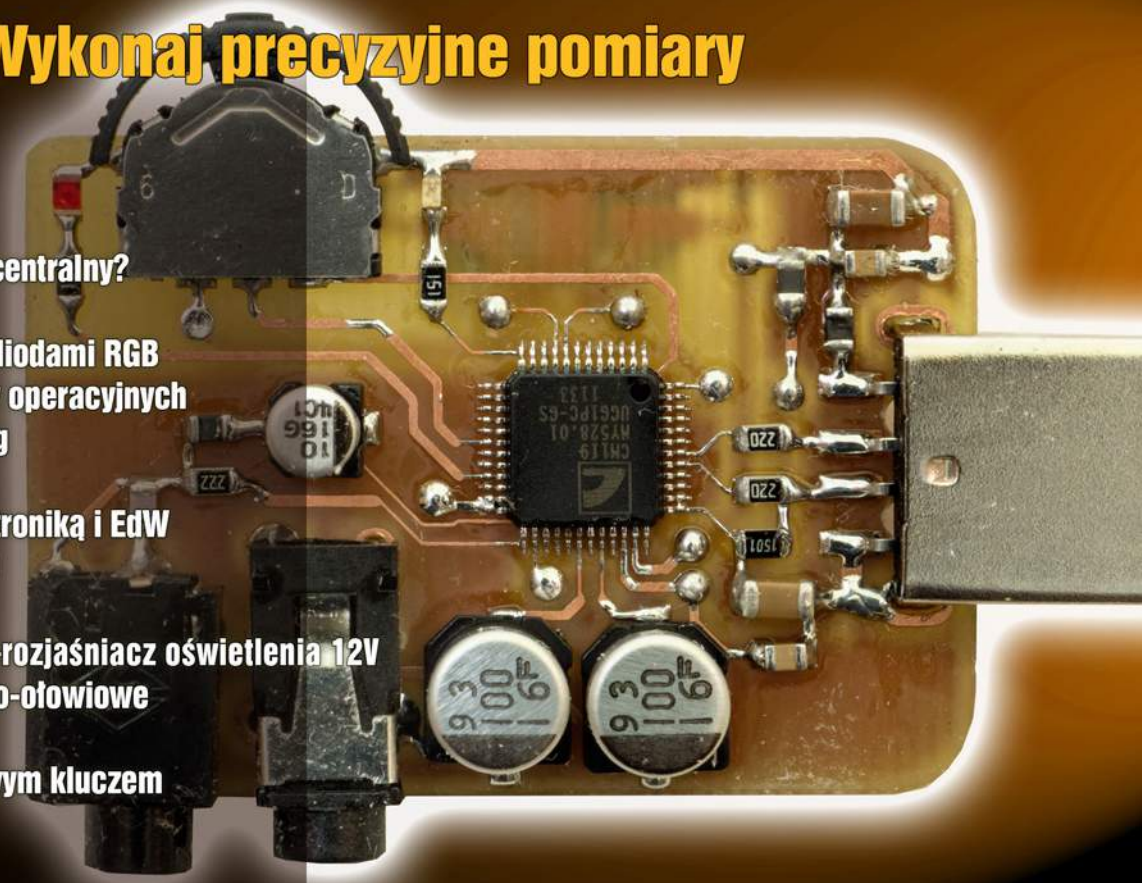
ELEKTRONIKA dla wszystkich

12/2021 GRUDZIEŃ • CENA 13,90 zł (w tym 8% VAT)

www.elportal.pl

Własna karta USB Audio

NanoVNA – Wykonaj precyzyjne pomiary



- Smart home – Punkt centralny?
- Z potrzeby chwili... Efekt świąteczny z diodami RGB
- Miernik wzmacniaczy operacyjnych
- Filozofia sieci – Epilog
- Elektronika i historia
- Moja przygoda z elektroniką i EdW
- Wzmacniacze klasy D
- MPPT
- Powolny ściemniacz–rozjaśniacz oświetlenia 12V
- Akumulatory kwasowo-ołowiowe
- Klasyczny forward z jednotranzystorowym kluczem

INDEKS 333 62X ISSN 1425-1698

9 771425 169214 12

Drukarki 3D
filamenty, części zapasowe
www.thingiverse.com/thing:486983
sklep.avt.pl

Portale branżowe
AutomatykaB2B.pl
ElektronikaB2B.pl
Miejsca dla specjalistów

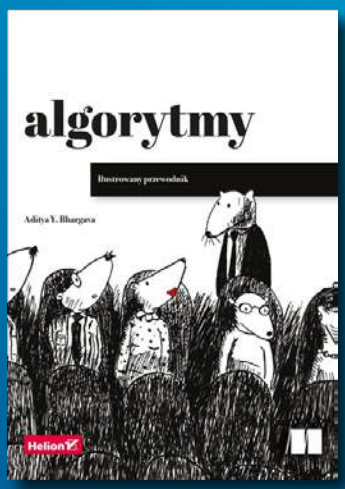
OLED
artronic
OPTOELEKTRONIKA
www.artronic.pl

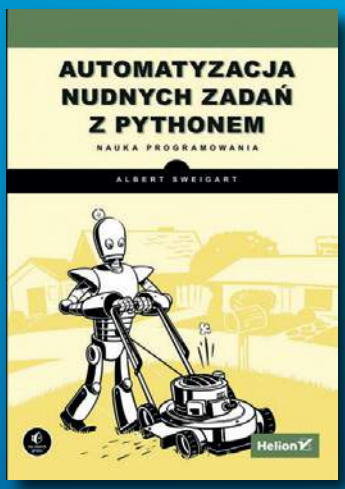
FIRMA PIEKARZ
CZĘŚCI ELEKTRONICZNE
przełączniki
półprzewodniki
złącza
przekaźniki
radiatory
obudowy
i wiele więcej...
www.piekarz.pl

KSIĄŻKI W ULUBIONYM KIOSKU

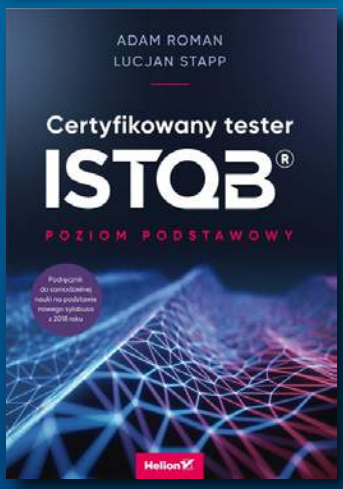
Wybieraj spośród naszych nowości i bestsellerów!





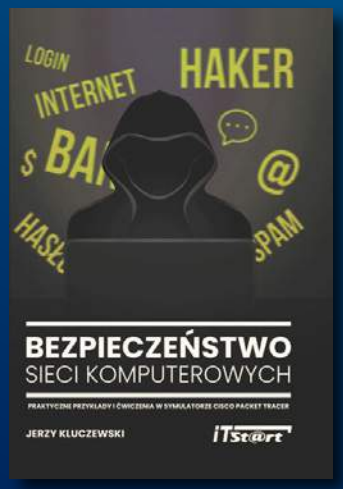














Zobacz pełną ofertę książek na UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 612a2d0f04

Jeszcze nie wiesz, czy elektronika jest twoją pasją?

Oto idealny zestaw na początek.
Twórz obwody bez lutowania na prototypowej płytce stykowej!

W zestawie:
- płytka stykowa
- zestaw elementów do kursu
- lekcje do kursu można pobrać ze strony: *sklep.avt.pl/edwa09.html*

Elektroniczny zestaw edukacyjny

EDW A09

47zł



Ucz się elektroniki bez konieczności lutowania!

W zestawie:
- EDW A09
- płyta CD z lekcjami kursu
- zasilacz do płytek stykowych AVT3072 C
- zasilacz wtyczkowy 230V (wyjście 12V 1.4A)
- zestaw zapakowany w praktyczne pudełko

Rozszerzony elektroniczny zestaw edukacyjny

EDW A09 KPL

80zł



Organizer w zestawie



Przejdź na wyższy poziom i zacznij lutować.

W zestawie:
- lutownica kolbowa 230V
- podstawka pod lutownicę z gąbką czyszczącą
- kalafonia aktywna
- cyna 1mm we fiolce
- szczypce tnące boczne
- 3 zestawy AVT do samodzielnego montażu

Pakiet Startowy Elektronika

AVTPSE

90zł



Organizer w zestawie



A gdy złapiesz bakcyla...

Dobrze jest mieć zawsze pod ręką zestaw niezbędnych podzespołów.

150zł

Wykaz elementów dostępny na stronie: *sklep.avt.pl/avthobbybox.html*

Pakiet Elektronika Hobbysty

AVT HOBBY BOX



Organizer w zestawie



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



Polecamy również zestawy AVT do samodzielnego montażu: *sklep.avt.pl/category/kity-avt*

eprasa.pl 612a2d0f04

Firmy prezentujące swoje oferty w niniejszym wydaniu EdW

ARTRONIC 1

ELMAX 49

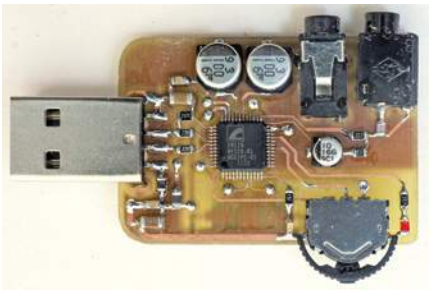
FERYSTER 53

PIEKARZ 1, 39

PRODUCENT AUTOMATYKI GRZEWCZEJ

PW KEY 27

SEMICON 57



str. 17

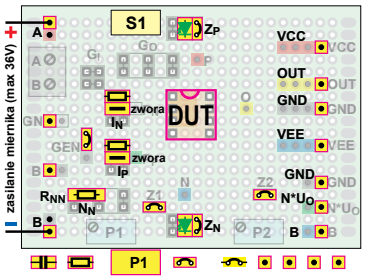
Własna karta USB audio

Budowa własnej karty audio od podstaw to wyzwanie i okazja do zdobycia cennego doświadczenia. Nawet jeżeli nie planujesz takich działań, zapoznaj się z artykułem oraz z jakże ważnymi wnioskami, do jakich doszedł Autor.

str. 22

Miernik wzmacniaczy operacyjnych. Realizacja i konfiguracja

Budzący ogromne zainteresowanie miernik pozwala zmierzyć wszystkie kluczowe parametry wzmacniaczy operacyjnych. Trzeba go jednak odpowiednio skonfigurować, co ułatwią opisane w artykule szablony.





str. 30

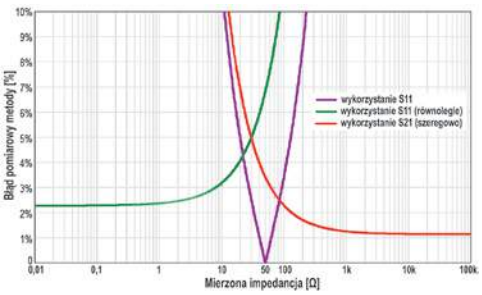
Inteligentny dom także dla Ciebie, czyli jest dobrze, ale nie beznadziejnie. Smart Home – punkt centralny?

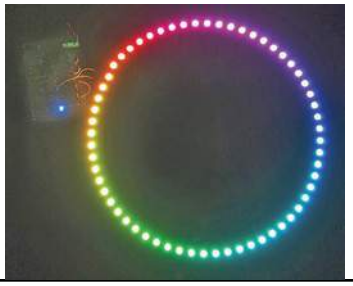
Inteligentny dom można zrealizować na wiele sposobów. W ostatnich kilku latach zmiany w tej dziedzinie wręcz wywróciły wcześniejsze koncepcje. Jaki będzie punkt centralny Twojego?

str. 32

NanoVNA – wykonaj dokładne pomiary

NanoVNA straszy przy pierwszym kontakcie. Jeżeli się jednak nie zniechęcisz, możesz uzyskać bardzo dokładne wyniki pomiarów. Ale zależy to od kilku istotnych czynników, które będziemy szczegółowo omawiać.





str. 60

Efekt świąteczny z diodami RGB

Kolejny układ, który powstał z potrzeby chwili. Moduł ESP12, połączony został z NeoPixel Ring60 – matrycą 60 programowalnych diod WS2812B. Dzięki gotowej bibliotece NodeMCU powstała ozdoba oferująca kilkanaście atrakcyjnych efektów świetlnych.

