Szkoła Konstruktorów – Elektronika do kontroli procesu kompostowania

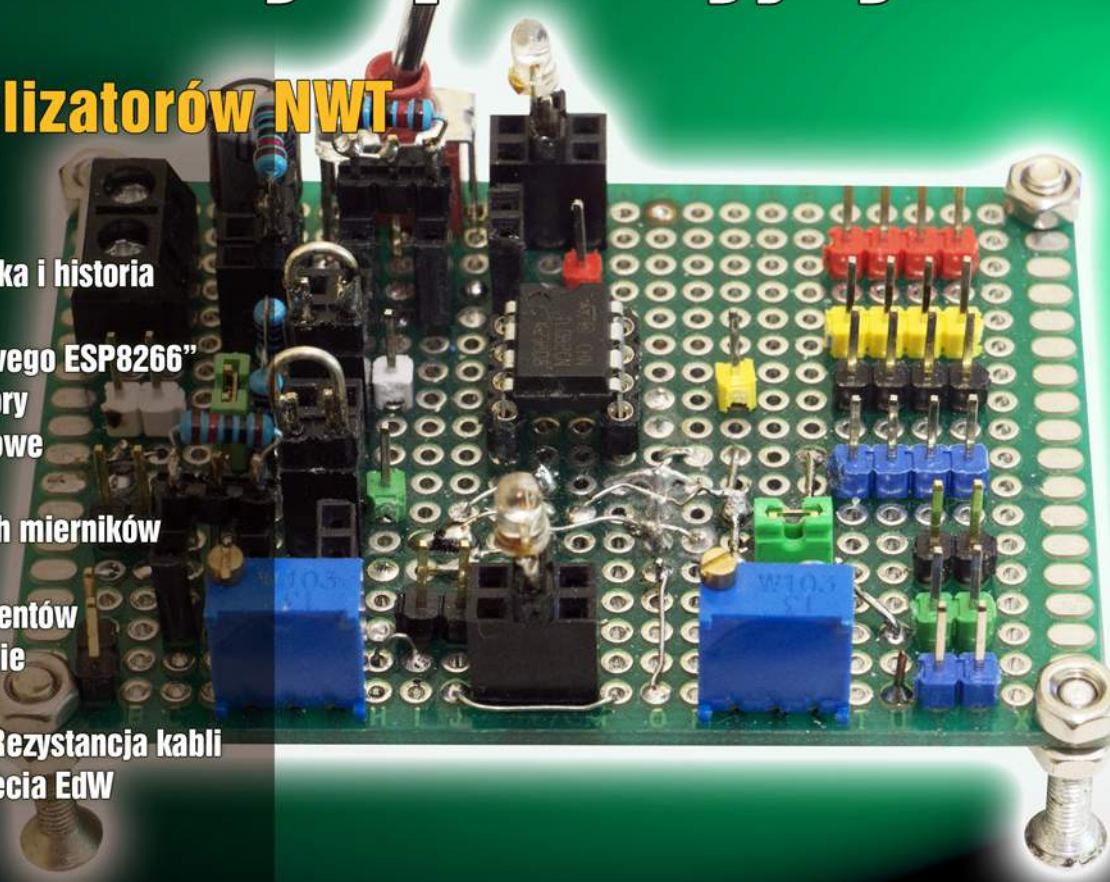
ELEKTRONIKA dla wszystkich

11/2021 LISTOPAD • CENA 13,90 zł (w tym 8% VAT)

edw.elportal.pl

Miernik wzmacniaczy operacyjnych

Detektory analizatorów NWT



- Nowa rubryka: Elektronika i historia
- New Kid in Town, czyli odkrywanie „nowego ESP8266"
- Współczesne akumulatory – Akumulatory zasadowe
- Czujnik otwarcia furtki
- Dokładność modułowych mierników prądu stałego
- O niedoskonałości elementów – Rezystory praktycznie
- Mój SMPS
- Warsztatowe patenty – Rezystancja kabli
- Felieton: Jubileusz 25-lecia EdW

INDEKS 333 62X ISSN 1425-1698

Portale branżowe
AutomatykaB2B.pl
ElektronikaB2B.pl
Miejsca dla specjalistów

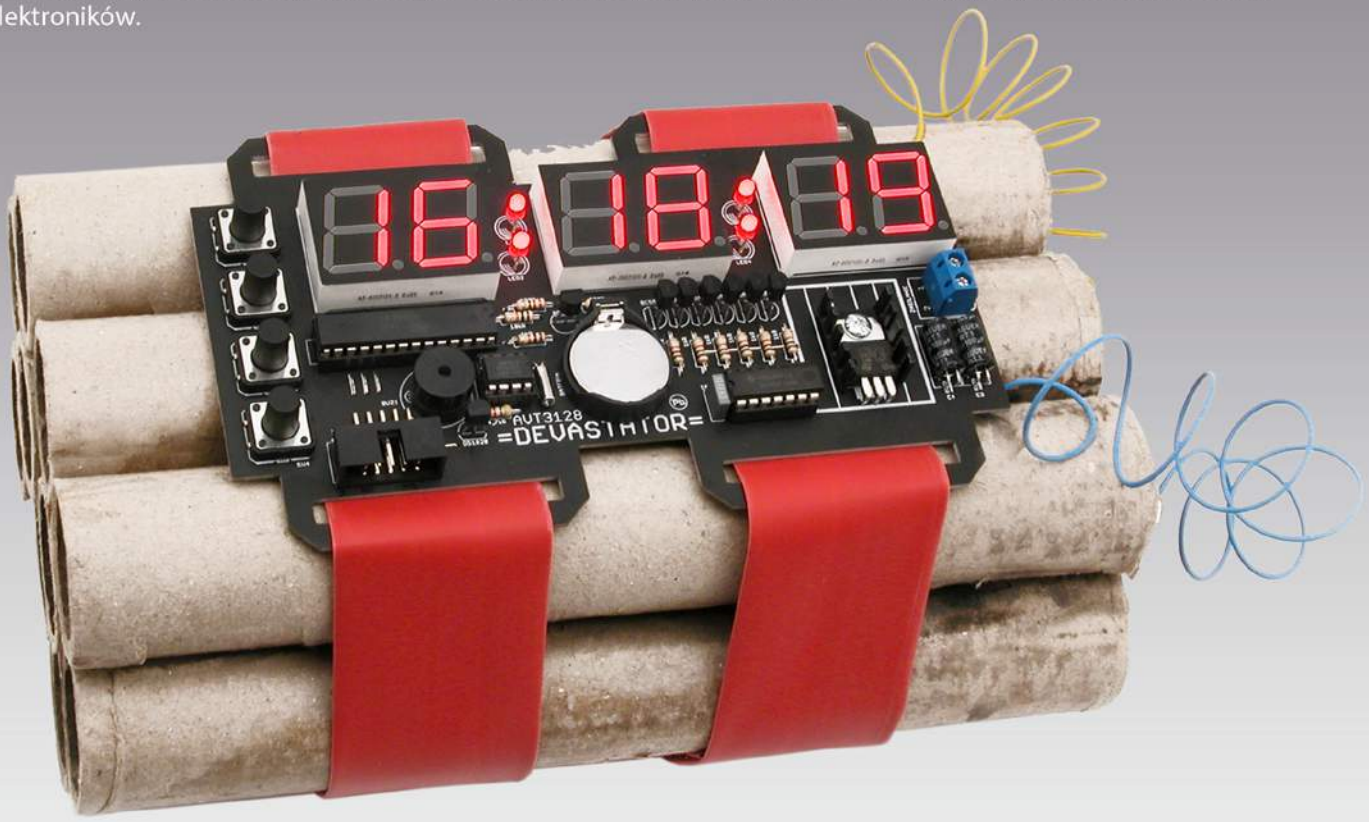
Drukarki 3D
filamenty, części zapasowe
sklep.avt.pl

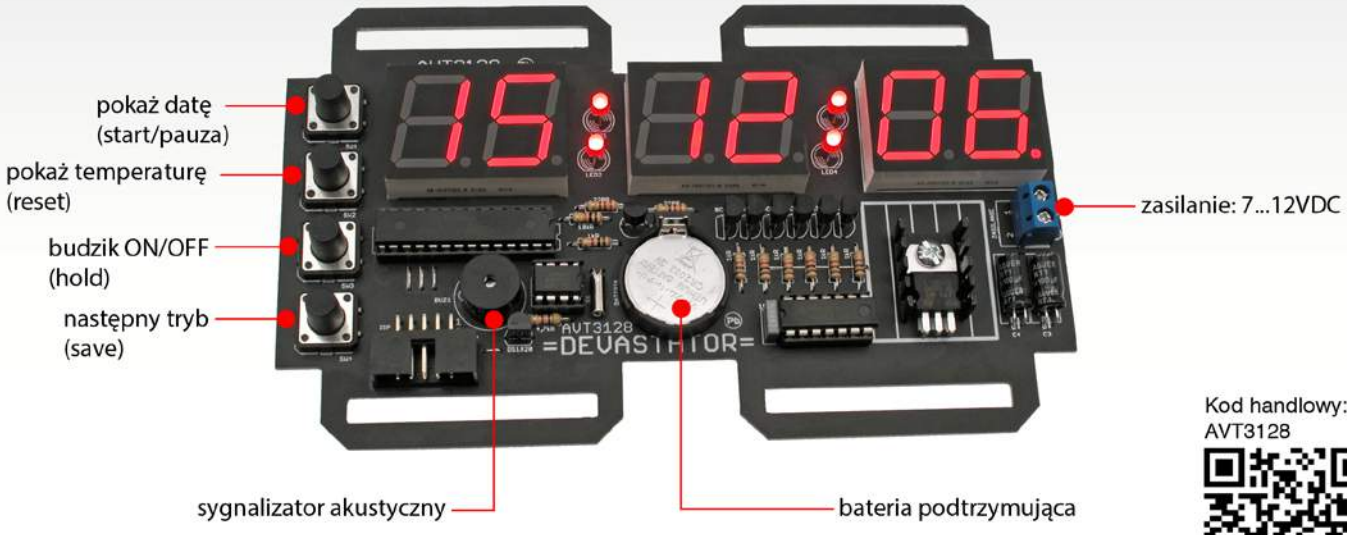
FIRMA PIEKARZ
CZĘŚCI ELEKTRONICZNE
przełączniki
półprzewodniki
złącza
przekaźniki
radiatory
obudowy
i wiele więcej...
www.piekarz.pl

OLED
artronic
OPTOELEKTRONIKA
www.artronic.pl

AVT3128 DEVASTATOR, czyli bombowy zegarek

Estetyczny, praktyczny, efektowny, niezwykle pomysłowy zegar bomba, który zawsze wywołuje efekt WOW wśród rodziny i znajomych. Ponadto DEVASTATOR to pierwszy naprawdę uniwersalny projekt DIY.
Jest odbierany równie entuzjastycznie przez osoby zupełnie niezwiązane z techniką, jak i przez doświadczonych elektroników.





Kod handlowy:
AVT3128

sklep.avt.pl

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

eprasa.pl 77e11ef3c9

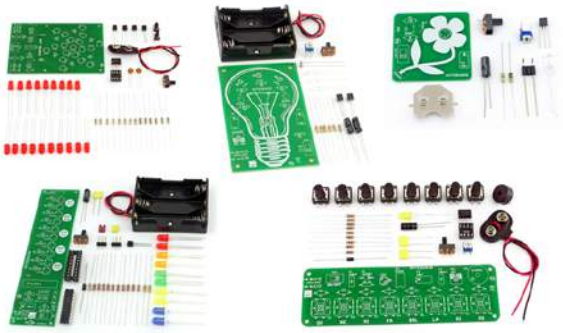
AVTEDU

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 77e11ef3c9

Firmy prezentujące swoje oferty w niniejszym wydaniu EdW

ARTRONIC 1

ELMAX 21

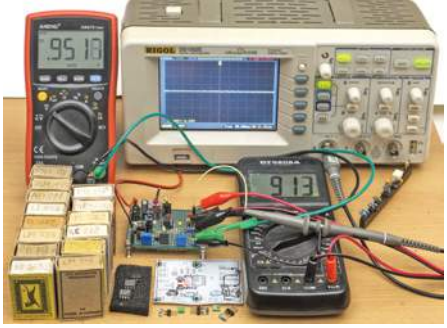
FERYSTER 55

PIEKARZ 1, 41

PRODUCENT AUTOMATYKI GRZEWCZEJ

PW KEY 33

SEMICON 37



str. 17
Miernik wzmacniaczy operacyjnych

Znakomitym, praktycznym uzupełnieniem cyklu ***Droga do RRIO*** jest przedstawiony w tym numerze uniwersalny prosty miernik, który pozwala w bardzo łatwy sposób zmierzyć wszystkie kluczowe parametry większości wzmacniaczy operacyjnych.

str. 28
Inteligentny dom także dla Ciebie! New Kid in Town, czyli odkrywanie „nowego ESP8266”

Mnóstwo urządzeń przeznaczonych do inteligentnego domu wykorzystuje znany ESP8266. Bardzo interesujące jest też inne rozwiązanie, prezentowane w artykule.

str.36
Współczesne akumulatory

Wskutek pytań Czytelników powstał obszerny materiał o współczesnych akumulatorach. Omówione będą głównie liczne tajemnice akumulatorów litowych, ale dla pełnego obrazu trzeba też wrócić do akumulatorów zasadowych i kwasowych.

str. 38
Dokładność modułowych mierników prądu stałego

Niektóre tanie modułowe mierniki napięcia i prądu mają nieoczekiwanie dużą precyzję. Warto się dowiedzieć, z czego ona wynika oraz jak poznać takie najlepsze moduły.

str. 64
Rezystancja kabli

Zasilacze, stabilizatory, mierniki oraz przystawki do pomiaru prądu mają coraz lepsze parametry, ale mogą one zostać popsute przez nieoczekiwanie dużą rezystancję przewodów i styków.

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

Miesięcznik

www.elportal.pl

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

Wydawca:
Wiesław Marciniak

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

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

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

Opracowanie graficzne, skład:
Ewa Górecka-Dudzik

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 77e11ef3c9

ELEKTRONIKA dla wszystkich

Listopad 11 (310)

Projekty

Projekty AVT

Miernik wzmacniaczy operacyjnych, część 1 17
Mój SMPS, część 2.....22
Detektory analizatorów NWT.....25

Forum Czytelników

Czujnik otwarcia furtki.....58

Szkoła Konstruktorów

Zadanie główne 308
Zbadaj niedoskonałości posiadanych elementów rezystancyjnych (na przykład różnego rodzaju rezystorów, przewodów, styków) 47
Rozwiązanie zadania głównego 303
Zaproponuj zastosowanie elektroniki do kontroli procesu kompostowania 48
Druga klasa Szkoły Konstruktorów Co tu nie gra? 308, 303..... 53
Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów Policz 308, 303 56

Artykuły różne

Elektronika i historia.....13
Felieton: Jubileusz 25-lecia EdW.
Moja przygoda z elektroniką i EdW.....16
New Kid in Town, czyli odkrywanie „nowego ESP8266” 28
Filozofia sieci. Protokół TCP, część 4 32
Współczesne akumulatory, 1. Akumulatory zasadowe 36
Dokładność modułowych mierników prądu stałego, część 2.....38
Czym się różni wróbelek? Czyli o niedoskonałości elementów
Część 9 – Rezystory praktycznie.....42
Sieci energetyczne dla elektroników, część 6.....44
Warsztatowe patenty.
Rezystancja kabli 64

Rubryki stałe

Nowości, ciekawostki 6
Poczta.....8
Prenumerata 12
Skrzynka porad 14
Księgarnia AVT.....35
Oferta handlowa AVT 70

Konkursy

Krzyżówka 61
Co to jest? 63
Jak to działa?.....66

Listopad

W tym miesiącu chciałbym zwrócić Waszą uwagę nie tylko na projekt okładkowy, ale też na propozycję nowej rubryki oraz na nowe oblicze Elportalu. Zacznijmy od okładki: od kilku miesięcy mamy w EdW cykl o wzmacniaczach operacyjnych *Droga do RRIO*. Zgodnie z zapowiedziami, jego praktycznym uzupełnieniem jest projekt okładkowy tego numeru – na pozór bardzo prosty układ, który jednak pozwoli zmierzyć wszystkie najważniejsze parametry większości wzmacniaczy operacyjnych. Nie zlekceważcie tego specyficznego projektu! Nawet jeżeli ktoś nie planuje go wykorzystać, powinien zapoznać się ze sposobami pomiaru poszczególnych parametrów wzmacniaczy operacyjnych.
Druga sprawa to Elportal, który zmienia swoje oblicze i przestaje być dodatkiem do EdW. Dotychczasową wersję będzie można znaleźć pod adresem ***edw.elportal.pl***
Trzecia ważna sprawa to propozycja nowej rubryki ***Elektronika i historia***, w której zamieszczane mają być materiały Karola Świerca, bardzo doświadczonego elektronika oraz serwisanta. Czy chcielibyście w kolejnych numerach EdW poczytać o historii wybranych urządzeń, układów i obwodów? Los tej rubryki leży wyłącznie w Waszych rękach – zależy od Waszego zainteresowania takimi tematami. Pojawiły się już pierwsze e-maile, dotyczące bardzo poważnej inicjatywy ***Radiowej Oślej Łączki***. Chcemy wiedzieć, jaka część Czytelników jest takim materiałem zainteresowana. Dlatego bardzo proszę: piszcie w tej i w każdej innej sprawie – *edw@elportal.pl*
Jak zawsze zachęcam do lektury całego numeru i do udziału w konkursach EdW.

Serdecznie pozdrawiam

Piotr Górecki

Prenumerata – naprawdę warto!

eprasa.pl 77e11ef3c9

SURFACE LAPTOP STUDIO

Podczas premiery nowych urządzeń Surface zaprezentowano między innymi zapowiadany przez nas smartfon Duo 2, ale najciekawszą premierą był Laptop Studio. Microsoft tym samym zdecydował się zakończyć produkcję Surface Booka i zastąpić tę linię nowym urządzeniem hybrydowym.

Patrząc na Surface Laptop Studio trudno jest od razu zauważyć, że jego konstrukcja jest nietypowa. Dopiero bliższe spojrzenie pozwala dostrzec, że laptop jest konwertowalny – ekranu możemy używać zarówno standardowo, w odchylonej pozycji, jak również postawionej na klawiaturze czy nawet położonej na niej, by móc zamienić laptopa w tablet (z rysikiem Surface Slim Pen 2, który jednak sprzedawany jest osobno).

Microsoft przekonuje, że jest to najbardziej wydajny sprzęt w jego ofercie. Stworzony został przede wszystkim dla profesjonalistów – deweloperów, projektantów, artystów, ale też dla graczy.

Parametry? Zacznijmy od wyświetlacza – jest to panel PixelSense Flow o przekątnej 14,4", rozdzielczości 2400×1600 pikseli i częstotliwości odświeżania 120Hz.

W środku, w zależności od konfiguracji, znajdziemy procesor Intel Core i5 z grafiką Iris Xe lub Intel Core i7 z RTX 3050 Ti z 4GB VRAM. Jeśli chodzi o RAM, do wyboru będzie wersja z 16GB lub 32GB RAM i maksymalnie 2 TB dysk SSD. Całość działa na bazie Windows 11.

Najtańsza konfiguracja dostępna jest w cenie 1599 dolarów.

SŁUCHAWKI OD ONEPLUS

Jeszcze kilka lat temu, OnePlus miał tylko jedną premierę w roku i był to zawsze sztandarowy smartfon. Dziś, swoimi coraz częstszymi premierami, firma zaczyna upodabniać się do pozostałych, liczących się na rynku marek. Tym razem oprócz smartfona OnePlus 9RT chiński producent zaprezentował nową generację bezprzewodowych słuchawek – OnePlus Buds Z2.

Pierwsze podejście do słuchawek okazało się na tyle udane, że klienci zachęcili producenta do wypuszczenia nieco bardziej ekonomicznej wersji. Efektem tego było pojawienie się na rynku modelu OnePlus Buds Z, który również odniósł całkiem spory sukces. Na końcu otrzymaliśmy najbardziej dopracowane i najlepiej wyposażone słuchawki OnePlus Buds Pro, które pomimo drobnych potknięć okazały się całkiem udanym produktem z wyższej półki.

Czym są Buds Z2? Najważniejsze zmiany zaszły we wnętrzu. Nowe słuchawki douszne dysponują nie dwoma, jak poprzednik, ale trzema mikrofonami. Zmiana ta powinna w znaczącym stopniu poprawić jakość rejestrowanego głosu i tym samym podnieść poziom rozmów. Nowe słuchawki otrzymały również aktywną redukcję szumów (ANC) z obsługą trybu zwiększonej świadomości (podbicie zewnętrznych dźwięków).

Specyfikacja obejmuje Bluetooth 5.2, klasę odporności IP55, a także obsługę Dolby Atmos wraz z systemem ColorOS 12. Według deklaracji producenta zestaw słuchawek wraz z etui ładującym powinien zapewnić do 38 godzin pracy bez ANC, a z włączoną redukcją szumów do 27 godzin. Etui naładujemy za pomocą uniwersalnego złącza USB-C.

NVIDIA STAWIA NA MOC

Najmocniejszy a zarazem najdroższy GeForce z rodziny Ampere (3090) miał swoją premierę już ponad rok temu i był jednym z pierwszych wydanych RTX z serii 3000. Jak się okazuje NVIDIA najwyraźniej chce rozszerzyć portfolio obecnej generacji GPU o kolejny model, a w internecie pojawiły się informacje dotyczące GeForce RTX 3090 Ti.

Nadchodzący RTX 3090 Ti ma mieć na pokładzie procesor graficzny Ampere GA102. Zgodnie z aktualnymi informacjami, ma to być wariant z 10752 rdzeniami CUDA – będzie to możliwie najszybszy procesor graficzny, ponieważ wykorzystuje 100% zaimplementowanych fabrycznie rdzeni.

Co więcej, GeForce RTX 3090 Ti ma mieć na pokładzie dodatkowe 2GB pamięci wideo GDDR6X, czyli aż 26GB. Kości mają być produkcji Microna – z tego względu pamięci karty mają osiągać transfer aż 21 Gb/s. Według dostępnych informacji, GeForce RTX 3090 Ti ma wyróżniać się ogromnym TDP na poziomie aż 450W. Z tego względu karta musi otrzymać jeszcze wydajniejszy system chłodzenia niż poprzednik, bowiem w jakiś sposób trzeba opanować temperaturę generowaną przez dodatkowe 100W, w porównaniu z podstawową 3090.

RTX 3090 Ti najprawdopodobniej zostanie zaprezentowany w pierwszym kwartale przyszłego roku. Oficjalna cena nie jest jeszcze znana, ale za ten kilkunastoprocentowy wzrost wydajności będziemy musieli słono zapłacić.

PIXEL 6

O nowych, tak długo wyczekiwanych Pixelach wiemy już niemal wszystko. W sieci znalazły się m.in. informacje o zastosowaniu procesora Google Tensor, dzięki którym – według deklaracji Google – nowe Pixele mają zapewnić aż o 80% wyższą wydajność w porównaniu do modelu Pixel 5. Do tego na ich pokładzie znajdzie się chip Titan M2, odpowiedzialny za bezpieczeństwo.

Google Pixel 6 ma zapewnić zapas energii na cały dzień pracy dzięki funkcji Adaptive Battery lub nawet 48 godzin z włączonym trybem Extreme Battery Saver. Do tego obsłuży przewodowe ładowanie 30W i indukcyjne o mocy 21W. Ponadto w obu modelach zastosowane zostanie szkło Corning Gorilla Glass Victus. Tak jeden jak i drugi pochwali się certyfikatem pyło- i wodoszczelności IP68. Do tego oba smartfony mają otrzymywać poprawki zabezpieczeń Androida przez aż 5 lat.

Pixel 6 zaoferuje 6,4-calowy wyświetlacz z regulowaną częstotliwością odświeżania i trybem wysokiej jasności, natomiast Google Pixel 6 Pro 6,7-calowy LTPO o maksymalnej częstotliwości odświeżania na poziomie 120Hz. Na tyle modelu Pixel 6 znajdą się dwa aparaty: główny – o rozdzielczości 50Mpix oraz z obiektywem ultraszerokokątnym. Google Pixel 6 Pro ma natomiast zestaw 50Mpix + 48Mpix (tele) + 12Mpix (ultraszeroki). Według deklaracji Google, nowy sensor 50Mpix ma być w stanie uchwycić nawet o 150% więcej światła niż główna matryca w Google Pixel 5.

REALNY ZASIĘG ELEKTRYKÓW?

Zasięgi podawane przez producentów samochodów elektrycznych często są znacznie zawyżone w stosunku do tego, co deklarują użytkownicy. Jak jest w przypadku następcy kultowej „S-klasy"?

Jak podaje Mercedes, powołując się na własne dane i testy WLTP, potencjalni nabywcy mogą liczyć na zasięg do około 770km czy przyspieszenie 0-100km/h w czasie 4,3s.

Wymienić można dwie główne procedury testowe, które pozwalają między innymi poznać przybliżony zasięg samochodów elektrycznych – WLTP i EPA. Pierwsza przeprowadzana jest w Europie, z kolei druga w USA. Należy zaznaczyć, że ze względu na inny sposób wykonywania testów, wyniki obu dość znacząco się różnią. Testy EPA uznawane są za bardziej wiarygodne, a ich wyniki są częściej zbliżone do realnych zasięgów osiąganych w normalnych ruchu.

EQS 450+ osiąga zasięg 732km według WLTP, a według EPA około 563km. Mercedes co prawda nie osiągnął aż tak świetnych wyników jak podczas procedury testowej WLTP, ale zasięg należy uznać za naprawdę dobry. Dla porównania Tesla Model S Long Range zakończyła test z rezultatem 651km, Audi e-tron GT – 383km, a Porsche Taycan – 365km.

Wewnątrz EQS znalazł się akumulator o użytecznej pojemności 107,8kWh, co zapewne stanowi znaczący element wpływający na wagę auta, która przekracza 2,5 tony.

SMARTWATCH ŁADOWANY SŁOŃCEM?

Inteligentne zegarki dalej borykają się z problemem stosunkowo krótkiej żywotności baterii na jednym ładowaniu. Doładowanie smartwacha w nocy często mija się z celem, bo chcemy, żeby urządzenie mierzyło parametry snu – w dzień natomiast chcemy mieć zegarek cały czas na ręce.

Nad rozwiązaniem problemu od przynajmniej kilku lat pracuje Samsung, chcący w tym celu wykorzystać potencjał powszechnie dostępnej energii słonecznej.

Pomysł na pozyskiwanie energii ze słońca nie jest niczym nowym w kontekście zegarków, również tych inteligentnych. Wystarczy wspomnieć o modelach takich jak Garmin Solar czy Enduro wykorzystujących specjalne soczewki Power Glass. Sam producent przyznaje jednak, że na dziś technologia ta lepiej sprawdza się w roli wydłużającej czas pracy tradycyjnych akumulatorów niż jako samodzielne źródło zasilania.

Dołączona do patentu dokumentacja wspomina o znajdujących się po zewnętrznej stronie odłączanego paska „ogniwach fotowoltaicznych pokrytych warstwą polimerów", które załamywałyby promienie słoneczne pod ściśle określonym kątem. Ogniwa fotowoltaiczne zajmują znacznie większą powierzchnię niż stosowane np. przez Garmina soczewki i zdolne są pobierać energię niezależnie od położenia tarczy względem źródła światła.

Samsung przekonuje, że opracowana przez nich technologia pozwoli znacznie wydłużyć czas pracy na jednym ładowaniu, a pojemność akumulatora nie będzie aż tak kluczowa jak kiedyś.

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

Uwaga! Planowana jest zmiana adresu Elportalu na:
edw.elportal.pl

Dzień dobry

Na początku proszę przyjąć wyrazy podziękowania i uznania za wieloletnie tworzenie superpisma dla hobbystów. Jestem czytelnikiem EdW od pierwszych numerów. I sporo się dzięki EdW nauczyłem przy okazji mojego hobbystycznego, elektronicznego majsterkowania. Dzisiaj chciałbym jednak odnieść się trochę krytycznie do artykułu o sieciach elektroenergetycznych. Tak się składa, że elektronik ze mnie raczej słaby, ale z zawodu jestem elektrykiem.

Kilka uwag. Pierwsza drobna – zgodnie z normą sieci niskiego napięcia oznacza się skrótem nn. SN – to średnie napięcia, WN – wysokie napięcia, a NN to najwyższe napięcia. Często niskie napięcie oznacza się też błędnie nN.

Druga uwaga trochę poważniejsza. Moim zdaniem z artykułu nieznający zagadnienia czytelnik może odnieść błędne wrażenie, że w Polsce powszechnie stosowany jest układ sieci TT. Tak wynika z tekstu oraz z rysunku 7, podczas gdy układ TT stosowany jest wyjątkowo. Zalecenie uziemiania każdej obudowy metalowej jest też błędne. W przypadku stosowanie urządzeń w II klasie ochronności uziemienie metalowej obudowy oznacza, że urządzenie automatycznie staje się urządzeniem w I klasie ochronności, co skutkuje innym podejściem do skutecznej ochrony przeciwporażeniowej. Warto to mocniej podkreślić, bo zapewne wielu czytelników EdW nie jest dobrze zorientowanych w klasach ochronności, a zapamiętają zalecenie: „To najprostszy argument, że metalowe obudowy dla bezpieczeństwa trzeba uziemiać".

Układem sieci obecnie powszechnie stosowanym jest TN-S, najczęściej w wersji TN-C-S, z rozdzieleniem funkcji przewodu PEN na N i PE w złączu budynku. Kolejny poważny błąd to zapis: „W gniazdku bolec uziemiający jest połączony z neutralnym przewodem sieci, który jest gdzieś uziemiony". W powszechnie stosowanym układzie TN-S bolec ochronny (nie uziemiający) jest połączony z przewodem PE, a nie przewodem N (czyli neutralnym, dawniej też nazywanym zerowym).

Lepiej, żeby żaden z czytelników nie próbował realizować rekomendowanego połączenia. Rysunek 8 jest w tym kontekście także błędny. Przedstawia układ TN-C, który występuje coraz rzadziej, a na dodatek przewód opisany jako N powinien być opisany jako PEN. No i do tego rysunek 11, który może służyć jako przykład, jak nie należy robić. Na fotografii ewidentnie widać dwa przewody: czarny – fazowy i niebieski – ochronno-neutralny w starym układzie TN-C. I do tego dolutowany przewód od PEN do bolca ochronnego! Dokładnie tak, jak nie należy tego robić!

Niezbyt szczęśliwy jest też opis sieci bez bezpośrednio uziemionego punktu neutralnego. Sieci takie, czyli w w układzie IT, wcale nie są takie rzadkie i warto byłoby, o ile sieć IT będzie opisywana, dokładniej odnieść się do takiego układu pracy. Ma sporo zalet, a w niektórych warunkach środowiskowych jest niezastąpiony.

Tyle uwag z mojej strony. Mam nadzieję, że przydadzą się przy następnych artykułach.

Pozdrawiam
Robert Głowacki

Dzień dobry,

proponuję, by przy każdym URL-u umieszczonym w papierowej wersji EdW pojawiał się kod QR, będący reprezentacją tego linku. Bardzo ułatwi to czytanie papierowej wersji, gdyż nie trzeba będzie przepisywać URL-u na telefonie; wystarczy zeskanować. Podobne rozwiązanie stosowane jest w EP. Jeżeli link będzie skrócony, to wystarczy, że rozmiar QR będzie niewielki, nawet 12×12 mm; telefony sobie z nim poradzą.

Michał Słomkowski

Dzień dobry.

Piszę w sprawie tekstu podpisanego Robert Rygiel. Często czytam/słyszę stwierdzenia podobne do: „Zauważam też, że dzisiejszy serwis sprzętu sprowadza się do wymiany całych pakietów np. w TV, AGD itd. Producenci tak utrudniają naprawę, aby tylko po określonym ekonomicznie czasie kupować nowy sprzęt".

Takie tezy pochodzą od osób nieznających kosztów związa-

eprasa.pl 77e11ef3c9

nych z produkcją i serwisem urządzeń. Widzą spisek tam, gdzie go nie ma, a sami „wymuszają” takie, a nie inne zachowania producentów. Urządzenie łatwiej byłoby naprawić, gdyby było duże (elementy THT, a nie SMD, a zwłaszcza BGA), a użytkownicy chcą małych urządzeń.
Urządzenie ma być tanie. Jest, ale... Kiedyś kupno telewizora, lodówki itp. to był wydatek 10 pensji i sprzęt służył 20 lat. Teraz to wydatek pół pensji i służy 5 lat. Realnie stosunek cena/czas pracy jest teraz korzystniejszy.
Co do serwisowania: urządzenie kosztowało 20 pensji, roboczogodzina miała małą wartość. Wtedy główny koszt to koszt elementu. Teraz elementy są tanie (10, 100 czy 1000 razy mniej niż kiedyś), ale roboczogodzina jest kosztowna. Główny koszt naprawy to nie części, ale czas pracy oraz koszt amortyzacji sprzętu, bo do naprawy nie wystarczy miernik uniwersalny i „transformatorówka”, ale często są to kosztowne urządzenia, a w przypadku BGA to i rentgen dochodzi. Jest jeszcze problem umów serwisowych z producentami. Bez wsparcia producenta często nie ma możliwości nabycia elementu w ilości detalicznej w rozsądnej cenie.
Nadal niestety widzę, że wiele osób „żyje” w PRL, nie widząc, że wiele się zmieniło od lat 90. (Okrągły Stół to jeszcze nie nowe technologie dla nas, dopiero raczkowaliśmy, tak bardziej do 2000 roku, no może połowy lat 90.).
Mogę temat rozwinąć zarówno od strony produkcji, jak i serwisowania, bo na tę chwilę zajmuję się produkcją dekoderów DCC oraz ich serwisowaniem. Mam więc informacje z „pierwszej ręki”. W przypadku tanich urządzeń jest tak, że jak w ok. 15 minut się go nie naprawi, to naprawa jest nieopłacalna. Podobnie naprawa modułów (ok. 20 lat serwisowałem centrale telefoniczne Slican). Jeżeli moduł kosztuje parę tysięcy, warto go naprawiać, bo naprawa będzie kosztować np. 1000zł, ale gdy kosztuje 400zł, to ile można „skasować” za naprawę? Max. 50% wartości. A co, jak moduł za chwilę ponownie się uszkodzi? Przypuśćmy, że serwis inkasuje 200zł, ile max. czasu może trwać naprawa? Ile kosztuje godzina pracy serwisanta?
To jest obszerny i niełatwy temat... Pozdrawiam
SS

Dzień dobry.
Piszę w sprawie wypowiedzi Tomasza Zygmunta [rozwiązania zadania Szkoły 301]: „Podstawy programowania proponuję zacząć od zabawy ze Scratchem – to język programowania, gdzie kolejne polecenia łączy się jak pionowe puzzle. Można zainstalować na telefonie czy tablecie; jest kilka witryn internetowych do programowania on-line, jest też dostępny w repozytoriach systemów linuksowych oraz Rasbiana na RasbberryPi. Mimo prostoty możliwości ograniczone niemalże tylko wyobraźnią użytkownika”.
Chyba ten Pan nie wie, co napisał? Takie „twory” jak Scratch, Bascom i niestety Arduino ograniczają możliwości języka, a nie wyobraźni (w przypadku Arduino bibliotek, tu akturat to nie wada idei Arduino, tylko sposobu jej wykorzystania, a raczej niewykorzystania). W przypadku Scratch, w praktyce, programista jest skazany na możliwości, jakie oferuje język/producent.
Niby lepiej jest w Bascom (kto rozsądny jeszcze tego używa?), bo można robić wstawki ASM, ale nie po to używa się języka wysokiego poziomu, aby pisać w ASM, ponadto Bascom praktycznie nie oferuje prostej współpracy z ASM (inaczej jest w C, tam większego problemu nie ma).
Arduino – każdy, kto używa, wie, że mało kto pisze biblioteki dla Arduino, a tym bardziej dobre biblioteki. Ja takich nie znam, nawet te, które pisałem, napisałem „po łebkach”, bo po co się męczyć? Co z tego, że napiszę obsługę DMA, jak 99% użytkowników kod uruchomi na przestarzałym, drogim AVRmega/timy, który nie ma DMA? Co z tego, że zaoferuję kod z funkcjami nieblokującymi, jak 99% użytkowników z tych funkcji nie skorzysta? Pzdr
SS

Autor powyższego listu zawodowo zajmuje się programowaniem. Czy jednak jego uwagi, zasadniczo słuszne, dotyczą także hobbystów, a w szczególności początkujących? Czy lepiej zacząć nieprofesjonalnie? Czy należałoby od razu zaczynać od wdrażania profesjonalnych reguł i sposobów pracy? Co o tym sądzicie?

Jeszcze raz wrócił temat przetwornicy Car-audio AVT-2732 sprzed kilkunastu lat: *(...) czy w opisie projektu „uzwojenie wtórne 2*12 zwojów DNE 1.3 (1.3 oznacza grubość drutu) i dalej pierwotne 2*5 zwojów 3*DNE1, czy oznacza 3 razy nawinięte zwoje po 5 podwójny o grubości 1mm.*
Dziękuję z całego serca i pozdrawiam

Autor projektu odpowiedział: *DNE to kiedyś używany skrót od drut nawojowy emaliowany. DNE 1.3 to drut o średnicy 1,3mm i analogicznie DNE1 drut o średnicy 1mm. Sama emalia ma <0,05mm, więc czy mierzymy z emalią, czy po odskrobaniu, to dużego błędu nie będzie.*
*Takie druty miałem, więc takimi nawinąłem. Jakoś udało się je wcisnąć. Ze względu na naskórkowy przepływ prądu w.cz. lepiej byłoby nawinąć wieloma cienkimi drucikami, ale to straszna męczarnia. Kupowanie specjalnej tzw. „licy“ raczej mija sie z celem. Ma ona sens >100kHz i w profesjonalnych zastosowaniach. Po amatorsku nawijamy, czym możemy. Wtórne jako pierwsze: 2*12 zwojów i na nim pierwotne jako drugie, czyli zewnętrzne 2*5 zwojów, nawijamy tak naprawdę 12 zwojów dwoma drutami DNE1.3 jednocześnie, a na końcu łączymy początek jednego uzwojenia z końcem drugiego, otrzymując odczep i owe 2*12 zw. I na nim 2*5 zwojów trzema drutami DNE1, czyli pięć zwojów sześcioma drutami! To już niełatwa sztuka, a potem trzeba sie połapać, gdzie są początki i końce dwóch par każdej, składającej sie z trzech drutów. Zwykle uzwojenie pierwotne nawija się jako pierwsze, ale tak wykonany transformator miał gorsze parametry niż przy odwrotnym nawinięciu. Tu już można próbować różnych sposobów i różnych drutów. Czasami wplata się uzwojenie wtórne między uzwojenia pierwotne. Choć w car audio zwykle stosuje się toroidy i tu sprawa wygląda nieco prościej.*
2×12 i 2×5 dają nam przekładnię transformatora czyli 12/5=2,4 Przy zasilaniu 12V na wyjściu będziemy mieli ok. 2×29V, max 2×35V przy ok. 15V zasilania. Bez obciążenia może to być więcej, a pod obciążeniem pełną mocą napięcie oczywiście spadnie, a jak bardzo, to właśnie zależy od jakości nawinięcia transformatora. Dysponuję różnymi rdzeniami, które leżą i się kurzą, wiec jeżeli Czytelnik ma tyle zapału, to chętnie mu kilka przekażę.

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

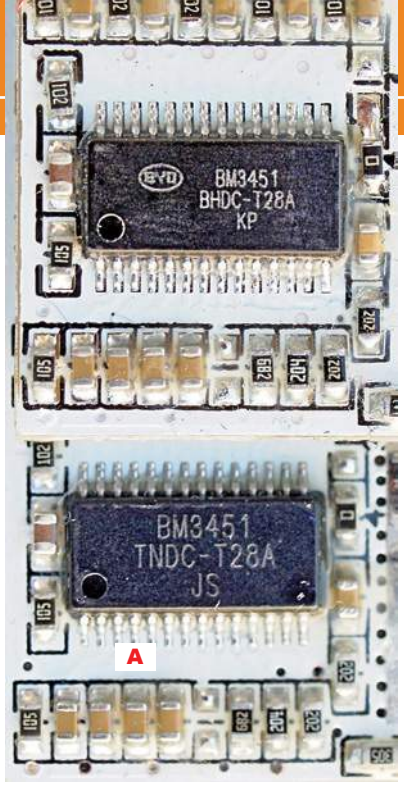
eprasa.pl 77e11ef3c9

Już po opracowaniu rozwiązań *NieGra303* nadszedł taki e-mail:

Dzień dobry

*Odnośnie do ogniw LiFePO4 również i ja jakiś czas temu uległem pokusie zastąpienia tradycyjnego akumulatora kwasowego pakietem czterech takich ogniw. Zamiana praktykowana jest przez wiele osób ze względu na zbliżone napięcia. (...) Ponieważ są to ogniwa litowe, od razu należało wyposażyć je w układ BMS. Zamieszczone w EdW 06/2021 zdjęcie BMS przypominało nieciekawą sytuację, jaką miałem dokładnie z tym modułem. Pomimo zakupu modułu do ogniw „żelazowych", zauważyłem, że poszczególne cele ładują się aż do 4,2V, czyli tak jak dla ogniw litowo-jonowych. Z pomocą przyszła dokumentacja układu BM3451, na którym oparty jest BMS (...). Na nic zdały się reklamacje i żale do sprzedawcy. Ostatecznie musiałem kupić drugi moduł. Porównanie wersji LiFePO4 (indeks układu BHDC) oraz LiON (TNDC) pokazuje **fotografia A**. (...) Moją historię z BMS opisałem jako przestrogę, że kupując na Ali, można stracić sporo pieniędzy. Ten moduł kosztował kilkanaście zł, ale były przypadki, kiedy znajomi tracili w tysiącach, a wymiana towaru była praktycznie niemożliwa. Przy okazji kieruję (...) prośbę o jasne i dogłębne wytłumaczenie zasad i różnic w pracy BMS vs balanser. Wielu sprzedawców używa tych zwrotów zamiennie, a nie jest to to samo! Artykuł o balanserach, BMS, układach ładowania LiON byłby hitem. Materiały znajdowane w necie są pobieżne albo mylące, a spadające ceny ogniw litowych zachęcają do eksperymentów (...) Pozdrawiam*

Michał Stach

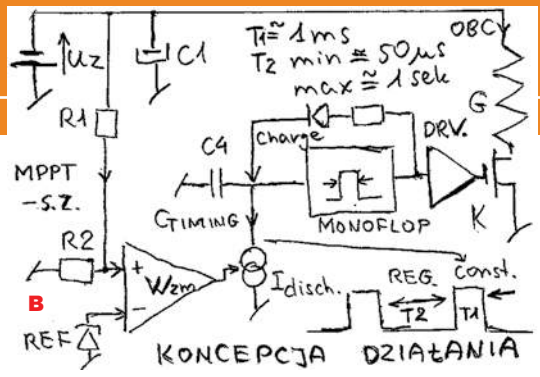


W drugim e-mailu dodał: *(...) Podobnie program Mój-Prąd 4 ma opierać się na magazynach energii. Sam poskładałem 2 banki energii ~5kWh jeden w oparciu o aku Pb z wózków, a drugi na LiFePO4 z rozbiórki „elektryka". Czas pokaże, który był (skrótowo mówiąc) lepszy. (...) Pozdrawiam .* ***Michał Stach***

Po publikacji artykułu ***Prosty obwód MPPT do paneli FV***, jego Autor, ***Karol Świerc*** napisał obszerny dodatek. Pełną treść i trzy schematy można znaleźć w Elportalu wśród materiałów dodatkowych do tego numeru.

(...) Do napisania tego listu skłoniła mnie treść 12. części artykułu „MPPT" Piotra Góreckiego w EdW 5/2021. A dokładniej idea pokazana w artykule na rysunku 4. Idea prosta, ale jakich problemów można się spodziewać?

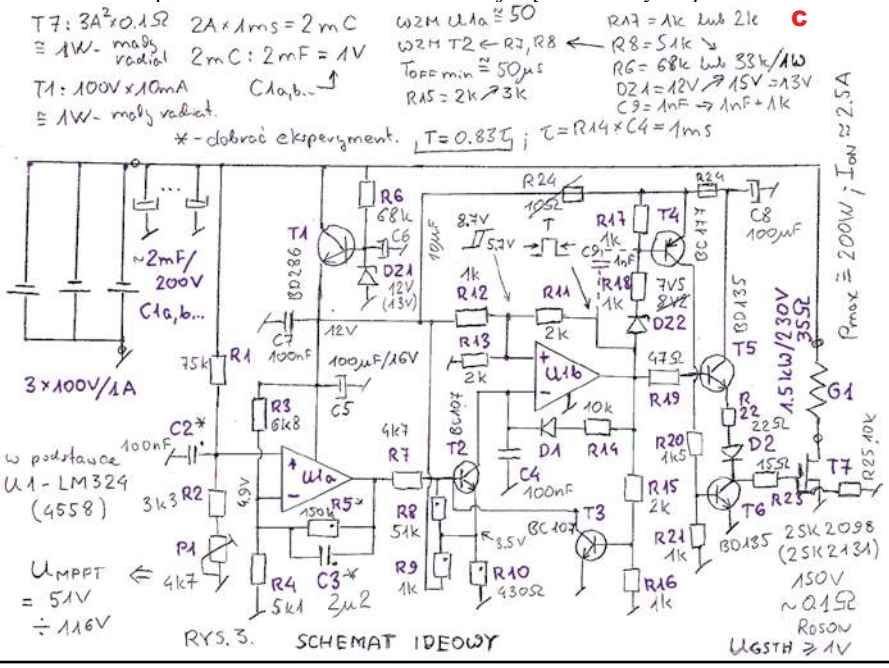
Wykonując układ opisany w artykule „Prosty obwód MPPT..." (EdW 7/2021), miałem zadanie bardzo proste, gdyż obciążeniem miała być grzałka. Dokładnie tak, jak zakłada wstępny artykuł (12. część) o MPPT.



Pierwsza moja myśl była właśnie taka, aby wykonać układ zgodny z koncepcją rysunku 4. Czyli modulator PWM podstrajany tak, aby panel FV widział cały czas obciążenie w punkcie maksymalnej mocy MPP. Układ taki zaprojektowałem, lecz pozostał – na papierze. Odrzuciłem go i zaraz powiem dlaczego.

*Najogólniej, z obawy o stabilność. Przeszedłem do wersji prostszej, histerezowej, która choć uboższa, jest pozbawiona tych obaw. Obliczenie stabilności układu objętego ujemnym sprzężeniem zwrotnym jest zadaniem bardzo trudnym. A jego przetestowanie w pełnym zakresie warunków pracy – tym bardziej. W tym przypadku za owe (zmienne) warunki należy przyjąć wydajność prądową panelu od zera do mocy maksymalnej. Wstępnie zaprojektowanego układu nie wykonałem i nie sprawdziłem. [**Rysunek B** przedstawia koncepcję, **rysunek C** – schemat ideowy, a w Elportalu dostępny jest dodatkowy schemat blokowy.] Czy taki układ działa, jak działa i co zrobić, aby działał poprawnie? Ponieważ każdy, nawet najprostszy projekt w elektronice należy przetestować, uznałem, że nie jestem wystarczająco odpowiedzialny za ten projekt, aby go publikować. A teraz pomyślałem, że może w rubryce „Poczta" warto wspomnieć o pułapkach, jakie mogą czekać konstruktora nawet prostego układu…*

I teraz krótko, jak ten układ działa, a właściwie – jak ma działać. Schemat ideowy pokazuje rysunek C (...) Modulator PWM, a właściwie układ czasowy o regulowanym współczynniku wypełnienia, wykonany jest na bazie multiwibratora. Czas włączenia jest stały, a regulowane są odstępy impulsów. Relacje czasowe wyznacza timing przebiegu na kondensatorze C4. W obwodzie monoflopa zaangażowany jest wzmacniacz operacyjny U1b. Za utrzymanie napięcia na panelu FV w okolicy punktu MPP odpowiedzialny jest obwód z drugim WO. (...) za utrzymanie pracy układu w punkcie MPP odpowiedzialne jest podstrajane źródło prądowe rozładowujące kondensator C4. (...) Napięcie na panelu FV kontrolowane jest dzielnikiem R1-R2-P1. (...) Poprawna praca wzmacniacza U1a budzi największe obawy. W przeciwień-



eprasa.pl 77e11ef3c9

stwie do U1b, ten ma pracować stabilnie w ustalonym punkcie pracy. Napięcie na wyjściu U1a ma być (monotoniczną) funkcją oświetlenia paneli, ale nie może się wzbudzać i oscylować. I to w pełnym zakresie wydajności prądowej paneli FV. Lokalna pętla w obrębie tego WO ma ratować sytuację, a cała pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego jest skomplikowana, bo obejmuje wszystkie człony do wyjścia wraz z impulsowym obciążeniem paneli przez grzałkę. Wzmocnienie WO U1a nie jest jedynym w całej pętli, i nie powinno być zbyt duże. R5 wraz z rezystorami ustalającymi UREF ustawia to wzmocnienie w okolicy 50×. To wartość dla składowej stałej, bo kondensator C3 załamuje tę charakterystykę już na częstotliwości 0,5Hz. (...) Prawdopodobnie podczas uruchamiania zajdzie konieczność manipulacji wartościami R5 i C3. Ale jak przetestować pracę układu w pełnym zakresie wydajności prądowej paneli? To w zasadzie jedyna obawa, która skłoniła mnie do odrzucenia tego projektu i przejścia na wersję prostszą „biegającą po histerezie", którą opisuje artykuł w EdW 7/2021. Pod każdym innym względem omawiane teraz projekt byłby lepszy. Z całą pewnością ten projekt da się uruchomić. A taką nadzieję graniczącą z pewnością daje fakt, że szybkość reakcji pętli może tu być praktycznie dowolnie niska. Zatem, możemy sobie pozwolić na dominujący biegun, ulokowany tak nisko, jak trzeba (lub z przesadą). Układ musi jedynie nadążać, jak szybko chmura przysłania lub odsłania oświetlenie panelu FV. Wzmocnienie stałoprądowe w pętli też nie musi być duże, gdyż nie wymagamy dużej precyzji napięcia MPP.

Drugim fragmentem schematu, który należy skrupulatnie obliczyć, jest źródło prądowe rozładowujące C4 (...) na tranzystorze T2. (...) Przy napięciu bliskim nasycenia T2 powinien to być czas na poziomie 50us, co przy czasie TON w okolicach 1ms daje współczynnik wypełnienia bliski 100%. Z drugiej strony, gdy napięcie na wyjściu WO U1a zbliży się do 4V (i poniżej), źródło prądowe „discharge" zostanie praktycznie zupełnie wyłączone. Można liczyć na czas rozładowania C4 na poziomie 1 sekundy, (...) daje to współczynnik wypełnienia bliski zeru. Na jedną rzecz należy jeszcze zwrócić uwagę. Na wyjściu U1a powinno się utrzymywać napięcie stałe w ramach jednego (a nawet wielu) cykli kluczowania. Na czas TON należy źródło z T2 wyłączyć. To jest konieczne! W przeciwnym razie będzie „rywalizował" z sobą prąd kolektora T2 i rezystora R14. Czas TON (monoflopa) nie tylko nie będzie stały, ale może wzrosnąć do „nieskończoności"! To znaczy, układ pozostanie w stanie, gdy napięcie na C4 nie będzie mogło przekroczyć górnego progu histerezy.

Czy taki będzie scenariusz pracy? W rzeczywistości należy się spodziewać nieco innego: układ powinien dostać „czkawki" o niskiej częstotliwości, choć mechanizm tej niestabilności będzie inny aniżeli typowe przesunięcie fazowe, czyniące z ujemnego sprzężenia zwrotnego – sprzężenie dodatnie.

