenia pierwotnego transformatora.

Wracamy do analizy schematu nr 20, a właściwie porównania go ze schematem nr 19. Kilka istotnych różnic jest też po stronie wtórnej. Warto zwrócić uwagę, że uzwojenie transformatora głównego, wytwarzającego napięcie +12V, nie jest podłączone ani względem masy, ani względem uzwojenia 5-woltowego, ani też jak w schemacie nr 19, względem diod w torze 5V. Powiemy, że oparte jest ono wprost na napięciu +5V. To rozwiązanie tylko nieco korzystniejsze z uwagi na napięcie wstecznie diod w torze +12V, ale cały prąd pozyskany na 12V dodaje się, obciąża dodatkowo tor 5-woltowy. Tu jest to usprawiedliwione, bowiem gałąź +12V ma deklarowaną wydajność prądową tylko do 8A.

Zatrzymajmy się w tym miejscu na chwilę, bo to interesujący fragment, który łatwo przeoczyć. Często w zasilaczach wytwarzających kilka napięć wtórnych uzwojenie wyższego napięcia niejako opiera się na uzwojeniu niższego napięcia – autotransformatorowo. Generalnie, w transformatorze flyback mamy trzy możliwości: oddzielne uzwojenie oparte na masie, oparte na niższym uzwojeniu (stacked winding on other winding) i oparte na niższym napięciu (stacked winding on other output). W transformatorze forward mamy cztery możliwości. Bo oparte „on other output" daje dwie możliwości. Oprzeć uzwojenie na napięciu wyjściowym, tu 5V, tak jest na schemacie nr 20, lub na napięciu 5V ale przed indukcyjnością gromadzącą energię, za diodami (schemat nr 19). Na schemacie nr 21 mamy trzecią możliwość – stacked winding on other winding. Pełna analiza zalet i wad nie jest wcale zadaniem łatwym, mimo że problem na początku może wydawać się prozaiczny. Ale ciekawym zadaniem może być porównanie ze względu na napięcie wsteczne diod po wtórnej stronie transformatora.

Ale w tym miejscu warto się zastanowić, czy rozwiązanie ze schematu nr 20 daje pod tym względem jakieś korzyści? Bo niewątpliwą wadą jest dodatkowe obciążenie nie tylko uzwojenia trafa i diod w torze 5-woltowym, ale także indukcyjności gromadzącej energię w tym torze. A odpowiedź jest ciekawa, bo dopóki zachowane są warunki ciągłego prądu (praca CCM), korzyści nie ma! Niewielka korzyść może być w warunkach niewielkiego obciążenia zasilacza.

Ale dla pełnej analizy nie wystarczy patrzeć na stronę wtórną przetwornicy. Dla napięcia wstecznego, które muszą wytrzymać diody po stronie wtórnej, znaczenie ma także sposób resetowania rdzenia widoczny po stronie pierwotnej. I technika RCD-clamp generalnie nie jest tu korzystna. W transformatorze przetwornicy przepustowej uzwojenia wtórne odwzorowują przetransformowany kształt napięcia ze strony pierwotnej. Bo to normalny transformator, w przeciwieństwie do flyback. Zagadnienie, które tu poruszyliśmy, jest wbrew pozorom ważne. W klasycznym zasilaczu komputerowym największe straty mocy są właśnie w diodach po stronie wtórnej. To najgorętszy radiator, z jego powodu wymagany jest wentylator (chłodzenie wymuszone). Najkorzystniejsza jest taka konfiguracja uzwojeń, aby nie były wymagane diody o dużym dopuszczalnym napięciu wstecznym, gdyż wtedy i spadek napięcia w kierunku przewodzenia jest większy. Najkorzystniej, jeśli można stosować diody Schottky'ego. Aczkolwiek zdecydowaną poprawę w tym zakresie przyniosło dopiero stosowanie w najnowszych konstrukcjach prostowników synchronicznych.

Przyglądamy się dalej rozwiązaniu zasilacza komputerowego ze schematu nr 20. Napięcia +3,3V i –12V pozyskane są tu zupełnie inaczej niż na schemacie poprzednim; –12V pozyskane jest wprost z cewki L1. Mówiąc obrazowo, podkrada energię z tej indukcyjności. O takiej możliwości pozyskania napięcia ujemnego w zasilaczu forward wspomnieliśmy już w części 2. cyklu. Tu na schemacie jest błąd: diodę D8 należy obrócić.

Zasilacz ten wytwarza także napięcie –5V. Pozyskano je za pomocą stabilizatora liniowego. Oznacza to, że ze względu na obciążenie uzwojenia prąd obwodu –5V dodaje się w stu procentach do prądu obwodu –12V. Obie gałęzie mają prąd do 0,5A, zatem uzwojenie podkradające energię widzi obciążenie 1A; +3,3V też pozyskane jest stabilizatorem liniowym. Ale tu deklarowane jest 14A. Jeśliby je zbijać z 5V, straty mocy wynosiłyby 24 waty. Trudno powiedzieć, ile wynoszą tutaj. Wejście stabilizatora liniowego pozyskano z osobnego uzwojenia transformatora T1. Szeregowym elementem regulacyjnym jest tu MOSFET Q4. Jest to tranzystor z kanałem N, co oznacza, że jego bramka potrzebuje napięcia spoza zakresu regulacji. Tutaj nie stanowi

eprasa.pl 0ecd7747c0

to problemu, bo mamy +12V. Czy ma znaczenie R_{DSON} tego tranzystora? Jako elementu pracującego liniowo nie powinno mieć, ale... Jeżeli napięcie wejściowe tego stabilizatora obliczone jest bardzo oszczędnie, co jest ze wszech miar pożądane, to przy pełnym obciążeniu może mieć znaczenie. Elementem regulacyjnym, w obrębie którego dzielnik rezystancyjny ustala wartość napięcia wyjściowego, jest tu także TL431, podobnie jak w zasilaczu głównym i standby. Dzięki takiemu rozwiązaniu obwód wytwarzania napięcia +3,3V jest tu bardzo prosty. Problem może być tylko jeden: precyzyjny dobór uzwojenia dla tego napięcia. Pomimo że prosty, nie zwalnia to z dbałości o pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego. Osobna stabilizacja, osobna pętla regulacji ze wszystkimi konsekwencjami. Zadbano tu także o kompensację spadku napięciach na przewodach. Pętla zamyka się, mierząc napięcie za przewodami, na płycie głównej komputera. Jednak pętla ta nie rozpina się, jeśli łączówka nie jest podłączona, a to dzięki rezystorowi R57. Warto rozważyć, na ile skuteczny jest to zabieg, jeśli R57 ma wartość tylko 10Ω, a R58 i R59 są o dwa rzędy wielkości większe. Wystarczy tak mała wartość, gdyż należy ją odnieść jedynie do rezystancji przewodu zwrotnego i może to być cienki przewód. Natomiast stosunek R57 do R59 warunkuje, na ile podniesie się napięcie +3,3V przy rozwarciu przewodu pomiarowego. Przy wartościach rezystorów jak na schemacie (10Ω i 2,43kΩ) – jedynie o 10mV. A dlaczego R58 nie ma w tym względzie znaczenia? A o ile podniesie się U3,3V w warunkach małego lub braku obciążenia?

Na schemacie nr 20 w roli supervisora pracuje układ scalony TPS5510. To element prostszy od WT7525. Nie ma on możliwości implementacji zabezpieczenia nadprądowego. Natomiast kontroluje napięcia: +3,3V, +5V i +12V na over-voltage; +3,3V i +5V także na under-voltage. Obsługuje sygnał PS_ON i wytwarza Power_Good. Wszystko z należytym timingiem czasowym i zabezpieczeniem przed drganiem styków sygnału wejściowego (PS_ON). TPS5510 zamknięty jest w małej obudowie ośmionóżkowej, dlatego +12V kontroluje poprzez swoje zasilanie. V_{CC} pozyskane jest z dwóch napięć, +5Vstandby i +12V, podobnie jak w poprzednio analizowanym schemacie z US WT7525 (sumą napięć z dwóch diod). Wstępne zasilenie napięciem pochodzącym z przetwornicy standby podyktowane jest koniecznością przeniesienia sygnału *włącz*, gdy przetwornica główna jeszcze nie pracuje. Sygnał FPO utrzymuje się w stanie aktywnym niskim, gdy aktywny jest PS_ON i supervisor stwierdzi poprawność wszystkich napięć. Przeniesiony jest on transoptorem na stronę nieizolowaną. Zabezpieczenia są typu zatrzask, więc wymagają zresetowania, co czyni narastające zbocze linii PS_ON. TPS5510 ma także wejście Power_Good Input. Wykorzystane jest ono do pośredniej kontroli napięcia wejściowego przetwornicy (sieciowego), podobnie jak w poprzednio analizowanym zasilaczu. Próg napięcia na linii PGI to 1,2V, a stan poprawny to napięcie powyżej tego progu – informacja ta przydaje się często w pracach serwisowych. Linie PGO i FPO są typu otwarty dren i pierwsza aktywna jest stanem wysokim, druga – niskim.

Analizując tę klasę zasilacza komputerowego – forward z jednotranzystorowym kluczem, warto też zwrócić uwagę na schemat nr 21 (Dell model SA145-3436; w Elportalu). To bardzo prosty i klasyczny forward. Bez zasilacza standby, o deklarowanej mocy jedynie 145W. Prawdopodobnie przeznaczony jeszcze do komputerów klasy AT. Zawiera on jednak kilka interesujących i odmiennych rozwiązań. Brak zasilacza standby pociąga za sobą konieczność dodania obwodu startowego przetwornicy głównej, który tu wykonany jest specyficznie, żeby nie powiedzieć – trochę dziwnie. Prąd startowy pobrany jest z dzielnika rezystancyjnego wyrównującego napięcia na kondensatorach za mostkiem Graetza. Dwa kondensatory łączone w szereg stosuje się z uwagi na prostą adaptację podwajacza w przypadku zasilania napięciem 115VAC. Natomiast rezystory wyrównujące napięcia na tych kondensatorach potrzebne są tylko w sytuacji zasilania 230VAC. Prąd pobierany przez UC3842 przed wystartowaniem to tylko 0,5mA, dlatego tak proste rozwiązanie zda egzamin. Po wystartowaniu prąd zasilania rośnie do kilkunastu miliamperów i zasilanie układu scalonego przejmuje uzwojenie dodatkowe transformatora głównego. To rozwiązanie typowe i powszechnie stosowane, ale w przetwornicach flyback. A jeśli w konfiguracji forward, to też z jedną diodą, godząc się na brak prawidłowej stabilizacji tego napięcia. Tutaj napięcie V_{CC} regulowane jest współbieżnie z napięciami wyjściowymi, kosztem poprawnego obwodu należnego przetwornicy przepustowej. Oprócz dwóch diod potrzebna jest indukcyjność gromadząca energię lub jak kto woli – odzyskująca wartość średnią z napięcia prostokątnego. Mimo to może zaistnieć sytuacja, gdy regulacja napięcia zasilającego układ scalony nie będzie współbieżna z napięciami wyjściowymi, które objęte są pętlą stabilizacji. Sytuacja taka może zaistnieć w przypadku małego obciążenia przetwornicy, gdy w indukcyjności gromadzącej energię L5 wystąpią warunki przewodności nieciągłej DCM. Nawinięcie L4 na tym samym rdzeniu co L5 byłoby ryzykowne z uwagi na barierę izolacji galwanicznej. Dlatego też L4 ma sporą indukcyjność 1,5mH i należy się spodziewać niewielkich ewentualnych odchyłek wartości zasilania IC1. Zapewne też z tego względu zastosowano tu układ scalony UC3842, który od 3843 różni się znacznie szerszym zakresem UVLO (Under Voltage Lock Out). Przedział poprawnego zasilania to aż od 10V do 16V. Ale to nie koniec komplikacji wynikających z braku przetworniczki standby. Źródło startowe jest wyłączane też w sposób bardzo specyficzny. Tranzystory Q2 i Q5 tworzą układ zastępczy tyrystora i wyzwalany jest on napięciem VREF z układu scalonego, które jest obecne po podjęciu pracy przez sterownik 3842. Włączony Q5 zwiera efektywnie tylko R65 i dopiero wtedy wystąpi symetria w obwodzie kondensatorów głównych za mostkiem Graetza. Ale prąd kolektora Q5 nie podtrzyma w stanie włączenia naszego tranzystorowego tyrystora. Potrzebne jest zasilenie emitera Q2. Pobranie go zza mostka Graetza skutkowałoby dodatkową stratą mocy, choć potrzebny prąd jest niewielki. Obwód z kondensatorem C12 tworzy pompę ładunku, której wydajność łatwo wyliczyć: tylko ok. 1,5mA. A z uwagi, że dioda Z1 to zenerka 5,6V, mamy źródło 5V/1,5mA. To wystarczy do podtrzy-

eprasa.pl 0ecd7747c0

sklep.semicon.com.pl
■ Montaż elektroniki ■ Konwerting materiałów ■ Komponenty elektroniczne
■ Szablony SMT ■ Chemia dla elektroniki
■ Moduły laserowe ■ Podzespoły ■ Narzędzia
SEMICON®

mania w stanie włączenia tyrystora Q2–Q5. Okrojenie zasilacza o przetwornicę małej mocy *standby*, nie upraszcza go w takim stopniu jak mogłoby się początkowo wydawać, choć obwód startowy można wykonać o wiele prościej.

Co jeszcze ciekawego na tym schemacie i co go odróżnia od innych typowych jednotranzystorowych zasilaczy forward? Pozyskanie ujemnego napięcia –12V, tak samo jak napięcia +12V i +5V. Nic na skróty, układ bez uproszczeń. Korzyścią z niewielkiego poboru prądu z –12V pozostaje zapewne jedynie brak radiatora dla diod D13 i D14 i cienki drut uzwojenia 2–5 cewki L5. Natomiast zauważmy, że konieczne jest osobne uzwojenie transformatora głównego, choć o tej samej liczbie zwojów co dla napięcia +12V. Jak na zasilacz AT przystało, potrzebne jest też –5V, i to zrealizowano stabilizatorem liniowym z –12V. Natomiast brak tu napięcia 3,3V. W zasilaczu ze schematu nr 21 wykonano także odmiennie obwód pętli stabilizacji, pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Kontrola napięć wyjściowych jest po stronie izolowanej, a driver-sterownik po stronie gorącej. Wymaganą izolację zapewnia transoptor IC2. Specyfika odróżniająca ten obwód od wcześniej analizowanych rozwiązań polega na zastosowaniu odrębnego wzmacniacza operacyjnego w roli wzmacniacza błędu, niewykorzystaniu wzmacniacza błędu z 3842 i nietypowe wykorzystanie ’431. TL431 pracuje jako stabilna dioda Zenera 2,5V. Stanowi ona źródło odniesienia na wejściu nieodwracającym WO LM358. O wartości napięć wyjściowych decyduje dzielnik rezystancyjny w obrębie wejścia odwracającego. Kontrolowane są oba napięcia wyjściowe +5V i +12V, co nie ma oczywiście wpływu na relację między wartościami tych napięć. Głównymi elementami kształtującymi charakterystykę częstotliwościową całej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego jest dwójnik RC (R35-C26) zapętlający WO LM358. Wzmacniacz ten pracuje bezpośrednio na diodę LED w transoptorze oświetlającą fototranzystor. Wyjście stanowi kolektor tego tranzystora. Podłączony jest on do wejścia COMP sterownika 3842, czyli na wyjście wzmacniacza błędu. Ale ten wzmacniacz jest nieaktywny poprzez połączenie wejścia odwracającego z masą: wejście „+” połączone jest wewnętrznie z potencjałem +2,5V. Wzmacniacz błędu w IC1 ma wyjście typu otwarty kolektor, a więc takie połączenie zupełnie go dezaktywuje. Zatem kolektor transoptora pracuje bezpośrednio na obciążenie w postaci źródła prądowego 0,5mA, które jest tam obecne. Tranzystor w konfiguracji wspólnego emitera obciążony źródłem prądowym daje duże wzmocnienie napięciowe w tym stopniu i także w całej pętli. Oczywiście, korzystne z uwagi na skuteczność regulacji, ale niebezpieczne dla stabilności pętli.

Zwróćmy uwagę na schemacie na rezystor R20 (1,8kΩ) podłączony między wyprowadzenie VREF i COMP IC1. Jest on włączony praktycznie równolegle do źródła prądowego w IC1. Zwiększa on prąd wpływający do kolektora tranzystora w transoptorze, ale zmniejsza impedancję widzianą z tego kolektora do wartości praktycznie oporu R20. Potencjał wypracowany w tym węźle (kolektor IC2 – wyprowadzenie COMP IC1) stanowi po podziale x 1/3 i przesunięciu poziomu, odniesienie dla komparatora wyznaczającego szczytową wartość prądu w kluczu i uzwojeniu pierwotnym transformatora przetwornicy przepustowej. Przetwornica ta pracuje bowiem w trybie Current Mode, ściślej Peak Current Mode. Pętla napięciowa nie decyduje bezpośrednio o PWM kluczowania, lecz stanowi odniesienie dla wewnętrznej pętli prądowej. O wartości szczytowej prądu w kluczu, oprócz potencjału wypracowanego na wejściu COMP, decyduje jedynie rezystancja w źródle tego MOSFET-a – połączone równolegle dwa rezystory 0,68Ω. Dwójnik RC między źródłem MOSFET-a a wejściem Current Sense układu scalonego jest wymagany w celu wyczyszczenia przebiegu piłozębnego lub trapezoidalnego, odzwierciedlającego przebieg prądu po pierwotnej stronie przetwornicy.

Układ pracuje ze stałą częstotliwością kluczowania. A z jakim wypełnieniem? Odpowiedź, choć prosta, może być zaskakująca. Decyduje tylko wartość napięcia wejściowego i przekładnia transformatora. Cytowane wyżej zależności, a nawet obciążenie zasilacza, nie mają praktycznie wpływu na to, z jakim wypełnieniem przetwornica musi pracować! Nawet gdybyśmy zmienili częstotliwość, wypełnienie kluczowania pozostanie niezmienione. A ponieważ przekładnia transformatora jest wartością stałą – zadaną, wypełnienie musi dostosować się jedynie do wartości napięcia wejściowego. A jeśli jest to napięcie tętniące na kondensatorze głównym, chwilowe wypełnienie będzie za tymi tętnieniami podążać.

O częstotliwości pracy decydują elementy RC na wyprowadzeniu RT/CT sterownika 3842. UC3842, w odróżnieniu od 3844 i 3845, nie ma wbudowanego ograniczenia współczynnika PWM. Współczynnik wypełnienia kluczowania może być bliski 100%. Nie jest to korzystne ze względu na bezpieczeństwo, aby za każdym cyklem kluczowania zdążył się zresetować rdzeń transformatora przetwornicy. Częstotliwość wewnętrznego oscylatora można dobrać zarówno wartością kondensatora jak i rezystancji w obwodzie wyprowadzenia RT/CT. Natomiast relacją między R i C można dobrać maksymalny współczynnik wypełnienia kluczowania.

W obrębie sterownika 3842 na schemacie nr 21 może jeszcze dziwić obecność R61, C33 i C16. Czy ma sens zapętlanie wzmacniacza operacyjnego, który jest nieaktywny? Dwójnik R61-C33 włączony jest między wyjście i wejście odwracające wzmacniacza błędu w 3842. Także wartości R i C są typowe dla kompensacji tego wzmacniacza błędu. Ale on tutaj przecież nie pracuje? W tej sytuacji dwójnik R61-C33 należy widzieć jako włączony równolegle do R20 i źródła prądowego na wyprowadzeniu COMP. Kształtuje on impedancję widzianą z kolektora tranzystora w transoptorze, który to stopień wykazuje spore wzmocnienie napięciowe. Optymalny dobór tych elementów jest trudny, zarówno gdy podejść do tematu teoretycznie, chcąc te wartości wyliczyć, czy dobrać w oparciu o przebieg charakterystyki amplitudowo-fazowej, czy też dobierając je w oparciu o pomiary dynamiczne pracy zasilacza. Najważniejsza jest stabilność, a szybkość odpowiedzi układu często jest drugorzędna. Dlatego najprostsza i najpewniejsza jest stabilizacja dominującym biegunem. A to oznacza, że nie należy szafować biegunami tu i tam.

eprasa.pl 0ecd7747c0

Jeśli jest ich więcej, to powinny być od siebie odległe, przynajmniej do częstotliwości, przy której wzmocnienie w całej pętli spadnie do jedności – 0dB. Decydujący powinien być biegun wprowadzony przez zapętlenie wzmacniacza błędu, którym jest tutaj LM358. Choć obecność R i C oznacza, że jest tu i biegun, i zero. Na częstotliwości, przy której zrówna się impedancja kondensatora i rezystora, charakterystyka częstotliwościowa prostuje się. To oznacza zero mogące skompensować drugi biegun, co ratuje charakterystykę fazową i pozwala przesunąć całość charakterystyki do przecięcia z linią 0dB w zakres wyższych częstotliwości. A to oznacza lepszą dynamikę bez ryzyka utraty stabilności. Proste przeliczenie elementów w obrębie wzmacniacza błędu LM358 ujawnia, że zero jest tu już na częstotliwości ok. 240Hz i wzmocnienie tego stopnia ustali się na ok. 14dB. Obecność kondensatora C26 sprawia, że przy zmniejszaniu częstotliwości wzmocnienie rośnie do wartości, jaką ma LM358 w otwartej pętli, czyli typowo 90dB, dzięki czemu można liczyć na bardzo mały błąd statyczny stabilizacji napięć wyjściowych. Nie ciągniemy tego tematu dalej. Zasługuje on na odrębne wieloczęściowe opracowanie. Natomiast autor uznał za celowe naświetlenie tych problemów, gdyż dadzą one o sobie znać bardzo dokuczliwie w następnych częściach niniejszego cyklu, gdy będziemy zasilacz przerabiać. Nie tylko gdy dobudujemy pętlę stabilizacji/regulacji prądu, ale także wtedy, gdy będziemy chcieli, by zasilacz stabilizował w szerokim zakresie napięcia wyjściowego. I wyprzedzając fakty, dopowiemy, że eksperymenty w tym zakresie skończą się kilkakrotnym uszkodzeniem zasilacza.

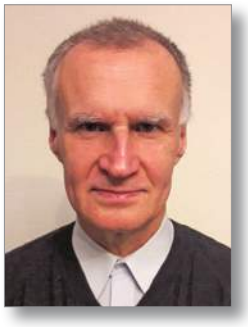
Wątpliwości może budzić obecność kondensatora C16. Jest on włączony między wyprowadzenie RT/CT i Current Sense. Na RT/CT występuje przebieg piłozębny o polaryzacji takiej, aby dodając go do zbocza odzwierciedlającego przebieg prądu na Current Sense, uzyskać tzw. *Slope Compensation*. Taki zabieg jest potrzebny tylko wtedy, gdy przetwornica Current Mode pracuje z wypełnieniem powyżej 50%. Ponadto prawidłowy obwód *Slope Compensation* wymagałby większej pojemności kondensatora, a także dodatkowego tranzystora, wtórnika emiterowego, aby nie obciążać wysokoimpedancyjnego węzła w obrębie oscylatora układu 3842. Dlatego C16 możemy widzieć jedynie jako zabieg kosmetyczny.

Na koniec omówienia schematu nr 21 pozostała kwestia może najważniejsza. Sposób resetowania rdzenia transformatora, który w przetwornicy przepustowej musi być wykonany w każdym cyklu kluczowania. Tu zastosowano odmianę techniki RCD-clamp. Odmianę teoretycznie bezstratną (*lossless*), dlatego brak rezystora, a jest dodatkowa ceweczka L. Działaniem tego obwodu zajmiemy się w następnej części artykułu.

Obwód demagnetyzacji rdzenia to także newralgiczny punkt w pracach serwisowych, o czym autor tego opracowania przekonał się wielokrotnie. Ten obwód należy dokładnie przemierzyć i sprawdzić na obecność ew. zimnych lutów, a C91 najlepiej w ciemno wymienić. Dotyczy oczywiście takich uszkodzeń, gdy zastaniemy zwarty tranzystor kluczujący, tu Q1.

I jeszcze jedna uwaga praktyczna. Warto też na początku zmierzyć rezystor w źródle MOSFET-a. W wielu zasilaczach PC jest bezpiecznik na wejściu przetwornicy, często znacznie przewymiarowany. Prawdopodobnie z uwagi na zasilanie napięciem 115VAC. Konsekwencją jest, że w przypadku zwarcia klucza zwykle szybciej przepali się rezystor w źródle MOSFET-a aniżeli bezpiecznik. W takiej sytuacji należy się spodziewać uszkodzeń rozległych, łącznie z uszkodzeniem układu scalonego sterownika. Ten prosty pomiar jest dobrym wskaźnikiem, gdy mamy wątpliwości co do celowości lub opłacalności naprawy zasilacza.

Schemat nr 21 omówiono wyrywkowo, zwracając uwagę na obwody ważne lub mogące budzić wątpliwości podczas samodzielnej analizy. Pozostał jeszcze obwód z drugim wzmacniaczem operacyjnym w kostce LM358. Analizę pozostawiamy Czytelnikowi. Wykorzystano go do generaowania sygnału Power_OK. Trudno go porównać z jakimkolwiek supervisorem z konkurencyjnych schematów. Prosty, mało skuteczny, ale też zawiera ciekawostki. Jaką informację niesie pozyskane diodą D12 napięcie z uzwojenia wtórnego transformatora T1 i dlaczego w tym obrębie są niskoprocentowe rezystory? Tym pytaniem kończymy bieżącą część poświęconą zasilaczom komputerowym w konfiguracji *jednotranzystorowy forward* ze sterownikiem ulokowanym po gorącej stronie zasilacza. Wszystkie schematy, jakie mogliśmy zamieścić w Elportalu, bazują na UC3842/3843. W praktyce jest wiele rozwiązań tej klasy z wykorzystaniem innego sterownika. Jednak zasada działania jest generalnie ta sama.



Karol Świerc
rtv@silnet.pl

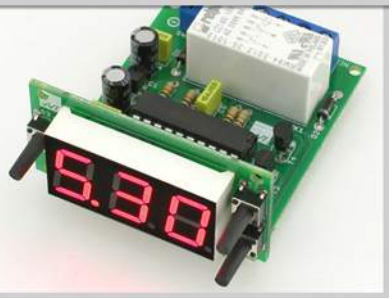
R E K L A M A

AVT 1995 Precyzyjny timer 1 sekunda...99 minut

Timer przeznaczony do precyzyjnego odliczania „w dół" zadanych odcinków czasu z zakresu 1 sekunda...99 minut. Ma przy tym możliwość wprowadzenia czasu odliczania w formacie minut i sekund. Rozdzielczość w zakresie od 1 sekundy do 9 minut i 59 sekund wynosi 1 sekunda, natomiast w zakresie 10...99 minut zwiększa się do 10 sekund. Wbudowanyprzekaźnik oraz łatwa, intuicyjna obsługa kwalifikuje układ do realizacji funkcji czasowych w nieskomplikowanych układach automatyki.

Znajdź nas na

KITy AVT



eprasa.pl 0ecd7747c0

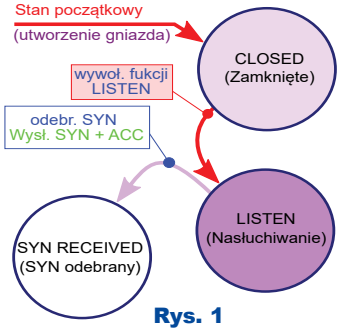
Filozofia sieci. Protokół TCP część 3

W poprzedniej części został wstępnie omówiony protokół TCP. Jest to rozwiązanie gwarantujące dotarcie danych do miejsca docelowego. Ma znacząco bardziej złożoną logikę działania, w przeciwieństwie do protokołu UDP, który nie daje żadnej gwarancji dostarczenia danych do adresata. Oczywiście zawsze istnieje możliwość, by bazując na protokole transmisyjnym UDP, użytkownik sam wymyślił jakieś mechanizmy kontroli przepływu, jednak można to porównać do *wyważania otwartych drzwi*. Odpowiednie rozwiązanie już zostało zaprojektowane i nam użytkownikom pozostało do niego się dostosować, spełnić niezbędne wymagania i realizować bezproblemową komunikację z dowolną stacją umieszczoną w dowolnym miejscu. Tym rozwiązaniem jest wspomniany protokół TCP.