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 612a2d0f04

ELEKTRONIKA dla wszystkich

Grudzień 12 (311)

Projekty

Projekty AVT

Własna karta USB Audio 17
Miernik wzmacniaczy operacyjnych, część 2 22

Elektronika 2000

Powolny ściemniacz–rozjaśniacz oświetlenia 12V 58

Forum Czytelników

Z potrzeby chwili...
Efekt świąteczny z diodami RGB....60

Szkoła Konstruktorów

Zadanie główne 309
Mając do dyspozycji napięcie stałe 12...14V zaproponuj sposób zasilania dwóch łańcuchów diod LED o napięciu około 30...40V, najlepiej niezależnie za pomocą przewodu trzyżyłowego.... 45
Rozwiązanie zadania głównego 304
Zaproponuj wykorzystanie gotowego modułu do pomiaru napięcia, prądu, mocy lub energii w obwodzie sieci 230V....46
Druga klasa Szkoły Konstruktorów Co tu nie gra? 309, 304.... 52
Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów Policz 309, 304.... 56

Artykuły różne

Elektronika i historia, część 2....13
Felieton: Jubileusz 25-lecia EdW.
Moja przygoda z elektroniką i EdW....16
Wzmacniacze klasy D, część 15....25
MPPT, część 16....28
Inteligentny dom także dla Ciebie, czyli jest dobrze, ale nie beznadziejnie. Część 4 – Smart home – punkt centralny?....30
NanoVNA – wykonaj precyzyjne pomiary, część 1....32
Współczesne akumulatory.
2. Akumulatory kwasowo-ołowiowe....36
Odkrywamy schematy
Klasyczny forward z jednotranzystorowym kluczem, część 4....38
Filozofia sieci. Epilog....40

Rubryki stałe

Nowości, ciekawostki 6
Poczta....8
Prenumerata 12
Skrzynka porad 14
Księgarnia AVT....51
Oferta handlowa AVT 70

Konkursy

Krzyżówka 62
Co to jest? 63
Jak to działa?....66



Grudzień

Nareszcie!
Tak zapewne westchnie wielu Czytelników zobaczywszy, że wreszcie na okładce jest projekt ***Karty audio***, zapowiadany już mniej więcej od dwóch lat. Autor, Michał Stach przekonująco wyjaśnia w artykule przyczyny opóźnienia, pokazuje wyzwania i trudności, ale też zachęca od samodzielnych działań. Nawet gotów jest w tym pomóc. Zapoznajcie się dokładnie z artykułem!
Zapewne wielu zaskoczy aktualizacja obrazka zamieszczonego powyżej. Czas nieubłagalnie płynie, ale nie jest to tylko aktualizacja i pokazanie stanu faktycznego. Jest to kadr z filmu umieszczonego na YouTube:
https://youtu.be/wbc06Reob3o
Świat się zmienia, dlatego oprócz tych paru słów tutaj, postanowiłem zachęcać do lektury EdW i do kontaktów z redakcją bardziej bezpośrednio.
Zapraszam do obejrzenia tego filmu! Ale nie tylko do tego.
Chcemy w maksymalnym stopniu dostosować zawartość EdW do Waszych potrzeb oraz Waszych zainteresowań. A jest to coraz trudniejsze w związku z nieprawdopodobnym rozwojem elektroniki i informatyki Dlatego tak ważne jest sprzężenie zwrotne od Was do nas. Zachęcam do lektury całego grudniowego numeru oraz do udziału w konkursach EdW.

Jak zawsze serdecznie pozdrawiam

Piotr Górecki

Prenumerata – naprawdę warto!

eprasa.pl 612a2d0f04

VW ID.5

Samochody elektryczne są w natarciu i niemal każdy duży producent wiąże z nimi najbliższą przyszłość. Także rodzina ID. Volkswagena poszerzyła się ostatnio o kolejnego członka. Warto zauważyć, że Volkswagen ID.5 ma dwie ważne cechy, które mogą pozwolić mu zdobyć tytuł jednego z częściej kupowanych elektryków w Europie.

Do niedawna jeden z największych producentów samochodów na świecie kojarzył się głównie z autami wyposażonymi w silniki spalinowe – TSI lub TDI. To się jednak zaczyna zmieniać.

Nie mówimy jednakże o planach, które mają zostać zrealizowane w nieokreślonej przyszłości, ale o rewolucji już mającej miejsce. Niemiecki koncern motoryzacyjny już zaprezentował modele ID.3 i ID.4, które zaczynają pojawiać się na publicznych drogach. Co więcej, do portfolio dołączył właśnie Volkswagen ID.5, który ma całkiem sporo wspólnego ze wspomnianym ID.4 ale jest atrakcyjniejszy i ma modniejsze nadwozie. Mamy do czynienia z elektrycznym SUV-em Coupe i pretendentem do tytułu jednego z popularniejszych elektryków na Starym Kontynencie.

Volkswagen ID.5 ma 4,6m długości, 1,85m szerokości i wysokość wynoszącą 1,61m. Przestrzeni na zakupy i walizki nie powinno zabraknąć – bagażnik oferuje 549 litrów pojemności. Zależnie od wybranego wariantu właściciel otrzyma do dyspozycji 174KM lub 204KM, a decydując się na model ID.5 GTX będzie miał aż 299KM. Wersja GTX jako jedyna ma dwa silniki elektryczne – jeden z przodu, drugi z tyłu, a moc jest przenoszona na wszystkie cztery koła.

Volkswagen ID.5 będzie produkowany w fabryce w Zwickau. Pierwsze egzemplarze mają trafić do klientów w 2022 roku.



DLACZEGO SMARTFON SIĘ ROZŁADOWUJE?

Smartfony ładujemy codziennie i całkowicie się do tego przyzwyczailiśmy. Ale czy musi tak być? Czy da się chociaż częściowo obejść ten problem? Dlaczego smartfon tak szybko się rozładowuje?

Xiaomi przygotowało listę najbardziej energochłonnych procesów. Na pierwszym miejscu znajduje się lokalizacja, która – jeżeli jest stale włączona – najmocniej przyczynia się do szybszego uciekania procentów z wskaźnika naładowania baterii. W związku z tym producent zaleca, aby wyłączyć usługi lokalizacyjne jeżeli użytkownik nie potrzebuje z nich korzystać.

Ponadto warto wiedzieć o funkcji Smart Lock – można ustawić, aby urządzenie nie blokowało się w danej lokalizacji (na przykład w domu), co jest bardzo wygodne.

Kolejnym, wymienianym przez Xiaomi powodem, przez który smartfon szybko się rozładowuje, jest korzystanie z aplikacji i popularnych funkcji, jak dzwonienie, granie i oglądanie wideo. Dużo prądu pobiera też włączony ekran, dlatego zaleca się ustawienie jego wygaszania już po 15 sekundach. Podobnie sprawa ma się z jasnością podświetlenia wyświetlacza – warto włączyć automatyczną regulację jego intensywności, aby dostosowywała się ona do panujących warunków.

Energożerny jest również stale włączony Bluetooth – podobnie jak lokalizację, zaleca się wyłączyć go, gdy nie jest używany, choć czasami bywa to mało wygodne.



Niestety Xiaomi nie wymyśliło w tej kwestii nic odkrywczego i dalej musimy czekać na przełom w technologii ogniw, który zaowocuje zwiększeniem ich gęstości energetycznej.

KTO DA WIĘCEJ MEGAPIKSELI?

Wydawałoby się, że wojna na megapiksele to już przeszłość i producenci zaczną się skupiać na udoskonaleniach nie sprzętowych ale tych związanych z oprogramowaniem oraz cyfrowym przetwarzaniem obrazu – szczególnie z użyciem sieci neuronowych. Liczba megapikseli w aparatach smartfonów jednak od wielu lat nieprzerwanie rośnie. I choć jeszcze kilka generacji urządzeń wstecz, wszyscy byli zaskoczeni matrycami o rozdzielczości 48Mpix, dziś nawet obecność w specyfikacji aparatów liczb trzycyfrowych już nie robi na nikim wrażenia.

Jak pokazują statystyki liczba smartfonów, których główny tylny aparat ma 48 megapikseli lub więcej, wzrosła z poziomu 38,7% w pierwszym kwartale 2021 roku do 43% w drugim kwartale. Zmiana ta jest spowodowana między innymi wzrostem udziału smartfonów z aparatami o rozdzielczości 64 megapikseli. Te w analogicznym okresie zyskały 3,5%, dzięki czemu w Q2 2021 było ich 14%.



Rozdzielczość matryc rośnie nie tylko wśród smartfonów ze średniej i górnej półki. Dane pokazują, że przy produkcji budżetowych modeli odchodzi się od stosowania obiektywów z matrycami 8Mpx i mniejszych. Producenci coraz częściej wyposażają najtańsze smartfony w aparaty o rozdzielczości 12 lub 13 megapikseli. Co więcej, są one stosowane również we flagowych konstrukcjach Apple oraz Samsunga, więc analitycy przewidują spory wzrost udziału dwunastek w statystykach obejmujących drugą połowę 2021 roku.

DRON OD APPLE?

Widać że Amerykanie z Cupertino dość ostrożnie wchodzą w nowe segmenty rynku i nie robią tego zbyt często. Nie oznacza to jednak, że Apple jest całkowicie zamknięte na wdrażanie zmian i rozszerzanie swojej oferty. Potwierdzają to patenty, które sugerują opracowanie własnego drona.

Do tej pory firma skupia się głównie na wydawaniu kolejnych generacji dobrze znanych urządzeń, takich jak iPhone'y, iPady czy Maki. Znacznie ciekawiej sytuacja jednak wygląda w kontekście patentów, które regularnie są składane przez Apple do urzędu patentowego w Stanach. Tutaj mogliśmy już usłyszeć o naprawdę interesujących projektach – okularach rozszerzonej rzeczywistości, o własnym samochodzie, a teraz również pojawiły się informacje o dronie.

Jeżeli chodzi o drony, to pierwsze zgłoszenie patentowe dotyczy urządzeń i metod parowania/rozłączania UAV (bezzałogowy statek powietrzny) z kontrolerami UAV. Oczywiście do kategorii bezzałogowych statków powietrznych zaliczają się dobrze znane drony przeznaczone na rynek konsumencki.

Jedna z grafik dołączonych do patentu przedstawia schemat blokowy UAS (bezzałogowy system powietrzny), składający się z jednego lub więcej dronów, które mogą być sterowanie bezpośrednio z wykorzystaniem kontrolera lub ze wsparciem UTM (system zarządzania ruchem bezzałogowym).

Wyraźnie więc widać, że firma obecnie większą uwagę przykłada do sposobów sterowania niż samego urządzenia – zarówno drona, jak i kontrolera. Nie jest jednak powiedziane, że patenty przełożą się na produkt konsumencki.



AMD AERITH

Niedawno firma Valve ujawniła szczegółowe dane dotyczące nadchodzącej własnej konsoli Steam Deck – producent w głównej mierze skupił się na szczegółach dotyczących specjalnie przygotowanego dla tego urządzenia procesora o nazwie kodowej AMD Aerith.

Mamy tu do czynienia z APU wyposażonym w cztery rdzenie fizyczne oraz 8 wątków logicznych procesora, charakteryzującym się podstawowym taktowaniem na poziomie 2,4GHz. W trybie boost zegar rozkręca się do 3,5GHz. Według producenta układ ma oferować 448 GFLOP-ów w zadaniach pojedynczej precyzji (FP32), a więc jest nieco wolniejszy od Ryzena 3 Pro 4450U (473,6 GFLOP-ów). Właśnie ten model, jak się okazało, jest bardzo zbliżonym chipem do Aerith, bo wspomniany Ryzen także ma na pokładzie cztery rdzenie fizyczne Zen 2, a jego pobór mocy TDP to 15W.

Procesor napędzający konsolę Deck nie ma stałej wartości TDP, a więc nie ma stałych limitów – wartość waha się od 4 do 15W w zależności od obciążenia. Głównym ogranicznikiem AMD Aerith będą zatem limity maksymalnie generowanych ramek obrazowych w jednej sekundzie, które nakładać będzie samo Valve, wyręczając nieco w tej pracy deweloperów gier. Producent chce zapewnić wysoką wydajność konsoli niezależnie od tego, czy będzie pracować na baterii, czy w trybie zasilania przez ładowarkę. Warto także dodać, że układ ma być wspierany przez 16GB pamięci operacyjnej LPDDR5.



REDMI WATCH 2

Czy chińskie inteligentne zegarki muszą wyglądać jak Apple Watch? Redmi popracowało nieco nad projektem swojego zegarka i zdołało ulepszyć to i owo względem pierwszej generacji Redmi Watch, jednocześnie kopiując wzornictwo amerykańskiego konkurenta. Odchudzono odrobinę ramki urządzenia, dzięki czemu w prostokątną kopertę z zaokrąglonymi rogami zmieścił się teraz ekran o przekątnej 1,6 cala, a nie 1,4.