Temu łatwo zapobiec, wyłączając T2 na czas, gdy jest wysoki stan wyjścia WO U1b. I to robi obwód z tranzystorem T3. (...) Charakterystyka źródła prądowego (...) jest tu silnie nieliniowa. (...) Aby(...) przynajmniej częściowo obwód zlinearyzować, należy eksperymentalnie dobrać rezystor R8 (między bazą i emiterem T2) względem R7. A to niestety też wymaga przetestowania pracy układu w pełnym zakresie oświetlenia (nasłonecznienia) paneli. To są punkty newralgiczne. Reszta powinna działać po poprawnym obliczeniu elementów, a uruchamianie układu może ograniczać się do sprawdzenia, czy nie popełniliśmy jakiegoś błędu montażowego. (...) Czy warto omawiać obwód zasilania? Warto jedynie przeliczyć, czy może być tak prosty, jak tu pokazano. (...) Z doborem częstotliwości pracy układu jest nierozłącznie związany wymóg na pojemność kondensatora (kondensatorów) na wejściu. Panel nie powinien widzieć impulsowego charakteru obciążenia. Dobrze, aby nie widział go też liniowo pracujący wzmacniacz U1a. Pojemność kondensatorów C1a,b... wypada duża. I czym większa, tym lepiej. Duża pojemność w tym miejscu to nie tylko komfortowe warunki widziane przez panel. To także możliwość obniżenia częstotliwości podłączenia obciążenia (grzałki). Z drugiej strony, to także możliwość, ale i konieczność zpowolnienia pętli regulacji. Kondensatory C1 muszą być specyfikowane na dość duże napięcie (w naszym przypadku co najmniej 150V), a więc są gabarytowe, i wymagany jest kompromis. Przeliczmy, jakich tętnień napięcia należy się spodziewać przy sugerowanej wartości (na schemacie) 2mF. Punkt MPP szacujemy na ok. 100V, a oporność obciążenia (grzałki) narzuca, iż każde jej włączenie skutkuje poborem prądu ok. 3A. Założony tu projekt narzuca stały czas TON przerzutnika, który odpowiada właśnie czasowi włączenia T7. Jeśli zakładamy tu czas na poziomie 1ms, to przemnażając go przez 3A, dostajemy ładunek 3mC. Taki ładunek, odprowadzony z pojemności 2mF, rozładuje ją o 1,5V. I to są maksymalne tętnienia, jakich należy się spodziewać w pełnym zakresie pracy obwodu MPPT. Aczkolwiek, przy silniejszym nasłonecznieniu, będą mniejsze. Obliczona wartość wydaje się w pełni zadowalająca, co uzasadnia poprawność kompromisu na pojemność C1. Zauważmy także, że wielkość tętnień napięcia na C1 jest funkcją różnicy prądu obciążenia i chwilowej wydajności prądowej panelu FV, a także czasu TON monoflopa. Nie zaś częstotliwości kluczowania, która jest zmienna. Fakt ten uzasadnia celowość założeń projektu, aby stały był czas TON, zmienny zaś – TOFF.

Tak zaprojektowany układ jest prosty i nie zawiera zbyt wielu elementów. Działa (powinien działać) zgodnie z poprawną ideą PWM. Jedyna obawa koncentruje się na stabilności w pełnym zakresie oświetlenia paneli. Głównym elementem kompensacji częstotliwościowej jest kondensator C3. W tym samym charakterze pracuje C2, który oznaczono gwiazdką (jako dobierany), a sugerowana wartość to 100nF. Dobrze jest, aby w tym miejscu była pojemność, gdyż tętnienia napięcia na kondensatorze C1 (kondensatorach C1a, C1b ...) są duże. Filtracja C2 powinna być skuteczna na częstotliwości kluczowania. Równocześnie, punkty załamania charakterystyki wzmocnienia (w całej pętli), jakie wnoszą C2 i C3, powinny być możliwie daleko od siebie oddalone. W przeciwnym razie skutek będzie odwrotny od zamierzonego. „Wieszanie" kondensatora na wejściu wzmacniacza nie jest miejscem najszczęśliwszym. I zawodzi oszacowanie jego wpływu na charakterystykę częstotliwościową, w iloczynie z widzianą tu (w tym samym węźle) rezystancją. Układ pracuje w bardzo wąskim zakresie napięcia na wejściu WO, co uzasadnia większą wartość kondensatora, aniżeli wynikałoby z oszacowania stałych czasowych. Sugerowana kolejność uruchamiania układu powinna polegać na rozpoczęciu (uruchamiania) z brakiem C2, a następnie dobraniu jego wartości eksperymentalnie.

Na zakończenie należy powiedzieć, że projektów niesprawdzonych nie powinno się publikować. Dlatego omówiony zostaje tu, w rubryce Poczta. Układ nie został sprawdzony dlatego, iż projekt zamieszczony w EdW 7/2021 wydał się bezpieczniejszy i też spełniający postawione wymagania i założenia. Autor ma nadzieję, że porównanie obu rozwiązań, wraz z naświetleniem ew. kłopotów przy uruchamianiu, może być pouczające podczas projektowania także podobnych układów – analogowych.

Upominki za listy do Poczty otrzymują: ***Robert Głowacki*** oraz ***Michał Słomkowski***.

eprasa.pl 77e11ef3c9

Zaprenumeruj Elektronikę dla Wszystkich, a zawsze dostaniesz najnowszy numer wprost do Twojej skrzynki!

na start do 6* wydań gratis

po 5 latach nieprzerwanej prenumeraty do 12* wydań gratis

* Cena prenumeraty rocznej **na start** wynosi 152,90 zł. Przy zamówieniu prenumeraty dwuletniej za 250,20 zł oszczędność wynosi równowartość sześciu wydań Elektroniki dla Wszystkich.
Przedłużasz prenumeratę? Aby otrzymać zniżkę lojalnościową, przedłuż prenumeratę po zalogowaniu się do swojego panelu na **www.ulubionykiosk.pl**, gdzie znajdziesz atrakcyjną ofertę prenumeraty, która uwzględnia przysługujące Ci zniżki za lojalność. Po 5 latach nieprzerwanej prenumeraty otrzymasz **rabat 50%** na prenumeratę dwuletnią.
Oferta dotyczy prenumeraty drukowanej.

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

prenumerata@avt.pl
AVT-Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa,
konto 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013

eprasa.pl 77e11ef3c9

Elektronika i historia

Chciałbym zaproponować naszym Czytelnikom nową rubrykę krótkich odcinków „Elektronika i historia”, gdzie opisywane byłyby przykłady ewolucji układów elektronicznych w ujęciu historycznym. Historia taka może czasem obejmować okres kilkudziesięciu lub nawet stu lat, a czasem jest to historia dziejąca się na naszych oczach, a to z powodu szybkiego rozwoju konstrukcji elektronicznych. Nawet gdy wszystko to dzieje się na naszych oczach, często naszym oczom umyka. Nie dostrzegamy przyczyn, czasem technicznych, a czasem historycznych takich czy innych zakrętów tej ewolucji.

W każdym odcinku chciałbym omówić historię jakiegoś obwodu, układu czy bloku funkcjonalnego urządzenia. Czasem ogólnie, widzianego z dalszej perspektywy, czasem nieco bardziej szczegółowo. W ramach tej rubryki można byłoby też zmieścić opis interesujących i bardzo pomysłowych rozwiązań, które wymarły całkowicie. Tak zwane stare schematy często zawierają zaskakująco proste, a sprytne rozwiązania. Pierwszy odcinek poświęcamy jednemu z aspektów ewolucji obwodów zasilania.

Przetwornica napięcia a transformator sieciowy

Najważniejszą korzyścią stosowania przetwornic, które zdominowały obwody zasilania i praktycznie wyparły zasilacze liniowe, jest możliwość pozbycia się ciężkiego transformatora sieciowego. I zastąpienie go transformatorem pracującym na częstotliwości najczęściej o trzy rzędy wielkości wyższej od sieciowego. Jednak gdy obserwuje się ewolucję obwodów zasilania, historia ta jest bardzo interesująca. Otóż pierwsze zasilacze impulsowe współpracowały z transformatorem sieciowym! Czy to miało sens?

Jak najbardziej! Aczkolwiek korzyść jest połowiczna, to jak najbardziej wymierna. Transformator co prawda przenosił pełną moc, ale moc ta jest mniejsza aniżeli w przypadku postregulatora (stabilizatora) liniowego. Mniejsza jest dzięki większej sprawności postregulatora (stabilizatora) impulsowego, a zysk nie jest bynajmniej marginalny. W przypadku szerokiego zakresu napięcia wejściowego, transformator musi być nawinięty z odpowiednim zapasem, aby zasilacz poprawnie pracował także przy maksymalnym przewidzianym spadku napięcia sieci energetycznej. Z kolei w sytuacji maksymalnej przewidzianej wartości Uwe sprawność stabilizatora liniowego jest bardzo niska, co odbija się nie tylko w postaci ciepła wydzielanego na szeregowym elemencie (tranzystorze) regulującym, ale tę moc musi też uwzględnić projekt samego transformatora. Takie konstrukcje były stosowane stosunkowo krótko, zanim technologia pozwoliła na budowę odpowiednich tranzystorów wysokonapięciowych. Wcześniej bipolarnych, obecnie praktycznie też wypartych przez MOSFET-y. Obecne konstrukcje zasilaczy-przetwornic pozwalają nie tylko na szeroką tolerancję wartości napięcia sieciowego, ale potrafią pracować podłączone czy to do sieci amerykańskiej, czy europejskiej. W tym zakresie ewolucja też była stopniowa. Do dzisiaj w komputerach stacjonarnych pracują zasilacze z przełącznikiem 230V/115VAC.

Zdecydowanie sytuację zmienił obowiązek stosowania obwodów poprawy współczynnika mocy PFC. Obwody bierne były nie tylko mało efektywne w poprawie PF (współczynnika mocy), a dodatkowo dodawały spory ciężarek (cewkę z rdzeniem żelaznym) do zasilacza. Sprawne konstrukcje PFC – aktywnych przetwornic, pozwalają na uproszczenie właściwego zasilacza, choć tę korzyść, ten zysk należy traktować jako uboczny. Preregulator PFC pracuje jako stabilizator wstępny, dający w miarę jednakowe napięcie w całym zakresie zmienności napięcia wejściowego. I konstrukcje boost/step-up nie mają z tym problemu. Co prawda istnieją też konstrukcje zasilacza (właściwego, tzn. bez PFC) potrafiącego pracować na „wyprostowanej sieci” zarówno 230V, jak i 115VAC. Jednak trudno wtedy powiedzieć, aby zasilacz był zaprojektowany optymalnie. Zbyt dużo kompromisów trzeba wprowadzić, łącznie z projektem samego transformatora i wielkości jego rdzenia. Takie konstrukcje są dobre dla przerębek właśnie dzięki temu, że wszystkie podzespoły nie są, i nie mogą być dobrane, zaprojektowane optymalnie. Ale to zupełnie inna kwestia.

Skoro przyglądamy się ewolucji obwodów zasilania w ujęciu historycznym, warto przyjrzeć się, jakie korzyści były osiągane w tak dziwnej hybrydzie jaką był zasilacz impulsowy z transformatorem sieciowym. Transformator brał na siebie zadanie nie tylko obniżenia napięcia, którym zasilana była przetwornica. Istotne było także zadanie izolacji galwanicznej. Przetwornica mogła być prostsza i nieizolowana. A z kolei dzięki dużej sprawności przetwornicy transformator sieciowy mógł być mniejszy. Mimo to, taką konstrukcję traktuje się jako dziwoląg spotykany tylko w krótkim okresie przejściowym między zasilaczami liniowymi i przetwornicami sieciowymi. Dalsza ewolucja obwodów zasilania poszła bardzo szybko i oczywiście się nie zakończyła. Trwa obecnie. Najnowsze konstrukcje koncentrują się na układach pseudo- i w pełni rezonansowych. Trudno przewidzieć, jaki będzie dalszy rozwój. Ale na pewno będziemy obserwować dalszy wyścig i współpracę technologii półprzewodników z pomysłami układowymi.

Wracając do klasycznego trafa sieciowego, trzeba stwierdzić, że to element bardzo niewygodny. Duży, ciężki i drogi. Jakie „uniki” robili dawni konstruktorzy, aby go nie zastosować? W tym przodowały konstrukcje polskich telewizorów. Szczególnie czarno-białych, ale nie tylko. Nasz rynek był zdominowany przez odbiorniki polskie, radzieckie i NRD-owskie. Zagraniczne miały transformator – jak się należy. A w jaki sposób nasi konstruktorzy omijali ten element na pozór nie do ominięcia? Możemy o tym opowiedzieć w innym odcinku.

Gdy z czasem na arenę wkroczyły prawdziwe, klasyczne przetwornice impulsowe, nie od razu było łatwo. Prostsze były konstrukcje niezapewniające galwanicznej izolacji od sieci energetycznej. I początkowo godzono się na brak takiej izolacji.

Ciąg dalszy na stronie 16

eprasa.pl 77e11ef3c9

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 ktoś (...) mógłby (...) przybliżyć temat detektorów złączy półprzewodnikowych? (...) trochę informacji można znaleźć [na stronie]: https://en.wikipedia.org/wiki/Nonlinear_junction_detector Wydaje mi się że tego typu urządzenie w warunkach amatorskich dałoby się zbudować na bazie nanoVNA.

Link podany przez Autora pytania kieruje do angielskojęzycznej Wikipedii, gdzie krótko omówione jest hasło NLJD – wykrywaczy, czyli detektorów złączy nieliniowych.

Detektory złączy nieliniowych od ładnych kilkudziesięciu lat znajdują interesujące zastosowania praktyczne. Detektory NLJD są dziś dostępne dla każdego, tylko są kosztowne – ceny zaczynają się od kilku tysięcy dolarów.

Jak wskazują informacje z podanej strony, ideę NLJD przedstawił Charles Bovill podczas II wojny światowej. Chodziło wtedy o sposób wykrywania w samolotach korozji elementów, ukrytej pod warstwą farby.

Znacznie później sposób wykorzystano do wykrywania urządzeń podsłuchowych, czyli tak zwanych pluskiew, i to ***niezależnie od tego, czy były one zasilane, czynne, czy nie***.

Aktualnie NLJD są stosowane przede wszystkim właśnie jako wykrywacze urządzeń elektronicznych wszystkich typów, niezależnie od tego, czy są włączone, w stanie uśpienia, czy wyłączone, a konkretnie urządzeń podsłuchowych, inwigilujących, ukrytych w pomieszczeniach, pojazdach, w ubraniu czy w bagażu (podsłuchy, dyktafony, rejestratory, kamery, lokalizatory GPS, telefony komórkowe i inne). To są niewątpliwie najbardziej znane zastosowania, ale w ostatnich latach zakres wykorzystania różnych odmian NLJD znacznie się rozszerzył, także na zupełnie inne dziedziny, o czym też wspomina artykuł w Wikipedii.

Oczywiste jest wykrywanie *pracujących* nadajników radiowych – pluskiew. Wystarczy za pomocą odbiornika – skanera, najlepiej z kierunkowa anteną, stwierdzić, że w pobliżu pracuje nadajnik radiowy. Dziś oprócz prostych i bardziej skomplikowanych klasycznych nadajników wykorzystujących różne rodzaje modulacji, często używane są podsłuchy radiowe, które są rodzajem telefonów komórkowych – zawierają kartę SIM i przekazują informacje przez sieć komórkową. Do ich wykrywania też wystarczy wielozakresowy odbiornik radiowy (skaner). Gorzej z wykrywaniem wszelkiego rodzaju nadajników, które pracują tylko okresowo. Nie można w ten sposób wykrywać podsłuchów przewodowych ani dyktafonów i kamer, które tylko nagrywają audio i wideo na karcie pamięci, a przekazują dane dalej co jakiś czas. Wtedy właśnie pomocą jest wspomniany NLJD – detektor złączy nieliniowych.

Zasada działania wykrywacza NLJD jest zaskakująco prosta. Wyjaśnienia trzeba jednak zacząć od przypomnienia oczywistej informacji, że wszelkie fale, w tym fale elektromagnetyczne, odbijają się od przeszkód. Ściślej biorąc, na granicy ośrodków o różnych właściwościach część energii fali przechodzi dalej, a część odbija się. Dotyczy to także fal elektromagnetycznych o wysokich częstotliwościach, w tym mikrofal. Praktycznym wykorzystaniem zjawiska odbicia fal jest dobrze znany radar. Radar za pomocą anteny wysyła w przestrzeń krótki impuls fal radiowych wysokiej częstotliwości (mikrofal), a potem po prostu odbiera sygnały odbite od różnych obiektów.

Detektor NLJD działa podobnie i można go nazwać „nieliniowym radarem": za pomocą odpowiedniej anteny wysyła falę radiową wysokiej częstotliwości i odbiera sygnały odbite. Najważniejsza różnica jest taka, że nie odbiera sygnału o częstotliwości, która została nadana, tylko odbiera sygnały o częstotliwościach harmonicznych nadawanego sygnału, w praktyce tylko drugą oraz trzecią harmoniczną. Przy takiej zasadzie działania nadajnik NLJD może pracować nie impulsowo, tylko ciągle, bowiem odbierane są harmoniczne, a nie odbity sygnał podstawowy.

W związku z taką zasadą pracy nadawany sygnał radiowy (mikrofalowy) powinien być czystą sinusoidą i nie powinien zawierać harmonicznych. Harmoniczne powstaną wtedy, gdy nadawana fala odbije się od obiektów, które pod względem elektrycznym mają nieliniową, niesymetryczną charakterystykę. Taka nieliniową charakterystykę mają między innymi elementy półprzewodnikowe. Tak, pojedyncze elementy półprzewodnikowe, a niekoniecznie układy.

Można to zaakceptować intuicyjnie na podstawie mocno uproszczonego, obrazowego opisu. Otóż element półprzewodnikowy, na przykład dioda, może być potraktowana jako antena. Można sobie wyobrazić, że sinusoidalna fala radiowa wywołuje w takiej antenie odbiorczej powstanie napięć w.cz., a to może wywołać przepływ prądów. Najprościej biorąc, dioda przewodzi prąd tylko w jednym kierunku, więc ewentualne prądy nie będą sinusoidalne, tylko będą odkształcone, a to oznacza, że prądy te zawierać będą wyższe harmoniczne. Przepływ tych prądów w.cz. w antenie – diodzie będzie oznaczał, że stanie się ona anteną nadawczą. Co bardzo ważne, wypromieniuje fale radiowe o częstotliwościach harmonicznych, częstotliwościach, których wcześniej tam nie było. I właśnie odebranie takich harmonicznych oznacza, że nadawany sygnał radiowy „oświetlił" jakieś nieliniowe złącze. Inaczej mówiąc, że

eprasa.pl 77e11ef3c9

w zasięgu promieniowania anteny nadawczej znajduje się jakieś nieliniowe złącze lub złącza.

Opisana sytuacja jest jak najbardziej oczywista, gdy wspomniana dioda jest częścią jakiegoś obwodu. Wtedy możliwy jest przepływ prądów w.cz. w takim obwodzie. Już tu trzeba podkreślić, że wspomniane harmoniczne powstaną także wtedy, gdy układ elektroniczny z tą diodą nie będzie zasilany i nie będzie normalnie pracował. Sygnały harmoniczne powstaną bowiem pod wpływem nadawanego przez NLJD sygnału radiowego. A to oznacza, że detektor NLJD może wykrywać na przykład urządzenia podsłuchowe nie tylko podczas ich pracy, ale co ważne, także wtedy, gdy urządzenia te są wyłączone, gdy nie są zasilane. Jednak to nie wszystko.

Omówione rozumowanie, przedstawiające przepływ odkształconych prądów w złączach półprzewodnikowych jako przyczynę powstawania harmonicznych jest proste, przekonujące i prawdziwe. Ale gdy chodzi o sygnały o wysokich częstotliwościach radiowych, w grę wchodzą dodatkowe zjawiska falowe. To trudne do wyobrażenia i intuicyjnego zaakceptowania, ale najprościej biorąc, odbite harmoniczne w.cz. powstaną także wtedy, gdy wspomniana przykładowa dioda nie będzie częścią układu, gdy nie będzie nigdzie podłączona!

Z tego względu detektor NLJD wykrywa nie tylko układy elektroniczne, na przykład podsłuchy – pluskwy. Zgodnie z nazwą: *non-linear junction detector*, wykrywa wszystkie nieliniowe złącza. I to nie tylko typowe złącza półprzewodnikowe (np. krzemowe). Wykrywa wszelkie elementy, które mają nieliniową charakterystykę elektryczną. A ogólnie biorąc, nieliniowe charakterystyki mają rozmaite złącza, czyli styk materiałów o różnych właściwościach.

Najstarsi elektronicy pamiętają tak zwane prostowniki kuprytowe, w których wykorzystywano nieliniową charakterystykę złącza miedź–tlenek miedzi. Również złącza innych metali i ich tlenków mają niesymetryczną i (lub) nieliniową charakterystykę elektryczną. I właśnie wynalazek detektorów NLJD związany jest z wykrywaniem nie podsłuchów, tylko korozji, czyli występowania tlenków na metalu.

Dziś do wykrywania ognisk korozji mamy inne, lepsze metody, a detektory NLJD służą przede wszystkim do wykrywania podsłuchów – pluskiew. Czyli układów zawierających popularne elementy półprzewodnikowe, głównie krzemowe. Nie jest to jednak takie proste. Dalsze informacje o NLJD przedstawione będą w następnym numerze EdW.

100% elektroniki

Prenumerujesz
Elektronikę Praktyczną
+
Elektronikę dla Wszystkich?

W promocji
1 + 1 = 3
otrzymasz bezpłatną
prenumeratę Elektronika

na www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 77e11ef3c9

Jubileusz 25-lecia EdW
Moja przygoda z elektroniką i EdW

W ramach jubileuszowego konkursu na 25-lecie EdW, opowiem nieco o początkach mojej przygody z elektroniką.

Pierwsze zaciekawienie elektroniką pojawiło się u mnie w wieku 7 lat, gdy zacząłem robić doświadczenia z prostymi obwodami elektrycznymi (rzecz jasna, zasilanymi bateriami) z książek z doświadczeniami z różnych dziedzin nauki. Zapragnąłem poznać w przyszłości elektronikę, widząc ją jako bardziej zaawansowaną wersję elektryczności, a właściwie prostych obwodów elektrycznych, bo generalnie elektrotechnika jest nie mniej zaawansowana od elektroniki. Ten temat u mnie później ucichł, ale na szczęście tylko do czasu.

W bibliotece szkolnej natknąłem się na książkę „Elektronika dla Wszystkich" p. Janusza Wojciechowskiego i zapał do wejścia w elektronikę odżył :) Niestety, czytając ją, wtedy jeszcze prawie nic nie rozumiałem. Później, dzięki zestawowi „Sekrety Elektroniki", naocznie poznałem działanie podstawowych elementów – np. rezystorów, kondensatorów, tranzystorów (bipolarnych). To był pierwszy ważniejszy krok, dzięki któremu już coś więcej rozumiałem. Zacząłem szukać w księgarniach jakiejś przystępnej pozycji o elektronice, w miarę możliwości zawierającej jak najwięcej informacji potrzebnych do większego wtajemniczenia się. W końcu zacząłem od „Wypraw w świat elektroniki". Okazały się one świetną pozycją dla zupełnie początkującego. Niedługo potem zacząłem czytać EdW regularnie, co miesiąc. Jestem czytelnikiem od maja 2007, od pewnego czasu też prenumeratorem – świetne czasopismo! Nawet niezbyt zaawansowana osoba może wiele wynieść z jednego wydania!

W późniejszych latach zamierzałem nieco lepiej zrozumieć pewne zależności w elektronice (głównie z matematycznego punktu widzenia). Szukałem czasem informacji w Internecie (w tym na Elportalu i Forum Elportalu). Jednak trochę wydawało mi się, że z powodu coraz mniejszej ilości czasu wolnego bardziej wgłębię się w elektronikę dopiero na studiach.

Obecnie jeszcze jestem na studiach elektronicznych, kończę za kilka miesięcy. Z pewnością w mojej przygodzie z elektroniką EdW ma (i będzie miała) ważny udział. Ostatnio szczególnie zaciekawił mnie m.in. cykl o niedoskonałościach elementów, o których warto pamiętać w praktyce :)

Niedługo postaram się też wznowić swój udział w Szkole Konstruktorów.

Życzę Szanownej Redakcji dalszej wytrwałości w prowadzeniu bardzo przystępnego i ciekawego czasopisma, jakim jest EdW! Dziękuję za każdy wysiłek włożony w to, co jest w nim prezentowane!

Michał Jarzynka
michj@interia.eu

Zachęcamy do nadsyłania podobnych tekstów!

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

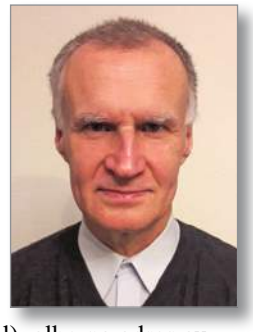
Pomyśl, napisz (powyższy materiał ma około 750 słów) i przyślij zwykłym listem lub na adres *edw@elportal.pl*!
Materiał może dotyczyć „elektronicznych wspomnień", ale też dowolnego innego aspektu elektroniki.

Ciąg dalszy ze strony 13

To było do przyjęcia, dopóki jedynym złączem z tyłu telewizora było gniazdo antenowe. Ale gdy zaczęto wyposażać odbiorniki w tzw. wejścia AV, bezpieczna izolacja stała się koniecznością. Jakie wybiegi stosowano, aby móc mimo wszystko wykorzystać (prostszy) zasilacz nieizolowany? To też może być tematem jednego z kolejnych odcinków.

Praktycznie zupełnie zapomniane zostały konstrukcje z preregulatorem tyrystorowym. Układy takie były wdrożone przez firmy zachodnie, ale przodowali w tym Rosjanie. Były to układy skomplikowane i bardzo awaryjne, ale zasługujące na szacunek dla konstruktora. Może je też warto odświeżyć? Często słyszę od „starych fachowców": to takie niedopracowane i okropne ruskie rozwiązania. Ale dlaczego? Dlaczego konstruktor szukał takiej drogi? Otóż często musiał pogodzić dostępną bazę elementów, ograniczenia dostępnych półprzewodników (układów scalonych i tranzystorów) z możliwościami układowymi. Powstawały układy faktycznie nieraz bardzo dziwaczne. Dlaczego? To też można odczytać i domyślić się po analizie schematu, trzeba tylko mieć orientację co do dostępności w danym czasie tzw. bazy elementowej. A wtedy zamiast krytyki, przyjdzie docenić zdolności i kunszt konstruktora. Czy to też warto „odkopać" ze starych schematów?

Tematy tego typu, jak sugerowane wyżej, są dość obszerne. W ramach proponowanej rubryki musiałyby być potraktowane pobieżnie i przekrojowo. Czy chcielibyście w kolejnych numerach EdW poczytać o historii wybranych urządzeń, układów i obwodów?



Piszcie!

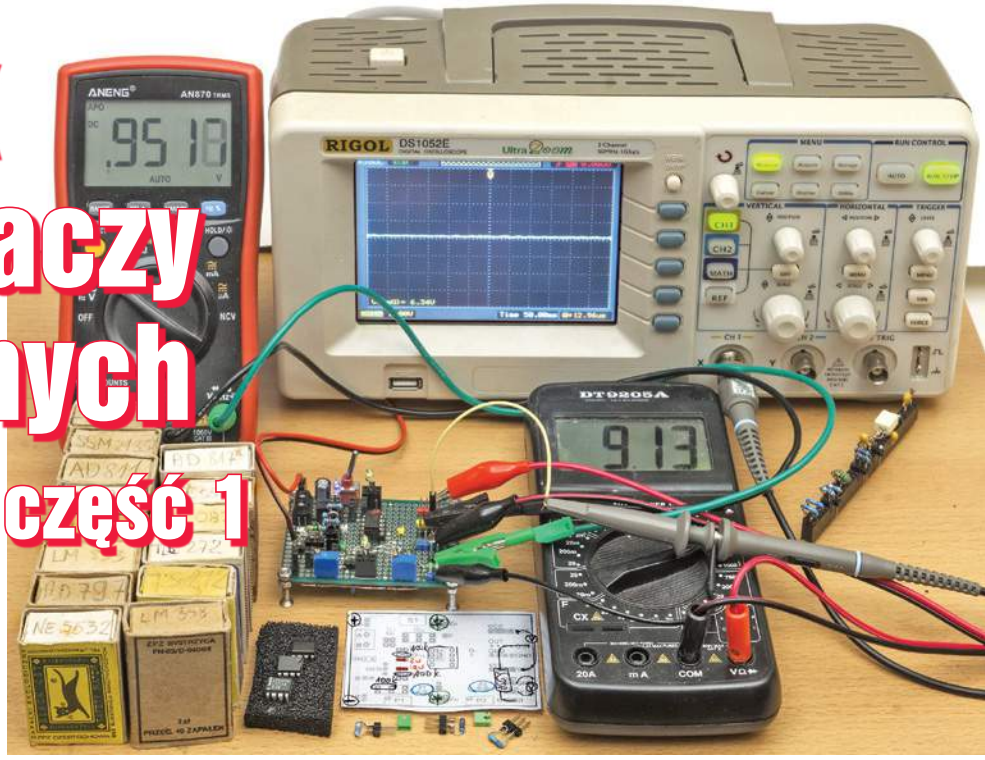
Albo do redakcji (edw@elportal.pl), albo na adres autora!

Karol Świerc
rtv@silnet.pl

eprasa.pl 77e11ef3c9

Miernik wzmacniaczy operacyjnych

część 1



Zaskakująco prosty układ, który pozwala zmierzyć kluczowe parametry klasycznych wzmacniaczy operacyjnych (czyli typu VFA): napięcie niezrównoważenia U_{OS}, prądy polaryzacji wejść I_B, wzmocnienie napięciowe z otwartą pętlą A_{OL} dla napięcia stałego i przebiegów zmiennych, współczynnik tłumienia sygnału wspólnego CMRR, współczynnik tłumienia tętnień zasilania PSRR dla napięcia stałego i przebiegów zmiennych, a także sprawdzić zakresy roboczych napięć wejściowych i wyjściowych oraz oczywiście zmierzyć pobór prądu I_{CC}.

W EdW 8/2019 (str. 21) opisany został tester wzmacniaczy operacyjnych. Układ ten pozwala sprawdzić, czy wzmacniacz operacyjny w ogóle działa, czy jest uszkodzony. Natomiast opisywany teraz miernik wzmacniaczy operacyjnych pozwala w prosty sposób zmierzyć wszystkie najważniejsze parametry wzmacniaczy operacyjnych. A przynajmniej wszystkie parametry statyczne i niektóre dynamiczne w mniej szybkich kostkach. Tak, tylko w kostkach mniej szybkich, ponieważ pomiar parametrów dynamicznych wzmacniaczy szybkich za pomocą uniwersalnego układu byłby niemiarodajny, trudny lub wręcz niemożliwy do wykonania.

Przyczyny powstania opisywanego miernika są następujące: mam w swoich zbiorach sporą liczbę rozmaitych wzmacniaczy operacyjnych. Niektóre były już używane i przed ich powtórnym wykorzystaniem warto byłoby sprawdzić nie tylko, czy działają, ale czy nadal mają parametry zgodne z katalogiem, co wcale nie jest oczywiste. Nabyłem też precyzyjne wzmacniacze operacyjne o bliskim zeru napięciu niezrównoważenia (typu *zero drift* i pokrewne) oraz rozmaite wzmacniacze z wyjściami i wejściami typu *rail-to-rail*. Kupowałem układy od różnych sprzedawców, niektóre po cenach znacząco niższych niż u wiodących dystrybutorów.

Bez żadnego problemu można znaleźć karty katalogowe z parametrami takich wzmacniaczy. Tak, ale problem w tym, że słyszy się o podróbkach najróżniejszych podzespołów elektronicznych, w tym wzmacniaczy operacyjnych oraz o sprzedawaniu egzemplarzy nie do końca spełniających wymagania podane w katalogu. Doszedłem do wniosku, że przed wykorzystaniem posiadanych wzmacniaczy operacyjnych warto byłoby je zmierzyć – sprawdzić, czy ich rzeczywiste parametry odpowiadają danym katalogowym. Potrzebowałem więc przyrządu, który potrafiłby zmierzyć przede wszystkim parametry wejść: napięcie niezrównoważenia, prądy polaryzacji obu wejść oraz zakres roboczych napięć wejściowych, tak ważny przy niskich napięciach zasilania. Dobrze byłoby, gdyby przyrząd mierzył także inne parametry.

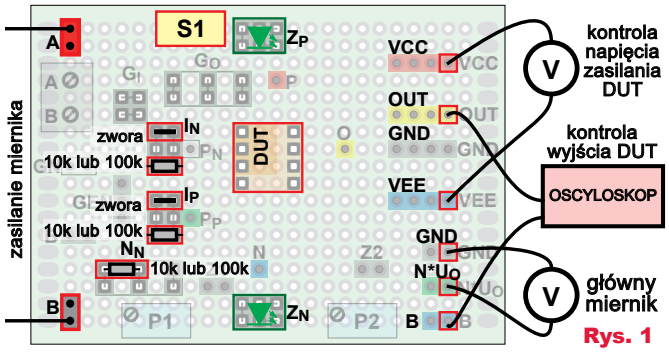
Przeszukałem Internet, a znalezione rozwiązania próbowałem dostosować do swoich potrzeb. Powstało kilka wersji schematu. Najpierw chciałem zbudować uniwersalny miernik, wymagający minimalnej tylko konfiguracji przed pomiarem. Powiem krótko: na początku chciałem stworzyć rodzaj automatu do pomiaru wzmacniaczy operacyjnych. Niestety wszystkie kolejne wersje projektu okazywały się zbyt rozbudowane, a ich realizacja wymagałaby wiele czasu. A u mnie z wolnym czasem bardzo krucho – ja od lat dysponuję... permanentnym brakiem czasu. Dlatego w końcu postanowiłem zrealizować miernik jak najprostszy. Efektem jest niewielki przyrząd zaprezentowany na fotografiach. Na początek dla zachęty przedstawione zostaną przykłady pomiaru podstawowych parametrów popularnych kostek.

Przykładowe pomiary

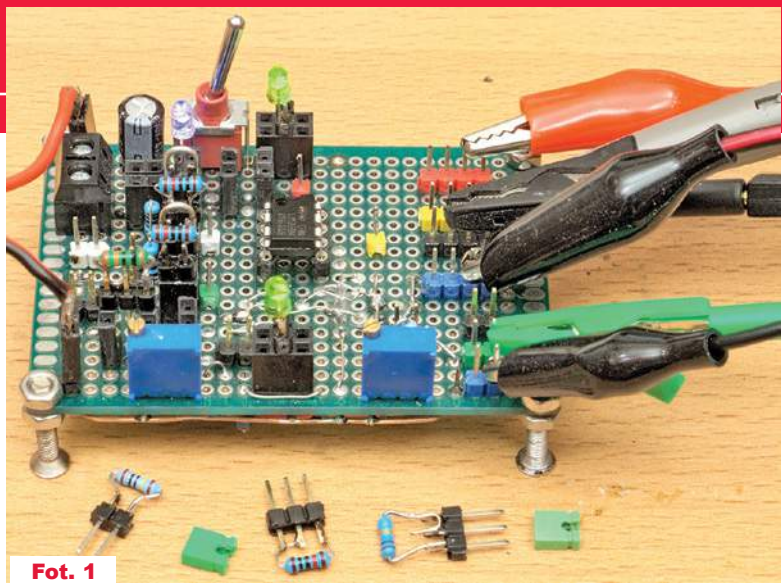
Fotografia tytułowa pokazuje konfigurację miernika wzmacniaczy operacyjnych, pozwalającą zmierzyć napięcie niezrównoważenia, prądy polaryzacji obu wejść, a tym samym prąd niezrównoważenia. Dodatkowo w tej samej konfiguracji można też zmierzyć współczynnik tłumienia tętnień zasilania, zarówno dla napięcia dodatniego, jak i ujemnego (PSRR+ PSRR–).

Układ został skonfigurowany na podstawie **rysunku 1** i **fotografii 1**. Szczegóły omówione będą dalej w artykule. Zmierzyłem cztery wzmacniacze operacyjne, pokazane na **fotografii 2**: LM358, NE5532, TL081 oraz precyzyjny o bardzo małym poborze mocy LT1178. Przeprowadziłem tylko najprostsze pomiary: napięcia niezrównoważenie (U_{OS}), prądów polaryzacji obu

eprasa.pl 77e11ef3c9



Rys. 1


Fot. 1

Fot. 2

wejść wzmacniacza (I_{B+}, I_{B-}) oraz wpływu zmian każdego z napięć zasilania na napięcie niezrównoważenia, czyli współczynniki PSRR (PSRR+, PSRR–). Wyniki przedstawione są w **tabeli 1**. **Fotografia 3** pokazuje sytuację podczas pomiaru napięcia niezrównoważenia kostki LM358, która wtedy zasilana była napięciem 9,14V.

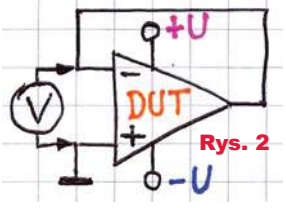
Ogólnie biorąc, wyniki mieszczą się w granicach podanych w kartach katalogowych tych układów. Pewnym zaskoczeniem są różnice prądów polaryzacji obu wejść testowanego egzemplarza TL082 oraz duże różnice współczynnika tłumienia tętnień dodatniego i ujemnego napięcia zasilania w kostkach LM358, a szczególnie NE5532.

Opisywany przyrząd pozwala w prosty sposób mierzyć także wiele innych parametrów wzmacniacza, o czym dalej.

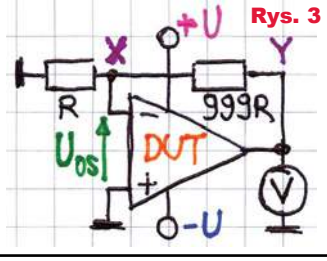
Opis układu

Niektóre podstawowe parametry, w tym wartość napięcia niezrównoważenia, może zmierzyć sam testowany wzmacniacz oznaczony DUT (Device Under Test). Teoretycznie można byłoby wykorzystać sposób z **rysunku 2** i zmierzyć napięcie niezrównoważenia czułym woltomierzem. Bardzo czułym, bo dobre wzmacniacze mają napięcie niezrównoważenia 10...100 mikrowoltów, a najlepsze jeszcze mniej, w zakresie 1uV...10uV.

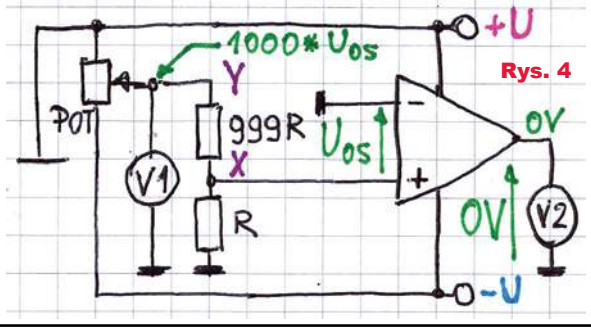
Dość często proponuje się schemat według **rysunku 3**. W punkcie Y występuje napięcie stałe i jest to napięcie niezrównoważenia wzmocnione w stosunku wyznaczonym przez stosunek rezystorów, w tym przypadku 1000-krotnie. Taki sposób pomiaru jest prosty, ale w tym układzie na wyjściu wzmacniacza występuje dość duże napięcie stałe. W zasadzie można tak mierzyć, ale zgodnie z definicją, *wejściowe napięcie niezrównoważenia to napięcie różnicowe, które trzeba podać na wejście, by uzyskać na wyjściu napięcie równe zeru*. Można byłoby to zrealizować z potencjometrem i dzielnikiem według **rysunku 4**.



Rys. 2



Rys. 3



Rys. 4

Potencjometr POT należałoby ustawić tak, żeby na wyjściu uzyskać napięcie U2 = 0. Jeżeli dzielnik zmniejszy napięcie z suwaka potencjometru 1000-krotnie, to napięcie niezrównoważenia wzmacniacza DUT jest 1000 razy mniejsze niż zmierzone woltomierzem napięcie U1.

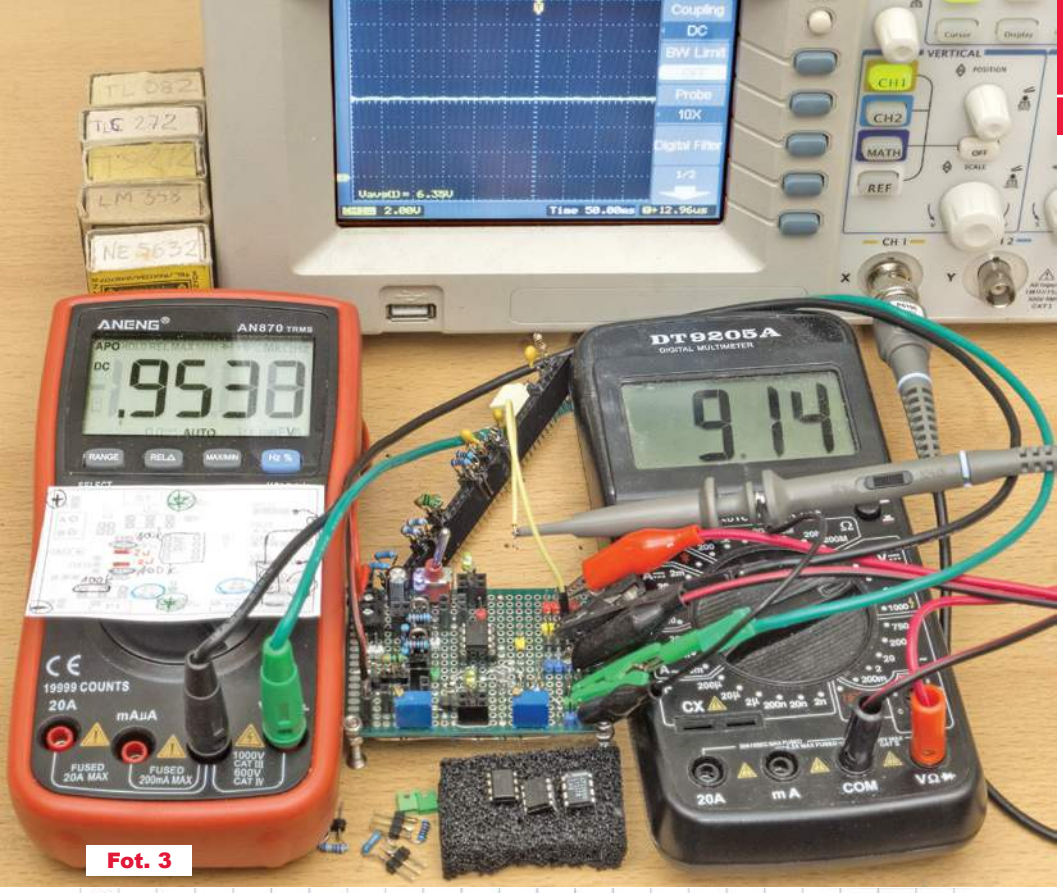
	LM358	NE5532	TL082	LT1178
U_{OS}	0,95mV	0,93mV	0,453mV	0,02mV
I_{B-}	20,3nA	0,144uA	285pA	3,3nA
I_{B+}	20,1nA	0,135uA	20pA	3nA
PSRR+	2uV/V	0,15uV/V	4uV/V	-
PSRR–	7,5uV/V	15uV/V	5,5uV/V	-

Tab. 1

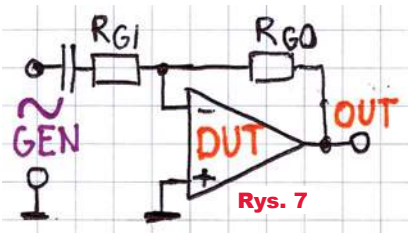
Podaną właśnie definicję spełniają też inne rozwiązania, w tym nieporównanie wygodniejszy w obsłudze układ pomiarowy z jednym woltomierzem według **rysunku 5** z dodatkowym, pomocniczym wzmacniaczem AUX – *auxiliary*. Napięcie między wejściami wzmacniacza AUX podczas pracy jest równe zeru (z dokładnością do jego napięcia niezrównoważenia). Wzmacniacz AUX tak zmienia napięcie na swym wyjściu, żeby utrzymać zerowe napięcie na wyjściu badanego wzmacniacza DUT. W tym celu na wejście nieodwracające wzmacniacza DUT podaje niewielkie napięcie, równe właśnie napięciu niezrównoważenia wzmacniacza DUT. W punkcie X względem masy występuje malutkie napięcie niezrównoważenia wzmacniacza DUT, a w punkcie Y – napięcie wielokrotnie większe. Przy zastosowaniu dzielnika np. R_X = 1kΩ, R_Y = 999kΩ napięcie w punkcie Y jest 1000 razy większe od napięcia niezrównoważenia U_{OS} i można je zmierzyć jakimkolwiek woltomierzem. Wartość R_X powinna być możliwie mała, w praktyce stosuje się wartości 10Ω…100Ω.

Na dole **rysunku 5** pokazana jest wersja, gdzie wzmacniacz pomocniczy AUX jest integratorem, a więc też filtrem dolnoprzepustowym, co jednak w niczym nie zmienia zasady działania, a pomaga zapanować nad samowzbudzeniem i wzmacnianiem wszelkich „śmieci" (przebiegów zmiennych). AUX nie musi być wzmacniaczem o szczególnie dobrych parametrach. Dobrze byłoby, żeby to był wzmacniacz z wejściami i wyjściami rail-to-rail (RRIO), ale trudno znaleźć

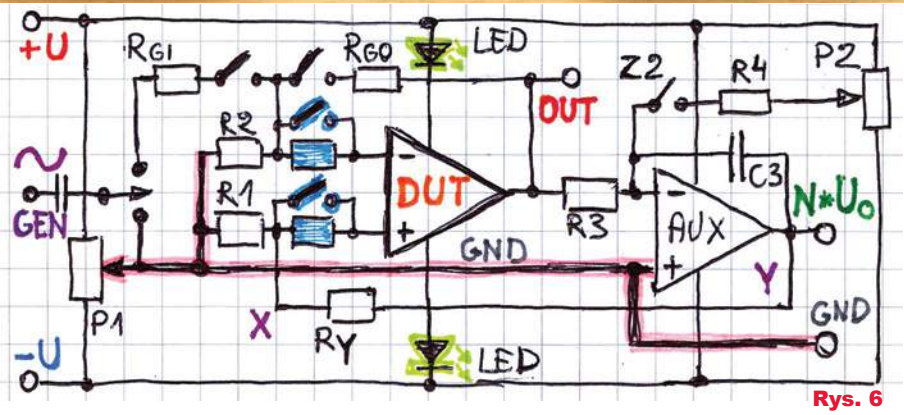
eprasa.pl 77e11ef3c9



Fot. 3



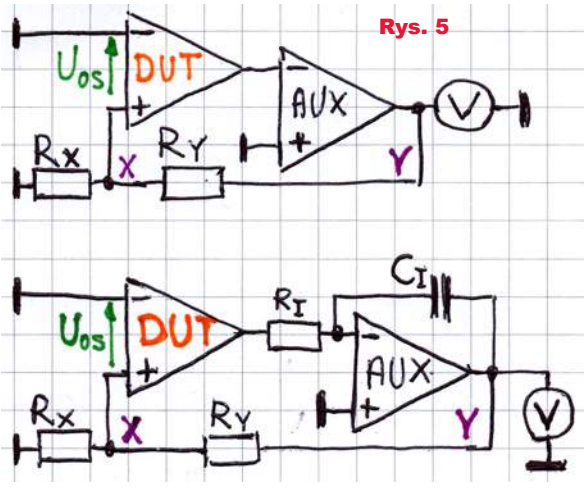
Rys. 7



Rys. 6

wzmacniacz RRIO o dużym dopuszczalnym napięciu zasilania.

W następnej kolejności warto przeanalizować mocno uproszczony schemat z **rysunku 6**. Dzięki niewielkim w sumie modyfikacjom wersji z dolnej części rysunku 5 taki układ może zmierzyć wiele innych ważnych parametrów wzmacniacza operacyjnego, w tym prądy polaryzacji wejść I_B, prąd niezrównoważenia I_O (I_{OS}), wzmocnienie z otwartą pętlą A_{OL}, zakresy roboczych napięć wejściowych i wyjściowych oraz współczynniki PSRR i CMRR.



Rys. 5

Potencjometr P1 pozwala na zmianę potencjału masy względem napięć zasilania VCC i VEE. W pierwszej chwili może się to wydać bardzo dziwne, bo potencjał masy zwykle uznawany jest za niezmienny punkt odniesienia – przyjmujemy, że panuje tam napięcie równe zeru.

Owszem, zazwyczaj tak jest, ale wybór obwodu i bezwzględnego potencjału masy jest kwestią umowną i w praktyce zdecydowanie prostsze jest rozwiązanie według idei z rysunku 6 z potencjometrem P1. Możliwość zmiany potencjału masy pozwoli zmierzyć statyczny współczynnik CMRR oraz zakres roboczych napięć wejściowych wzmacniacza DUT. Natomiast sygnał zmienny z zewnętrznego generatora pozwoli zbadać współczynnik CMRR oraz wzmocnienie zmiennoprądowe (A_{OL}) przy różnych częstotliwościach. Dołączone na wejściach wzmacniacza DUT dwa rezystory i dwa wyłączniki zaznaczone niebieskim kolorem pozwolą zmierzyć wejściowe prądy polaryzacji obu wejść i prąd niezrównoważenia.

W układzie po zwarciu wyłącznika Z2 można zmieniać napięcie na wyjściu wzmacniacza DUT za pomocą potencjometru P2. Pozwoli to zmierzyć stałoprądowe wzmocnienie DUT z otwartą pętlą (A_{OL}), a także sprawdzić możliwości wyjścia wzmacniacza DUT, w tym wydajność prądową i zakres możliwych do uzyskania napięć wyjściowych przy rozmaitym obciążeniu tego wyjścia.

Opcjonalne rezystancje oznaczone R_{GI}, R_{GO} dodatkowo pozwolą skonfigurować DUT do roli wzmacniacza odwracającego, co przy użyciu sygnału z zewnętrznego generatora według **rysunku 7** pozwoli zmierzyć niektóre parametry dynamiczne, w tym pasmo przenoszenia i szybkość zmian napięcia wyjściowego, ale tylko wzmacniaczy o niedużej szybkości.

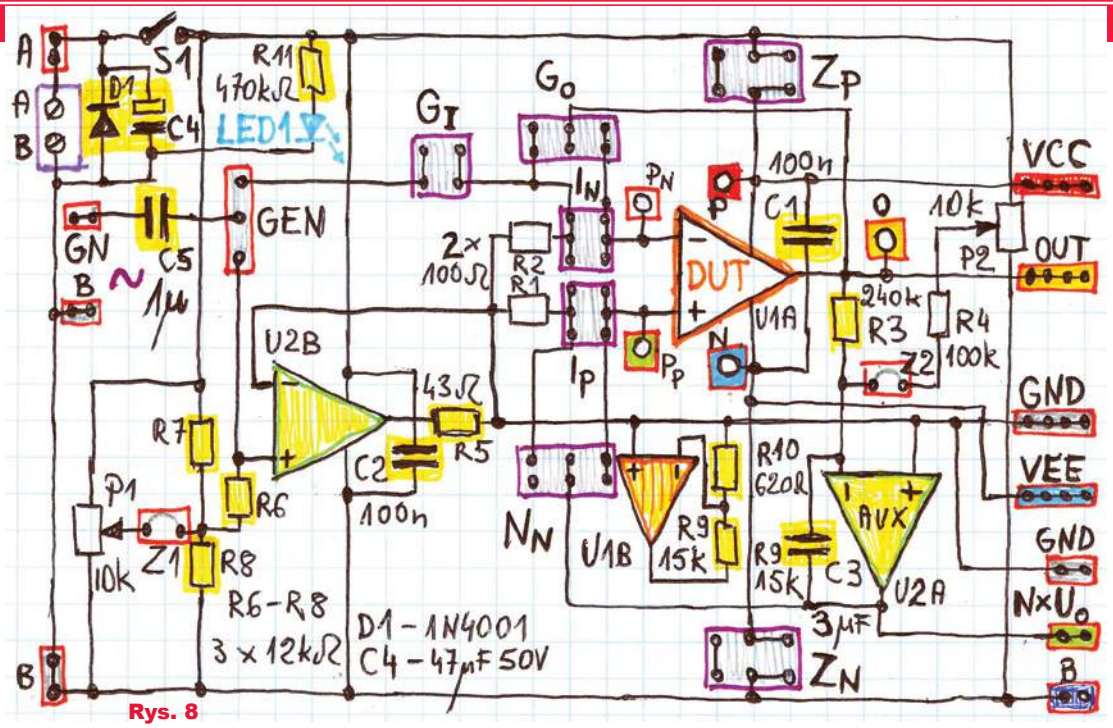
Pełny schemat ideowy mojego miernika pokazany jest na **rysunku 8**. Jest to bardzo uniwersalny przyrząd pomiarowy, który pozwala zmierzyć większość parametrów wzmacniacza operacyjnego. Trzeba go tylko odpowiednio skonfigurować.