Sądzę, że nadszedł czas na pierwsze potyczki z TCP i by się przekonać, że „nie taki diabeł straszny". Bazując na module zawierającym mikrokontroler LPC2378, zostaje utworzony serwer. Serwer jest pojęciem informatycznym i oznacza tę stację, która *serwuje*, oferuje możliwość połączenia, co sprowadza się do utworzenia w tej stacji gniazda TCP przeznaczonego do nasłuchu. Strona serwerowa jest zawsze gotowa do podjęcia współpracy i nieprzerwanie oczekuje na sygnał inicjujący taką współpracę. Po stronie klienta (to ta druga strona w połączeniu TCP) konieczne jest jedynie wysłanie prośby, w postaci pakietu TCP zawierającego sygnał SYN.

Do demonstracji działania został utworzony specjalny program do mikrokontrolera – jest dostępny w Elportalu wśród materiałów dodatkowych do tego numeru. Część rozruchowa jest praktycznie identyczna jak w dotychczasowych rozwiązaniach, a z racji dodania do programu obsługi protokołu TCP dochodzi dodatkowa operacja z tym związana, co pokazuje **listing 1**. (***Uwaga! Wszystkie listingi są dostępne w Elportalu wśród materiałów dodatkowych do tego numeru***). W operacjach inicjujących występuje wywołanie funkcji *StandardAddTCPInstance*, której zadaniem jest utworzenie i zainicjowanie określonego stanu początkowego instancji związanej z obsługą protokołu TCP.

W głównej funkcji programu (*main*) również występują niewielkie zmiany (w stosunku do funkcjonalnie podobnych przykładów dotyczących protokołu UDP), jak pokazuje **listing 2**. Można tu dostrzec wywołanie funkcji *CreateTCPSocket (TCPSeverInstance . TCPLayer)*, której zadaniem jest utworzenie gniazdka do komunikacji via TCP. Funkcja ta w parametrach oczekuje dowiązania do instancji związanej z obsługą TCP, zaś wynikiem działania funkcji jest wskazanie na obszar utworzonego gniazda TCP; wskaźnik ten jest zapamiętany w pamięci RAM mikrokontrolera w obszarze instancji programu. Jest to idea bardzo podobna do opisanych w poprzednich numerach czasopisma rozwiązań dotyczących komunikacji via UDP. Utworzone gniazdo TCP ma losowy numer portu. Jego losowość jest właściwie iluzoryczna, gdyż obsługa TCP przydziela tworzonym gniazdom kolejne numery z określonego przedziału, którego granice są określone przez odpowiednie stałe. Przydzielony gniazdu numer z pewnością nie będzie tym, jaki jest oczekiwany. W celu zmiany tego numeru należy wywołać funkcję *BindTCPSocket (TCPSeverInstance . TCPSocket , TCPPortNumber)*, która w parametrach wywołania wymaga wskazania na utworzone gniazdo TCP oraz numer portu, jaki ma być nadany temu gniazdu. Wynikiem funkcji jest *status* realizowanej operacji: wartość zero oznacza poprawną realizację „zachcianki", wartość inna niż zero pozwala określić przyczynę braku powodzenia w realizacji zmiany numeru. Może to być próba nadania gniazdu nieunikalnego numeru portu (każdy otwarty port musi mieć unikalny numer, gdyż pozwala to na precyzyjne określenie adresata) lub próba zmiany numeru portu dla otwartego połączenia (połączenie jest formą porozumienia, którego warunki nie mogą być zmieniane w trakcie jego obowiązywania). Pozostało jeszcze zgłoszenie, że utworzone gniazdko TCP z oczekiwanym numerem portu jest gniazdem przeznaczonym do nasłuchu, oczekującym na przychodzące prośby o nawiązanie połączenia. Tę czynność realizuje funkcja *TCPListen (TCPSeverInstance . TCPSocket , TCPConnectOperation , TCPEstablishOperation , TCPRecvOperation , TCPCloseOperation)* i jednocześnie wpływa w istotny sposób na stan automatu sterującego obsługą TCP – powoduje przejście do stanu LISTEN. Pamiętając rysunek działania automatu sterującego, jaki był przedstawiony w poprzednim numerze, obecny jego fragment związany z działaniem funkcji *TCPListen* pokazuje **rysunek 1**. Wywołanie tej funkcji w parametrach wymaga podania wskazania na gniazdo, które ma zostać zakwalifikowane jako gniazdo nasłuchowe oraz wskazania na różne funkcje, które będą wykonane w ściśle określonych sytuacjach. Do tych funkcji należą:

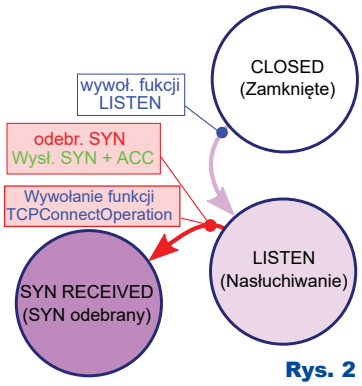


Rys. 1

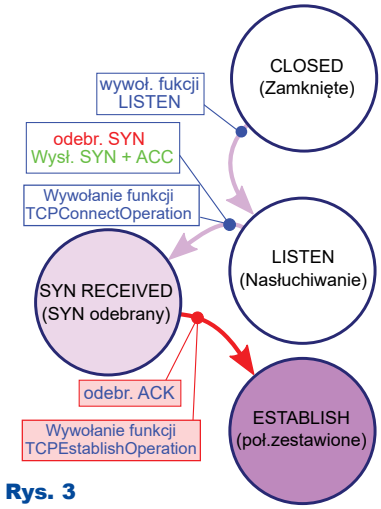
- próba nawiązania połączenia, czyli odebranie pierwszego pakietu TCP zawierającego sygnał SYN; w przykładowym programie serwera TCP jest to wywołanie funkcji *TCPConnectOperation*,
- osiągnięcie stanu zestawionego połączenia; w przykładzie jest to wywołanie funkcji *TCPEstablishOperation*,
- odebranie danych; w przykładzie jest to wywołanie funkcji *TCPRecvOperation*,
- zamknięcie połączenia; w przykładzie jest to wywołanie funkcji *TCPCloseOperation*.

Użyta w prezentowanym programie funkcja *TCPConnectOperation* jest pokazana na **listingu 3**, ma ona przekazane w parametrach wskazanie na gniazdo, do którego wystąpiła próba nawiązania połączenia, adres IP i numer portu stacji, która próbuje się połączyć. Jej implementacja sprowadza się do wysłania poprzez UART0 komunikatu informującego o próbie nawiązania połączenia. Wynikiem funkcji jest wartość logiczna: zwracana jest liczba jeden w sytuacji,

eprasa.pl 0ecd7747c0



Rys. 2



Rys. 3

gdzie serwer wyraża zgodę na połączenie albo zwracane jest zero oznaczające brak zgody na połączenie – brak zgody na jakiekolwiek negocjacje. Do wywołania tej funkcji dochodzi w wyniku odebrania pierwszego, zaczepnego sygnału SYN, przejścia automatu ze stanu LISTEN do stanu SYN-RECEIVED – **rysunek 2**. Ta zmiana stanu oznacza rozpoczęcie negocjacji prowadzących do konsensusu, jakim jest nawiązanie połączenia.

Kolejna funkcja, która występuje na liście wywołania funkcji *TCPListen*, to *TCPEstablishOperation*. Jej postać pokazuje **listing 4**. Do wywołania tej funkcji, jednorazowego w danym połączeniu, dochodzi przy przejściu automatu ze stanu SYN-RECEIVED do stanu ESTABLISH, jak pokazuje **rysunek 3**. Przy wywołaniu, w parametrach przekazywane jest wskazanie na gniazdko TCP, którego dotyczy to przejście. Osiągnięcie tego stanu oznacza, że połączenie TCP jest zestawione i od tej chwili mogą być przesyłane dane. To zdarzenie, nawiązanie połączenia, może być wykorzystane w dowolny sposób: przykładowy program serwera wysyła powitalny komunikat (listing 4), natomiast w oprogramowaniu serwera www systemu Inifinity służyło do zaświecenia diody LED sygnalizującej stan połączenia.

Odbieranie i nadawanie danych odbywa się, gdy automat znajduje się w stanie ESTABLISH (zestawionego połączenia). Każdy odebrany pakiet TCP zawierający dane użytkowe prowadzi do wywołania funkcji *TCPRecvOperation*, której postać pokazuje **listing 5**. Przy wywołaniu tej funkcji dostaje ona w parametrach wszystkie niezbędne informacje: wskazanie na gniazdko TCP (*TCPSocket*), poprzez które zostały odebrane dane, adres IP (*SenderIPAddress*) i numer portu (*SenderPortNo*) strony nadającej, adres IP (*DestIPAddress*) i numer portu (*DestPortNo*) stacji docelowej (w rzeczywistości nasz), wskazanie na odebrany bufor danych (*DataBuffer*) i liczba bajtów odebranych danych (*DataBufferSize*).

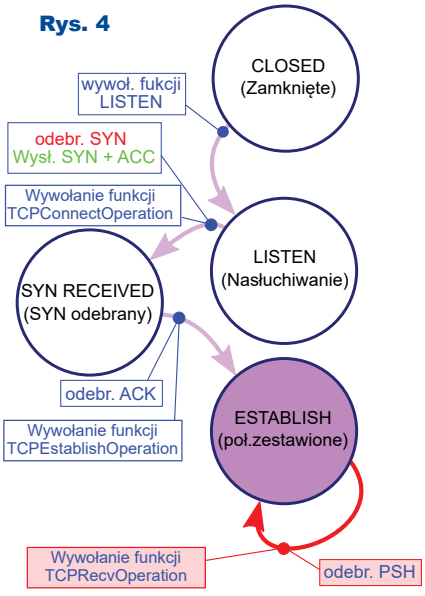
Do wywołania tej funkcji dochodzi w sytuacji, gdy automat znajduje się w stanie ESTABLISH i zostały odebrane jakiekolwiek dane użytkowe; odebranym danym towarzyszy wskaźnik PSH, co symbolicznie zostało ujęte na **rysunku 4**. Wskaźnik ten (PSH) nie wpływa na zmianę stanu automatu sterującego, toteż rysunek przedstawiający działanie automatu zaprezentowany w poprzedniej części nie zawierał tego wskaźnika. Istotnym wskaźnikiem w stanie ESTABLISH, którego odebranie wpływa na stan automatu, jest FIN. To zdarzenie oznacza początek negocjacji związanych z zamknięciem połączenia.

W oprogramowaniu serwera odebranie sygnału FIN od stacji klienta może zostać „wyłapane". Do tego służy funkcja *TCPCloseOperation*, zgłoszona w operacji *TCPListen*. Jej postać z przykładowego programu serwera pokazuje **listing 6**, jej implementacja sprowadza się do wysłania odpowiedniego komunikatu poprzez interfejs UART0. W oprogramowaniu serwera www systemu Infinity ta funkcja była użyta do gaszenia diody LED sygnalizującej stan nawiązania połączenia. W trakcie jej wywołania, w parametrach umieszczony jest wskaźnik do gniazdka TCP w zamykanym połączeniu. Samo wywołanie następuje w sytuacji przejścia automatu do stanu CLOSE WAIT w wyniku odebrania z sieci sygnału FIN – jest to sygnał z zewnątrz, strona klienta decyduje się na zamknięcie połączenia. Zdarzenie to ujmuje **rysunek 5**.

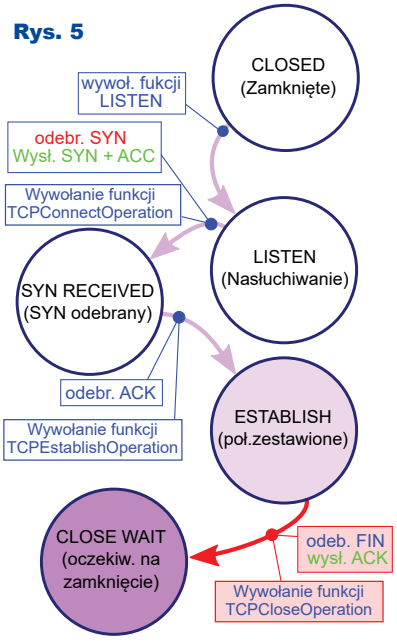
Wszystkie funkcje związane z obsługą protokołu TCP znajdują się w module *tcpservice.c*. Przetwarzanie ramki ethernetowej (zawierającej pakiet TCP) rozpoczyna się w funkcji *IPLayerPool* (*ipservice.c*) pokazanej na **listingu 7**. Funkcja ta zawiera rozpakowanie nagłówka ramki ethernetowej – jest to rozpoznanie, czy został odebrany pakiet IP, czy ARP. Jeżeli jest to pakiet IP, to przetwarzanie trafia do funkcji *ProcessIPPacked* (*ipservice.c*), gdzie rozpakowany jest nagłówek pakietu IP i po rozpoznaniu, że jest to pakiet TCP (**listing 8**), wykonanie programu przenosi się do funkcji *ProcessTCPPacked* znajdującej się w pliku *tcpservice.c*.

W obsłudze protokołu TCP występują zdarzenia uwarunkowane upływem czasu. Nie angażuje to kolejnego zespołu typu TIMER z zasobów mikrokontrolera. Jak pamiętamy, obsługa sieci ethernetowej wymaga „napędu od upływu czasu". To tam rozgrywane są sytuacje związane z „sierotami": pakietami, które przykładowo nie mają szans na wyjście, choćby z powodu braku translacji adresu IP na adres MAC. Do tego samego zegara przypięta jest obsługa zdarzeń czasowych, występujących w obsłudze protokołu TCP. Pokazuje to **listing 9**, gdzie można dostrzec wywołanie funkcji *IPLayerInstance -> TCPTimerPoolService (IPLayerInstance -> TCPInstanceEntry)*, która

Rys. 4



Rys. 5



eprasa.pl 0ecd7747c0

po zainicjowaniu instancji związanej z protokołem TCP prowadzi do funkcji *TCPTimeService*.

Po skompilowani programu i umieszczeniu go w pamięci FLASH mikrokontrolera, można eksperymentalnie sprawdzić jego działanie. Jednak do zaobserwowania tej współpracy niezbędna jest druga strona; moduł LPC2378 jest serwerem, potrzebna jest strona klienta. W przypadku prezentacji obsługi UDP został stworzony odpowiedni program, gdyż nie przypominam sobie, by standardowo w środowisku Windows istniał odpowiedni program do nadawania i odbierania pakietów UDP. W przypadku wykorzystania protokołu TCP takie programy już istnieją. Wystarczy tu wskazać na przeglądarkę internetową – przecież transmisja zawartości stron internetowych bazuje na protokole TCP. Jednak użycie jej nie nadaje się do zaprezentowania idei protokołu TCP, ponieważ przeglądarka natychmiast zażąda danych w formacie HTML i nie jest skora do jakichkolwiek ustępstw. Jest kilka innych programów posługujących się protokołem TCP (jak choćby *TELNET*, który z kolei zginął razem z Windows XP). Do zaprezentowania idei protokołu TCP potrzebny jest program maksymalnie prosty w działaniu. Każdą lukę można zapełnić, każdy problem rozwiązać. Dysponując środowiskiem LAZARUS do tworzenia programów w języku Pascal, taki program napisałem sobie sam. W materiałach dodatkowych do artykułu znajduje się dokument opisujący sposób posługiwania się tym programem i jego postać źródłowa.

Środowisko do eksperymentu pokazuje **rysunek 6**. Moduł z mikrokontrolerem LPC2378 jest przyłączony do sieci ethernetowej, do jego kanału szeregowego (*UART0*) przyłączony jest komputer z programem *terminal.exe* pozwalającym na odbieranie danych wysyłanych przez moduł (znany z wcześniejszych części cyklu poświęconego filozofii sieci). Z komputera, może być ten sam komputer, uruchomiony jest program *tcptester.exe*, który jako klient TCP będzie nawiązywał połączenie TCP z modułem LPC. Program ten może przesyłać i odbierać dane po podaniu w odpowiednich okienkach niezbędnych danych pozwalających zlokalizować serwer. Prezentowany program serwera połączenia TCP każde dane odebrane od stacji klienta odsyła z powrotem jako tekst ujęty w nawiasy ze znaków ‚*’. Działanie zestawu pokazują **rysunki 7** i **8**.

Po wpisaniu w programie klienta połączenia TCP danych lokalizujących serwer (adres IP=192.168.0.55 oraz port=2000) i kliknięciu na *Połącz*, program ten łączy się z serwerem (rysunek 8). W oprogramowaniu serwera na zdarzenie rozpoczęcia nawiązywania połączenia jest wywoływana funkcja, która wysyła w kanał szeregowy UART0 informację identyfikującą klienta (rysunek 7). Zakończenie negocjacji połączenia, osiągnięcie fazy ESTABLISH prowadzi do wywołania w oprogramowaniu serwera odpowiedniej funkcji – to ona wysłała do stacji klienta komunikat: *Witaj koleś przy kompie*. Wpisane i później wysłane dane „wróciły”, o czym oba programy umieściły w odpowiednich okienkach właściwe komunikaty (rysunki 7 i 8).

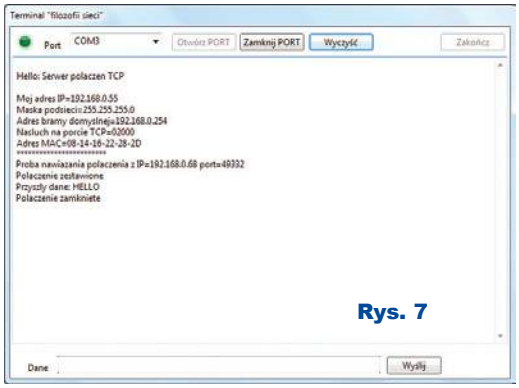
Całej sesji komunikacyjnej „przypatrywał się” program *Wireshark*. Jest to program pozwalający monitorować cały ruch pakietów sieciowych nadawanych i odbieranych przez określony interfejs sieciowy. Ten popularny program można ściągnąć z Internetu wraz z odpowiednią dokumentacją dotyczącą jego użycia. Zgromadzone w tym programie dane pozwoliły utworzyć dokument zawierający wszystkie szczegóły dotyczące zdarzeń zaistniałych w trakcie połączenia wraz z komentarzem do tych zdarzeń, jest on dostępny w materiałach dodatkowych. Lektura tego dokumentu pokazuje złożoność protokołu TCP.

Pomimo że problematyka związana z komunikacją TCP na poziomie krążących pakietów jest dosyć skomplikowana, można na całość spojrzeć z innej perspektywy: skupić się na tworzeniu i analizowaniu przesyłanych danych, pozostawiając problematykę retransmisji zaginionych pakietów procedurom zawartym w obsłudze protokołu. Drogi Czytelniku, w tym kontekście naturalnie nasunie Ci się pytanie: *po co to wszystko, czy nie wystarczy umiejętność sprowadzająca się do nadawania i odbierania danych?*

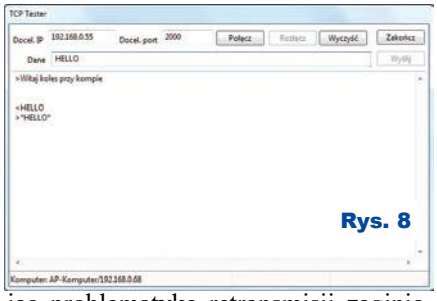
W zasadzie można skupić się tylko na danych, a ja w dużej mierze mogę się zgodzić z takim spojrzeniem na tematykę, jednak uważam, że każda odrobina wiedzy jest cenna. Dzisiaj twórcy układów z mikrokontrolerami studiują jego działanie, rozpatrują różne jego tryby pracy i możliwości. Nikt nie zagłębia się z kolejne szczegóły, że określone podzespoły są zbudowane z bramek i przerzutników, a te z kolei z tranzystorów, w których przepływające elektrony zachowują się w… Podobnie jest z działaniem sieci ethernetowych: najważniejsza jest umiejętność ich użycia, jednak wiedza dotycząca działania podstawowych mechanizmów w pewnych przypadkach pozwoli znaleźć wyjście z tworzących się trudnych sytuacji, a w rzeczywistości może się zdarzyć wszystko (i zdarza się). Toteż przez analogię, po zapoznaniu się z działaniem zespołów mikrokontrolera i wyobrażeniu ich działania z perspektywy bramek i przerzutników nie będziemy rozpatrywać ruchu elektronów w tranzystorach – to już jest domena fizyki kwantowej.

W kolejnej części przytoczę kilka różnych przykładów z wykorzystaniem protokołu TCP.

Andrzej Pawluczuk
apawluczuk@vp.pl

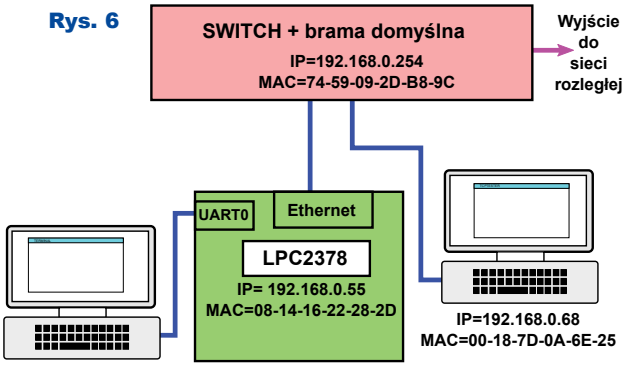


Rys. 7



Rys. 8

Rys. 6



eprasa.pl 0ecd7747c0

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 *Poczta* 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: *Szko302Kowalski, Policz307Zielinski, NieGra307Malinowski, Jak10Krzyzanowski*. 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 wystarczą 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 „Elektroniki dla Wszystkich", jest moim osobistym opracowaniem i nie był wcześniej nigdzie publikowany*.

eprasa.pl 0ecd7747c0

Zadanie główne 307

Pomysł zadania już dość dawno przysłał **Rafał Sikorski** z miejscowości Dębe. W e-mailu napisał między innymi:

Dzień dobry. EdW czytam od dawna. Piszę pierwszy raz (...) Nie wiem, czy mój pomysł nadaje się do Szkoły EdW, ale uważam, że trzeba spróbować. (...) Wpadłem na ten pomysł już wcześniej, jak dostałem pierwszy smartfon. Każdy smartfon ma mnóstwo funkcji, a nowe coraz więcej. Zawierają różne programy, ale też różne wbudowane czujniki. Jakby miały jeszcze więcej [czujników], to byłby to jeszcze więcej uniwersalny przyrząd czy bardziej punkt centralny do zarządzania różnymi urządzeniami. Chodzi mi o to, że do smartfona nic się już nie da włożyć do środka, ale pewnie można dołączyć w formie przystawek. Mój pomysł jest taki, żeby dodać do smartfona przystawkę albo więcej przystawek, nie na raz, tylko osobno. Smartfon ma silny procesor i różne programy i mógłby zarządzać przystawką i obrabiać [przesyłane] od niej dane i je wyświetlić na ekranie.

Ja nie potrafię programować smartfonów, ale mój pomysł zupełnie nie polega na tym. Mnie zupełnie nie chodzi o programy, tylko o różne przystawki do smartfona, Uważam, że dzisiaj jest dużo programistów i jak będą przystawki, to znajdą się ludzie, co napiszą do tego programy. Poza tym EdW nie jest dla informatyków, tylko elektroników. Dlatego proponuję, aby tematem nowego zadania w Szkole EdW było zaprojektowanie przystawki rozszerzającej możliwości smartfona lub przystawki, która we współpracy ze smartfonem stworzy zupełnie nowe, oddzielne urządzenie, najlepiej związane z elektroniką, na przykład z pomiarami i testami. (...)

Zagadnienie niewątpliwie jest interesujące. A oto temat zadania 307:

Zaproponuj dowolną przystawkę do smartfona.

Tak jak napisał Autor propozycji, nie trzeba dopieścić wszystkich szczegółów. Zwróćcie uwagę, że nie trzeba *zaprojektować*, a wystarczy jedynie ***zaproponować***. To znaczy, że mile widziane są wszelkie propozycje teoretyczne, a nawet jedynie same pomysły.

Weźcie pod uwagę, że smartfony mają analogowe wyjście słuchawkowe, trochę gorzej z mikrofonowym. Czy smartfon z dołączonym buforem da się przekształcić w wartościowy, bo galwanicznie izolowany generator? Oczywiście wszystkie smartfony mają łącze przewodowe USB, ale przede wszystkim mają interfejsy Wi-Fi oraz Bluetooth. I zapewne można te łącza na rozmaite sposoby wykorzystać.

W ramach zadania 307 doskonale mieści się też realizacja przystawki – uniwersalnego interfejsu sterowanego bezprzewodowo, mającego wyjścia i wejścia, które byłyby obsługiwane za pomocą smartfona i odpowiedniego programu. Może na bazie smartfona udałoby się zrealizować całe laboratorium pomiarowe? Czy można do tego wykorzystać gotowe, dostępne programy? A gotowe, fabryczne moduły, nie tylko Wi-Fi/Bluetooth, ale też inne? Co jeszcze?

Jestem przekonany, że przedstawicie szereg wartościowych, interesujących pomysłów i propozycji!

Także Ciebie zachęcam do udziału w tym jakże aktualnym zadaniu! Przyślij swój pomysł, a jeszcze lepiej opis jego praktycznej realizacji.

Piotr Górecki

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

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*

eprasa.pl 0ecd7747c0

Rozwiązanie zadania głównego 302

Temat majowego zadania 302 brzmiał: ***Zaproponuj sposób zmniejszenia wydajności pompy obiegowej w wannie tarasowej***.

Przypomnę, że zadanie dotyczyło przeznaczonej na taras wanny kąpielowej, którą pomału realizuję od kilkunastu już miesięcy. Zawiera ona grzałkę przepływową oraz pompę obiegową JA-50. Problem w tym, że pompa okazała się... za dobra! Mając moc 370W, będzie przydatna do punktowego hydromasażu. Jednak pompa ta ma pracować głównie podczas wstępnego podgrzewania wody nalanej z kranu, żeby w obiegu zamkniętym przepompowywać wodę przez grzałkę przepływową 3kW w ciągu około 1,5 godziny. A do takiej pracy wystarczy jej wydajność kilkakrotnie mniejsza od nominalnej. Zastanawiałem się, czy i jak można to zrobić, ale nie mechanicznie, przez zdławienie gdzieś po drodze przepływu wody, tylko w sposób elektryczny, przez zmniejszenie prędkości obrotowej silnika. Problem w tym, że pompa napędzana jest jednofazowym silnikiem indukcyjnym z kondensatorem 7uF. I właśnie z uwagi na rodzaj zastosowanego tam silnika zadanie Szkoły numer 302 było wyjątkowo trudne.

Szczerze mówiąc, zastanawiałem się, czy w ogóle nadejdą jakiekolwiek rozwiązania tego zadania i na wszelki wypadek sam odrobiłem lekcję, przeprowadzając różne testy. O tym dalej.

Byłem mile zaskoczony, że nadeszły trzy rozwiązania, wszystkie godne bliższej analizy.

I tak **Szymon** (nazwisko i adres znane redakcji) napisał krótko: *Proponuję zasilić pompę niższym napięciem za pomocą transformatora. Być może wystarczy tylko kupić autotransformator na 115V (moc 1000VA wystarczy, bo przy napięciu 2 razy niższym potrzeba 4 razy mniej mocy niż 3kW). (...)*

Dla porządku: silnik pompy ma moc nominalną 370W, a moc 3000W to moc grzałki przepływowej. Pomysł obniżenia napięcia zasilania silnika jest znakomity: prosty i skuteczny, ale tylko w przypadku silników prądu zmiennego z komutatorem, jakie są powszechnie stosowane na przykład w wiertarkach. Może też być zastosowany w przypadku wielu wentylatorów z silnikiem indukcyjnym jednofazowym. Ale nie w przypadku pomp i przytłaczającej większości innych urządzeń zawierających silniki indukcyjne. Częściowe wyjaśnienie problemu zawierają dwa następne rozwiązania.