Zastosowano też lepszy wyświetlacz – tym razem będzie to OLED a nie LCD. Warto dodać, że rozdzielczość wspomnianego panelu uległa niewielkiej zmianie i jest to 320 × 360 pikseli.

Oficjalne dane wskazują, że poprawiono także czas działania na jednym ładowaniu. Zegarek ma wytrzymać do 12 dni z dala od gniazdka elektrycznego, a więc tyle, ile Redmi Watch w trybie oszczędzania energii. Ładowanie odbywa się za pomocą złącza magnetycznego.



Wewnątrz nowego smartwatcha Redmi pracuje układ Apollo 3.5. Zegarek obsłuży 117 różnych trybów sportowych, w tym śledzenie pływania. Swobodnie zabierzemy go na basen, dzięki wodoodporności do 50m. Oprócz tego, sensory będą mogły monitorować nasze tętno, określać natlenienie krwi, a także sprawdzać jakość naszego snu. Ważnym elementem specyfikacji jest moduł GPS. Redmi Watch 2 jest w stanie łączyć się z satelitami GPS, GLONASS, Galileo oraz Beidou. Nie zabrakło też istotnego modułu NFC. Interesujące jest to, że mimo większego wyświetlacza i ulepszonej baterii, waga urządzenia nawet zmniejszyła się – do 31g, czyli o cztery gramy.

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! Uwaga!
Absolutna nowość!
Zachęcamy do obejrzenia wideowstępniaka naszego Naczelnego, umieszczonego na YouTube:
https://youtu.be/wbc06Reob3o

Radiowa Ośla Łączka

Jestem gorąco zainteresowany. Bardzo proszę o rozpoczęcie cyklu. Pozdrawiam

Piotr Bieranowski

Dzień dobry, chciałbym tylko napisać, że wspieram utworzenie cyklu Radiowej Oślej Łączki w EdW. Choćby dlatego, że na pewno łatwiej będzie zrozumieć materiał z egzaminu krótkofalarskiego: http://www.egzaminkf.pl/home.php. W tych pytaniach nie ma uzasadnień. Widziałem gdzieś nawet, jak niektórzy po zdobyciu patentu twierdzili, że wykuwali niektóre rzeczy „na blachę”. Są tam co prawda pewne wiadomości (sekcja „uczymy się” po prawej na dole), ale (...) zagadnienia są dość krótko przedstawione. Oczywiście nie twierdzę, że ten cykl miałby być przygotowaniem do patentu. Po prostu na pewno by pomógł mi rozjaśnić pewne rzeczy. Z wyrazami szacunku,

Przemysław Kamiński

Dzień dobry, chciałbym wyrazić swoje poparcie dla propozycji nowych rubryk tematycznych: Elektronika i historia oraz Radiowa Ośla Łączka. Jestem prenumeratorem EdW od wielu lat i jak najbardziej popieram nowe tematy. Pozdrawiam

Andrzej Woźniak

Szanowno Redakcjo, odnosząc się do ostatnio wywołanego tematu „NanoVNA”, uważam, że jest to bardzo ciekawy temat. Z niecierpliwością czekam na kolejne części. Jak najbardziej jestem za powrotem do „Radiowej Oślej Łączki”. Pozdrawiam

Kazimierz Socha

Opracowanie przystępnego kursu Radiowej Oślej Łączki jest zadaniem ogromnie trudnym. Naczelny już podjął wstępne prace nad materiałem. Jednak jego opracowanie musi trochę potrwać. Planowany cykl nie będzie ukierunkowany na radioamatorów, którzy chcieliby zdać egzamin na licencję krótkofalarską. Będzie przeznaczonym dla wszystkich kursem, wprowadzającym w podstawowe zagadnienia techniki wysokich częstotliwości oraz łączności radiowej. Dobrym wprowadzeniem i swego rodzaju podbudową kursu są i będą kolejne artykuły na temat NanoVNA.

Witam,
od kilkunastu miesięcy zapowiadany jest artykuł o CNC. Czy się w końcu ukaże?! Pozdrawiam ***J.***

Wszystko wskazuje, że projekt ukaże się już w jednym z najbliższych numerów, może nawet w styczniowym.

Radiowa Ośla Łączka i komentarz do artykułu o rezystorach

Dzień dobry, w odpowiedzi na wstępniak październikowego numeru chciałbym się wypowiedzieć na temat artykułów radiowych w EdW. Jak najbardziej jestem za kontynuacją tematu Radiowej Oślej Łączki. Sam jestem krótkofalowcem starającym się przyciągnąć do tego hobby jak najwięcej osób, zwłaszcza młodych, takich, do których adresowana jest zawartość EdW. Obserwując ostatnie problemy wydawnicze już dwumiesięcznika „Świat Radio”, śmiem stwierdzić, że rozwiązanie polegające na wcieleniu ŚR do EdW byłoby korzystne dla obydwu środowisk (młodych elektroników i krótkofalowców, którzy nie zawsze z elektroniką są za pan brat). (...) Taki ruch z pewnością

eprasa.pl 612a2d0f04

pozwoliłby odetchnąć red. Janeczkowi od trudu pracy wydawniczej i skierować siły na tematy techniczne. Idealnym przykładem jest właśnie Radiowa Ośla Łączka.
Chciałbym także skomentować artykuł dotyczący ***niedoskonałości rezystorów****. Na co dzień pracuję z precyzyjnymi układami elektronicznymi wykorzystującymi rezystory 0,1% i pracującymi w szerokim zakresie temperatur. W przypadku tych elementów, od jakości ich wykonania nie mniej ważna jest technologia produkcji układu docelowego. Chciałbym zauważyć, że prezentowany test zmiany rezystancji pod wpływem temperatury jest daleki od ideału. Z pewnością przyłożenie grota lutownicy do nóżki elementu przy samej obudowie nijak nie odzwierciedla prawidłowego procesu lutowania na fali (czy lutowania rozpływowego w przypadku SMD). Producenci podzespołów gwarantują ich poprawne parametry tylko przy zachowaniu zalecanego profilu temperaturowego podczas lutowania. Niestety, przy tego rzędu dokładności nie da się przeskoczyć kwestii technologicznych, a parametry precyzyjnych układów można popsuć na wiele sposobów. Przykładowo sposobem przechowywania komponentów, temperaturą lutowania, a nawet rodzajem zastosowanego topnika czy środka myjącego. Konstrukcja precyzyjnych urządzeń amatorskich, chcąc nie chcąc, również musi w pewnym stopniu uwzględniać te zagadnienia. Wymusza to zastosowanie odpowiednich materiałów i narzędzi oraz odrobiny wprawy. Łatwo zwalić winę na podrobione podzespoły, jednak nie zawsze musi to być prawdą.*

Pozdrawiam
Paweł Hadam SQ8F

Dzień dobry, na początku serdecznie pozdrawiam całą Redakcję EdW. Jestem elektronikiem hobbystą i od kilku lat czytam EdW. Uważam, iż jest to czasopismo, które według mojej skromnej opinii przekazuje ogrom bardzo rzetelnych informacji. Ale już zmierzam do meritum. Będąc głodny wiedzy na temat transformatorów sieciowych, a w zasadzie ich budowy, postanowiłem przeszukać wszystkie dostępne mi numery EdW. I w zasadzie nic nie znalazłem. Chodzi mi o to, jak dokładnie obliczyć oraz nawinąć transformator sieciowy. Kilka razy w życiu nawijałem transformatory, korzystając z różnych książek i innych publikacji, ale szczerze mówiąc, cel nie zawsze został osiągnięty zgodnie z obliczeniami. Mając rdzeń transformatora nieznanego pochodzenia, nie jestem w stanie określić wartości gęstości strumienia magnetycznego Bm. A korzystając ze wzorów lub monogramu, od niego zależy liczba zwojów na wolt. Mam również problem z dokładnym określeniem, jaką przyjąć gęstość prądu w uzwojeniu. Szczerze mówiąc nie mam pojęcia, ilu ludzi w dzisiejszych czasach samodzielnie nawija transformatory, skoro w większości urządzeń tradycyjne trafa są zastępowane impulsowymi. Zdaję sobie również sprawę z tego, iż dużo łatwiej jest iść i kupić gotowca, ale bywa tak, że mamy jakieś stare transformatory (oczywiście rozbieralne) i chcemy uzyskać z nich jakieś parametry, których rynek nie oferuje. Wtedy możemy samodzielnie takie trafo nawinąć.
Uważam, że jest to interesujący temat i tak sobie pomyślałem, że może w EdW mógłby się ukazać artykuł opisujący to zagadnienie. A może jest ktoś dużo bardziej doświadczony w tej materii, kto chciałby się podzielić swoją wiedzą.
Jeżeli będzie to możliwe, z góry serdecznie dziękuję.

Pozdrawiam
Paweł Lewandowski

Co o tym sądzicie? Czy na łamach EdW należałoby wrócić do tematu klasycznych transformatorów? A może należałoby omówić podstawy dotyczące projektowania wszelkich transformatorów, i klasycznych, i impulsowych, a do tego przypomnieć praktyczne, sprawdzone wskazówki dotyczące uzwojeń klasycznych transformatorów? Piszcie!

Jeden z Czytelników nadesłał kolejno trzy e-maile:

Witam, jestem osobą niemówiącą, interesuję się elektroniką od ponad 15 lat, ukończyłem technikum elektroniczne. Właśnie kupiłem „Elektronikę dla Wszystkich" wydanie wrzesień 2021 i chciałbym poznać tajniki wiedzy o wzmacniaczach lampowych. Nie wiem, czy już były materiały tego pokroju, bo nie czytałem EdW od 10 lat, związane to było z moimi problemami związanymi ze zdrowiem (...) popadłem w inną chorobę związaną z tym, że nie mówię już od stycznia 2018 roku. Ale mam nadzieję, że to mi wkrótce minie. Już czuję się coraz lepiej i lepiej. Naprawiając instalację elektryczną w sześćdziesiątce, przypomniałem sobie o swoim dawnym wspaniałym zainteresowaniu, czyli o elektronice, bo to jest moja pasja, którą praktykuje od maleńkiego, tj. od 14. roku życia. Zacząłem kupować Wasze wydania EdW. Sądząc po lekturze, oceniam, że nadal jesteście na starym dobrym poziomie, choć materiałów o kitach jest coraz mniej. Planuję otworzyć firmę, ale wciąż się waham, czy to się opłaci? Dlatego chciałbym usłyszeć od Was, co o tym myślicie?

E-mail numer 2:

Witam ponownie, po krótkiej przerwie na kawę. Chciałem się dowiedzieć, jak to jest z tą prenumeratą EdW. Czy jak przychodzi do domu gazeta, to płaci się za wysyłkę, czy zawarte jest to w kwocie opłaconej za prenumeratę?

E-mail numer 3:

Witam szanowną Redakcję, mam w posiadaniu kilka ciekawych projektów związanych z elektroniką (...) regulator prądnicy przy sześćdziesiątce p20d, zbudowany na komponentach elektronicznych ogólnodostępnych [oraz] przerywacz kierunkowskazów zaprojektowany w bardzo ciekawy sposób, ułatwiający jego podłączenie (podłącza się do niego tylko dwa kabelki tj. wejście i wyjście). (...) również przeróbka starego prostownika tak, żeby można bezpośrednio zasilić radio samochodowe. Na przyszłość postanawiam zaprojektować wspaniały zasilacz do radia samochodowego z podtrzymaniem pamięci, z wykorzystaniem maleńkiego akumulatora kwasowego, z zabezpieczeniem przed nadmiernym rozładowaniem. Zamierzam również zbudować prosty zasilacz warsztatowy na bazie popularnych podzespołów, a niektóre części już mam.

Karol

Krótkie odpowiedzi:
1. Życzymy zdrowia, jednak Redakcja EdW na pewno nie podejmie się doradzania w tak ważnej i obecnie trudnej kwestii jak prowadzenie firmy.
3. Jeżeli ktoś wykupi prenumeratę w AVT, to Wydawnictwo pokrywa koszty wysyłki czasopisma na terenie kraju. Nie trzeba niczego dopłacać.
3. Od początku istnienia EdW zachęcamy Czytelników EdW do publikowania swoich projektów na łamach czasopisma. Publikujemy wszystkie te projekty, które naszym zdaniem zainteresują szersze grono Czytelników.

Wprost do Naczelnego skierowany został poniższy e-mail:

Szanowny Panie Redaktorze, chętnie bym przeczytał szkolenie z Wi-Fi w czasopiśmie EdW.