Czerwonymi obwódkami wyróżnione są na schemacie łączówki (szpilki goldpin), a fioletowymi obwódkami – gniazda stykowe, które należy skonfigurować, by zmierzyć konkretny parametr wzmacniacza DUT.

Już tu trzeba podkreślić, że w moim modelu, pokazanym na fotografiach, dla ułatwienia testów i konfiguracji,

eprasa.pl 77e11ef3c9

niezbędne do tego elementy: podstawka pod wzmacniacz DUT oraz gniazda i szpilki goldpin, zostały umieszczone na górnej stronie płytki drukowanej. Aby to jeszcze bardziej ułatwić i nie wprowadzać zamieszania, prawie wszystkie elementy pomocnicze, które nie są bezpośrednio związane z konfiguracją, zostały ukryte – są zamontowane na drugiej, dolnej stronie płytki drukowanej. Na rysunku 8 żółte podkładki pokazują te elementy pomocnicze, które w moim modelu zmontowane są na niewidocznej stronie płytki.



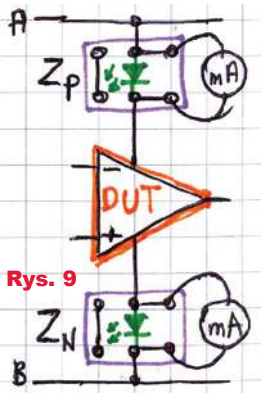
Rys. 8

Przyrząd zasilany jest pojedynczym napięciem U_{AB}, podanym na zaciski A (+), B (–). Wprawdzie większość pomiarów będzie przeprowadzana przy napięciu zasilania U_{AB} od kilku do kilkunastu woltów, jednak warto pamiętać, że maksymalne napięcie zasilania niektórych wzmacniaczy, np. popularnych NE5532, to 44V (±22V), dlatego warto zastosować kondensatory (C1...C4) o napięciu co najmniej 50V.

1-amperowa dioda D1 zabezpiecza układ przed uszkodzeniem w przypadku odwrotnego podłączenia zasilania.

Po pierwszych testach modelu dodany został wyłącznik zasilania S1 oraz kontrolka LED1. Chodzi o to, żeby łatwo było odłączyć zasilanie na czas wymiany badanego wzmacniacza albo zmiany konfiguracji. By zredukować niebezpieczeństwo uszkodzenia, takich czynności nie należy bowiem przeprowadzać przy włączonym zasilaniu. W modelu rezystor R11 wyznaczający prąd ma bardzo dużą wartość 470kΩ. Zastosowana kontrolka LED1 ma dużą skuteczność i przy większym prądzie za mocno świeciła w oczy i przeszkadzała w pomiarach. Wartość R11 warto tak dobrać, żeby przy zasilaniu U_{AB} = 7...8V świecenie kontrolki LED1 było możliwie słabe, ale wyraźnie zauważalne.

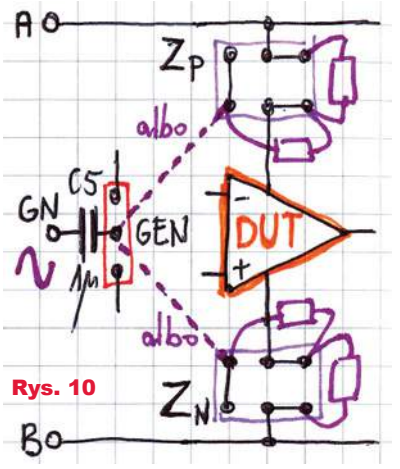
W najprostszym przypadku w gniazda Z_P, Z_N umieszczone w obwodach zasilania wzmacniacza DUT można byłoby wstawić zworki. Dużo lepszym rozwiązaniem jest wstawienie tam dwóch diod LED, najlepiej zielonych, których napicie przewodzenia wynosi około 2V. Jasność świecenia tych diod da wstępną informację o spoczynkowym prądzie zasilania badanego wzmacniacza. Dokładny pomiar prądu zasilania jest bardzo łatwy. W większości przypadków nie trzeba usuwać tych diod LED – wystarczy równolegle do diody LED dołączyć miliamperomierz, jak pokazuje przykład z **rysunku 9**. Cały prąd zasilania popłynie wtedy przez miliamperomierz. Oczywiście spowoduje to wzrost napięcia zasilania badanego wzmacniacza o około 2V, co może mieć znaczenie tylko przy badaniu wzmacniaczy operacyjnych o maksymalnym zalecanym napięciu zasilania 5,5V (większość wzmacniaczy produkcji Microchip). Zamiast diody LED, w jedno z gniazd Z_P, Z_N można też wstawić rezystorowy dzielnik napięcia według idei z **rysunku 10**, a wtedy sygnał z zewnętrznego generatora będzie modulował dodatnie lub ujemne napięcie zasilania, co pozwoli zmierzyć współczynnik tłumienia tętnień zasilania PSRR+ lub PSRR–.



Rys. 9

Co bardzo ważne, zazwyczaj w gniazda Z_P, Z_N włożone będą zielone diody LED, a na każdej z nich wystąpi spadek napięcia około 2V. W ten sposób badany wzmacniacz DUT będzie zasilany napięciem o około 4V niższym od całkowitego napięcia U_{AB}, zasilającego pomocniczy wzmacniacz AUX i potencjometry. Dzięki temu ***potencjał sztucznej masy można regulować potencjometrem P1 w zakresie nieco szerszym niż napięcie zasilania wzmacniacza DUT***.

Tylko na pozór wygląda to na niepotrzebny zabieg. W rzeczywistości jest to bardzo cenna zaleta, bo pozwoli sprawdzić zakres roboczych napięć wejściowych DUT, który we wzmacniaczach *single supply* oraz *rail-to rail* nie tylko obejmuje potencjał jednej lub obu szyn zasilania, ale też może nieco wykraczać poza ten zakres. Proste rozwiązanie z diodami LED w obwodach zasilania pozwoli bez problemu zbadać także możliwość pracy wejść poza zakresem napięcia zasilania wzmacniacza DUT.



Rys. 10

Podczas pomiaru spoczynkowego prądu zasilania w podstawowej wersji według rysunku 8 zmierzony będzie prąd pobierany przez obie struktury podwójnej kostki DUT (U1). Stąd też obecność na rysunku 8 wzmacniacza U1B, którego wejście nieodwracające jest dołączone do masy GND. Jego wejście odwracające w zasadzie mogłoby być dołączone do wyjścia, co

eprasa.pl 77e11ef3c9

dawałoby wtórnik. Jednak opisywany przyrząd może też mierzyć wzmacniacze operacyjne niedokompensowane, które nie mogą pracować przy wzmocnieniu równym 1, a jedynie większym. Aby nie dopuścić do samowzbudzenia wzmacniacza U1B, zamiast wtórnika mamy tu wzmacniacz o wzmocnieniu około 25× (G = 1+ R9/R10)

Samowzbudzeniu badanej kostki U1 zapobiega też kondensator C1 dołączony bezpośrednio do końcówek zasilających. Podobną funkcję dla pomocniczego wzmacniacza AUX (U2) pełni C2.

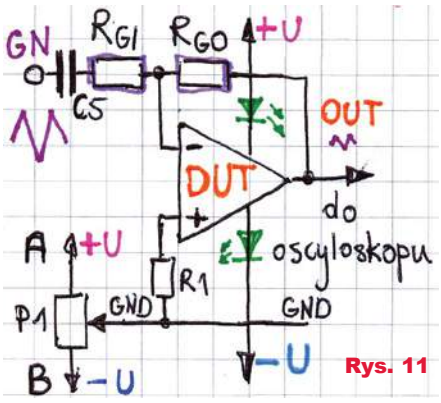
Opisywane urządzenie zasilane jest pojedynczym napięciem U_{AB}, natomiast badany wzmacniacz operacyjny DUT jest zasilany napięciem podwójnym (dodatnim i ujemnym), niekoniecznie symetrycznym. Umożliwia to obwód sztucznej masy z pomocniczym wzmacniaczem U2B. Podczas większości pomiarów zworka Z1 będzie zdjęta i jednakowe rezystory R7, R8 ustalą potencjał masy w połowie całkowitego napięcia zasilania U_{AB}.

Przy badaniu zakresu napięć wejściowych, w którym mogą prawidłowo pracować wejścia wzmacniacza DUT, trzeba więc założyć zworkę Z1 i potencjometrem P1 ustawić potrzebny potencjał masy. Wtedy warto też skonfigurować DUT jako wzmacniacz odwracający i uzyskać na jego wyjściu malutki sygnał zmienny, najlepiej trójkątny według **rysunku 11**.

Przy zmianach za pomocą P1 potencjału masy w całym zakresie prawidłowych wspólnych napięć wejściowych na ekranie oscyloskopu będzie widoczny ten malutki sygnał trójkątny. Gdy przy pokręcaniu suwaka P1 wierzchołki sygnału trójkątnego zaczną się zniekształcać, pokaże to granice roboczych wspólnych napięć wejściowych.

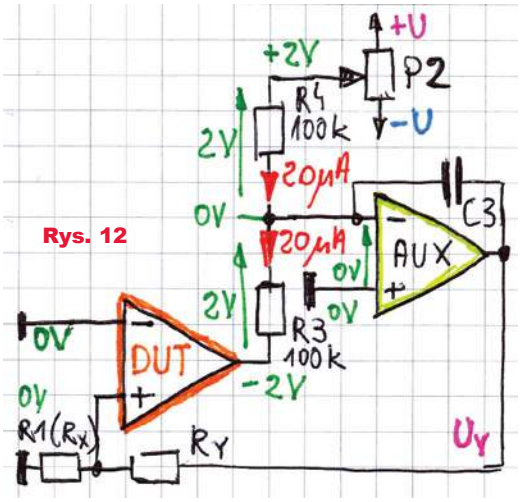
Podczas większości pomiarów zdjęta ma być i zworka Z1, i Z2. Przy zdjętej zworce Z2 napięcie na wyjściu badanego wzmacniacza DUT jest równe potencjałowi masy GND, bowiem właśnie do obwodu masy dołączone jest drugie, nieodwracające wejście pomocniczego wzmacniacza AUX (U2A).

Założenie zworki Z2 i regulacja potencjometru P2 daje kolejną ważną możliwość: pozwala regulować napięcie wyjściowe wzmacniacza DUT w szerokim zakresie, teoretycznie szerszym niż napięcie zasilania wzmacniacza DUT (co oczywiście w praktyce nie jest możliwe). W ten sposób można sprawdzić właściwości wyjścia badanego wzmacniacza DUT: czy jest to wyjście typu *rail-to-rail* i jakie napięcia nasycenia ma wyjście tego wzmacniacza przy różnym jego obciążeniu. A wyjście wzmacniacza DUT można obciążać, włączając rezystancję obciążająca między wyjście OUT i albo masę, albo VCC lub VEE, co będzie sensowne, na przykład gdyby badany wzmacniacz docelowo miał być zasilany napięciem pojedynczym.



Rys. 11

Regulacja stałego napięcia wyjściowego DUT polega na przepływie prądu stałego przez rezystory R4, R3. **Rysunek 12** pokazuje w uproszczeniu przykładową sytuację przy jednakowych wartościach R3, R4 (dla ujemnych napięć na suwaku P2 sytuacja jest analogiczna). Prąd wypływający z suwaka P2, płynący przez R4, z uwagi na obecność C3 nie może popłynąć do wyjścia wzmacniacza AUX U2A, tylko musi popłynąć przez R3 do wyjścia wzmacniacza DUT. Podczas normalnej pracy na wejściu odwracającym U2A musi panować potencjał masy. Aby tak było, napięcie na wyjściu U2A przyjmie taką wartość U_Y, żeby napięcie na wyjściu wzmacniacza DUT liczone względem masy miało taką samą wartość ujemną, jak dodatnie napięcie na suwaku potencjometru P2. W modelu rezystory R3, R4 celowo nie są jednakowe z uwagi na przewidywane zmiany potencjału masy. Potencjometr P2 potrzebny jest nie tylko do określenia zakresu zmian napięcia wyjściowego wzmacniacza DUT, ale też do określenia jego wzmocnienia stałoprądowego z otwarta pętlą.



Rys. 12

Z prawej strony rysunku 8 widać zwielokrotnione punkty (są to kolorowe rządki goldpinów). Tu między punktami oznaczonymi B, VEE, GND, VCC można zmierzyć woltomierzem (-ami), jakie są rzeczywiste napięcia na końcówkach badanego wzmacniacza DUT.

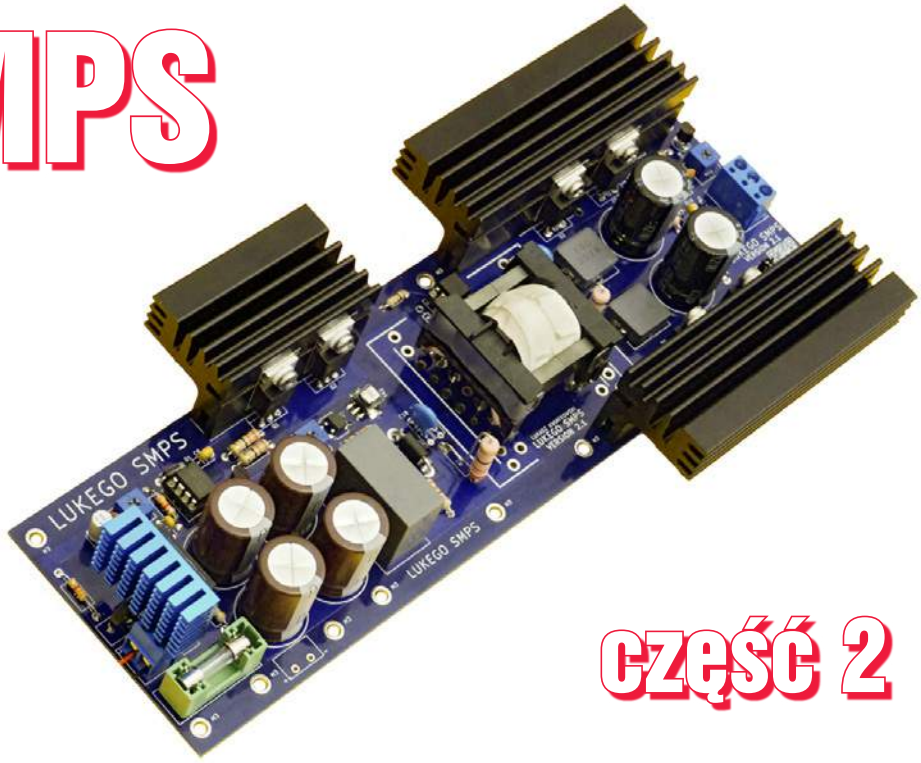
Napięcie wyjściowe wzmacniacza i ewentualny występujący tam sygnał zmienny można mierzyć między pinami oznaczonymi OUT i albo sztuczną masą GND, albo punktem B, który jest ujemnym biegunem całkowitego napięcia zasilania U_{AB}. Z prawej strony schematu (i płytki) widać też wyprowadzone wyjście wzmacniacza pomocniczego AUX, dość dziwnie oznaczone **N*U$_O$**. Napięcie między sztuczną masą GND i tym punktem wyjściowym jest bowiem **N** razy większe od napięcia niezrównoważenia wzmacniacza DUT, gdzie N to współczynnik ustawiony podczas pomiarów za pomocą rezystora wstawionego w gniazdo oznaczone N_N.

Ciąg dalszy na stronie 24

R E K L A M A

eprasa.pl 77e11ef3c9

Mój SMPS



część 2

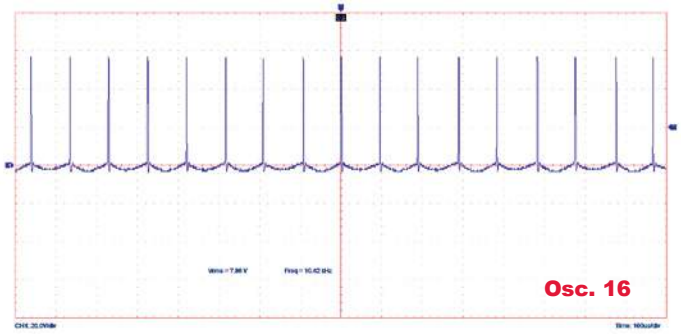
W drugiej części artykułu omówimy dalsze informacje o przetwornicy.

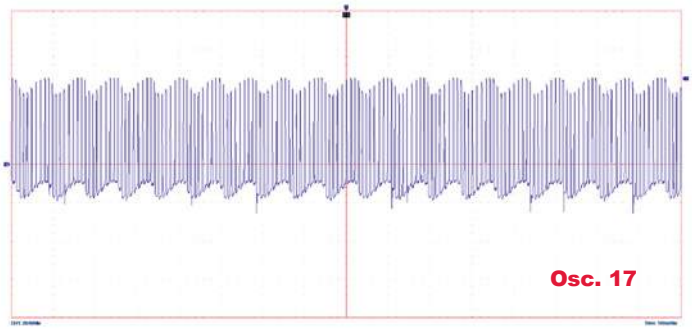
Regulacja napięcia – jak tego nie robić? Aby zmienić napięcie przy zadanym obciążeniu, należy dostarczyć mniejszą lub większą dawkę energii poprzez transformator. Można to zrobić na kilka sposobów. Pierwszy z nich to PWM, czyli zmiana wypełnienia impulsów, drugi to zmiana częstotliwości tak, żeby zgodnie ze wzorem do obliczenia liczby zwojów zmieniła się indukcja magnetyczna, a zarazem moc przenoszona przez rdzeń.

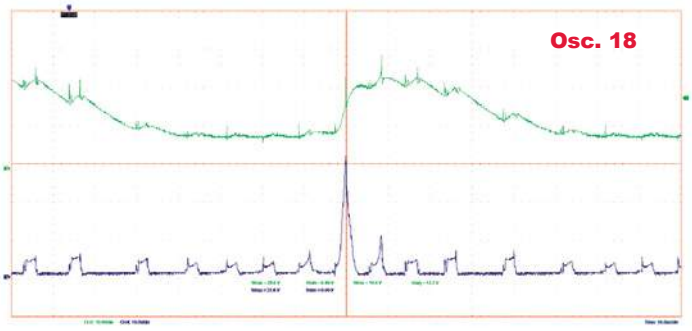
U2 bez dodatkowych elementów nie zmienia częstotliwości ani wypełnienia przebiegu, co skusiło mnie, żeby po prostu włączać i wyłączać przebieg generowany przez U2. Gdy suma napięcia na diodzie Zenera D6 oraz D9 jest większa niż sumaryczne napięcie spadku tych diod oraz diody LED transoptora U3 załącza się on, zwierając pin CT U2 do masy.

Taki sposób działania ma szereg poważnych wad. Pierwsza z nich: faktyczna częstotliwość przebiegu zależy od mocy, co oznacza, że dla pewnych wartości będzie w paśmie słyszalnym – **oscylogram 16**. W zasilaczu jest kilka elementów, które odkształcają się, zależnie od napięcia. Pierwszym z nich jest transformator wraz z uzwojeniem, który musiałby być bardzo dobrze spasowany i zalany żywicą, żeby nie wydawał dźwięków. Drugim nieoczywistym typem są elementy piezoelektryczne, w tym kondensatory ceramiczne, w szczególności w gasikach.

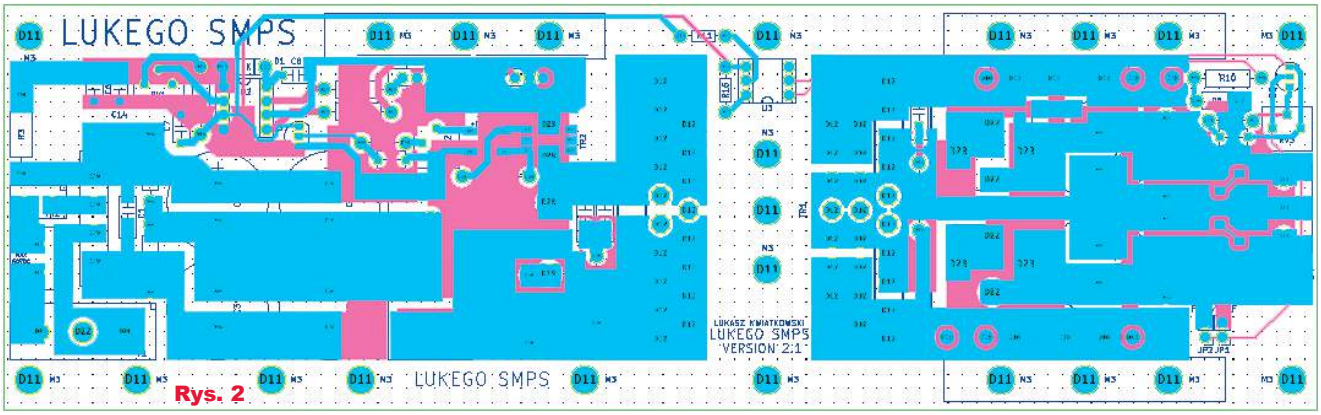
Jednak dyskwalifikującą wadą jest błędny z punktu widzenia projektu przebieg napięcia na uzwojeniu pierwotnym. Zwieranie transoptorem pinu CT powoduje, że ładowanie jest wolniejsze, a rozładowywanie szybsze, co wprowadza asymetrię przebiegu aż do momentu, gdy tylko jeden z tranzystorów działa. Asymetria doprowadza do kumulacji indukcji, która zwiększa się co cykl jakby wchodziła po schodach, doprowadzając do nasycenia rdzenia stąd ang. *staircase saturation*. Zaraz zaraz, ale przebieg na uzwojeniu pierwotnym nigdy nie jest idealnie symetryczny... Żeby przetwornica half-bridge bez kontroli prądu jak w bardziej zaawansowanych konstrukcjach działała, musi zawierać jakiś mechanizm samobalansowania indukcji rdzenia. W przeciwnym wypadku nawet drobne błędy w wypełnieniu cyklu czy podziale napięcia, kumulując się, bardzo szybko nasycą rdzeń. Należy do nich sam dead-time i kondensator C9, który symetryzuje napięcie w każdym cyklu, a kolejny to ujemna pętla sprzężenia zwrotnego wywołana współczynnikiem temperaturowym MOSFETów – ten, który dostarcza więcej energii, będzie się bardziej grzał


Osc. 16


Osc. 17


Osc. 18

eprasa.pl 77e11ef3c9



Rys. 2

i w konsekwencji dostarczał mniej energii poprzez zwiększone R_{dsON}.

Przy ograniczeniu napięcia wyjściowego i małym obciążeniu dźwięki docierające z transformatora i innych elementów sugerują, że dzieje się coś bardzo złego. Przy większym obciążeniu zaczyna się dziać coś dziwnego – **oscylogram 17**. Przebieg na uzwojeniu pierwotnym faluje i pojawiają się szpilki.

Dopiero spojrzenie na **oscylogram 18** – wykres napięcia na C9 względem ujemnej szyny zasilania oraz prądu pokazuje skalę problemu. Kondensator nie jest w stanie zbalansować napięcia, a więc indukcji w rdzeniu. Dochodzi do nasycenia rdzenia, którego uzwojenie pierwotne staje się na moment zwarciem, przepływa prąd rzędu 70A i cały cykl zaczyna się od początku. Wniosek jest prosty – żeby móc regulować napięcie należy użyć układu bardziej zaawansowanego niż U2 np. z PWM.

Moc [W]	Napięcie [V]	Prąd [A]	Wydajność
74	27,6	2,69	81%
103	26,7	3,85	79%

Tabela 2

Montaż i uruchomienie

Układ zaprojektowałem na płytce dwustronnej – **rysunek 2** (w Elportalu dostępne są też pliki wszystkich warstw w formacie Gerber). Do chłodzenia tranzystorów, mostka i diod użyłem radiatorów przymocowanych do płytki. Przy montażu użyłem pojedynczych radiatorów dla dwóch elementów, więc każdy z nich wyposażyłem w podkładkę mikową izolującą od radiatora. Układ podłączam pod zasilacz laboratoryjny, ograniczając maksymalny prąd do 100mA i powoli zwiększając napięcie od 0 do 60V, monitoruję napięcie wyjściowe oraz pobierany prąd. **Uruchomienie układu jest skomplikowane i trzeba zachować szczególne środki bezpieczeństwa oraz mieć dostęp do oscyloskopu, najlepiej z izolowanymi kanałami.**

Wyniki pomiarów. Nieregulowany zasilacz na IR25603 działa, w **tabeli 2** osiągnięta wydajność, mankamentem jest grzanie się elementów oraz względnie duży rozmiar.

Warunki IR25603, U_{WE} = 60V DC, f = 100kHz, mostek na wejściu.

Tabela 3

Warunki P_{WY} = 108W, U_{WE} = 60V DC, f = 100kHz, mostek na wejściu i radiatory ze zdjęcia							
Czas [min]	Transformator [°C]	Tranzystory [°C]	Diody wyjściowe[°C]	Mostek wejściowy [°C]	Cewki [°C]	Gasiki pierwotna [°C]	Gasiki wtórna[°C]
0	26	26	26	26	26	b/d	b/d
1	29	28	28	62	36	b/d	b/d
2	31	30	31	85	41	b/d	b/d
5	39	34	37	91	48	b/d	b/d
10	43	38	43	92	53	72	66
20	46	43	50	98	57	72	65
30	47	44	49	99	57	74	65

Wykaz elementów

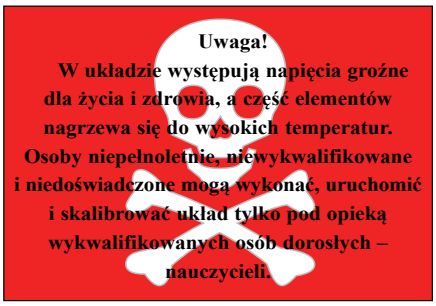
U1 . . . . . Mostek 6A/100V
U2 . . . . . IR25603
U4 . . . . . Mostek Schottky'ego 2A/40V
C1 . . . . . 100nF/100V
C2,C3,C4,C5 . . . . . 1000uF/50V
C6 . . . . . 10uF/25V polimerowy
C7 . . . . . 1nF/25V
C8 . . . . . 1uF/25V ceramiczny
C9 . . . . . 10uF/63VAC – zwrócić uwagę na maksymalną szybkość zmian napięcia, wartość zmian napięcia oraz prąd przy częstotliwości 100kHz
C10,C18 . . . . . Dobierany (4,7nF/1kV)
C12,C13 . . . . . 100nF/100V
C14 . . . . . 100nF/25V
C15 . . . . . 1nF/50V
C16,C17 . . . . . 470uF/100V
D1 . . . . . Ultraszybka 1A 100V
D2,D3,D4,D5 . . . . . BYW80-200 ultraszybka 8A 200V
D7 . . . . . Tyrystor X00602MA
D8 . . . . . 91V
F1 . . . . . 4A (dobrać)
L1,L2 . . . . . 10uH/10A
Q1,Q2 . . . . . IPP086N10N
R1 . . . . . 1MΩ
R2 . . . . . 1MΩ
R3 . . . . . 3.3kΩ/1W
R4 . . . . . 3,3kΩ
R5,R6 . . . . . 22Ω
R7 . . . . . 22Ω/3W dobierany
R8,R9 . . . . . 680Ω/3W
R10 . . . . . 1kΩ
R11 . . . . . 1kΩ
R12 . . . . . 10kΩ
R13 . . . . . 22Ω
R14 . . . . . 220Ω
R15 . . . . . 47Ω/3W dobierany
RV1 . . . . . 10kΩ
RV2 . . . . . 10kΩ
TH1 . . . . . NTC 6,8Ω 4A
TR1 . . . . . ETD29 opis w artykule, sposób nawijania i izolacji uzwojeń wykracza poza ramy artykułu
TR2 . . . . . MURATA 53050C 10A 1:50

eprasa.pl 77e11ef3c9

W **tabeli 3** temperatura poszczególnych elementów mierzona pirometrem.

Wnioski. Głównym rezultatem, który osiągnąłem przy budowie jego zasilacza, jest zaobserwowanie i częściowe zrozumienie interesujących efektów fizycznych. Teraz, gdy myślę o kondensatorze, to widzę nie tylko pojemność i napięcie maksymalne, ale też ESR i maksymalną szybkość zmian napięcia. Próba zbudowania nieprawidłowej regulacji napięcia również była bardzo pouczająca pod kątem zrozumienia elementów magnetycznych.

Sam układ jest zbyt prosty, by móc mieć praktyczne zastosowanie i traktuję go jako platformę eksperymentalną. Zamiast IR25603 lepiej zastosować znacznie bogatsze układy z zabezpieczeniami i regulacją, jak choćby dobrze znany TL494 z PWM czy nowsze konstrukcje ze zintegrowanymi tranzystorami i minimalną liczbą elementów zewnętrznych.



Również sama topologia jest nieoptymalna do napięcia 60V oraz archaiczna. Świat idzie w kierunku topologii rezonansowych jak LLC, która dzięki przełączaniu w zerze napięcia lub prądu oraz gładszym przebiegom nie generuje tak poważnych szpilek oraz umożliwia regulację napięcia za pomocą zmian częstotliwości, co przekłada się na dużo większą sprawność kosztem skomplikowania obliczeń elementów magnetycznych. To jednak zupełnie inne, nieporównanie trudniejsze zagadnienie.

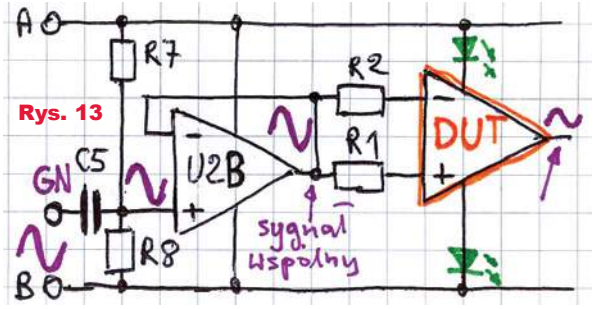
Łukasz Kwiatkowski
Kontakt z Autorem
za pośrednictwem redakcji

Ciąg dalszy ze strony 21

Wartość napięcie w punkcie **N*U$_O$** zmierzona względem masy GND jest najważniejszą informacją, jaką daje przyrząd, wykorzystywaną w wielu pomiarach, o czym dalej w artykule. W gniazdo oznaczone N_N zawsze musi być wstawiony rezystor (na wcześniejszych schematach oznaczony R_Y), który wyznaczy współczynnik **N**. Ściśle biorąc, $N = 1 + R_Y/R1$, ale w praktyce wartość N nie będzie mniejsza od 100, a może wynosić nawet 100000. Dlatego dla uproszczenia można śmiało przyjąć, że wartość współczynnika N to stosunek wstawionego rezystora R_Y i rezystancji R1 (100Ω).

W wszystkich pomiarach do gniazda oznaczonego N_N musi być wstawiony rezystor. Natomiast w większości pomiarów niewykorzystane będą gniazda oznaczone G_I, G_O, umieszczone w obwodzie wejścia odwracającego wzmacniacza DUT. Gniazda te będą jednak potrzebne, między innymi do pomiaru wzmocnienia zmiennoprądowego wzmacniacza DUT. Wtedy sygnał z zewnętrznego generatora, przez zworkę GEN, zostanie podany na rezystancję dołączoną do gniazda GI, co wraz z rezystancja włączoną w gniazdo GO da wzmacniacz odwracający, co już widzieliśmy na rysunku 11.

Sygnał z zewnętrznego generatora może też zostać podany przez zworę – przełącznik GEN na nieodwracające wejście wzmacniacza AUX U2B, co spowoduje modulację potencjału sztucznej masy i umożliwi pomiar współczynnika CMRR przy różnych częstotliwościach według uproszczonego **rysunku 13**. Natomiast pomiar statycznego współczynnika CMRR umożliwi potencjometr P1 (bez zewnętrznego generatora). Szczegóły przy opisie pomiaru tych parametrów.



Rys. 13

Mój podstawowy model o schemacie z rysunku 8 przeznaczony jest do bezpośredniego pomiaru jednego ze wzmacniaczy z podwójnych wzmacniaczy operacyjnych w obudowie DIP. Wzmacniacze pojedyncze i poczwórne mogą być mierzone za pomocą odpowiednich adapterów. Adaptery takie mogą być wkładane w podstawkę wzmacniacza DUT, ale dodatkowo przewidziano punkty (goldpiny) P, N, P_N, P_P, O oraz ewentualnie GND, które pozwolą dołączyć badany wzmacniacz DUT w dowolny inny sposób.

W mierniku niezbędny jest pomocniczy wzmacniacz AUX. Może to być jakikolwiek popularny wzmacniacz. W modelu wypróbowano NE5532 o maksymalnym napięciu zasilania ±22V, ale finalnie w roli AUX U2 pracuje TL072 (lub TL082). Jego maksymalne napięcie zasilania to ±18V, więc maksymalne napięcie U_{AB} nie powinno przekroczyć 36V.W drugiej części artykułu podane będą ważne wskazówki dotyczące realizacji modelu, i jego elementów konfiguracyjnych, a także ewentualnych adapterów. Jednak poszczególne pomiary można przeprowadzić nie za pomocą uniwersalnego układu pokazanego na fotografiach, tylko znacznie prościej.

Czytelnicy zainteresowani tematem nie powinni bezczynnie czekać na drugą część tego artykułu z opisem montażu, tylko w jakikolwiek sposób zmontować układy do pomiaru poszczególnych parametrów, by przekonać się, jak działają i jakie ewentualnie wystąpią problemy. Przede wszystkim trzeba wyprobować najprostsze wersje do pomiaru napięcia niezrównoważenia według rysunku 5, nie zapominając o kondensatorach odsprzęgających zasilanie i oscyloskopie kontrolującym wyjście wzmacniacza DUT. Potem należy dodać szeregowe rezystory na wejściach wzmacniacza DUT i mierzyć prądy polaryzacji wejść.

Piotr Górecki

eprasa.pl 77e11ef3c9

Detektory analizatorów NWT

W artykule zostaną opisane detektory analizatorów NWT. Zadaniem detektorów w analizatorach NWT jest zamiana napięcia wielkiej częstotliwości na napięcie stałe o proporcjonalnej wartości. W praktyce stosuje się dwa typy detektorów: liniowe i logarytmiczne. Analizatory NWT obsługują oba typy detektorów. Detektory liniowe dają sygnał wprost proporcjonalny do napięcia wielkiej częstotliwości, detektory logarytmiczne dają sygnał proporcjonalny do logarytmu napięcia (lub mocy) wielkiej częstotliwości. Przy użyciu sondy logarytmicznej napięcie (moc) sygnału wielkiej częstotliwości może być mierzone z dość dużą dokładnością w szerokim zakresie napięć (mocy), nawet za pomocą przetwornika cyfrowo-analogowego o niezbyt dużej rozdzielczości. Detektory liniowe mają mniejszy zakres dynamiki niż detektory logarytmiczne. Detektory liniowe stosujemy, gdy zależy nam na dokładnym rozróżnieniu niewielkich zmian poziomu sygnału, np. przy pomiarach dobroci metodą pomiaru pasma 3dB. Detektory logarytmiczne stosuje się w sytuacjach, gdy chcemy zmierzyć napięcia w szerokim zakresie napięć, np. badając charakterystykę filtru. Zmontowane układy pokazane są na fotografii tytułowej.

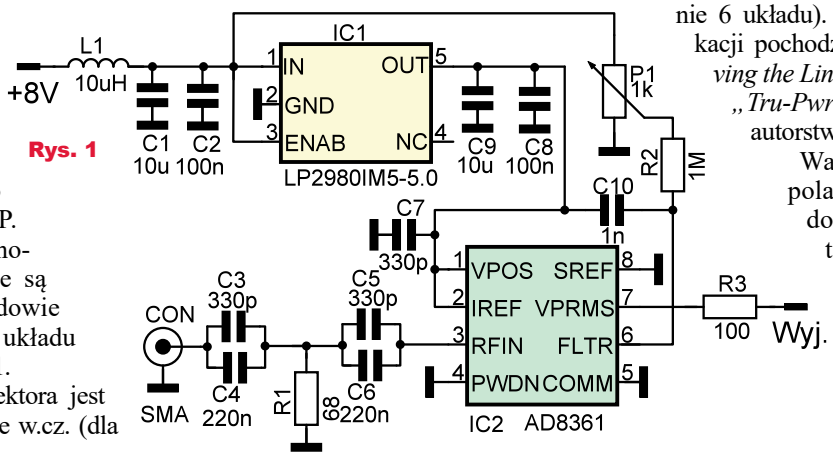
Opis układu

Detektor liniowy wykorzystuje układ AD8361 o maksymalnej częstotliwości pracy 2,5GHz, umożliwiający pomiar wartości skutecznej sygnału (True RMS). Układ ten występuje w dwóch obudowach: MSOP i SOT23. W opisanym układzie wykorzystano układ w obudowie MSOP. Nie wszystkie funkcjonalności opisane w tym artykule są dostępne dla układu w obudowie SOT23. Schemat ideowy układu pokazany jest na **rysunku 1**.

Napięcie na wyjściu detektora jest 7,5 razy większe niż napięcie w.cz. (dla częstotliwości 100MHz), umożliwia to bardzo łatwe obliczanie wartości mierzonego napięcia w.cz. poprzez pomiar napięcia stałego na wyjściu detektora. Wyjście detektora powinno być obciążone rezystancją większą od 10 kiloomów. Czułość układu (nachylenie charakterystyki) spada wraz ze wzrostem częstotliwości mierzonej. Zmiana czułości układu w dziedzinie częstotliwości nie jest zbyt dużym problemem w wobuloskopie, gdyż łatwo może być skorygowana w trakcie kalibracji za pomocą tłumików o znanej wartości tłumienia. Układ AD8361 może być zasilany napięciem z zakresu od 2,7 do 5V, jednak zalecane jest stosowanie napięcia zasilającego równego 5V. Zastosowanie wyższego napięcia umożliwia pomiar większych napięć w.cz. a tym samym pozwala na osiągnięcie większej dynamiki pomiaru i szerszego zakresu liniowości. Maksymalne napięcie na wyjściu detektora może osiągać wartość równą napięciu zasilającemu pomniejszonemu o 100mV.

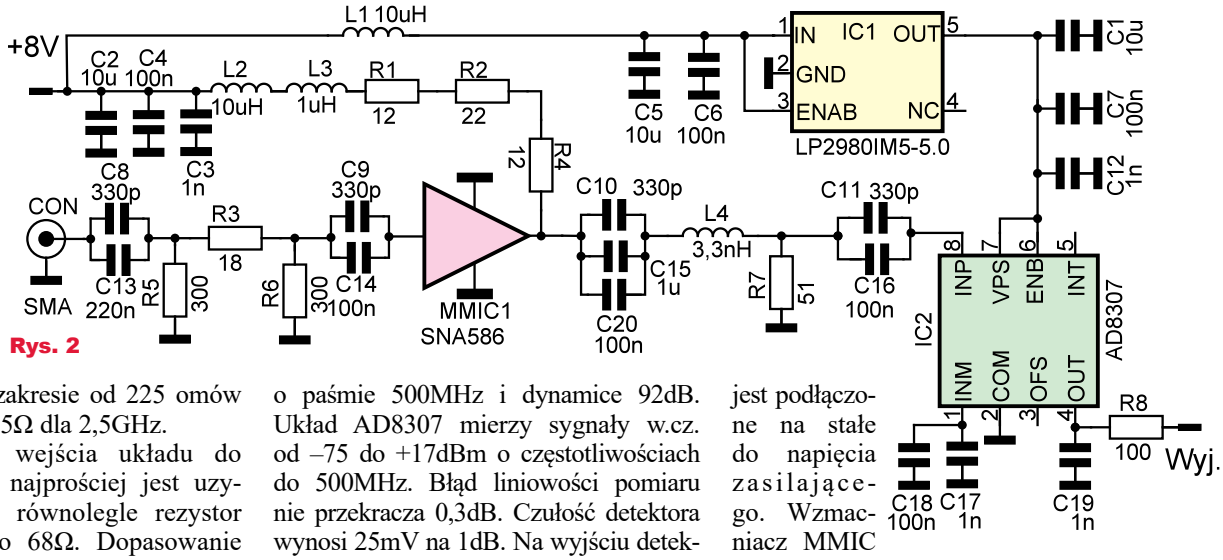
Układ umożliwia wprowadzenie przesunięcia (offsetu) napięcia wyjściowego względem 0V w przypadku, gdy układ pomiarowy nie umożliwia mierzenia napięć zbliżonych do 0V. Wartość offsetu w trybie *Ground Reference Mode* wynosi 0V, w trybie *Internal Refference Mode* wynosi 350mV, a w trybie *Supply Reference Mode* offset zależy od napięcia zasilającego (667mV przy zasilaniu 5V i 400 mV przy zasilaniu 3V). Najmniejsze błędy liniowości i najszerszą dynamikę detektora uzyskuje się w trybie *Ground Reference Mode*. Układ AD8361 zasilany napięciem 5V zapewnia najmniejszy błąd pomiarowy w zakresie 0,04...0,4V napięcia w.cz. W zakresach 0,03...0,04V i powyżej 0,4V błąd pomiaru wzrasta do około 0,75dB. Dla napięcia 0,02V błąd pomiaru dochodzi do 3dB, co praktycznie ogranicza minimalną mierzoną wartość napięcia w.cz. do około 0,03V (wszystkie pomiary wykonywano przy 100MHz). Liniowość detektora dla niskich napięć w.cz. w przypadku niektórych egzemplarzy AD8361 można znacznie poprawić, polaryzując wejście FLTR (wyprowadzenie 6 układu). Pomysł tej modyfikacji pochodzi z artykułu *Improving the Linearity of the AD8361 „Tru-Pwr" RF Detector IC* autorstwa N. Greenougha.

Wartość napięcia polaryzującego należy dobrać eksperymentalnie, kierując się jak najmniejszym błędem pomiaru w dolnym zakresie napięć. Opisana modyfikacja umożliwia poszerzenie



Rys. 1

eprasa.pl 77e11ef3c9



Rys. 2

dynamiki o około 9dB w zakresie niskich napięć, przy błędzie pomiaru nie większym niż 1dB. Impedancja wejściowa układu zależy od częstotliwości mierzonej i zmienia się w zakresie od 225 omów dla 100MHz do 95Ω dla 2,5GHz.

Dopasowanie wejścia układu do impedancji 50Ω najprościej jest uzyskać, dołączając równolegle rezystor o wartości około 68Ω. Dopasowanie takie bardzo dobrze sprawdza się do częstotliwości 500MHz.

Dla prawidłowego działania detektora konieczne jest odseparowanie jego wejścia dla napięć stałych. Pojemność kondensatora separującego nie może być zbyt mała, gdyż z rezystancją wejściową układu AD8361 tworzy filtr górnoprzepustowy, który ogranicza minimalną częstotliwość pomiaru.

Układ ma możliwość wprowadzenia w tryb obniżonego poboru mocy, opcja ta nie jest w tym układzie wykorzystywana. Pasmo detektora po detekcji sygnału ograniczane jest za pomocą kondensatora podłączonego do wyjścia filtru i napięcia zasilającego. Dobierając kondensator filtru, należy uwzględnić wewnętrzną pojemność układu 27pF, która zawęża pasmo detektora. Zbyt duża pojemność filtru będzie powodować zafałszowanie charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej w przypadku, gdy sygnał mierzony zmienia się zbyt szybko. Prezentowany układ zasilany jest napięciem 8V, a napięcie zasilające 5V wytwarzane jest za pomocą scalonego stabilizatora LP2980IM5-5.0. Na uwagę zasługuje zastosowanie dużej liczby kondensatorów o różnych wartościach pojemności, odsprzęgających zasilanie w szerokim zakresie częstotliwości. Zastosowanie pojemności sprzęgających w.cz. stopnie wzmacniacza i detektora, złożonych z kilku kondensatorów o różnych pojemnościach i różnych częstotliwościach rezonansów pasożytniczych, powoduje, że układ staje się bardziej szerokopasmowy. To był detektor liniowy.

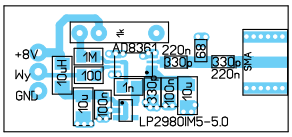
Schemat ideowy detektora logarytmicznego pokazany jest na **rysunku 2**. Detektor logarytmiczny wykorzystuje układ scalony AD8307 o paśmie 500MHz i dynamice 92dB. Układ AD8307 mierzy sygnały w.cz. od –75 do +17dBm o częstotliwościach do 500MHz. Błąd liniowości pomiaru nie przekracza 0,3dB. Czułość detektora wynosi 25mV na 1dB. Na wyjściu detektora występuje offset wynoszący około 200mV. Minimalny poziom mierzonego sygnału to około –80dBm. W zakresie od –80 do –75dBm detektor ma jednak silnie nieliniową charakterystykę, zatem bez użycia algorytmów korygujących nieliniowość detektora nie powinno się mierzyć napięć niższych niż –75dBm na wejściu (250mV na wyjściu detektora). Nigdy nie należy mierzyć napięć odpowiadających mocy większej niż +17dBm. Powyżej +17dBm ze wzrostem sygnału mierzonego na wyjściu detektora napięcie zmniejsza się, przez co nigdy nie mamy pewności, czy napięcie mierzone się zmniejszyło, czy też przekroczyliśmy dopuszczalną wartość mierzonej mocy.

Układ AD8307 ma możliwość regulacji zarówno nachylenia charakterystyki, jak i offsetu, ale w opisanym układzie tych funkcjonalności się nie wykorzystuje. Podobnie jak w AD8361, również w przypadku AD8307 istnieje zależność między częstotliwością mierzoną a poziomem sygnału wyjściowego. W przypadku detektora AD8307 ze wzrostem częstotliwości sygnału mierzonego napięcie na wyjściu obniża się. Obniżenie ma stałą wartość, przez co jest bardzo łatwe do skompensowania. Odsprzęgnięcie składowej stałej na wejściu detektora zapewniają kondensatory C11, C16. Wejście układu AD8307 o rezystancji zbliżonej do 1,1 kilooma skonfigurowane jest jako niesymetryczne. Rezystancję wejściową 50Ω uzyskuje się, podłączając równolegle do wejścia opornik 51Ω. Cewka L4 o indukcyjności 3,3nH kompensuje pojemność wejściową detektora, zapewniając bardzo dobre dopasowanie do 50 omów w szerokim zakresie częstotliwości, nieosiągalne przy zastosowaniu samego rezystora. Wejście ENB (enanable – zezwolenie) jest podłączone na stałe do napięcia zasilającego. Wzmacniacz MMIC (monolityczny układ mikrofalowy) na wejściu detektora AD8307 jest opcjonalny, a jego wzmocnienie możemy modyfikować, zmieniając wartość tłumika na wejściu wzmacniacza. Wzmacniacze MMIC budowane są w układzie Darlingtona. Impedancja wejściowa i wyjściowa wzmacniaczy jest bardzo zbliżona do 50 omów. Punkt pracy wzmacniacza ustalany jest za pomocą jednego rezystora w obwodzie zasilania. Wartość tego rezystora zależy od napięcia zasilania, typu zastosowanego wzmacniacza MMIC i wymaganego punktu pracy. Autor wykorzystał układ SNA586, ale można go zastąpić innym wzmacniaczem MMIC, pamiętając, aby punkt kompresji jednodecybelowej zastosowanego wzmacniacza wynosił co najmniej +17dBm oraz o odpowiednim dobraniu opornika zasilającego. Wzmacniacze o niżej położonym punkcie kompresji jednodecybelowej obniżą maksymalny poziom mierzonego sygnału. Zastosowanie dławika w szereg z rezystorem ustalającym punkt pracy zapewnia płaską charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową wzmacniacza. Złożenie opornika zasilającego z kilku rezystorów mniejszej wartości ogranicza moc wydzielaną w poszczególnych rezystorach w obwodzie zasilania. W układzie zastosowano dławiki o różnych indukcyjnościach (różnych częstotliwościach rezonansu własnego), aby uzyskać jak najbardziej szerokopasmową pracę układu.

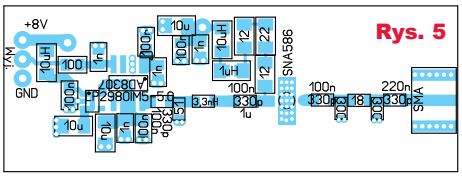
Zastosowanie wzmacniacza MMIC ma szereg zalet: szumy własne wzmacniacza powodują, że mierzone napięcie na wyjściu detektora jest zawsze powyżej 250mV, a więc detektor pracuje zawsze w zakresie liniowym. W przypadku stosowania wzmacniacza MMIC w detektorze nie stosujemy go na wyjściu syntezera

eprasa.pl 77e11ef3c9

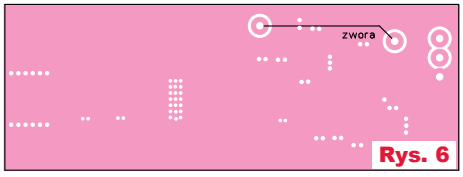
DDS, eliminuje to wpływ zniekształceń wzmacniacza na charakterystykę mierzonego układu. Nawet bardzo dobry wzmacniacz, powodujący powstanie harmonicznych na poziomie –50dB, ogranicza dynamikę pomiarową do poziomu harmonicznych. Jest to widoczne jako zniekształcenie charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej mierzonego filtru. W układzie tym filtr pasmowo-przepustowy wydzieli sygnał harmoniczny z mierzonego sygnału, a detektor go zdetektuje. Ten wzmacniacz (a nawet wzmacniacz dużo gorszy) umieszczony na wejściu detektora, w tym też wygnerowany w nim sygnał harmoniczny nie są w stanie wprowadzić istotnego błędu pomiarowego, gdyż błąd ten dodaje się do mierzonego sygnału, który jest dużo silniejszy. Jedyną wadą prezentowanego rozwiązania jest obniżenie maksymalnej dynamiki układu w przypadku nieoptymalnie dobranego wzmacniacza MMIC.



Rys. 4

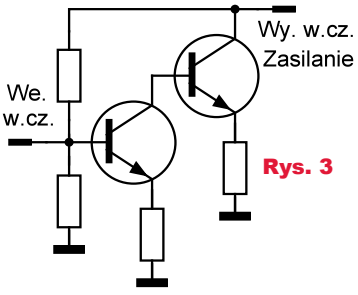


Rys. 5



Rys. 6

Warto też wiedzieć, że wiele typów wzmacniaczy MMIC ma tendencję do uszkadzania się podczas włączania układu. Wzmacniacze te projektowane są do pracy ze źródłami prądowymi, podczas gdy praktycznie we wszystkich aplikacjach zasilane są ze źródła o stałym napięciu zasilania. Przyczyną uszkadzania wzmacniacza MMIC jest niskie maksymalne napięcie zasilania i ich budowa wewnętrzna, wykorzystująca układ Darlingtona – **rysunek 3**. Kondensatory separujące składową stałą wraz z elementami polaryzującymi tranzystory Darlingtona i opornikiem zasilającym, ustalającym punkt pracy wzmacniacza, tworzą dwa obwody o różnych stałych czasowych (przy założeniu równych pojemności na wejściu i wyjściu wzmacniacza). Stała czasowa obwodu wejściowego jest znacznie większa niż obwodu wyjściowego. Po włączeniu zasilania obwód wyjściowy ładuje się szybko, zaś obwód wejściowy znacznie wolniej. Gdy kondensator wyjściowy naładuje się, a wejściowy nie zdąży się jeszcze naładować, na wyjście układu podane jest pełne napięcie zasilające. Przez opornik zasilający nie płynie dostatecznie duży prąd, powodujący powstanie odpowiedniego spadku napięcia. Dostatecznie duży prąd zacznie płynąć dopiero wtedy, gdy kondensator na wejściu wzmacniacza MMIC naładuje się do napięcia powodującego otwarcie tranzystorów Darlingtona, co spowoduje odpowiedni spadek napięcia na oporniku zasilającym. Najprostszym rozwiązaniem problemu uszkadzania wzmacniaczy MMIC podczas włączania jest zastosowanie pojemności na wyjściu wzmacniacza MMIC około 10 razy wyższej niż na jego wejściu. Układ wzmacniacza MMIC zasilany jest napięciem 8V. Napięcie zasilające układ scalony AD8307 wytwarzane jest za pomocą stabilizatora scalonego LP2980IM5-5.0. Podobnie jak w poprzednim układzie zastosowano dużą liczbę kondensatorów o różnych wartościach pojemności, odsprzęgających zasilanie w szerokim zakresie częstotliwości.