I tak **Mariusz Hejto** z Łowczówka napisał: *W pompie (...) pracuje silnik indukcyjny asynchroniczny ze zwartą klatką. Inny (np. komutatorowy jak w mikserze) nie nadaje się z uwagi na trudności z uszczelnieniem pompy i silnika. Jeżeli pompa ma pracować w wannie z hydromasażem, to aby użytkownik przeżył kąpiel, inaczej się nie da. Mamy więc silnik jednofazowy, a raczej dwufazowy, gdzie druga faza (konieczna, żeby wytworzyć wirujące pole w stojanie) jest udawana przez dodatkowe uzwojenie z kondensatorem.*

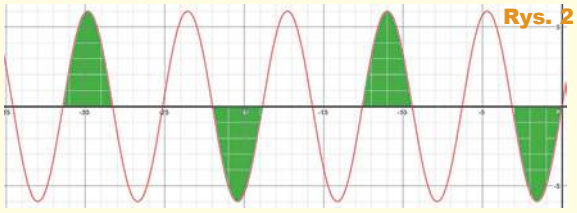
Teoria mówi, że prędkość wirowania silnika zależy od konstrukcji (liczba tzw. nabiegunników) i częstotliwości napięcia zasilającego. Na konstrukcję silnika nie mamy wpływu (teoretycznie, bo zawsze można przewinąć uzwojenia stojana). Oczywiście można pompę rozebrać, przerobić tak, by miała mniejszą prędkość wirowania (przełoży się na wydajność), ale komu będzie się chciało obliczać przekładnie, projektować koła zębate itd. Prostym rozwiązaniem, które osobiście zastosowałbym jest zdławienie zaworem wyjścia pompy w celu uzyskania mniejszej wydajności. Wyjścia, a nie wejścia z tej prostej przyczyny, że pompa jest chłodzona wodą, a zmniejszenie ilości dopływającej do pompy wody może spowodować przegrzanie (praca na sucho). Z drugiej strony jesteśmy elektronikami i mechanikę omijamy. Można oczywiście zastosować układ zmniejszający napięcie (jakiś prosty regulator na triaku) i w pewnych granicach będziemy mieli regulację. Bardzo pośrednią i bardzo ograniczoną, ale regulację. Problem w tym, że regulacja polega na zmniejszeniu mocy silnika i w ten sposób wyhamowanie go (zmniejszenie obrotów). Silnik pracuje w zasadzie cały czas jako przeciążony, z wszelkimi tego konsekwencjami. Dodatkowo po takim prostym regulatorze mamy mnóstwo harmonicznych, i silnik zaczyna brzęczeć, pracować niestabilnie. Przy odpowiednio obniżonym napięciu nawet może nie wystartować. Rozwiązaniem byłby autotransformator odpowiedniej mocy, ale jeśli nie ma go w garażu na półce, to cena zakupu raczej kładzie temat. Chcąc zrobić regulację jak należy, niestety pozostaje zainwestowanie w falownik. Taka impreza to koszt około 500zł, ale zyskujemy pełen zakres regulacji obrotów, silnik pracuje spokojnie i nie jest przeciążany. W przypadku konstrukcji samodzielnych trzeba pamiętać, że silnik to jednak trochę mechaniki i zbyt szybkie zmiany pola w stojanie (zasilanie prostokątem) w połączeniu z bezwładnością wirnika mogą spowodować buczenie silnika, ale bez ruchu obrotowego. Mówiąc prosto, silnik nie ruszy. Konieczne jest wycięcie trzeciej harmonicznej z przebiegu albo chociaż jej osłabienie jakimś dławikiem. Ta uwaga dotyczy również zasilania pomp co i cwu z UPS. Osobiście jednak z uwagi na koszty i czas potrzebny na realizację takiego rozwiązania zastosowałbym zwyczajny zawór na wyjściu.

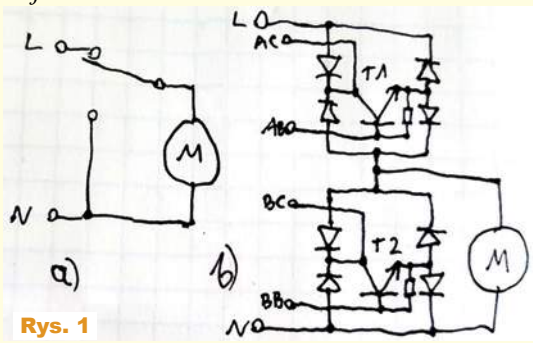
Zastosowanie mechanicznego dławienia rzeczywiście jest sensowym rozwiązaniem. Paradoksalnie zwężka na wyjściu mogłaby też nieco zmniejszyć zużycie energii przez silnik, a nie zwiększyć, jak można byłoby się spodziewać. Na wyjściu pompy można byłoby po prostu umieścić zawór kulowy, który podczas hydromasażu byłby w pełni otwarty, a przy wstępnym grzaniu wody byłby częściowo przymknięty. Ja, klejąc instalację z PCV, nie przewidziałem obecności zaworu, a ponadto w zadaniu 302 najlepsze byłoby rozwiązanie elektroniczne.

Znany już Czytelnikom EdW **Circuit Chaos** napisał: *Witam! (...) Tematem zadania jest zmniejszenie wydajności pompy, zbudowanej na jednofazowym silniku indukcyjnym. Przy danej częstotliwości i budowie silnika (liczbie biegunów w statorze) prędkość wirowania pola magnetycznego (tzw. prędkość synchroniczna) takiego silnika jest stała, a prędkość rotora – z powodu mechanicznego obciążenia rotora – jest od niej mniejsza.*

eprasa.pl 0ecd7747c0

Procentowa, względna różnica tych prędkości nazywana jest poślizgiem (ang. slip).
Wynika z tego, że najbardziej oczywistą metodą regulacji prędkości takiego silnika jest zmiana częstotliwości dostarczonego do niego prądu, czyli budowa falownika. Czy jednak jest to metoda najprostsza? Okazuje się, że są jeszcze inne metody. Jedną z nich jest tzw. AC chopper. Prędkość synchroniczna pozostaje w niej ta sama, ale zwiększany jest poślizg. Nazwa tej metody prawdopodobnie pochodzi od „siekania" (ang. chop) prądu przemiennego. Pomysł nie jest mój. Jego opis można znaleźć np. tutaj: www.ijsr.net/archive/v6i10/ART20177368.pdf w skrócie: https://bit.ly/3xGBfg0.


Rys. 2



Rys. 1

*Spójrzmy na **rysunek 1a**. Przełącznik, z dużą częstotliwością (50–100 kHz) i ustalonym przez nas wypełnieniem, przełącza jedno z wyprowadzeń silnika pomiędzy zasilaniem a zwarciem. Prąd w takim układzie może płynąć albo z zasilania do silnika, albo (z powodu indukcyjności statora) między wyprowadzeniami silnika. Przełącznik można zrealizować w postaci dwóch tranzystorów, podłączonych przez mostki diodowe, jak na **rysunku 1b**. Sterowanie można zrealizować np. za pomocą transoptorów. Należy także zadbać o odpowiednio długi czas martwy (ang. dead time) tak, żeby nie otworzyć jednego tranzystora w momencie, w którym drugi nie zostanie jeszcze w pełni zamknięty. Warto też pomierzyć i wziąć pod uwagę przepięcia, które będą pojawiały się na uzwojeniu silnika w momencie, gdy tranzystor T1 nagle zostanie wyłączony, a T2 jeszcze nie zostanie włączony i energia zgromadzona w statorze nie będzie miała gdzie się podziać. Diody i tranzystory muszą być oczywiście na odpowiednio wysokie napięcie oraz prąd, a sam układ musi mieć bezpiecznik.*

Rzeczywiście, siekanie (chopping) pozwala płynnie regulować napięcie zasilające w sposób względnie prosty, jednak duże obniżenie prędkości poniżej synchronicznej też będzie wiązać się z dużymi stratami mocy, co grozi przegrzaniem silnika.

Większość elektroników ma kłopot z uporządkowaniem wiedzy na temat silników, zwłaszcza tych prądu zmiennego. Dlatego silniki indukcyjne oraz możliwości regulacji ich prędkości obrotowej zostaną opisane w EdW w oddzielnym kilkuczęściowym artykule, który już kilka miesięcy czeka na publikację.

A teraz opis moich testów w realnych warunkach z wanną wypełnioną kilkudziesięcioma litrami wody. Przypomnę, że oprócz pracy pompy z pełną mocą (hydromasaż) chciałem na czas wstępnego podgrzewania wody elektronicznie zmniejszyć jej obroty i wydajność. Od początku wiedziałem, że zadanie nie będzie łatwe, ale byłem przekonany, że warto to sprawdzić, choćby tylko dla ciekawości i zdobycia doświadczenia.

Problem w tym, że tylko w wentylatorach i innych urządzeniach, gdzie wstępny opór mechaniczny jest niewielki, można stosować proste sposoby zwiększania poślizgu, choćby przez zmniejszenie napięcia zasilania. Do zmniejszenia napięcia nie jest potrzebny autotransformator. Najprostsze jest włączenie w szereg żarówki lub kondensatora. U mnie z pompą wypełnioną wodą ten prosty sposób nie zadziałał: ani z żarówkami o różnej mocy, ani z kondensatorami. Pompa z ogranicznikiem nie chciała ruszyć, co było zgodne z oczekiwaniami, więc zrezygnowałem z ograniczników na rzecz bardzo prymitywnego falownika. Pomysł podsunął mi znaleziony w Internecie (https://github.com/biletnikov/bresenham-triac-driver) **rysunek 2**. Występuje on w opisie systemu mikroprocesorowego regulatora grupowego i nie ma nic wspólnego z silnikiem jednofazowym AC. Ja jednak postanowiłem sprawdzić, czy prosty sposób z rysunku 2 może być zastosowany do obniżenia obrotów mojej pompy?

R E K L A M A

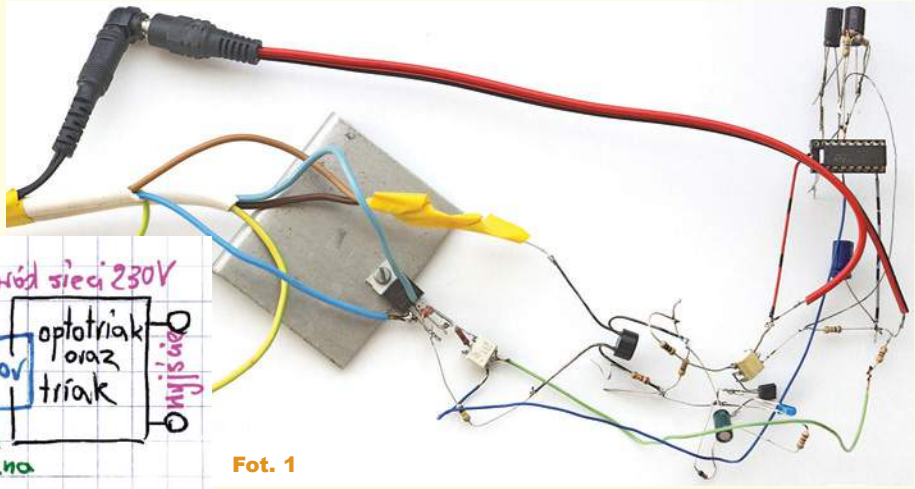
KEY PRODUCENT AUTOMATYKI GRZEWCZEJ
11-200 Bartoszyce ul. Bohaterów Warszawy 67 pwkey@onet.pl
tel. (89)7635050 fax (89)7635051

TANIE REGULATORY
DO KOTŁÓW WĘGLOWYCH I NA DREWNO
z wbudowanym termostatem pokojowym
zapewniającym komfort i oszczędność

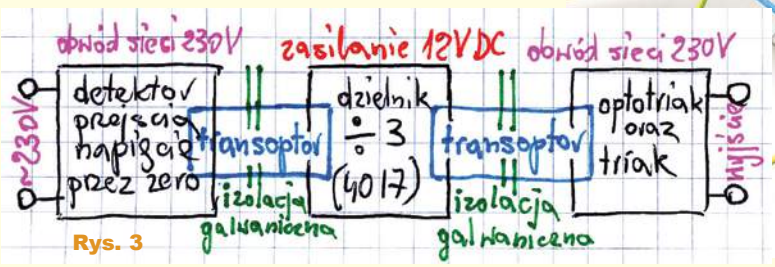
REGULATORY DO KOTŁÓW Z PODAJNIKIEM
REGULATORY POGODOWE
• Prosta obsługa, bogate możliwości programowania
• Możliwość dopasowania do każdego kotła i rodzaju paliwa
• Wysoka jakość • Gwarancja 24 miesiące
www.pwkey.pl

eprasa.pl 0ecd7747c0

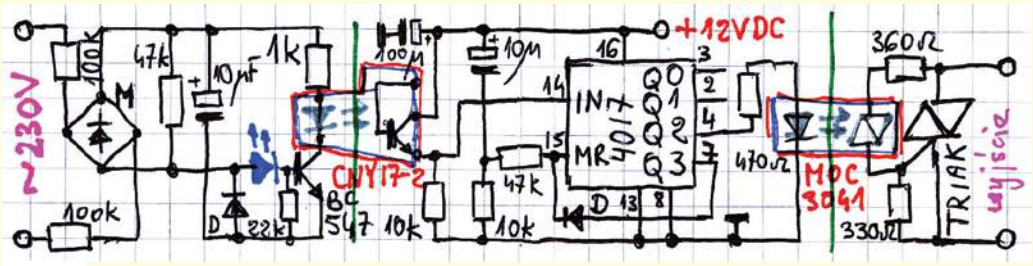
Można było to zrealizować z użyciem mikroprocesora, ale ja z kilku względów zrobiłem to w układzie zasilanym napięciem 12V. Potrzebny był detektor przejścia napięcia sieci przez zero, dzielnik przez 3 i triak według **rysunku 3**. Powstał schemat pokazany na **rysunku 4**. Chodziło o uzyskanie przebiegów jak na **rysunku 5**. W tym celu najlepsze wydawały się optotriaki z włączaniem tylko tuż po przejściu napięcia sieci przez zero. W domowych zapasach miałem tylko optotriaki typu *zero crossing* na niższe napięcia. Zastosowałem 400-woltowy MOC3041, który zasadniczo nie jest przeznaczony do obwodów sieci 230V, ale powinien wytrzymać, bowiem szczytowa wartość napięcia wynosi 325V, a sporadyczne przepięcia nie powinny mieć znaczenia podczas pierwszych testów.



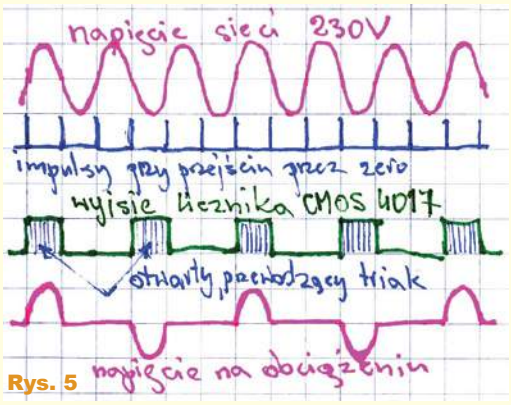
Fot. 1



Rys. 3



Rys. 4



Rys. 5

W układzie zastosowałem ekonomiczny detektor przejścia napięcia sieci przez zero z transoptorem CNY17-2. Jest to schemat znaleziony w Internecie, który nieco zmodyfikowałem, by uzyskać krótsze czasy impulsów. Pierwotnie planowałem optotriak MOC3041 sterować za pomocą dodatkowych tranzystorów, ale przy zasilaniu 12V układy CMOS4000 powinny mieć wystarczającą wydajność prądową wyjść (potrzebne 10mA).

Pierwszy, eksperymentalny model zbudowany został etapami w postaci bardzo mało estetycznego pająka – **fotografia 1**. Został wstępnie przetestowany na biurku – prawidłowo współpracował z żarówką.

Z niecierpliwością, ale i sporą obawą dołączyłem doń pompę zamontowaną w wannie z wodą. Obawy brały się stąd, że silnik jest obciążeniem indukcyjnym, zawierającym też kondensator, co mogło powodować różne kłopoty. Ku mojemu miłemu zaskoczeniu nic nie wybuchło i pompa zaczęła pracować z mniejszą prędkością obrotową i mniejszą wydajnością. Okresowo, nieregularnie występowały jednak dziwne, jakby impulsowe, drgania pompy. Wydajność pompowania wody była aż nadto duża, jak na potrzeby podgrzewania wody przez grzałkę 3kW.

Niewiele myśląc, postanowiłem jeszcze bardziej, nie 3-, tylko 5-krotnie zmniejszyć częstotliwość. W tym celu błyskawicznie w układzie zmodyfikowałem tylko jedno połączenie, zmieniające długość cyklu pracy licznika CMOS4017 z 3 do 5 cykli, podając impulsy zerujące na nóżkę 15 przez diodę nie z wyjścia Q3 (n. 7), tylko z wyjścia Q5 (n. 1). Po tej zmianie wydajność pompowania jeszcze się zmniejszyła, ale nadal była wystarczająca do prawidłowej pracy grzałki. Na **fotografii 2** zawarte są dwa ujęcia strumienia wody przy podziale częstotliwości przez 3 i przez 5. Szybko stało się jednak jasne, że przy takiej pracy silnik mocno

Fot. 2

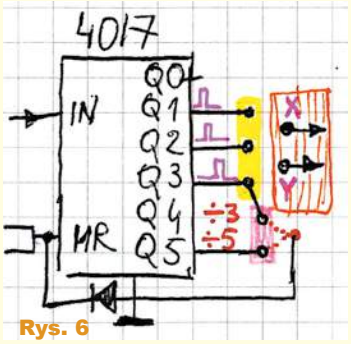
eprasa.pl 0ecd7747c0

się grzeje i dłuższa praca niechybnie skończyłaby się jego przegrzaniem i spaleniem. Niemniej taki efekt był pozytywnym zaskoczeniem i postanowiłem nie tylko przeanalizować dokładniej za pomocą oscyloskopu działanie elektroniki. Przypuszczałem, że problemem może też być obecność kondensatora w silniku, obecność 400-woltowych transoptorów MOC3041, jakieś nieprawidłowe niezależności czasowe dotyczące wyzwalania triaka, ewentualnie wysoka zawartość harmonicznych w tak odkształconym przebiegu. Jak na razie bowiem, po prostu dołączyłem do mojego prościutkiego sterownika silnik z wbudowanym kondensatorem przesuwającym fazę.

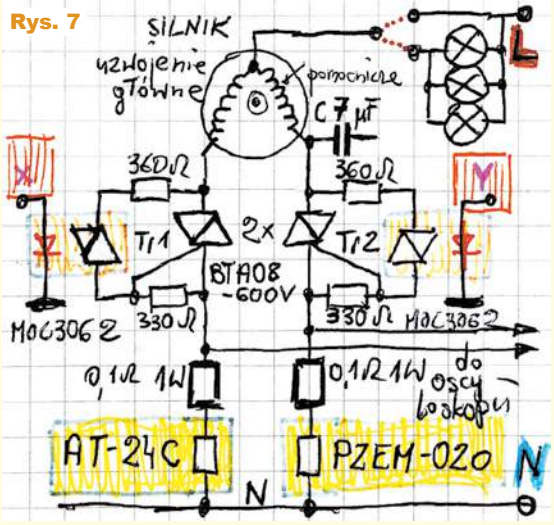
Wstępne eksperymenty z pseudofalownikiem i „gubieniem impulsów sieci" były obiecujące, choć też zwiastowały kłopoty. Aby dokładniej zbadać sytuację, postanowiłem nie tylko przeanalizować działanie elektroniki za pomocą oscyloskopu. Zaplanowałem też rozbudowę mojego sterownika o drugi triak, ponieważ fabryczne falowniki dla takich jednofazowych silników indukcyjnych nie wykorzystują kondensatora, tylko mają dwa oddzielne obwody dla dwóch uzwojeń silnika. Trzeba też było wypróbować różne odmiany triaków i optoriaków. Tu nastąpiła przerwa, ponieważ zamówiłem w AVT elementy potrzebne do testów.

Do dalszych eksperymentów zbudowałem drugą wersję sterownika z dwoma triakami i dwoma optotriakami MOC3062. Obwód licznika 4017 został zmodyfikowany według **rysunku 6**. Mogłem łatwo wybierać podział częstotliwości przez 3 albo przez 5. Przewidziałem też możliwość dołączania optotriaków (punkty X, Y) do wyjść Q1, Q2, Q3. Przy podziale przez 3 triaki muszą być sterowane z wyjść Q1, Q2. Natomiast przy podziale przez 5 możliwe jest też sterowanie sygnałami z wyjść Q1, Q3, co da inne przesunięcie czasowe (fazę) w obu uzwojeniach silnika.

Do takich dokładniejszych testów zbudowałem na kawałku płyty meblowej stanowisko pomiarowe, którego podstawowy schemat pokazany jest na **rysunku 7**. Przewidziałem możliwość zasilania silnika wprost z sieci 230V albo też przez ogranicznik w postaci żarówki. Żarówki, a raczej zestaw żarówek, żeby można było zastosować



Rys. 6



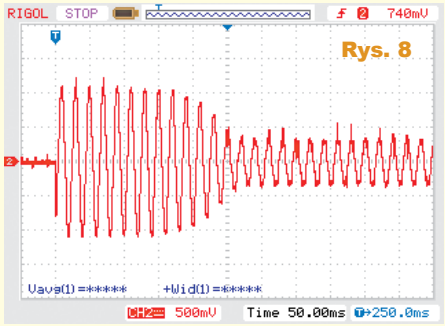
Rys. 7

ogranicznik o różnej mocy, zależnie od zastosowanych żarówek. Od strony przewodu neutralnego włączone dwa rezystory 0,1Ω 1W, które pozwalają za pomocą dwóch kanałów oscyloskopu mierzyć prąd obu uzwojeń silnika. Wprawdzie między tymi rezystorami a przewodem neutralnym włączyłem dwa posiadane mierniki panelowe AC (AT-24C oraz PZEM-020), ale nie jest to problemem, bo wbudowane w nie rezystory pomiarowe mają rezystancję wielokrotnie mniejsza niż 0,1 oma. Większa zapewne jest rezystancja ścieżek i połączeń, co zwiększa rezystancję, ale w pierwszym przybliżeniu można to zaniedbać.

Jak wiadomo, masa współczesnych oscyloskopów dla zwiększenia bezpieczeństwa jest połączona z przewodem ochronnym PE – uziemieniem. Dlatego w tego rodzaju układzie, chcąc przeprowadzić rozmaite eksperymenty, trzeba starannie przemyśleć, co zrobić z masą oscyloskopu. To obszerny watek godny oddzielnego omówienia.

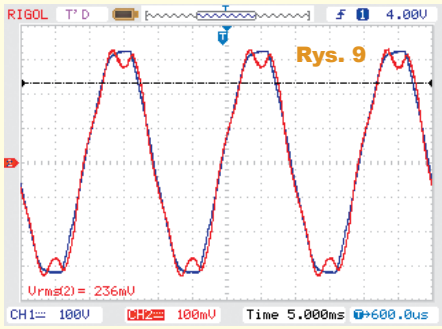
W każdym razie zadbałem o bezpieczeństwo i za pomocą oscyloskopu badałem przebiegi, głównie prądów.

Moje stanowisko ma dwa tory pomiarowe, ale najpierw dla ciekawości zmierzyłem pobór prądu silnika bez żadnych modyfikacji. Nominalna moc silnika to 370W, więc z prymitywnego przeliczenie mogłoby wynikać, że przy pełnym, nominalnym obciążeniu pobierze on z sieci około 16 ampera (370W/230V). W praktyce jest inaczej. Na pewno większy jest prąd rozruchowy, płynący przez chwilę, zanim silnik nie nabierze właściwych obrotów, bliskich synchronicznym. **Rysunek 8** pokazuje przebieg prądu podczas rozruchu. Jest to napięcie na rezystancji około 0,1 oma, co daje skalę 10A/V. Jak widać, po włączeniu przez około 200ms silnik pobiera prąd około 22App (7,7A_{RMS}).



R E K L A M A

eprasa.pl 0ecd7747c0



Rys. 9

Punktacja Szkoły Konstruktorów

Sławomir Węgrzyn Dziekanowice	92	**Sebastian Jarmosiewicz** Motwica	50	**Marian Gabrowski** Polkowice	23
Daniel Turbasa Kraków	88	**Michał Pędzimąż** Stara Słupia	48	**Jacek Konieczny** Poznań	22
Łukasz Dachowski Cymbark	72	**Łukasz Olszok** Tarnowskie Góry	45	**Roman Braumberger** Bytom	21
Artur Bereit Barcin	69	**Krzysztof Kawa** Lubcza	44	**Jakub Gajda** Kraków	20
Aleksander Bernaczek Magnuszowice	69	**Dawid Placha** Rdzawa	44	**Jacek Rączka** Połomia	20
Michał Stach Kamionka	69	**Szymon Czepiel** Pisarzowice	43	**Rafał Orodziński** Białystok	19
Krzysztof Smoliński Poznań	68	**Piotr Gajdosz** Grybów	41	**Marian Caruk** Lubań	17
Szymon Trygar Szczecin	66	**Maciej Zieliński** Kraków	41	**Łukasz Kojro** Gdańsk	15
Radosław Smalec Zabrze	64	**Circuit Chaos** Warszawa	41	**Marcin Malich** Wodzisław Śl.	13
Robert Szolc Bytom	58	**Rafał Rówiak** Słaboszów	40	**Paweł Sablik** Pisarzowice	13
Paweł Hoffmann Wrocław	58	**Teodor Woźniak** Łódź	35	**Piotr Wyderski** Wrocław	13
Andrzej Herbut Siekierczyn	52	**Tomasz Zaorski** Kalinówka	34	**Michał Zięba** Poznań	13
Adam Ples Jaworzno	51	**Łukasz Nowak** Warszawa	33	**Andrzej Nowicki Warszawa**	13
Adam Sobczyk Warszawa	50	**Jarosław Węgliński** Warszawa	28	**Piotr Grzegorczyk Siedlce**	13

Później prąd się zmniejsza i podczas normalnej pracy w wannie z wodą przebieg wygląda jak na **rysunku 9**. Przebieg niebieski Ch1 to napięcie sieci (ze spłaszczonymi wierzchołkami). Krzywa niebieska z kanału Ch2 to przebieg prądu. Jak widać, wartość skuteczna to 0,236V, co oznacza 2,36 ampera. W tym czasie miernik AT-24C pokazał 2,1A, co wskazuje na błąd pomiaru prądu oscyloskopem około +12%.

Warto zwrócić uwagę, że prąd jest prawie dokładnie w fazie z napięciem – silnik indukcyjny ma charakter rezystancji, czyli pobiera tylko moc czynną. Ten szczegół może być dużym zaskoczeniem dla wielu Czytelników. Potwierdza to moduł AT-24C, który pokazał współczynnik PF = 0,99 i moc czynną 487 watów. Część tej mocy zamienia się na pracę – na energię mechaniczną, a niestety znaczna, najprawdopodobniej większa część to straty cieplne w silniku. Straty cieplne w silniku są duże i to jest bardzo zła wiadomość. Ogólnie biorąc, silniki indukcyjne jednofazowe pod względem sprawności energetycznej są co najmniej dwa razy gorsze, niż silniki trójfazowe.