Pozdrawiam serdecznie
Paweł Karcz

eprasa.pl 612a2d0f04

EdW to czasopismo dla elektroników, a nie dla informatyków, więc nie sposób szerzej zająć się jakże aktualnym, ale też jakże trudnym tematem Wi-Fi.
Szczegóły są bardzo obszerne, trudne do zrozumienia oraz do wytłumaczenia, jednak rzeczywiście pewne elementarne wiadomości o sieciach Wi-Fi są dla współczesnego elektronika wręcz niezbędne.
Dłuższego, systematycznego szkolenia na łamach EdW raczej nie będzie, ale na pewno będziemy wracać do tematyki Wi-Fi w ramach materiałów na temat inteligentnego domu. Także w kontekście niezawodności i bezpieczeństwa w porównaniu z sieciami przewodowymi Ethernet.

Dzień dobry,
chciałem odnieść się do listu „Czytelnika" (EdW 10/2021 str. 10) na temat sondaży.
Sondaże pewnie są wskazówką dla Redakcji, ale zwykle wypełniają je osoby, które nie są z czegoś zadowolone (innym się nie chce), więc ich rola w ocenie potrzeb czytelników wcale nie jest taka oczywista.
Odnosząc się do tematów zawartych w EdW, uważam, że są dość zrównoważone.
Tytuł czasopisma to „Elektronika dla Wszystkich", a skoro dla wszystkich (a nie wybranych), to i tematy powinny być zróżnicowane, i ... według mnie takie są.
Ma to niestety i te konsekwencje, że nie wszystko się wszystkim podoba. Mnie też nie odpowiadają artykuły, w których omawiane są urządzenia o skomplikowanej budowie albo jakieś sterowniki do bojlerów itp., ale wiem, że są osoby zainteresowane tymi tematami, a ja zawsze znajdę też coś dla siebie. Poza tym, były już takie tematy, które mnie nie interesowały, a po latach wertuję stare wydania EdW, szukam ich i do nich wracam. Bo moje zainteresowania z wiekiem i coraz większą wiedzą też się zmieniają.
Wspomniany przez Czytelnika [trudny] temat TCP/IP akurat mnie bardzo zainteresował. Czy wszystko z niego rozumiem?
Nie!
Ale czytam dalej, potem wracam do tego, co było dla mnie niezrozumiałe, czasami doczytam coś w Internecie i zwykle udaje się zrozumieć. Trzeba też mieć świadomość, że świat elektroniki zmierza coraz szybciej w stronę technik komputerowych i informatycznych. Nie da się tego cofnąć ani ominąć. Warto się ich uczyć.
Temat Arduino także jest dla mnie megaciekawy. Czy można pokazywać błędy w Arduino? Można.
Ale o jakie błędy chodzi? Błędy w oprogramowaniu czy w konstrukcji tego komputerka? Nie bardzo wiem, o co Czytelnikowi chodzi. Zakładam, że chodzi o oprogramowanie. Ale jak pokazywać takie błędy, gdy programów jest tysiące i mają zastosowanie do tak różnych celów, że głowa boli. Jaki to miałoby mieć sens? Czy nie lepiej nauczyć obsługi i programowania? Wtedy Czytelnik sam poprawi błąd, gdy spotka go w jakimś kodzie.
Czy temat o starych urządzeniach jest interesujący?
I tak, i nie. To zależy, co komu pasuje. Ale sądzę, że wielu czytelników ma w domach stare urządzenia, które nie działają, a chcieliby je naprawić. EdW w tym pomaga i nawet jeśli nie naprawiamy sprzętu, który akurat jest omawiany, można skorzystać z wielu porad. Satysfakcja z naprawienia jakieś starego „rupcia" bywa bezcenna, a powrót do elektroniki retro to trochę jak podróż w czasie.
Podsumowując. W moim odczuciu EdW jest dobrym czasopismem. Czy chciałbym, aby wszystkie poruszane w nim tematy były dopasowane do moich zainteresowań?
Oczywiście!
Czy tak jest?
Nie!
I mam świadomość, że pewnie nigdy tak nie będzie, bo jest to „Elektronika dla Wszystkich", a nie tylko dla mnie. I niech tak zostanie.

Pozdrawiam Redakcję i Czytelnika,
Sławek

Kontynuacja artykułów: Dokładność modułowych mierników prądu stałego

Dzień dobry,
jestem zainteresowany kontynuacją tego typu artykułów.
Nawiązując do cyklu o budowie zasilacza liniowego, nasuwa się pytanie, jak zrealizować funkcję ochrony przed przeciążeniem, bez zbędnego powiększania rezystancji?
Załóżmy, że wstawiamy tam taki moduł do wyświetlania prądu pobieranego, więc mamy już jedną rezystancję szeregową i teraz dokładamy drugą – pomiarową w naszym układzie, aby mógł on rozłączyć obwód, gdy popłynie za duży prąd. Aż chciałoby się wykorzystać odczyty z DAC na rezystancji, która już jest w module amperomierza. Wiąże się to z podsłuchiwaniem komunikacji, gdzie Arduino może być zbyt wolne. Jeśli udałoby się zachować parametry, może udałoby się niejako skopiować dobry układ z chińskiego modułu z tym samym DAC, wzbogacając go o funkcję wysterowania przekaźnika/MOSFET-a odcinającego zasilanie. Tylko trzeba to jeszcze skalibrować... Jest jeszcze taka możliwość, że są jakieś dane wysyłane na złącza diagnostyczne używane podczas kalibracji w fabryce.
Z pewnością zakupię jeden z opisanych modułów i sprawdzę. Myślę, że z tematem dokładnych pomiarów U/I każdy się kiedyś spotka i warto temat podrążyć :-)

Przemek

Ulepszanie amperomierzy

Dzień dobry,
nawiązując do (...) artykułu z EdW 11/2021 i propozycji ulepszenia chińskich amperomierzy, myślę, że nie ma co czekać na listy czytelników i w najbliższym numerze EdW bardzo przydatnym byłby artykuł na ww. temat.
Myślę, że wiele osób zakupiło takie mierniczki i obecnie leżą niewykorzystane.

Pozdrawiam serdecznie
Ryszard

PS Bardzo dziękuję za upominek, którego się nie spodziewałem.

Do Naczelnego skierowany był poniższy e-mail:

Dzień dobry,
we wrześniowej EdW z 2020 roku w cyklu „Z potrzeby chwili.." przedstawił Pan artykuł „Sterownik nawadniania". Zaciekawiła mnie informacja na temat sterowania elektrozaworami z cewkami 24VAC prądem stałym. Niestety, nie było kontynuacji tego tematu.

eprasa.pl 612a2d0f04

Jako że właśnie zakończyłem montaż mojego systemu nawadniania, w którym do sterowania mam 29 elektrozaworów, przyszła pora na wykonanie jakiegoś sterownika. Elektrozawory, które posiadam, to elektrozawory firmy Rain Bird 100-HV z cewkami na prąd przemienny 24VAC. Na początku planowałem wykonanie sterownika z wykorzystaniem triaków do załączania elektrozaworów, ale znalazłem informacje w Internecie, że wszystkie zawory deklarowane jako 24VAC są to zawory z cewką DC na 9V. Stąd podczas pracy zaworu na napięciu 24VAC brzęczenie i nagrzewanie się, co faktycznie w moim przypadku ma miejsce. Po podaniu zasilania 9VDC na elektrozawór ten się otwiera i nie słychać żadnego brzęczenia, ale ma to miejsce „na sucho" na stole. W już zamontowanej instalacji pod ciśnieniem, aby zawór się otworzył, musiałem podać 12VDC.

Wykonałem pomiary rezystancji (oporności czynnej) cewki takiego elektrozaworu i wynosi ona około 80Ω, co daje przy zasilaniu 12VDC około 150mA pobieranego prądu (potwierdziły to także pomiary multimetrem pobieranego prądu przez cewkę). Daje to w sumie tylko 1,8W pobieranej mocy, więc teoretycznie zawór powinien pracować poprawnie i nie powinien się grzać.

Wykonałem także pomiary przy prądzie przemiennym 24VAC i pobierała ona prąd rzędu 155mA, więc stąd wynika, że moduł impedancji Z przy rezystancji 80Ω wynosił około 155Ω. Stąd można było wyliczyć reaktancję cewki X_L, która wyszła około 135Ω. Mając R i X_L, można wyliczyć tgφ, który wyniósł 1,73, co daje nam kąt przesunięcia około 60 stopni. Mając kąt przesunięcia fazowego, wyliczyłem cosφ, który dla 60 stopni wynosi 0,5 i wyliczyłem moc czynną pobieraną przez cewkę P=U I cosφ = 1,86W, a więc praktycznie taką samą, jak przy zasilaniu cewki prądem stałym przy napięciu 12VDC.

Stąd moje pytanie, czy ma Pan już jakieś doświadczenie w zasilaniu tych cewek prądem stałym? Czy zawory zachowują się poprawnie i przy jakim napięciu są sterowane oraz czy zauważył Pan jakieś problemy z ewentualnym magnesowaniem rdzenia cewki? Z moich doświadczeń wynika, że przy prądzie stałym 12V cewka pracuje bezszelestnie i pewnie. Natomiast przy zasilaniu znamionowym napięciem 24VAC głośno brzęczy. Mam nadzieje, że Pańskie doświadczenia utwierdzą mnie w przekonaniu, że elektrozawory z cewkami na 24VAC śmiało można zasilać prądem stałym o napięciu 12VDC.

Z poważaniem
Artur Żółtowski

Autor przedstawionego e-maila otrzymał bezpośrednią obszerną odpowiedź. Ogólnie biorąc, typowe elektromagnesy w elektrozaworach membranowych do nawadniania oznaczane 24VAC, mogą pracować przy prądzie/napięciu stałym. Tylko napięcie to musi być dużo niższe niż 24V. Zasilanie napięciem zmiennym 24V jest najprostsze. Przy zasilaniu napięciem stałym pojawiają się dodatkowe problemy. Temat coraz bardziej popularnych systemów automatycznego nawadniania, w szczególności kwestie sterowania zaworów membranowych i kulowych będą szerzej omówione w najbliższych numerach EdW.



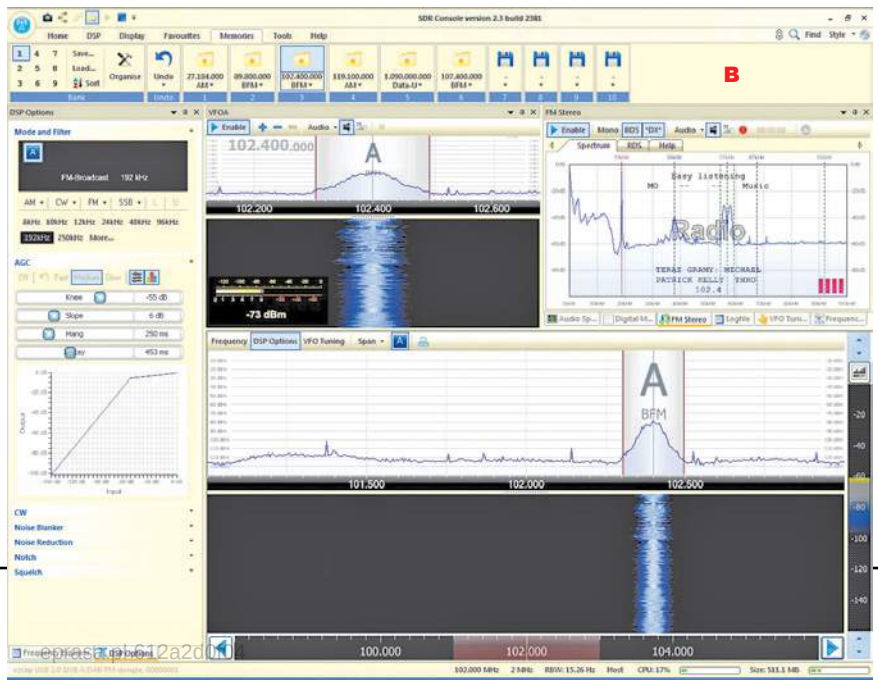
Dzień dobry,

*bardzo cieszę się, że w EdW pojawił się temat SDR. W ciągu kilku ostatnich lat z lepszych i gorszych tunerów SDR udało mi się w końcu trafić na model widoczny na **fotografii A**, a dystrybuowany przez stronę RTL-SDR.com. Stronę tę mogę polecić również jako źródło wiedzy z dziedziny łączności. Natomiast z wielu programów wspierających SDR przystępna i stabilnie działająca jest **SDR_consola (rysunek B)**. Trudno uwierzyć, że sygnał FM tyle razy obrabiany cyfrowo ma lepszą jakość niż odbierany w klasycznym, analogowym odbiorniku. Do tego można sobie przypomnieć budowę sygnału FM: część wspólną audio, pilot stereo na 19kHz, składowe L/R oraz sygnał RDS. Niestety SDR ma 2 podstawowe wady: wymaga połączenia z PC ew. smartfonem z funkcją OTG i zbiera masę zakłóceń z komputera. Widmo zapełnione jest prążkami pseudotransmisji, a tak naprawdę odbierane są wszelkie harmoniczne magistral. Zresztą podobnie dzieje się po podłączeniu i próbie sterowania z PC odbiornikiem nasłuchowym. Zatem pomimo niezaprzeczalnych zalet SDR, do udanych odsłuchów najlepiej nadają się urządzenia zasilane bateryjnie.*

Pozdrawiam
Michał Stach

Kto jeszcze podzieli się swoimi doświadczeniami?