Rys. 3

Montaż i uruchomienie

Układ zmontowano na małych płytkach z dwustronnego laminatu szklano-epoksydowego o grubości 0,8mm, głównie z użyciem elementów SMD. Schemat montażowy sond pokazany jest na **rysunkach 4** (detektor na układzie AD8361), **5** i **6** (detektor na układzie AD8307). Grubości i typu laminatu nie należy zmieniać, gdyż ma on wpływ na impedancję falową ścieżek. W przypadku gdy dany kondensator sprzęgający stopnie w.cz. składa się z kilku kondensatorów o różnej pojemności, lutowanych „na kanapkę", kondensator o mniejszej pojemności ma być przylutowany na spodzie. Optymalnym rozwiązaniem byłoby zastosowanie kondensatorów C10, C20 na płytce sondy AD8307 w obudowie 0603, przylutowanie ich obok siebie i nalutowanie na te kondensatory od góry kondensatora C15, można jednak zastosować również kondensatory w obudowie 0805, jak to jest pokazane w spisie elementów. Wejście układu wzmacniacza mikrofalowego oznaczone jest kropką.

W przypadku, gdy chcemy wykonać opcję bez wzmacniacza MMIC, należy odciąć kawałek płytki drukowanej do miejsca podłączenia opornika R4 i wzmacniacza MMIC, zachowując odpowiednio długi kawałek ścieżki sygnałowej, by móc do niej przylutować gniazdo SMA.

Sondy należy umieścić w metalowej, ekranującej obudowie, a nie w obudowie urządzenia. Autor wykorzystał obudowy zakupione na jednym z portali aukcyjnych. Takie rozwiązanie eliminuje konieczność uciążliwego ekranowania układu. Płytkę montujemy w obudowie bezpośrednio na złączach SMA, co zapewnia wymaganą sztywność konstrukcji i upraszcza montaż. Zasilanie i masa doprowadzone są do sond za pomocą przewodu ekranowanego audio: plus zasilania to pierwsza żyła sygnałowa, wyjście detektora to druga żyła sygnałowa, ekrany obu żył – masa. Wyjście przewodu ekranowanego zakończone jest wtyczką wielostykową.

Układ zmontowany ze sprawnych elementów nie wymaga żadnego uruchamiania. Poprawność działania układu można sprawdzić, dotykając metalowym śrubokrętem wejścia układu (śrubokręt należy trzymać palcami za metalową część, nie izolację), dotknięcie wejścia układu powinno powodować wyraźny wzrost napięcia na wyjściu detektora. Podczas pomiarów należy pamiętać, że zbyt wysoki poziom mierzonego sygnału może uszkodzić sondę. Na zakończenie autor chciałby podziękować Waldkowi 3Z6AEF za cenne uwagi do tekstu.

Rafał Orodziński
sq4avs@gmail.com

Wykaz elementów

Sonda AD8361

R1 . . . . . 68Ω obudowa 0805
R2 . . . . . 1MΩ obudowa 0805
R3 . . . . . 100Ω obudowa 0805
P1 . . . . . 1kΩ wieloobrotowy
L1 . . . . . 10μH obudowa 1206
C10 . . . . . 1nF obudowa 0805
C1,C9 . . . . . 10μF obudowa 1206
C2,C8 . . . . . 100nF obudowa 0805
C3,C5,C7. . . . . 330pF obudowa 0805
C4,C6 . . . . . 220nF obudowa 0805
IC1 . . . . . LP2980IM5-5.0
IC2 . . . . . AD8361 obudowa MSOP
CON. . . . . SMA złącze do druku żeńskie

Sonda AD8307

R2 . . . . . 22Ω obudowa 1206
R3 . . . . . 18Ω obudowa 0805
R7 . . . . . 51Ω obudowa 0805
R8 . . . . . 100Ω obudowa 0805
R1,R4 . . . . . 12Ω obudowa 1206
R5,R6 . . . . . 300Ω obudowa 0805
C13 . . . . . 220nF obudowa 0805
C15 . . . . . 1μF obudowa 0805
C1,C2,C5. . . . . 10μF obudowa 1206
C3,C12,C17,C19 . . . . . 1nF obud. 0805
C4,C6,C7,C14,C16,C18,C20 . . . . . 100nF obudowa 0805
C8,C9,C10,C11 . . . 330pF obud. 0805
L3 . . . . . 1μH obudowa 0805 lub1206
L4 . . . . . 3,3nH obudowa 0805
L1,L2. . . . . 10μH obudowa 1206
IC1 . . . . . LP2980IM5-5.0
IC2 . . . . . AD8307 obudowa SOIC8
MMIC1 . . . . . SNA586
CON. . . . . SMA złącze do druku żeńskie

eprasa.pl 77e11ef3c9

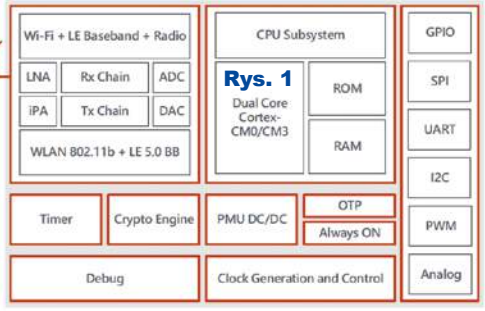
New Kid in Town, czyli odkrywanie „nowego ESP8266”

Projekty z układem ESP8266 pojawiały się w EdW już wielokrotnie. Jednym z przykładów jest mój czujnik smogu z numeru 5/2019. ESP8266 jest też bardzo popularny wśród producentów urządzeń typu IoT, smarthome. Jednym z tych producentów jest Sonoff. Produkty tej chińskiej firmy zyskały duże uznanie chyba nie z powodu oryginalnego oprogramowania i „platformy chmurowej”, a raczej dlatego, że łatwo jest wgrać oprogramowanie alternatywne i wykorzystać bardzo tani sprzęt w innym systemie. Takie alternatywne gotowe oprogramowania to np. Tasmota, ESPHome czy ESPEasy. Ja posiadam urządzenie Sonoff Basic R1, którego płytkę wyjętą z obudowy przedstawia **fotografia 1**. Jest to przekaźnik o maksymalnym obciążeniu 10A przy 230V sterowany przez układ ESP8266. Na płytce znajduje się też zasilacz AC/DC. Na moje urządzenie wgrałem oprogramowanie Blynk, które także jest ciekawym systemem do sterowania urządzeniami ze smartfona przez sieć. Ta platforma pozwala własnoręcznie „zbudować z klocków” graficzny interfejs użytkownika do sterowanego urządzenia. Co ciekawe, mimo że platforma ta korzysta z „chmury”, czas reakcji od naciśnięcia wirtualnego przycisku na ekranie telefonu do przełączenia przekaźnika jest niezwykle krótki – niezauważalny. To urządzenie leży w szufladzie, ponieważ jakoś nie mam potrzeby włączania czegoś z aplikacji, a poza tym nie do końca ufam małym chińskim urządzeniom podpiętym do zasilania w domu 24 godziny na dobę, 7 dni w tygodniu. Ale to, że jedno urządzenie smart leży w szufladzie, to nie powód, żeby nie kupować kolejnego. Dlatego przeglądałem ofertę firmy Sonoff i trafiłem na nowe urządzenie DW2-Wi-Fi – czujnik otwarcia drzwi lub okna. Pokazane na **fotografii 2** urządzenie montujemy na framudze, a na oknie dołączony magnes. Wbudowany kontaktron wykrywa, czy magnes jest blisko, czy nie. Urządzenie jest zasilane z dwóch baterii typu AAA i korzysta z Wi-Fi do komunikacji. Zwykle podobne czujniki wykorzystują bardziej energooszczędne protokoły. Niby tryby uśpienia ESP8266 są bardzo efektywne i jak najbardziej możliwe jest zrobienie tego typu urządzania na tym układzie, ale jednak raczej się ich nie spotyka. Kolejny punkt układanki to sposób ustawiania parametrów domowej sieci Wi-Fi w urządzeniu – służy do tego połączenie Bluetooth LE. Czyli nie może to być ESP8266, który nie ma tego typu łączności, może to być natomiast ESP32. Zainteresowany zacząłem szukać informacji o DW2-Wi-Fi, ale było ich bardzo niewiele, raczej tylko oferty handlowe. Ale jest jedna strona, która pokazuje „rozbierane zdjęcia” urządzania. I okazuje się, że wcale nie wykorzystuje ono żadnego układu produkcji Espressif Systems. Za to jest to coś, o czym wcześniej nie słyszałem, tytułowy nowy zawodnik w mieście – układ OPL1000A2, równie nieznanego producenta Opulinks Technology. O samym układzie i producencie za wiele informacji nie ma, ale producent udostępnia swoją stronę na github, gdzie jest ich już sporo. Jest dokumentacja układu, zestawu ewaluacyjnego oraz dużo narzędzi dla programistów. Zaglądając do noty katalogowej układu, widzimy, że jest to coś zbliżonego do ESP32, czyli SoC Wi-Fi integrujący w jednej strukturze wszystko poza pamięcią flash. **Rysunek 1** (z dokumentacji producenta) przedstawia wewnętrzne bloki układu. ***Uwaga! Wszystkie rysunki z artykułu w oryginalnej postaci i wielkości są dostępne w Elportalu wśród materiałów dodatkowych do tego numeru.*** Widać kompletne radio Wi-Fi i Bluetooth 5.0 LE, dwa rdzenie procesora, układy zasilania, peryferia szeregowe (UART, I2C, SPI), 10-bitowe ADC z 16 wejściami. W odróżnieniu od ESP32 tutaj mamy Wi-Fi 802.11b, a w produkcie Espressif b/g/n. Rdzenie procesora też są zupełnie inne. U Espressif są to Tensilica Xtensa LX6 i oba są identyczne. Natomiast tutaj mamy produkty ARM i to dwa różne. Za obsługę stosów komunikacji radiowej odpowiada Cortex M0, a Cortex M3 przeznaczony jest dla aplikacji użytkownika. Jak widać na **rysunku 2**, producent ma też układ z wbudowaną pamięcią Flash dla programu. Jest to OPL1200 i co ciekawe, pamięć ta jest dodana jako osobna struktura w jednej obudowie „stacked die”

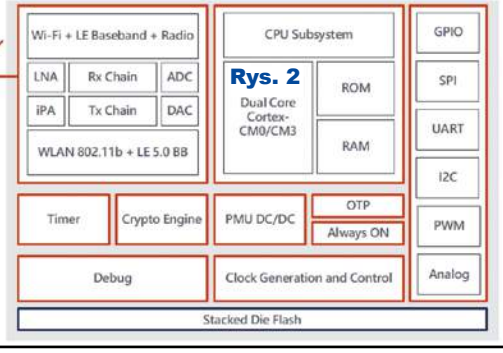
Fot. 1

Zupełnie nowy i nieznany układ na pewno zachęca do zakupu. Bardzo niska cena również. Cel zakupu to nie użytkowanie, tylko raczej chęć, by zobaczyć, jak to działa i co z tym można zrobić. Paczka przyszła szybko. Zacząć można jednak od sprawdzenia, jak to działa w oryginalnym zastosowaniu. Do tego potrzebna jest aplikacja producenta o nazwie eWeLink. Aby połączyć urządzenie z siecią Wi-Fi, faktycznie jest wykorzystywany Bluetooth. Po wprowadzeniu urządzenia w tryb parowania

Fot. 2



Rys. 1



Rys. 2

eprasa.pl 77e11ef3c9

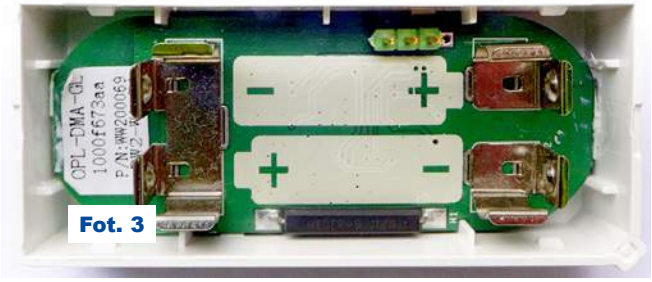
Rys. 3

Rys. 4

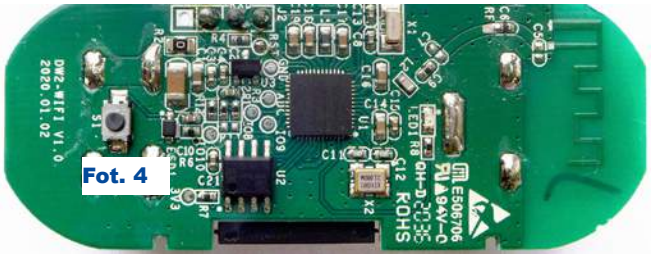
poprzez przytrzymanie jedynego przycisku dioda zaczyna migać, a proces parowania przebiega sprawnie. Urządzenie jest dodane w aplikacji i można sprawdzić, jak działa. Po otworzeniu jego statusu widzimy to, co na **rysunkach 3, 4,** odpowiednio gdy magnes jest zbliżony lub oddalony. Wyświetlany jest też stan baterii, ale nie zmienia się on płynnie. Powyżej 2,6V bateria jest „pełna", a poniżej „pusta".

Na rysunkach widzimy też komunikat, że dostępna jest nowa wersja oprogramowania urządzenia. Jego aktualizacja odbywa się OTA – Over The Air – czyli po prostu bezprzewodowo. W jednym z dokumentów producenta możemy przeczytać, jak to wygląda dokładniej i zobaczyć, że w pamięci flash zawsze przechowywane są dwie wersje oprogramowania: bieżąca i nowa. Czyli proces aktualizacji powinien być w pełni bezpieczny i w razie jakiegokolwiek problemu urządzenie powinno wrócić do starej wersji. I faktycznie przebiegła ona bez problemu, ale niestety nie był widoczny żaden pasek postępu. W aplikacji można tworzyć warunkowe konfiguracje, np. że otwarcie drzwi załącza światło podłączone do innego produktu Sonoff. Ale ponieważ nie posiadam żadnego produktu z oryginalnym oprogramowaniem, więc nie sprawdziłem tego.

Czas przejść od użytkowania do sprawdzania, jak to wszystko działa. Po pierwsze, czas reakcji. Nie jest on tak dobry, jak w przypadku wspomnianego powyżej Blynka. Od zbliżenia magnesu do urządzenia do zmiany na ekranie może minąć sekunda albo i kilka. Oczywiście zakładam, że urządzenie z Wi-Fi zasilane z ogniw AAA nie może być stale połączone z Access Pointem, musi przechodzić w tryb uśpienia i wybudzać się tylko na chwilę po zmianie stanu kontaktronu. A więc kolejny krok to próba potwierdzenia tego zachowania. W ustawieniach Access Pointa sprawdzam przydzielony urządzeniu adres IP i wysyłam ping. Oczywiście odpowiedzi brak. Ale wystarczy krótko nacisnąć przycisk urządzenia lub zbliżyć i oddalić magnes od kontaktronu i otrzymujemy odpowiedź. Jeżeli te operacje powtarzamy co sekundę, to pingi cały czas dochodzą. Chwila nieaktywności, urządzenie usypia i pingi nie znajdują adresata. Kolejny krok to sprawdzenie, jaki jest pobór prądu. Producent na opakowaniu obiecuje ≤40uA w trybie uśpienia i ≤ 15mA w trakcie transmisji. I trzeba przyznać, że wartości się zgadzają: zmierzyłem odpowiednio 27uA oraz 7,3mA. Prąd w uśpieniu cyklicznie skacze do większej wartości, niestety nie miałem dostępnego oscyloskopu, żeby to dokładniej zaobserwować.

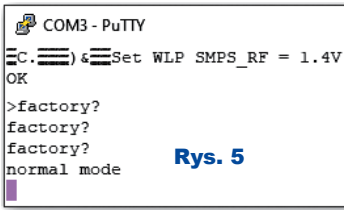


Fot. 3



Fot. 4

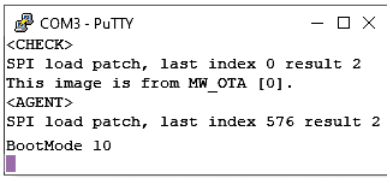
Czas zbadać, co tak naprawdę jest w środku. Po otwarciu obudowy w celu włożenia baterii widoczna jest płytka drukowana jak na **fotografii 3**, ale to, co najciekawsze, jest od spodu. Wystarczy rozciąć nożykiem niewielkie ilości kleju umieszczone w rogach i umiejętnie podważyć kilka klipsów dookoła, by wyjąć płytkę i zobaczyć to, co na **fotografii 4**. Czyli to, czego można się było spodziewać: najważniejszy układ OPL1000A2, pamięć Flash, jedna obudowa SOT-23 – tranzystor zabezpieczenia odwrotnej polaryzacji, dwa rezonatory kwarcowe, trochę elementów RC i antena wykonana na PCB. Mamy też kilka podpisanych pól testowych oraz 4-pinowe nieobsadzone złącze z rastrem 2,54 mm (na fotografii 4 już są wlutowane goldpiny) z bardzo dobrze rokującymi opisami, kolejno: 3V3, GND, RXD, TXD. Pierwszy opis jest trochę na wyrost, bo pin ten jest połączony bezpośrednio z plusem baterii, czyli napięcie będzie niższe niż 3,3V, ale możemy je tam podłączyć zamiast baterii. Natomiast dalej jest tylko lepiej, przecież tutaj ewidentnie jest wyprowadzony UART układu. A więc podłączyłem przejściówkę USB<-> UART i zacząłem sprawdzać, czy coś się dzieje na „typowych" prędkościach transmisji. Należy zaznaczyć, że piny są podpisane „prawidłowo", tzn. TXD to ten, na którym OPL1000 nadaje i należy go połączyć z RXD komputera. Niektóre chińskie płytki potrafią mieć te oznaczenia zrobione dokładnie odwrotnie, tzn. TXD oznacza „tu podłącz TXD komputera" czyli jest to tak naprawdę linia odbiorcza. Nasłuch zacząłem od prędkości 9600bps. Podczas pracy urządzenie nic nie nadaje. Po wybudzeniu przyciskiem bądź magnesem też nie. Więc sprawdziłem, co się dzieje w momencie włączenia zasilania i od razu przyniosło to efekt widoczny na **rysunku 5**. Urządzenia daje nam możliwość wejścia w tryb fabryczny, niestety nie udało mi się tego dokonać. Natomiast w trybie normalnym mamy znak zachęty > i możemy wpisywać komendy AT, na które urządzenia odpowiada, ale niestety bardzo szybko „usypia", więc mamy bardzo mało czasu. Ale jest to bardzo obiecujące zachowanie.



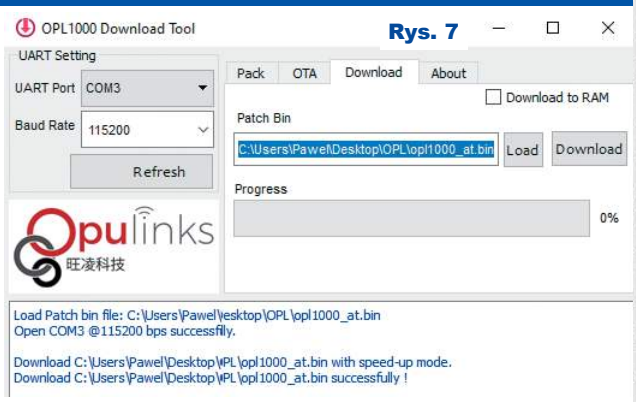
Rys. 5

Na początku transmisji widać jakieś „krzaczki". Dlatego spróbowałem powtórnego nasłuchu na innej typowej prędkości, tym razem 115200bps i otrzymałem to, co na **rysunku 6**. Czyli wygląda na to, że bootloader układu komunikuje się na tej właśnie prędkości, a potem kontrolę przejmuje aplikacja użytkownika, która nadaje już na 9600bps. Skoro widzimy, co mówi do nas bootloader na tym porcie UART, to czas spróbować wgrać jakieś inne oprogramowanie. Przeglądając zawartość SDK ściągniętego z githuba natrafiłem w katalogu *OPL1000A2-SDK-master\Tool\Download* na program o obiecującej nazwie *download_RELEASE.exe*.

Rys. 6

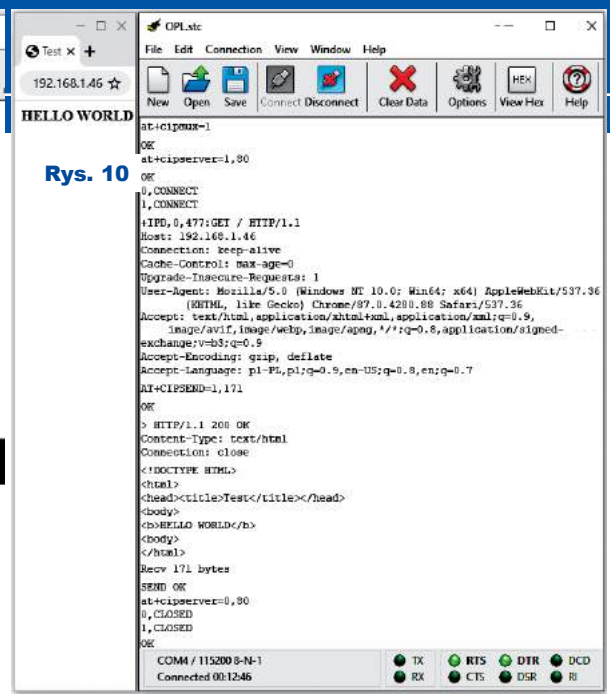


eprasa.pl 77e11ef3c9



Rys. 7

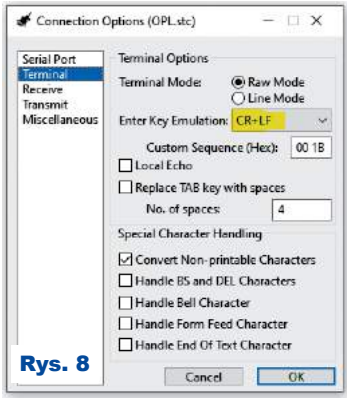
Rys. 9



Rys. 10

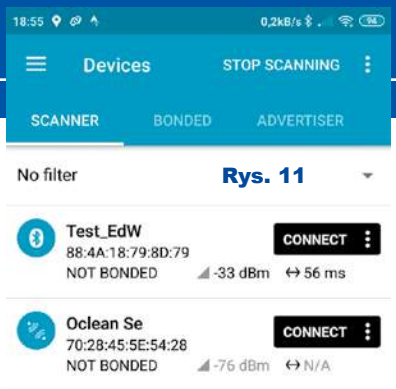
Rysunek 7 pokazuje wygląd uruchomionej aplikacji. Poza możliwością wyboru portu COM używanego do komunikacji z programowanym układem ma ono kilka zakładek. Pierwsza „Pack" służy do przygotowania odpowiedniego pliku łączącego oprogramowanie dla obu rdzeni układu. Kod dla Cortex M0 odpowiedzialnego za łączność radiową zapisany jest w pamięci ROM, ale może on być „patchowany" – takie łatki dostarcza producent w formie binarnej. Natomiast kod dla Cortex M3 to nasza skompilowana aplikacja. Zakładka OTA odpowiada za przygotowanie specjalnych obrazów pamięci gotowych do uaktualnia już nie za pomocą programatora, a przez Wi-Fi. Za samo wgrywanie przygotowanych plików binarnych odpowiada zakładka „Download". Aby ESP8266 pozwoliło na wgrywanie oprogramowania przez UART, należy je uruchomić z wyprowadzeniem GPIO0 zawartym do masy. Ponieważ tu wszystko jest dość podobne, myślałem, że też trzeba któryś pin odpowiednio wysterować. Przyglądając się padom testowym, widzimy: GND, 3V3, IO8, IO9, IO10, ADC oraz RST. IO8 oraz IO9 to po prostu UART wyprowadzony też na złącze. IO10 w dokumentacji nie wskazuje w żaden sposób na wybór trybu bootowania. Okazuje się, że po naciśnięciu przycisku Download w aplikacji OPL1000 Download Tool należy po prostu włączyć zasilanie układu. Albo jeżeli było ono włączone wcześniej, to na chwilę zewrzeć linię RST do masy. Po tym rozpoczyna się wgrywanie oprogramowania. Niestety procedura ta bywa zawodna. Kilkakrotnie zdarzyło mi się, że pasek postępu zatrzymał się w trakcie procesu. Na szczęście wystarczy uruchomić aplikację ponownie i spróbować jeszcze raz. W pobranym SDK w katalogu OPL1000A2-SDK-master\FW_Binary znajduje się plik binarny, pozwalający na używanie układu jako zewnętrznego radia Wi-Fi oraz Bluetooth LE sterowanego komendami AT. Podobnie jak domyślny firmware, z którym dostarczana jest większość modułów z układami Espressif. Na githubie Opulinks dostępny jest też plik *OPL1000--AT-instruction-set-and-examples_ENG.pdf* z pełną dokumentacją wykorzystywanych komend AT. Wgrałem plik *opl1000_at.bin* i po ponownym uruchomieniu układu i połączeniu się z nim przez UART (prędkość 115200) pojawił się znajomy znak zachęty i mogłem wydawać komendy AT. Teraz na szczęście układ już nie usypia i można się z nim komunikować bez problemu. Jak widać na rysunkach, pierwsze eksperymenty prowadziłem, używając PuTTY jako programu terminalowego. Niestety rezultaty były dość dziwne. Niektóre komendy (jak najprostsza AT) wykonywały się prawidłowo, inne powodowały jakby zawieszenie się układu. Czasami zależało to od kolejności wydanych komend. Po „zawieszeniu" jakakolwiek próba wpisywania kolejnych komend skutkowała tekstem: *LF not found. Discard pending command*. Okazuje się, że bardzo ważne jest, żeby zakończenie linii z komendą miało postać \r\n, czyli CR+LF. Ponieważ ustawianie tego w PuTTY jest dla mnie trochę niejasne, zmieniłem program terminalowy na CoolTerm. **Rysunek 8** pokazuje jego prawidłową konfigurację. Parametry transmisji to 115200, 8 bitów danych, brak kontroli parzystości i jeden bit stopu. Teraz już wszystko działa niezawodnie i można było kontrolować układ. **Rysunek 9** przedstawia przebieg eksperymentu. Komenda AT+RST powoduje ponowne uruchomienie układu, a jako jej rezultat widzimy efekt działania bootloadera. AT+GSLP odpowiada za uśpienie układu i przyjmuje dwa parametry: czas w milisekundach, po jakim ma się on obudzić oraz numer pinu, który odpowiada za wybudzenie. Niestety opis komend AT nie specyfikuje stanu, jaki jest wymagany. Po wydaniu komendy pobór prądu mierzony z dokładnością do 1mA spadł z 7mA do 0. Po 5 sekundach układ obudził się. Domyślnie Wi-Fi jest wyłączone i należy je skonfigurować. Służy do tego komenda AT+CWMODE=1. W przeciwieństwie do ESP8266, do wyboru mamy tylko wartość 1, oznaczającą tryb klienta, nie możemy utworzyć na układzie Access Pointa. Natomiast tak samo jak w ESP, nazwa sieci oraz hasło są zapisane w obszarze pamięci niezależnym od firmware i jego zmiana nie powoduje ich usunięcia. Dlatego jeżeli Wi-Fi miałem skonfigurowane w „fabrycznej" aplikacji, to zaraz po wydaniu komendy AT+CWMODE=1 urządzenie połączyło się z moją siecią, czego dowodem są komunikaty WIFI CONNECTED i chwilę później WIFI GOT IP. Skoro adres jest przydzielony, to można go sprawdzić za pomocą komendy AT+CIFSR. Natomiast AT+CWLAP wyświetla wszystkie Access Pointy widoczne dla układu. Za pomocą AT+PING możemy odpytać hosty zarówno po ich adresie IP, jak i domenie.

Rysunek 10 przedstawia bardziej zaawansowane zadanie – utworzenie serwera HTTP i przesłanie najprostszej strony internetowej do przeglądarki. Pierwsza komenda to AT+CIPMUX=1, która przestawia układ w tryb z kilkoma (maksymalnie 4) połączeniami TCP – który jest niezbędny do działania serwera. Który uruchamiamy za pomocą AT+CIPSERVER=1,80. Pierwszy parametr to numer połączenia – jedno z 4 możliwych, a drugi to numer portu, a ponieważ chcemy korzystać z HTTP, jest to 80. Po tej komendzie serwer już działa i czeka na połączenie. W przeglądarce wpisałem adres układu OPL1000 w mojej sieci i w terminalu zobaczyłem, że serwer odebrał i wyświetlił zapytanie przeglądarki. Aby jej odpowiedzieć, należy wydać komendę AT+CIPSEND=1,171. Pierwszy parametr to numer połączenia,

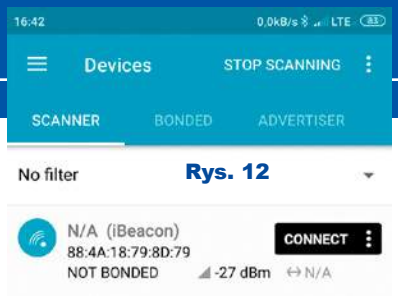


Rys. 8

eprasa.pl 77e11ef3c9



Rys. 11



Rys. 12

a drugi to liczba znaków, które chcemy wysłać. Ponieważ ten eksperyment był prowadzony bardzo na piechotę, najpierw całą odpowiedź (czyli podstawowy HTTP oraz HTML) napisałem w Notatniku, policzyłem znaki, pamiętając, że każdy „Enter" to dwa znaki (CR i LF) i wkleiłem do okna terminalu. Układ potwierdził ich odebranie. Przez ten cały czas przeglądarka czekała na „ładowanie się" strony. Wydanie komendy AT+CIPSERVER=0,80 powoduje zamknięcie połączenia, a przed nim wysłanie wszystkiego co trzeba do przeglądarki. I właśnie po wydaniu tej komendy w oknie przeglądarki wyświetliła się ta bardzo podstawowa strona. To bardzo proste eksperymenty z terminalu, ale w ten sposób można tworzyć serwer albo klienta, korzystając z innego mikrokonrolera niemającego stosu TCP/IP, np. w Arduino Uno.

Kolejny eksperyment dotyczy Bluetooth LE. Protokół ten jest dość skomplikowany, a dokumentacja komend AT nie jest idealna – po pierwsze jest pisana lekko „chińskim" angielskim, po drugie dla Bluetooth ma tylko opisy poszczególnych komend, ale nie ma przykładów ich zastosowania do wykonania konkretnego zadania. Dlatego skupiłem się na najprostszym przypadku – uruchomieniu „rozgłaszania" tak, by moje urządzenie zostało wyświetlone w aplikacji skanującej wszystkie okoliczne urządzenia Bluetooth LE. Skaner, którego używam, to aplikacja nRF Connect, a na **rysunku 11** widać jej zrzut ekranu z dowodom na sukces postawionego zadania. Urządzenie Test_EdW to właśnie poprawnie skonfigurowany OPL1000, drugie widoczne to „inteligentna" szczoteczka do zębów. Aby osiągnąć ten cel, wystarczą tylko 3 komendy AT. AT+BLEINIT=2 inicjalizuje Bluetooth LE, parametr 2 oznacza, że będziemy też używać trybu rozgłaszania (serwera), nie tylko klienta. Druga komenda ustawia, co chcemy rozgłaszać i ma postać: AT+BLEADVDATA= "02010603ff02E50908546573745f456457". W tym ciągu znaków jest zapisana w dość nietypowy sposób nazwa urządzenia, czyli Test_EdW – każdy znak ASCII jest zapisany jako reprezentacja szesnastkowa jego kolejnego numeru – czyli dwa znaki. Czyli ostatnie cyfry 57 to „W". Zainteresowanych, jak budować te „dziwne" ciągi, zachęcam do wyszukania hasła: *„ble advertising packet format"*. Ostatnia komenda AT+BLEADVSTART powoduje rozpoczęcie rozgłaszania – po jej wydaniu nasze urządzenie jest już widoczne np. dla smartfona skanującego w poszukiwaniu urządzeń Bluetooth LE. Wyłącznie zmieniając treść rozgłaszanej wiadomości, zupełnie zmieniamy, jak nasze urządzenie jest rozpoznawane. Wydając komendę AT+BLEADVDATA="0201061aff4c000215fda50693a4e24fb1afcf c6eb0764782527b7f206c5", tworzymy tzw. iBeacon, czyli tag BLE wymyślony kilka lat temu przez Apple. Z założenia miało być ich wszędzie pełno, w sklepach miały przesyłać reklamy, w muzeach służyć do nawigowania wewnątrz budynku i wyświetlania kontekstowej informacji. Chyba nie bardzo się udało… Ale jeżeli ktoś chce jeszcze poeksperymentować z tą nieco zapomnianą technologią, to może „zrobić" własnego iBeacona na OPL1000 – dowód na **rysunku 12**. Ten przykładowy ciąg znaków znalazłem w dokumentacji komend AT układu ESP32. Tam jest opisany przykład, jak stworzyć i Beacona. A komendy AT są kompatybilne. Początkowo planowałem stworzyć urządzenie, które będzie mogło przez BLE przesyłać jakieś dane. Niestety temat wykraczający poza proste rozgłaszanie swojej obecności okazał się zbyt złożony na potrzeby tego artykułu. Ponieważ chcę, aby był on zachętą i inspiracją dla Czytelników do eksperymentów z tym układem, a najbardziej z Bluetooth LE, mam nadzieję że ktoś bardziej zaznajomiony z tym protokołem zgłębi temat i powstanie chociażby sztandarowy projekt – czyli termometr. Tyle że z BLE i wyświetlający pomiar na smartfonie, a między pomiarami śpiący z bardzo małym poborem energii, jak dla Bluetooth Low Energy przystało.

Czytelnicy zapewne zastanawiają się, czy po takich eksperymentach da się wrócić do oryginalnej funkcjonalności urządzenia? Skąd wziąć oryginalny firmware? Narzędzie OPL1000 Download Tool pozwala tylko wgrać oprogramowanie, ale nie odczytać. Więc sami nie możemy stworzyć „kopii zapasowej". Na szczęście oryginalne oprogramowanie jest dostępne na githubie producenta. Znajduje się w katalogu: *OPL1000A2-Door-Sensor-Coolkit-Cloud--HTTPS.* Coolkit to producent oprogramowania eWeLink. Podczas pisania tego artykułu aktualna wersja nazywała się: *opl1000_coolkit_door_sensor_003_020_2290_2001.bin.* Jest to plik gotowy do wgrania – nie trzeba go łączyć z patchem dla procesora M0. Po jego wgraniu urządzenie normalnie działa z aplikacją eWeLink jak przed eksperymentami. Oczywiście tak było z moją wersją urządzenia i oprogramowania, ale nie mogę zagwarantować, że tak będzie w przyszłości. Dostępność tego oprogramowania na stronie producenta układu pokazuje, że nie jest ono dziełem firmy Sonoff, a jest to po prostu przykładowy projekt Opulinks. Poza plikiem binarnym dostępne są pełne źródła – projekty dla środowiska uVision firmy Keil. Pobrałem je, jednak niestety te źródła to 2937 plików w 462 folderach zajmujących w sumie ponad 120MB. Jest też dokument PDF – niestety tylko po chińsku. Ten poziom złożoności całkowicie przerasta moje zdolności programistyczne. Widzę tam źródła systemu FreeRtos i kilka różnych „warstw" oprogramowania i mam wrażenie, jakby oryginalna aplikacja bazowała na innej. Może na oprogramowaniu pozwalającym na sterowanie komendami AT – to by tłumaczyło, czemu są one dostępne przez chwilę po wybudzeniu urządzenia. Bardziej zaawansowanych Czytelników zachęcam do analizy – wygląda na to, że wszystko jest dostępne, tylko jest tego bardzo dużo. Może uda im się ustalić, czym jest tryb „factory" dostępny tuż po uruchomieniu urządzenia i jak w niego wejść.

W chwili pisania tego artykułu układ OPL1000A2 ani żadna płytka rozwojowa czy ewaluacyjna nie były dostępne do zakupu, a więc jedyna możliwość eksperymentowania z tym układem to kupno czujnika DW2-Wi-Fi. Na szczęście urządzenie jest naprawdę niedrogie, a pozwala na dużą swobodę eksperymentów. Niestety chociaż kod źródłowy aplikacji jest dostępny, nie znalazłem schematu urządzenia. Dokumentacji jest dużo, niestety część jest tylko po chińsku, a to, co jest po angielsku, jest też czasami trudne do zrozumienia, jest to typowy „chiński angielski". Dokumentacja samego układu OPL1000 ma tylko 30 stron i podtytuł „Non-NDA Version". Dla tak zaawansowanego układu można się spodziewać setek stron, czyli jest to tylko niewielki wycinek, a pełna dokumentacja dostępna jest po podpisaniu umowy o poufności z producentem. Mimo to i tak dostępne jest naprawdę wiele informacji oraz oprogramowania i daje to pole do ciekawych eksperymentów.

Przedstawiłem Czytelnikom nowy układ i możliwości eksperymentowania z nim. Ciekawy jestem, czy powstanie jakiś projekt z jego wykorzystaniem opublikowany na łamach EdW. Czy czytelnicy bardziej biegli w oprogramowaniu ode mnie rozgryzą SDK i modyfikacje kodu w uVision? Czy ktoś zbuduje ciekawe urządzenie sterujące układem za pomocą komend AT? Czy może powstanie port Arduino dla tego układu? Czy zdobędzie on taką popularność jak ESP8266???

Paweł Hoffmann
pawelhoffmann@gmail.com

eprasa.pl 77e11ef3c9

Filozofia sieci. Protokół TCP część 4

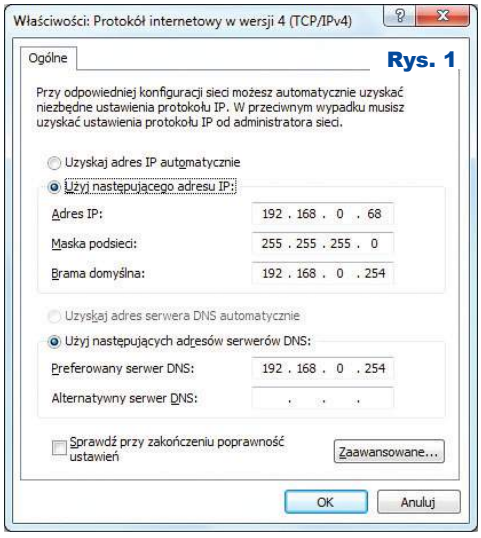
Na zakończenie rozważań dotyczących protokołu sieciowego TCP chcę poruszyć inne rozwiązania bazujące na tym protokole transportowym. To jasno pokazuje uniwersalność tej metody przesyłania danych. Odpowiednia kontrola przepływu danych nie pozwala na zagubienie czegokolwiek z przesyłanych danych. Zastosowane rozwiązania gwarantują dostarczenie przesyłanych elementów do miejsca docelowego. Bazując na „transporcie" wykorzystanym w TCP, realizowane są protokoły komunikacyjne wyższego rzędu. Prawdopodobnie wielu Czytelników nie jest świadomych, że u podstawy przeglądania stron internetowych, przesyłania wiadomości e-mail, wszelkich czatów, przesyłania filmów i zdjęć za pośrednictwem internetu stoi właśnie protokół TCP. Można zadać sobie pytanie: w jaki sposób „ten koń pociągowy" jest w stanie udźwignąć to wszystko, rozróżnić i nie pogubić się. Odpowiedź jest prostsza, niż można przypuszczać: ***protokół TCP nie jest zainteresowany danymi, które transportuje. Jego nadrzędnym i jedynym celem jest bezawaryjnie dostarczenie informacji do adresata identyfikowanego przez adres IP i numer portu***. Przy otwieraniu w przeglądarce strony internetowej powstaje para: klient (program przeglądarki w naszym komputerze identyfikowany przez adres IP i numer portu) oraz serwer (komputer istniejący gdzieś daleko z odpowiednim oprogramowaniem również identyfikowany przez swój adres IP i numer portu). Następuje nawiązanie połączenia TCP i wymiana danych. Rodzi się jednak uzasadnione pytanie: by nawiązać połączenie, należy znać adres IP oraz numer portu strony docelowej. Przy założeniu, że nasz adres IP i numer portu jest znany, gdyż adres IP może być przypisany komputerowi na stałe lub pochodzić od lokalnego serwera DHCP, zaś numer portu zostanie określony przez system operacyjny w momencie utworzenia odpowiedniego gniazda połączeniowego. Jakie są „dane adresowe" drugiej strony? Numer portu właściwie jest również znany: wynosi 80. Pozostaje jeszcze „poznanie" adresu IP komputera serwującego stronę internetową. Wpisanie nazwy (przykładowo: *www.elportal.pl*) oznacza, że w pierwszej kolejności przeglądarka internetowa dokona przekształcenia nazwy domeny (*elportal.pl*) na numer – adres IP. Do tego jest używany protokół DNS (ang. **D**omain **N**ame **S**ystem, pol. system nazw domen) jako hierarchiczny rozproszony system nazw sieciowych, który pozwala na przekształcanie nazw na adresy IP (przykładowo *elportal.pl* na 51.255.157.203). By to uzyskać, przeglądarka tworzy połączenie TCP z serwerem DNS, co z kolei wymaga znajomości adresu IP serwera DNS. Łatwo dostrzec, że problem się powtarza, gdyż by wysłać zapytanie do serwera DNS, należy znać jego adres IP i numer portu. Numer portu to 53, zaś adres IP to...

Pozornie problem wygląda na nierozwiązywalny, zaś wyjście z tej sytuacji jest prostsze, niż można się spodziewać: adres IP serwera DNS wchodzi w zakres istotnych parametrów sieciowych. W wariancie stałej konfiguracji sieci jest on wpisany w parametrach konfiguracyjnych, w przypadku konfiguracji dynamicznej pochodzi od serwera DHCP. W mojej sieci domowej adres IP serwera DNS jest 192.168.0.254 (jak pokazuje **rysunek 1**). Uważny Czytelnik zauważy, że adres IP bramy domyślnej oraz serwera DNS jest identyczny. Wszelkie prośby o przekształcenie nazwy domeny na adres IP są kierowane do routera do sieci rozległej (IP=192.168.0.254). Jak on to robi? Odpowiedź może zaskoczyć: nie wiem i nie jestem tym zainteresowany (wie o tym jedynie konstruktor routera). Jedynym istotnym elementem jest przekonanie, że robi to właściwie.

Z tego sieciowego chaosu wyłania się prostota koncepcji rozwiązania: różne usługi sieciowe są rozróżniane numerem portu, zaś adres IP jest do uzyskania w oparciu o istniejące usługi sieciowe, poczynając od usługi DNS (adres IP usługi DNS wchodzi w zakres istotnych parametrów konfigurujących sieć). Do „dobrze znanych" numerów portów w obrębie połączeń TCP należą między innymi (oczywiście jest ich znacznie więcej):

- 53 – numer portu dla usługi przekształcenia nazwy domeny na adres IP,
- 20 – numer portu dla protokołu FTP w architekturze klient – serwer umożliwiającego dwukierunkowy transfer plików w układzie serwer FTP–klient FTP,
- 80 – numer portu serwera HTTP wykorzystywanego do przesyłania zawartości stron www,
- 110 – numer portu pozwalający na odbiór poczty elektronicznej ze zdalnego serwera do lokalnego komputera,
- 25 – numer portu pozwalający na wysyłanie poczty elektronicznej (usługa SMTP),
- 23 – numer portu związanego z usługą telnet – zdalnego terminalu w architekturze klient–serwer.

Oczywiście z każdą z tych usług związany jest „specyficzny dialekt" – określony format przesyłania danych. Przykładowo protokół HTTP, którego serwer nasłuchuje na porcie o numerze 80, przewidziany do serwowania stron www, ma określony format zapytań i odpowiedzi (więcej na ten temat pisałem przy okazji serwera www w systemie Infinity). Z wyżej wymienionych warto przyjrzeć się usłudze telnet. Jest to standard protokołu komunikacyjnego używanego w sieciach komputerowych do obsługi odległego terminalu w architekturze klient–serwer. Obsługuje on



Rys. 1

eprasa.pl 77e11ef3c9

terminale alfanumeryczne, co oznacza, że nie obsługuje myszy ani innych urządzeń wskazujących. Wszystkie polecenia muszą być wprowadzane w trybie znakowym. Polecenia wydawane za pomocą komputera – klienta przysłane są poprzez sieć do serwera, na którym zainstalowane jest oprogramowanie serwujące tę usługę. W odpowiedzi serwer odsyła komunikaty, które następnie wyświetlane są na ekranie komputera – klienta. Telnet jest najstarszą i najbardziej elementarną usługą internetową. Został opisany w dokumentach RFC 854 i RFC 855. Pomimo „swego wieku" idea telnetu może okazać się przydatna w nowoczesnych rozwiązaniach, gdyż istnieje już gotowy klient tej usługi. W internecie bez problemów można znaleźć gotowe programy realizujące tę funkcjonalność. Bardzo popularnym jest program o nazwie PUTTY (a właściwie jego uproszczona wersja PUTTYTEL, którą można ściągnąć z internetu i która dostępna jest w materiałach dodatkowych do tego numeru na stronie elportal.pl). Nie wymaga on nawet instalacji – po ściągnięciu jest gotowy do wykorzystania (**rysunek 2**). W polu „Host" wystarczy wpisać adres IP docelowego miejsca (192.168.0.55) oraz kliknąć na „Open".

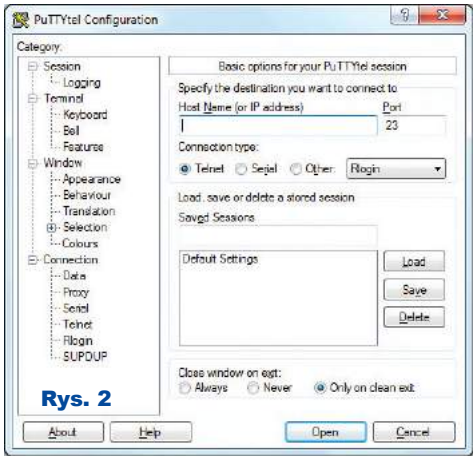
W tym miejscu ciśnie się pytanie: fajnie, tylko do czego to służy? Gdy budujemy jakieś urządzenie wykorzystujące sieć ethernetową, z reguły jest to element konfigurowalny. Wyobraźmy sobie przykładowo układ pomiarowy realizujący pomiary pewnej wielkości fizycznej, które są później udostępniane poprzez sieć. Puszczając wodze fantazji, można sobie zażyczyć, by przekroczenie jakiegoś progu było sygnalizowane przez wysłanie wiadomości e-mail. Już tu można zaproponować kilka parametrów konfigurowalnych (które mogą być przechowywane w pamięci nieulotnej w budowanym urządzeniu):

- konfiguracja sieciowa sztywna (powstaje konieczność określenia własnego adresu IP, adresu IP bramy domyślnej i maski podsieci) lub dynamiczna poprzez serwer DHCP,
- co ile czasu należy realizować pomiar wielkości fizycznej,
- wartość progu do zgłoszenia sygnału alarmowego,
- adres e-mail, na który należy wysłać wiadomość (z tym wiąże się hasło do autoryzacji, adres IP serwera usługi SMTP, numer portu jest znany),
- ewentualny login (identyfikator użytkownika) i hasło dla usługi tenet.

Do modyfikacji wymienionych parametrów można napisać własne oprogramowanie (klienta), które umożliwi realizację wymaganych czynności lub... skorzystać z gotowych elementów (PUTTYTEL). To implikuje realizację w układzie pomiarowym (serwerze) usługi telnet. To groźnie brzmiące stwierdzenie oznacza jedynie utworzenie gniazda TCP z przydzielonym portem do nasłuchu (w stanie LISTEN) o numerze 23. Przykładowe rozwiązanie pokazuje **listing 1** (***uwaga, wszystkie listingi z artykułu są dostępne w Elportalu wśród materiałów dodatkowych do tego numeru***), gdzie w funkcji *main* są utworzone dwa gniazda nasłuchowe TCP: jedno związane z serwowaniem danych pomiarowych (zmienna *TCPSeverInstance.TCPSocket* z nadanym numerem portu *TCPPortNumber*=2000), drugie z usługą telnet (zmienna *TCPSeverInstance.TelnetSocket* z nadanym numerem portu *TelnetPortNumber*=23).

Funkcjonalność procedur obsługi sieci wręcz idealnie nadaje się do realizacji usługi telnet. Wraz z określeniem stanu LISTEN, dla gniazdka sieciowego (wywołanie funkcji *TCPListen*) przekazuje się kilka funkcji związanych z obsługą gniazda TCP. Jedną z nich jest funkcja (w przykładzie nazywa się *TelnetConnectOperation*), która jest wywołania w sytuacji, gdy został odebrany sygnał SYN jako chęć nawiązania połączenia TCP. Jej postać pokazuje **listing 2**.

W funkcji tej badana jest zmienna *TCPSeverInstance.ActiveConfig*, określająca, czy w danej chwili jest już nawiązane połączenie z usługą telnet. W zależności od stanu tej zmiennej, funkcja zwraca wartość logiczną (TAK/NIE) informującą dalszą obsługę nawiązania połączenia TCP, czy serwer wyraża zgodę (TAK/NIE) na nawiązanie połączenia. Ten prosty manewr pozwala na jednoczesne nawiązanie połączenia telnet jedynie dla jednego klienta. Nie zaistnieje możliwość, gdzie kilku klientów w tym samym czasie będzie miało aktywny dostęp



Rys. 2

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 77e11ef3c9

do danych konfiguracyjnych (a więc jeden drugiemu nie będzie przeszkadzał).

Drugą funkcją wnoszoną (przez *TCPListen*) do obsługi połączeń TCP jest funkcja wywoływana w chwili uzyskania stanu ESTABLISH (zestawienia połączenia). W realizacji obsługi usługi telnet sprowadza się do wyzerowania zmiennych przeznaczonych do przechowywania nazwy użytkownika i jego hasła oraz wysłanie (do programu PUTTYTEL) napisu „*Użytkownik:*”, jej postać prezentuje **listing 3**.

Dane wysłane z programu PUTTYTEL trafiają w programie do funkcji *TelnetRecvUserNameOperation* (również zgłoszonej do obsługi protokołu TCP poprzez funkcję *TCPListen*). Jej postać pokazuje **listing 4**.

Analizując tę funkcję, można dostrzec kilka istotnych elementów:

- występuje wywołanie „tajemniczej” funkcji *AnalyseOption*,
- przysłane dane są „obrabiane” przez funkcję *ExtractUserName*.

Implementacja funkcji *ExtractUserName* (**listing 5**) odzwierciedla „filozofię strumieniową” protokołu TCP, gdzie dane należy traktować jako przychodzący strumień znaków. Nie należy oczekiwać, że tekst wpisany w programie PUTTYTEL zakończony znakiem Enter zostanie odebrany jako jeden pakiet TCP, toteż przychodzące dane są gromadzone w zmiennej przeznaczonej na nazwę użytkownika aż do napotkania znaku CR (odpowiadającego klawiszowi Enter). Uzyskanie kompletnej nazwy użytkownika podlega sprawdzeniu (wywołanie funkcji *UserNameIsValid*, **listing 6**) i ewentualnemu poinformowaniu użytkownika o problemach związanych z autoryzacją (wraz z zamknięciem połączenia) lub wysłaniu napisu informującego o konieczności wpisania hasła. Jednocześnie zostaje zmieniona funkcja do przetwarzania przychodzących danych na *TelnetRecvPasswordOperation* w wyniku wywołania funkcji *TCPSetNewRecOperation(TCPSocket,TelnetRecvPasswordOperation)*. Od tej chwili odebrane dane będą przetwarzane przez funkcję *TelnetRecvPasswordOperation*. Jest ona przeznaczona do wczytania hasła i zrealizowana z identycznym schematem jak funkcja do wczytania nazwy użytkownika.