A jeżeli chodzi o zaskakujący fakt, że silnik w sumie ma charakter rezystancji, to po chwili zastanowienia nie powinno to dziwić. Przecież ma wbudowany kondensator, który oprócz przesuwania fazy prądu w uzwojeniu pomocniczym, polepsza też współczynnik mocy (kosinus fi). Podczas dalszych badań w układzie z rysunku 7 oddzielnie zmierzyłem prądy obu uzwojeń (z kondensatorem). Wynik pokazany jest na **rysunku 10**. Wszystko się zgadza z wcześniejszymi pomiarami! Czarny przebieg to napięcie sieci. Przebieg czerwony to prąd w uzwojeniu głównym. Jego indukcyjność powoduje, że prąd opóźnia się względem napięcia. Przebieg niebieski to prąd w uzwojeniu pomocniczym z włączonym w szereg kondensatorem. Tu dominuje restancja pojemnościowa kondensatora, odejmuje się od niej algebraicznie reaktancja indukcyjna uzwojenia pomocniczego i w sumie ta gałąź ma charakter pojemnościowy. Jak widać na rysunku 10, opóźnienie między dwoma przebiegami prądu to 3,44ms, co dla okresu 20ms daje kąt przesunięcia 62 stopnie.

Dla ciekawości zmierzyłem uzwojenia silnika trzema miernikami: multimetrem Voltcraft 4095, miernikiem LC100-A oraz miernikiem G328. Podane w **tabeli 1** wyniki były zaskakujące, ponieważ poszczególne mierniki pokazały znacząco różną indukcyjność, szczególnie w przypadku uzwojenia głównego. Był też kłopot z pomiarem kondensatora 7uF: miernik G328 w większości pomiarów pokazywał 84uF+150Ω, ale za którymś razem pokazał bliższe prawdy 9,5uF +,0,17Ω. Na życzenie Czytelników (*edw@elportal.pl*) problem niezgodności pomiarów może zostać szerzej omówiony w oddzielnym artykule.

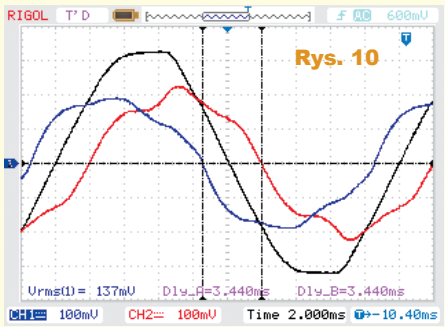
Mnie najbardziej interesowała możliwość pracy silnika przy zasilaniu napięciem i prądem według rysunków 2 i 5. **Rysunek 11** pokazuje, że było to możliwe, i to w różnych konfiguracjach. Także bez kondensatora i z dwoma triakami według rysunku 6. Szybko okazało się, że przy zasilaniu pełnym napięciem 230V impulsy prądu są duże i całkowity pobór prądu i straty są zbyt duże. Aby zmniejszyć napięcie i prąd, w szereg z silnikiem włączyłem żarówkę 500W (rurkowy halogen 118mm). Przy mniejszej mocy żarówki silnik nie startował, między innymi dlatego, że wstępne opory ruchu pompy są duże. Przy żarówce większej mocy prąd i straty były nadmierne.

Rys. 11

Liczne, ale prawdę mówiąc niezbyt wnikliwe próby pokazały, że pompa może pracować nie tylko przy podziale częstotliwości przez 3, ale także przez 5 (przepływ wody był mały). Wróciłem do podziału przez 3. Zależnie od tego, do których wyjść (Q1, Q2) były połączone optoriaki (X, Y), uzyskiwałem różną wydajność pompowania (i chyba różny kierunek obrotów).

W sytuacji bez kondensatora, z żarówką szeregową 500W, z punktem X dołączonym do wyjścia Q1, Y do Q2 uzyskałem przebiegi prądu w obu uzwojeniach pokazane są na **rysunku 12**. Czerwony przebieg to prąd w uzwojeniu głównym, niebieski – w pomocniczym. Amperomierz

Tabela 1	uzw. główne	uzw. pomocnicze
LC100A na zakresie Hi-L	70mH	161mH
G328	20Ω + 237mH	36Ω + 199mH
Voltcraft 4095	85,3mH	194mH
Omomierz	20,0Ω	35,4Ω

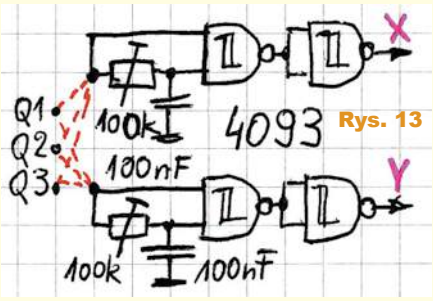


Rys. 10

eprasa.pl 0ecd7747c0

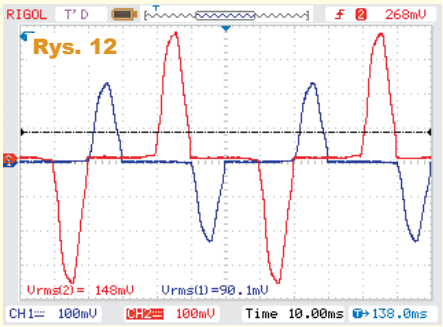
Aneng (true RMS) włączony w szereg z żarówką pokazał 1,42A, a woltomierz 99V na żarówce, co daje moc wydzielającą się w żarówce 140W i całkowitą moc pozorną całego systemu około 340VA. Na obwodzie z silnikiem woltomierz pokazał 175V. Mierniki włączone w obwody obu uzwojeń silnika dały wskazania, pokazane na **fotografii 3**. Trudno jednak precyzyjnie ustalić, ile mocy czynnej dostarczane było wtedy do silnika pompy, gdzie prawie cała ta moc zamieniała się na ciepło. Między innymi dlatego, że przy nietypowym przebiegu zapewne wartość współczynnika mocy PF jest obarczona znacznym błędem. Trudno ustalić szczegóły, w każdym razie taki pseudofalownik z szeregową żarówką zapewnił sensowny przepływ wody. Temperatura silnika z początku była niewielka i podczas prób można było bez problemu utrzymać rękę na obudowie silnika. Niestety podczas dłuższej pracy pomału rosła i po ponad godzinie pracy mierzona czujnikiem z miernika AT24C temperatura metalowej obudowy silnika wzrosła do około 90 stopni. Dla ciekawości zmodyfikowałem układ, by wyeliminować żarówkę i wydzielające się w niej straty.

Fot. 3

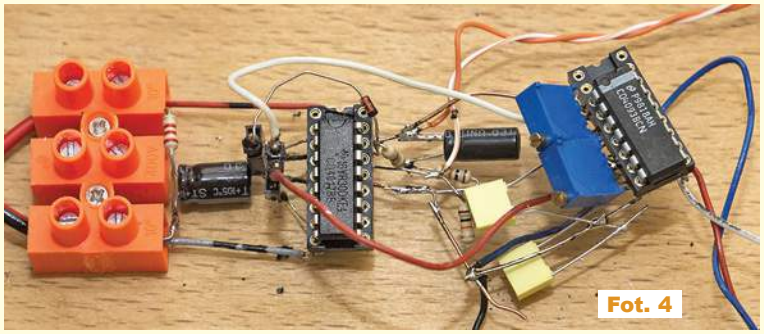


Rys. 13

Otóż przy mniejszej częstotliwości przebiegu na pewno trzeba zasilać silnik niższym napięciem. Dotąd triaki otwierane były na całe pół okresu (10ms), a rolę ogranicznika napięcia pełniła żarówka 500W, co wiązało się z jej grzaniem i stratami. Postanowiłem usunąć żarówkę i zamiast takiego ogranicznika wykorzystać sterowanie fazowe triaków, by uzwojenia silnika sterować impulsami krótszymi niż 10ms. Po pierwsze, trzeba było zmienić optotriaki na wersje *random phase* – akurat miałem kilka sztuk 400-woltowych MOC3021, które mogłem wykorzystać do wstępnych prób zamiast 600-woltowych MOC3051...3. Po drugie, trzeba było też dodać obwody skracania impulsów. Do kostki 4017 dodałem 4093 i ten fragment układu wyglądał jak na **rysunku 13** i **fotografii 4**. **Fotografia 5** pokazuje cały system podczas testów.



Rys. 12


Fot. 4

Fot. 5

Potencjometrami P1, P2 mogłem niezależnie regulować szerokość impulsów prądu w każdym z uzwojeń.

Niestety, pomiary pokazały, że nie można znacząco skrócić impulsów, bowiem silnik nie chciał ruszyć. Aby ruszył, trzeba było zastosować impulsy o długości prawie 4ms, a wtedy podczas pracy pobór prądu i mocy był większy niż w wersji z żarówką. Wersja z triakami sterowanymi fazowo okazała się jeszcze gorsza niż wcześniejsza z żarówką.

eprasa.pl 0ecd7747c0

CYBERDEMIA

Haracze, wirusy i włamywacze

Permanentna cyberwojna nigdy nie słabnie. Wręcz przeciwnie – stale narasta, a poziom bezpieczeństwa pogarsza się z roku na roku od dawna. Niektórzy uważają, że specyficzne warunki pandemii, zwłaszcza większe uzależnienie firm i zwykłych ludzi od sieci, przyspieszyły i pogłębiły zagrożenia znane od lat.

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

Wprawdzie z powodzeniem obniżyłem wydajność pompy, ale nawet w wersji z żarówką silnik po dłuższym czasie rozgrzewał się nadmiernie, co doprowadziłoby do jego spalenia. Nie sprawdzałem tego, ale najprawdopodobniej polepszenie chłodzenia silnika rozwiązałoby problem przegrzewania. Otóż silnik pompy ma zamontowany z tyłu wentylator, który podczas normalnej pracy wytwarza silny ciąg powietrza, co skutecznie chłodzi jego żebrowaną obudowę. ***Obniżenie prędkości obrotowej trzykrotnie zmniejsza nie tylko wydajność pompy wodnej, ale też tego wentylatora chłodzącego – mniej więcej dziewięciokrotnie***. Czyli przy zredukowanych obrotach silnik praktycznie nie jest chłodzony! ***Można byłoby rozwiązać problem, stosując dodatkowy, zewnętrzny wentylator, chłodzący żebrowaną powierzchnię obudowy silnika***. Ja jednak zrezygnowałem z takiego rozwiązania.

Rozważałem też zupełnie inne rozwiązania, między innymi możliwość zrealizowania falownika sinusoidalnego z modułem EGS002 (EG8010), co jednak byłoby dość poważnym i czasochłonnym projektem.

Porzuciłem, przynajmniej na razie, pomysł zmniejszenia wydajności pompy na czas grzania wody przede wszystkim dlatego, że nie jest to konieczne. Aby uniknąć rozchlapywania wody przy pracy pompy z pełną wydajnością, po prostu zakupię jeszcze jedną nasadkę – złączkę Camlock i zrobię odpowiednią wylewkę.

Dla mnie najcenniejsze są wyniki przedstawionych bardzo interesujących eksperymentów. Wiadomo przecież, że w tego rodzaju indukcyjnych silnikach jednofazowych niełatwo zmniejszyć obroty. Tylko w przypadku wentylatorów jest to możliwe za pomocą zmiany wartości napięcia zasilania i dużego zwiększenia poślizgu. Tylko dlatego, że w spoczynku mają one bardzo małe opory i już mała siła (moment) powoduje, że wentylator zaczyna się obracać i nabierać prędkości. A finalnie pracują z bardzo dużym poślizgiem, co oznacza duże straty. Duży poślizg jest dopuszczalny tylko przy charakterystyce mechanicznej takiej, jaką mają wentylatory (i to nie wszystkie). W przypadku pompy wodnej kluczowym problemem jest duży moment, jakiego wymaga pompa, by ruszyć ze stanu spoczynku. W przypadku opisywanego prymitywnego pseudofalownika, wykorzystującego gubienie impulsów sieci, dodatkowym problemem jest również duża zwartość harmonicznych w przebiegach prądu silnika. Jednak można byłoby to wykorzystać pod warunkiem dodatkowego chłodzenia silnika. Szczegóły wymagałyby dodatkowych badań, co może być interesującym zadaniem dla studentów w ramach prac zaliczeniowych.

A w EdW temat jednofazowych silników indukcyjnych zostanie omówiony w oddzielnym cyklu, który już jest gotowy i czeka na publikację.

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 307, a także w drugiej i trzeciej klasie naszej Szkoły Konstruktorów! Zachęcam uczestników, żeby praktyczne rozwiązania zadań Szkoły przygotowywali według Szablonu ze strony
http://elportal.pl/zostan-wspolautorem-elektroniki-dla-wszystkich/

Piotr Górecki

Publikacja	Nagroda	Talon AVT PLN	Imię	Nazwisko	Miejscowość	Punkty
-	-	100	Rafał	Sikorski	Dębe	-
-	-	-	Szymon	-	-	1
-	-	150	Mariusz	Hejto	Łowczówek	5
-	-	150	Circuit	Chaos	Warszawa	5
-	-	-	Piotr	Górecki	(AVT)	-

REKLAMA

eprasa.pl 0ecd7747c0

Druga klasa Szkoły Konstruktorów

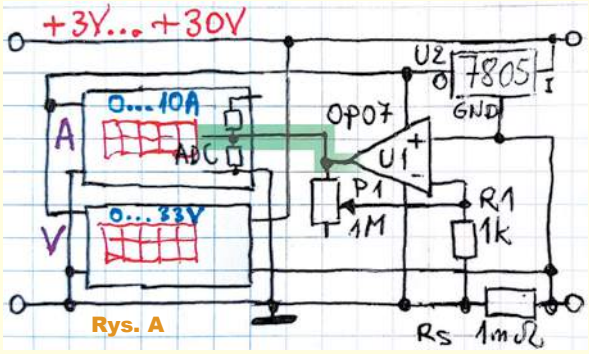
Co tu nie gra? Zadanie 307

Nauczeni doświadczeniem z zadań NieGra 293 i 298 chcemy według **rysunku A** zrealizować przystawkę pomiarową z 1-miliomowym rezystorem do pomiaru prądu, wykorzystując precyzyjny wzmacniacz OP07 i mające po cztery wyprowadzenia dwa pięciocyfrowe moduły woltomierzy 0...33V, zawierające oddzielny przetwornik ADC. W obwodzie pomiaru prądu sygnał z wyjścia wzmacniacza U1 podany będzie wprost na wejście przetwornika ADC (jak pokazuje zielona podkładka).

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.

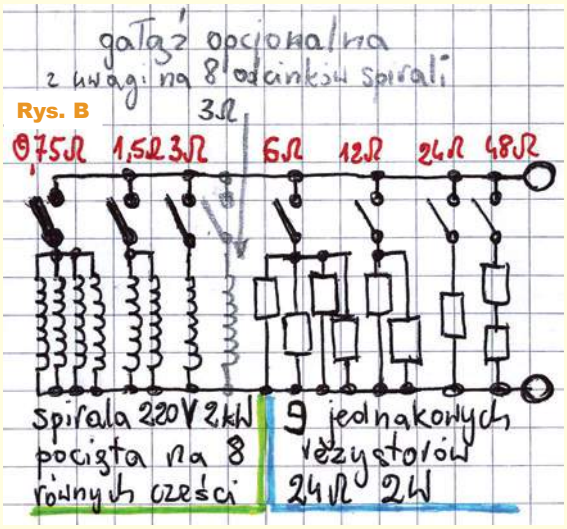


Rys. A

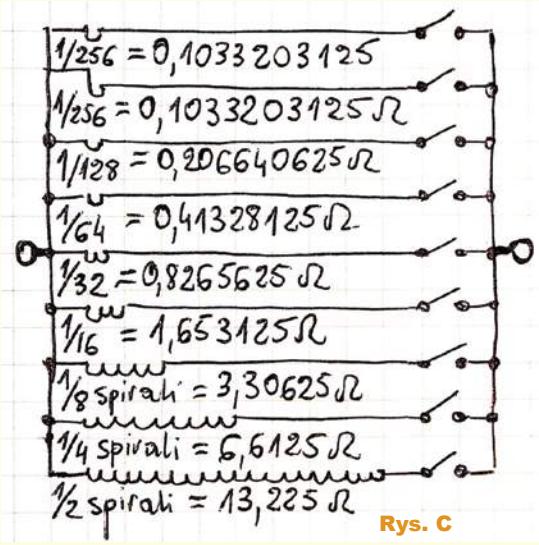
Odpowiedź oznacz **NieGra307** i nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Od razu podaj też swój adres pocztowy, żebym nie musiał pytać, gdy przydzielę upominek. Możesz jeszcze przysłać rozwiązania zadania *NieGra* z poprzedniego miesiąca. Uczestnicy konkursu otrzymują upominki, a najaktywniejsi uczestnicy są co rok nagradzani bezpłatnymi prenumeratami EdW lub innego wybranego czasopisma AVT.

Co tu nie gra? Rozwiązanie zadania 302

Na **rysunku B** pokazany jest zamieszczony w EdW 5/2021 schemat. Zadanie brzmiało: *Nadal chcemy wykonać uniwersalne obciążenie do testowania przerabianych dużych zasilaczy komputerowych i serwerowych o napięciu wyjściowym 3V...24V. Nadal chcemy zachować koncepcję „dwójkową" oraz wykorzystać spiralę 220V 2000W, ale nie tylko. Nauczeni doświadczeniem z zadań NieGra 297 oraz 292 chcielibyśmy teraz wykonać obciążenie według schematu z rysunku (...)*



Rys. B

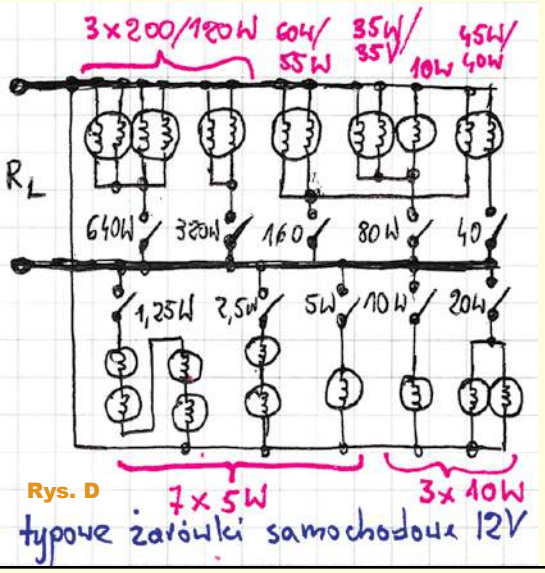


Rys. C

Jest to już trzecie podejście do na pozór beznadziejnie prostego zadania. Jak udowodni także i to zadanie, realizacja w warunkach domowych taniego, dobrego obciążenia o dużej mocy okazuje się zadaniem trudnym. Byłoby łatwiej, gdybyśmy mieli dostęp do drutów oporowych o różnej grubości, czyli o różnym prądzie maksymalnym. Gdy jednak chcemy obniżyć koszty i wykorzystać pociętą spiralę ze starego grzejnika 2kW, zadanie staje się zaskakująco trudne. Wcześniej omówione schematy z zadań *NieGra297* (**rysunek C**) i *NieGra292* (**rysunek D**) są raczej nie do przyjęcia, tym bardziej do testów zasilaczy. Teraz na rysunku B mamy wersję poprawioną, zdecydowanie lepszą, z której usunęliśmy wiele wcześniejszych błędów, ale jeszcze nie wszystkie. Nadal chcemy trzymać się interesującej koncepcji dwójkowej, ponieważ za pomocą kilku wyłączników daje ona możliwość ustawienia niemal dowolnej rezystancji i prądu obciążenia.

W sprawie proponowanego schematu z rysunku B oraz jego błędów i usterek oddajmy głos uczestnikom tego zadania.

Jeden z Kolegów napisał: *(...) też o zaletach. Łatwo pociąć spiralę na 8 równych kawałków, ponieważ tniemy na pół, potem te dwa kawałki na połowy i jeszcze raz ćwiartki na pół. (...)*



Rys. D

eprasa.pl 0ecd7747c0

Wszyscy uczestnicy zwrócili uwagę na problem obciążalności rezystorów 24Ω 2W. Oto kilka przykładów:

*(...) Maksymalny prąd jednego rezystora wynosi sqrt(2W/24Ω) = 0,3A (...), a napięcie 1,2A * 6Ω = 7,2V (...) Dla rezystorów dopuszczalne wyliczone wyżej napięcia i prądy są za małe. (...)*

(...) W układzie błędnie zastosowano zbyt niskiej mocy rezystory dla ustawień od 6 do 48 ohm. Dla tych rezystancji dla maksymalnego napięcia 24V moc w nich wydzielona jest odpowiednio: 96, 48, 24 i 12W (...)

(...) Obliczenia prądów w segmencie zbudowanym z oporników 9 x 24Ω/2W. Prąd płynący przez opornik wynosi Ir= 24V/24Ω = 1A, a w ostatnim odgałęzieniu Ir= 24V/48Ω= 0,5A
dla Ir = 1A P = $(1A)^2$ × 24Ω = 24W
dla Ir = 0,5A P = $(0,5A)^2$ × 24Ω = 6W
Wnioski: oporniki 24Ω/2W mają za niską dobraną moc dla obciążania zasilacza U=24V i ulegną uszkodzeniu ze względu na ilość wydzielanego ciepła (...) Podobnie jak poprzednio problemem jest dopuszczalna obciążalność prądowa (i mocą) tym razem dołączonych rezystorów. Zastosowano rezystory o mocy zaledwie 2W, co przy rezystancji 24 omy pozwala podać na nie napięcie nie większe niż 6,93V. Tymczasem układ ma pracować w zakresie napięć 3–24V. Napięcia wyższe od 6,93V spowodują przegrzanie rezystorów. Minimalna moc rezystorów w gałęziach 6, 12 i 24 omy to 24W. W gałęzi 48 omów rezystory powinny mieć moc min. 6W (...)

To są jak najbardziej prawidłowe odpowiedzi. Niektórzy uczestnicy wskazali też na możliwości rozwiązania tego problemu. Oto dwa przykłady: *(...) Tę poważną usterkę można by łatwo usunąć, używając rezystorów o większej mocy (np. 50W), jednak ich cena jest stosunkowo wysoka. Proponuję zatem wykorzystać drugą spiralę grzewczą, wycinając z niej odcinki o rezystancji odpowiednio 6 i 12Ω, a brakujące gałęzie o wartości 24 i 48Ω wykonać z elementów dostępnych w handlu. Wtedy konieczny będzie zakup tylko trzech rezystorów (a nie dziewięciu). (...)*

(...) 24V/24Ω = 1A. Wydzieli się moc 24W (rezystory 2W), rezultat dość łatwy do przewidzenia i w dodatku opłakany. Chcąc nie przekroczyć dopuszczalnej mocy, do tej części obciążenia nie można przyłożyć większego napięcia niż około 7V (z obliczeń wychodzi około 6,9V). Oczywiście można zastosować różne takie „myki i wymyki", czyli wymuszony obieg powietrza, zalać rezystory olejem albo obłożyć suchym lodem, ale chyba nie o to chodziło. (...)

Obciążalność rezystorów 24-omowych to ewidentny błąd. Muszę tu jednak przyznać, że sekcję z rezystorami dwójkowymi 24Ω 2W celowo dodałem, żeby przykryć inne istotne usterki i żeby utrudnić zadanie, odwracając uwagę od innych ważnych kwestii. Ponad połowa uczestników nie poprzestała na tym prostym, ewidentnym błędzie. Poszczególni uczestnicy słusznie zwracali uwagę na rozmaite dodatkowe problemy i zagrożenia. Oto kilka przykładów:

(...) Pozostaje jeszcze sprawa łączników na tak duże prądy i przewodów połączeniowych. W tym przypadku należy zastosować przekaźniki np. samochodowe. Przewody należałoby zastosować o przekroju 6–10mm² (...)

(...) Rezystory otrzymane przez pocięcie spirali grzewczej mają również indukcyjność. Przy sprawdzaniu zasilaczy impulsowych może ona stanowić istotną składową całkowitej reaktancji, zafałszowywać wyniki pomiaru. Rozwiązaniem może być przewinięcie spirali, nawinięcie biflanarne albo przynajmniej rozciągnięcie „na płasko", o ile to wykonalne (...)

(...) Nadal aktualny jest problem chłodzenia całego układu i wysokiej temperatury pracy. Z tego względu elementy powinny być łączone metalowymi zaciskami lub lutowane srebrem. (...)

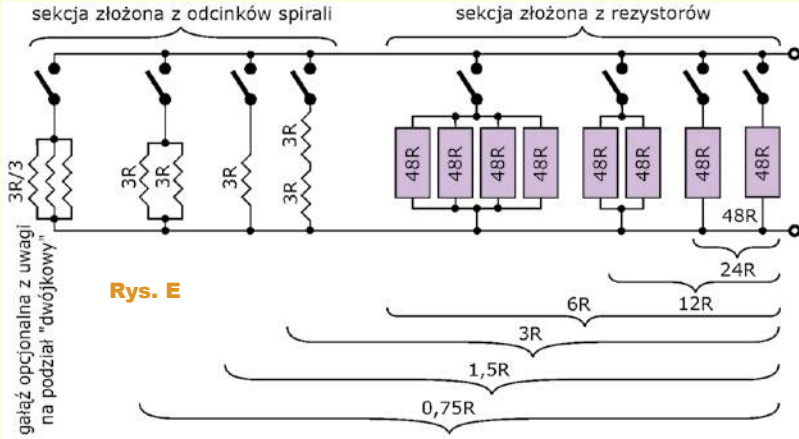
To też jeszcze nie wszystko. Niektórzy uczestnicy byli bardzo blisko wykrycia poważnego błędu koncepcyjnego. Oto fragmenty e-maili:

(...) Spirali grzejnej pociętej na części można użyć jako rezystorów, gdy wyznaczymy jej rzeczywisty opór w temperaturze pokojowej. Tu został przyjęty opór wyliczony z mocy nominalnej, czyli rezystancji w stanie rozgrzanym – rzeczywiste rezystancje [w niższych temperaturach] będą wyraźnie niższe niż wskazane na schemacie (...)

Tak, rezystancja odcinków spirali podczas pracy będzie się znacząco zmieniać, zależnie od napięcia zasilania i warunków chłodzenia. A to ma ważne konsekwencje praktyczne. Najbliżej kolejnego problemu był Autor następującej uwagi: *(...) typowe rezystory mocy wykonywane są z tolerancją 5%. W rozpatrywanym układzie rezystancja jednej z gałęzi jest mniejsza niż dopuszczalny rozrzut wartości fabrycznego rezystora 24Ω. (...)*

Dwóch uczestników nietypowo zrozumiało „dwójkowość" regulacji, co utrudniło wychwycenie ważnego błędu, którego szukamy. Jeden z nich napisał: *(...) sekwencja połączeń nie spełnia warunku koncepcji „dwójkowej." Ta „dwójkowość" ma polegać na tym, że dołączenie kolejnej sekcji powoduje zmniejszenie rezystancji o połowę, a wzrost prądu będzie dwukrotny. Nie tak jak na rysunku. Wg schematu aby ta koncepcja „dwójkowa" miała zastosowanie, należałoby wyłączyć sekcje wcześniejszą, aby załączyć kolejną. I tak kolejno. (...) Moja propozycja jest przedstawiona na* ***rysunku E*** *(...)*

Otóż „dwójkowość" nie polega na tym, że zwarcie kolejnego przełącznika na zwiększać prąd dwukrotnie. Ma polegać na tym, że ***możemy dowolnie sumować prądy, których wartości (przy danym napięciu) tworzą szereg dwójkowy***. Budujemy prymitywny przetwornik cyfrowo-analogowy. Liczbę dwójkową N określamy przez zwarcie określonych przełączników. Sumaryczna wartość prądu obciążenia będzie wynosić N *I_{REF}, gdzie prąd I_{REF} to stosunek napięcia zasilającego i największej rezystancji w drabince (skrajnej z prawej strony schematu).