Upominki za listy do Poczty otrzymują: ***Paweł Hadam***, ***Sławek***, ***Michał Stach*** oraz ***Artur Żółtowski***.





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 612a2d0f04

Elektronika i historia część 2

Korzyści ze stosowania w zasilaczu przetwornic napięcia – przykłady z praktyki serwisowej

W pierwszym odcinku omówiliśmy historię wprowadzania zasilaczy impulsowych do sprzętu elektronicznego.

O korzyściach, jakie przyniosło wdrożenie zasilaczy impulsowych, niech świadczy jeden przykład, który przytoczę ze swojej wieloletniej praktyki serwisowej. Nie przypomnę sobie jednak nazwy i modelu tego telewizora. Ale był to mały telewizor z ekranem 10 cali. Jeden z pierwszych kolorowych tego typu, zwany turystycznym. Zapewne z tego względu, że częściej był używany na kempingu, aniżeli w mieszkaniu. Już wtedy w telewizorach większych stosowano przetwornice, ale konstruktorzy zapewne stwierdzili, że do tak małego odbiornika zasilacza impulsowego stosować nie warto. Zapotrzebowanie mocy tego telewizorka było zapewne na poziomie 20 watów, choć razem z zasilaczem ok. dwa razy tyle. Zastosowano zasilacz klasyczny, jak na owe czasy (ostatnia dekada ubiegłego wieku). Czyli transformator sieciowy, prostownik Graetza po stronie wtórnej i stabilizator liniowy. Całość odbiornika była zaprojektowana na zasilanie napięciem 12V. To trochę dziwne, bo łącznie z układem odchylania poziomego, co miało też dalsze konsekwencje.

W każdym razie odbiornik zadowalał się jednym napięciem o typowej wartości 12V. Taka konstrukcja podyktowana była też tym, że jako odbiornik turystyczny mógł być zasilany z akumulatora samochodowego. Pracował wtedy praktycznie z pominięciem zasilacza. Ale przy zasilaniu z sieci... były problemy! Postregulator liniowy za trafem sieciowym wykonany był jako zalana hybryda. Mimo że przykręcona była do grubej i sporych rozmiarów blachy aluminiowej – radiatora, grzało się to okropnie! 90% awarii to było uszkodzenie tego zasilacza. Hybryda była nienaprawialna, a schemat tego odbiornika był nieosiągalny. Wobec takiej konstrukcji, posiadanie schematu nie było konieczne. Wielokrotnie naprawiałem ten odbiornik, wyrzucając hybrydę stabilizatora liniowego, wykonując na piechotę (na dyskretnych tranzystorach) układ zastępczy. Do pozostałej (po wymontowaniu hybrydy) blachy należało przymocować jedynie tranzystor regulatora szeregowego. Oczywiście grzał się tak samo, pod tym względem nie było i nie mogło być żadnej różnicy. Ale cenny telewizor był uratowany.

W późniejszych wersjach odbiorników tego typu zastosowano modyfikację w postaci postregulatora pracującego impulsowo. Podobna z wyglądu hybryda, tak samo zamontowana, ale o wiele sprawniejsza energetycznie. W tej nowszej konstrukcji już problemu nie było. Odbiornik trafiał do serwisu rzadziej i z innymi usterkami. Jeśli była to usterka w ramach zasilacza, to przede wszystkim uszkadzały się diody prostownika Graetza, uszkadzały się termicznie, mimo że były to grube diody sporego rozmiaru. To też pokłosie zastosowania transformatora sieciowego. Wśród uwag do tego odbiornika należy dopowiedzieć, iż przyczyną kłopotów był nie tylko zasilacz liniowy z samej swojej istoty. Transformator był nawinięty ze zbytnim zapasem. Ale to się bezpośrednio wiąże z tego typu konstrukcją. Projekt transformatora sieciowego musi uwzględniać kilka kompromisów, czasem trudnych do wyważenia. Młodzi adepci elektroniki nie mogą pamiętać, iż zasilacze liniowe z trafem sieciowym były też adaptowane do sieci europejskiej i amerykańskiej równocześnie. Miały przełącznik włączający tylko pół uzwojenia pierwotnego. Ale z tym też wiązały się inne problemy.

Często nie dostrzegamy dobrodziejstw, jakie przyniosło opracowanie sprawnych współczesnych zasilaczy impulsowych. Obecnie wydaje nam się to normalne. Co najwyżej, serwisanci narzekają na trudności napraw. Oczywiście, że łatwiej było zdiagnozować i naprawić zasilacz liniowy „starego typu”. Powyższy przykład podaję, aby uzmysłowić te dobrodziejstwa: nawet w tak małym telewizorze o niewielkim poborze mocy okazało się, że warto zastosować w zasilaczu przetwornicę. Należy jednak pamiętać, że w tamtym czasie (lata 80., 90.) oznaczało to sporą komplikację konstrukcji całego urządzenia.

Drugim przykładem niech będzie też odbiornik turystyczny polskiej produkcji Vela 202 i Vela 203. To telewizor czarno-biały o bardzo wdzięcznej konstrukcji, konkurujący w owym czasie z radzieckim Junostem. Tu tranzystor stabilizatora szeregowego 2N3055 był przykręcony do na tyle „dużej blachy”, że z przegrzewaniem problemów nie było. Nie wyrabiał natomiast czterdziestowatowy transformator sieciowy i to była jedna z częstszych awarii tego odbiornika. W późniejszym czasie zastosowano transformator TS50/11 (50-watowy) i awaryjność Veli zdecydowanie spadła. Vela 202 była mniej przyjazna z powodu tego, że była zasilana napięciem ujemnym względem masy. A wszystko z tego powodu, że pierwsze głowice w.cz. wymagały napięcia ujemnego –12V, a pozostałe obwody były zasilane +12V. Ta konstrukcja wymagała trochę gimnastyki od konstruktora, aby zasilić całość odbiornika jednym napięciem. Ale to opowiadanie na inny odcinek. W Veli 203 zastosowano nowszą głowicę, z tranzystorami npn, więc problem „fikuśnego” zasilania zniknął.

Pierwsze przetwornice zadomowiły się w urządzeniach o mocy rzędu 100W. Tu mieściło się większość telewizorów, choć perła polskiej elektroniki Jowisz 04 potrzebował mocy ponad 200W. To z powodu typu kineskopu, a właściwie jego cewek odchylających. Zasilacz Jowisza wzbudzał zachwyt, podobnie jak i reszta jego podzespołów. Prekursorem Jowisza był T5601 konstrukcji wywodzącej się od Thomsona. Mówiono, że Jowisza wykonano na tej licencji. Ale nic podobnego! Obie konstrukcje nie były w niczym do siebie podobne. To też temat na osobny odcinek. T5601 nie miał zasilacza, bo i nie potrzebował! To cenna cecha OTV z odchylaniem tyrystorowym. A dlaczego? Też możemy wyjaśnić w innym odcinku, jeśli będzie takie zainteresowanie ze strony Czytelników.

Ciąg dalszy na stronie 16

eprasa.pl 612a2d0f04

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.

Podstawowe informacje o *detektorach złączy półprzewodnikowych* (NLJD) były podane w poprzednim numerze.

NJLD to nieliniowy radar, który wysyła sygnał radiowy i mierzy sygnały odbite, ale nie te o częstotliwości sygnału nadawanego, tylko jego harmoniczne, przede wszystkim drugą i trzecią.

Problem jednak w tym, że detektor NLJD daje fałszywe pozytywne wskazania. Przede wszystkim właśnie tam, gdzie występują nie tylko elementy metalowe po części skorodowane (i występujące tam złącza MOM, metal–oxide–metal), ale też tam, gdzie występują rozmaite złącza różnych innych materiałów przewodzących, np. bimetale.

Dlatego praktycznie użyteczne detektory NLJD muszą rozróżnić, czy chodzi o podsłuch, zawierający klasyczne elementy półprzewodnikowe, czy też są to jakieś ogniska korozji. Do takiego rozróżnienia wykorzystuje się proporcję, stosunek drugiej i trzeciej harmonicznej sygnału podstawowego. Wynika to w sumie z charakterystyki napięciowo-prądowej badanego złącza. W przypadku klasycznego półprzewodnikowego złącza p-n charakterystyka nie tylko jest nieliniowa, ale jest silnie niesymetryczna (przewodzenie prądu tylko w jedną stronę), dlatego generalnie druga harmoniczna jest wtedy silniejsza niż trzecia. W przypadku rdzy (korozji) zwykle charakterystyka jest nieliniowa, ale niekoniecznie niesymetryczna. Wtedy dominuje trzecia harmoniczna. W praktyce nie jest to jednak tak proste, jak przedstawia powyższy opis. Dlatego ostatecznej oceny dokonuje nie przyrząd, tylko człowiek, którego doświadczenie ma tu ogromne znaczenie.

Często przy badaniu – poszukiwaniu podsłuchów – stosuje się opukiwanie obiektów, ponieważ drgania mechaniczne dają inne efekty i zmiany wskazań NLJD w przypadku „fałszywych obiektów”, jak ogniska korozji, a inne w przypadku poszukiwanych półprzewodników (ściślej nie dają wtedy zmian). Dlatego też badanie za pomocą NLJD zawsze jest czynnością żmudną i długotrwałą, bo po wstępnych przygotowaniach i testach trzeba starannie „prześwietlić” czy „oświetlić” badane pomieszczenie lub budynek kawałek po kawałeczku.



Jedna sprawa to fałszywie pozytywne wskazania wynikające, najprościej biorąc, z rdzy. Druga sprawa to czułość metody. Trzeba wziąć pod uwagę, że powstające i odbierane przez przyrząd sygnały harmoniczne są bardzo słabe. Czułość metody zależy od mocy wysyłanego radiowego promieniowania „podstawowego”, i to nieliniowo: czym większa moc nadawanego sygnału, tym lepsza czułość. Łatwo to zrozumieć na wcześniejszym uproszczonym przykładzie z diodą: dioda krzemowa ma właściwości logarytmiczno-wykładnicze i zaczyna przewodzić znaczący prąd dopiero przy napięciu ponad pół wolta, więc przy słabych sygnałach czułość metody jest bardzo mała. Wykrywacze NLJD o mocy promieniowania poniżej 100mW są zupełnie bezużyteczne. Z drugiej strony, silne promieniowanie radiowe jest szkodliwe dla ludzi i zwierząt. Zastosowana antena musi być kierunkowa. Z uwagi na kwestie bezpieczeństwa dostępne w handlu wykrywacze NLJD mają ograniczoną moc nadawania. Można przyjąć, że dopuszczone na ogólnodostępny rynek profesjonalne detektory NJLD mają moc ograniczoną do około 1W, a wersje dla służb specjalnych i wojska – do 4 watów. W Internecie można jednak znaleźć informacje, że przeznaczone dla służb specjalnych najbardziej czułe detektory z byłego Związku Radzieckiego i Rosji miały i mają moc, a więc i czułość, zdecydowanie większą.

Dziś najczęściej wykorzystywane są detektory NLJD pracujące na częstotliwościach około 900MHz (888MHz i 915MHz), a więc ich obwody odbiorcze wykrywają bardzo słabe sygnały o częstotliwościach około 1800MHz i 2700MHz. Dostępne są też wykrywacze o częstotliwościach pracy 2400MHz, a także innych.

Fotografie A, **B** pokazują bodaj najpopularniejszy na Zachodzie wykrywacz ORION NJE-4000.



eprasa.pl 612a2d0f04

W detektorach NLJD stosuje się różne tryby pracy oraz rozmaite sposoby zwiększania czułości i odporności na fałszywe wskazania. Niektóre mają wyświetlacze, które prezentują odebrane sygnały, inne wyposażone są w sygnalizatory akustyczne. Szczątkowe informacje o szczegółach budowy można znaleźć w ofertach handlowych. Już lektura takich fragmentarycznych danych jest interesująca. Przykładowo niektóre pracują przy różnie zmienianej częstotliwości (np. przemiatanie albo tzw. *frequency hoping*). Dostępne są wykrywacze pracujące w dwóch pasmach (np. rosyjskie Lornet na 790MHz i 3600MHz). Ale oczywiście szczegóły są tajne.