Wspomniana wyżej „tajemnicza” funkcja *AnalyseOption* jest związana z przetwarzaniem pewnych opcji. W strumieniu danych na początku odebranego bufora mogą być umieszczone opcje. Za pośrednictwem tych opcji realizowane są negocjacje, każda ze stron połączenia oferuje określone możliwości oraz oczekuje, że druga strona zrealizuje oczekiwania. Zagadnienie jest symetryczne: serwer coś oferuje i oczekuje czegoś od klienta oraz symetrycznie w drugą stronę. Każda opcja składa się z trójki oktetów: pierwszy, określany jako kod IAC (ang. Interpret as Command, co należy rozumieć jako: *traktuj jako polecenie*), jest znakiem „zaczepnym” informującym, że dalsze dane są treścią opcji. Drugi oktet określa typ polecenia i może oznaczać polecenie, prośbę lub żądanie strony nadającej (zarówno klienta, jak i serwera) w stosunku do strony odbierającej. Możliwych jest wiele wariantów, jednak największe znaczenie dla nas mają cztery:

- WILL (kod 251 dec = FB hex) oznaczające, że nadawce chce włączyć,
- WON’T (kod 252 dec = FC hex) oznaczające, że nadawca chce wyłączyć,
- DO (kod 253 dec = FD hex) oznaczające, że nadawca chce, aby odbiorca włączył,
- DON’T (kod 254 dec = FE hex) oznaczające, że nadawce chce, aby odbiorca wyłączył.

Trzecim oktetem jest określenie usługi, w stosunku do której realizowana jest negocjacja. Również tutaj jest wiele możliwości, z których część jest zastosowana w oprogramowaniu (zainteresowanych Czytelników mogę odesłać do lektury właściwych dokumentów RFC, które można znaleźć w internecie). Prezentowany program, jako przykład zastosowania funkcji telnet, negocjuje jedynie opcje związane z echem znaków i finalnie jest ono wyłączone. Jako echo znaków należy rozumieć to, że dane wprowadzane po stronie klienta usługi telnet (czyli programu PUTTYTEL) nie są wyświetlane na ekranie. Uzasadnieniem takiej zachcianki jest to, że wpisywana nazwa użytkownika oraz w dalszej kolejności hasło nie są widoczne na ekranie. W sytuacji, gdy to wymaganie nie ma znaczenia, można pominąć tę negocjację. Wystarczy „wyłowić” z przychodzącego strumienia znaków część zaczynającą się od znaku IAC i je zignorować. Komunikacja będzie się odbywać z ustawieniami domyślnymi, które są wystarczające do zrealizowania przesyłania danych. Przykład rozpoznania i wyłowienia ze strumienia danych negocjacyjnych pokazuje **listing 7**.

Ewentualne opcje negocjacyjne są umieszczone na początku danych przychodzących. Funkcja przegląda odebrany ciąg znaków i jeżeli natrafi na znak IAC (w programie jest to stała o nazwie *OptionPrefix*), to wyławia ze strumienia w dalszej kolejności polecenie (zmienna *OptionCode*) oraz określenie usługi (zmienna *OptionValue*). W przypadku, gdy negocjacje dotyczą funkcjonalności echa znaków na ekranie programu TELNET, realizowana jest negocjacja. Metodologia nie odbiega od tej występującej w życiu. Jedna strona coś oferuje lub czegoś oczekuje, druga strona się na to zgadza lub nie zgadza.

Po zakończeniu działań związanych z autoryzacją wyświetlane jest odpowiednie menu na ekranie programu TELNET. Rzeczywista potrzeba funkcjonalności związanej z konfiguracją z użyciem usługi TELNET jest już zależna od konkretnego zastosowania i jest już sprawą bardzo indywidualną. Program pokazuje jedynie schemat rozwiązania licząc na dalszą kreatywność Czytelników. Zakończenie konfiguracji (identyfikowane jako jednoliterowe polecenie 0) zamyka połączenie i przygotowuje się do ewentualnego kolejnego połączenia TELNET.

Na zakończenie całego cyklu dotyczącego „filozofii sieci” chcę jedynie zauważyć, że tych kilka artykułów poświęconych obsłudze sieci to jedynie niewielki procent już istniejących możliwości. Do obecnej chwili powstało wiele różnych zastosowań dla protokołu TCP. Wystarczy wymienić najbardziej popularne, jak FTP (do przesyłania plików) czy HTTP (przeglądanie stron internetowych). Czy można coś do tego dodać? W różnych dyskusjach z kolegami i koleżankami po fachu słyszę stwierdzenie, że właściwie nie ma żadnych technicznych ograniczeń na wymyślanie nowych zastosowań, a jedynym ograniczeniem jest własna wyobraźnia. Dlatego zachęcam Czytelników do swoistej penetracji tej tematyki i zdobywania jeszcze niezdobytych szczytów. Podpierając się własną historią, mogę jedynie powiedzieć, że często jest to swoista jazda bez trzymanki, ale z drugiej strony jest to również niezapomniana przygoda.

Andrzej Pawluczuk
apawluczuk@vp.pl

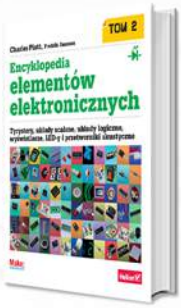
eprasa.pl 77e11ef3c9

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

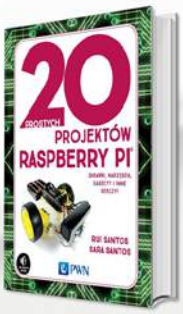


Drugi tom niezwykłej encyklopedii przeznaczonej dla praktyków elektroniki. Podobnie jak w pierwszym, tak i tutaj znalazły się skompletowane, uporządkowane, a co najważniejsze - sprawdzone i potwierdzone informacje o elementach elektronicznych. Drugi z trzech tomów jest poświęcony układom scalonym, tyrystorom, 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

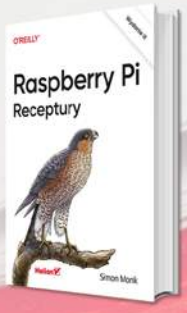
Jeśli chcesz poznać technikę lutowania i nauczyć się prawidłowo stosować ją w praktyce, sięgnij po odpowiednie źródło wiedzy! Książka Lutowanie od podstaw krok po kroku wprowadzi Cię w tajniki sztuki łączenia elementów, przedstawi niezbędne narzędzia i dobre praktyki, nauczy unikać typowych błędów popełnianych 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 77e11ef3c9

Współczesne akumulatory

1. Akumulatory zasadowe

W kilkuodcinkowym artykule przedstawione są informacje o właściwościach stosowanych dziś akumulatorów, w tym wskazówki dotyczące ich prawidłowej obsługi, zapewniających długą żywotność oraz bezpieczeństwo.

Wprawdzie akumulatory zasadowe są coraz rzadziej wykorzystywane, jednak nadal trzeba znać ich rodzaje i właściwości. Mało kto pamięta dziś o zasadowych akumulatorach niklowo-żelazowych (NiFe), niklowo-cynkowych (NiZn), srebrowo-kadmowych (AgCd), srebrowo-cynkowych (AgZn). Spośród akumulatorów zasadowych obecnie wykorzystywane są tylko niklowo-kadmowe (NiCd) oraz niklowo-wodorkowe (NiMH).

Akululatory NiCd i NiMH

Akumulatory niklowo-kadmowe zostały wynalezione w roku 1898 (Waldemar Jungner), ale nigdy nie zdominowały rynku. Najpierw były to wykonania z tzw. elektrolitem mokrym, natomiast dziś są to tylko wersje z elektrolitem stałym (spiekanym), mające postać wałków (paluszków) – **fotografia 1**. Pomimo toksyczności kadmu, akumulatory NiCd nadal są wykorzystywane w tańszych elektronarzędziach. Niegroźne dla otoczenia są akumulatory niklowo-wodorkowe, które najpierw stosowano tylko w misjach kosmicznych. Dziś akumulatorki NiMH to tylko popularne nadal paluszki (AA = R6, AAA = R03). O ile pojemność akumulatorków NiCd o wielkości paluszka AA wynosiła 500...1000mAh, o tyle akumulatorki NiMH o wielkości AA mają pojemność do 2500mAh. Akumulatorki NiMH straciły znaczenie w modelarstwie, ale nadal są stosowane w przenośnym sprzęcie jako ekonomiczny zamiennik jednorazowych baterii AA. Dawniej paluszki NiCd oraz NiMH ceniono za znakomitą wydajność prądową, dużo większą niż ogniw jednorazowych zwykłych, manganowych i alkalicznych. Istotną zaletą jest nie tylko wydajność prądowa, ale i duża trwałość. Akumulatory takie są mało wrażliwe na całkowite rozładowanie „do zera", jak też na przeładowanie (byle ich nie zniszczyć przez silne przegrzanie).

Poważną wadą jest stosunkowo mała pojemność i tak zwany efekt pamięciowy. Aby uniknąć efektu pamięciowego, wystarczy co kilka (5...6) cykli niepełnego rozładowania przeprowadzić cykl konserwujący polegający na pełnym naładowaniu i pełnym rozładowaniu kontrolnym, przy czym pełne rozładowanie to nie rozładowanie „do zera", tylko do napięcia około 1V (nie mniej niż 0,8V na ogniwo). W praktyce bardzo często występuje tu mylna kwalifikacja – zazwyczaj utrata pojemności jest spowodowana innymi przyczynami, w tym słabą jakością ogniw, a całą winę zrzuca się na efekt pamięciowy, co jest na pewno wygodne dla producentów.

Istotną wadą zarówno akumulatorów NiCd, jak i większości NiMH jest duże samorozładowanie, zwłaszcza w podwyższonych temperaturach – już po kilku tygodniach przechowywania akumulator może się okazać pusty. Tu trzeba podkreślić, że od roku 2005 wiodąca firma Sanyo oferuje ulepszone akumulatorki NiMH, które mają bardzo małe samorozładowanie. Zaletą jest ogromna trwałość, nawet ponad 2000 cykli pracy, płaska krzywa rozładowania oraz potwierdzona przez użytkowników stabilność parametrów, co ważne – także pojemności. Dziś Sanyo jest częścią koncernu Panasonic, a ulepszone akumulatorki są sprzedawane pod marką ***eneloop*** – **fotografia 2**.

Ładowanie

Należy mocno podkreślić, że spośród wszystkich współczesnych akumulatorów, właśnie NiCd i NiMH mają najmniejsze wymagania dotyczące ładowania i rozładowania.

Standardowy, bardzo prosty, bezpieczny i skuteczny sposób ładowania akumulatorów NiCd i NiMH to ładowanie prądem o wartości 1/10 ich pojemności nominalnej (0,1C) przez 14...16 godzin. Ogniwa można przy tym łączyć w szereg. **Rysunek 3** pokazuje proste układy ładowarek.

Zasadniczo akumulatory NiCd można dowolnie długo ładować prądem 0,1C. Jednak niektórzy producenci akumulatorków NiMH nie zalecają przekraczania czasu ładowania 16 godzin prądem 0,1C; podają, że akumulatory NiMH mogą być dowolnie długo ładowane, ale nie prądem 0,1C, tylko prądem trzykrotnie mniejszym – 0,03C. Dlatego nawet w niektórych prostych ładowarkach z prądem 0,1C, przeznaczonych dla akumulatorków NiMH, stosowane były układy czasowe wyłączające lub zmniejszające prąd ładowania po upływie określonego czasu.

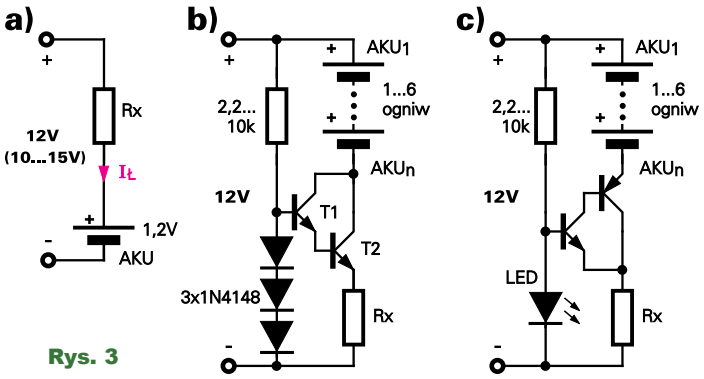
Co bardzo ważne, przy odpowiednio małym prądzie omyłkowe ładowanie nawet przez dłuższy czas nie grozi ani uszkodzeniem, ani zmniejszeniem pojemności – nadmiar energii zamienia się na ciepło. Przy takim trybie ładowania ładowarka może być bardzo prosta i nie musi zawierać ani żadnych układów stabilizacyjnych, ani wyłączni-

Fot. 1

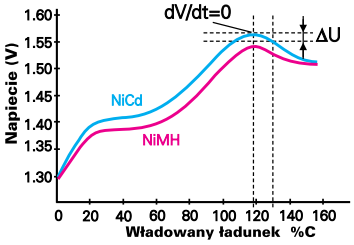
Fot. 2

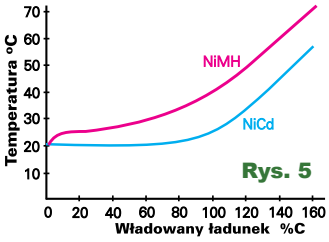
eprasa.pl 77e11ef3c9

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



Rys. 3





Rys. 5

ków czasowych. W skrajnym przypadku ładowarką jest klasyczny transformator z prostownikiem. Oznacza to, że mając akumulatorki NiCd o niewiadomym stanie rozładowania, można je naładować według standardowej procedury (0,1C; 14...16h), natomiast akumulatory NiMH należy ładować mniejszym prądem, np 0,05C, w praktyce akumulatorki wielkości paluszka AA można bezpiecznie ładować prądem do 0,1A.

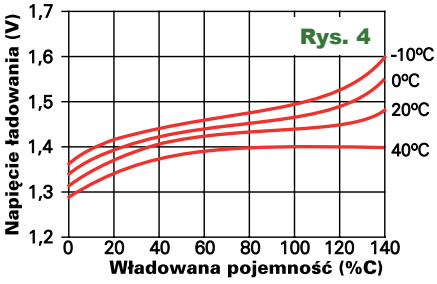
Praca buforowa. Hobbyści zainteresowani są możliwości pracy buforowej. Najlepsze do pracy buforowej są poczciwe akumulatory kwasowo-ołowiowe, jednak NiCd oraz NiMH w razie konieczności mogą pracować buforowo. Trzeba zastosować obwód ciągłego podładowania prądem rzędu 0,01C...0,02C (dla NiCd do 0,05C, dla NiMH do 0,03C). Taki prąd konserwujący z zapasem pokryje straty samowyładowania i zapewni nieustanną gotowość do pracy. Jednak pracujący buforowo akumulator rozładowany w czasie przerwy zasilania należałoby po takim rozładowaniu naładować prądem większym, bowiem ładowanie prądem konserwującym 0,01C trwałoby bardzo długo (a przy zużytych, starych akumulatorach mogłoby być niemożliwe).

Ładowanie przyspieszone. Producenci informują o możliwości ładowania większym prądem. Dawniej reklamowano specjalne akumulatorki NiCd, które można było naładować w ciągu 15...30 minut. Oferowane dziś wersje NiCd do elektronarzędzi i NiMH o różnym przeznaczeniu zazwyczaj mogą być ładowane zwiększonym prądem 0,3C, ale rzadko prądem 1C.

Zbyt długie ładowanie dużym prądem doprowadzi do przegrzania oraz uszkodzenia akumulatora.

Wysoka temperatura jest bardzo szkodliwa: zalecana górna granica dla ogniw NiCd wynosi tylko +45°C, dla NiMH +60°C. Tylko przy prądzie 0,05...0,1C w akumulatory NiCd i NiMH, niezależnie od stanu naładowania, można bez obawy władować do 160% ich pojemności nominalnej. Przy prądach znacznie większych niż 0,1C nawet jednorazowe przeładowanie, np. omyłkowe ładowanie przez całą noc, znacznie skraca żywotność, a nawet może prowadzić do uszkodzenia ogniw.

W przypadku wszelkiego rodzaju akumulatorów NiCd i NiMH problem polega na tym, że w trakcie ładowania wzrost napięcia nie jest miarodajnym wskaźnikiem stopnia naładowania – udowadnia to **rysunek 4**, gdzie pokazana jest zależność napięcia na akumulatorze od władowanej energii przy różnych temperaturach (prąd ładowania=0,1C). Wykresy dotyczą NiCd, ale analogiczne charakterystyki NiMH są podobne. Widać tu silną zależność od temperatury, a przy temperaturze akumulatora +40°C napięcie w końcowej fazie ładowania praktycznie się nie zmienia.



Rys. 4

Nie można więc sprawdzać stanu naładowania przez sprawdzanie wartości napięcia ogniw NiCd i NiMH (taka kontrola daje dobre efekty tylko w przypadku akumulatorów litowych i kwasowo-ołowiowych).

Najprostszym sposobem zapobiegania przed przeładowaniem jest zastosowanie timera. Sposoby przyspieszonego ładowania w czasie 1,2...4 godzin prądem ładowania 1C...0,3C, z wyłącznikiem czasowym (aby władować około 110...120% pojemności C), wyglądają na bezpieczne. Tak, ale wtedy ustawienia prądu i czasu ładowania muszą być dostosowane do konkretnego akumulatora (jego pojemności), a ogniwa te powinny być wstępnie rozładowane, żeby nie ładować ponownie ogniwa rozładowanego tylko w niewielkim stopniu. Ładowarki z timerem nie były zalecane przez producentów ogniw.

Gdy ładowany dużym prądem akumulator NiCd i NiMH jest bliski pełnego naładowania, charakterystyczne są dwa zjawiska (**rysunek 5**): następuje szybki wzrost temperatury oraz występuje spadek napięcia akumulatora. Dlatego prostym sygnałem do zakończenia ładowania jest wzrost temperatury ogniwa. Jeszcze lepiej sprawdzać szybkość wzrostu temperatury, ale wtedy trzeba indywidualnie mierzyć rzeczywistą temperaturę wszystkich ładowanych ogniw. Stosunkowo łatwo też wykryć fakt, że napięcie akumulatora przestaje rosnąć (dV/dt=0). Nie powinno to jednak kończyć ładowania, bo akumulator nie jest jeszcze pełny. Po wykryciu tego faktu można jeszcze ładować akumulator przez ustalony, niewielki okres (np. przez 20 minut prądem 0,1C).

W literaturze można znaleźć liczne schematy szybkich ładowarek NiCd i NiMH, wykorzystujących różne, często jeszcze bardzie zaawansowane metody. Dziś dla hobbysty nie ma to znaczenia, bo akumulatory takie są wykorzystywane coraz rzadziej. Nie warto się zagłębiać w szczegóły.

Na rynku dostępne są rozmaite szybkie ładowarki, głównie do akumulatorów NiMH, ładujące je znacznym prądem przez około 1,2...4 godzin. Stosowane są w nich dość skomplikowane systemy i algorytmy kontroli stanu naładowania.

Zawsze można też ładować starą, sprawdzoną, standardową metodą: prądem 0,1C przez 14...16 godzin, przy czym w przypadku akumulatorów NiMH warto dodatkowo zastosować wyłącznik czasowy.

W drugiej części artykułu zajmiemy się akumulatorami kwasowymi.

Piotr Górecki

eprasa.pl 77e11ef3c9

Dokładność modułowych mierników prądu stałego

część 2

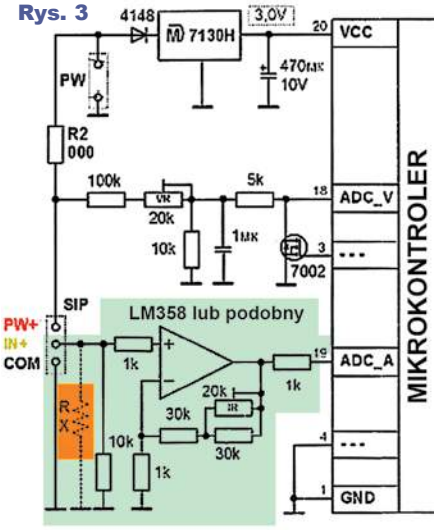
W pierwszej części artykułu przedstawione były wyniki testów pięciu modułowych amperomierzy, pokazanych na fotografii tytułowej. Okazało się, że spośród trzech modułów dwufunkcyjnych te oznaczone numerami 1 i 2 zupełnie nie nadają się do pomiaru małych prądów. Bezapelacyjnym zwycięzcą testu okazał się moduł numer 3, którego amperomierz ma dwa zakresy 0...999,9mA oraz 1A...3A, przez co rozdzielczość pomiaru wynosi 0,1mA. Okazało się, że badany egzemplarz ma stałe przesunięcie (offset) tylko około 0,1mA. Dokładność ±(0,3% + 2 cyfry) deklarowana przez producenta modułu prawdopodobnie jest większa niż zastosowanego multimetru wzorcowego AN870, który ma deklarowaną dokładność pomiaru prądu stałego ±(0,3% + 3 cyfry). Przyrząd mierzy prawidłowo także prądy większe od nominalnego 3A. Podobnie dobre właściwości mają dwa amperomierze oznaczone numerami 4 i 5. Też mierzą prądy większe od nominalnego 3A. Amperomierz numer 4 ma stały offset +0,2mA, a miernik numer 5 ma offset –0,2mA. Dokładność kalibracji obu też wygląda na bardzo dobrą, znacznie lepszą niż 0,5%.

Zobaczmy, z czego wynikają parametry poszczególnych amperomierzy.

Najtańsze moduły

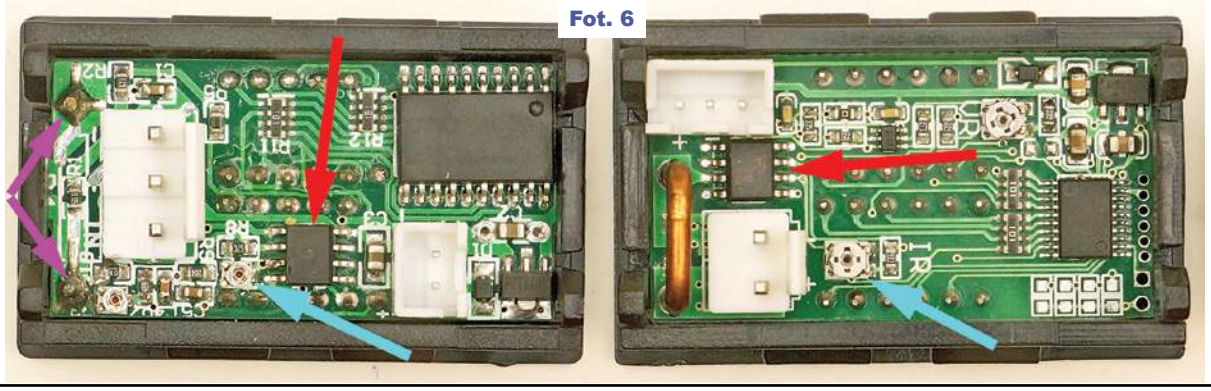
Najtańsze amperomierze są często realizowane według **rysunku 3**. Mierzony prąd stały wywołuje spadek napięcia na wyróżnionej pomarańczowa podkładką niewielkiej rezystancji pomiarowej R_X. To małe napięcie jest wzmacniane i przekazywane do przetwornika analogowo-cyfrowego. Po pierwsze przetworniki ADC wbudowane w procesory (zwykle STM) mają niezbyt dobre parametry. Jednak największym problemem w takich tanich amperomierzach jest obecność wzmacniacza operacyjnego o znacznym napięciu niezrównoważenia Z reguły jest to LM358, którego napięcie niezrównoważenia może wynosić kilka miliwoltów, a jego dryft cieplny typowo wynosi 7uV/°C. Wbudowany potencjometr pozwala przeprowadzić kalibrację wskazań dla dużych prądów, bliskich maksymalnemu. Ale niestety nie ma możliwości korekcji napięcia niezrównoważenia, co oznacza, że przy małych prądach wskazanie jest przesunięte (offset) w górę lub w dół, zależnie od biegunowości napięcia niezrównoważenia zastosowanego egzemplarza wzmacniacza.

Rys. 3

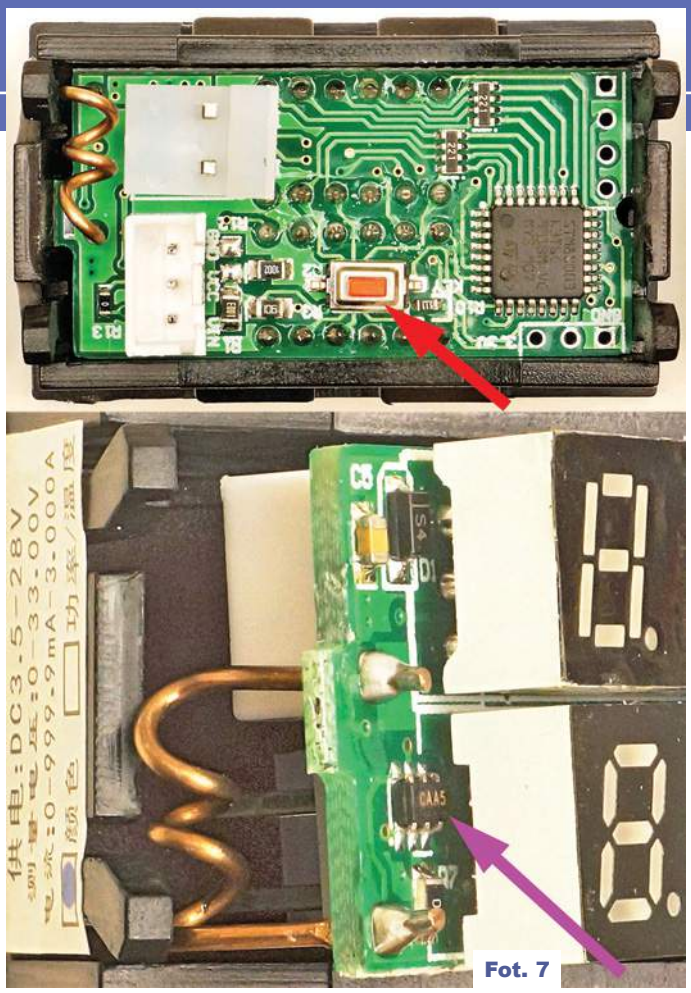


Fotografia 6 pokazuje tylną stronę dwufunkcyjnych modułów, które na fotografii tytułowej są oznaczone 1 i 2.

Fot. 6



eprasa.pl 77e11ef3c9



Fot. 7

Czerwone strzałki pokazują wzmacniacze operacyjne, a strzałki niebieskie – potencjometry kalibracji prądu.

Dokładniejsza analiza wskazuje, że nawet przy obecności LM358 producentom takich tanich modułów udaje się uzyskać zaskakująco dobre parametry modułów. Zaskakująco dobre, jak na właściwości użytych podzespołów, ale absolutnie niewystarczające do pomiaru małych prądów, poniżej kilkudziesięciu miliamperów, gdzie da o sobie znać napięcie niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego.

Takie najtańsze, niewarte uwagi moduły można poznać po obecności wzmacniacza operacyjnego, najczęściej właśnie LM358. ***Najprościej biorąc, obecność wzmacniacza operacyjnego świadczy, że moduł nie będzie dobrze mierzył małych prądów***. Dotyczy to i modułów dwufunkcyjnych, i amperomierzy. Oczywiście istnieją wzmacniacze operacyjne o dużej precyzji i znikomym napięciu niezrównoważenia, ale na pewno nie są one stosowane w najtańszych chińskich modułach. We własnym zakresie można wykorzystać takie precyzyjne wzmacniacze operacyjne do współpracy z tanimi chińskimi modułami – na życzenie Czytelników stosowny materiał może być przedstawiony w EdW.

Chińskie moduły precyzyjne

Jak już było wskazane w czteroodcinkowym artykule ***Modułowe mierniki napięcia i prądu stałego*** chińskie mierniki o lepszej dokładności muszą zawierać zewnętrzny przetwornik ADC.

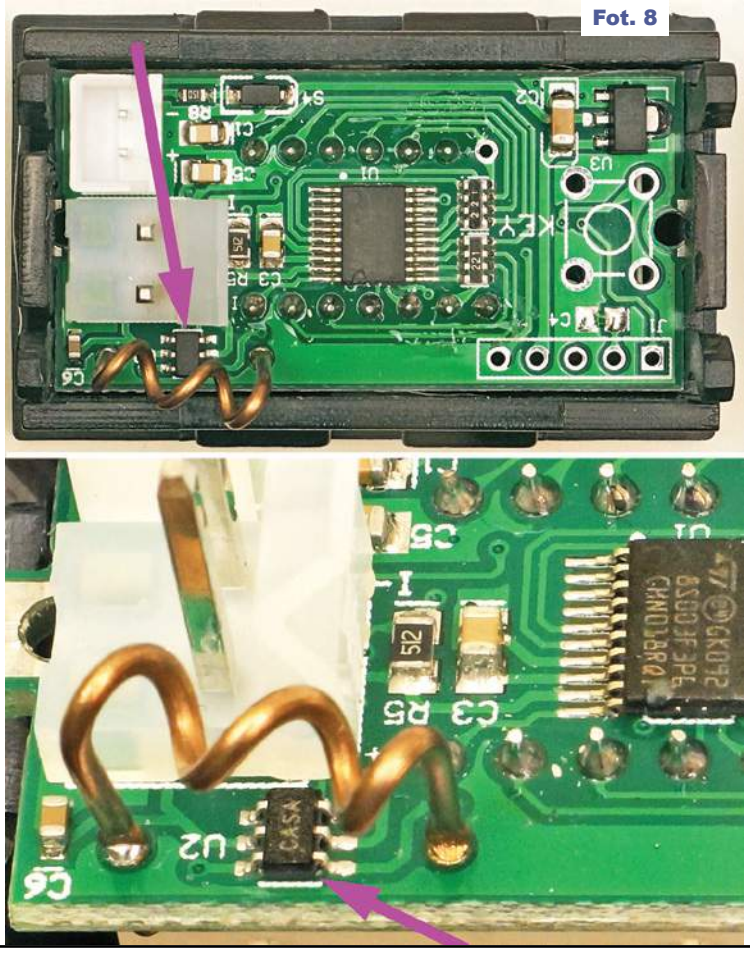
Fotografia 7 pokazuje bezapelacyjnego zwycięzcę testu – dwufunkcyjny moduł numer 3. Wskazany czerwoną strzałką przycisk pozwala wprowadzić korektę wskazań woltomierza, żeby ten uwzględnił spadek napięcia na przewodach. Program w procesorze może uwzględnić spadek napięcia na wewnętrznej rezystancji pomiarowej, bo znana jest jej wartość (często 10mΩ). Nie może automatycznie uwzględnić spadku napięcia na przewodach, bo ich rezystancja będzie inna w każdym zastosowaniu, zależnie od długości i przekroju użytych kabli. Taką programową korekcję można rozumieć jako podanie informacji o rezystancji przewodów połączeniowych.

Oczywiście taka korekcja nie usunie tego spadku napięcia na przewodach i wewnętrznej rezystancji pomiarowej – przy zwiększeniu prądu napięcie na obciążeniu będzie w niewielkim stopniu maleć. Korekcja wpłynie tylko na wskazania woltomierza, żeby precyzyjnie pokazywał napięcie naprawdę występujące na obciążeniu.

Polskie tłumaczenie opisu korekcji na stronie, gdzie kupowałem ten moduł, jest bardzo niejasne, podobnie jak tłumaczenie niemieckie i angielskie. Jaśniej jest to ujęte w innych sklepach oferujących tę precyzyjną wersję miernika. Na stronie wytwórcy (*https://shop59318659.world.taobao.com*) także trudno cokolwiek znaleźć, ponieważ wymagana jest rejestracja i logowanie. Osoby zainteresowane szczegółami mogą śmiało do mnie napisać (*pg@elportal.pl*).

W tym precyzyjnym dwufunkcyjnym module pracuje zewnętrzny przetwornik ADC typu MCP3421 (ΣΔ, 18-bitowy z wbudowanym dobrym źródłem napięcia odniesienia 15ppm/°C). Jak pokazuje dolna część fotografii 7, przetwornik ten, oznaczony CAA5, umieszczony jest na niewidocznej stronie płytki drukowanej pod wyświetlaczem.

Także w module amperomierza, oznaczonego na fotografii wstępnej numerem 5, pracuje ten sam przetwornik ADC. **Fotografia 8** pokazuje, że jest oznaczony CASA. Na płytce jest miejsce na przycisk oraz złącze do programowania procesora STM. W tych modułach nie ma żadnych potencjometrów.

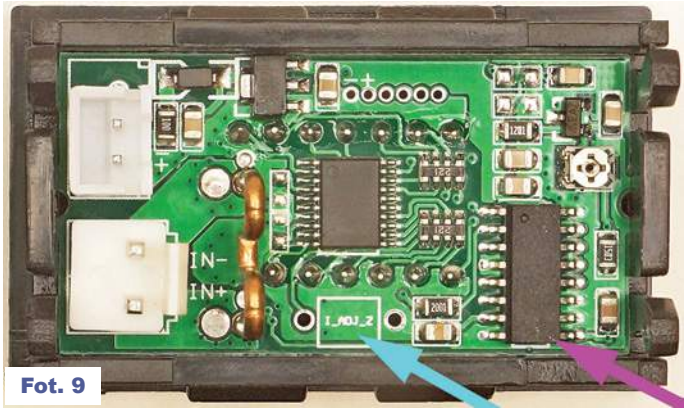


Fot. 8

eprasa.pl 77e11ef3c9

Jeden potencjometr występuje na płytce amperomierza, oznaczonego numerem 5 na fotografii wstępnej. Szczegóły pokazuje **fotografia 9**. Fioletowa strzałka wskazuje nieoznaczony chiński przetwornik ADC. Wyżej jest trzykońcwkowy układ scalony oznaczony EA7 – to źródło napięcia odniesienia ’431, co niestety nie wskazuje na wysokie parametry. Pomiędzy tymi układami jest potencjometr, który zapewne służy do kalibracji.

Żadnego potencjometru nie ma w miernikach numer 3 i 4, zawierających przetwornik ADC typu MCP3421. Tam kalibracja musi być przeprowadzana programowo podczas produkcji. Musi być, bo trzeba uwzględnić nie tylko niewielkie rozrzuty wewnętrznego napięcia odniesienia przetwornika MCP3421 (2,048V ±0,05%), ale też przede wszystkim wielokrotnie większy rozrzut wartości rezystora pomiarowego, na którym mierzony jest spadek napięcia. Być może przeprowadzana jest nie tylko kalibracja czułości (przy dużych prądach), ale też ewentualnie programowa korekcja offsetu przetwornika ADC, jednak nie sposób tego sprawdzić. Offset i dryft termiczny, czyli w praktyce przesunięcie i „pływanie” zera, to jedyny ewentualny problem w takich precyzyjnych miernikach. Oto wyniki kolejnych testów.



Fot. 9

Wpływ temperatury

Sprawdziłem tylko lepsze mierniki numer 3, 4, 5. Przy zerowym prądzie tym razem wszystkie wskazania były równe zeru, jak pokazuje górny rząd na **fotografii 10**. Aby dokładniej zbadać wpływ temperatury, przepuściłem przez mierniki prąd równy 2mA, co pokazuje środkowy rząd na fotografii 10. Przy tym pomiarze potwierdziło się, że przesunięcie (offset) amperomierza numer 5 wynosi –0,2mA. Natomiast miernik numer 4, który w pomiarach przeprowadzonych poprzedniego dnia miał offset +0,2, tym razem pokazał offset –0,1mA. W pracowni podczas pomiarów temperatura wynosiła około 25 stopni. Po kilkuminutowym dość mocnym podgrzaniu wszystkich modułów suszarką do włosów odnotowałem niewielkie zmiany wskazań – a maksymalne zmiany pokazuje dolny rządek na fotografii 10. Zgodnie z oczekiwaniami okazało się, że mierniki 3 i 4 zawierające przetwornik MCP3421 są znacznie stabilniejsze niż moduł numer 5 z chińskim przetwornikiem ADC, potencjometrem i kostką TL431. W nim maksymalna odchyłka wyniosła 0,3mA, co też jest wartością niewielką. Podczas grzania zaobserwowałem niejednorodność zmian wskazań miernika 5, co najprawdopodobniej wynikało z niejednakowej prędkości nagrzewania poszczególnych elementów tego modułu. W modułach 3 i 4 podczas grzania wskazania zmieniały się tylko o 0,1mA (1,9 w mierniku 3 i 0,0020 w mierniku 4).

Ogólnie biorąc, w tych miernikach wpływ temperatury na offset jest bardzo niewielki. Nie mierzyłem, jak temperatura wpływa na kalibrację przy dużych prądach. Należy się spodziewać, że także i pod tym względem mierniki z MCP3421 będą mieć lepsze parametry, bo wbudowane źródło napięcie odniesienia ma typowo współczynnik cieplny 15ppm/°C, natomiast kostka TL431 z miernika numer 5 w najlepszym przypadku będzie mieć współczynnik cieplny 50...100ppm/°C.

Fot. 10

Maksymalny prad

Wiedziałem, że te 3-amperowe mierniki mogą mierzyć większe prądy. Sprawdziłem szczegóły. Miernik numer 4 prawidłowo mierzył prądy do wartości 5,099A, a przy większych po prostu pokazał zero, bez żadnej sygnalizacji przekroczenia zakresu. 3-amperowy miernik numer 3 prawidłowo mierzył prądy do wartości mniej więcej 6,5A (**fotografia 11**), a przy dalszym zwiększaniu prądu wskazanie nie tylko nie rosło proporcjonalnie, ale wręcz się zmniejszało. Największe prądy, jakie może zmierzyć też nominalnie 3-amperowy amperomierz numer 5, to mniej więcej 7,5A. Przy większych prądach badany egzemplarz niejako „zatrzymywał się” na wskazaniu 7,4714. Pokazują to dwa ujęcia na **fotografii 12** (na następnej stronie). Z lewej strony widać, że przy prądzie 7,5A wskazanie jest jeszcze prawidłowe, a błąd wynosi niecałe 1,5%. Ujęcie z prawej strony pokazuje, że przy większych prądach wskazanie „zatrzymuje się” na podanej wcześniej wartości.

Testowane mierniki mogą więc mierzyć prądy dużo większe od nominalnego 3A, jednak wcale nie znaczy to, że można je bez zastanowienia wykorzystywać w takich warunkach. Szczegóły dalej w artykule, a na razie inna ważna kwestia.

Fot. 11

eprasa.pl 77e11ef3c9

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

Fot. 12

Rezystancje i spadki napięć

Dla konstruktora ważne jest też, jakie są rezystancje i spadki napięć na obwodach obwodu pomiaru prądu. Przy połączonych w szereg obwodach prądowych przepuściłem przez nie prąd 3,00A i dla każdego z omawianych pięciu modułów zmierzyłem dwa napięcia: spadek napięcia bezpośrednio na szeregowym rezystorze pomiarowym – boczniku oraz całkowity spadek napięcia, obejmujący spadki napięć na boczniku, na kilkunastocentymetrowych przewodach oraz na stykach między płytką i przewodami. Wyniki pomiarów zawarte są w **tabeli**.

pomiar przy prądzie 3,00A	całkowity spadek napięcia	rezystancja sumaryczna	spadek napięcia na boczniku	rezystancja bocznika	współczynnik przetwarzania
	mV	mΩ	mV	mΩ	mV/A
Miernik 1	243,1	81	30,5	10,17	81
Miernik 2	74,1	24,7	13,0	4,33	24,7
Miernik 3	136,8	45,6	73,2	24,4	45,6
Miernik 4	138,6	46,2	73,3	24,33	46,2
Miernik 5	92,9	31	30,0	10,0	31

Także i pod tym względem najgorszy okazał się tani dwufunkcyjny trzycyfrowy miernik numer 1. Wprawdzie zawarty w nim bocznik pomiarowy ma rezystancję tylko 10 miliomów, jednak sumaryczna rezystancja wynosi aż 81 miliomów. Według sprzedawców jest to miernik 10-amperowy, a więc przy prądzie 10A na całkowitej rezystancji wystąpiłoby napięcie 0,81V i wydzieliłoby się aż 8,1W mocy strat cieplnych. Natomiast na samym 10-miliomowym boczniku w postaci pętli z grubego drutu wydzieliłby się 1 wat mocy, co teoretycznie nie powinno być problemem. Jednak jak wskazują fioletowe strzałki na fotografii 6, bocznik ten wlutowany jest na płytce od strony wyświetlacza, a więc zamknięty jest w obudowie i ma słabe warunki chłodzenia. To jest błąd – tak jak w innych miernikach powinien on być wlutowany po zewnętrznej stronie płytki – wtedy miałby zdecydowanie lepsze warunki chłodzenia.

Duża całkowita rezystancja 81mΩ wynika przede wszystkim z zastosowania przewodów, które wprawdzie są grube, ale gruba jest tylko izolacja, a przewody w środku są cienkie. Na **fotografii 13** jest to przewód z lewej strony, a dwa pozostałe są znacznie grubszymi żyłami z mierników 2 i 5.

Fot. 13

W tabeli zaskoczeniem jest najmniejszy spadek napięcia w niezbyt precyzyjnym module numer 2. Bocznik prądowy ma rezystancję tylko 4,33 milioma, więc przy prądzie 10A wydzieli się w nim tylko 0,433W mocy strat cieplnych.

Pod względem strat dobry okazał się też amperomierz numer 5, który ma bocznik 10-miliomowy.

Niestety, znacząco gorsze okazały się najdokładniejsze mierniki o numerach 3 i 4, zawierające przetwornik ADC typu MCP3421. Dla uzyskania dużej dokładności i stabilności zrezygnowano ze wzmacniacza operacyjnego i przetwornik ADC mierzy małe napięcie wprost z bocznika. Wielkość tego napięcia to kompromis między kilkoma czynnikami i ograniczeniami. Stąd znaczna wartość rezystancji bocznika około 24 miliomów.

Wcześniej ustaliliśmy, że moduły te teoretycznie mogłyby mierzyć większe prądy, odpowiednio 6,5A i 5,099A, ale producent podaje, że są to moduły 3-amperowe. Przy prądzie 3A w bocznikach wykonanych z niezbyt grubego drutu, mających rezystancję 24,4 oma, wydzieli się tylko 0,22 wata mocy, a przy prądzie 5A też niezbyt wiele, bo 0,61 wata, co nie jest wartością dużą, grożącą przegrzaniem i samowylutowaniem drucianego bocznika z płytki.

Podczas opisywanych dokładniejszych prób sprawdziłem też przez dotknięcie ręką, na ile grzeją się wbudowane boczniki. Nawet przy większych prądach boczniki w miernikach 2 i 5 grzeją się niewiele. Oczywiście najbardziej grzeją się niewielkie spiralki w miernikach 3 i 4. Praktycznym problemem jest nie tyle ryzyko przegrzania, stopienia cyny i samowylutowania. Nie badałem tego dokładnie, ale zapewne drut oporowy w tych precyzyjnych, ale tanich modułach ma jakiś znaczący współczynnik cieplny, wiec jego nagrzewanie będzie zmieniać rezystancję bocznika, a tym samym wprowadzać dodatkowy błąd.

Podsumowanie

Przeprowadzone testy pokazały, że nawet zakupione za niewiele ponad 10 złotych mierniki numer 1 i 2 mogą być z powodzeniem zastosowane tam, gdzie nie jest wymagana dokładność przy małych prądach. Amperomierz numer 5 zakupiony na potrzeby tego artykułu kilka miesięcy temu na Aliexpressie (przez wprowadzeniem podatku) kosztował w sumie niecałe 14 złotych, więc ma znakomity stosunek możliwości do ceny. Mierniki 3 i 4 kosztowały wraz z wysyłką po około 28zł, więc ich stosunek jakości do ceny też można uznać za znakomity.

Takie bardziej precyzyjne mierniki znajdą bezpośrednie zastosowanie w wielu urządzeniach. Jednak przedstawione informacje pokazują, że ich parametry są wynikiem pewnych kompromisów. Istnieje możliwość, że poprzez pewne przeróbki można uzyskać jeszcze lepsze parametry. Na życzenie Czytelników (*pg@elportal.pl*) temat może być kontynuowany.

Piotr Górecki

eprasa.pl 77e11ef3c9

Czym się różni wróbelek?
Czyli o niedoskonałości elementów
Część 9 – Rezystory praktycznie

W poprzednim odcinku testowaliśmy popularne rezystory przewlekane, grzejąc ich końcówki lutownicą, ponieważ z grubsza odpowiada to wlutowaniu ich w płytkę. Okazało się, że badane tak popularne i tanie rezystory przewlekane trwale zmieniły rezystancję o 0,35...1%. W przypadku innych rezystorów zmiany takie mogą być większe albo mniejsze i warto to zbadać.

Wiadomo powszechnie, że rezystory o wysokich nominałach zwykle mają większe współczynniki cieplne TCR i gorszą stabilność niż te o niższej rezystancji. Dlatego przetestowałem kilka posiadanych rezystorów 1-megaomowych. Na **fotografii 7** testowane elementy są oznaczone cyframi:

1 – stary jednowatowy rezystor MŁT o tolerancji aż 10%,
2 – typowy, popularny rezystor 5-procentowy (tzw. ćwiartka),
3 – miniaturowy rezystor metalizowany o obciążalności 0,6W
4 – nieznanego pochodzenia rezystor 1-procentowy,
5 – rezystor „ćwiartka” o tolerancji 1%,
6 – rezystor 1% z chińskiego zestawu z fotografii 1 z poprzedniego odcinka.

Wszystkie rezystory były grzane tak jak poprzednie i jak w czasie wlutowania w płytkę: najpierw jedno wyprowadzenie, potem drugie. W czasie grzania końcówek rezystancje zmieniały się rozmaicie, a najważniejsze jest, na ile w sposób trwały zmieniła się ich rezystancja (wyrażona w MΩ) po takim grzaniu. Oto wyniki:

1: z 1,0069 na 1,0070, czyli o +0,01%,
2: z 0,9949 na 0,9942, czyli o –0,07%,
3: z 1,0330 na 1,0350, czyli o +0,19%,
4: z 1,0015 na 0,9969, czyli o –0,46%,
5: z 1,0067 na 0,9999, czyli o –0,68%,
6: z 0,9902 na 0,9894, czyli o –0,08%.

Jak na rezystory wysokoomowe, są to zaskakująco dobre wartości!

Podkreślam, że podczas grzania rezystancja poszczególnych egzemplarzy zmieniała się rozmaicie. Najogólniej biorąc, amplituda takich zmian wskazuje na wielkość i „biegunowość” współczynnika cieplnego TCR.

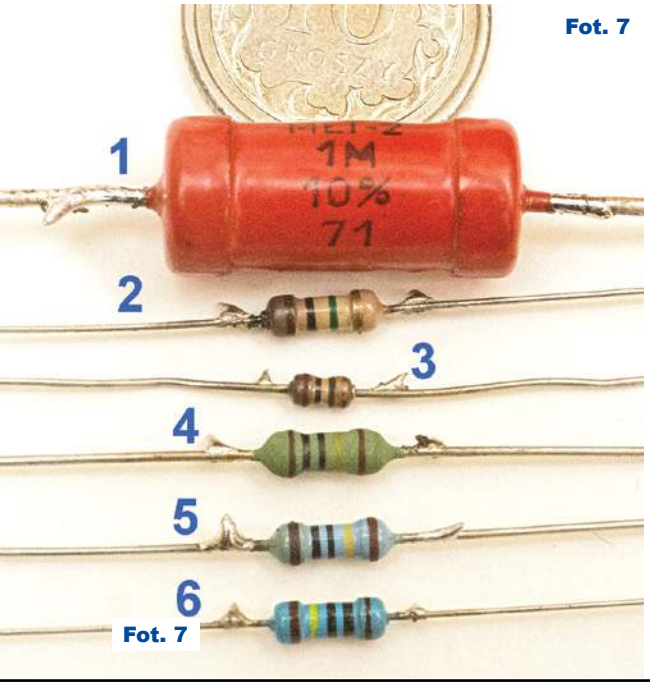
Zasadniczo tak, ale zmiany wskazań omomierza podczas grzania wynikają z kilku czynników i nie należy wyciągać zbyt daleko idących wniosków. Między innymi przy grzaniu jednej nóżki w grę wchodzą też napięcia termoelektryczne – przy różnicach temperatury powstają ogniwa termoelektryczne na styku różnych metali. Występują one tylko wtedy, gdy temperatury poszczególnych części rezystora są różne.

Wprawdzie te napięcia termoelektryczne są malutkie, rzędu mikrowoltów, a najwyżej pojedynczych miliwoltów, niemniej w najbardziej precyzyjnych układach trzeba też zwracać uwagę, żeby obie końcówki rezystora miały jednakową temperaturę.

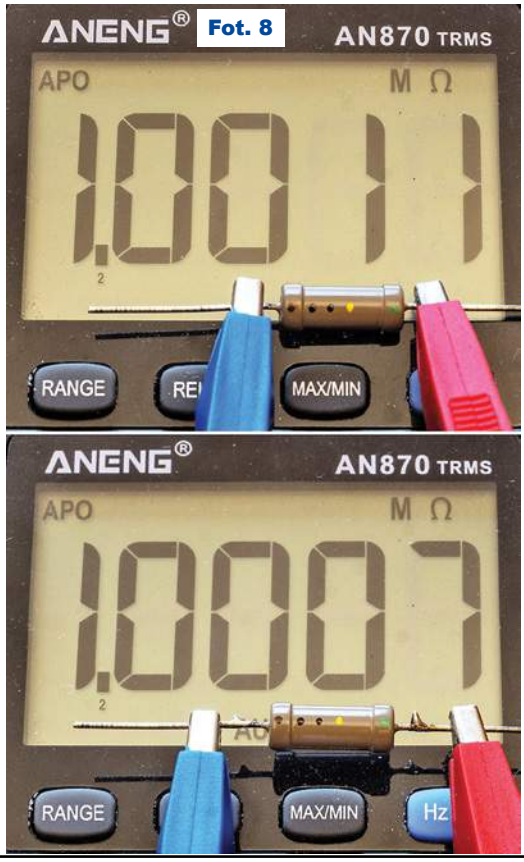
Jeżeli (przewlekany) rezystor się znacząco grzeje, lepiej zamontować go poziomo nad płytką, a nie pionowo. A jeszcze lepiej, żeby się nie grzał, co uzasadnia, dlaczego w najbardziej precyzyjnych układach często stosuje się rezystory o zwiększonych rozmiarach i obciążalności.

Ja mam od lat w swoich zapasach stare rezystory precyzyjne (1MΩ, 111kΩ, 10,1kΩ, 1,001kΩ, 0,5%, 200ppm/K), przeznaczone pierwotnie do jakiegoś dzielnika, zamawiane kiedyś dawno, o ile pamiętam, w ośrodku badawczym Telpod Kraków. Nadeszła pora, żeby je sprawdzić

Pomiary rezystancji przed i po mocnym grzaniu lutownicą rezystora 1-megaomowego pokazane są na **fotografii 8**. Jak widać, po takiej próbie lutowania rezystancja zmienia się o około 400 omów, czyli o znikome 0,04%!

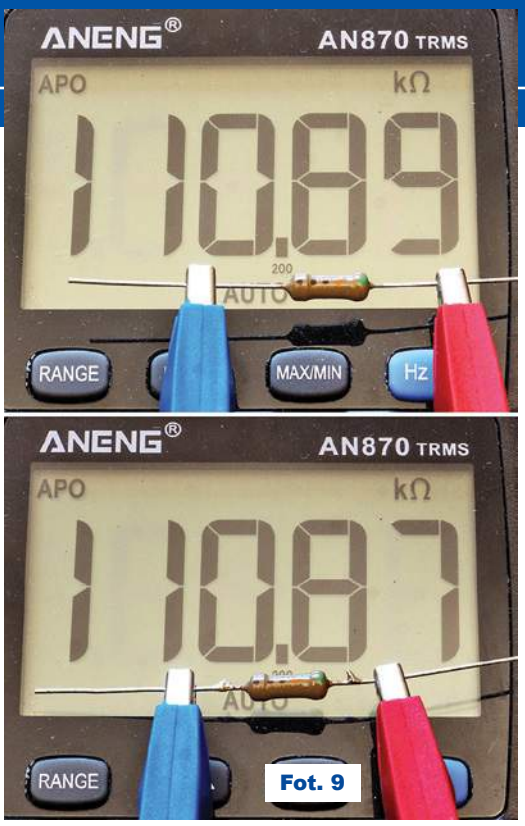


Fot. 7



Fot. 8

eprasa.pl 77e11ef3c9



Fot. 9

Analogiczne wyniki dla rezystora 111-kiloomowego przedstawione zostały na **fotografii 9**. Tu rezystancja po silnym grzaniu końcówek zmieniła się trwale o około 20 omów, czyli mniej niż 0,02%. Porównanie wcześniej przedstawionych wyników z tymi z fotografii 8 i 9 pokazuje, dlaczego precyzyjne, stabilne rezystory są takie drogie. Płacimy nie za tolerancję, tylko za stabilność.