Rys. E

eprasa.pl 0ecd7747c0

Na rysunku B mamy więc najprawdziwszy dwójkowy przetwornik 7-bitowy, gdzie 7 przełączników pozwala ostawić prąd obciążenia w 127 skokach: 1*I...127*I. I właśnie tu dochodzimy do kolejnego błędu.

Taki 7-bitowy przetwornik ma rozdzielczość 1/127, a więc lepszą niż 1%. Aby tak było, **wszystkie** zastosowane rezystory powinny mieć tolerancję znacznie lepsza niż 1%, a właściwie lepszą niż 0,5%. Jeśli nie będą mieć wąskiej tolerancji, cała zabawa w drabinkę dwójkową nie ma sensu.

Od biedy można byłoby zastosować rezystory 24-omowe o większej mocy, wąskiej tolerancji i małym współczynniku cieplnym. A co z rezystorami uzyskanymi z pociętej spirali?

Po pierwsze, już wcześniej stwierdziliśmy, że nie ma szans na uzyskanie ściśle określonej wartości rezystancji odcinków spirali. Po drugie, zapewne przy wzroście temperatury ich rezystancja będzie zmieniać się znacząco albo nawet silnie. Przecież do obliczeń przyjęliśmy moc całej grzałki 2000W przy 220 woltach, co dało „gorącą" rezystancję 24,2 oma – stąd też 3 omy jako 1/8 tej rezystancji. Zupełnie nie wiadomo, jakiego drutu użyto do wykonania tej grzałki oraz jaki jest jego współczynnik cieplny, który może być bardzo duży.

Czyli prawda jest taka, że będziemy mieć osiem w miarę jednakowych rezystorów drutowych o nieznanej tolerancji i nieznanym współczynniku cieplnym. Siedem z nich chcemy wykorzystać w obwodach trzech najstarszych bitów budowanego przetwornika cyfrowo-analogowego. Dodawanie młodszych bitów i rezystorów 24Ω miałoby sens tylko wtedy, gdyby wszystkie użyte rezystory miały jednakowe właściwości cieplne i odpowiednie rezystancje. A tak na pewno nie będzie!

I oto mamy kolejny błąd: koncepcja dwójkowego ustawiania rezystancji i prądu jest interesująca i prawidłowa, ale **w praktyce dodanie obwodów z rezystorami 24-omowymi nie ma sensu! Sens ma tylko prostszy obwód z rezystorami w postaci odcinków grzałki!**

Ale to jeszcze nie koniec. Jeden z uczestników wspomniał: *(...) Zasilacze serwerowe to prądy również 100A. (...)* Przy napięciu 12V daje to moc zasilacza 1200W, przy napięciu 5V – moc 500W. W każdym razie z pomocą analizowanego obciążenia chcemy badać zasilacze o mocy od kilkuset do ponad 1000 watów.

Jeżeli wykorzystamy wszystkie osiem odcinków 2-kilowatowej spirali, to ich sumaryczna obciążalność też wyniesie 2kW, czyli więcej niż moc badanych zasilaczy. Ta świadomość uśpiła czujność większości uczestników. Większości, ale nie wszystkich. Jeden ze stałych uczestników napisał:

(...) Prąd znamionowy to ok. 9,1 A dla spirali rozgrzanej do jasnoczerwonego żaru. Czyli jak nie chcemy dawać zajęcia OSP lub oddziałowi oparzeń najbliższego szpitala, w miarę bezpiecznie można taką spiralę obciążyć prądem ok. 2A przy umieszczeniu na żaroodpornym podłożu, i nie zależy to od długości spirali. Zatem licząc od lewej: rezystor 0,75Ω można obciążyć prądem ok. 8A, rezystor 1,5Ω można obciążyć prądem ok. 4A, rezystor 3Ω można obciążyć prądem ok. 2A.

Maksymalne obciążenie napięciowe tych rezystorów jest więc równe 6V, czyli formalnie możemy odciążyć gałąź 3,3V lub 5V zasilacza.

Tak, tylko maksymalny prąd dla 4 gałęzi z grzejnika wyniesie przy tych 6V 16A, przy 5V tylko jakieś 13A, a przy 3,3V ok. 9A. Nijak ma się to do prądów dostarczanych przy tym napięciu przez zasilacze serwerowe, a poza tym brak możliwości kontroli napięć 12V i 24V. (...)

Inny uczestnik tak skomentował propozycję z rysunku B:

W tym zadaniu mamy rozwiązany problem obciążalności poszczególnych gałęzi. Ograniczeniem jest prąd 2000W/220V, czyli około 9A na pojedynczy element. Podobnie jest w części obciążenia z rezystorami.

Problemy zaczynają się jednak przy szczegółach. W założeniu urządzenie ma służyć do testowania dużych zasilaczy komputerowych i serwerowych o napięciach od 3 do 24V. Sprawdźmy, jak to wygląda:

24V/3Ω to 8A. Dla gałęzi ze spiralami jest OK. Dla 24V będziemy mieli obciążenia 64A ze skokiem 8A. Dla 12V mamy 32A ze skokiem 4A. Nasuwa mi się pytanie, czy te 32A zrobią wrażenie na zasilaczu serwerowym, którego prąd znamionowy dla gałęzi 12V wynosi 50A? Jeszcze gorzej będzie dla napięcia 5V i 3,3V. Dla uproszczenia rozważań nie uwzględniam na razie części obciążenia z rezystorami. (...) Podsumowując, mamy obciążenie rezystancyjne (przynajmniej dla prądu stałego lub małej częstotliwości). To jest OK. Jest liniowe, przewidywalne przy zmianie napięcia wejściowego (nie tak jak żarówki). Ominięto problem maksymalnego napięcia, jakie można przyłożyć do obciążenia (w granicach napięć założonych i w odniesieniu do części ze spiralami). Jak na razie same zalety. W zasadzie jedynym poważniejszym błędem jest użycie rezystorów o mocy 2W i założenie, że przeżyją dołożone do nich 24V. Pozostałe sprawy to raczej ograniczenia technologii niż rzeczywiste błędy, które kładą rozwiązanie.

Żeby zbliżyć się do oferowanych przez zasilacze [serwerowe] prądów znamionowych, dołożyłbym jeszcze co najmniej jedną spiralę. Chcąc sprawdzić, co naprawdę jest wart zasilacz, trzeba go przecież obciążyć prądem zbliżonym do znamionowego. W innym przypadku pomiar nie daje użytecznej informacji. Z gałęzi z rezystorami zrezygnowałbym (...)

Cykl zadań z obciążeniami pokazał, jak trudno jest skonstruować sensowne urządzenie działające dla większego zakresu napięć i mocy. W profesjonalnych rozwiązaniach stosuje się równoległe opornice sterowane PWM przez klucze tranzystorowe. Opornic jest ho, ho, a może i więcej, co pozwala na uzyskanie sensownych prądów w sporym zakresie napięć. Proponowane w zadaniach rozwiązania bynajmniej nie powodują bezsensowności tych pomysłów. Żarówki są proste i tanie, a dla napięć zbliżonych do znamionowych działają przyzwoicie. Rozwiązanie ze spiralą (szczególnie z zadania 302) też ma trochę zalet. Po prostu nie zawsze jest potrzebne profesjonalne obciążenia za sporą kwotę. Takie proste rozwiązania też mają uzasadnienie i zrobią, co do nich należy. Trzeba tylko pamiętać o ograniczeniach wynikających z zastosowanych elementów. Pozdrawiam

Nagrody-upominki za niełatwe zadanie ***NieGra302*** otrzymują:
Zygmunt Flisak – Opole,
Tomasz Sukiennik – Kraków,
Andrzej Kubiak – Rumia.
Wszystkich uczestników konkursu dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki

eprasa.pl 0ecd7747c0

Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów

Policz – zadanie 307

Na znanym chińskim portalu handlowym jest mnóstwo diod i oświetlaczy LED *full spectrum*, przeznaczonych do uprawy roślin. Do wyboru są lampy o różnej konstrukcji, barwie światła, mocy i cenie. Niektóre są malutkie, tanie, mają małą moc, a informacje i wskazówki podawane przez ich sprzedawców wyglądają na mocno podejrzane, więc nasuwa się wątpliwość, czy aby nie są to bezwartościowe gadżety, które będą zupełnie nieskuteczne, a ich zakup będzie wyłącznie stratą pieniędzy. Inne są droższe, ale są większe i mają znaczną moc. Z wyglądu budzą zaufanie, lecz czy ich cena i późniejsze koszty użytkowania okażą się akceptowalne?

Tak się złożyło, że obok domu zmontowaliśmy poliwęglanową szklarnię o powierzchni 24m^2 (3×8m – **fotografia poniżej**), w której będziemy mieć różne warzywa (ale w żadnym przypadku niezgodne z prawem „zioła"). Szklarnia będzie wykorzystywała światło słoneczne, ale my jako elektronicy zastanawiamy się nad sensem zastosowania w niej także sztucznego oświetlenia *full spectrum* jako doświetlenie dla planowanych tam roślin w okresach niepogody, a ewentualnie także na początku i na końcu sezonu. Mamy tam doprowadzoną linię 230V, a podstawowe pytanie brzmi: czy to ma sens? W ramach zadania *Policz307* należy:

– przede wszystkim poszukać w Internecie lub innych źródłach informacji o potrzebnej roślinom ilości światła,
– przyjmując sprawność energetyczną diod LED w granicach 15...30%, oszacować moc elektryczną, potrzebną na oświetlenie każdego 1 metra kwadratowego uprawy,
– określić sens ekonomiczny zakupu i użytkowania systemu sztucznego oświetlenia (doświetlania) szklarni.

Zadanie jest jak najbardziej praktyczne, ale jest też nietypowe i trudne. Dlatego oprócz rozwiązań całościowych mile widziane są też rozwiązania częściowe, byle dotyczące sztucznego oświetlenia roślin.

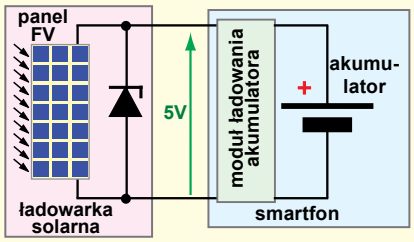
Zapraszam do udziału zarówno elektroników doświadczonych, jak i początkujących, którzy jeszcze nie potrafią przeanalizować wszystkich subtelności zadania. Z uwagi na specyfikę zadania proszę o podawanie swojego wieku oraz miejsca nauki czy pracy.

Odpowiedź nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Tytuł e-maila z rozwiązaniem powinien zawierać nazwę konkursu i numer zadania oraz Twoje nazwisko (**Policz307_Nazwisko**).
Jeżeli chcesz uczestniczyć w podziale upominków, w e-mailu podaj od razu swój adres pocztowy. Możesz też jeszcze przysłać rozwiązanie zadania *Policz* z poprzedniego miesiąca.

Policz – rozwiązanie zadania 302

W EdW 5/2021 przedstawione było zadanie *Policz302*, które brzmiało: *Rozwiązanie [wcześniejszego] zadania Policz297 trochę nas zasmuciło. Jednak chcemy zgłębić temat ładowarek solarnych do ładowania smartfonów. Prawdopodobnie prosta ładowarka solarna mogłaby zawierać tylko fotoogniwo i ogranicznik napięcia (5V) według* ***rysunku B****. W ramach zadania Policz302 należy:*
– oszacować, jaką powierzchnię ogniwa FV powinna mieć taka ładowarka solarna, żeby naładować akumulator smartfona o 10% w ciągu godziny?

Zadanie do najłatwiejszych nie należało. Jak to zwykle jest w elektronice, trzeba rozsądnie przyjąć przypuszczalne wartości kilku parametrów. W tym przypadku trzeba było przyjąć, jaką pojemność ma akumulator wspomnianego w zadaniu smartfona, zapewne w zakresie 2500...6000mAh oraz jaką sprawność energetyczną ma panel fotowoltaiczny, zapewne w zakresie 10...20%.



Rys. B

Trzeba też było uwzględnić inne, trudniej uchwytne czynniki.

Uczestnicy zadania w sumie dobrze poradzili sobie z zadaniem *Policz302*, choć nadesłane wyniki były różne, zależne od przyjętych założeń. Oto kilka przykładów.

Witam, naładowanie akumulatora o pojemności 3400mAh w 10% wymaga (...) 340mA. Wśród propozycji z rozwiązania zadania Policz297 (EdW5/21) odpowiedni wydaje się panel PV 110×136mm z rysunku F. Pozdrawiam.

*(...) Przyjmuję, że bateria smartfona ma pojemność 4000mAh. Do pełnego naładowania potrzeba energii 4000mAh * 1,2 = 5000mAh*
*10% * 5000mAh = 500mAh [co daje prąd] 500mA. W zadaniu Policz297 panel FV o powierzchni 40cm^2 dostarczał prąd 100mA. Teraz potrzebujemy prądu 5 razy większego przy tym samym napięciu (...) więc potrzebujemy również 5 razy większej powierzchni. Powierzchnia panelu FV powinna więc wynosić 5 * 40cm^2 = 200cm^2.*

Dzień dobry (...) nie będziemy skąpić i przyjmiemy równe 4000 mAh. (...) 10% pojemności baterii to 400 mAh, stąd prąd ładowania to min.

eprasa.pl 0ecd7747c0

400 mA. (...) potrzebne nam będą 4 ogniwa FV (nowe) i powierzchnia 5×8cm, czyli razem 10×16cm [160cm²] powierzchni wystawionej przez godzinę w kierunku padania promieni słonecznych. Dawniej zaproponowałbym umieszczenie jej na denku cylindra, ale teraz cylindrów panowie nie noszą. I co z paniami? Z najlepszymi pozdrowieniami.

A oto dwa bardziej rozbudowane rozwiązania zadania *Policz 302*.

*Witam! Założenia: (...) 3600 mAh (Samsung S7 Edge), wydajność ładowania samego akumulatora: 85%, pobór prądu przez smartfon w trybie czuwania: 150mA, wydajność [ładowania] oszacuję na 90%, nasłonecznienie: 800W/m², sprawność panelu: 18%. (...) Ładunek do dostarczenia do akumulatora: 360mAh / 85% = 424mAh. Prąd (...) 424 mA. Dodając do tego pobór prądu przez [czuwający] smartfon: 424mA+150mA = 574mA. Przyjmując napięcie ładowania 4,2V, otrzymujemy moc: 4,2V * 574mA = 2,4W. Po uwzględnieniu wydajności przetwornicy mamy moc: 2,4W/90% = 2,7W. Dzieląc moc przez 5V w celu uzyskania prądu, mamy: 2,7W/5V = 540mA.*

Trzeba do smartfona dostarczyć prąd o wartości 540 mA (i pamiętać, żeby tak skonfigurować styki złącza USB, żeby smartfon faktycznie chciał pobrać taki prąd). Zakładam też, że smartfon zaczyna zwiększać prąd stopniowo i zatrzymuje pobór, gdy napięcie spada znacząco 5 V. Załóżmy, że faktycznie smartfon pobierze 540mA przy 5V, czyli nasze 2,7W.

Mając nasłonecznienie 800 W/m², panel ustawiony idealnie w stronę słońca i wydajność panelu 18%, uzyskamy z panelu 144W/m², ale w punkcie mocy maksymalnej. Tu nie mamy śledzenia MPP, ale załóżmy optymistycznie, że panel faktycznie ma napięcie w punkcie mocy maksymalnej równe 5V.

*Niestety panele z czasem się degradują, więc najbezpieczniej załóżmy 80% wydajność panelu. 144W/m2 * 80% = 115W/m2. Panel o powierzchni 1m² da nam moc 115W. My potrzebujemy 2,7W, więc (...): 2,7W * 1m² / 115W = 0,0235m². Taką właśnie powierzchnię powinna mieć część czynna panelu (w zadaniu było pytanie o powierzchnię ogniwa FV, a nie o powierzchnię całego panelu). (...) Załóżmy, że mamy powierzchnię czynną 16×16cm, ale 20% w każdej osi to przestrzeń między ogniwami. Po doliczeniu 20% otrzymujemy 19×19cm [361cm²]. Pozdrawiam.*

Dzień dobry (...) Ładowarkę solarną (jej schemat) przedstawioną w zadaniu traktuję jako połączenie panelu FV i konwertera napięcia DC-DC, a może nawet kontrolera słonecznego MPPT o napięciu wyjściowym 5V. Pokazana tam dioda Zenera to raczej symbol mówiący nam o napięciu wyjściowym 5V, a nie faktyczny element podłączony równolegle do panelu FV. W linku poniżej jest pokazane doświadczenie ukazujące problem przedstawiony w zadaniu. Połączenie panelu FV i DC-DC Booster
https://circuitdigest.com/electronic--circuits/solar-phone-charger-circuit--diagram
w skrócie: https://bit.ly/2XRYeIZ.
Na podstawie tego doświadczenia można oszacować powierzchnię ogniwa FV dla założeń zadania (...) Na początku ustalimy pojemność akumulatora w smartfonie (...) 5000 mAh.(...) prąd ładowania (...) 500 mA. (...) moc ładowarki solarnej co najmniej 2,5W. Biorąc pod uwagę sprawność DC-DC bostera lub kontrolera słonecznego MPPT na 93%, otrzymamy moc 2,7W. Wybierzemy moduł o mocy 3W. [W zadaniu] 297 mieliśmy użyty element fotowoltaiczny o mocy 0,5W (wymiary 5×8 cm), a w obecnym zadaniu jego moc 3W Stosując przelicznik powierzchni [równy 6], mamy: 40cm²×6 = 240cm² (...) To się potwierdza również z doświadczeniem z powyższego linku [gdzie jest 249cm²]. Moc paneli jest porównywalna. W naszym przypadku zastosujemy ogniwo FV monokrystaliczne ze względu na kompaktowość. W przypadku ogniw polikrystalicznych uzyskanie tej samej ilości energii elektrycznej wymaga użycia większej powierzchni paneli.

Szybkość ładowania 10% na godzinę zawrotna nie jest. Przyjmijmy, że ładujemy od stanu 20% do 100%, to potrzebny czas wynosi 8 godzin. Oczywiście przy założeniu bardzo dobrych warunków słonecznych, aby można było uzyskać te założone parametry ładowania. Praktycznie jeden dzień to mało, aby naładować w pełni smarfon. W gorszych warunkach oświetlenia oczywiście będzie zachodzić ładowanie, ale nie będzie ono optymalne. Rozwiązaniem jest tu solarbank, który spełnia podwójną funkcję. Źródła i akumulatora energii. Ładujemy taki solarbank w ciągu dnia, a doładowanie smartfona może się odbywać o dowolnej porze dnia i nocy lub nawet gdy słońca na niebie brak. Wtedy ładowanie może się odbywać większym prądem, a co za tym idzie krócej.
Pozwoliłem sobie znaleźć kilka przykładów takich rozwiązań.
1. Dwa sposoby ładowania (Solar i USB): Ładowanie w ciągu 12–14 godzin bezpośredniego światła słonecznego na zewnątrz (około 2 do 3 dni w zależności od lokalizacji i godziny roku) lub 1 do 2 godzin przez USB (kabel w zestawie):
https://www.amazon.com/LuminAID--PackLite-Lanterns-Hurricane-Emergency/dp/B08YC6H4F6
w skrócie: https://amzn.to/3DnyJzA
2. Tu bardziej kompaktowa wersja:
https://www.amazon.com/dp/B00623LZHG/?tag=097--20&ascsubtag=v7_1_b5_7es_rpm_4_x01_-srt10-
w skrócie: https://amzn.to/2UHbIpB
3. A tu w wersji składanej – zwijanej:
https://infinitypv.com/?Itemid=235
Pozdrawiam.

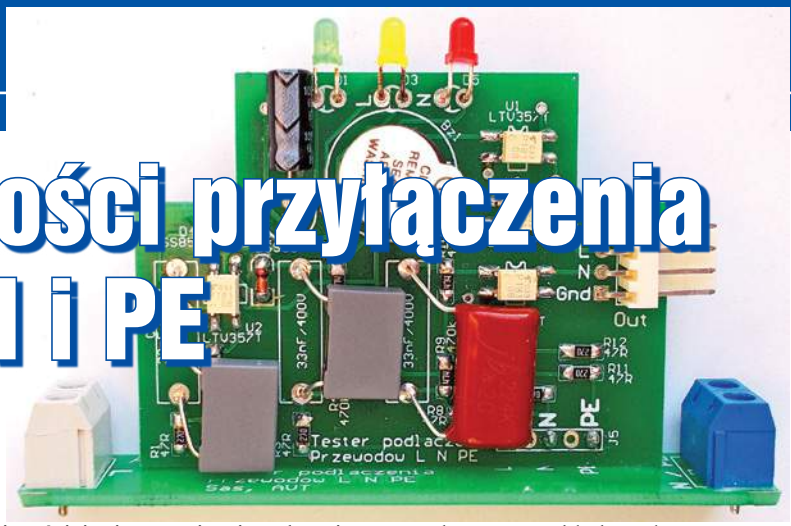
Nagrody-upominki za zadanie ***Policz302*** otrzymują:
Leszek Kamiński – Dynowo,
Circuit Chaos – Warszawa,
Tadeusz Susfał – Warszawa.
Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki

ULUBIONYKIOSK.PL
Tu zawsze przejrzysz i kupisz aktualne oraz archiwalne numery „Elektroniki dla Wszystkich" zarówno w wersji papierowej, jak i elektronicznej.
PRZESYŁKA GRATIS!

eprasa.pl 0ecd7747c0

Tester poprawności przyłączenia przewodów L, N i PE

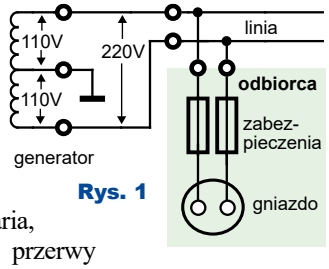


W starych domowych instalacjach energetycznych 230V mogą zdarzyć się i zdarzają różne błędy o przykrych skutkach. Do budynku często doprowadzona jest instalacja trójfazowa, ale w poszczególnych mieszkaniach jest już tylko jednofazowa. Z reguły takie mieszkaniowe instalacje są dwuprzewodowe, co oznacza brak przewodu ochronnego, który z definicji jest skutecznie uziemiany. Brak dobrego uziemienia może też powodować różne przykre skutki dla dołączonych do sieci urządzeń elektronicznych, między innymi elementów automatyki domowej. W takich starych instalacjach spotyka się też bezpieczniki zarówno w obwodzie fazowym, jak też w obwodzie neutralnym PEN.

Co najważniejsze, w takich starych instalacjach może zdarzyć się zamiana przewodu fazowego i neutralnego, a to jest śmiertelnie groźne dla użytkowników. Najlepiej byłoby zmodernizować instalację elektryczną na trójprzewodową, ale to kosztowne przedsięwzięcie. Aby w starych instalacjach zabezpieczyć się przed pomyłkami, które mogą być kosztowne lub niebezpieczne dla zdrowia i życia, warto instalację wyposażyć w prosty tester.

Do czego to służy?

Opisywane urządzenie ma być na stałe zamontowane w domowej sieci energetycznej i ma służyć do sygnalizacji zamiany przewodu fazowego z neutralnym w instalacjach elektrycznych podczas jakichś modyfikacji czy napraw. Zamiana taka jest bardziej prawdopodobna w starych instalacjach, gdzie przewody nie są rozróżnione i najczęściej oba mają kolor czarny. W takiej sytuacji, przy naprawach instalacji czy okresowej wymianie licznika energii, łatwo o błąd, który może być groźny dla życia lub zdrowia. Dotyczy to zwłaszcza instalacji w układzie TN-C i TN-CS, gdzie przewód N (neutralny) jest / może być równocześnie przewodem ochronnym (PE). W takim przypadku zamiana przewodu PEN (PE+N) z L (fazą) powoduje, że na obudowie urządzenia pojawi się napięcie sieciowe. Nie trzeba nikogo uświadamiać, że jest to sytuacja bardzo niebezpieczna. Zabezpieczenie różnicowo-prądowe prawdopodobnie spełniłoby w takiej sytuacji swoje zadanie, ale w instalacjach z przewodem PEN najczęściej nie stosuje się zabezpieczenia różnicowego. Warto więc zbudować prosty sygnalizator informujący o zamianie przewodów L z N. W moim mieszkaniu wystąpił podobny problem, który byłby wykryty wcześniej, gdyby był tam zamontowany opisywany tester. Błąd elektryka wymieniającego licznik energii (nienależycie przykręcony przewód N, instalacja po części z zerowaniem „stara", po części „nowa" z uziemieniem) spowodował straty finansowe, ponieważ napięcie sieciowe pojawiło się na elementach, które powinny mieć potencjał ziemi. W konsekwencji kilka urządzeń należało naprawić. Tego sylwestra nigdy nie zapomnę. Zanim nastąpiła awaria, zdarzały się chwilowe przerwy zasilania (brak przewodu N, jak można się domyślać). Tester w podobnych sytuacjach sygnalizowałby problem istnienia znacznego napięcia między przewodem neutralnym i uziemieniem.



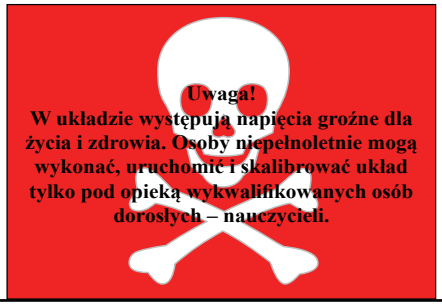
Rys. 1

Uwaga! Warunkiem prawidłowego działania przyrządu jest doprowadzenie do jego zacisku PE prawdziwego uziemienia, a nie przewodu PEN. W instalacjach dwuprzewodowych z przewodami L i PEN konieczne jest zrealizowanie w tym celu własnego obwodu prawdziwego, skutecznego uziemienia (może być o niewielkiej wydajności prądowej).

Urządzenie na pewno skutecznie wykryje zamianę „fazy i zera". Nie zostało wprawdzie zaprojektowane, żeby wykrywać często występujące „upalenie zera", ale zasygnalizuje fakt wystąpienia znacznego napięcia na przewodzie neutralnym (N lub PEN).

Zanim napiszę, jak urządzenie jest zbudowane i jak działa, warto przyjrzeć się starym instalacjom elektrycznym. Można w nich spotkać bezpieczniki zarówno na przewodzie fazowym, jak i neutralnym. Wielu zapyta, po co zabezpieczenie na przewodzie neutralnym? Przecież to niebezpieczne, gdy na przykład wyłączymy (zadziała) zabezpieczenie na przewodzie N, a na L nie, to na wszystkich urządzeniach jest napięcie sieciowe. Gdy w gniazdkach jest zerowanie, to na obudowie urządzeń, przez kondensatory w ich filtrach, pojawi się napięcie sieciowe.

Aby rozwikłać zagadkę, należy cofnąć się do czasów powojennych i przedwojennych. Wtedy nie było jednolitej sieci elektrycznej. Małe miejscowości były zaopatrywane w energię elektryczną z lokalnych elektrowni (najczęściej kilka godzin dziennie). Napięcia były różne, 2×110, 2×127, 220V i inne. Bardzo często system oparty był o rozwiązania dwufazowe stosowane w USA. Taka sieć w wersji krajowej wyglądała jak na **rysunku 1**. Jak widać, napięcie międzyfazowe jest dwa razy większe, niż między dowolną fazą i ziemią. W takiej sytuacji, u odbiorcy należy zastosować dwa zabezpieczenia, aby ochronić instalację w przypadku zwarcia przewodu fazowego z ziemią. To tłumaczy, dlaczego wtedy nie trzeba było wyróżniać przewodów w instalacji i często stosowano żyły w jednym kolorze (czarnym). Takie systemy zasilania pracują nadal, np. w USA, co widać często na zagranicznych filmach i programach, gdzie do transformatora średniego napięcia dochodzą dwa przewody fazowe, a nie trzy. Siec dwufazowa ma pewne zalety. Napięcie jest niższe, przez co bardziej bezpieczne. Odbiorniki o małym poborze prądu zasilane są z jednej z faz, te o dużym, bardziej niebezpiecznym napięciem międzyfazowym. Instalacje i sieć energetyczna są tańsze.