Fotografia C pokazuje wieloczęstotliwościowy rosyjski wykrywacz Lornet Star.

W Internecie można też znaleźć informacje o tego rodzaju wykrywaczach, które nie tylko wykorzystują powstawanie sygnałów harmonicznych (druga i trzecia harmoniczna), ale też powstawanie sygnałów intermodulacyjnych. Najprościej biorąc, nadawane są wtedy dwa sygnały o różnych częstotliwościach, co powoduje powstawanie nie tylko ich harmonicznych, ale też sygnałów o częstotliwościach będących ich sumami i różnicami częstotliwości podstawowych i ich harmonicznych. Sporo informacji o detektorach NLJD można znaleźć w Internecie, głównie po angielsku. Można wpisać



c

w wyszukiwarkę takie hasła jak: ***detector NLJD*** albo ***non-linear junction detector***. Fascynujące są informacje na temat walki wywiadów USA i ZSRR w związku z NLJD, w tym o budowie w latach 70. ambasady USA w Moskwie, gdzie do betonu dodano mnóstwo… diod, które miały maskować podsłuchy, a także późniejsze „znaleziska" sprzętu szpiegowskiego w ambasadzie ZSRR w Kanadzie (*https://www.airforcemag.com/PDF/MagazineArchive/Documents/2012/September%202012/0912embassy.pdf* w skrócie: *https://bit.ly/2WMb2Ax*.

Ciąg dalszy na stronie 21

100% elektroniki

Prenumerujesz
Elektronikę Praktyczną
+
Elektronikę dla Wszystkich?

W promocji
1 + 1 = 3
otrzymasz bezpłatną
prenumeratę Elektronika



na www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 612a2d0f04

Jubileusz 25-lecia EdW
Moja przygoda z elektroniką i EdW

Już na początku chciałbym Redaktorowi i Redakcji najserdeczniej życzyć wszystkiego najlepszego! Przede wszystkim zdrowia (to najważniejsze!), a także wszelakiej pomyślności w życiu zawodowym i osobistym i kolejnych co najmniej! 25 lat na stanowisku kapitana EdW – lepszego nie będzie!

Chciałbym pokrótce opisać, jak rozpoczęła się moja przygoda z elektroniką, a potem z EdW. Otóż – będę szczery – dość późno, bo dopiero na studiach.

Wcześniej w ogóle nie interesowałem się tematem elektroniki, nigdy też nie rozważałem jej jako mojego zawodu czy hobby. Traf losu sprawił, że dostałem się na studia na kierunek elektronika i telekomunikacja. Będąc kompletnie „zielonym" w tematach elektronicznych (ukończone liceum ogólnokształcące), poprosiłem znajomego automatyka (jednocześnie elektronika-hobbystę) o pomoc w zarażeniu mnie „bakcylem".

Postanowił razem ze mną zmontować grę zręcznościową opartą na układzie scalonym – licznik CD4017. Gra polegała na przebyciu drogi z powyginanego drutu za pomocą metalowej pętelki, nie dotykając jednym elementem o drugi. Licznik zliczał utracone „szanse", zaświecając po kolei diody. Jednak traf chciał, że coś poszło nam nie tak i układ nie działał do końca prawidłowo. Nie odpuściłem tematu.

Sam skonstruowałem kolejny jego egzemplarz (przy okazji ucząc się techniki tworzenia płytek PCB metodą termotransferu). Potem przyszła kolej na mikrokontrolery (ATTINY2313) – i tu z pomocą przyszła mi znakomita pozycja autorstwa Pana Redaktora – „Mikrokontrolery dla początkujących", do dziś zresztą zajmująca honorowe miejsce na mojej półce z książkami. Tak też dotarłem w Internecie na ślad EdW i stałem się regularnym czytelnikiem. Studia ukończyłem, lecz w zawodzie nie pracuję, aczkolwiek elektronika jako hobby towarzyszy mi do dziś i jest wspaniałym obszarem do odkrywania świata, który stał się nieodłącznym elementem mojego życia :)

Z pozdrowieniami
Radosław Kukuła

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

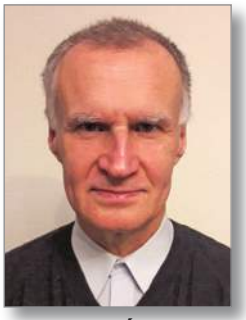
Kończąc bieżące opowiadanie, należy powiedzieć, że pierwszym telewizorem z przetwornicą w zasilaczu był na naszym rynku Sony KV1820, sprzedawany w sieci Pewexu za dolary. Odbiornik przystosowany w pełni na nasz rynek, bo zawierający jedynie dekoder systemu SECAM. To nie była jakaś adaptacja konstrukcji przeznaczonej na rynek zachodni. Odbiornik ten zawierał wiele bardzo interesujących rozwiązań, o których też kiedyś mogę opowiedzieć, jeśli będzie takie zainteresowanie Czytelników.

Sony KV1820 wzbudzał podziw i szacunek spotęgowany jego ceną. Gdy przyszły czasy magnetowidów, a później przejścia naszej telewizji na system PAL, zaszła konieczność przeróbki OTV pod tym względem. Mało kto potrafił zaadaptować jakiś dekoder PAL-owski do KV1820. A jego zasilacz-przetwornica wzbudzała respekt i bojaźń, szczególnie wśród serwisantów. Może warto przypomnieć i odświeżyć także tę archiwalną konstrukcję?

Moim zdaniem, co najmniej jeden odcinek warto byłoby poświęcić zasilaczom o bardzo małej mocy. Tu przetwornice zadomowiły się najpóźniej. Pierwsze telefony komórkowe miały ładowarkę z transformatorem sieciowym! Oczywiście taka ładowarka nie mogła pracować przy napięciu 115VAC. Częste uszkodzenia, choć banalne do zdiagnozowania, były trudne do usunięcia (na szczęście obudowa nie była klejona, tylko skręcana śrubkami). Najczęściej przepalał się termik bezpieczeństwa, ciasno zawinięty taśmą w transformatorze. Jego „wydłubanie" nie było łatwe i często kończyło się przerwaniem cienkiego drutu uzwojenia pierwotnego. Ale nie takim aspektom poświęcone są opracowania w EdW.

Zasilacze impulsowe najpóźniej zadomowiły się w układach o mocach na poziomie pojedynczych watów. Tu bowiem uważano, że najgorszy jest stosunek uzyskanych korzyści do komplikacji układu i kosztów jego wytworzenia. I tak było, dopóki nie opracowano układów scalonych, zawierających w jednej strukturze i sterownik, i wysokonapięciowy tranzystor. Oraz sprawny i mały scalony sterownik flyback z zewnętrznym tranzystorem polowym MOSFET. Tu historia ewolucji też jest interesująca.

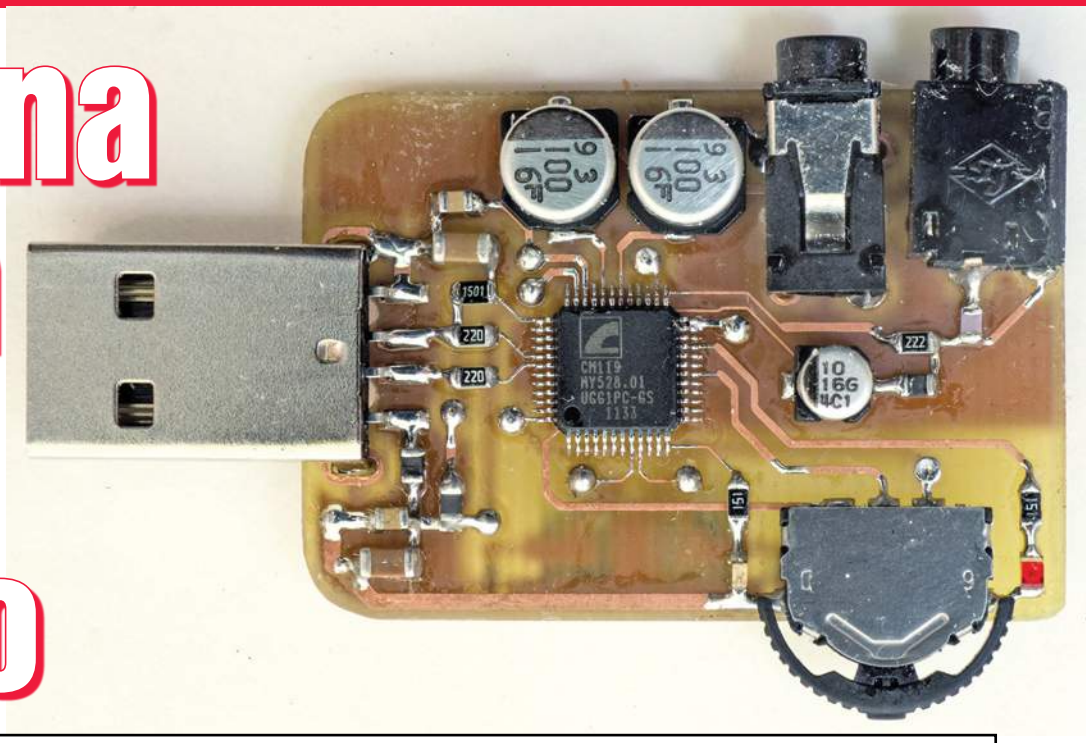
Zawartość tematyczną kolejnych odcinków tej rubryki dostosuję do zainteresowań Czytelników. Dlatego czekam na Wasze listy nadsyłane do Redakcji lub na podany poniżej mój adres e-mailowy (jednak preferuję korespondencję przez Redakcję EdW).



Karol Świerc
rtv@silnet.pl

eprasa.pl 612a2d0f04

Własna karta USB Audio

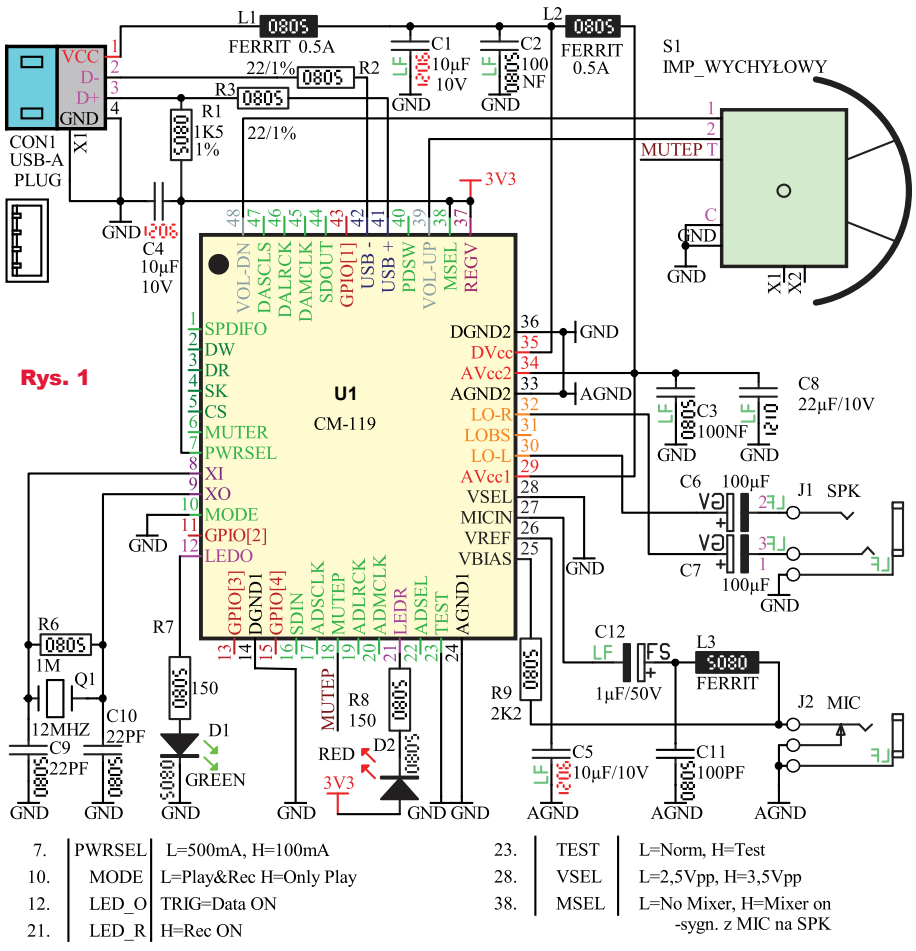


Budowa własnej karty audio daje możliwość zapoznania się z funkcjami układów scalonych wysokiej integracji. W pewnym stopniu pozwala wpłynąć na jakość uzyskiwanego dźwięku. Szeroko dostępne moduły tego typu charakteryzuje znaczna redukcja kosztów, często przetwornikowi wysokiej klasy towarzyszy minimalna liczba kondensatorów odprzęgających oraz najtańsze wzmacniacze operacyjne. Zewnętrzna karta audio to dobry zaczątek dla układu odsłuchowo-pomiarowego, co będziemy rozważać w tym artykule.