Trzeba też mocno podkreślić, że podczas moich testów wszystkie badane rezystory „dostały mocno w kość", co zresztą widać na fotografiach. Każdy był grzany przez około 10 sekund lutownicą nagrzaną aż do 380 stopni. W realnych warunkach zapewne rezystory THT nie będą grzane aż tak mocno podczas wlutowywania w płytkę.

W przypadku ręcznego lutowania rezystorów przewlekanych, aby zmniejszyć taki stres termiczny, warto zamontować je na dłuższych końcówkach, żeby podczas lutowania ich części czynne nie były mocno podgrzewane. Dawniej zalecano, żeby w czasie lutowania końcówkę elementu tuż przy obudowie chwycić pincetą, która miała przejąć część ciepła. Korzystniej zachowują się podczas lutowania rezystory o większych rozmiarach, czego zaskakującym przykładem jest choćby stary, 1-watowy, 10-procentowy rezystor oznaczony 1 na rysunku 7.

Inaczej w przypadku elementów SMD. Na końcu prawie każdej karty katalogowej elementu SMD można znaleźć zalecaną charakterystykę grzania podczas lutowania. Hobbysta z lutownicą zwykłą i ręczną na gorące powietrze nie ma szans, żeby te zalecenia spełnić. ***Nie ma dobrego sposobu, żeby w warunkach amatorskich uniknąć silnego podgrzania przy lutowaniu oraz wylutowywaniu, a to może skrócić żywotność i wpłynąć na parametry elementu***.

Ja do prostego testu wziąłem dwa rezystory SMD o nominale 100kΩ, pokazane na **fotografii 10**. Jeden to 5-procentowy o wielkości 1206, oznaczony *104*. Przed lutowaniem jego rezystancja wynosiła 100,39kΩ, a po wlutowaniu na płytkę 100,46kΩ. Rezystancja zwiększyła się niewiele, mniej niż o 0,1%.

Drugi egzemplarz to sprzedany jako precyzyjny rezystor 1-procentowy wielkości 0805, oznaczony *1003*. Jego rezystancja po próbie ręcznego lutowania zmieniła się ze 100,23kΩ do 100,08kΩ, czyli o –0,15%%, a więc też niewiele.

Dla tych dwóch rezystorów SMD zmiany rezystancji po lutowaniu okazały sie znacznie mniejsze, niż to było w przypadku zdecydowanej większości rezystorów przewlekanych!

Przypuszczam, że dla wielu, a raczej dla większości Czytelników, informacje podane w poprzednim i w tym odcinku są dużym zaskoczeniem.

Wyniki podobnych pomiarów posiadanych przez Was rezystorów mogą okazać się zdecydowanie inne.

Gorąco (sic!) zachęcam dociekliwych Czytelników, żeby przeprowadzili tego rodzaju próby i żeby dodatkowo zwrócili uwagę, jak zmienia się rezystancja podczas wstępnego grzania jednej nóżki rezystora, a jak potem przy grzaniu drugiej. Dziwne zachowanie (w tym zaskakujący wynik z wcześniejszej fotografii 4) można łatwo wytłumaczyć właśnie wspomnianymi napięciami termoelektrycznymi, choć w grę mogą wchodzić też jeszcze inne czynniki.

Grzanie końcówek rezystorów lutownicą to najprostszy i jak najbardziej użyteczny test ich stabilności. Jednak jeżeli ktoś chciałby wyeliminować wpływ wspomnianych dodatkowych czynników i oszacować wartość współczynnika cieplnego TCR posiadanych rezystorów, to nie powinien ich gwałtownie podgrzewać za pomocą lutownicy. Powinien zastosować bardzo powolne grzanie suszarką do włosów lub przez włożenie co najmniej na kilkanaście minut do lodówki, gdzie zdecydowanie łatwiej zmierzyć temperaturę niż przy grzaniu suszarką.

Fot. 10

Podsumowanie

Przedstawione właśnie wyniki bardzo prostych eksperymentów pokazują, że ***precyzyjne dobieranie wartości nieużywanych rezystorów przed ich wlutowaniem w układ mija się z celem***. A przecież takie praktyki są często stosowane przez amatorów.

Hobbyści często budują różne układy pomiarowe i inne, w których chcą uzyskać wysoką precyzję. Jak widać, niełatwo ją uzyskać, nawet przy zastosowaniu elementów nazywanych precyzyjnymi. Dziś to określenie jest mocno nadużywane.

Na pewno rezystorów sprzedawanych jako 1-procentowe nie należy uznawać za precyzyjne i stabilne. Po pierwsze, często wcale nie mają one deklarowanej tolerancji ±1%. Po drugie, nawet jeżeli mają, to nic nie wiadomo o ich stabilności.

Nie zawsze jednak w układach pomiarowych trzeba stosować bardzo kosztowne rezystory najwyższej jakości. Często wystarczą popularne, niedrogie rezystory, tylko trzeba uniknąć opisanych pułapek i umiejętnie wykorzystać elementy średniej klasy.

Dlatego jeszcze raz zachęcam do samodzielnego przetestowania posiadanych rezystorów, w szczególności tych o wysokich nominałach!

Być może po takich testach dobrze byłoby zakupić u któregoś z solidnych sprzedawców jakieś precyzyjne, a niezbyt drogie rezystory i je podobnie sprawdzić.

Oczywiście takie proste, domowe testy nie mówią wszystkiego o właściwościach rezystorów, ale pozwolą wykryć elementy, które na pewno nie nadają się do precyzyjnych zastosowań.

Nie wszystkie rezystory będą pracować w układach precyzyjnych. W następnym odcinku zajmiemy się niedoskonałościami rezystorów, które mają pracować w szybkich układach impulsowych i w.cz.

Piotr Górecki

eprasa.pl 77e11ef3c9

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 6

Tak jak było zapowiedziane w poprzednim odcinku, po omówieniu sieci IT oraz TT, zajmiemy się teraz najpopularniejszymi sieciami **TN**.

Sieci TN

Zgodnie z definicją, w sieciach **TN** (*terra*, *neutrum*) obudowy odbiorników mają być i są dołączane do ziemi przez sieć zasilającą. Nie ma więc sieci typu **IN**, bo jeżeli sieć nie jest uziemiona (**I**), to nie może służyć do uziemienia obudów urządzeń.

W Polsce domowe sieci energetyczne NIE są sieciami ani IT, ani TT, tylko sieciami TN, ponieważ odbiorniki nie są (nie powinny być) połączone z ziemią indywidualnie, lokalnie, tylko za pośrednictwem sieci zasilającej. Dawniej były to sieci TN-C, obecnie mamy coraz więcej sieci TN-S. Dodatkowa literka określa wariant prowadzenia obwodu uziemienia w sieci TN:

C – (*common* – wspólny, łączony),
S – (*separate* – rozłączny, rozdzielony).

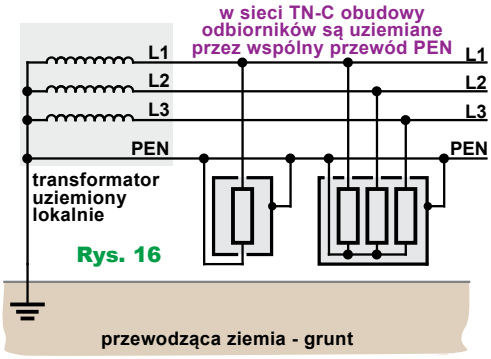
W prostszej sieci TN-C funkcję przewodu ochronnego PE (Protective Earth – dosłownie „ziemia ochronna") i neutralnego N pełni jeden przewód, oznaczany **PEN** (PE + N) – **rysunek 16**. I do tego przewodu **PEN** dołączone są „bolce uziemiające" w gniazdkach, jak pokazał wcześniejszy rysunek 10 i fotografia 11. A więc stare sieci w domach budowanych przed wielu laty są typu **TN-C**. Obecnie ogólnie biorąc, przepisy nie pozwalają na realizację w budynkach mieszkalnych sieci TN-C (ewentualnie pod warunkiem, że przewód PEN byłby bardzo gruby – miedź 10mm^2 lub więcej), jednak nadal w użytku jest mnóstwo domowych sieci TN-C w dawniej budowanych obiektach.

Za doskonalszą uznawana jest sieć TN-S zrealizowana według **rysunku 17**. Punkt neutralny transformatora jest skutecznie uziemiony (przez dołączenie do dużych metalowych przedmiotów zakopanych tam w ziemi). Od transformatora, oprócz trzech przewodów fazowych (L1, L2, L3) i przewodu neutralnego (N), w całej sieci prowadzony jest dodatkowy piąty przewód ochronny PE . Prądy robocze płyną tylko w przewodach L1, L2, L3, N. Natomiast do przewodu ochronnego PE dołączone są tylko metalowe obudowy różnych odbiorników – w praktyce przez „bolce uziemiające" w gniazdkach. W sieci TN-S do każdego domowego gniazdka doprowadzone są trzy przewody (fazowy L, neutralny N i ochronny PE).

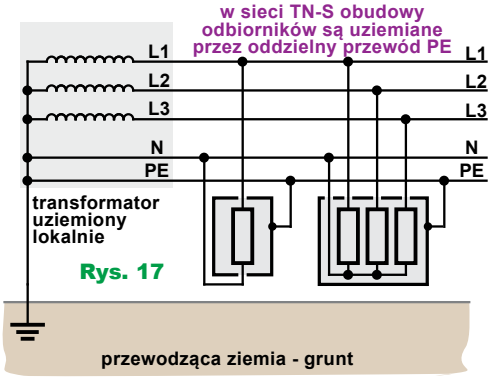
Zaletą starych (przestarzałych) sieci TN-C jest prostota, wadą TN-S są zwiększone koszty materiału obwodu PE. Dziś domowe sieci energetyczne realizuje się w naszym kraju zwykle w pośrednim wariancie TN-C-S. Tu od transformatora do, powiedzmy, budynku, prowadzi czteroprzewodowa sieć TN-C z przewodem PEN, a w budynku (lub w skrzynce na posesji) linia PEN zostaje rozdzielona na PE i N. W budynku mamy sieć TN-S, a poza budynkiem TN-C. Ponadto punkt rozdzielenia przewodów N, PE na wejściu do budynku jest lokalnie uziemiony według uproszczonego **rysunku 18**.

O ile tylko dostępne są też inne skuteczne uziemienia, to zaleca się uziemiać i przewód PEN, i przewody ochronne PE wszędzie tam, gdzie to tylko możliwe, by w razie uszkodzenia (przerwy w tym obwodzie) potencjał przewodu ochronnego był możliwie bliski potencjału ziemi.

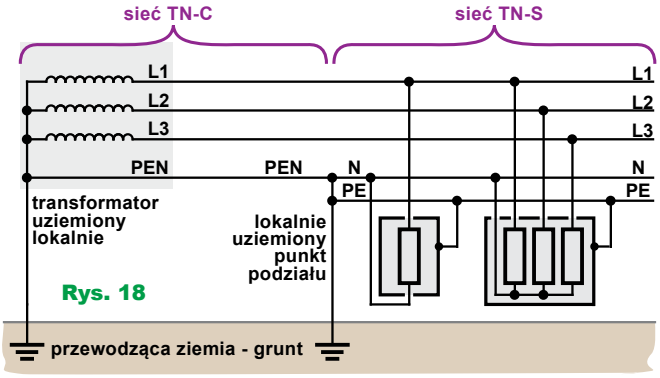
Wspomnijmy jeszcze o dość ważnym szczególe. Popularne są sieci TN-C-S według rysunku 18. Od roku 1992 w normie (60364-5-54) jest zapis, że jeżeli w torze zasilania rozdzieli się funkcje przewodu PEN na dwa przewody PE i N, to tych przewodów raz rozdzielonych nie wolno ponownie łączyć. Obwód sieci może mieć układ TN-C-S, ale sytuacja odwrotna, układ TN-S-C czy też TM-C-S-C, jest niedopuszczalna, jak pokazuje przekreślony **rysunek 19**. To jest w miarę jasne i logiczne, ale dość często mówi się o ***wyspach TT***.



Rys. 16



Rys. 17



Rys. 18

Wyspa TT

Wyspa TT powstaje wtedy, gdy z sieci TN wydzielony zostaje fragment, gdzie metalowe obudowy odbiorników, czyli obwód PE, nie są dołączone do uziemienia przez przewód sieci,

eprasa.pl 77e11ef3c9

tylko lokalnie. Ilustruje to w sposób uproszczony **rysunek 20**.

Tak, tylko rysunek 20 nie odzwierciedla realiów. Po pierwsze, nasuwa się pytanie, czy rzeczywiście każde urządzenie z osobna ma mieć indywidualne uziemienie? Czy raczej obwód uziemienia PE ma być wspólny dla całej wyspy TT według **rysunku 21**. A jeżeli tak, to dlaczego nie zrealizować układu TN-C-S, bo przecież różnica między rysunkiem 21 a wcześniejszym 18 to tylko jedno połączenie. A co z wyspą TT w przypadku sieci nie TN-C, tylko TN-S?

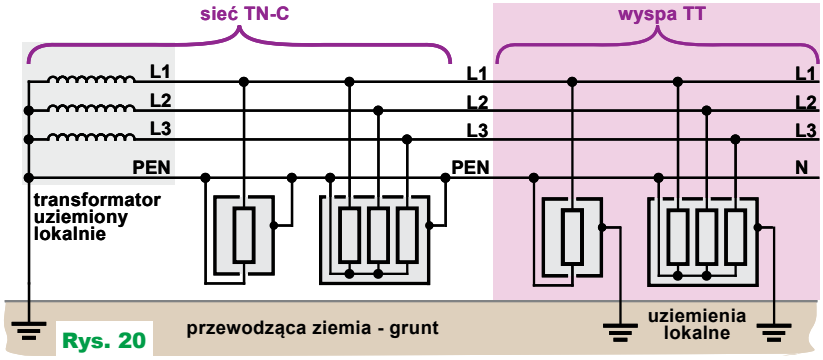
Czy to ma sens?

Takie pytania są zasadne. Na forach można znaleźć liczne dyskusje o wyspach TT, gdzie poruszane są jeszcze inne aspekty zagadnienia. Są to problemy nie dla „elektryków domowych", tylko dla zawodowych energetyków, zajmujących się sieciami przemysłowymi, a nie domowymi.

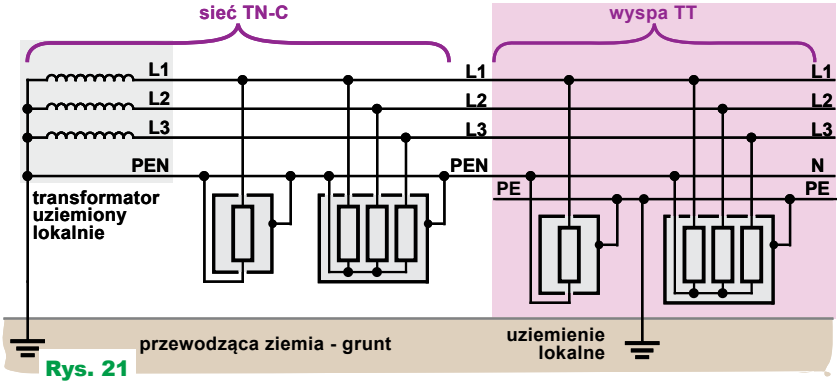
Najkrócej mówiąc, ***w domowych sieciach 230V praktycznie nie ma wysp TT***, choć w nielicznych szczególnych przypadkach zakład energetyczny może zaproponować sieć TT także w gospodarstwie domowym, a nie w zakładzie przemysłowym. Ogólnie biorąc, w obrębie domu sieć energetyczna prowadząca do gniazdek ma być trzyprzewodowa typu TN-S (choć na drodze od transformatora zasilającego może być siecią TN-C).

Nasuwają się też różne inne pytania, dotyczące nie tylko wyspy TT, ale i sieci TN-C i TN-S. Po co ta cała komplikacja obwodów uziemienia? Czy nie jest to dzielenie włosa na czworo? Jakie to ma realne znaczenie dla użytkownika?

W Internecie na forach można znaleźć wiele wątków z dyskusjami o różnych szczegółach realizacji sieci, co w praktyce dotyczy połączeń obwodów PEN, PE, N. Trzeba podkreślić, że część z nich dotyczy instalacji domowych, a część przemysłowych, gdzie przepisy i praktyka są inne. Część takich dyskusji na forach ma charakter teoretyczny, akademicki, a zdarzają się dyskusje na niskim poziomie szkolnym, dotyczące elementarnych podręcznikowych schematów. Tylko część z nich ma charakter praktyczny, tylko część ma ścisły związek z przepisami oraz normami, a niestety w tym zakresie sytuacja często wcale nie jest jasna. Nie tylko elektronik, ale przeciętny elektryk może zgubić się w tego rodzaju mniej i bardziej sensownych dyskusjach. Niełatwo też zauważyć, że znaczna część takich dyskusji wynika z ambicji jej uczestników, co niekoniecznie łączy się z wiedzą i doświadczeniem. Lektura takich wątków zniechęca i potrafi więcej zamieszać w głowie, niż wyjaśnić.



Rys. 20



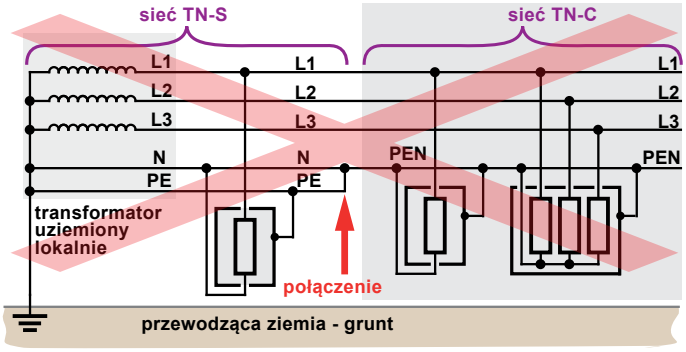
Rys. 21

Omówione właśnie podstawowe zasady i schematy na papierze wydają się proste. W praktyce zdarza się jednak, że trudno ściśle określić typ sieci, sprzeczne i mylące bywają oznaczenia, opisy, tabliczki znamionowe, a nawet informacje z zakładów energetycznych. Przepisy nie tylko nie uwzględniają wszystkich dziedzin i przypadków, ale też niektóre przepisy i normy są nieścisłe lub wręcz niemożliwe do spełnienia w praktyce. Uwarunkowania i ograniczenia poszczególnych realnych przypadków to jedno, a drugie to przepisy (i normy), a także ewentualna odpowiedzialność karna.

W każdym razie te trudne kwestie dotyczą profesjonalistów. Natomiast głównym obiektem naszego zainteresowania są obwody uziemienia. Dla wielu osób różnice między rodzajami sieci mogą wydać się niewielkie i nieznaczące. Jednak same podręcznikowe schematy ideowe nie pokazują specyficznych cech poszczególnych typów sieci oraz ujawniających się w praktyce zalet i wad. Wcześniej wspomnieliśmy tylko o przeciwporażeniowej ochronie ludzi (i zwierząt). A właśnie sposób poprowadzenia obwodów związanych z uziemieniem ma ogromny wpływ nie tylko na bezpieczeństwo, ale także na inne ważne kwestie: ochronę i ryzyko uszkodzenia dołączonego sprzętu elektrycznego przez rozmaite przepięcia. Do tego dochodzi kwestia ewentualnej instalacji odgromowej, mającej, ogólnie biorąc, chronić przed skutkami uderzeń piorunów. Aby to zgłębić, trzeba rozważyć szereg różnych przypadków. Zaczniemy to robić w następnym odcinku.

Piotr Górecki

Rys. 19



eprasa.pl 77e11ef3c9

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*** (*szkol**a***, a nie *szkoł**a***), 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: *Szko308Kowalski, Policz308Zielinski, NieGra308Malinowski, Jak11Krzyzanowski*. 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 77e11ef3c9

Zadanie główne 308

Pomysł zadania głównego 308 zrodził się kilka tygodni temu przy okazji planowaniu treści tego numeru EdW. Okazało się, że w numerze listopadowym zamieszczony będzie odcinek cyklu „Wróbelek", gdzie przedstawiona jest druga część opisu niedoskonałości rezystorów. Do numeru zaplanowany też został krótki artykuł dotyczący rezystancji kabli pomiarowych, obnażający ich niedoskonałości. Przedstawione są tam wyniki moich testów. Testów niezbyt obszernych.

Tymczasem problem niedoskonałości elementów rezystancyjnych jest bardzo szeroki i w licznych zastosowaniach naprawdę ogromnie ważny. Wielu z nas chce bowiem budować różne precyzyjne układy, w tym układy pomiarowe. A wtedy jak najlepsza znajomość problemów związanych z niedoskonałościami elementów rezystancyjnych jest absolutną koniecznością!

Co także bardzo istotne, chyba każdy z nas, elektroników, ma przecież w swojej pracowni jakieś zapasy elementów i materiałów. Warto wiedzieć, na ile są one niedoskonałe. Czy można je wykorzystać do budowy precyzyjnych układów czy też trzeba zakupić elementy lub materiały o znacznie lepszych parametrach?

I właśnie to główne zadanie Szkoły ma zachęcić do zainteresowania się jakością swoich zapasów.

Oto temat zadania 308:

Zbadaj niedoskonałości posiadanych elementów rezystancyjnych (na przykład różnego rodzaju rezystorów, przewodów, styków).

Tym razem zadanie jest czysto praktyczne i nie bardzo widzę możliwość sensownych rozwiązań teoretycznych. Zachęcam jednak do udziału dosłownie wszystkich Czytelników, którzy budują i testują jakiekolwiek układy elektroniczne!

Zapewniam: naprawę warto! W moich artykułach z serii „Wróbelek" są opisane nieliczne testy posiadanych przez mnie rezystorów. Okazało się, że mają różną tolerancję, nie zawsze zgodną z oznaczeniami, ale najważniejsze jest to, że mają bardzo różne współczynniki cieplne (TCR), a znaczna część nie nadaje się ani do układów precyzyjnych, ani pomiarowych.

W artykule o NanoVNA w EdW 8/2021 na stronie 18 zamieściłem tylko dwa przykłady pomiaru impedancji rezystorów w funkcji częstotliwości. Już one pokazały, że nie każdy rezystor nadaje się do pracy w szerokim zakresie częstotliwości, co też może oznaczać, że nie nadają się do pracy w szybkich układach impulsowych. Jeżeli tylko masz przyrząd NanoVNA lub podobny – wykorzystaj go w zadaniu 308!

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

Ty najprawdopodobniej posiadasz inne typy i odmiany rezystorów niż ja.

Być może wyniki Twoich testów bardzo pozytywnie Cię zaskoczą, gdy okaże się, że rezystancja Twoich oporników jest stabilna w szerokim zakresie temperatur i częstotliwości. Tak najprawdopodobniej będzie, gdy pomierzysz przyzwoitej jakości rezystory SMD. Ale być może właściwości wielu większych, starszych rezystorów okażą się zaskakująco słabe.

Oprócz badań rezystorów, naprawdę warto zmierzyć rezystancję różnych kabli pomiarowych oraz rozmaitych elementów stykowych.

Sprawdź! I podziel się doświadczeniem w ramach zadania 308.

Piotr Górecki

Nadsyłajcie propozycje zadań!

Autorzy propozycji zadań, które zostaną wykorzystane w Szkole, otrzymują jako nagrodę kupon 100zł na zakupy w sklepie AVT:
www.sklep.avt.pl.
Koszty przesyłki pokrywa AVT.
Dobra propozycja nie powinna być ani zbyt trudna, ani zbyt ogólna, ani zbyt wąsko ukierunkowana.
Dobre zadanie Szkoły powinno mieć na tyle szeroki zakres, żeby mogli w nim wziąć udział zarówno doświadczeni elektronicy, jak i początkujący, w tym najmłodsi.
Zachęcam do nadsyłania propozycji następnych zadań Szkoły!

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

Zachęcamy także Ciebie, drogi Czytelniku, żebyś w ramach działu

„Wokół Arduino"

opublikował swoją realizację projektu lub artykułu związanego z platformą Arduino.

Chętnie zaprezentujemy na łamach EdW Twój własny projekt albo Twoją realizację projektu z Internetu, wykorzystującego dowolne moduły lub moduły rozszerzeń Arduino, a także wartościowe artykuły, pokazujące rozmaite aspekty korzystania z tej interesującej platformy.
Bliższe informacje: *www.elportal.pl/arduino*, a w razie pytań i wątpliwości śmiało pisz: *edw@elportal.pl*

eprasa.pl 77e11ef3c9

Rozwiązanie zadania głównego 303

Temat czerwcowego zadania 303 brzmiał: ***Zaproponuj zastosowanie elektroniki do kontroli procesu kompostowania***.

Zadanie było nietypowe, trudne, jednak powinniśmy zajmować się takimi zagadnieniami. Nie da się bowiem ukryć, że elektronika w ostatnich latach coraz szerzej wkracza też do rolnictwa.

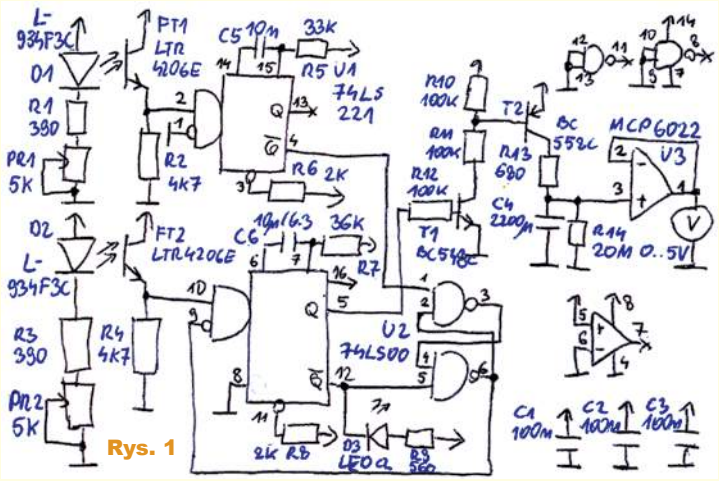
Szczerze mówiąc, temat kompostowania nie jest mi obcy, o czym świadczą moje **fotografie 1** i **2**, ale obawiałem się, że nie otrzymam żadnych rozwiązań tego specyficznego zadania. Miłym zaskoczeniem było to, że rozwiązania jednak się pojawiły.

I tak **Marek** z Łaz napisał: *(...) na rolnictwie się nie znam (...) można wykorzystać różne mierniki dostępne w sklepach ogrodniczych. Niektóre robią kilka pomiarów i kosztują niedużo (...) przysyłam [pokazany na **fotografii 3**] obrazek ze sklepu (...) Za 40PLN rozwiązuje on zadanie 303*. Na pozór rozwiązuje, ale takie wielofunkcyjne mierniki ogrodnicze, które z Chin można ściągnąć nie za 40, tylko za kilkanaście złotych, są mało przydatnymi gadżetami, a nie przyrządami dającymi miarodajne pomiary. Dotyczy to przede wszystkim pomiaru pH oraz pomiaru wilgotności. Pomiar wartości pH jest skomplikowany i nie ma prostych metod „elektronicznych". Tanie wersje tak zwanych mierników wilgotności wcale nie mierzą tego parametru, czyli zawartości wody w glebie, a jedynie mierzą przewodność gleby, która jest wprawdzie zależna od zawartości w niej wody, ale też w bardzo dużym stopniu od szeregu innych czynników, w tym od zawartości soli mineralnych (nawozów). Do tych kwestii jeszcze będziemy na łamach EdW wracać.

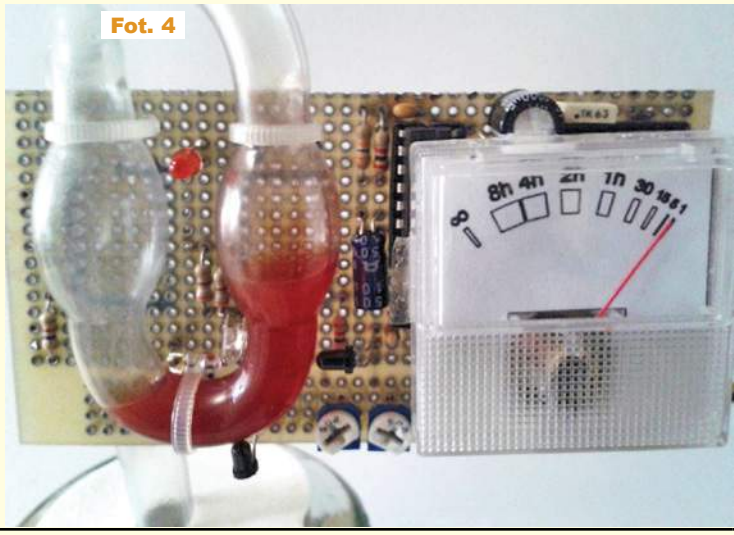
Fot. 1

Piotr Grzegorczyk z Siedlec poinformował: *Chciałbym zaprezentować moje 2 urządzenia związane z szerzej obejmującą temat biotechnologią. Pierwszym urządzeniem (w dwóch wersjach) jest fermentomierz służący do określania etapu fermentacji nastawu. Podczas fermentacji wydzielany jest dwutlenek węgla CO_2. Ilość wydzielanego gazu w jednostce czasu jest miarą postępu fermentacji. CO_2 wykrywany jest w sposób optyczny w rurce fermentacyjnej, wypełnionej zabarwioną cieczą. Bąbelek gazu zwiększa przepuszczalność światła w rurce. Pierwsza wersja fermentomierza(2) przedstawiona jest na **rysunku 1** i **fotografii 4**. Wykorzystuje ona*

Fot. 2



Rys. 1


Fot. 4

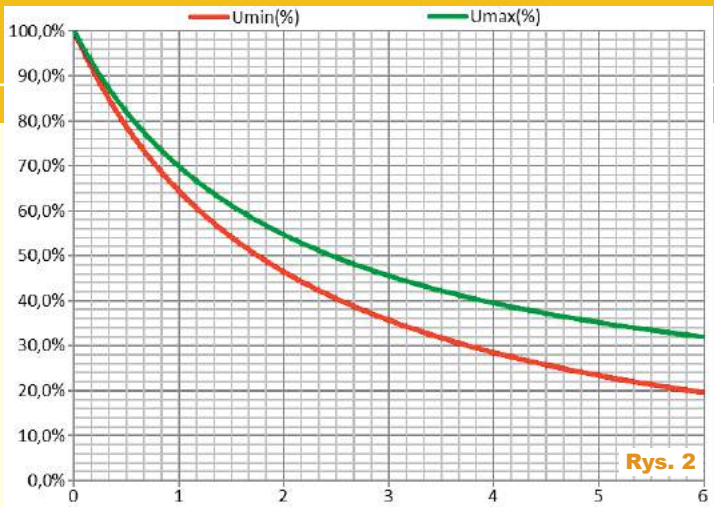
KWASOMIERZ ELEKTRONICZNY 4 w 1 Z CZUJNIKIEM NASŁONECZNIENIA

Miernik do sprawdzania kwasowości, temperatury i wilgotności gleby z czujnikiem nasłonecznienia!

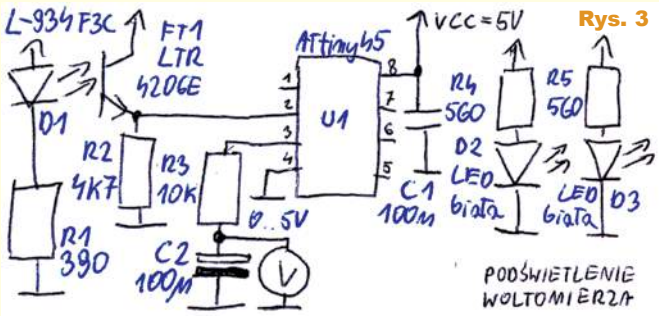
- **Możliwość stosowania we wnętrzach i na zewnątrz**
- **Zasilanie:** bateria 9V (brak w zestawie)
- **Pomiar wilgotności gleby:** tak
- **Pomiar pH gleby:** tak, skala od 3,5-9
- **Pomiar nasłonecznienia:** tak
- **Pomiar temperatury gleby:** tak, skala -9 do 50 °C
- **Jednostki temperatury:** °C/°F
- **Wymiary urządzenia (dł./szer./wys.):** 3,5 / 6 / 31 cm
- **Długość sondy:** 20 cm
- **Waga urządzenia:** 100 g

Fot. 3

eprasa.pl 77e11ef3c9

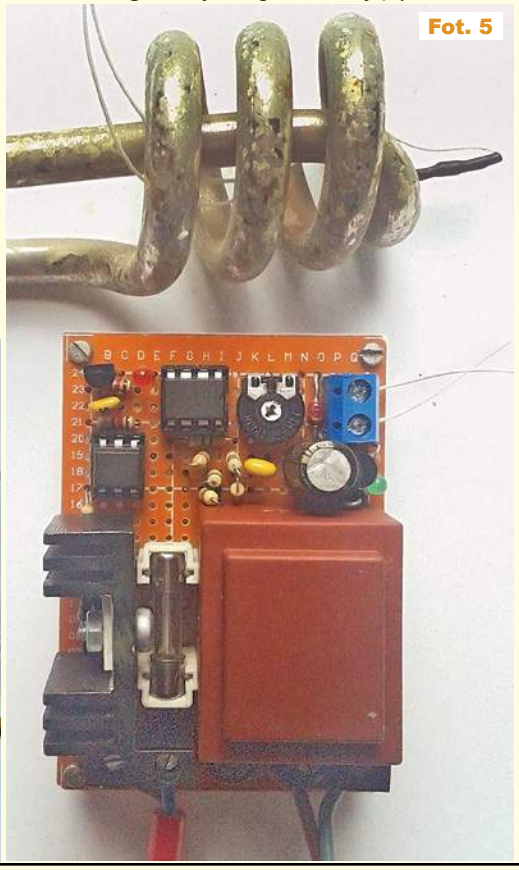


Rys. 2



Rys. 3

dwa transoptory (każdy zbudowany z diody IR i fototranzystora). Przerzutnik RS zbudowany na „zerówce" powoduje, że uwzględniane są tylko te bąbelki, które pokonają całą drogę od pierwszego transoptora do drugiego, co eliminuje problem nadmiernych zliczeń. Dolny multiwibrator U1B po wykryciu bąbelka w transoptorze D2 FT2 generuje impuls trwający 250ms.


Fot. 5

Z górnego transoptora wykorzystywany jest tylko przerzutnik Schmitta znajdujący się na niezanegowanym wejściu. Wygenerowany impuls przez U1B otwiera tranzystor T2 i zaświeca diodę LED. Układ R13-R14-C4 pozwala skumulować impulsy. R13 ogranicza prąd ładowania kondensatora C4, a R14 powoduje jego powolne rozładowywanie. Zakładając, że okres między kolejnymi impulsami wynosi T, a długość każdego impulsu wynosi τ, przedział napięć na kondensatorze C4 można wyznaczyć według wzorów:

$$U_{min} = B\,U_{max}$$

$$U_{max} = U_{cc}\frac{4-}{4-\ \ B}$$

gdzie

$$= e^{-\tau / R_{4;}\,C_{=}}$$

$$B = e^{-T / R_{4=}\,C_{=}}$$

$$\tau = 7\ @R_A C_{@} \simeq 0.25\text{s}$$

Na **rysunku 2** przedstawiono Umin i Umax jako funkcje napięcia w dziedzinie okresu T (wyrażonym w godzinach). Napięcie na kondensatorze C4 jest wskazywane na woltomierzu z naniesioną nową skalą zaraz po przejściu przez wtórnik U3. Mój prototyp został tak skalibrowany, aby wskazówka woltomierza znajdowała się pośrodku dla T=2h.

Druga wersja fermentomierza przedstawiona na **rysunku 3** wykorzystuje mikroprocesor. Pozwala to zaoszczędzić dużo elementów. Błędy detekcji korygowane są programowo. Procesor pozwala na łatwe uśrednianie danych wejściowych, kalibracje woltomierze oraz na dołączenie opcjonalnych modułów komunikacyjnego czy rejestratora danych. Opcjonalna dioda LED D4 sygnalizuje wykrycie bąbelka CO_2 w rurce fermentacyjnej, a diody D2 i D3 podświetlają wskaźnik napięcia.

Drugim urządzeniem jest termoregulator przedstawiony na **fotografii 5**.

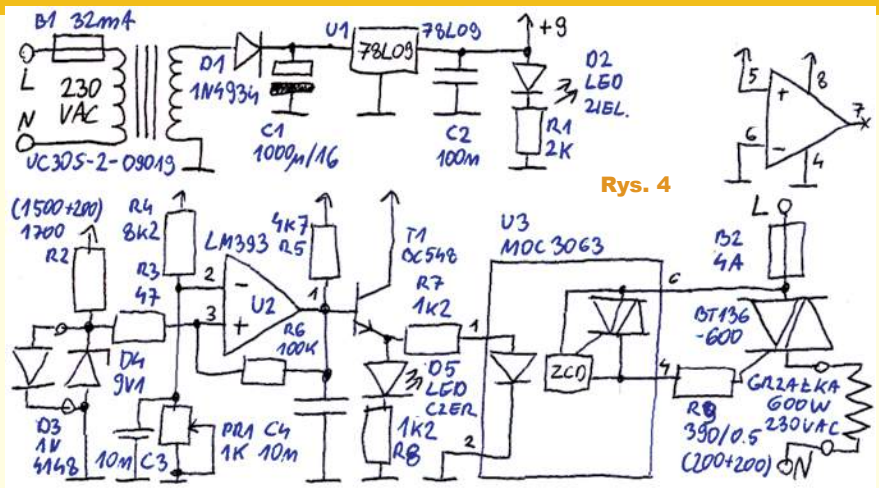
KOMPUTERY XXI
I znów rewolucja

Jakie są główne kierunki zmian w świecie komputerów? Obok dążenia do uzyskania coraz większej mocy obliczeniowej upowszechniają się algorytmy uczenia maszynowego a także Internet Rzeczy ze swoimi specyficznymi wymaganiami sprzętowymi. Konstruktorzy, poza szybkością i wydajnością, myślą dziś równie intensywnie o oszczędzaniu energii.

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

REKLAMA

eprasa.pl 77e11ef3c9



Rys. 4

Termoregulator o schemacie według ***rysunku 4*** *wykorzystywany jest do destylacji. Moja wersja zawiera możliwie mało elementów, a całkowity koszt jej budowy (wraz z grzałką) mieści się w granicach 30zł. Jako czujnik temperatury wykorzystuje on diodę D3, przez którą płynie prąd ok 5mA. Napięcie na diodzie spada quasi-liniowo wraz ze wzrostem temperatury. Potencjometr PR1 pozwala na nastawienie temperatury. Komparator U2 z niewielką histerezą wyzwala triak za pośrednictwem optotriaka U3 wyposażonego w detektor przejścia przez zero. Dioda D5 sygnalizuje włączenie grzałki. Górna część schematu to stabilizowany zasilacz 9V z izolacją galwaniczną. Moc termoregulatora to 900W z możliwością zwiększania poprzez zmianę triaka. W urządzeniu występują niebezpieczne dla życia napięcia. Do prawidłowej pracy triaka konieczny jest radiator.*

Zapewne zarówno pomysł, jak i realizacja pomiarów i regulacji mogą być dobrą inspiracją do podobnych działań.

Stały, długoletni uczestnik Szkoły, **Michał Stach** z Kamionki Małej najpierw napisał: *Dzień dobry.*

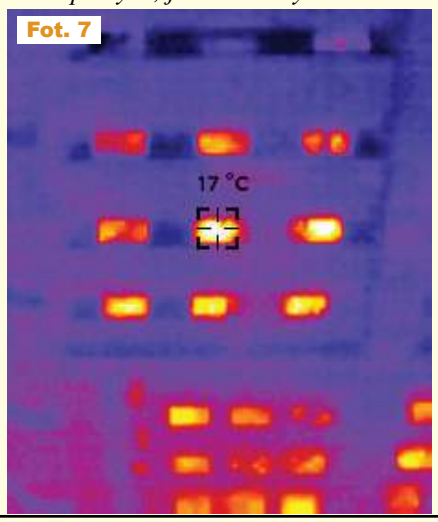
Ciekawe zrządzenie Opatrzności...

Ja również wczesną wiosną br. zakupiłem kompostownik (...) Nie zgłębiałem zależności kompostowania, a jedynie obiło mi się o uszy, że podniesiona temperatura wsadu jest potwierdzeniem zachodzenia procesu kompostowania. Gratuluję ciekawego i niecodziennego pomysłu – SzK z tego zasłynęła, że uczestnicy mierzyli się z rozmaitymi wyzwaniami.

*Odnośnie do wcześniej opisywanej kosiarki zasilanej bateryjne (SzK298) załączam [****fotografię 6****] jako potwierdzenie słuszności koncepcji – kosiarka działa! Nie wszystkie parametry udało się zachować, a to głównie z powodu sporo niższego napięcia zasilania i tak: przy 230VAC kosiarka pobiera średnio 4,6A, przy czym moc czynna to 900–1100W, natomiast zasilana z przetwornicy podwyższającej DC -> DC z napięciem wyjściowym 100VDC pobiera 3,5A. Moment obrotowy jest wystarczający do koszenia typowego trawnika, ale obroty jeszcze są za niskie do wrzucania skoszonej trawy do kosza. Kolejny etap to próba podniesienia napięcia wyjściowego przetwornicy. Jest to moduł dostępny m.in. w sklepie AVT https://sklep.avt.pl/przetwornica-dc-dc-1200w-20a-step-up-8-60v-12-80v.html, ale w wersji do 100V. W grę wchodzi też zmiana przełożenia. Na osi silnika jest małe koło napędzające paskiem i duże koło współosiowe z nożem. Przełożenie „na oko" to 1:10. Pozdrawiam serdecznie, będę informować o postępie prac.*

Później, w drugim e-mailu dodał: *(...) Kontynuując temat SzK 303... W pierwszej kolejności, przed rozpoczęciem prac nad rejestratorem, należało sprawdzić, czy informacja o podwyższonej temperaturze wsadu kompostownika jest prawdziwa. Otóż tak, czego przykładem jest [termowizyjna* ***fotografia*** *7]. Pomiar wykonany został późnym wieczorem przy niezbyt wysokiej temperaturze na zewnątrz. Wsad kompostownika „świeci", co jest wyraźnym dowodem na temperaturę wyższą o kilkanaście stopni od temperatury otoczenia. Do pomiaru i rejestracji zmian temperatury zmontowany został termometr IoT widoczny na* ***fotografiach 8, 9****. (...) Pełne obłożenie płytki pozwala zbudować samowystarczalną stację meteo z zasilaniem solarnym, którą (...) chciałbym przedstawić do publikacji zaraz po przesłaniu materiałów o karcie audio USB. Na potrzeby zadania obłożone zostały tylko niezbędne elementy (...) pominięty został nawet obwód BMS (...) spora odległość od routera Wi-Fi wymusiła zamianę modułu z ESP12 na moduł ESP07, mający gniazdo zewnętrznej anteny. Pomiary trwały przez cały sierpień, zatem zarówno podczas upalnych, jak i chłodnych dni. Bar-*

Fot. 6



Fot. 7

Punktacja Szkoły Konstruktorów

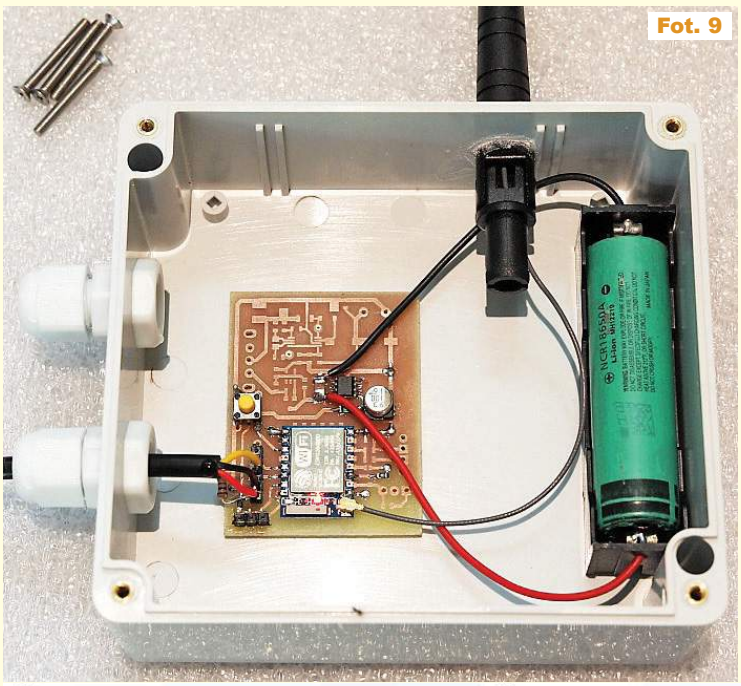
Sławomir Węgrzyn Dziekanowice	92	**Sebastian Jarmosiewicz** Motwica	50	**Marian Gabrowski** Polkowice	23
Daniel Turbasa Kraków	88	**Michał Pędzimąż** Stara Słupia	48	**Rafał Orodziński** Białystok	22
Łukasz Dachowski Cymbark	72	**Łukasz Olszok** Tarnowskie Góry	45	**Jacek Konieczny** Poznań	22
Artur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

eprasa.pl 77e11ef3c9

Fot. 8

dzo interesujące jest utrzymywanie się jednakowej temperatury wsadu, niezależnie od dziennych i tygodniowych wahań temperatury otoczenia. Wystarczy porównać wykres z upalnego 10 sierpnia z wykresem z naprawdę chłodnego 25.08. Różnica temperatur to blisko 25°C, a tymczasem kompostowany wsad zmienił temperaturę o 4°C. Co zaskakujące, znacznie większy wpływ na temperaturę kompostownika ma deszcz. Intensywny, popołudniowy opad z dnia 24.08 zauważalnie i na kilka godzin obniżył temperaturę wsadu. Co ciekawe, krótkotrwały opad nie wyhamowuje (a nawet usprawnia) proces kompostowania.

Przeprowadzone pomiary zachęcają do kontynuowania ich do zimy, a także w trakcie mrozów (co może udowodnić, jak wiele ciepła tracone jest w ten sposób oraz czy kompostownik może stać się dolnym źródłem ciepła dla gruntowej pompy ciepła).

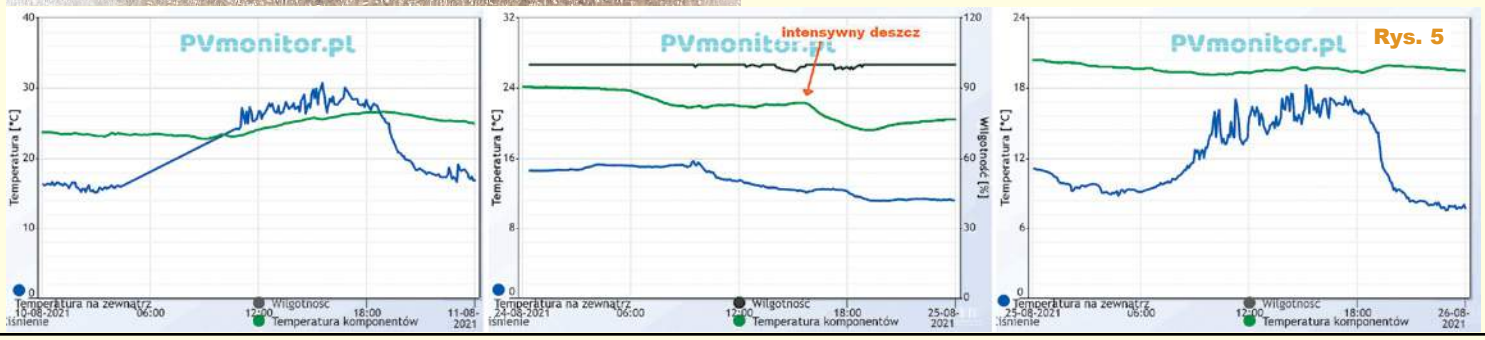

Fot. 9

Publikacja	Nagroda	Talon AVT PLN	Imię	Nazwisko	Miejscowość	Punkty
-	-	-	za pomysł zadania 308			
-	U	-	Marek	Woś	Łazy	2
-	-	200	Piotr	Grzegorczyk	Siedlce	7
?	-	200	Michał	Stach	Kamionka Mała	7
-	U	-	Rafał	Orodziński	Białystok	3

Dodatkowo cenne byłoby ustalenie, w którym miejscu wsadu temperatura jest najwyższa. Podczas pomiarów zagłębienie sondy (DS18B20 w stalowej końcówce) wynosiło ~20cm i nie było zmieniane. Mierzone temperatury odbiegają od optymalnej 60°C, a zatem proces kompostowania nie przebiega w pełni poprawnie, więc kompostowy termometr okazał się przydatny, bo pomógł to wykryć. Pozdrawiam serdecznie

Bardzo się cieszę, że szykuje się kolejny interesujący projekt okładkowy!

W ostatniej chwili uwagi do zadania 303 nadesłał też znany Czytelnikom EdW **Rafał Orodziński**: *Dzień Dobry. Tematy „ogródkowe" są mi bardzo bliskie, ogródek to przede wszystkim relaks. Do prawidłowego procesu kompostowania potrzebne jest odpowiednie stężenie tlenu – napowietrzanie kompostownika i wilgotność. Problem napowietrzania najprościej jest rozwiązać, budując kompostownik obrotowy w kształcie beczki, przez której środek przechodzi oś sprzężona z silnikiem elektrycznym z odpowiednią przekładnią. Silnik elektryczny powinien być sterowany prostym sterownikiem czasowym. Co pewien czas następuje obrót beczki (wystarczy raz na 2–3 dni kilka obrotów), powodujący przemieszczanie materiału w beczce i jego napowietrzenie. Nie można zapomnieć, że beczka powinna mieć szereg otworów wentylacyjnych dostarczających tlen i odprowadzających nadmiar wilgoci. Szereg rozwiązań kompostowników obrotowych można znaleźć na YouTubie. Kompostowanie w kompostowniku obrotowym pozwala uzyskać kompost parokrotnie szybciej niż w standardowym kompostowniku. Podczas kompostowania dochodzi do wzrostu temperatury, a spadek temperatury w kompostowniku może wynikać ze spadku aktywności organizmów żywych (bakterie, grzyby) związanych ze zbytnim zbiciem kompostu – wtedy wystarczy go przemieszać, spadku temperatury zewnętrznej, która hamuje aktywność organizmów żywych lub zbytniego przesuszenia kompostownika. Zbyt wysoka temperatura panująca w kompostowniku również hamuje proces powstawania kompostu. Temperaturę najlepiej mierzyć w kilku miejscach kompostownika za pomocą wyciąganej sondy oraz jednocześnie temperaturę zewnętrzną. Sonda powinna być wyciągana tak, by móc ją wyjmować na czas mieszania kompostownika. Wilgotność kompostownika nie może być zbyt niska ani wysoka. Przed zbyt wysoką wilgotnością możemy się zabezpieczyć, układając na dole kompostownika warstwę gałęzi tworzących warstwę odwadniającą. W przypadku niskiej wilgotności można dozować wodę do procesu kompostowania*



eprasa.pl 77e11ef3c9

za pomocą prostego sterownika histerezowego. Woda powinna być dostarczana od góry za pomocą węża kropelkowego, tak by nawilżyć cały kompost. Moim zdaniem pomiar wilgotności należy zrealizować w sposób pośredni, mierząc wilgotność powietrza nad kompostem. Wszelkie czujniki wymagające bliskiego kontaktu z próbką nie wchodzą w grę, choćby z tego powodu, że materiał badany nie przylega do sondy, są pustki powietrzne o bardzo zmiennym kształcie. Co pewną objętość dodawanych odpadków organicznych możemy dodawać nieco roztworu mocznika, ewentualnie wraz z aktywatorami kompostowania. W kompoście jest zwykle mało związków azotowych, a mocznik pozwoli go uzupełnić. Należy unikać stosowania nadmiaru związków azotowych. Wszelkie [domowe] badania odpowiedniej proporcji związków organicznych należy odrzucić, gdyż wymagają one metod przygotowania próbki z użyciem odczynników i jej analizy możliwych do przeprowadzenia tylko w laboratorium. Końcowym produktem jest kompost, często jednak należy podwyższyć jego pH, dodając np. wapna. Kontrolę pH należy przeprowadzić za pomocą pH-metru z elektrodą szklaną (można go wykonać samodzielnie). Dokonując samodzielnego pomiaru za pomocą elektrody szklanej, należy zapewnić bardzo dużą rezystancję wejściową wzmacniacza pomiarowego i niski dryft. Pomiar ciągły pH w kompostowniku nie wchodzi w rachubę ze względu na możliwość zatkania membrany szklanej i możliwość „przesuszenia" elektrody. Próbkę do badania pH gleby najlepiej przygotować następująco: mieszamy 25g gleby z 25 ml wody i wytrząsamy ją przez kilka minut. Po odstaniu się osadu mierzymy pH, a elektrodę myjemy i zabezpieczamy przed wysychaniem.