Uwaga!
W układzie występują napięcia groźne dla życia i zdrowia. Osoby niepełnoletnie mogą wykonać, uruchomić i skalibrować układ tylko pod opieką wykwalifikowanych osób dorosłych – nauczycieli.

eprasa.pl 0ecd7747c0

U nas, gdy krajowa sieć energetyczna została ujednolicona, jeden z przewodów stał się przewodem L, drugi N (PEN). Najczęściej do licznika (dawniej liczników nie było) doprowadzone zostały przewody: czerwony (faza) i czarny (neutralny). Po tej zmianie należałoby usunąć bezpiecznik na przewodzie N i zmostkować to połączenie. Najczęściej jednak tak się nie działo. Dodatkowo należałoby wyróżnić jednokolorowe przewody w instalacji, a to już nie jest łatwe zadanie. Aby zrobić to dobrze, należałoby wymienić całą instalację.

Od chwili ujednolicenia sieci energetycznej minęło kilkadziesiąt lat. Wydawać by się mogło, że instalacji z dwoma bezpiecznikami już nie ma. Nic bardziej mylnego! Nadal można spotkać takie instalacje i najprawdopodobniej w starych budynkach można będzie znaleźć takie instalacje jeszcze przez kilkadziesiąt lat.

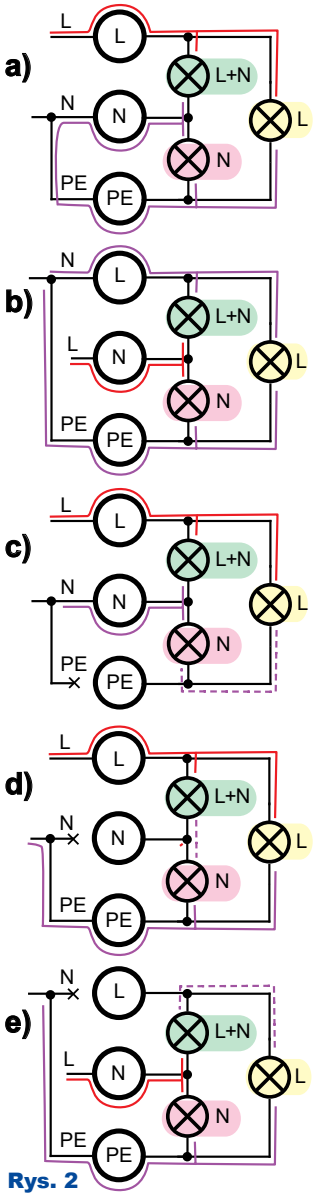
Jak to działa?

Dla lepszego zrozumienia budowy i działania warto przeanalizować uproszczony schemat, pokazany na **rysunku 2**. Obwód wykrywania i sygnalizacji napięcia symbolizuje żarówka. Na rysunku tym, aby ułatwić analizę, połączenie PE z N symbolizuje jedynie fakt, że uziemienie (PE) w prawidłowo zrealizowanej sieci zawsze gdzieś łączy się z N, przykładowo stacji transformatorowej.

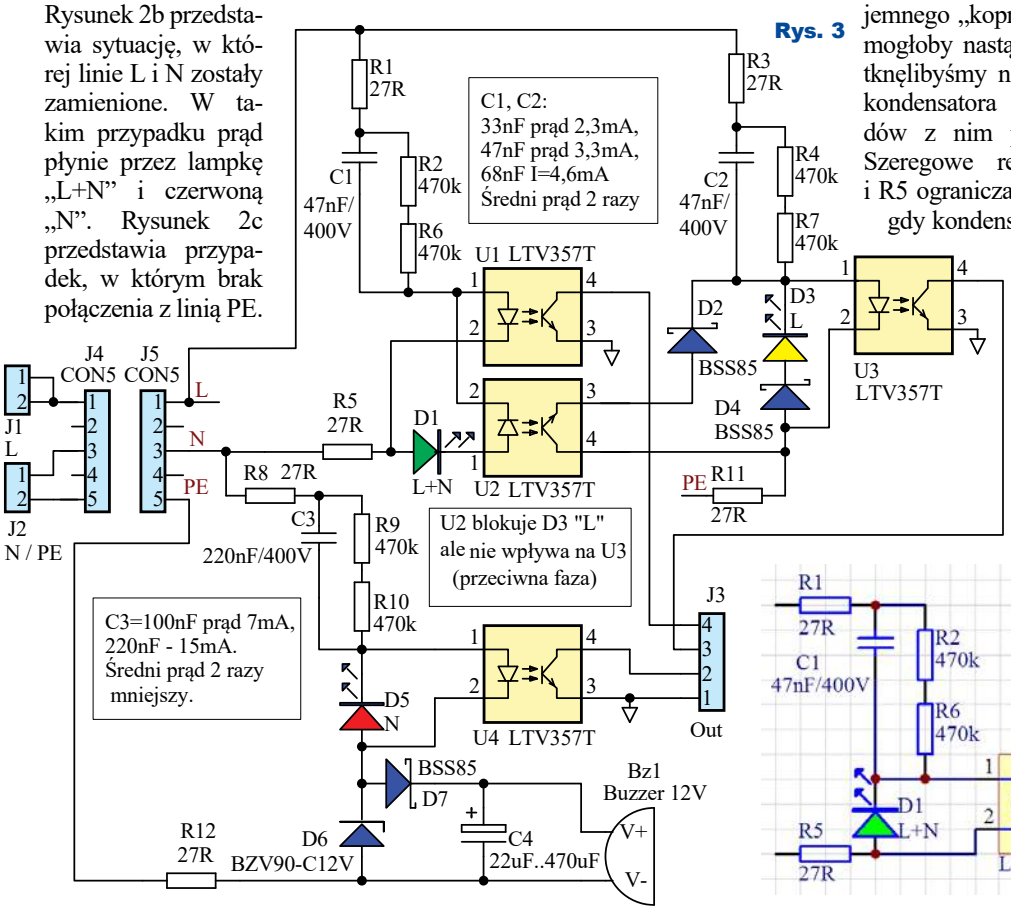
Schemat ideowy proponowanego testera pokazany jest na **rysunku 3**. Na rysunku 2 przedstawiono najczęstsze sytuacje, jakie można spotkać. Przypadek na rysunku 2a to normalna praca. Prąd płynie przez zieloną lampkę „L+N" i żółtą „L", co zaznaczono fioletową linią (N – potencjał neutralny) i czerwoną (L – potencjał fazy). W rzeczywistym układzie, dioda L nie świeci tylko dlatego, że jest blokowana przez U2, ale transoptor U3 przewodzi, dlatego na rysunku zaznaczono pracę obwodu (symbol żarówki zamalowany na żółto, sygnalizując jej świecenie). Rysunek 2b przedstawia sytuację, w której linie L i N zostały zamienione. W takim przypadku prąd płynie przez lampkę „L+N" i czerwoną „N". Rysunek 2c przedstawia przypadek, w którym brak połączenia z linią PE. Prąd płynie przez wszystkie lampki, przy czym pełne napięcie przez „L+N" i po połowie przez „L" i „N". Rysunki 2c, d i e przedstawiają przypadki, kolejno: zamiany przewodów L z N, brak ciągłości przewodu N, zamianę L z N i brak ciągłości L. W analizie należałoby jeszcze uwzględnić fakt, że do instalacji przyłączone są odbiorniki. W takim przypadku przewód, który nie ma ciągłości, może przyjąć potencjał tego, który nie jest przerwany. To zmienia sytuację, np. na rysunku 2d zacisk N przyjmie potencjał L. W rezultacie lampka „L+N" nie będzie świecić, a na „L" odłoży się pełne napięcie sieciowe. Podobnie będzie w przypadku przedstawionym na rysunku 2e, zacisk „L" przyjmie poziom linii „L", i także w tym przypadku „L+N" nie zaświeci. To co łączy wszystkie sytuacje (poza brakiem obu linii), to przepływający prąd przez czerwoną lampkę „N" i dźwięk buzzera.

Każdy moduł wykrywania napięcia zbudowany jest podobnie jak uproszczony pokazany na **rysunku 4** i składa się z kondensatora C1, którego reaktancja stanowi opór ograniczający prąd diod. Rezystory R2 i R6 włączone równolegle do kondensatora rozładowują go po zaniku zasilania, przez co unikniemy nieprzyjemnego „kopnięcia", które mogłoby nastąpić, gdy dotknęlibyśmy naładowanego kondensatora lub przewodów z nim połączonych. Szeregowe rezystory R1 i R5 ograniczają prąd diod, gdy kondensator jest rozładowany i stanowi zwarcie. Sygnalizacyjna dioda LED D1 jest włączona w przeciwfazie do diody transoptora U1.

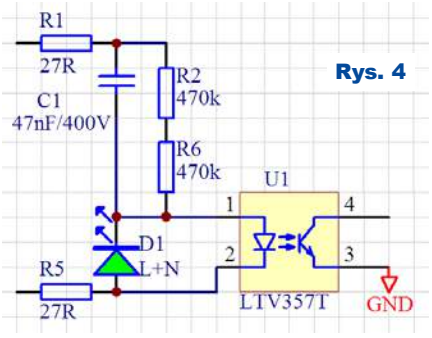
To, co wyróżnia obwód wykrywający napięcie na zacisku L, to dodatkowy transoptor U2 włączony szeregowo z LED. Wyjście transoptora zwiera diodę D3, dzięki czemu nie świeci ona, gdy wszystkie przewody połączone są prawidłowo. Należy zauważyć, że U2 nie wpływa na diodę transoptora, bo świeci ona w przeciwnej fazie niż D1, a tym samym, gdy przewodzi U2.



Rys. 2



Rys. 3



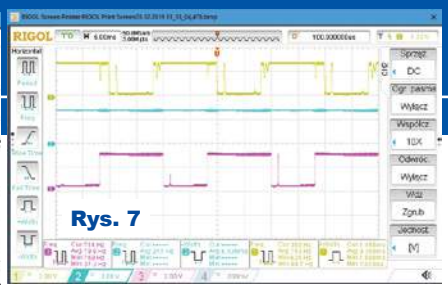
Rys. 4

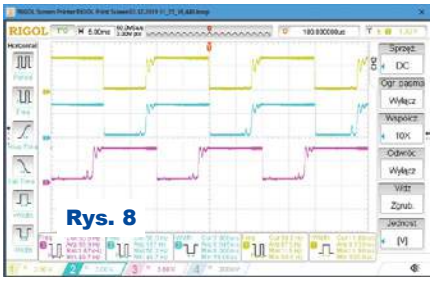
eprasa.pl 0ecd7747c0

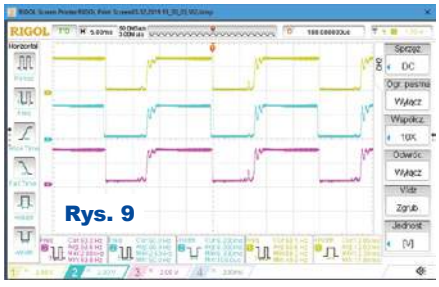
D2 gwarantuje przepływ prądu w jednym kierunku. Bez D2 transoptor mógłby przewodzić w obu kierunkach, bo tranzystory potrafią pracować w trybie inwersyjnym.

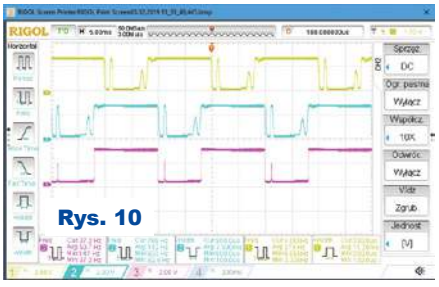
Spadek napięcia na D6 przez D7 ładuje kondensator C4 zasilający buzzer, jednocześnie D6 zapewnia przepływ prądu w przeciwnej fazie napięcia, umożliwiając przeładowanie C3 oraz zaświecenie diody w U4.

Rys. 6


Rys. 7


Rys. 8


Rys. 9


Rys. 10

Montaż i uruchomienie

Układ można zmontować na płytce drukowanej, której projekt pokazany jest na **rysunku 5**. Układ montujemy, zaczynając od elementów najmniejszych, a kończąc na największych. Od pojemności C4 zależy, czy dźwięk buzzera będzie ciągły (duża pojemność), czy modulowany częstotliwością sieci 50Hz. Od pojemności zależy też głębokość modulacji sygnału.

Fotografia wstępna oraz **fotografie 1, 2** pokazują model. Układ nie wymaga uruchomienia. Zmontowany prawidłowo ze sprawnych elementów powinien od razu pracować. Płytki zaprojektowano do obudowy Z-105. Model w obudowie pokazano na **fotografii 3**.

Do złączy ARK należy doprowadzić przewody L, N i PE zgodnie z opisem na płytce.

Uwaga! Uziemienie doprowadzone do testera (PE) musi być pewne – gwarantowane. Nie można do tego celu wykorzystać przewodu PEN, bo nie ma gwarancji, że nie zostanie on przypadkowo zamieniony z L. Kiedyś dobrym uziemieniem były rury wody zimnej, teraz takiej gwarancji nie ma, bo mimo że w domu mamy rury stalowe, nie można wykluczyć, że na jakimś odcinku nie zostały zamienione na plastikowe. W miarę możliwości należałoby zrealizować uziemienie według obowiązujących przepisów, łącząc razem stalowe rury wody zimnej, ciepłej, gazowe (z wstawką izolacyjną i przewodem wyrównawczym), instalacji CO, a także doprowadzić uziemienie z ziemi i konstrukcji stalowej budynku. Nie zawsze będzie to możliwe, dlatego należy upewnić się, czy elementy, które chcemy wykorzystać w roli uziemienia (na przykład stalowe rury kanalizacyjne lub CO), faktycznie są dobrym uziemieniem.

Podczas uruchamiania testera należy zachować szczególną ostrożność ze względu na występowanie napięcia sieci 230V niebezpiecznego dla zdrowia lub życia!

Wykaz elementów

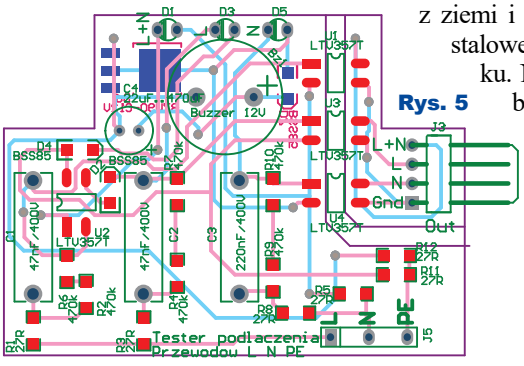
Rezystory SMD 1206

R1 R3 R5 R8 R11 R12	27Ω
R2 R4 R6 R7 R9 R10	470kΩ
C1 C2	47nF/400V THT
C3	220nF/400V THT
C4	22uF..470uF THT
U1 U2 U3 U4	LTV357T
D1	Dioda LED Zielona THT 3mm
D2 D4 D7	BAS85
D3	Dioda LED Żółta THT 3mm
D5	Dioda LED Czerwona THT 3mm
D6	BZV90-C12V
J1 J2	ARK2
J3	NS25-W4K
Bz1	Buzzer 12V
J4 J5	Kątowa listwa goldpin 1×5 z usuniętymi pinami 2 i 4.

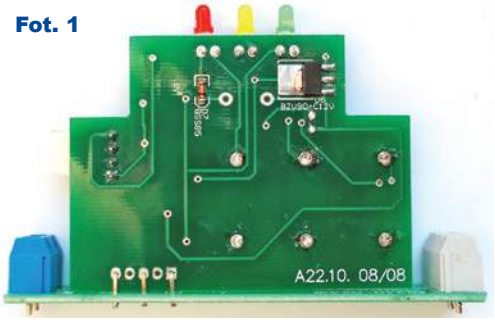
Złącze J3 służy do podłączenia testera ze sterownikiem. Wyjście sygnałów jest izolowane galwanicznie od sieci 230V. Badając obecność sygnałów na poszczególnych liniach, można stwierdzić, czy linie L i N nie zostały zamienione lub czy nie jest brak którejś z nich. Wykrywany jest także brak uziemienia (PE). Oscylogramy przestawiają sytuacje odpowiadające kolejno przypadkom z rysunku 2. Kanał pierwszy to wyjście U1, drugi U3, trzeci U4. **Rysunek 6** pokazuje poprawną pracę. ***Uwaga! – oryginały rysunków 6–10 dostępne są w Elportalu wśród materiałów dodatkowych do tego numeru***. **Rysunek 7** to zamiana L z N. **Rysunek 8** to brak PE: widać, że faza sygnału na U4 (kanał 3 oscyloskopu) nie jest zgodna z fazą pozostałych sygnałów. **Rysunek 9** to brak, przerwa w linii N, tu widać, że faza sygnału na U4 nie jest zgodna z fazą pozostałych sygnałów. **Rysunek 10** to zamiana N z L i brak L. W tym przypadku fazy sygnałów na U3 i U4 są przeciwne niż na U1.

Także w przypadku wyjść transoptorów trzeba uwzględnić przypadki zamykania się obwodu przez przyłączone odbiorniki, gdy jeden z przewodów nie ma ciągłości i także w tym przypadku jest wspólna cecha występowania sygnału na U4, gdy tester wykryje jakąś nieprawidłowość. Analizując stan wyjść U1, U3 i U4 10ms po wystąpieniu zbocza sygnału (narastającego lub opadającego) na wyjściu któregokolwiek transoptora, można stwierdzić, z którym przypadkiem mamy do czynienia. W prostszym rozwiązaniu, ***wykrycie impulsów na wyjściu U4 świadczy o awarii***. Gdy tester połączony jest ze sterownikiem (np. PLC) może on zasygnalizować fakt awarii, wysyłając e-mail lub SMS.

SaS
sas@elportal.pl



Rys. 5

Fot. 1


Fot. 2

Fot. 3

eprasa.pl 0ecd7747c0

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.

ZAGADKA LOGICZNA

Na politechnice czterech studentów o imionach: Krzysztof, Łukasz, Marek i Piotr, miało laboratoria z elektroniki z profesorami o nazwiskach: Kowalski, Madej, Nowak, Szabatin. Tematy laboratoriów to: czwórniki pasywne, diody, tranzystory bipolarne, wzmacniacze operacyjne. Po oddaniu sprawozdań otrzymali oceny 2, 3, 4, 5.

Należy podać ***jaki student z jakim profesorem miał laboratorium, o jakiej tematyce i jaką ocenę dostał***, przy założeniu, że:

1. Profesor Madej ocenił lepiej niż prof. Kowalski, ale gorzej niż prof. Nowak.
2. Profesor Szabatin nie oceniał sprawozdania Łukasza.
3. Piotr otrzymał 2, nie dostał oceny prof. Szabatina, nie badał tranzystorów.
4. Łukasz z czwórników nie dostał najlepszej oceny.
5. Sprawozdanie z diod było ocenione lepiej niż przygotowane przez Łukasza, ale gorzej niż ocenione przez prof. Nowaka.
6. Najlepszej pracy nie wykonał Marek.

Rozwiązanie ułatwi zamieszczona obok tabelka.

		Imię studenta				Temat laborki				Ocena			
		Krzysztof	Łukasz	Marek	Piotr	Czwórniki	Diody	Tranzystory	Wzmacniacze	5	4	3	2
Nazwisko profesora	Kowalski												
	Madej												
	Nowak												
	Szabatin												
Ocena	5												
	4												
	3												
	2												
Temat laborki	Czwórniki												
	Diody												
	Tranzystory												
	Wzmacniacze												

Autorem zagadki jest **Damian Ząbczyk** z Nowej Osuchowej.
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.

Kupon rabatowy EdW 10/2021

Kupon rabatowy EdW 10/2021

Kupon rabatowy EdW 10/2021

Rozwiązaniem krzyżówki z EdW 7/2021 jest hasło:
TRIAK.

Upominki w postaci kitów AVT otrzymują:
Paweł Witkowski – Warszawa, **Sebastian Kałużyński** – Wrocław, **Zygmunt Mijakowski** – Szczecin.

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. ***Krzyżówka2110Kowalski.*** Listy powinny być opatrzone podobnym dopiskiem.

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

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

eprasa.pl 0ecd7747c0

Sieci energetyczne dla elektroników

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

część 5

Zgodnie z zapowiedzią, wreszcie zaczniemy omawiać rodzaje sieci energetycznych.

Rodzaje sieci energetycznych

Doszliśmy do rodzajów sieci energetycznych, określanych skrótowo za pomocą 2…4-literowego kodu, gdzie pierwsza litera (**T** lub **I**) określa związek między układem sieci a ziemią i gdzie druga litera (**N** lub **T**) określa związek między ziemią a częściami przewodzącymi niepozostającymi w warunkach normalnej pracy pod napięciem (metalowymi obudowami). Ewentualna trzecia i czwarta litera (**C** lub/oraz **S**) określają układ przewodów neutralnych i ochronnych.

Pierwsza litera nazwy sieci energetycznej (**T**, **I**) wskazuje sposób połączenia z ziemią ***punktu neutralnego transformatora*** energetycznego:

T (*terra* – ziemia) – jest bezpośrednie połączenie

I (*isolate* – izolowane) – brak bezpośredniego połączenia.

Druga litera nazwy oznacza w praktyce sposób połączenia z ziemią metalowych obudów ***odbiorników***:

T – oddzielnie dla każdego odbiornika

N (*neutrum* – neutralny) – przez sieć zasilającą.

Warto podkreślić, że w niektórych źródłach w Internecie znaczenie drugiej litery jest określane nieprecyzyjnie, bo mówi się o *dołączeniu do ziemi odbiorników*. W zasadzie to prawda, ale nie chodzi o dołączanie do ziemi jakiegoś punktu czy punktów *obwodu roboczego*, gdzie płynie prąd obciążenia, prąd pracy. Obwody robocze są identyczne we wszystkich rodzajach sieci. Różnice dotyczą tylko obwodów uziemienia i zachowania w sytuacjach awaryjnych. Kluczową sprawą jest mające związek z bezpieczeństwem przeciwporażeniowym dołączanie do ziemi *części przewodzących dostępnych*, czyli m.in. metalowych obudów sprzętu I klasy ochronności.

Omówmy teraz kolejno poszczególne rodzaje sieci.

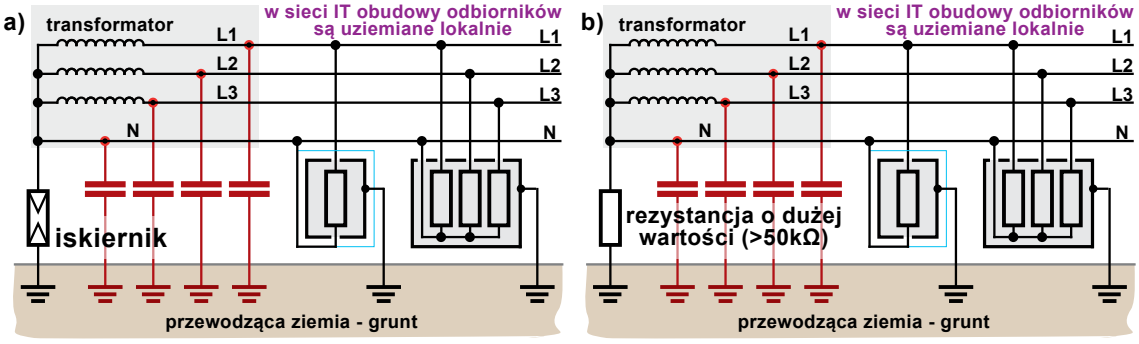
Sieci IT

Rysunek 12 pokazuje przykłady sieci energetycznej **IT**. W sieciach IT metalowe obudowy wszystkich dołączonych do niej urządzeń są uziemiane indywidualnie. W wersji z rysunku 12a punkt neutralny transformatora trójfazowego nie jest połączony z ziemią bezpośrednio, tylko za pomocą iskiernika, który normalnie stanowi przerwę, a przewodzi prąd (ulega przebiciu), gdy napięcie na nim nadmiernie wzrośnie. W wersji z rysunku 12b punkt neutralny transformatora jest dołączony do ziemi przez rezystancję o bardzo dużej wartości powyżej 50 kiloomów. Taka rezystancja po części może być rezystancją upływu izolacji, a w każdym razie na bieżąco rozładowuje ona ewentualne ładunki, jakie mogłyby gromadzić się w pojemnościach pokazanych na wcześniejszym rysunku 5. Sieci IT bywają wykorzystywane np. w kopalniach i... szpitalach.

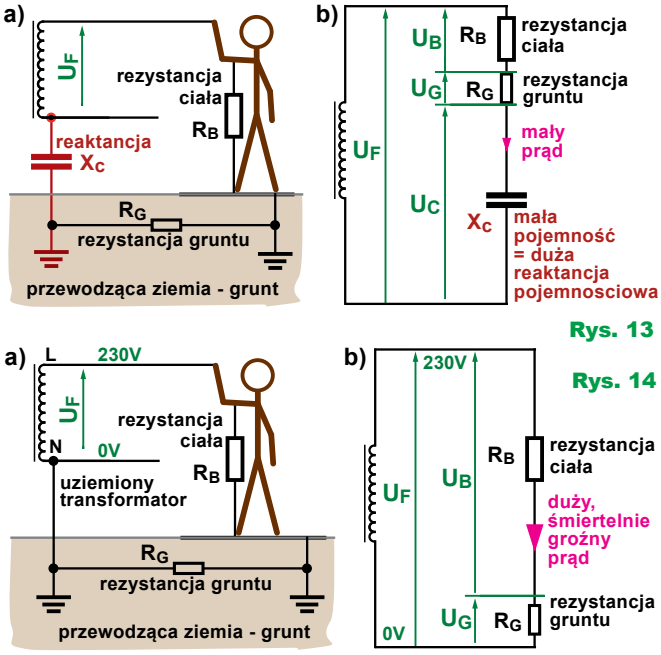
W świetle wcześniej podanych informacji może się wydawać, że brak uziemienia sieci typu **I** jest poważną wadą i radykalnie zmniejsza bezpieczeństwo. Sprawa nie jest jednak taka prosta. Sieć rzeczywiście nie powinna „wisieć w powietrzu" w sposób niekontrolowany. Jednak w rzeczywistości przedstawione na wcześniejszym rysunku 5 zagrożenie ładunkami statycznymi, gromadzonymi w pojemnościach sieci względem ziemi, jest poważne tylko wtedy, gdy między siecią a ziemią izolacja jest znakomita i nie występuje upływność (rezystancja), a jedynie duża pojemność rozległej sieci. Problem ten ma znikome znaczenie, jeżeli nie chodzi o rozległą sieć na dużym obszarze, tylko o małą lokalną sieć w kopalni czy szpitalu. Aby w żadnym przypadku nie dopuścić do wystąpienia nadmiernego napięcia sieci względem ziemi, stosuje się iskierniki według rysunku 12a lub funkcję taką pełni duża nawet rezystancja upływu.

Taka mała, izolowana od ziemi sieć IT okazuje się, bezpieczniejsza i bardziej niezawodna od sieci uziemianych. Jak pokazuje uproszczony **rysunek 13**, dotyczący sieci jednofazowej, gdy człowiek (mający połączenie z ziemią) dotknie przewodu pod napięciem, to dzięki izolacji sieci od ziemi przez jego ciało popłynie stosunkowo mały prąd. Wytworzy się dzielnik napięcia, w skład którego wejdzie rezystancja ciała ludzkiego (R_B) rzędu 1 kilooma lub trochę więcej, rezystancja gruntu (R_G) do 100 omów oraz reaktancja pojemnościowa X_C między nieuziemionym przewodem, powiedzmy środkowym, neutralnym, i ewentualnie rezystancja rozładowująca R – upływność. Jeżeli taka sieć IT jest niewielka, na przykład na oddziale intensywnej terapii w szpitalu, to jej pojemność C do ziemi jest mała, a więc jej reaktancja X_C – duża, a to da niewielki prąd płynący przez taki dzielnik i wystąpienie na rezystancji ciała ludzkiego napięcia rażeniowego znacznie

Rys. 12



eprasa.pl 0ecd7747c0



Rys. 13

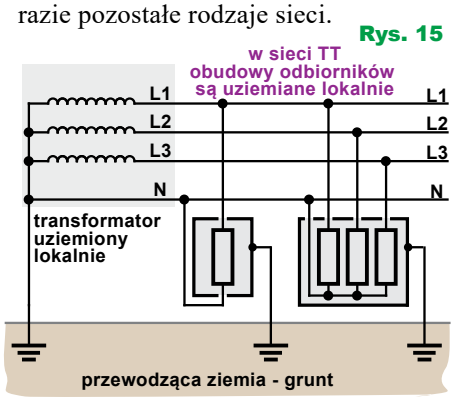
Rys. 14

mniejszego niż napięcie fazowe, co ilustruje rysunek 13b.