Znana tajwańska firma C-Media ma w swojej ofercie układy pozwalające na samodzielne zbudowanie karty audio z interfejsem USB. Układ CM119 pochodzący z rodziny USB2.0 FULL SPEED AUDIO charakteryzuje się wysokim stopniem integracji. Zawiera 16-bitowe przetworniki DAC i ADC, co pozwala zbudować w pełni funkcjonalną kartę 2.1 (wyjście stereo + wejście mikrofonowe). Wydajność prądowa wyjść jest wystarczająca do bezpośredniego połączenia słuchawek o niskiej impedancji rzędu 32 omów. Systemy operacyjne Windows automatycznie rozpoznają i instalują kartę jako urządzenie „C-Media USB Audio Device" oraz „Urządzenie interfejsu HID" (funkcja regulacji głośności).

Opis układu

Schemat karty audio pokazany jest na **rysunku 1**, a **fotografie 1** i **2** przedstawiają wygląd obydwu stron płytki. Karta wykorzystuje zmodyfikowany fabryczny schemat aplikacyjny układu. Zasilanie karty pobierane jest z gniazda USB poprzez filtr ograniczający przenikanie zakłóceń. Zasilanie części analogowej od cyfrowej oddziela kolejny filtr LC. Karta wyposażona została w standardowe gniazda: JACK 3,5mm jako



Rys. 1

7.	PWRSEL	L=500mA, H=100mA	23.	TEST	L=Norm, H=Test
10.	MODE	L=Play&Rec H=Only Play	28.	VSEL	L=2,5Vpp, H=3,5Vpp
12.	LED_O	TRIG=Data ON	38.	MSEL	L=No Mixer, H=Mixer on -sygn. z MIC na SPK
21.	LED_R	H=Rec ON			

eprasa.pl 612a2d0f04

wyjście i JACK 2,5mm jako gniazdo mikrofonowe. Wejście mikrofonowe ma układ polaryzacji wymagany do zasilania najpopularniejszych mikrofonów elektretowych. Wydajność prądową wejścia ustala rezystor R9, za pomocą którego wejście mikrofonowe podciągane jest do napięcia około 4,6V. Elementy L3 i C11 mają na celu uodpornić wejście na zakłócenia, które w pobliżu PC mogą indukować się w przewodzie mikrofonu. Element S1 opisany jako „impulsator wychyłowy" wykorzystywany jest do regulacji głośności oraz szybkiego wyciszenia. System operacyjny rozpoznaje i instaluje układ CM119 dwojako: jako **urządzenie audio** oraz jako **kontroler HID**. Jest to bardzo wygodna funkcjonalność, dzięki której z „poziomu" karty możliwe jest sterowanie suwakiem głośności w komputerze. Karta ma dwie diody sygnalizujące stan pracy. Zielona dioda LED zaświeca się po podłączeniu karty do USB, a miga podczas odtwarzania audio. Czerwona dioda LED sygnalizuje stan wejścia mikrofonowego; świeci, gdy wejście jest aktywne i gaśnie w chwili wyciszenia wejścia. **Tabela 1** pokazuje inne możliwe konfiguracje układu, które wybiera się stanem logicznym na odpowiednich wyprowadzeniach.

Pin	Nazwa	Stan L	Stan H	Funkcjonalność
7	PWRSEL	do GND	do 3V3	Max. pobór prądu raportowany do hosta USB; L=500mA, H=100mA
6	MUTER	do GND	-	Wyciszenie wejścia MIC; aktywne impulsem do GND
10	MODE	do GND	do 3V3	Funkcjonalność; L=Wyjście audio + mikrofon; H= tylko wyjście audio
18	MUTEP	do GND	-	Wyciszenie wyjść SPK; aktywne impulsem do GND
23	TEST	do GND	do 3V3	Tryb pracy; L=normalny, H=tryb testowy
28	VSEL	do GND	do 5V0	Amplituda na wyjściu SPK; L=2,5Vpp, H=3,5Vpp
38	MSEL	do GND	do 3V3	Konfiguracja; L=bez miksera,H= z miksrem (odsłuch sygnału MIC na SPK)

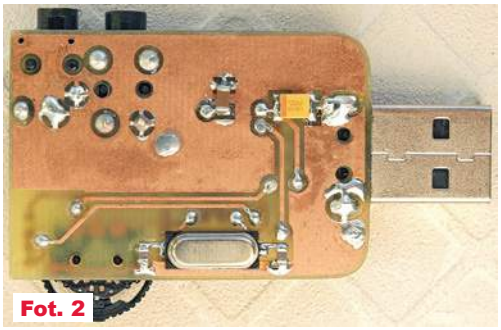
Tabela 1

Montaż i uruchomienie

Montaż karty należy rozpocząć od układu CM119. Jest to jedyny układ scalony karty. Przylutowanie tego układu wymaga dużej dokładności, ponieważ został zamknięty w obudowie LQFP48, która przy takich samych rozmiarach jakie ma np. ATmega8 ma dużo gęstszy raster wyprowadzeń. W zależności od praktykowanej szkoły, układ U1 zalutować można lutownicą na gorące powietrze lub grotem minifala, odciągając nadmiar cyny plecionką. Następnie należy przylutować drobne elementy SMD, a montaż zakończyć na gniazdach jack i USB. Płytka karty audio została przygotowana do zamknięcia w obudowie ABS-9. Jest to typowa obudowa pilotów do bram. W obudowie wymagane jest wypiłowanie otworów pod gniazda jack, po przeciwnej stronie na impulsator, a na jednym z krótszych boków obudowy prostokątnego otworu na gniazdo USB. Płytka powinna wchodzić do obudowy na wcisk.



Fot. 1



Fot. 2

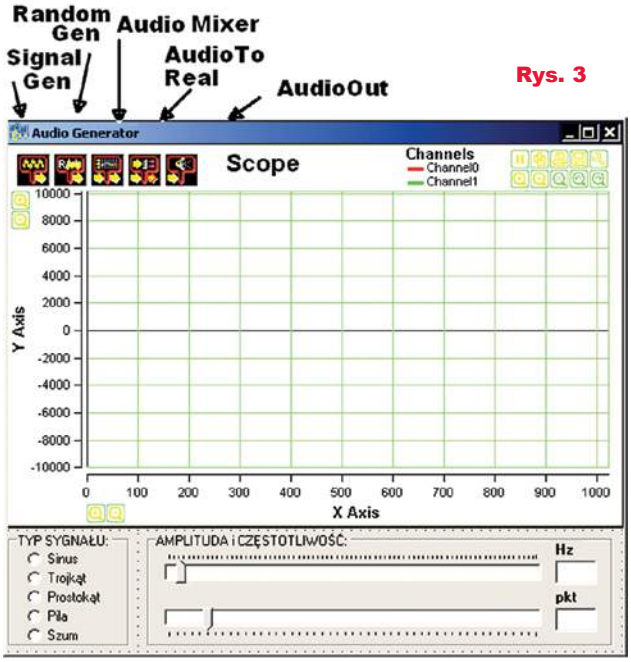
Układ nie wymaga uruchamiania. Po zmontowaniu i przejrzeniu zwarć umieszczamy kartę w gnieździe USB. Poprawnie zmontowany układ zostanie automatycznie zainstalowany w systemie i zgłosi swoją gotowość do pracy poprzez zaświecenie się zielonej diody LED.

Historia projektu

Poza oczywistym wykorzystaniem karty do odtwarzania dźwięków systemowych, muzyki oraz rozmów np. na Skypie, elektronik może za jej pomocą wzbogacić swój warsztat. Nie było to wcale takie pewne, że elektronikowi przydadzą się aplikacje znalezione w sieci. Postanowiłem więc napisać własny program pomiarowy. W pierwszej kolejności w Visual Express. Niestety był to ślepy zaułek. Często pojawiający się komunikat z **rysunku 2** sprawił, że projekt został mianowany do rangi półkownika – trafił na najwyższą półkę, czekając na lepsze czasy... Z ratunkiem przyszedł Borland C++ Builder 6 oraz pakiet AudoLab dostępny na stronie *https://mitov.com/products/audiolab#overview* (dostępny też w Elportalu wśród materiałów dodatkowych do tego numeru). To genialny pakiet komponentów



Rys. 2



Rys. 3



eprasa.pl 612a2d0f04

	Min	Typ	Max	Unit
DAC (10K Ohm Loading)				
Resolution	-	16	-	Bits
THD + N (-3dBr)	-	-74.29	-	dB
SNR	-	93.6	-	dB
Silent SNR	-	98.2	-	dB
Dynamic range	-	93.8	-	dB
Frequency response 48KHz	20	-	20K	Hz
Frequency Response 44.1KHz	20	-	20K	Hz
Output Boltage (rms)	-	1.25	-	Vrms
Output Voltage Swing	0.5	-	4.0	V
DAC (32 Ohm Loading)				
Resolution	-	16	-	Bits
THD + N (-3dBr)	-	-71.1	-	dB
SNR	-	93.7	-	dB
Silent SNR	-	98.2	-	dB
Dynamic Range	-	93.8	-	dB
Frequency Response 48KHz	20	-	20K	Hz
Frequency Response 44.1KHz	20	-	20K	
Output Voltage (rms)	-	1.25	-	Vrms
Output Voltage Swing	0.5	-	4.0	V
ADC				
Resolution	-	16	-	bit
THD + N (-3dBr)	-	-76.1	-	dB
SNR	-	83.1	-	dB
Dynamic Range	-	81.6	-	dB
Frequency Response 48KHz	20	-	19.2	Hz
Frequency Response 44.1KHz	20	-	17.6	Hz
Input Range	0	-	2.88	Vpp

Tabela 2

umożliwiający pisanie całkiem poważnych aplikacji. Modułowy trend, który aktualnie obserwujemy w elektronice, zagościł kilkanaście lat wcześniej w środowiskach programistycznych. Wystarczy spojrzeć na **rysunek 3** oraz dostępny w Elportalu wśród materiałów dodatkowych do tego numeru **listing 1**, aby przekonać się, jak niewiele kodu potrzeba do napisania generatora audio. Moja aplikacja (AudioGen) w rersji .EXE oraz w wersji z kodami źródłowymi dostępna jest w Elportalu.

RightMark Audio Analyzer test report

Testing device	[MME] kX Wave SB022x 10k1 [cce0] 0/1
Sampling mode	24-bit, 192 kHz
Interface	MME
Testing chain	External loopback (line-out - line-in)
RMAA Version	6.4.5
20 Hz - 20 kHz filter	ON
Normalize amplitude	ON
Level change	-0.5 dB / -0.5 dB
Mono mode	OFF
Calibration singal, Hz	1000
Polarity	correct/correct

Tabela 4

Summary

Frequency response (40Hz 15kHz), dB	+0.07, -0.01	Excellent
Noise level, dB (A)	-151.9	Excellent
Dynamic range, dB (A)	92.6	Very good
THD, %	0.00294	Excellent
THD + Noise, dB (A)	-92.1	Very good
IMD + Noise, %	0.00395	Excellent
Stereo crosstalk, dB	-147.0	Excellent
IMD at 10 kHz, %	0.00441	Excellent
General performance		**Very good**

Niestety generator ten to jedyna aplikacja, która nadaje się do szerszego udostępnienia. Próba napisania charakterografu – wobuloskopu zakończyła się fiaskiem. Przebiegi generowane już dla prostych obwodów typu RC miały kształt daleki od oczekiwanych i co gorsza, zależały od systemu i jednostki, na której uruchamiany był program. To na dobre opóźniło prace nad projektem. Ostatecznie po konsultacjach z Redakcją i Czytelnikami zostało uzgodnione, że materiał będzie opublikowany w takiej właśnie postaci, ponieważ EdW to pismo dla elektroników, a nie programistów. Poza tym wszelkie funkcje, które miał mieć program, ma już pakiet REW (opisywany niedawno w EdW). Z mojego doświadczenia warto jednak wyciągnąć wnioski i pobrać aktualnie już darmowy kompilator C++ Builder np. ze strony: *https://download.komputerswiat.pl/programowanie/srodowiska-programistyczne/borland-cplusplus-builder-6-personal.*

W jednym z następnych planowanych projektów okaże się, jak prosto pisze się teraz obsługę portu szeregowego COM. (Szaleństwem może wydawać się proponowanie leciwego kompilatora, ale potrzebuje on zaledwie kilkaset MB, gdy np.VisualStudio 2019 zajmuje 32GB).