Rafał poruszył szereg istotnych zagadnień, do których w EdW będziemy wracać. Od miesięcy czeka na publikację artykuł o pomiarze współczynnika pH, co okazuje się zadaniem niełatwym z kilku względów. Niełatwy jest też pomiar wilgotności. Kosztujące kilkanaście złotych wielofunkcyjne „przyrządy pomiarowe", jak na fotografii 3, to jedno wielkie oszustwo. Owszem, są sensowne mierniki. Dobre mierniki pH nadal zawierają niewygodną w obsłudze i delikatną elektrodę szklaną, a wilgotnościomierze wykorzystują pomiar przenikalności dielektrycznej przy użyciu wysokich częstotliwości. Ostatnio u sprzedawców Aliexpress pojawiły się też tajemnicze mierniki zawartości NPK (azot, fosfor, potas). Na **fotografii 10** widać czujnik „wszystkomierzący", rzekomo także zawartość N, P, K, co jednak jest mocno podejrzane. Jeżeli ktoś z Czytelników ma doświadczenia z takim czujnikiem – zapraszamy na łamy EdW.

Fot. 10

Jeśli chodzi o mnie, to ostatnio zamówiłem różne elektroniczne czujniki „rolnicze". Między innymi wielofunkcyjny gadżet z **fotografii 11**. Zamówiłem też i czekam na sensownie wyglądający, kosztujący 170zł przenośny czujnik temperatury, wilgotności i przewodności gleby – **fotografia 12**. Jak na razie osiągam temperaturę kompostu +60°C (**fotografia 13**), ale co widać, mierzę ją mechanicznym termometrem wskazanym fioletową strzałką na fotografii 2 (z 40-centymetrowym szpikulcem). Tematyka rolniczo-ogrodnicza nie zniknie więc z łamów EdW. Na publikację od dawna czeka też artykuł o pomiarach pH.

Fot. 11

Fot. 12

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***.

Zachęcam uczestników, żeby praktyczne rozwiązania zadań Szkoły przygotowywali według Szablonu ze strony: ***http://elportal.pl/zostan-wspolautorem-elektroniki-dla-wszystkich/***

Piotr Górecki

Fot. 13

eprasa.pl 77e11ef3c9

Druga klasa Szkoły Konstruktorów

Co tu nie gra? Zadanie 308

Na **rysunku A** przedstawiony jest schemat blokowy prostej, szybkiej ładowarki akumulatorów kwasowych.

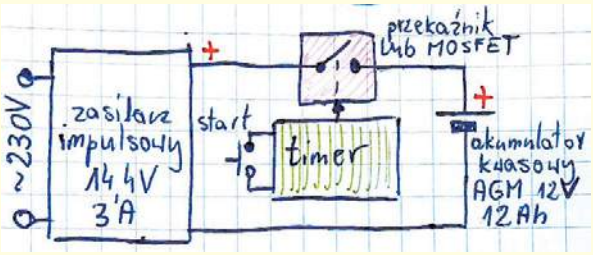
Jak zwykle pytanie brzmi:

Co tu nie gra?

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

Bardzo proszę o możliwie krótkie odpowiedzi.

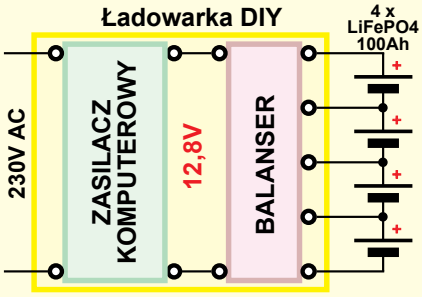
Rys. A



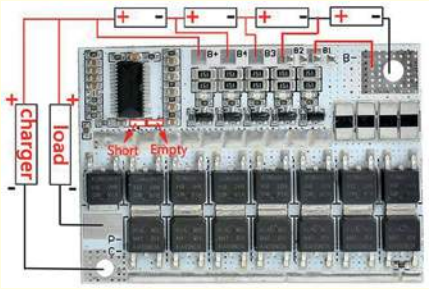
Odpowiedź oznacz **NieGra308** i nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Od razu podaj też swój adres pocztowy, żebym nie musiał pytać, gdy przydzielę upominek. Możesz jeszcze przysłać rozwiązania zadania *NieGra* z poprzedniego miesiąca. Uczestnicy konkursu otrzymują upominki, a najaktywniejsi uczestnicy są co rok nagradzani bezpłatnymi prenumeratami EdW lub innego wybranego czasopisma AVT.

Co tu nie gra? Rozwiązanie zadania 303

Na **rysunku B** pokazany jest zamieszczony w EdW 6/2021 schemat podłączenia balansera do ładowarki i zestawu ogniw LiFePO4.



Rys. B



Zadanie było bardzo praktyczne, ale i bardzo trudne. Brzmiało tak: *Od dawna interesujemy się akumulatorami. Wykorzystujemy je między innymi do napędu pojazdów kołowych oraz łódek, gdzie pracują cyklicznie i pełnią funkcję akumulatorów trakcyjnych. Zamiast ciężkich akumulatorów ołowiowych, bardzo chętnie zastosowalibyśmy kilkakrotnie lżejsze i teoretycznie dużo trwalsze akumulatory litowe. (...) Obawiamy się też, że jakieś błędy eksploatacyjne drastycznie skrócą żywotność akumulatorów litowych lub nawet doprowadzą do ich uszkodzenia, a nawet samozapłonu kosztownego zestawu. (...) zwróciliśmy uwagę na pojedyncze ogniwa LiFePO4, o pojemnościach od kilkunastu Ah do nawet 310Ah. A konkretnie znaleźliśmy ofertę ogniw LiFePO4 (3,2V) o pojemności 100Ah dość znanej chińskiej marki LiitoKala (...). Sprzedający podaje (https://bit.ly/3e4Q3xw), że akumulator (1 cela) o wymiarach 35×135×200mm i masie 1,85kg standardowo ma być ładowany prądem do 20A (0,2C), a w trybie szybkim 40A (0,4C). Ciągły prąd rozładowania to 100A (1C), a maksymalny to 300A (3C). Deklarowana trwałość to aż 2000 cykli. Gotowi bylibyśmy wypróbować taki zestaw LiFePO4 do napędu pojazdów, ale wiemy, że do ładowania trzeba zastosować balanser, których będzie dbał o równomierne naładowanie wszystkich ogniw. Trzeba też zadbać o ładowarkę. Aby nie zwiększać kosztów, do ładowania chcemy zastosować zwyczajny, nieprzerabiany zasilacz komputerowy, którego napięcie ustawimy na 12,8V (4 * 3,2V). Do ochrony planujemy zastosować 100-amperowy moduł BMS, który kupimy za kilkanaście złotych (np. https://bit.ly/3wMJCHX). Połączenia mają wyglądać jak na rysunku B.*

W tym niełatwym zadaniu całkiem pewne i jasne było jedno: mamy zestaw czterech ogniw LiFePO4 o pojemności 100Ah. Ewentualnych błędów czy problemów należało szukać w ładowarce DIY, zrealizowanej tanim i prostym sposobem z zasilacza komputerowego i gotowego chińskiego modułu balansera.

Zadanie było trudne między innymi dlatego, że akumulatory fosfatowe (LiFePO4) są zdecydowanie mniej znane niż akumulatory litowo-jonowe (Li-Ion) i ich odmiana z polimerowym elektrolitem (Li-Po). Oto najważniejsze zgłoszone usterki:

(...) Napięcie zasilania 12,8V za małe dla modułu balansera w tym przypadku (dla 4 ogniw LiFePO4). Minimum 14,8V.

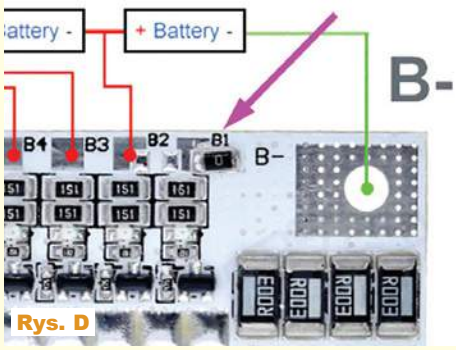
*(...) Zdjęcie przedstawiające ogniwa pokazuje niewłaściwe ich połączenie (taki chochlik, niekoniecznie drukarski). Ogniwa powinny być połączone jak na [**fotografii C**] (...)*

(...) skoro zasilacz nie był przerabiany, to przyda się zworka pin 16 (PS_ON) z pin 15 lub pin 17 (GND)

eprasa.pl 77e11ef3c9

Dyskusyjna jest następująca uwaga:

(....) *Niepotrzebny jest przewód zwierający zaciski B1 i B–, gdyż robi się zeroohmowym rezystorem wlutowanym przy zacisku B1 (jak na [**rysunku D**) (...). Dwie zwory przy zaciskach B1 i B2 są dla różnych konfiguracji (liczby szeregowych ogniw, od 3 do 5 ogniw, dla dwóch zwór 3 ogniwa, bez zwór 5 ogniw).*



Rys. D

Podstawowy błąd to próba ładowania napięciem 12,8V zestawu czterech ogniw LiFePO4.

Akumulatory Li-Ion i Li-Po mają napięcie nominalne 3,6...3,7V, a końcowym napięciem ładowania jest 4,2V.

Natomiast akumulatory litowe fosfatowe (LiFePO4) mają napięcie nominalne 3,2V. A więc cztery ogniwa mają napięcie 12,8V. Analogicznie, jak dla akumulatorów Li-Ion, końcowe napięcie ładowania jest wyższe od nominalnego i większość producentów podaje wartość 3,65V...3,7V, co dla czterech ogniw daje wspomniane w rozwiązaniach 14,6V...14,8V.

Ogólnie biorąc, pomysł wykorzystania zasilacza komputerowego, a dokładniej jego obwodu +12V, albo jeszcze potężniejszego zasilacza serwerowego, wcale nie jest błędny. W wielu zasilaczach obwody +12V mogą dostarczyć potrzebne 20 amperów, a nawet więcej.

Napięcie wyjściowe obwodu +12V zasilacza komputerowego bez problemu można podwyższyć do 12,6...12,8V. Jednak ustawienie napięcia wyjściowego 14,8V może się okazać niemożliwe. To zależeć będzie od konstrukcji zasilacza, jego topologii, przyjętych przez konstruktora tolerancji, a także... od aktualnego napięcia w sieci 230V.

Nawet gdyby w wykorzystanym zasilaczu komputerowym udało się ustawić napięcie wyjściowe 14,6V, nie wiadomo, jak zasilacz zareagowałby na dołączenie rozładowanego akumulatora o napięciu około 10V, a nawet niższym, który mógłby przyjąć bardzo duży prąd. Taki akumulator mógłby zostać potraktowany przez zasilacz jako zwarcie wyjścia. Znów nie sposób ustalić szczegółów, które będą zależeć od konstrukcji zastosowanego zasilacza komputerowego. W każdym razie rozładowany akumulator może zostać potraktowany jako zwarcie i w razie potrzeby należałoby dodać obwód ogranicznika prądu ładowania. Jednak z artykułów Karola Świerca o przeróbkach zasilaczy wiemy, że wcale nie jest to takie łatwe, jak mogłoby się wydawać.

Jak na razie, odnotowaliśmy tylko jeden poważny błąd: zbyt niskie napięcie ładowania. Załóżmy, że napięcie zasilacza udało się podnieść do 14,6V i że trafiliśmy na egzemplarz zasilacza z ogranicznikiem, który radzi sobie dobrze po dołączeniu wyładowanego akumulatora. Czy reszta jest w porządku?

Otóż nie do końca. Najbliższy znalezienia innych, jeszcze poważniejszych błędów był jeden ze stałych uczestników naszych konkursów, który napisał między innymi: *(...) Na zdjęciu balansera jest pokazane podłączenie obciążenia (możliwe dwa warianty podłączenia), a na schemacie z lewej nie zaznaczono obciążenia (...)*

Dotykamy tu nie jednego, tylko kilku problemów i zagadek. Aby je namierzyć, musielibyśmy zagłębić się w jakże ważny i słabo rozumiany temat balanserów i zabezpieczeń pakietów akumulatorowych, co na Wasze życzenie możemy zrobić w oddzielnym artykule.

Zacznijmy od tego, że na wspomnianej stronie *(https://bit.ly/3wMJCHX)* oferowane są trzy wersje modułów opisanych w bardzo kulawym tłumaczeniu z chińskiego jako: *18V 21V 100A 3S/4/5S BMS trójskładnikowa pokrywa baterii litowej płytka obwodu li-polimerowa płytka ładująca.*

Opis po angielsku to: *18V 21V 100A 3S/4/5S BMS Ternary Lithium Battery Protection Circuit Board Li-POLYMER Balance Charging Board Module.*

Mamy do wyboru wersje dla 3, 4 albo 5 ogniw, ale jakich ogniw?

Co prawda niżej na stronie jest wzmianka o akumulatorach fosfatowych i podane są dwie tabele: dla akumulatorów manganowych (Li-Ion i Li-POLY) oraz dla fosfatowych (LiFePO4), jednak nigdzie w opisie nie ma informacji czy można i ewentualnie jak przełączyć ustawienia dla dwóch głównych typów akumulatorów litowych.

Akumulatory fosfatowe (3,2V) są niepomiernie mniej popularne niż Li-Ion (3,7V), więc kupując tego rodzaju płytkę niemal na pewno otrzymamy wersję dla akumulatorów Li-Ion, kóra ma wyższe napięcia i zupełnie nie sprawdzi się – nie zadziała przy współpracy z ogniwami LiFePO4.

To jest poważny problem, ponieważ zastosowanie niewłaściwego modułu to praktycznie tak, jakby go nie było w układzie (pomijając napięcie odcięcia przy rozładowaniu).

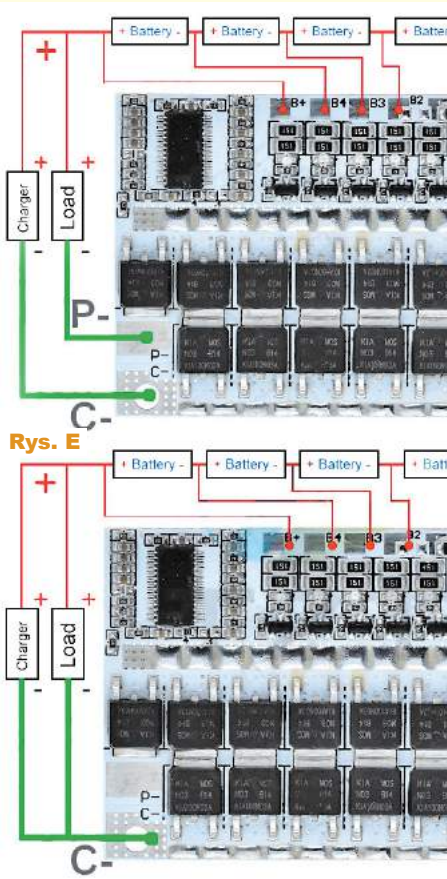
A gdybyśmy sie upewnili, że moduł przeznaczony jest dla LiFePO4, to czy sprawa jest już zakończona?

I tak, i nie. Po pierwsze taki moduł trzeba odpowiednio dołączyć.

Na trop problemu pośrednio naprowadza pochodzący z podanej strony *https://bit.ly/3wMJCHX* **rysunek E** oraz wspomniany przez jednego z uczestników szczegół: sprzedawcy przedstawiają dwa sposoby podłączenia takich płytek. Różny jest przebieg połączeń zaznaczonych kolorem zielonym. Płytka ma dwa punkty „ujemne" oznaczone P– oraz C–, przy czym w jednej z wersji punkt P– pozostaje niepodłączony.

Już to daje do myślenia, bo nie bardzo można to dopasować do schematu z rysunku B.

Na rysunku B z lewej strony mamy na moim schemacie napis



Rys. E

eprasa.pl 77e11ef3c9

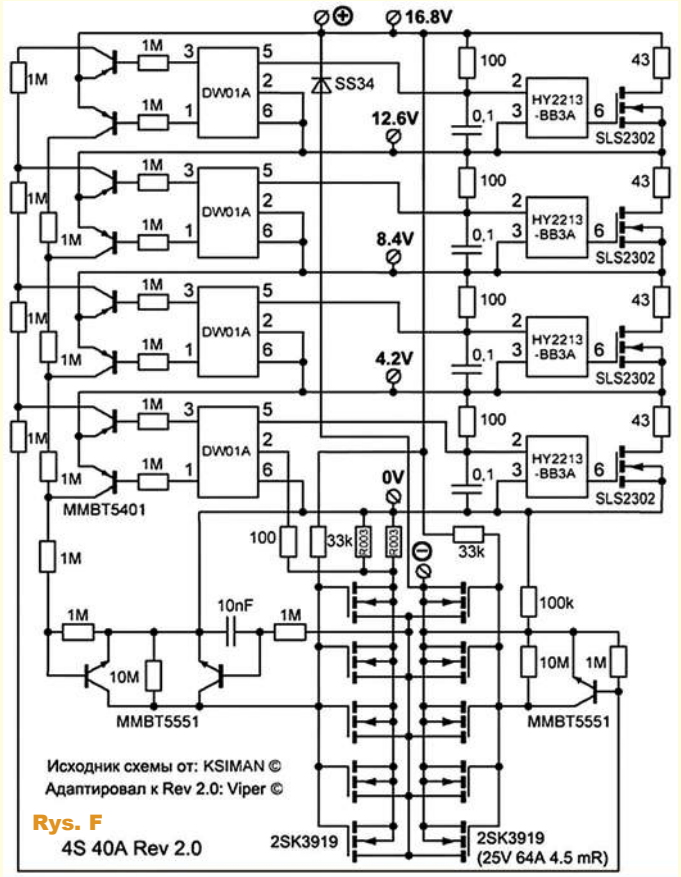
BALANSER, a w środkowej części mamy fotografię... no właśnie... fotografię czego?

Według angielskiego opisu jest to *Balance Charging Board*, czyli balanser, ale też *Battery Protection Circuit Board*, czyli obwód ochrony akumulatora. Na pierwszy rzut oka wygląda na to, że mamy tu dwa w jednym: i układ zabezpieczający, i balanser, a 15 MOSFET-ów dużej mocy budzi zaufanie do deklaracji, że jest to płytka o prądach pracy 60...80A.

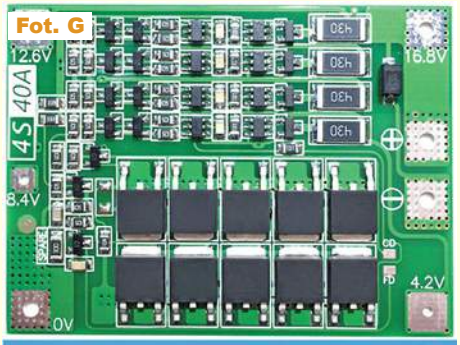
Co to jest i jak prawidłowo dołączyć taki moduł do wyjścia zasilacza w naszej ładowarce DIY?
Należałoby się dowiedzieć, jak zbudowany jest omawiany moduł. A moduły takie mogą być budowane różnie. Szczegóły ich budowy będą omówione w oddzielnym artykule.

Problem z zadaniem *NieGra303* obejmuje też fakt, że trudno znaleźć schemat ideowy modułu pokazanego na fotografii. Dlatego na razie przeanalizujmy schemat pokrewnego modułu. Schemat, którego odmiany można znaleźć na wielu stronach internetowych, między innymi u chińskich sprzedawców.

Układ pochodzący ze strony: https://pl.aliexpress.com/item/32908685397.html?spm=a2g17.12057483.detail.3.443671901VoYEQ w skrócie: https://bit.ly/3n2WmaK, jest pokazany na **rysunku F** jako schemat modułu z **fotografii G**.

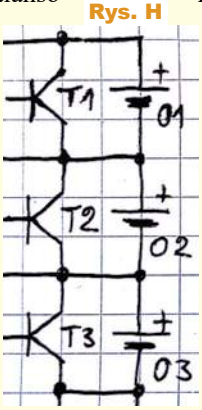


Rys. F



Według powszechnych wyobrażeń balanser ma wyrównywać stopień naładowania poszczególnych ogniw. Najpopularniejsza idea „balansowania ogniw" to dołączenie równolegle do każdego z nich (dowolnego typu) tranzystora według **rysunku H**. Tranzystor ma przejmować część prądu ładowania, żeby ten omijał ogniwo, którego napięcie zbliża się do dopuszczalnej granicy. Jeżeli jednak przez taki tranzystor popłynie prąd o znacznej wartości, to wydzieli się w nim znaczna moc strat w postaci ciepła (P = I * U_{ogniwa}), dlatego rozsądniejsze wydaje się włączenie w szereg z tranzystorem rezystora według **rysunku J**, żeby to w nim, a nie w tranzystorze, wydzieliła się większość ciepła.

Rys. H



Tranzystor współpracujący z danym ogniwem może być sterowany liniowo, by płynnie regulował prąd balansowania, ale ekonomiczniej jest wysterować go impulsowo. W każdym razie w wersji z rysunku J maksymalny prąd balansowania poszczególnych ogniw jest ograniczony przez wartość jednakowych rezystorów R1...R3. Dla ogniw Li-Ion i Li-Po maksymalne napiecie na koniec ładowania to około 4,2V, więc maksymalny prad balansowania wynosi:

I_{MAX} = 4,2V / R

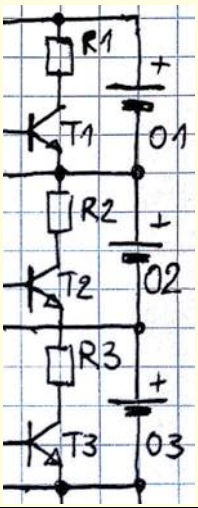
Dla modułów LiFePO4 prąd ten jest mniejszy:

I_{MAX} = 3,7V / R

Idea balansowania – wyrównywania z rysunku J wydaje się prosta i oczywista. I czegoś takiego spodziewaliśmy się po układzie balansera z rysunku B. Wydawało się nam, że jest to balanser kilkudziesięcioamperowy. Tymczasem rysunek F boleśnie nas rozczarowuje, wskazując, że może być, a zapewne jest, zupełnie inaczej! Liczne MOSFET-y mocy (2SK3919) NIE pracują tu w układzie balansera, tylko tworzą dwa klucze załącz/wyłącz. Owszem, na rysunku F widzimy układ balansera według rysunku J, jednak pracują tam maleńkie MOSFET-y SLS2302, a maksymalny prąd „balansowania jest ograniczony rezystorami 43-omowymi, co w modułach Li-Ion daje maksymalnie około 100mA.

Najbardziej interesujący nas moduł z rysunku B ewidentnie ma inną konstrukcję. Wykorzystano tylko jeden scalony sterownik przeznaczony dla 5 ogniw. Niemniej podstawowa zasada budowy jest ta sama jak pokazuje rysunek F: cieszące oko piętnaście potężnych tranzystorów mocy nie pracuje w układzie balansera prądu ładowania ogniw. Są one łączone równolegle i tworzą dwa klucze – wyłączniki o prądzie kilkudziesięciu amperów. Nasz moduł zawiera jednak balanser z pięcioma tranzystorami i rezystorami.

Rys. J



Jak wskazuje **fotografia K**, tu prąd ograniczają pary rezystorów 150-omowych (oznaczenie 151), które niewątpliwie połączone są równolegle, tworząc rezystancję ograniczającą 75 omów.

Ciąg dalszy na stronie 60

eprasa.pl 77e11ef3c9

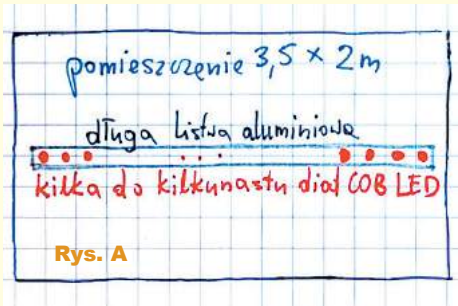
Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów

Policz – zadanie 308

W pomieszczeniu o rozmiarach ok. 3,5×2m i wysokości 2,7m mamy stół do prac warsztatowych. Aby wieczorem do pracy uzyskać tam natężenie oświetlenia około 300lx (luksów, czyli lumenów na m^2) chcemy według **rysunku A** pod dachem umieścić aluminiową listwę z przymocowanymi kilkuwatowymi diodami COB LED (bez żadnych opraw czy soczewek).
W ramach zadania *Policz308* należy:

– oszacować wstępnie, jaka powinna być sumaryczna moc modułów COB LED, by uzyskać natężenie 300lx.

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



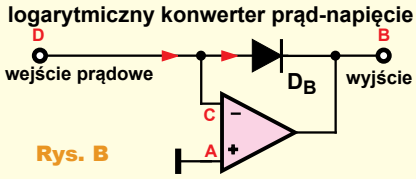
Rys. A

Odpowiedź nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Tytuł e-maila powinien zawierać nazwę konkursu i numer zadania oraz Twoje nazwisko (**Policz308_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.

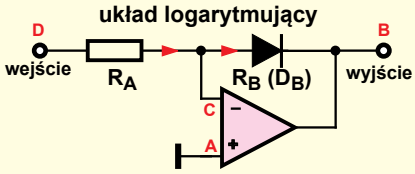
Policz – rozwiązanie zadania 303

W EdW 6/2021 przedstawione było zadanie *Policz303*, które brzmiało: *(...) Interesuje nas, o ile zmieni się napięcie na wyjściu przy 100-krotnym wzroście prądu wejściowego [według **rysunku B**]. (...) należy: **określić, jaka jest czułość przetwarzania takiego przetwornika**.*

Zadanie nie było trudne. Wystarczyło wpisać w wyszukiwarkę odpowiednie słowa kluczowe. Jeden ze stałych uczestników napisał: *Korzystając ze wzoru 5.15 ze strony http://www-old.wemif.pwr.wroc.pl/lue/pliki/cwiczenie5.pdf: (...) Wzór ogólny na napięcie Ub2 względem Ub1 dla zmiany prądu z Id1 na Id2:*
*Ub2[V] = –0,026 * ln(Id2/Id1) + Ub1 [V]*
Inny stały uczestnik konkursów EdW przedstawił wyczerpujące rozwiązanie i napisał: *(...) zależność sygnału wyjściowego od sygnału wejściowego przedstawiają następujące zależności.*
Dla logarytmicznego konwertera prąd napięcie:
$U_{WY} = -0{,}0257\ \ln(I_{WE}/I_S)$
Dla układu logarytmującego:
$U_{WY} = -0{,}0257\ \ln(U_{WE}/I_{SR})$
gdzie I_S – prąd nasycenia złącza.
(...) charakterystykę najlepiej jest wyznaczyć dla logarytmów dziesiętnych (...)
$U_{WY} = -0{,}0257\ \ln(U_{WE}/I_{SR})$
$U_{WY} = -0{,}06\log(U_{WE}/I_{SR})$
(...) przyrost napięcia wyjściowego ΔU_{WY} dla przyrostu napięcia o dekadę:
$\Delta U_{WY} = -0{,}06\log(10U_{WE}/I_{SR}) + 0{,}06\log(U_{WE}/I_{SR})$
$\Delta U_{WY} = -0{,}06\log 10 = -0{,}06V$



Rys. B



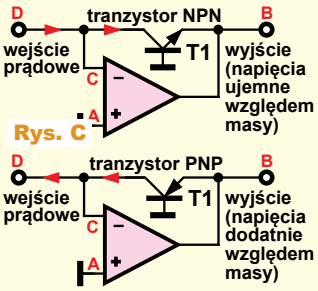
(...) przyrost napięcia wejściowego o dekadę daje jednakowe przyrosty napięcia wyjściowego równe 60mV (...) Charakterystyka naszego przetwornika jest liniowa tylko w pewnym zakresie napięć wejściowych. (...) Lepszym rozwiązaniem są układy z tranzystorami. (...) Ogólnie postaci równanie ma postać:
$U_{WY} = -mU_T\ln(U_{WE}/I_{SR})$
W równaniu tym występuje potencjał elektrokinetyczny U_T oraz współczynnik korekcyjny m zależny od prądu:
$U_T = kT/q$, gdzie: k – stała Boltzmanna, T – temperatura w [K], q – ładunek elektronu, m – wsp. korekcyjny m= (1–2). (...) Można samemu obliczyć wartość (...) W naszym zadaniu $U_T = 0{,}0257V$, m = 1. Jak wcześniej zostało wspomniane, układy te są układami elementarnymi o słabych właściwościach. Istnieją, są produkowane układy specjalizowane o szerszym zakresie użytkowym (...). Przykładem (...) układ 4127 (Burr-Brown) (...)

Zdecydowana większość nadesłanych rozwiązań była trafna: czułość przetwarzania tego rodzaju przetworników wynosi około **60mV na dekadę** prądu lub napięcia wejściowego. Warto jednak dodać nieco informacji, ponieważ część uczestników wspomniała, że proponowany układ jest niedoskonały.

Tylko dla dociekliwych

Takt, że w zaskakująco prosty sposób można logarytmować sygnał, jest bardzo interesujący, a przede wszystkim rodzi nadzieję, że można to wykorzystać w rozmaitych układach pomiarowych, by uzyskać logarytmiczne wskazania, tak pożądane w wielu pomiarach. Niestety, proste wersje układu logarytmującego z rysunku B są bardzo mało użyteczne w praktyce.

Jednym z ograniczeń są właściwości diod, które mają dokładnie logarytmiczną charakterystykę tylko w niezbyt szerokim zakresie prądów. Problemem jest szeregowa rezystancja, która daje o sobie znać przy większych prądach. Dużo lepsze są tu tranzystory, i to nie w połączeniu diodowym (przy zwarciu bazy i kolektora), tylko w układzie według **rysunku C** lub pokrewnym, gdzie baza jest dołączona do punktu o określonym potencjale.

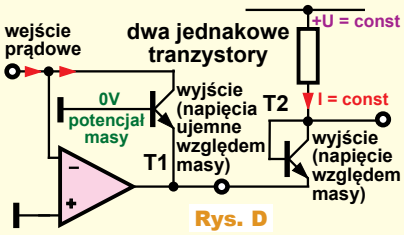


Rys. C

eprasa.pl 77e11ef3c9

Rozwiązanie z tranzystorem usuwa jeden problem, a konkretnie rozszerza zakres prądów pracy. Przy starannym dobraniu typu tranzystora można uzyskać układ logarytmujący o zakresie pracy ponad 8 dekad, czyli ponad 160 decybeli (logarytmowane prądy w zakresie 0,1nA...10mA).

Niedogodnością jest to, że napięcie wyjściowe jest przesunięte względem masy o napięcie przewodzenia diody (złącza p-n). A w praktycznych zastosowaniach potrzebne jest raczej, by napięcie wyjściowe było odniesione do masy. W przypadku logarytmów jest pewien kłopot, bo skala logarytmiczna nie obejmuje zera. To nie jest problem, bo napięcie wyjściowe równe zero może odpowiadać najmniejszemu mierzonemu prądowi, a przy wzroście prądu zmiany tego napięcia będą następować ze współczynnikiem około 60mV na dekadę wzrostu prądu (60mV na każde 10-krotny wzrost prądu). Takie odniesienie w stosunku do masy można byłoby, przynajmniej teoretycznie, zrealizować według **rysunku D**.



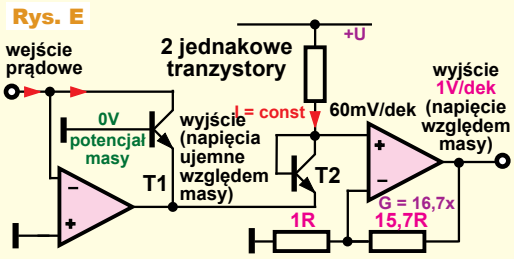
Rys. D

Drugi tranzystor T2 w połączeniu diodowym, przez który przepływa prąd o niezmiennej wartości, realizowałby potrzebne przesunięcie.

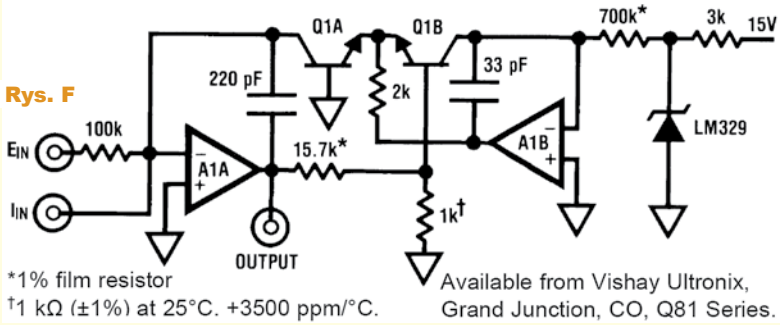
Praktycznym problemem jest to, że według wcześniejszego opisu prąd pracy T2 powinien być równy najmniejszemu mierzonemu prądowi, czyli mieć wartość rzędu nanoampera lub mniej. Z kilku względów jest to niepraktyczne, ale idea jest dobra i warto ją rozwinąć. Na przykład by T2 pracował przy prądzie równym maksymalnemu prądowi wejściowemu.

Warto też zmienić wartość współczynnika przetwarzania. Mianowicie krzemowe złącze p-n daje współczynnik około 60mV na dekadę prądu. W praktycznych zastosowaniach lepiej byłoby mieć „okrągły" współczynnik, np. 100mV/dekadę lub jeszcze lepiej 1V/dekadę. Można to łatwo zrealizować, dodając wzmacniacz według **rysunku E**.

Rys. E



Sygnał trzeba wzmocnić 16,7 razy, co dla wzmacniacza nieodwracającego daje rezystory o wartości różniącej się 15,7 razy, np 1kΩ i 15,7kΩ.



Rys. F

Wszystkie opisane zabiegi nie likwidują jednak podstawowego problemu, kluczowego w układach pomiarowych. Jeden z uczestników podał wzór wyrażający zależność napięcia na diodzie (złączu p-n) od prądu:

$U_{WY} = -mU_T ln(U_{WE}/I_{SR})$

Wartość współczynnika M łatwo uwzględnić przez dobór rezystorów dodatkowego wzmacniacza. Problem w tym, że występujące we wzorze napięcie U_T jest liniowo zależne od temperatury ($U_T = kT/q$, *gdzie T – temperatura w [K].*

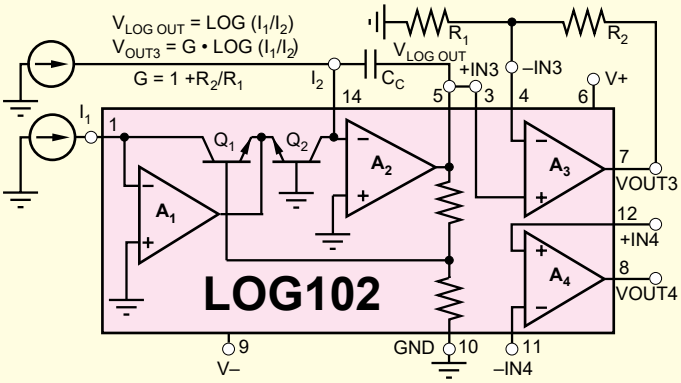
W pewnym stopniu od temperatury zależy też prąd nasycenia I_S. Problem liniowej zależności od temperatury można łatwo rozwiązać, stosując w dodatkowym wzmacniaczu jeden z rezystorów o odpowiednim współczynniku cieplnym. Z dwóch rezystorów 1kΩ i 15,7kΩ jeden powinien być rodzajem termistora. W praktyce stosuje się tam rezystor 1kΩ o współczynniku cieplnym +3500ppm/K. Od wielu lat takie rezystory są produkowane, choć dawniej były praktycznie niedostępne dla hobbystów.

Wykorzystanie rezystora o dobranym współczynniku cieplnym kompensuje wpływ temperatury. Jednak we wszystkich omówionych wersjach wzrost prądu wejściowego będzie powodował zmniejszanie napięcia wyjściowego poniżej potencjału masy. Są to więc logarytmiczne przetworniki odwracające.

Istnieją różne sposoby odwrócenia kierunku zmian napięcia wyjściowego. W praktyce wykorzystywane są układy logarytmujące o schemacie znacząco innym niż na rysunku E, choć podstawowa idea jest taka sama. Pochodzący z materiałów Texas Instruments **rysunek F** pokazuje schemat przykładowego wzmacniacza logarytmującego.

Od lat wzmacniacze logarytmujące są produkowane w postaci układów scalonych. **Rysunek G** przedstawia schemat wewnętrzny starego układu LOG102 BurrBrown (TI). Nadal dostępnych jest też wiele innych, których omówienie wykracza poza ramy konkursu. Choć dziś operacje matematyczne najłatwiej wykonuje się w sposób cyfrowy, nadal w niektórych zastosowaniach optymalne jest zastosowanie analogowych układów logarytmujących.

Rys. G



Jeżeli chodzi o zadanie ***Policz303***, prawie wszystkie odpowiedzi były prawidłowe. Nagrody-upominki tym razem otrzymują:

Szymon Wójtowicz – Warszawa,
Janusz Tomaszewski – Pieńsk,
Michał Duś – Topolno,

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki

eprasa.pl 77e11ef3c9

Czujnik otwarcia furtki

W starych, dawnych czasach, w istnienie których zaczynają wątpić nawet najstarsi elektronicy, nie było komputerów ani nawet smarfonów. Istniały za to specjalizowane ośrodki obliczeniowe z elektronicznymi maszynami liczącymi, popularnie zwanymi „mózgami elektronicznymi". Miarą szacunku dla tych urządzeń był fakt umieszczania ich w klimatyzowanych pomieszczeniach i obowiązek zakładania przez obsługę sterylnych białych kitli i czepków na włosy. Jednym ze sposobów komunikowania się z tymi „mózgami elektronowymi", oprócz kart i taśm perforowanych, była klawiatura, o dziwo, wyglądająca praktycznie identycznie jak dzisiejsza, ale o komforcie posługiwania się nią nieporównanie wyższym od współczesnej tandety z klawiszami membranowymi. Błąd „trzech klawiszy" oczywiście nie istniał – klawiatura wysyłała na poziome i pionowe linie adresowe oddzielne sygnały naciśnięcia, skok klawisza i moment jego zaskoku były ustawione z najwyższą precyzją. Sercem każdego klawisza był miniaturowy układ scalony działający wg powszechnie znienawidzonej na lekcjach fizyki reguły „3 palców prawej dłoni", ilustrującej wzajemne powiązanie wektorów: kierunku przepływu prądu, kierunku pola magnetycznego i kierunku siły działającej na przewód z prądem, inaczej mówiąc **hallotron**, czujnik zdolny wygenerować sygnał napięciowy pod wpływem pola magnetycznego o odpowiednim natężeniu (również pola statycznego, w odróżnieniu od cewki!).

Właśnie taki hallotron, typ A461G, wylutowany ze złomowanej klawiatury, wykorzystałem w rozwiązaniu zadania nr 294 Szkoły Konstruktorów (karta katalogowa czujnika po niemiecku w materiałach dodatkowych w Elportalu).

Pomysłodawca zadania postawił przede wszystkim na niezawodność, co eliminuje natychmiast wszystkie rozwiązania mechaniczne. Ja ze swojej strony eliminuję też rozwiązania oparte na zasadzie wiązki światła, nawet podczerwonego. Wymagają one stosowania dwóch aktywnych elementów: nadajnika i odbiornika. Umieszczenie jednego z nich na słupku furtki, a drugiego na ramce furtki jest technicznym absurdem. Umieszczenie obu na słupku furtki wymaga odpowiedniego ich pozycjonowania i zastosowania lusterka odbijającego światło na ramce furtki, co jest rozwiązaniem nieodpornym na zabrudzenie i ew. luzy furtki. Pomysłodawca wspomniał o kontaktronach. Niestety, one również mają swoje wady, do tego mało znane. Są wrażliwe na obecność w pobliżu materiałów ferromagnetycznych, złącze szkło obudowy – elektrody pod wpływem zmian temperatury potrafi się rozhermetyzować, a blaszki stykowe z czasem tracą swoje właściwości – potrafią się „skleić" lub tracą czułość na pole magnetyczne. Sam kiedyś budowałem kontaktronowe czujniki obrotów, w których po kilku latach użytkowania kontaktrony wymagały wymiany. Do tego można je stłuc, najczęściej ze zwarciem elektrod wewnętrznych, co skutecznie sabotuje czujnik na zasadzie „normalnie zwarte".

Wszystkich tych wad pozbawiony jest czujnik hallotronowy. Może pracować w temperaturach od –40 stopni do +150 stopni, zasilanie napięciem w szerokich graniach, niski pobór prądu, nie ma żadnych części ruchomych, jest absolutnie hermetyczny i wyróżnia się naprawdę miniaturowymi rozmiarami.

Aby zademonstrować podstawową ideę proponowanego rozwiązania, zbudowałem mały układ doświadczalny, wykorzystując trzy wyprowadzenia (zasilanie plus, zasilanie minus i przewód sygnałowy) czujnika Halla typu B461G o wymiarach z końcówkami lutowniczymi: 10×12mm, grubość 5 mm (w przypadku zastosowania popularnego hallotronu typu LTE4905 wymiary są jeszcze mniejsze – 4×4mm, grubość 3mm, patrz karta katalogowa dostępna w Internecie). Czujnik zasilałem z trzech częściowo wyczerpanych

baterii LR6, o sumarycznym napięciu 4,1V (wg załączonej karty katalogowej powinno być typowe napięcie TTL).

Prąd pobierany w stanie nieaktywnym bez magnesu wynosił 1,86mA (**fotografia 1**), w stanie aktywnym po zbliżeniu magnesu 3,24mA (**fotografia 2**).

Czujnik ma wyjście typu otwarty kolektor o wysokiej impedancji w stanie nieaktywnym, wysokim poziomie logicznym i o prądzie wyjściowym poniżej 10μA, w stanie aktywnym wyjście ma niski poziom logiczny o maksymalnej obciążalności 16mA. Pomiędzy wyjście czujnika i zasilanie podłączyłem superjasną diodę LED z szeregowym rezystorem 4,3kΩ jako kontrolkę stanu czujnika. Porównanie z fotografią tytułową pokazuje, że pobór prądu przez diodę wynosił tylko 0,3mA.

W tym miejscu należy podkreślić, że czujnik Halla jest elementem kierunkowym, rozróżnia kierunek pola magnetycznego. W załączonej karcie katalogowej wyraźnie napisano, że zadziałanie czujnika wymaga zbliżenia do jego strony czołowej (z oznaczeniem typu) magnesu biegunem południowym (S albo niebieskim, czasem zielonym). Rodzaj biegunów magnesu można łatwo ustalić, korzystając z magnesu wzorcowego – Ziemi.

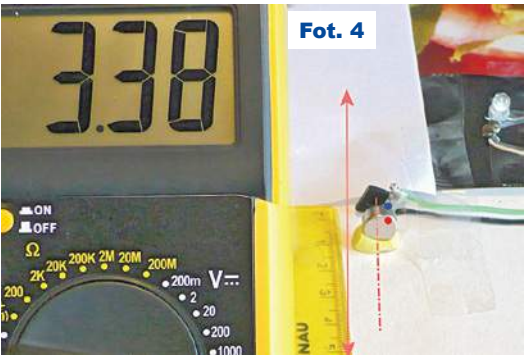
Testowany magnes umieszczamy w plastikowej pokrywce słoika, „przedłużając" go kawałkiem stalowego pręta, a następnie nakrętkę umieszczamy

eprasa.pl 77e11ef3c9

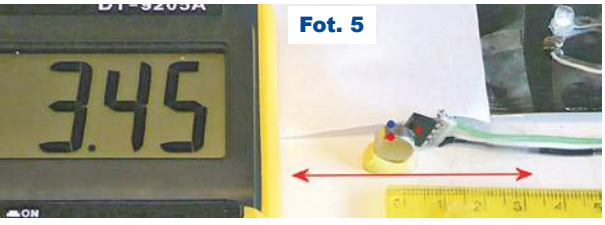
Fot. 3

w misce z wodą (**fotografia 3**). Biegun północny skieruje się na północ, południowy na południe (kierunek południowy wyznaczają zwykle anteny satelitarne). Oznaczamy bieguny i mamy własny magnes wzorcowy, którym możemy sprawdzać bieguny innych magnesów. Możemy już przetestować nasz układ.

Warto zauważyć, że magnes może poruszać się w stosunku do czujnika Halla na dwa sposoby: wzdłuż osi czujnika, zbliżając się lub oddalając od hallotronu, bądź poruszać się prostopadle do osi czujnika w płaszczyźnie leżącej ok. 4...5mm od przedniej części czujnika. Przedstawiłem to na **fotografiach 4**, **5**.



Fot. 4



Fot. 5

W pierwszym przypadku czujnik zadziała, gdy odległość magnesu (zależy to od siły pola magnetycznego wytwarzanego przez magnes) od czujnika wyniesie poniżej 10mm, w drugim przypadku czujnik zadziała, gdy krawędź magnesu znajdzie się przy osi czujnika. Wybór sposobu włączania czujnika zależy od konkretnych okoliczności. W przypadku zadania można zastosować oba sposoby. Warto zauważyć, że drugi sposób umożliwia bardziej precyzyjne ustalenie momentu włączenia/wyłączenia czujnika.

Przetestowałem też ew. wpływ dużej ilości żelastwa w pobliżu – **fotografia 6**. Czujnik przykleiłem taśmą samoprzylepną na stalowej futrynie drzwi, a najmniejszy magnes (ϕ=5mm, h=5mm) umieściłem na małym stalowym imadle. Układ działał bezproblemowo.

Fot. 6

I to już wszystko. Budujemy wg powyższego schematu prosty układ elektryczny. Jego działanie polega na sygnalizacji stanu ZAMKNIĘCIA furtki, gdyż wtedy magnes znajduje się w położeniu włączającym czujnik.

Kwestia stosowanego czujnika Halla. Czujnik B461G jest dostępny w handlu, lepszym rozwiązaniem jest jednak użycie bardzo popularnego i łatwo dostępnego układu TLE4905L, którego kartę katalogową bez problemu znajdziemy w Internecie. Po pierwsze, ma on znacznie mniejsze wymiary, po drugie pracuje w temperaturze od –40⁰C do 150⁰C, po trzecie wyjście w obu stanach logicznych ma wysoką obciążalność prądową, nawet do 40mA.

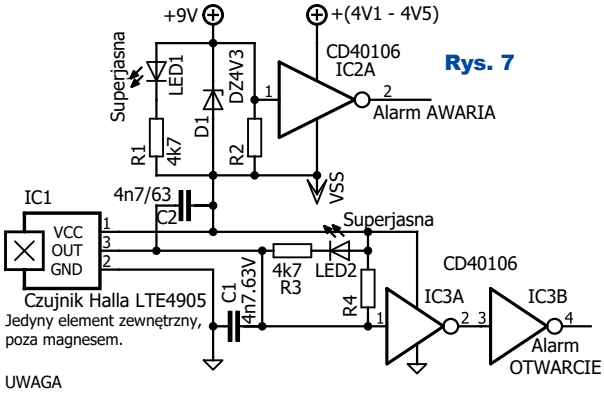
Przygotowałem schemat podstawowej części układu alarmowego – **rysunek 7**. Nie jest to pełny schemat, a raczej jego główna część, którą może być dalej rozbudowywana o potrzebne moduły. Jedynymi elementami na zewnątrz są: czujnik Halla, magnes i ew. kondensatory przeciwzakłóceniowe C1 i C2, najlepiej płytkowe kondensatory ceramiczne, które należy umieścić możliwie blisko czujnika. Czujnik z resztą układu łączy trójprzewodowy typowy kabel elektryczny, ze względu na ułożenie na zewnątrz w podwójnej izolacji odpornej na warunki atmosferyczne.

W normalnej sytuacji zamkniętej furtki magnes znajduje się blisko czujnika i wymusza jego aktywację. Na wyjściu Q/OUT czujnika jest niski stan logiczny, o obciążeniu prądem wynoszącym 40mA w stanie nasycenia wyjścia. Układ zasilany jest z zasilacza DC +9V przez diodę Zenera D1 o napięciu 4,3V i równolegle LED (sygnalizator poprawnej pracy układu) z rezystorem szeregowym 4,7kΩ. W przypadku pobierania przez czujnik prądu na diodzie występuje spadek napięcia doprowadzany do wejścia inwertera IC2 CD40106. W tym miejscu najbardziej racjonalne wydaje się połączenie wszystkich 6 bramek IC2 równolegle. Rezystor R2 o wartości 100kΩ do 300kΩ wymusza na wejściu inwertera stan niski w przypadku awarii – braku dopływu prądu do czujnika Halla. Na wyjściu inwertera IC2 pojawia się wtedy stan wysoki, który może być użyty do uruchomienia alarmu awarii, np. otwarcie tranzystora zasilającego buzzer czy niskowoltowy dzwonek. Niestety, układ wymaga oddzielnego zasilania od reszty układu, jednak ze względu na b. niski pobór prądu może to być nawet zasilanie bateryjne.

W stanie zamkniętej furtki niski stan logiczny na wyjściu Q/OUT powoduje zaświecenie diody LED2 oraz wymusza niski stan logiczny na wyjściu pary inwerterów, a w zasadzie pary po 3 równolegle połączonych inwerterów IC3 CD40106. Rezystor R3 i LED2 można ew. pominąć. W momencie otwarcia furtki magnes oddala się od czujnika Halla, który wystawia na wyjściu Q/OUT stan wysoki. LED2 gaśnie, na wejściu i wyjściu pary inwertorów pojawia się stan wysoki. Rezystor R4 o wartości 100kΩ do 300kΩ wymusza tak samo stan wysoki na wejściu i wyjściu pary inwerterów w przypadku uszkodzenia polegającego na przerwaniu/przecięciu kabla prowadzącego do czujnika Halla. Wysoki stan logiczny na wyjściu pary inwerterów uruchamia sygnalizację otwarcia furtki. Sygnalizację można rozbudować o układ sygnalizacji długiego czasu otwarcia furtki, np. wzorowany na układzie „softstartu" z „Lampowego ocieplacza dźwięku", EdW 7/2019, str. 16.

Sposób montażu czujnika Halla i magnesu sugeruję na **rysunkach 8**, **9**.

Na rysunku 8 kolorem zielonym oznaczyłem umiejscowienie magnesu dla przypadku ruchu magnesu prostopadle do osi czujnika Halla. W stanie zamkniętym furtki czujnik Halla

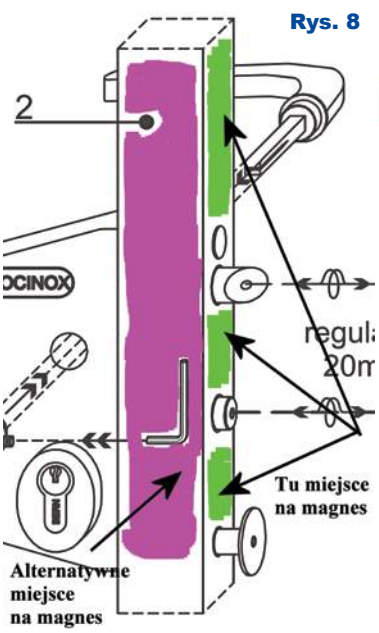


UWAGA
Układy IC1 (czujnik Halla) i IC3 (sygnał otwarcia) zasilane są z jednego zasilacza, natomiast układ IC2 (sygnalizacja awarii) wymaga oddzielnego zasilania. Dioda LED2 sygnalizuje ZAMKNIĘCIE furtki. Można ją pominąć razem z R3.