W przypadku większych sieci IT, na przykład w kopalniach, pojemności i upływności są większe i tam podstawową zaletą jest fakt, że w nieuziemionej sieci IT *pojedyncze zwarcie* jakiegokolwiek punktu sieci do ziemi nie powoduje przepływu znaczących prądów zwarcia i co ważne, nie powoduje zadziałania bezpieczników – wyłączników nadprądowych. Jeśli takie pojedyncze zwarcie nastąpi, wtedy dołączone mierniki – czujniki kontrolne wykryją ten fakt i obsługa może poszukać zwarcia i je usunąć bez przerywania dostawy prądu, co na przykład właśnie w kopalniach i niektórych innych zakładach przemysłowych jest ogromnie ważne. Sieci o układzie **IT** dają większe bezpieczeństwo i niezawodność zasilania dzięki temu, że pojedyncze zwarcia do ziemi, stanowiące ogromną większość wszelkich zwarć, nie muszą być natychmiast wyłączane z uwagi na mały prąd płynący podczas takiego zwarcia. W sieciach **IT** mniejsze jest też zagrożenie pożarowe (i wybuchowe), bo moc wydzielana w miejscu ewentualnego zwarcia jest mała. Stąd zastosowanie np. w szpitalach, kopalniach, obiektach zagrożonych wybuchem, a także w energetycznych instalacjach tymczasowych.

Jak widać, uziemienie, powszechnie uważane za zwiększające bezpieczeństwo, w pewnych przypadkach okazuje się wadą. Niemniej we wszystkich dużych, a więc także domowych sieciach energetycznych 230V środek transformatora NN jest uziemiony, więc przy dotknięciu przewodu fazowego wystąpi zdecydowanie bardziej niekorzystna sytuacja z **rysunku 14**. Szczegółowa analiza w dalszej części artykułu. A na razie pozostałe rodzaje sieci.

Rys. 15



Sieci TT

Rysunek 15 pokazuje schemat sieci **TT**. Różnicą względem **IT** (rysunku 12) jest tylko dołączenie sieci, a konkretnie punktu neutralnego transformatora do ziemi, co zrealizowane jest w jednym punkcie – przy transformatorze. Natomiast i w sieci IT, i w sieci TT, obudowy odbiorników są dołączane do ziemi (mówiąc w pewnym uproszczeniu) – indywidualnie, lokalnie. Inaczej jest w sieciach TN, które omówimy w następnym odcinku.

Piotr Górecki

R E K L A M A

EDW A10 Elektronika dla juniora (i seniora) - zestaw elementów do kursu EdW2016

W Elektronice dla Wszystkich 1/2016, w związku z jubileuszem 20-lecia czasopisma rozpoczęliśmy elementarny kurs podstaw elektroniki dla najmłodszych i starszych, którzy chcieliby przypomnieć sobie podstawy. Założeniem jest, że młodziutki „uczeń" nie zostanie pozostawiony sam sobie, bo proponowane ćwiczenia ma wykonywać z kimś choć troszkę starszym i doświadczonym. Oprócz rodziców może to być starsze rodzeństwo albo ktoś z rodziny lub przyjaciół.

kod handlowy:
EDWA10
45 zł

POBIERZ KURS

eprasa.pl 0ecd7747c0

Eloksal, czyli anodowanie

Artykuł przedstawia opis anodowania aluminium sposobem „prościej się już nie da". Niemniej jednak procedura daje w pełni satysfakcjonujące i powtarzalne rezultaty.

Słowo „eloksal" pochodzi od nazwy ELektrolityczna OKSydacja ALuminium. Technika ta popularnie nazywana jest anodowaniem aluminium. Jej celem jest wytworzenie na powierzchni aluminium twardej i odpornej warstwy tlenku glinu. Warstwa tlenkowa może być barwiona, jest też dobrym podkładem pod powłoki malarskie.

Zanim zaczniemy, konieczne jest napisanie kilku słów na temat bezpieczeństwa. Nie będziemy używali substancji naprawdę niebezpiecznych, trzeba jednak pamiętać o tym, że chemia nie wybacza. Każdy, nawet drobny, błąd może mieć daleko idące konsekwencje. Na przykład przy przelewaniu roztworu kwasu siarkowego może on „zabulgotać" na lejku, rozpryskując przy tym drobne kropelki. A przecież okulary ochronne kosztują kilka złotych.

Co dzieje się w czasie eloksalowania? Na katodzie zachodzi reakcja:

$$6H^+ + 6e^- \rightarrow 3H_2$$

Dla nas jednak bardziej interesujący jest proces anodowy:

$$2Al + 3H_2O \rightarrow Al_2O_3 + 6H^+ + 6e^-$$

A więc sumarycznie:

$$2Al + 3H_2O \rightarrow Al_2O_3 + 3H_2$$

Zwróćmy uwagę, że kwas siarkowy w elektrolicie nie zużywa się. Przy okazji, nazwy elektrod dla elektronika mogą być nieco mylące. Katoda to elektroda, na której zachodzi reakcja redukcji. Nazwa pochodzi od greckiego słowa oznaczającego obniżanie, drogę w dół (obniża się stopień utlenienia). Konsekwentnie, na anodzie zachodzi reakcja utleniania, nazwa pochodzi od słowa oznaczającego podwyższanie, drogę w górę. Jak łatwo zgadnąć, podwyższa się stopień utlenienia. Zabawnie robi się w przypadku akumulatora, przy jego ładowaniu katodą jest elektroda ujemna, przy rozładowywaniu katodą jest elektroda dodatnia. Podobnie z anodą, przy ładowaniu jest to elektroda dodatnia, przy rozładowywaniu ujemna.

Zacznijmy od skompletowania niezbędnego wyposażenia. Potrzebny będzie zasilacz, najlepiej pracujący w trybie źródła prądowego, ale używając stabilizatora napięcia, też damy sobie radę. Drugim elementem jest elektrolizer. Miało być najprościej, jak się da, więc użyłem dolnej połowy plastikowego pięciolitrowego kanistra po płynie do spryskiwaczy szyb samochodowych. Katody wykonałem z blachy ołowianej wygrzebanej w „przydasiach". Bezpośrednio do nich przylutowałem przewody, trzeba przy tym pamiętać, aby nie stopić ołowiu. Nastawienie lutownicy na 310°C daje dobre rezultaty. **Fotografia 1** przedstawia pracujący elektrolizer. Jeśli nie uda się zdobyć blachy ołowianej, od biedy można użyć aluminiowej. Trzeba jednak pamiętać, że aluminium rozpuszcza się w kwasie, elektrody należy więc włożyć do elektrolitu tuż przed włączeniem prądu, a wyjąć i opłukać natychmiast po zakończeniu procesu. A to jest bardzo niewygodne. W czasie procesu katody nie rozpuszczają się.

Etap 1 – przygotowanie powierzchni

Jak w przypadku każdej procedury elektrochemicznej, powierzchnia musi być przygotowana idealnie. Żadna niedoróbka nie zostanie ukryta. Przeciwnie, zostanie uwypuklona i będzie razić partactwem. Zaczynamy więc od opiłowania pozostałości po cięciu, usunięcia zabrudzeń i produktów utlenienia oraz ogratowania krawędzi (warto zakupić narzędzie zwane gratownikiem, osiągniemy rezultaty znacznie lepsze niż przy piłowaniu). Następnie szlifujemy przedmiot papierem ściernym, najpierw grubszym, potem kolejno coraz drobniejszymi. Płytka pokazana na zdjęciach była najpierw szlifowana elektryczną szlifierką papierem o uziarnieniu 120, potem 240 i w końcu, już ręcznie na mokro, 600. Na tym etapie dobrze jest pomyśleć nad przyłączeniem doprowadzeń. W pokazanym przypadku wywierciłem w rogach płytki dwa otwory o średnicy 1mm i przeprowadziłem przez nie aluminiowy drut o średnicy 1mm używany do spawania TIG. Drut ten jest twardy, nie ma więc problemów przy przepychaniu przez otwory, jest jednak kruchy, trzeba więc uważać przy jego skręcaniu. Doprowadzenia prądu muszą być wykonane bardzo starannie, w trakcie procesu zarówno na przedmiocie, jak i na drucie doprowadzającym powstaje tlenek glinu, który jest izolatorem. Ponieważ ze względu na możliwość zanieczyszczenia roztworu nie możemy użyć innego drutu niż aluminiowy, trzeba dobrze przemyśleć kwestię doprowadzeń.

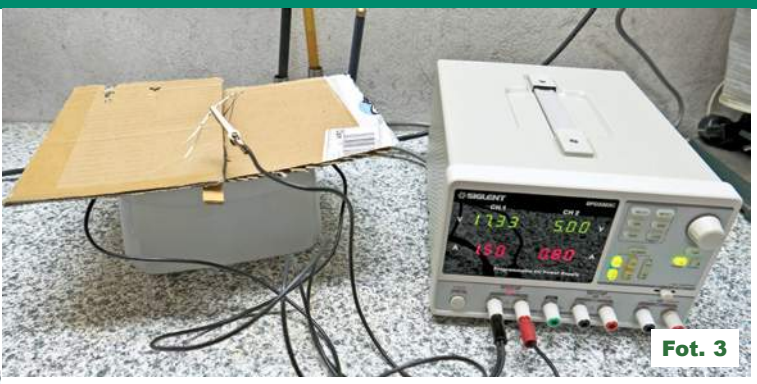
Etap 2 – anodowanie

Elektrolit przygotujemy z akumulatorowego kwasu siarkowego. Jest on tani, łatwo dostępny i relatywnie bezpieczny. Do elektrolizera wlewamy 600ml kwasu i dodajemy 1200ml wody destylowanej lub demineralizowanej (można też użyć wody przegotowanej). Tak, wiem. „Wlewaj zawsze kwas do wody". Ta zasada dotyczy jednak kwasu stężonego. Tak nawiasem mówiąc, jej dosłowne zastosowanie nie zapewnia bezpieczeństwa, przy wlewaniu stężonego kwasu do wody absolutnie konieczne jest mieszanie. My jednak użyliśmy kwasu akumulatorowego i nie musimy się martwić o kolejność dodawania składników. Bezpośrednio przed włożeniem do elektrolizera przedmiot dokładnie odtłuszczamy acetonem, nie dotykając palcami (rękawiczki), wykonujemy podłączenia i wkładamy na jakieś dwie minuty do mniej więcej 2% roztworu wodorotlenku sodu (łyżeczka wodorotlenku na litr wody). Jeśli wszystko jest w porządku, powinniśmy zaobserwować wydzielanie się wodoru w postaci mgiełki małych bąbelków. Przedmiot opłukujemy, nie dotykając go, podłączamy zasilacz do doprowadzeń, wkładamy do elektrolizera i **natychmiast** włączamy prąd. **Fotografia 2** pokazuje zestawioną i pracującą aparaturę. Jeśli użyliśmy zasilacza prądowego, obserwujemy szybki wzrost napięcia, a jeśli używamy stabilizatora napięcia, ustawmy go początkowo na 5V i zwiększajmy napięcie, aby utrzymywać wartość prądu bliską obliczonej (po kilku minutach prąd ustabilizuje się). Zwykle stosuje się prąd o gęstości 1 do 3 amperów na decymetr kwadratowy, musimy więc zmierzyć powierzchnię przedmiotu (chodzi o powierzchnię ulegającą procesowi, uwzględniamy więc obie strony płytki, w przypadku przedmiotów o innym kształcie mierzymy lub obliczamy jego całkowitą powierzchnię).

Fot. 1

Fot. 2

eprasa.pl 0ecd/747c0



Fot. 3

Fot. 4

Fot. 5

Jak długo prowadzić proces? W Internecie można znaleźć przedziwne i niezwykle skomplikowane sposoby obliczenia czasu anodowania. Tymczasem sprawa jest prosta:

$$t = \frac{\pi S d}{I}$$

gdzie:

t – czas procesu w minutach
S – powierzchnia w dm^2
d – grubość warstwy tlenkowej w µm
I – prąd w amperach

Tak więc, zakładając powierzchnię 100cm^2, czyli 1dm^2, jeśli chcemy otrzymać warstwę o grubości 40µm i pracujemy przy maksymalnym prądzie 3A, uzyskamy czas 42 minuty. W przybliżeniu minutę na mikrometr. Prościej się nie da.

W trakcie procesu na katodach wydziela się wodór. Jego bąbelki porywają elektrolit, tworząc zol kwasu. Dobrze jest więc na czas procesu przykryć elektrolizer na przykład odpadowymi ścinkami tektury (**fotografia 3**). Na anodzie na samym początku procesu dość obficie wydziela się tlen, później jednak wydzielanie gazu jest minimalne.

Po zakończeniu anodowania przedmiot wyjmujemy, płuczemy w wodzie i osuszamy papierowym ręcznikiem. Jeśli wszystko poszło dobrze, przedmiot jest pokryty jasnopopielatą powłoką. Możemy przystąpić do kolejnego etapu.

Etap 3 – barwienie

Proces ten polega na włożeniu przedmiotu na około 20 minut do roztworu barwnika. Bardzo dobre rezultaty daje zastosowanie specjalistycznych barwników do barwienia przedmiotów eloksalowanych, jednak ich zakup w rozsądnie małych ilościach jest trudny. Można próbować użyć innych barwników, jednak rezultat jest trudny do przewidzenia. Płytka pokazana na **fotografii 4** była barwiona barwnikowym tuszem do drukarki Canon. Jednak zastosowanie tuszu żółtego do tej samej drukarki zakończyło się całkowitą klęską, podczas uszczelniania powłoki barwnik został całkowicie usunięty z warstwy tlenku. Warto także zwrócić uwagę na problem trwałości barwnika, szczególnie w przypadku narażenia na promieniowanie UV.

Po barwieniu przedmiot wygląda mało atrakcyjnie, jest gładki, ale matowy.

Etap 4 – uszczelnianie, czyli zamykanie porów

Teraz jest naprawdę prosto. Wystarczy nasz przedmiot włożyć do wrzącej wody i nieco pogotować. Trzeba go jednak zawiesić tak, aby nie dotykał ścianek naczynia. Jak długo prowadzić ten proces? Tu znowu Internet daje pełną gamę odpowiedzi. I ponownie sprawa jest prosta: dwie minuty na każdy mikrometr warstwy. Nasz przedmiot pokryty warstwą 40µm trzeba więc uszczelniać 80 minut. Jeśli zrobiliśmy to jak należało, przedmiot nabiera eleganckiego, jedwabistego połysku (**fotografia 5**).

Kilka uwag na zakończenie

Opisaną techniką możemy otrzymać warstwę o grubości od 20 do 40µm. Jeśli przedmiot ma być barwiony na ciemny kolor, lepiej sprawdzi się grubsza warstwa. Jeśli kolor ma być jasny, wystarczy 20–25µm. Jeśli zależy nam na naprawdę grubej warstwie, nawet 100µm, proces powinniśmy prowadzić w niskiej temperaturze. W zasadzie jest to wykonalne, ale w amatorskich warunkach trudne. Nawet w przypadku niewielkiej płytki o powierzchni 50cm^2 w temperaturze pokojowej w układzie wydziela się około 50W. W niskich temperaturach napięcie procesu jest wyższe, więc moc będzie większa. Potrzebne jest więc skuteczne chłodzenie. Ze względu na powstawanie żrącego zolu w czasie procesu użycie domowej lodówki nie jest dobrym pomysłem.

Dla dociekliwych

W przypadku barwienia na jasne kolory lepsze rezultaty otrzymuje się, stosując do anodowania 10% kwas siarkowy, w przypadku barwienia na kolory ciemne, w szczególności na czarno, kwas 20%. Pojawia się więc problem przygotowania roztworów kwasu o odpowiednim stężeniu. Przeglądanie Internetu prowadzi do konkluzji, że wiedza na ten temat jest, użyjmy eufemizmu, skromna. Powiedzmy, że z kwasu akumulatorowego o gęstości 1,26g/cm^3 chcemy sporządzić roztwór o stężeniu 12,5%. Kwas o gęstości 1,26g/cm^3 ma stężenie procentowe 34,55%. Powiedzmy, że chcemy otrzymać 1 litr kwasu 12,5%. Kwas o tym stężeniu ma gęstość 1,09g/cm^3, jeden dm^3 waży więc 1090g. Skorzystajmy z mnemotechnicznego sposobu przeliczania stężeń:

34,55 → 12,5 → 12,5 – 0 = 12,5
0 → 12,5 → 34,55 – 12,5 = 22,01

Trzeba więc użyć 12,5g kwasu o stężeniu 34,55% i 22,01g wody. Razem otrzymamy:

12,5 + 22,01 = 34,55g kwasu o stężeniu 12,5%, potrzebujemy 1090g tego kwasu. Więc z proporcji:

34,55 1090
12,5 x
x = 12,5 * 1090 / 34.55 = 394g kwasu o stężeniu 34,55%.

Ponieważ gęstość kwasu wynosi 1,26g/cm^3, objętość 394g wyniesie 394 / 1,26 = 313ml. Następnie dodajemy 696g wody.

Pamiętajmy, że stężenia procentowe zawsze odnoszą się do masy, obliczenia przeprowadziliśmy więc w gramach. No dobrze, ale stężenia pewnych produktów wyrażone są w procentach objętościowych. Na przykład stężenie 40% v/v oznacza, że 40ml etanolu rozcieńczono wodą do 100ml. Dlaczego stosuje się tak dziwaczne jednostki? Policzmy. Etanol ma gęstość 0,79425g/cm^3, więc 40ml waży:

40 * 0,79425 = 31,77g.

Gęstość takiego roztworu wynosi 0,952g/cm^3, 100ml waży więc 95,2g. Policzmy stężenie procentowe: 31,77 / 95,2 = 33,4. Cóż, 40% wygląda znacznie lepiej niż 33,4%. I taki jest właśnie sens „procentów objętościowych". Jest to więc parametr czysto reklamowy, coś jak dobrze znane elektronikom PMPO.

Paweł Pawłowicz
pawel.pawlowicz@upwr.edu.pl

eprasa.pl 0ecd7747c0

Radiola HYMNUS Hi-Fi Stereo

W jednym z wcześniejszych artykułów wspominałem o radioli. Młodzi Czytelnicy być może nie spotkali się z nazwą „radiola", która określa dawny zestaw elektroakustyczny, zawierajacy w jednej dużej obudowie oprócz odbiornika radiowego także gramofon lub magnetofon. Pamiętam tylko, że wspomniana radiola była produkcji niemieckiej, miała wbudowany wysokiej klasy odbiornik „Stern", adapter, magnetofon, miejsce na płyty i taśmy oraz barek.

Kilka miesięcy temu spotkałem podobną radiolę firmy Telefunkem. Początkowo nie chciałem się nią zająć, ale z powodu unikalnego wykonania po wielu namowach zdecydowałem się jednak ją naprawić. Jest do duża szafka o wymiarach 125×90×50cm, ważąca 70kg. Ma lampowy odbiornik ze sterofonicznym stopniem Hi-Fi niskiej częstotliwości, adapter stereo z samoczynnym zmieniaczem płyt oraz komorę do umieszczenia magnetofonu. W przedniej dolnej części ma dwa głośniki niskotonowe dla kanału prawego oraz filtry głośnikowe i zwrotnice. Po odbydwu bokach w górnej części są umieszczone odchylane głośniki wysokotonowe. Dodatkowo na wyposażeniu są dwie kolumienki średniotowne, kóre można podłączyć do gniazd znajdujących się w tylnej części odbiornika. Wszystkie połączenia odbiornika z siecią, głośnikami, adapterem, filtrami głośnikowymi oraz żaróweczką sygnalizacyjną są wykonane na stałe. To nie pozwala dokładnie przyjrzeć się odbiornikowi. Pierwszą moją czynnością było więc przerobienie połączeń stałych na rozłączne, aby można było wyjmować odbiornik na zewnątrz. Przewody zasilające, głośnikowe oraz do żarówki kontrolnej zostały połączone złączkami dwuwtykowymi. Pozostałe dziewięć przewodów po przecięciu zostało przylutowane do złączki typu naval, stosowanej między innymi w magnetofonach Szmaragd. Aby uniknąć pomyłki przy montażu, złączki dwuwtykowe zostały dokładnie oznaczone. Po tej operacji odbiornik można było wyjąć z radioli i zająć się nim na stole. Dziwi mnie, że firma należąca do światowej czołówki nie zastosowała połączeń rozłącznych. Wielu producentów stosuje takie połączenia z głośnikami, przełącznikami barwy dźwięku, a nawet z zasilaczami. Bardzo to upraszcza demontaż poszczególnych zespołów przy naprawie.

Druga sprawa to stosowanie osobnego transformatorka do żarzenia lamp ECC83 i ECC85, pracujących w stopniu napięciowym. Ten sam efekt (zminimalizowanie brumu) można osiągnąć, stosując osobne uzwojenie żarzenia na transformatorze sieciowym.

Po dokładnym obejrzeniu okazało się, że brakuje dwóch głośników niskotonowych z lewego kanału i został wyrwany styk nr 3 z głowicy UKF. Widać było również bardzo niechlujnie przewinięty, oraz prowizorycznie zamontowany trafo sieciowy. Dowiedziałem się, że trafo przewijał elektryk zajmujący się przezwajaniem silników elektrycznych. Ponieważ trafo po przewinięciu nadal dymił, więc radiola w końcu trafiła do mnie.

Po wymontowaniu trafa z radia dokonałem pomiarów bez obciążenia. Prąd jałowy wynosi 530mA zamiast spodziewanych 50–70mA, napięcie anodowe: 348V, a napięcie żarzenia: 11,1V.

Po rozebraniu trafa policzyłem zwoje i okazało się, że uzwojenie sieciowe dla 240V miało nawinięte 640 zwojów drutem 0,4mm; uzwojenie anodowe miało 940 zwojów ϕ 0,18 zamiast ϕ 0,25mm, a uzwojenie żarzenia miało 30 zwojów ϕ 1,1mm. Tak przewinięty trafo musiał się palić i gdyby nie został natychmiast wyłączony, zniszczyłby lampy.

eprasa.pl 0ecd7747c0

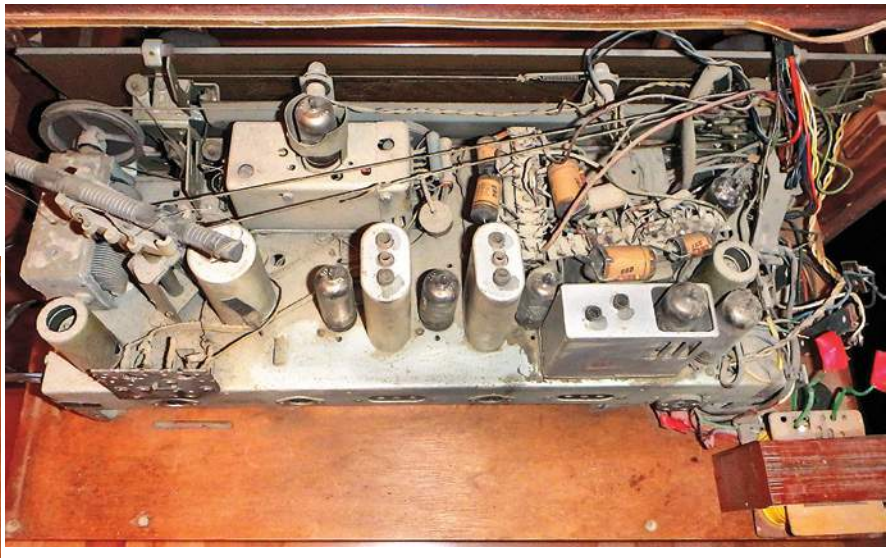
Pierwszą przyczyną spalenia trafa sieciowego był prostownik selenowy napięcia anodowego, który został zastąpiony układem krzemowym.

Aby wlutować do głowicy wyrwany styk, trzeba było głowicę wymontować i zdjąć z niej obudowę. Dalsza renowacja była podobna do wcześniej opisywanych.

Odbiornik jest superheterodyną o ośmiu obwodach AM i jedenastu FM. Stopień stereo Hi-Fi jest układem niskiej częstotliwości z dodatkowym przedwzmacniaczem korekcyjnym do adaptera. Przedwzmacniacz zbudowany na lampie ECC83 umożliwia wzmocnienie słabych sygnałów z wkładki magnetycznej o amplitudzie kilku do kilkunastu mV oraz ich korekcję. Wejście tego przedwzmacniacza jest połączone bezpośrednio z gniazdkiem pierwszym stereo na tylnej ściance chassis odbiornika.

Trafo nawinąłem na napięcie sieciowe 240V z odczepem na 220V drutem ϕ 0,4mm. Uzwojenie anodowe nawinąłem drutem 0,25mm, a uzwojenie żarzenia drutem 1,2mm. Trafo żarzenia miał ślady przegrzania, więc też został przewinięty, ale na napięcie 220V. Nie mogę zrozumieć, jakim sposobem zawodowy elektryk mógł tak spartaczyć przewinięcie trafa. Goszczący niejednokrotnie na łamach EdW Stefan Roguski również jest specem od silników elektrycznych, ale transformatory i inne urządzenia w jego wykonaniu mogą służyć za wzór rzetelnych obliczeń i solidnego wykonania. Sam kilkakrotnie korzystałem z jego wiedzy.

Drugi stopień wzmacniacza napięciowego na ECC85 przez układ RC i przełącznik zakresów jest dołączony do drugiego i trzeciego gniazdka. Można do nich podłączyć zewnętrzny magnetofon albo adapter z wkładką krystaliczną, która wytwarza sygnały o amplitudzie 200–600mV. Podczas pracy wewnętrznego adaptera stereo cały tor niskiej częstotliwości pracuje w systemie stereo Hi-Fi. Przełącznik zakresów umożliwia przełączanie gniazdek 2 i 3 w system stereo lub mono. Odbiornik radiowy zawsze pracuje w trybie mono. Wkładka adapterowa ma dwie igły diamentowe umieszczone naprzeciw siebie. Jedna służy do odtwarzania płyt 78 obr./min, a druga – płyt 16, 33 oraz 45 obr./min. Adapter ma mechanizm samoczynnego zmieniania płyt oraz czujniki mechaniczne ustalające położenie ramienia w zależności od średnicy płyty. Ruchoma półka, na której spoczywa adapter, ma z tyłu zamontowany wyłącznik krańcowy odłączający zasilanie przy jej wysuwaniu w celu nakładania płyt.



Po odsunięciu prawych drzwiczek zaświeca się umieszczona w tylnej części za mleczną szybką żarówka 25W/220V podświetlająca komorę adaptera. Po odsłonięciu lewych drzwiczek widać odbiornik radiowy a pod nim komorę do umieszczenia magnetofonu.

Pragnę zaznaczyć, że ***nie ma stereofonicznych odbiorników lampowych. Te przedstawiane jako stereofoniczne mają tylko stereofoniczny stopień niskiej częstotliwości (wzmacniacz wyjściowy)***. Z tego co mi wiadomo, były próby skonstruowania lampowego radia stereo, ale koszt oraz trudności z wykonaniem lampowego dekodera stereo zniechęciły do dalszych prac w tym zakresie.

Fotografie przedstawiają radiolę przed renowacją, widać też na nich wspomniany, niechlujnie zamocowany, trafo sieciowy.

Jerzy Szymański
j.szymanski@wp.eu

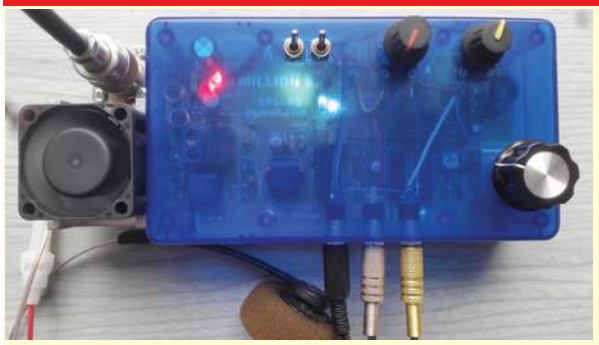
eprasa.pl 0ecd7747c0

EdW 10/2021 – lista osób nagrodzonych:

Circuit Chaos.....Warszawa
Zygmunt Flisak.....Opole
Mariusz Hejto .....Łowczówek
Leszek Kamiński.....Dynowo
Sebastian Kałużyński.....Wrocław
Andrzej Kubiak .....Rumia
Zygmunt Mijakowski..... Szczecin
Tomasz Nowak ..... Piaseczno
Rafał Orodziński.....Białystok
Mariusz Rusek ..... Nowy Dwór
Ryszard ..... Kraków
Rafał Sikorski ..... Dębe
Tomasz Sukiennik.....Kraków
Tadeusz Susfał.....Warszawa
Leszek Świątkowski .....Pakość
Paweł Witkowski.....Warszawa
Damian Wiszniewski ..... Laski
Szymon Wójtowicz.....Warszawa
Damian Ząbczyk .....Nowa Osuchowa

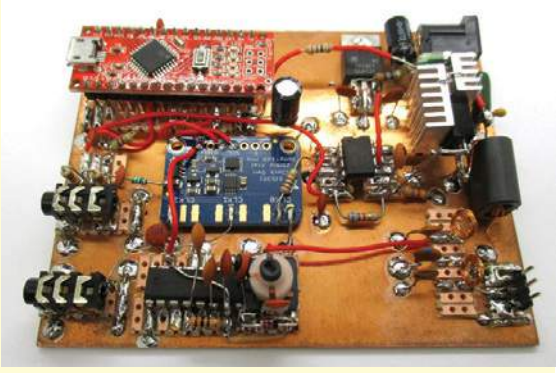
Uwaga! Jeśli do końca października poczta nie dostarczy osobie z powyższej listy przesyłki z nagrodą, prosimy zgłosić ten fakt redakcji (22 783 00 20, ewa.dudzik@elportal.pl)

Zajrzyj do interesujących materiałów
„Świat Radio" 9–10/2021



Transceiver MILLION$ SP3ABG
Transceiver MILLION$ to najnowsze opracowanie SP3ABG. Podobny układ, ale z tranzystorem bipolarnym był zastosowany w pierwszym Traperze z 1983 r. – TRAPER 83. MILLION$ powstał w tym roku i spełnia inne wymagania oraz ma zastosowane aktualnie dostępne elementy.
TRX pomimo swej prostoty umożliwia dwustronne łączności CW/SSB w paśmie 80m. Moc nadajnika wynosi ponad 10W, czułość odbiornika około 1uV.

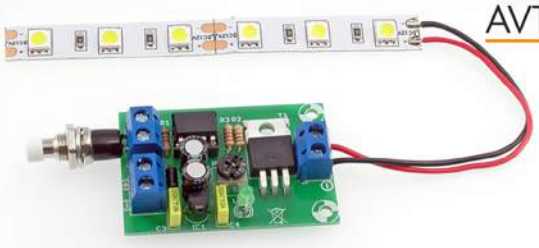
Transceiver QRP FT8
Od momentu pojawienia się w połowie 2017 r. nowej emisji cyfrowej FT8, zyskała ona tak wielką popularność, że aktualnie blisko połowa łączności na pasmach amatorskich odbywa się właśnie na FT8. Nic dziwnego, konstruktorzy zaczęli budować proste transceivery QRP do pracy tą emisją. W eksperymentalnym układzie DK7JB zostały użyte gotowe moduły Ardunino-Nano-Clone oraz SI5351-Board z Adafruit. W torze RX pracuje CD2003, a w TX MCP14E8-E/P i IRF720.



Errare Humanum Est

W ciągu ostatniego miesiąca nie zgłosiliście żadnych błędów w EdW.

R E K L A M A



AVT 1969 Sterownik lampki z układem czasowym

Układ czasowy, który po dołączeniu do źródła światła pełni funkcję lampki nocnej. Najlepiej nadaje się do zasilania taśm LED 12 V oraz niektórych „żarówek" LED. Każdorazowe naciśnięcie przycisku uruchamia układ czasowy, który jednocześnie płynnie załączy dołączone do wyjścia układu źródło światła. Po upływie określonego czasu, nastąpi płynne powolne wygaszenie lampki.

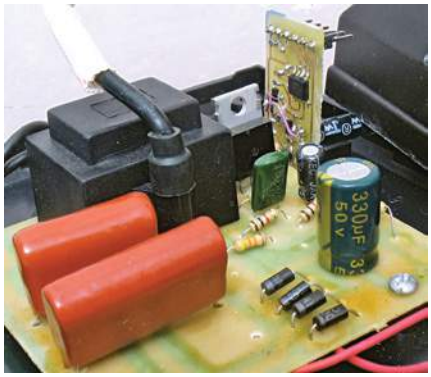
Znajdź nas na

KITy AVT

eprasa.pl 0ecd7747c0

Zadanie CoTo2110

Zadanie konkursowe brzmi:
Co przedstawia zamieszczona niżej fotografia?



Prosimy o krótkie odpowiedzi.

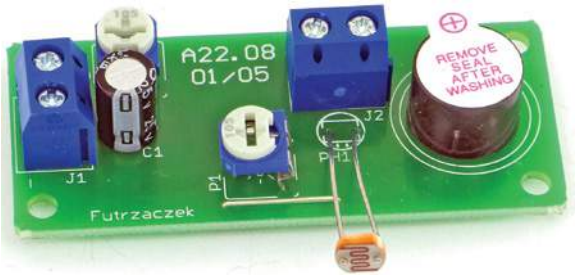
E-maile z odpowiedziami należy przysyłać w ciągu miesiąca od ukazania się numeru, na adres: ***konkursy@elportal.pl***, **nie zapominając o podaniu adresu** niezbędnego do wysyłki upominku.

W tytule e-maila należy podać nazwę konkursu, numer zadania i własne nazwisko, np. *CoTo2110Kowalski*.

Wśród autorów prawidłowych odpowiedzi rozlosowane zostaną 3 kity AVT.

Rozwiązanie zadania CoTo2107

Fotografia pochodzi z artykułu „Akustyczny sygnalizator włączonego oświetlenia", którego autorem jest Michał Kurzela. Artykuł ukazał się w EdW 12/2020, na stronie 50.



Za prawidłowe odpowiedzi upominki w postaci kitów AVT otrzymują:
Tomasz Nowak – Piaseczno,
Damian Ząbczyk – Nowa Osuchowa,
Zygmunt Flisak – Opole.

W najbliższych numerach EdW planujemy

EdW 11/2021

Miernik wzmacniaczy operacyjnych
Projektów testerów wzmacniaczy operacyjnych jest mnóstwo, ale pozwalają one jedynie stwierdzić, że wzmacniacz operacyjny jest sprawny. Opisywany prosty przyrząd ma nieporównanie większe możliwości - pozwala zmierzyć wszystkie kluczowe parametry rozmaitych wzmacniaczy.

EdW 12/2021

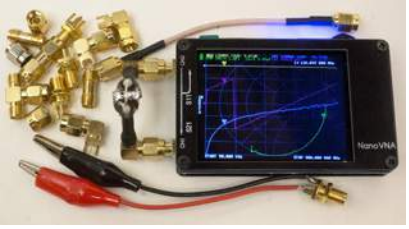
CNC
Określenie „obrabiarka sterowana numerycznie" prawie każdemu skojarzy się z jakąś profesjonalną potężną i skomplikowaną maszyną. Artykuł przekonuje, że tego rodzaju maszynę prawie każdy współczesny hobbysta może z powodzeniem zbudować i wykorzystać w swoim domu.

EdW 1/2022

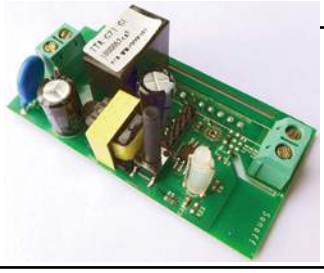
Moja własna karta audio USB
Przekonaj się, że dzięki kostce CM119 budowa komputerowej karty dźwiękowej wcale nie jest tak trudna, jak mogłoby się wydawać. Przy okazji poznaj pokrewne układy scalone C-Media, przydatne także w mniej tradycyjnych zastosowaniach.

W kolejce na publikację czekają m.in.:

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



Rezystancja kabli
Przewody laboratoryjne, inne przewody, ścieżki na płytce mogą mieć, i często mają, zaskakująco dużą rezystancję...



New Kid in Town czyli odkrywanie „nowego ESP8266"
W wielu modułach przeznaczonych do inteligentnego domu zawarte są popularne od lat moduły WiFi typu ESP8266.

eprasa.pl 0ecd7747c0

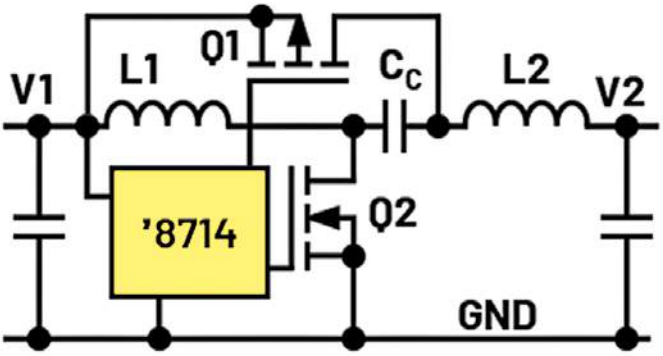
Jak to działa

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

Jak działa i do czego służy taki układ?

Odpowiedzi, koniecznie oznaczone dopiskiem
Jak10,
należy nadsyłać w terminie 60 dni
od ukazania się tego numeru EdW.
Nagrodami w konkursie będą
3 kity AVT

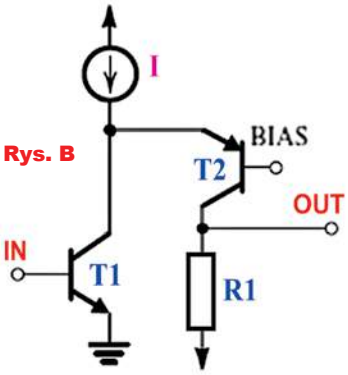
Rysunek A



Rozwiązanie zadania *Jak to działa* z EdW 6/2021

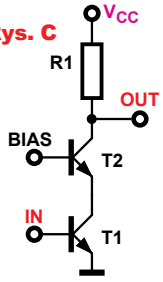
W numerze 6/2021 przedstawiony był, pokazany na **rysunku B**, nieskomplikowany układ elektroniczny. Jest to... prosty wzmacniacz w układzie kaskody.

Rys. B



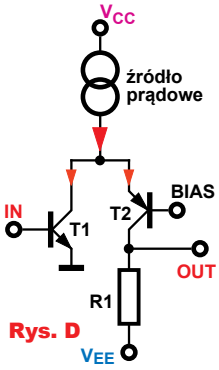
Zadanie byłoby beznadziejnie wręcz łatwe, gdyby schemat wyglądał jak na **rysunku C**. To jest klasyczna kaskoda z tranzystorami bipolarnymi NPN. Wzmacniacze kaskodowe są znane od dawna i najpierw były realizowane z wykorzystaniem lamp. Były często używane jako wzmacniacze w.cz. W literaturze można znaleźć schematy wzmacniaczy kaskodowych z wykorzystaniem tranzystorów bipolarnych oraz polowych FET i JFET.

Rys. C



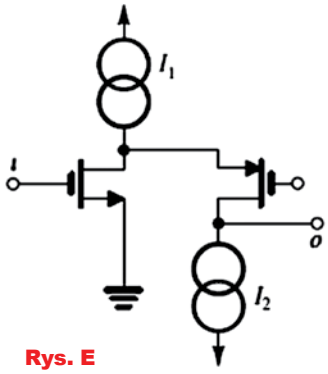
Natomiast układ według rysunku B w literaturze znany jest jako **folded cascode**, co na język polski bywa tłumaczone jako „dzielona kaskoda”, „składana kaskoda”, „zagięta kaskoda”, „łamana kaskoda” albo jako kaskoda zawinięta lub podwinięta. Układ jest mało znany, nieczęsto stosowany, dlatego w niektórych polskojęzycznych źródłach używa się określenia „folded cascode”, jak w dokumencie:
https://repo.pw.edu.pl/info/bachelor/WUT95603e42158e417aabd8538850635736/?affil=WEiTI&r=diploma&tab=&lang=pl
w skrócie: https://bit.ly/3CXCgED.

Działanie wersji z rysunku B jest podobne do pracy klasycznej kaskody, jednak są pewne istotne różnice, które okazują się zaletami. Właściwości i zalety można łatwiej dostrzec na **rysunku D**,



Rys. D

gdzie zaznaczone są wyraźnie dwa napięcia zasilające: dodatnie V_{CC} i ujemne V_{EE}. Jak widać, źródło prądowe dostarcza prąd dla obu tranzystorów. Na pierwszy rzut oka mogłoby się wydawać, że jest to wzmacniacz, który nie odwraca fazy. Jednak wystarczy zauważyć, że zwiększenie napięcia bazy T1 i prądu kolektora T1 powoduje zmniejszenie prądu T2, przez co napięcie na wyjściu staje się bardziej ujemne – układ odwraca fazę jak klasyczna kaskoda.



Rys. E

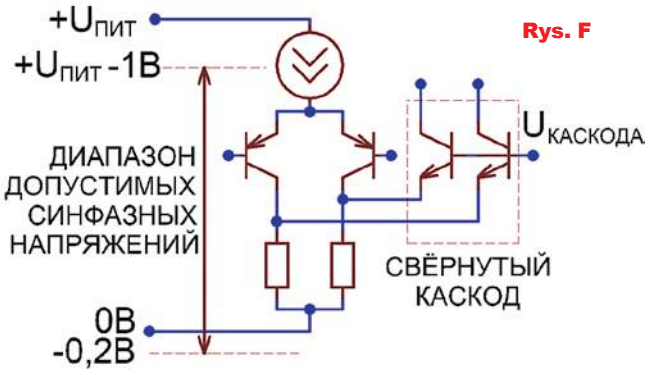
W niektórych takich rozwiązaniach rezystor obciążenia R1 jest zastąpiony źródłem prądowym, co zwiększa wzmocnienie napięciowe.

Zamiast tranzystorów bipolarnych stosowane są też polowe – przykład na **rysunku E**.

Możliwe do realizacji są też wersje hybrydowe, zawierające i tranzystor bipolarny, i polowy - pozwala to uzyskać specyficzne parametry, ale jest bardzo rzadko wykorzystywane w realnych układach.

Zdecydowanie częściej wykorzystywane są różnicowe układy tego rodzaju. **Rysunek F**, pochodzący z rosyj-

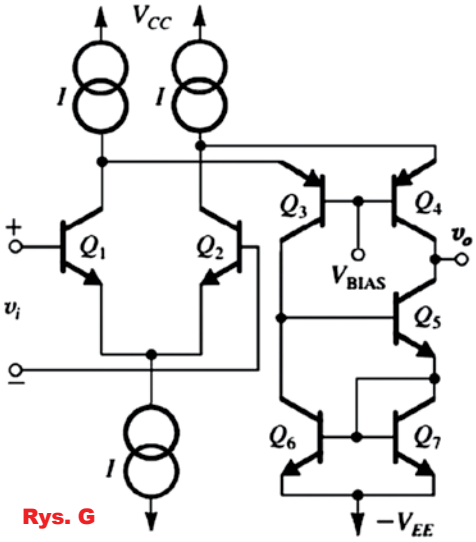
Rys. F



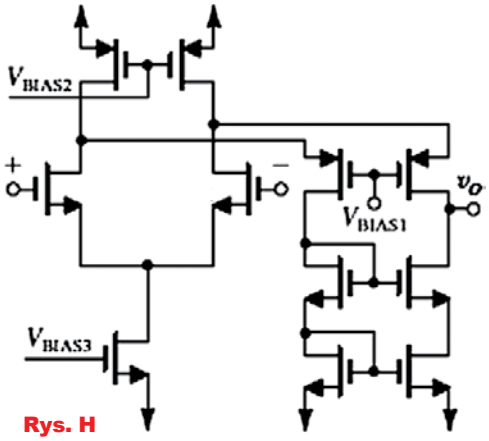
eprasa.pl 0ecd7747c0

skiej Wikipedii, pokazuje ważną zaletę wersji podwójnej z tranzystorami PNP w stopniu wejściowym: bardzo szeroki zakres roboczych napięć wejściowych, obejmujący też ujemną szynę zasilania, a nawet napięcia nieco niższe (a także może zapewnić szeroki zakres napięć wyjściowych, czego tu nie widać).

Odmiany „folded cascode" można spotkać w nielicznych wzmacniaczach audio. Jednak takie różnicowe układy kaskodowe są wykorzystywane przede wszystkim do budowy wzmacniaczy operacyjnych. Przykłady na **rysunkach G** i **H**.



Rys. G



Rys. H

W obu tych rozwiązaniach koncepcja jest taka sama: na wejściu mamy parę różnicową. Wyżej umieszczone są źródła prądowe i dołączone są dwa tranzystory tworzące kaskodę. Natomiast obciążeniem tych tranzystorów wyjściowych nie są rezystory, tylko lustra prądowe Wilsona, zapewniające ogromne wzmocnienie.

Osoby, które chciałyby dokładniej zgłębić temat tego rodzaju wzmacniaczy operacyjnych, bez trudu znajdą mnóstwo informacji po wpisaniu w wyszukiwarkę hasła „folded cascode", oczywiście w języku angielskim.

Zadanie okazało się zaskakująco trudne. Odpowiedzi było niewiele, a znaczna część nie była trafna. Oto przykłady nietrafnych rozwiązań:

(...) Jest to inwerter i konwerter napięcie -> prąd w jednym. (...)

(...) prawdopodobnie jest to czujnik temperatury (...)

(...) nietypowy szybki przełącznik (...)

(...) najbardziej wygląda mi to na układ porównujący (...)

Nagrody-upominki za udział w bardzo trudnym zadaniu ***JakDziałaó*** otrzymują:

Damian Wiszniewski – Laski,
Mariusz Rusek – Nowy Dwór oraz
Szymon Wójtowicz – Warszawa.

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

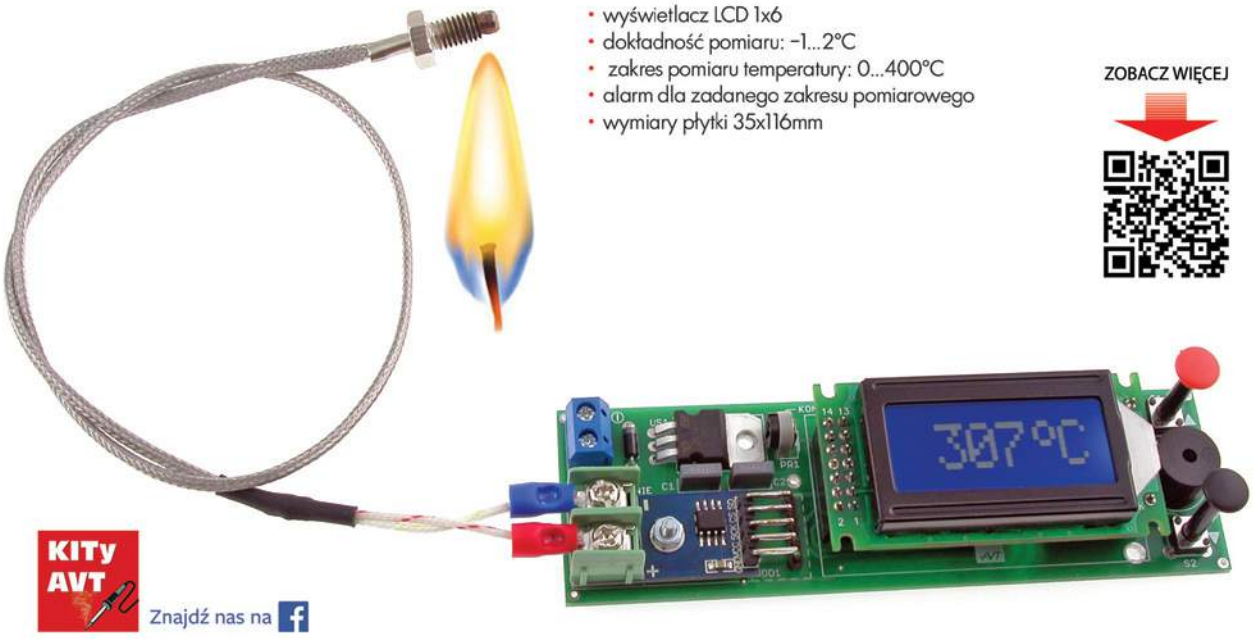
R E K L A M A

AVT 1960 Termometr z termoparą i alarmem

Termometr umożliwia pomiar temperatury do 400°C za pomocą dostarczonej w zastawie "termopary". Moduł dodatkowo wyposażony został w sygnalizację przekroczenia zadanej temperatury. Alarm realizowany jest z użyciem modulowanego sygnału dźwiękowego.

- wyświetlacz LCD 1x6
- dokładność pomiaru: -1...2°C
- zakres pomiaru temperatury: 0...400°C
- alarm dla zadanego zakresu pomiarowego
- wymiary płytki 35x116mm

ZOBACZ WIĘCEJ



KITy AVT
Znajdź nas na

eprasa.pl 0ecd7747c0

oferta, formularz zamówienia

AVT sklep

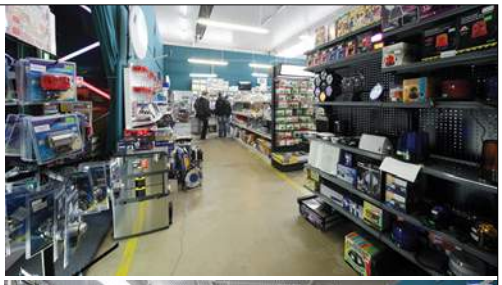
sklep.avt.pl

Produkty z oferty i wyroby AVT
można nabyć na kilka sposobów:

W sklepie internetowym:

sklep.avt.pl

W sklepie firmowym AVT:
Warszawa - Żerań
ul. Leszczynowa 11



Wypełniając poniższy formularz zamówienia

Formularz należy wysłać na adres:
AVT SPV Sp. z o. o.
03-197 Warszawa
ul. Leszczynowa 11

prześlij na adres:
AVT SPV Sp. z o.o.
03-197 Warszawa
ul. Leszczynowa 11

Miejsce na **kupon rabatowy** EdW 8/2021

Miejsce na **kupon rabatowy** EdW 9/2021

Miejsce na **kupon rabatowy** EdW 10/2021

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

ZAMÓWIENIE na artykuły z oferty AVT

Kity

Oznaczenia wersji kitów:
- [A] płytka drukowana PCB
- [UK] zaprogramowany układ
- [A+] płytka PCB i zaprogramowany układ
- [B] płytka PCB (lub płytki), UK (jeśli występuje) i komplet elementów elektronicznych wymienionych w dokumentacji zestawu.
- [C] zestaw zmontowany

Numer kitu AVT	A	A+	B	C	UK

Inne artykuły z oferty AVT

Kod – Nazwa	Ilość

Nadawca: ....
imię i nazwisko *nr prenumeraty*

Adres: ....

☐ wysyłka pobraniowa kurierem: 19zł

....
nr telefonu *e-mail* *data* *podpis*

eprasa.pl 0ecd7747c0

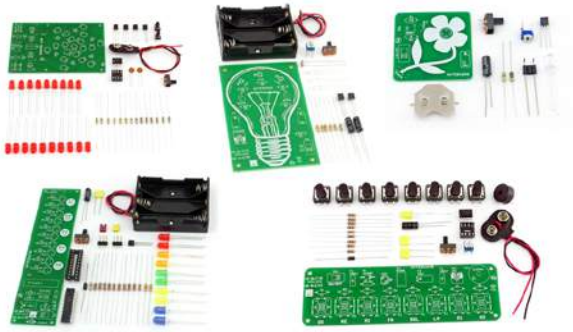
AVTEDU

Poznaj całą serię

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

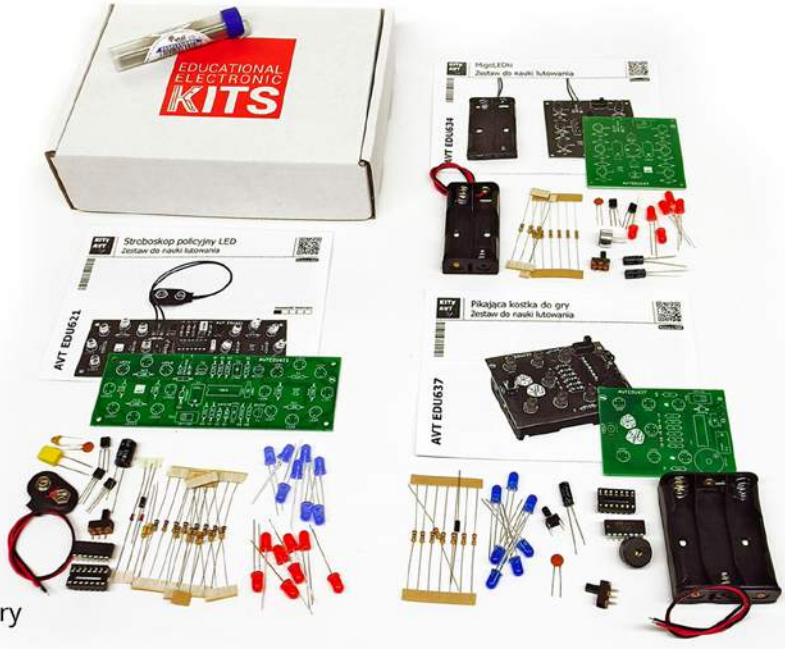
#AVTEDU #NaukaLutowania #KityAVT

AVTEDU to zestawy (KITy) DIY do samodzielnego zlutowania.
W zestawach znajduje się płytka drukowana i komplet elementów elektronicznych.



AVTEDU3PAKIET - to zestaw 3 kitów DIY do nauki lutowania:

AVTEDU621 - Stroboskop policyjny LED,
AVTEDU634 - MigoLEDki,
AVTEDU637 - Pikająca kostka do gry
Zestaw zawiera również fiolkę cyny.



Efektem generowanym przez **AVTEDU621** jest **imitacja świateł pojazdu uprzywilejowanego**
Naprzemienne rozbłyski czerwonych i niebieskich diod LED

AVTEDU634 to interesujący efekt świetlny.
Umieszczając go w pobliżu głośników
diody LED migają w takt odtwarzanej muzyki.

AVTEDU637 to jedyna w swoim rodzaju kostka do gry **z dźwiekiem imitującym turlanie się kostki.**
Wylosowana liczba oczek wyświetlana jest za pomocą diod LED.

Kupując zestawy AVTEDU w pakiecie **oszczędzasz!**

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

AVT sklep **sklep.avt.pl**

eprasa.pl 0ecd7747c0

Brakuje Ci archiwalnego wydania

ELEKTRONIKI DLA WSZYSTKICH?

Każde wydanie przejrzyj on-line

Szybka wysyłka GRATIS

Zamów wygodnie na **www.UlubionyKiosk.pl**

eprasa.pl 0ecd7747c0