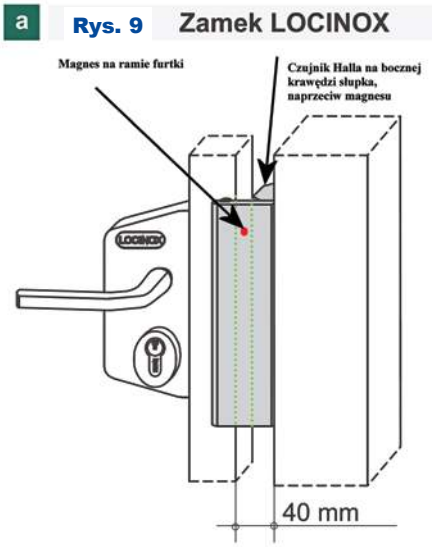
eprasa.pl 77e11ef3c9

powinien być „zakryty” przez magnes w około 2/3 części, co spowoduje uruchomienie sygnalizacji przy uchyleniu furtki o 3–4mm, co jest stanem niestabilnym, gdyż sprężysty rygiel zamka ma szerokość ok. 10–15mm i natychmiast odepchnie furtkę na co najmniej taka odległość od słupka. Drugi rysunek dodatkowo wyjaśnia usytuowanie czujnika i magnesu przy zamkniętej furtce.

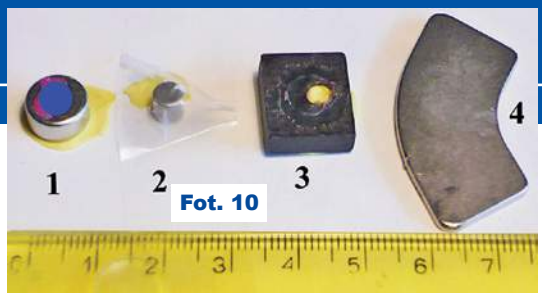
Kolorem buraczkowym oznaczyłem umiejscowienie magnesu przy przesuwaniu magnesu w osi czujnika Halla. jednak może okazać się, że takie rozwiązanie jest niemożliwe, gdyż łączna grubość czujnika Halla i magnesu uniemożliwi zamknięcie furtki, dlatego sugeruję pierwszą wersję.



Rys. 8



Rys. 9



Fot. 10

Magnesy. Na **fotografii 10** pokazanych jest kilka magnesów, które można zastosować. Kolejno:

1 – magnes neodymowy ϕ=10mm, h=5mm z plamką oznaczającą biegun południowy

2 – magnes neodymowy ϕ=5mm, h=5mm

3 – magnes ferrytowy 15×15mm, h=4mm, z magnetycznego „przypominacza” na lodówkę

4 – magnes neodymowy ze spalonego HDD, b. cienki (< 2mm) i nietypowy, o 4 biegunach, mój faworyt ze względu na grubość.

Magnesy neodymowe mają jedną nieprzyjemną cechę – są bardzo wrażliwe na korozję, dlatego pokryte są grubą warstwą niklu, jej najmniejsze uszkodzenie czyni magnes bezużytecznym w warunkach pracy na zewnątrz. Warto, po ostatecznym wyregulowaniu położenia magnesu na ramie furtki dodatkowo zabezpieczyć go przez zalanie żywicą epoksydową lub pomalowanie grubą warstwą farby cynkowej czy innej antykorozyjnej.

Andrzej Nowicki
andrzej.nowicki@yahoo.com

Ciąg dalszy ze strony 55

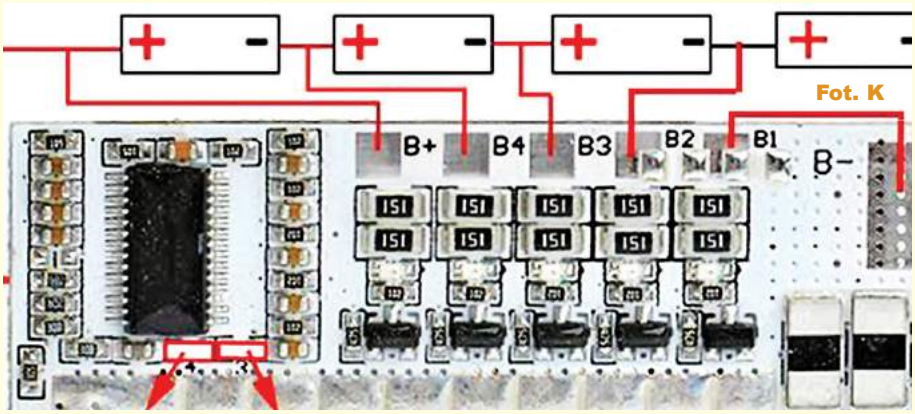
Dla ogniw Li-Ion daje tak maksymalny prąd balansowania 56mA, a w przypadku ogniw LiFePO4 co najwyżej 50 miliamperów. A my chcemy, by ten moduł był balanserem dla ogniw o pojemności 100Ah, których standardowy prąd ładowania to 20A! Maksymalny prąd balansowania 50mA w stosunku do 20A to 0,25%, czyli 2,5 promila! Kwiatek do kożucha to chyba najłagodniejsze określenie takiej sytuacji!

Nawet gdyby to był moduł balansera przeznaczony do ogniw LiFePO4, to znikomy prąd balansowania trzeba całkowicie zaniedbać i stwierdzić, że pokazany na fotografii B **moduł na pewno nie spełni funkcji balansera**.

I oto mamy ***kolejny poważny błąd w zadaniu NieGra303: w naszej ładowarce DIY nie mamy balansera!***

Pokazany na fotografii moduł na pewno balanserem nie jest, ale nie znaczy to, że jest bezwartościowy i że należy go usunąć z ładowarki. Podczas ładowania akumulatorów litowych absolutnie niezbędna jest kontrola napięcia, by ogniw nie uszkodzić wskutek przeładowania. W tym celu konieczna jest kontrola napięcia na wszystkich ogniwach. Tę funkcję może pełnić moduł z fotografii B (K). Moduł nie zapewni balansowania, ale może uchronić przed uszkodzeniem. Będzie układem BMS (Battery management system), ale bez balansowania. Te zagadnienia mogą zostać omówione w oddzielnym artykule.

Na zakończenie jeszcze przypomnienie kwestii elementarnych: *akumulatory to nie kondensatory*. Po szeregowym połączeniu N jednakowych kondensatorów pojemność zestawu jest N-krotnie mniejsza od pojemności każdego z nich (napięcie maksymalne jest N razy większe). Natomiast przy szeregowym połączeniu jednakowych akumulatorów pojemność zestawu jest taka sama, jak pojemność każdego z nich (a napięcie jest N razy większe). Pojemność C kondensatorów wyrażona w faradach to coś zdecydowanie innego niż pojemność C akumulatorów wyrażona w amperogodzinach. Nie ma tu żadnej sprzeczności – kto ma wątpliwości, niech zastanowi się nad sposobem magazynowania energii i niech policzy ilości gromadzonej energii przy połączeniu szeregowym.



Fot. K

Nagrody-upominki za zadanie ***NieGra303*** otrzymują:

Szymon Jabłoński – Brzeg,
Krzysztof – Czarnowo,
Andrzej Grabowski – Poznań.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki

eprasa.pl 77e11ef3c9

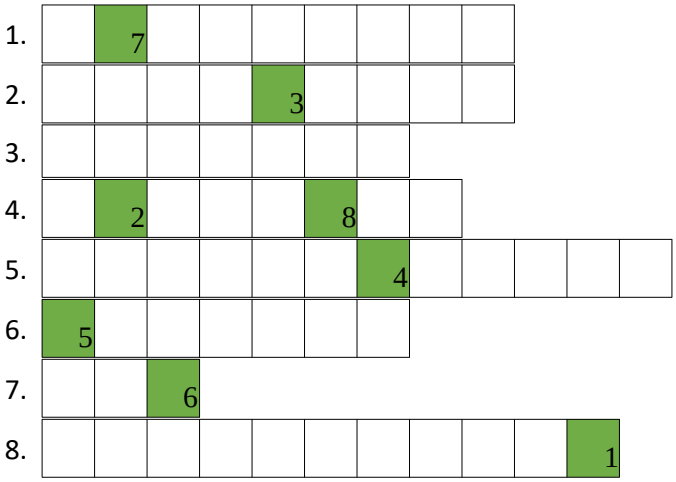
UWAGA! UWAGA!
Kończy nam się zapas krzyżówek
Zostań autorem krzyżówki!

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

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

1. Nakładanie informacji o dźwiękach na falę elektromagnetyczną.
2. Odgrywają kluczową rolę w przyrządach VNA.
3. Zawiera liczbę stanów sterujących zdarzeniami w protokole TCP.
4. Metalowe taśmy łączące punkt środkowy transformatora trójfazowego z ziemią.
5. Dla płyty CD wynosi 1411 kilobitów na sekundę.
6. Rodzaj zniekształceń występujących w przypadku modulacji BD.
7. Internet Rzeczy.
8. Inaczej lampa elektroluminescencyjna.

Hasło należy odczytać z ponumerowanych pól.



Autorem zagadki jest **Marcin Rzewucki** z Warszawy.
Autor w nagrodę otrzymuje 6-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 11/2021

Kupon rabatowy EdW 11/2021

Kupon rabatowy EdW 11/2021

Rozwiązaniem krzyżówki z EdW 8/2021 jest hasło: **ARDUINO**.

Upominki w postaci kitów AVT otrzymują: **Ryszard Magdycz** – Wrocław, **Bartłomiej Zaworski** – Lublin, **Andrzej Sędzielewski** – Siemianowice Śląskie

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. ***Krzyżówka2111Kowalski.***
Listy powinny być opatrzone podobnym dopiskiem.
Uwaga! Przysyłając rozwiązanie krzyżówki, nie zapominajcie o podaniu 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.

R E K L A M A

AVT 1813 Regulator wentylatora z silnikiem klatkowym

- przeznaczony dla silników klatkowych 230 Vac, maksymalnie 200 W.
- poprzez regulację mocy uzyskuje regulację prędkości obrotowej silnika.
- regulacja w zakresie od 0 do 100%.
- działanie oparte na metodzie regulacji grupowej
- zasilanie 230 Vac
- wymiary płytki PCB 85x46mm

YouTube

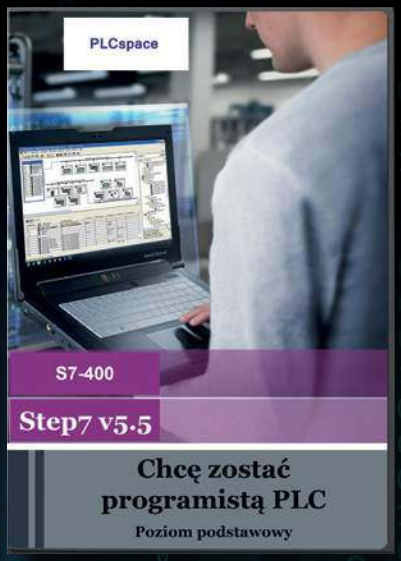
Znajdź nas na

KITy AVT

eprasa.pl 77e11ef3c9

Nowe kursy on-line w Ulubionym Kiosku!

Chcę zostać programistą PLC



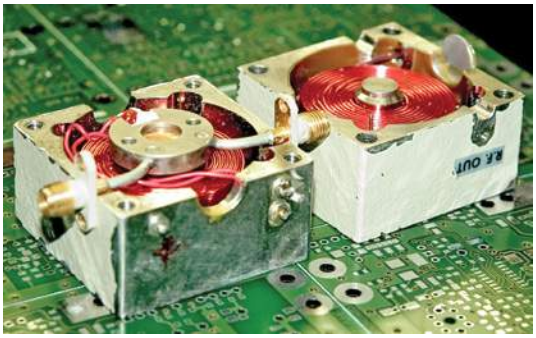
Z tymi kursami nauczysz się programować tak, jak robią to doświadczeni automatycy!

Zobacz szczegóły i zamów na www.ulubionykiosk.pl/kursy

eprasa.pl 77e11ef3c9

Zadanie CoTo2111

Zadanie konkursowe brzmi:
Co przedstawia zamieszczona obok fotografia?



Prosimy o krótkie odpowiedzi.

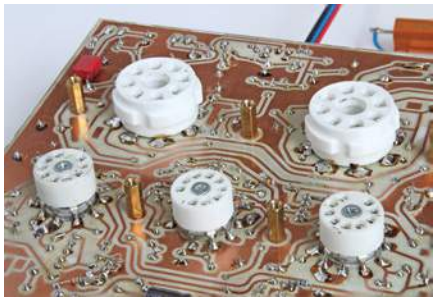
E-maile z odpowiedziami należy przysyłać w ciągu miesiąca od ukazania się numeru, na adres: ***konkursy@elportal.pl***, **nie zapominając o podaniu adresu** niezbędnego do wysyłki upominku.

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 CoTo2108

Fotografia pochodzi z artykułu „Słuchawkowy wzmacniacz lampowy OTL”, którego autorem jest Tomasz Sukiennik. Artykuł ukazał się w EdW 1/2021, na stronie 15.



Za prawidłowe odpowiedzi upominki w postaci kitów AVT otrzymują:
Michał Majda – Zabierzów Bocheński,
Roman Fuławka – Zagrodno,
Wojciech Kaszuba – Zielonka.

W najbliższych numerach EdW planujemy

EdW 12/2021

Generator nanosekundowy

Generatory są ogromnie ważnym wyposażeniem warsztatu każdego elektronika. Rozwój generatorów DDS nie zmienił faktu, że jednym z najważniejszych przebiegów testowych jest fala prostokątna, mająca jak największą stromość zboczy.

EdW 1/2022

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.

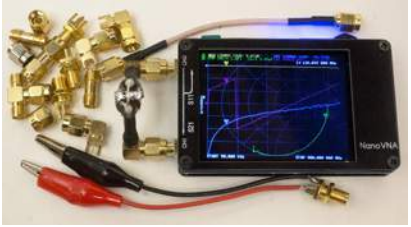
EdW 2/2022

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.



Pomiary pH wody i gleby

Elektronika stopniowo wkracza w nowe dziedziny. Między innymi pozwala mierzyć jakże ważny w wielu dziedzinach współczynnik pH.

Powolny ściemniacz–rozjaśniacz oświetlenia 12V

Nie zawsze natychmiastowe zaświecanie i gaszenie światła jest optymalnym rozwiązaniem.

eprasa.pl 77e11ef3c9

Rezystancja kabli

Podczas eksperymentów wykorzystujemy przewody laboratoryjne o rozmaitym przekroju i różnej rezystancji, zwykle zakończone „banankami" 4mm. Postanowiłem sprawdzić rezystancję posiadanych przewodów laboratoryjnych. Chciałem wiedzieć, jaki jest spadek napięcia na nich i jakie mogą wprowadzać błędy, gdy podczas testów płynie przez nie prąd o znacznej wartości. Ma to związek z planami realizacji precyzyjnej przystawki do pomiaru prądu i napięcia. Chodzi między innymi o porównanie, jaki spadek napięcia występuje na rezystancji pomiarowej (na boczniku) amperomierza, a jaki na przewodach.

I pokrewna kwestia: wraz z multimetrami dostarczane są przewody pomiarowe, które wykorzystujemy także podczas sprawdzania wartości prądu. Zbyt duża rezystancja takich przewodów może znacząco wpłynąć na wyniki pomiarów. To także warto dokładniej zbadać.

Teoretycznie sprawa jest bardzo prosta: ***1 metr przewodu miedzianego o przekroju 1mm² ma rezystancję mniej więcej 17...19 miliomów*** (0,017...0,019Ω), zależnie między innymi od czystości miedzi, w praktyce bardziej od tolerancji przekroju poprzecznego tego przewodu. Według tabel używanych przez energetyków, pojedynczy przewód o przekroju 1mm² może przewodzić prąd co najmniej 10A.

W praktyce bywa rozmaicie...

Układ pomiarowy

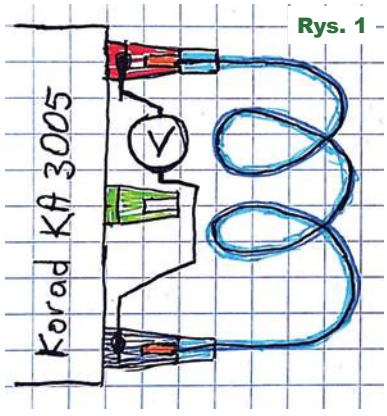
Rezystancje rzędu miliomów trudno zmierzyć omomierzem. Raczej należy wykorzystać zasilacz (najlepiej z ogranicznikiem prądu), przez przewód przepuścić prąd o znacznej wartości od 1A do kilku amperów i woltomierzem zmierzyć spadek napięcia na końcach przewodu, stosując czteropunktowy układ Kelvina.

Ja wykorzystałem popularny zasilacz Korad KA3005 według idei z **rysunku 1** i ustawiłem prąd pomiarowy 5A, jak pokazuje fotografia tytułowa. Zewnętrzny woltomierz mierzy napięcie nie tylko na przewodzie, ale też spadek napięcia na rezystancjach styku dwóch gniazd i wtyczek.

Przewody laboratoryjne

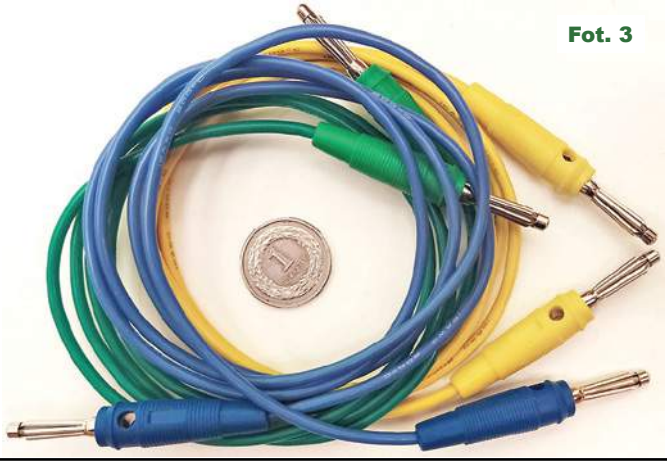
Dobre przewody laboratoryjne mają izolację silikonową, która jest miękka, elastyczna i odporna na temperaturę, nawet rozgrzanego grota lutownicy. Niestety, większość przewodów ma tańszą izolację, nieodporną na temperaturę. Ze względów oszczędnościowych często ta izolacja jest gruba, a wewnętrzny przewód jest cienki i ma znaczną rezystancję. Spośród moich przewodów dużą rezystancję mają mięciutkie silikonowe kable o długości 1m, pokazane na fotografii tytułowej, gdzie widać wynik pomiaru kabla czerwonego. Przy prądzie 5,0A woltomierz pokazuje spadek napięcia na przewodzie ponad 1wolt! A to świadczy, że rezystancja zamiast spodziewanych kilkunastu, wynosi ponad 200 miliomów! Pomiar samego przewodu, bez styków, wykazał rezystancję 120 miliomów. Niewiele mniejszą rezystancję mają widoczne na fotografii przewody: niebieski i czarny.

Kupione kiedyś w kraju czerwone przewody z **fotografii 2** mają rezystancję 44mΩ i 48mΩ. Znacznie lepsze okazały się, pokazane na **fotografii 3**, niedano zakupione na chińskim portalu metrowe kable laboratoryjne AWG16



Rys. 1

Fot. 2


Fot. 3

eprasa.pl 77e11ef3c9

Fot. 4

(1,31mm²) z izolacją silikonową, które mają wraz ze stykiem rezystancję około 15mΩ. Na pozór dziwna budowa ich wtyków zapewnia małą, niezmienną rezystancję styku.

Wiedząc o problemie spadku napięcia na przewodach, zakupiłem też w Chinach różne przewody w izolacji silikonowej oraz różne wtyczki bananowe 4mm. Zrobiłem sześć, ale nie metrowych, tylko półmetrowych przewodów pokazanych na **fotografii 4**, z różnej jakości wtykami. Te cieńsze (AWG16 = 1,31mm²) wraz z rezystancją styku mają po około 12 miliomów. Te grubsze (AWG14 = 2,08mm²) wraz z rezystancjami styku „bananków" mają rezystancje 5,6mΩ i 5,8mΩ. Zmierzyłem też rezystancję samego przewodu, pomijając styki – wynosiła 4,6mΩ, co dla przewodu metrowego 2,08mm² daje 9,2mΩ, zgodnie z oczekiwaniami.

Testy wykazały, że w tego rodzaju wtykach bananowych z ruchomym pierścionkiem na końcówce, jak na fotografiach 2, 4 oraz tytułowej, rezystancja styku nie jest stała i zależy od siły docisku. Zdecydowanie lepsze są brzydsze z wyglądu styki według fotografii 3.

Kable od multimetrów

Popularne multimetry zwykle mają największy zakres pomiaru prądu 20A. A dostarczane z nimi przewody pomiarowe często już na pierwszy rzut oka budzą obawy co do ich jakości, w tym co do wartości ich rezystancji. Na **fotografii 5** pokazane są niektóre zbadane przewody pomiarowe dostarczone z różnymi miernikami.

Przy pomiarach napięć rezystancja przewodów pomiarowych nie ma znaczenia, natomiast przy pomiarze dużych prądów – może mieć ona znaczny wpływ na wyniki pomiarów lub na badany układ – to zależy od kilku czynników. Wygląd przewodów i wizualnie oceniona jakość wykonania wcale nie wskazuje na ich rezystancję.

Najlepsze ze zmierzonych okazały się dwa niepozorne kable w zwykłej izolacji, pokazane na górze fotografii 5, które mają rezystancję po około 25mΩ. Najgorszy spośród zbadanych miał rezystancję wypadkową ponad 220 miliomów. Dwa takie przewody w sumie mają rezystancję ponad 400mΩ, więc przykładowo prąd 10A wywoła na nich sumaryczny spadek napięcia aż 4 woltów! Dla przypomnienia: w multimetrze rezystancja samego amperomierza na zakresie 20A często wynosi 10mΩ, co przy prądzie 10A daje „pomiarowy" spadek napięcia 0,1V.

Na marginesie: przy pomiarach wyższych napięć znaczenie dla bezpieczeństwa użytkownika ma rezystancja izolacji, jej odporność na uszkodzenia, a także budowa wtyczek i sond, utrudniająca lub wykluczająca możliwość dotknięcia i porażenia. Te kwestie oraz sprawa kategorii mierników (CAT II, CAT III, CAT IV) to odrębne zagadnienie.

Fot. 5

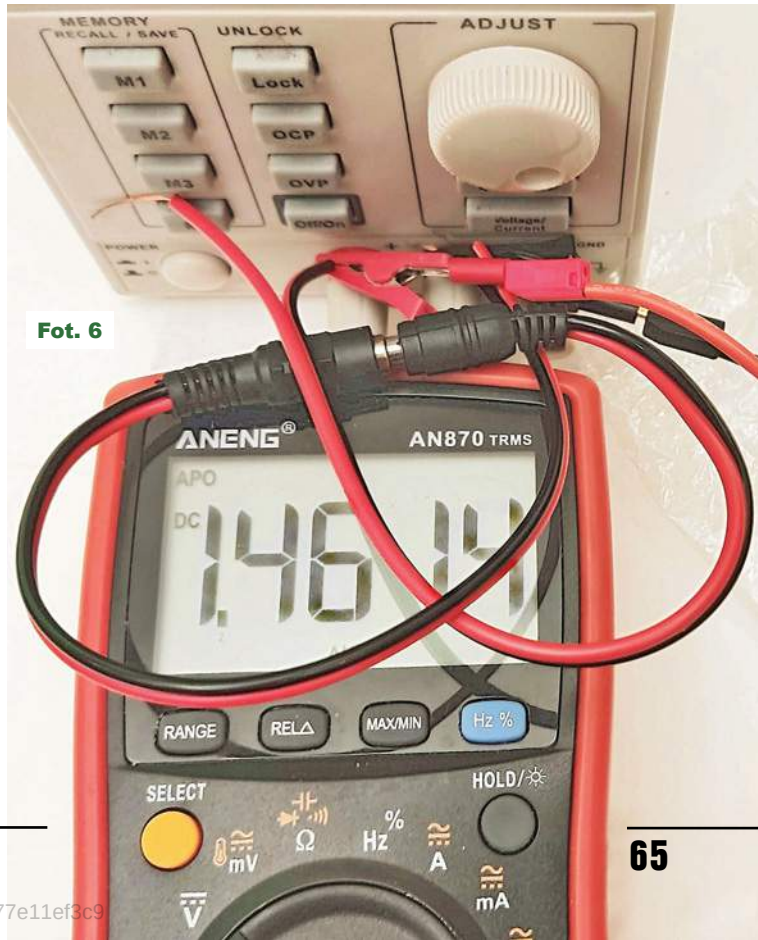
Złacza stykowe

Podczas eksperymentów często wykorzystujemy różnego rodzaju złącza stykowe, w tym chwytaki, popularnie zwane krokodylkami. Nie zastanawiamy się nad rezystancją samego styku i przewodów, które często mają maleńki przekrój.

Sygnałem alarmowym może być **fotografia 6**, pokazująca wynik pomiaru złącza (wtyku i nasadki) popularnego standardu 2,1/5,5mm z cieniutkim kablami (AWG30). Całość ma 50cm długości, a jak widać, spadek napięcia na czarnych przewodach (żyła ujemna – masa) i styku wynosi 1,46V, co przy prądzie 5A daje rezystancję 290mΩ. Czerwony obwód ma podobną rezystancję, około 280mΩ, co w sumie daje 0,57Ω.

Zachęcam Czytelników EdW do podobnych testów. Warto je zrobić w ramach głównego zadania Szkoły Konstruktorów numer 308.

Piotr Górecki



Fot. 6

eprasa.pl 77e11ef3c9

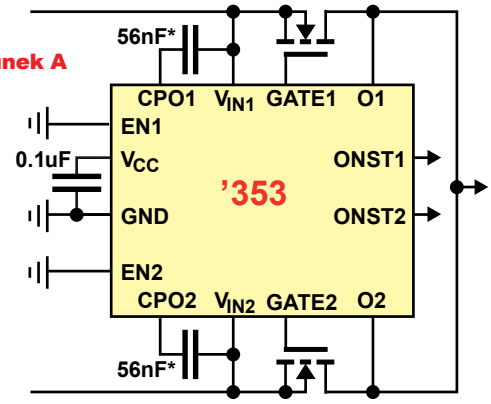
Jak to działa

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

Jak działa i do czego służy taki układ?

Odpowiedzi, koniecznie oznaczone dopiskiem
Jak11,
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 7/2021

W numerze 7/2021 przedstawiony był, pokazany na **rysunku B**, nieskomplikowany układ elektroniczny. Jest to... **układ tak zwanej idealnej diody**.

Zadanie zostało utrudnione na kilka sposobów. Między innymi przez to, że zastosowany kolor jest trochę podobny do standardowego koloru wykorzystywanego w publikacjach Linear Technology (obecnie Analog Devices). Ten kolor mógł sugerować, że poszukiwania należałoby prowadzić na stronie *analog.com*. Tymczasem chodzi o scalony sterownik idealnej diody LM74700 produkcji Texas Instruments.

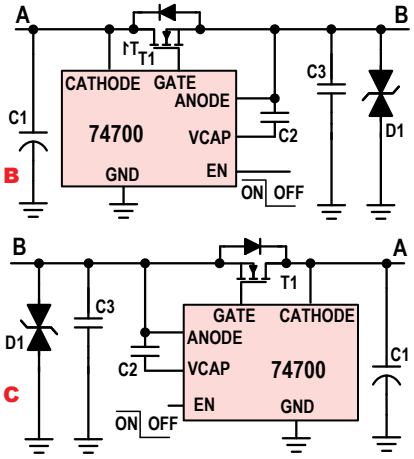
Zadanie zostało utrudnione także przez to, że pochodzący z dokumentacji TI schemat został odwrócony. Śladem na to wskazującym jest zdublowane, odwrócone oznaczenie T1. Wejściem jest punkt oznaczony B, a wyjściem punkt oznaczony A. Łatwiejszą do analizy wersję według materiałów źródłowych pokazuje **rysunek C**.

Zdecydowana większość uczestników prawidłowo rozszyfrowała przeznaczenie i działanie układu.

Oto kilka charakterystycznych cytatów z nadesłanych rozwiązań:

Na rysunku A przedstawiony jest układ tzw. diody idealnej. Jego działanie między innymi polega na zapobieganiu „cofania" się napięcia z kilku źródeł zasilania. (...)

Przedstawiony układ to „idealna dioda". Rolę diody spełnia tranzystor MOSFET. Układ charakteryzuje



się przede wszystkim bardzo małym spadkiem napięcia w stanie przewodzenia, zależnym od spadku napięcia źródło-dren użytego tranzystora MOSFET. Tranzystorem steruje układ 74700. Rolę włącznika-wyłącznika układu 74700 pełni zbocze opadające na wejściu EN.

(...) jest układem zabezpieczającym przed odwrotnym włączeniem zasilania (zamiana biegunów) o bardzo niskich stratach zasilania w normalnej pracy. W układzie pracuje LM74700, który jest sterownikiem tzw. diody idealnej, tzn. diody o bardzo niskim napięciu przewodzenia. Jej rolę pełni MOSFET T1 z kanałem N. Pewnie dla zmylenia cały układ jest pokazany odwrotnie, tzn. wejście zasilające jest w punkcie B, zaś wyjście w punkcie A. (...)

Jest to układ zastępujący diodę blokującą przed odwrotną polaryzacją napięcia zasilania (podanego między GND a punkt B) o małym spadku napięcia na „idealnej diodzie" rzędu 20mV. (...) w skrócie: https://bit.ly/3sZbS8y (...)

I rozwiązanie merytorycznie poprawne, tylko zawierające nietypowe sformułowania: *Rysunek przedstawia prostownik działający z zewnętrznie podłączonym MOSFET-em z kanałem N. Umożliwia sterowanie np. szynami DC. (...) Zaletą układu jest szybkie blokowanie prądu wstecznego, dzięki czemu można go wykorzystać do wymagających systemów podtrzymania napięcia.*

Jeden z uczestników napisał:

Dzień dobry (...) Na wstępie muszę uczciwie przyznać, że sam nie wpadłem na sposób działania i przeznaczenie układu przedstawionego na rysunku. Udało mi się tylko zidentyfikować typ i producenta układu scalonego oznaczonego (...) 74700. Okazało się, że jest to układ typu LM74700-Q1 produkcji Texas Instruments. Po zapoznaniu się z kartą katalogową tego układu wszystko stało się jasne.

Układ LM74700-Q1 jest kontrolerem idealnej diody, a (...) układ jest idealną diodą, gdzie punkt A to katoda, a punkt B to anoda. Jest to typowy schemat aplikacyjny układu LM74700-Q1 podany w jego karcie katalogowej.

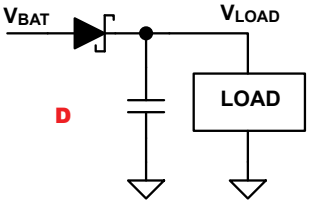
Sterownik LM74700-Q1 jest włączany / wyłączany sygnałem EN podawanym na pin 1. Gdy jest on w stanie wyso-

eprasa.pl 77e11ef3c9

kim, układ idealnej diody jest aktywny. Gdy przepływ prądu od źródła do drenu tranzystora T1 wywołuje różnicę napięć Uanode – Ucathode większą od 50mV, tranzystor T1 jest włączony i idealna dioda przewodzi. W karcie katalogowej układu LM74700-Q1 stan ten jest określany jako stan pełnego przewodzenia (Full Conduction Mode). Dla prądów źródło-dren tranzystora T1 wywołujących różnicę napięć Uanode – Ucathode w zakresie od –11mV do 20mV tranzystor T1 jest utrzymywany w stanie takiego wysterowania, aby różnica napięć pomiędzy anodą i katodą idealnej diody była równa 20mV. Tryb ten jest określany w karcie katalogowej układu LM74700-Q1 jako tryb regulowanego przewodzenia (Regulated Conduction Mode). Dla różnicy napięć Uanode – Ucathode poniżej –11mV tranzystor T1 jest wyłączony i idealna dioda nie przewodzi. Znajduje się ona w trybie określanym w karcie katalogowej układu LM74700-Q1 jako tryb zabezpieczenia prądu wstecznego (Reverse Current Protection Mode). Z pozostałych elementów przedstawionych na rysunku A, kondensator C2 jest elementem pompy ładunkowej sterownika bramki tranzystora T1 w układzie LM74700-Q1, natomiast dioda Transil D1 zabezpiecza układ przed przepięciami od strony anody [czyli wejścia] (...)

Prawie wszystkie nadesłane odpowiedzi były prawidłowe, jednak z treści rozwiązań wynika, że niektóre osoby, które odnalazły i przeanalizowały kartę katalogową LM74700, nie w pełni zrozumiały działanie układu oraz sens zastosowanych w nim rozwiązań. Dlatego warto bliżej zapoznać się z tym układem scalonym.

Otóż omawiany układ na pewno zabezpiecza przed odwrotną biegunowością napięcia wejściowego (w punkcie B). To samo zadanie mogłaby zrealizować jedna dioda, zwykła lub Schottky'ego według **rysunku D**. Tu poważną wadą jest znaczny spadek napięcia U_F i związane z tym straty mocy.



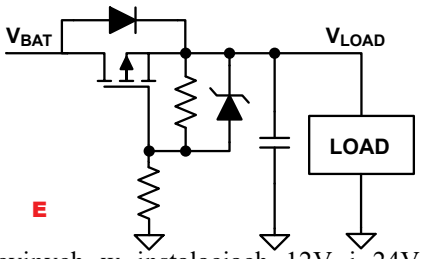
Zdecydowanie mniejsze straty zapewni wersja z MOSFET-em P według **rysunku E**, jednak ma ona pewne wady, zwłaszcza w zastosowaniach motoryzacyjnych, gdzie występują impulsy zakłócające.

Optymalnym rozwiązaniem okazuje się zastosowanie tranzystora MOSFET N, który jednak musi być wysterowany za pomocą odpowiedniego, dość skomplikowanego układu.

Warto zwrócić uwagę, że taki sterownik MOSFET-a N musi mieć wbudowaną pompę ładunku (na rysunkach B, C współpracującą z zewnętrznym kondensatorem C2). Jest to niezbędne, ponieważ współpracujący MOSFET jest właśnie typu N i do otwarcia go potrzebne jest napięcie bramki dodatnie względem źródła, czyli względem punktu B.

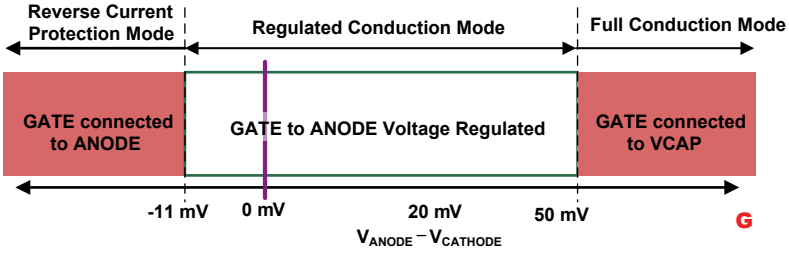
Włączony takim dodatnim napięciem bramki MOSFET T1 może przewodzić prąd w obu kierunkach, a podczas normalnej pracy przewodzi on prąd niety-powo jak na MOSFET-y N: od źródła (punkt B) do drenu (punkt A).

Istnieją sterowniki o prostszej budowie. Natomiast LM74700 jest dość rozbudowany, co pokazuje blokowy schemat wewnętrzny pokazany na **rysunku F**. Wszystko dlatego, że układ ten przeznaczony jest przede wszystkim do zastosowań motoryzacyjnych w instalacjach 12V i 24V. Jego zakres napięć pracy (zasilania) to 3,2V do 65V, a do rozpoczęcia prawidłowej pracy wymagane jest napięcie tylko 3,9V (start-up voltage).

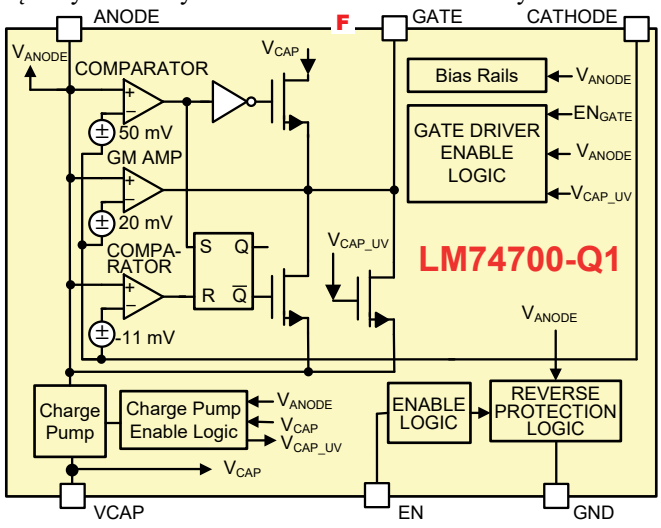


Układ nie ulegnie uszkodzeniu, ale też ochroni przed uszkodzeniem współpracujące obciążenie (układ elektroniczny) przy zdarzających się w instalacjach samochodowych ujemnych impulsach w punkcie B o wartości do –65V. Dla ochrony przed silniejszymi impulsami w układzie zastosowany jest dwukierunkowy ogranicznik D1 (TVS – Transient Voltage Suppressor, Transil).

Zaskoczeniem jest opis trzech trybów pracy pokazanych na **rysunku G**.



To oczywiste, że przy normalnej pracy współpracujący MOSFET (T1) powinien być w pełni otwarty, co pokazuje prawa część rysunku (Full Conduction Mode). W miarę jasne jest też, że w pewnych sytuacjach MOSFET ten ma być w pełni zamknięty, co pokazuje lewa część rysunku (Reverse Current Protection Mode). Zagadką jest, dlaczego w środkowej części rysunku pokazny jest tryb Regulated Conduction Mode, w którym zgodnie z nazwą układ próbuje regulowac stopień otwarcia MOSFET-a T1, żeby uzyskać na nim spadek napięcia 20mV. Gdy spadek ten wskutek znacznego poboru prądu przez obciążenie staje się większy niż 50mV, MOSFET zostaje w pełni nasycony. Najdziwniejsze jest to, że drugi koniec tego zakresu regulacji to punkt, gdzie napięcie na tranzystorze MOSFET T1 jest równe minus 11mV.



eprasa.pl 77e11ef3c9

Dziwią też wskazówki z karty katalogowej, dotyczące doboru MOSFET-a T1. Wydawałoby się, że najlepszy będzie taki, który ma jak najmniejszą rezystancję R_{DSon}. Tymczasem w karcie katalogowej jest zalecenie, żeby nie stosować tranzystorów o jak najmniejszej rezystancji w stanie otwarcia. Nawet w instalacjach 12-woltowych zaleca się stosowanie MOSFET-ów co najmniej 60-woltowych o w miarę dużej wartości napięcia progowego V_{GSth}, rzędu 2V, co oznacza stosowanie MOSFET-ów klasycznych, a nie wersji z niskim napięciem bramki (tzw. logicznych), MOSFET-ów o umiarkowanej wartości R_{DSon}. Takiej, żeby przy prądzie nominalnym (podczas normalnej pracy) spadek napięcia na rezystancji R_{DSon} był zbliżony do 20mV, a nie większy niż 50mV:

$$(20mV / I_{Load(Nominal)}) \leq R_{DS(ON)}$$

$$R_{DS(ON)} \leq (50mV / I_{Load(Nominal)})$$

Przy znacznie mniejszej wartości R_{DSon} można uzyskać mniejsze straty przewodzenia podczas normalnej pracy, ale mała wartość R_{DSon} utrudni pracę zabezpieczenia przed przepływem prądu w niewłaściwym kierunku.

Problem w tym, że gdy MOSFET zostanie otwarty, to równie dobrze może przewodzić prąd w obu kierunkach. Podczas normalnej pracy prąd z akumulatora pojazdu płynie przez punkt B do punktu A i dalej do współpracującego obciążenia. W przypadku niektórych obciążeń (nie wszystkich), trzeba zapobiec przepływowi prądu z kondensatorów w obciążeniu w drugą stronę, od punktu A do punktu B przez otwarty MOSFET T1, czego dokładniejsze omówienie zdecydowanie wykracza poza ramy konkursu.

W każdym razie nie chodzi tu o przypadek zwarcia akumulatora, co byłoby totalną katastrofą. Chodzi o to, żeby spełnić wymagania stawiane układom motoryzacyjnym, które zgodnie z normami testowane są impulsami ujemnymi o dość dużej wydajności prądowej i kształcie pokazanym na **rysunku H**. Zgodnie z ISO 7637-2 pulse 1, napięcie ujemnego impulsu to 600V, a rezystancja wytwarzającego impuls generatora to 50 Ω, co dawałoby impuls prądowy 12A –600V, który nie powinien uszkodzić sterownika i współpracującego obciążenia.

Bez odpowiedniego zabezpieczenia w sterowniku, otwarty MOSFET T1 przepuściłby wtedy w niewłaściwą stronę (od punktu A do B) duże impulsy prądu. I właśnie tryb pracy z płynną regulacją napięcia na bramce T1 (Regulated Conduction Mode), pokazany na rysunku G i komparatory pokazane na rysunku F wprowadzone są po to, żeby jak najszybciej wykryć przepływ prądu w niewłaściwym kierunku i zablokować, wyłączyć MOSFET T1. Następuje to po stwierdzeniu, że na przewodzącym tranzystorze T1 występuje napięcie ujemne o wartości 11mV, co świadczy, że płynie tam „odwrotny" prąd. Zastosowanie MOSFET-a o bardzo małej rezystancji R_{DSon} spowoduje, że układ omawianego zabezpieczenia będzie mniej czuły i zareaguje dopiero przy przepływie znacznego prądu ujemnego. Właśnie dlatego zaleca się zastosowanie MOSFET-a o niezbyt małej rezystancji R_{DSon}.

Układ scalony jest tak zaprojektowany, że wykrycie na R_{DSon} napięcia –11mV jak najszybciej wyłącza MOSFET-a T1, zwierając jego bramkę ze źródłem, co następuje w krótkim czasie około 0,5 mikrosekundy.

Karta katalogowa zawiera też inne wskazówki, jak zrealizować układ, spełniający wymagania norm motoryzacyjnych.

Na zakończenie trzeba jeszcze omówić jeden szczegół, który sprawił kłopot niektórym uczestnikom. Otóż jeszcze raz podkreślmy, że podczas normalnej pracy omawianej tu tak zwanej idealnej diody MOSFET T1 jest otwarty i prąd może przezeń płynąć w obie strony. Może płynąć także „prąd ujemny", czyli od punktu A do punktu B, przynajmniej w sytuacjach gdy napięcie na R_{DSon} nie jest niższe niż –11mV. Nie wszyscy byli tego świadomi. Nie wszyscy prawidłowo interpretowali ten fakt zablokowania, wyłączenia MOSFET-a T1. Tu trzeba wspomnieć, że układ scalony wyposażony jest w wejście EN (Enable), a stan niski na tym wejściu wyłącza, blokuje MOSFT T1. I nieliczni uczestnicy uznali, że dzięki temu analizowany układ jest też przełącznikiem załącz/wyłącz.

Tak nie jest! Jak pokazuje rysunek C, zatkanie MOSFET-a T1 nie blokuje przepływu prądu przez diodę wbudowaną w jego strukturę. Dlatego układ nie może odciąć – rozłączyć punktów A, B.

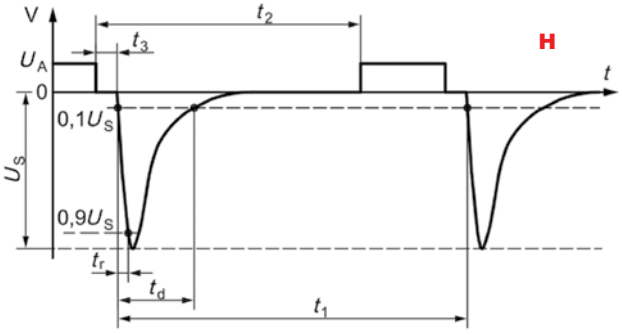
I tu nasuwa się kolejne pytanie: po co więc wejście EN, pozwalające na życzenie wyłączyć MOSFET?

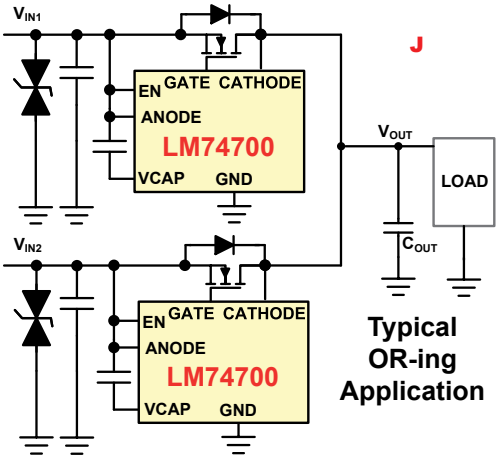
Otóż chodzi tylko o pobór prądu. Sterownik zawiera powielacz napięcia, pompę ładunku, czyli przetwornicę pojemnościową. Podczas normalnej pracy całość pobiera około 0,1 miliampera prądu, co może się wydać wartością małą, ale we współczesnych samochodach jest wiele elektroniki i suma wielu takich małych prądów może znacząco obciążyć akumulator.

Dlatego przewdziano wejście EN, którego stan niski wyłącza przetwornicę pojemnościową, przez co pobór prądu spada do wartości około 1 mikroampera.

Dwa omawiane tu układy idealnej diody mogą też służyć w obwodzie, gdzie obciążenie zasilane może być z dwóch źródeł, co pokazuje **rysunek J**.

Nagrody-upominki za zadanie ***JakDziała7*** otrzymują:
Marcin Kartowicz – Bolechowo,
Bartłomiej Zaworski – Lublin,
Jakub Pląsek – Tomaszówka.
Wszyscy uczestnicy konkursu zostają dopisani do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.





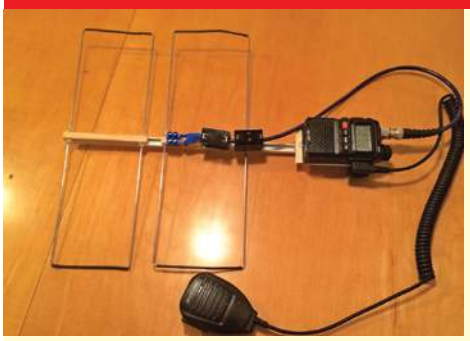
eprasa.pl 77e11ef3c9

EdW 11/2021 – lista osób nagrodzonych:

Michał Duś.....Topolno
Roman Fuławka ..... Radziechów
Robert Głowacki.....Bożejowice
Andrzej Grabowski ..... Poznań
Piotr Grzegorczyk.....Siedlce
Szymon Jabłoński.....Brzeg
Marcin Kartowicz..... Bolechowo
Wojciech Kaszuba ..... Zielonka
Krzysztof .....Czarnowo
Ryszard Magdycz.....Wrocław
Michał Majda ..... Wola Zabierzowska
Rafał Orodziński.....Białystok
Jakub Pląsek .....Niedrzwica Duża
Marcin Rzewucki .....Warszawa
Andrzej Sędzielewski .....Siemianowice Śl.
Michał Słomkowski ..... Poznań
Michał Stach ..... Kamionka Mała
Janusz Tomaszewski..... Pieńsk
Marek Woś.....Łazy
Szymon Wójtowicz.....Warszawa
Bartłomiej Zaworski .....Lublin

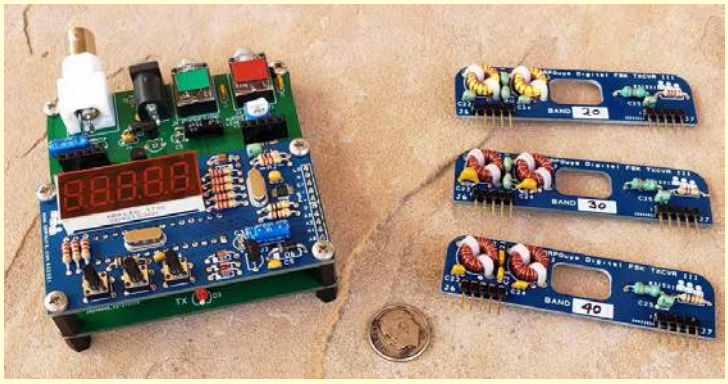
Uwaga! Jeśli do końca listopada poczta nie dostarczy osobie z powyższej listy przesyłki z nagrodą, prosimy zgłosić ten fakt redakcji (22 783 00 20, ewa.dudzik@elportal.pl)

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



Czteroelementowa antena Moxona
Znane konstrukcje anten Moxona składają się z dwóch elementów (wibratora i reflektora) o końcach załamanych i skierowanych do siebie tak, że całość tworzy prostokąt o wymiarach mniejszych niż zwykła antena Yagi o elementach prostych. Rozwinięciem tego konceptu jest konstrukcja anteny OE1WKL na 70cm, mającej dodatkowo dwa direktory o załamanych końcach i tworzące drugi prostokąt.

TRX QRPGuys AFP-FSK
Dużym powodzeniem wśród radioamatorów cieszą się proste transceivery z bezpośrednią przemianą częstotliwości przewidziane do pracy emisjami cyfrowymi, w tym FT8. Prezentowany cyfrowy transceiver o mocy 5W dostępny w formie zestawu z VFO i wymiennymi modułami na pasma HF w połączeniu z komputerem i oprogramowaniem zapewnia pracę emisjami cyfrowymi na jednym z pasm 160 – 10m.



Errare Humanum Est

W ciągu ostatniego miesiąca nie zgłosiliście żadnych błędów w EdW.

R E K L A M A

AVT 2680 Przedwzmacniacz gramofonowy RIAA

Wysokiej jakości przedwzmacniacz korekcyjny do analogowego gramofonu z wkładką magnetyczną. Charakterystyka układu jest pośrednia między starą i nową specyfikacją RIAA. Moduł nadaje się do wbudowania w gramofony nie posiadające żadnej elektroniki (decki), może również zastąpić w sprzęcie popularnym układ wykonany fabrycznie ale o gorszych parametrach. Dużym ułatwieniem podczas takiej adaptacji jest możliwość różnego sposobu zasilania: symetrycznie lub niesymetrycznie.

Znajdź nas na

KITy AVT

eprasa.pl 77e11ef3c9

oferta, formularz zamówienia

AVT sklep

sklep.avt.pl

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

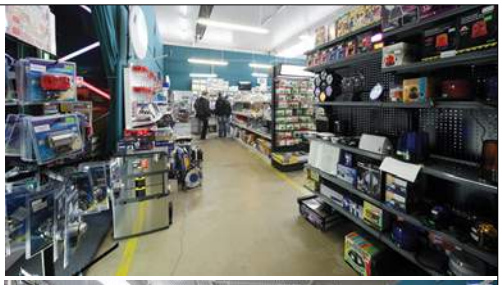
W sklepie internetowym:

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 9/2021

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

Miejsce na **kupon rabatowy** EdW 11/2021

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* ..... *mój numer prenumeraty*

Adres: .....

☐ wysyłka pobraniowa kurierem: 19zł

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

eprasa.pl 77e11ef3c9

To lektura obowiązkowa dla każdego, kto ceni swoje zdrowie!

Przejrzyj całe wydanie on-line i zamów na www.UlubionyKiosk.pl

przesyłka GRATIS

eprasa.pl 77e11ef3c9

Pakiet Elektronika Hobbysty AVT HOBBY BOX

AVT HOBBY! Zestaw specjalnie przygotowany dla hobbystów elektroników!
Wyjątkowość zestawu AVT HOBBY polega na jego zawartości. Panel ekspertów wraz z grupą elektroników praktyków przygotował zestaw podstawowych, najczęściej wykorzystywanych elementów elektronicznych, na bazie których początkujący elektronik bez trudu skonstruuje wiele ciekawych układów, a także pozna sposoby ich działania.
Jak wiadomo, każdy elektronik z czasem tworzy swój własny magazyn części i podzespołów elektronicznych a niniejszy zestaw stanowi doskonałą bazę do zapoczątkowania takiego magazynu.
Całość zapakowana w organizer z systemem ruchomych przegród i przezroczystym wieczkiem.

sklep.avt.pl

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

eprasa.pl 77e11ef3c9