RightMark Audio Analyzer test report

Testing device	[MME] C-Media USB Audio Device
Sampling mode	16-bit, 48 kHz
Interface	MME
Testing chain	External loopback (line-out - line-in)
RMAA Version	6.4.5
20 Hz - 20 kHz filter	ON
Normalize amplitude	ON
Level change	-0.9 dB / -0.7 dB
Mono mode	OFF
Calibration singal, Hz	1000
Polarity	correct/correct

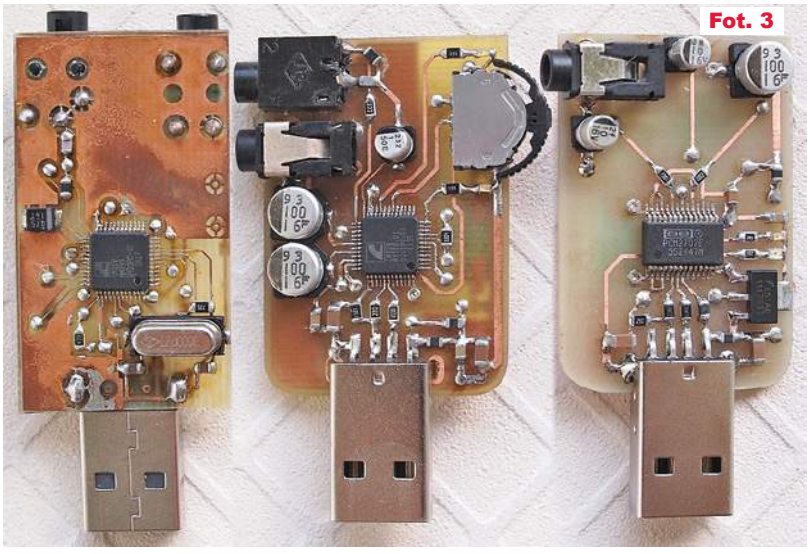
Tabela 3

Summary

Frequency response (40Hz 15kHz), dB	+0.36, -0.56	Good
Noise level, dB (A)	-70.6	Average
Dynamic range, dB (A)	70.6	Average
THD, %	0.038	Good
THD + Noise, dB (A)	-62.3	Poor
IMD + Noise, %	0.097	Good
Stereo crosstalk, dB	-59.5	Average
IMD at 10 kHz, %	0.127	Average
General performance		**Good**

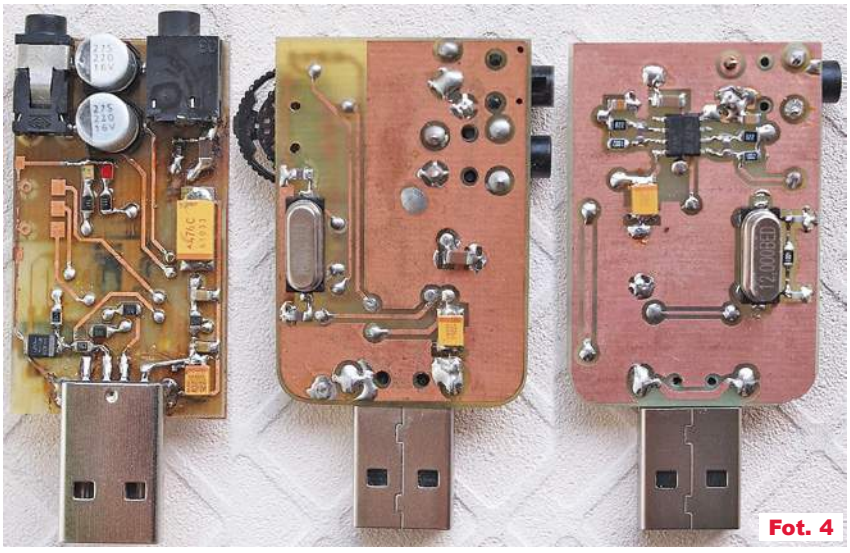
Testy

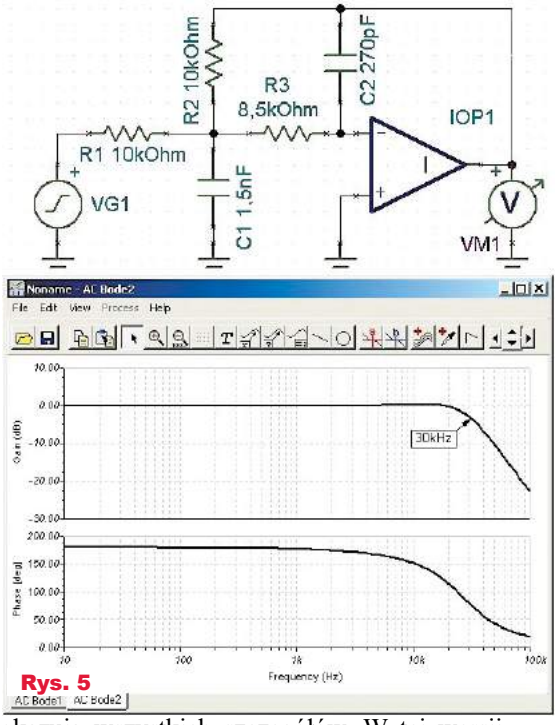
W celu sprawdzenia jakości dźwięku odtwarzanego przez samodzielnie zbudowaną kartę jej parametry zmierzone zostały programem RightMark 6. Układ CM119 zawiera „zaledwie" 16-bitowy DAC. Teoretycznie taka rozdzielczość powinna zapewnić dynamikę na poziomie 96dB. Parametry deklarowane przez producenta widzimy w **tabeli 2**. W rzeczywistości karta okazała się nieco gorsza, co zresztą nie jest żadnym zaskoczeniem. Wynik z programu RightMark przedstawia **tabela 3** (pełny raport zawarty jest w Elportalu).



Fot. 3

eprasa.pl 612a2d0f04


Fot. 4



Rys. 5

Co to oznacza? Uzyskane wyniki na pewno nie dyskwalifikują karty. Nie przekreślają możliwości użycia jej do odtwarzania audio, ale oczywiście taka prosta karta DIY wyraźnie odstaje od np. SoundBlaster Live 24bit – **tabela 4**. W tym momencie zachęcam do spojrzenia na **fotografie 3** i **4**, gdzie widzimy dwie inne karty USB audio własnej produkcji. Po lewej poprzedniczkę opisywanej konstrukcji, również zawierającą układ C-Media. Konstrukcja ta okazała się kiepska. Wyniki zawarte w **tabeli 5** nie pokazują wszystkich szczegółów. W tej wersji chaotyczne rozłożenie elementów skutkowało przesłuchami transmisji cyfrowej do toru audio, które objawiało się np. terkotaniem w głośnikach podczas zmiany głośności. W widocznej na środku (tutaj opisywanej) karcie elementy zostały uporządkowane, dodano kilka kondensatorów odsprzęgających, a tor analogowy oblany został obszarem masy na wzór konstrukcji RF. Zmniejszyło to impedancję masy i zauważalnie poprawiło parametry karty.

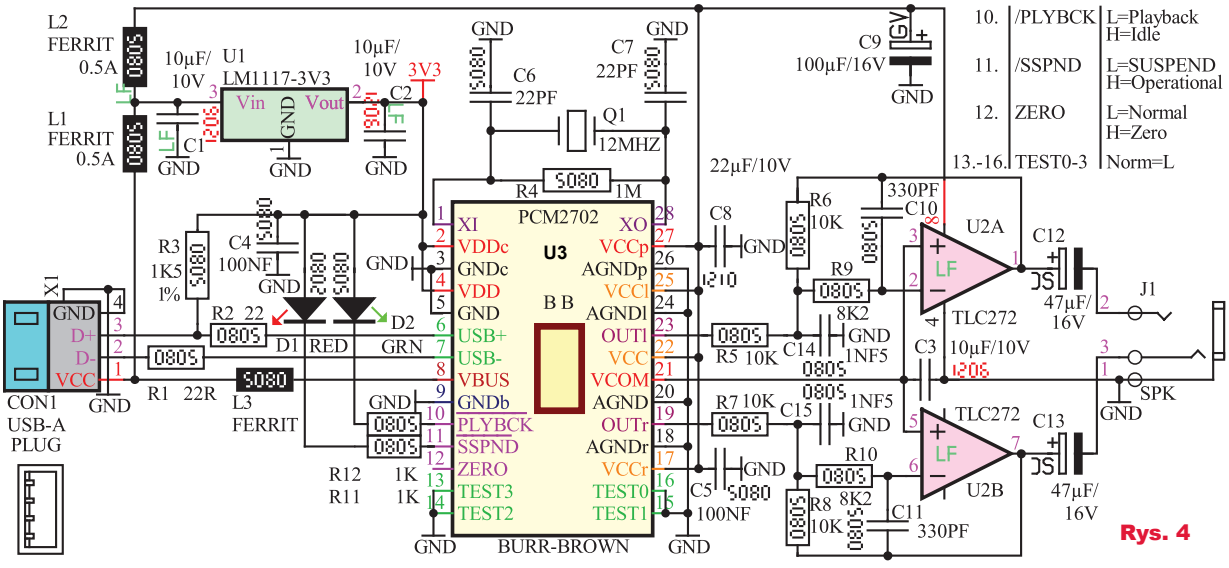
RightMark Audio Analyzer test report

Testing device	[MME] C-Media USB Audio Device
Sampling mode	16-bit, 48 kHz
Interface	MME
Testing chain	External loopback (line-out - line-in)
RMAA Version	6.4.5
20 Hz - 20 kHz filter	ON
Normalize amplitude	ON
Level change	-0.5 dB / -0.5 dB
Mono mode	OFF
Calibration singal, Hz	1000
Polarity	correct/correct

Summary **Tabela 5**

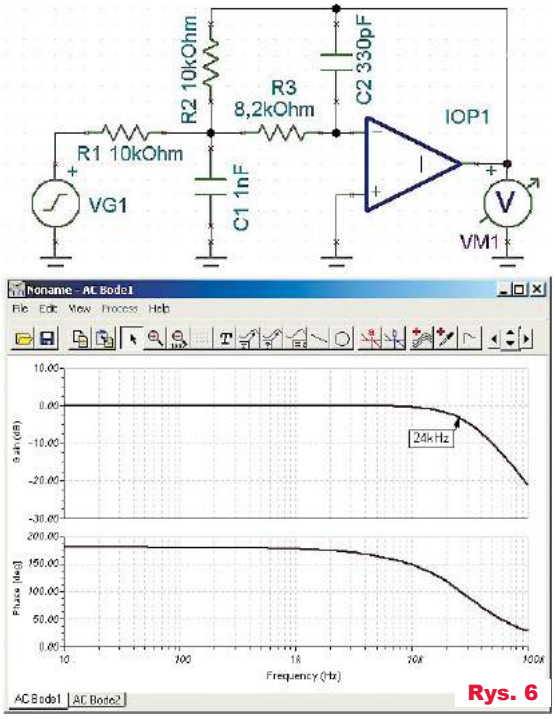
Frequency response (40Hz 15kHz), dB	+0.48, -1.02	Average
Noise level, dB (A)	-66.8	Average
Dynamic range, dB (A)	66.8	Average
THD, %	0.075	Average
THD + Noise, dB (A)	-57.5	Poor
IMD + Noise, %	0.180	Average
Stereo crosstalk, dB	-28.6	Very poor
IMD at 10 kHz, %	0.141	Average
General performance		**Average**

W połowie roku 2020 otrzymałem karton z elektroniką do odzysku. Tam wyszukałem perełkę; oryginalny układ PCM2702 produkcji owianej legendą firmy Burr-Brown. Na bazie tak odzyskanego układu powstała karta widoczna po prawej stronie fotografii 3 i 4, której schemat pokazany jest na **rysunku 4**. Karta ta bazuje na kicie AVT-5088, którego schemat został dostosowany do mniejszej obudowy i elementów z serii E24. Różnice są niewielkie, można je prześledzić na **rysunkach 5** i **6** lub po prostu załadować dostępną w Elportalu symulację „*filtr_LP.TSC*” do programu Tina. Oczekiwania wobec tej nowej karty były ogromne.



Rys. 4

eprasa.pl 612a2d0f04



Rys. 6

Przede wszystkim związane z legendarną firmą. Po drugie układ nie ma toru mikrofonowego, wbudowanych stabilizatorów, a charakterystykę wyjściową kształtuje zaprojektowany samodzielnie filtr LP. Do tego do odsłuchów wypożyczone zostały referencyjne słuchawki HD600 firmy Sennheiser. Niestety, po raz kolejny okazało się, że wyniki nie potwierdzają obiegowych opinii. Powiem tak: piana bita przez lata przez audiofilów jest...pusta w środku. Owszem karta zagrała czysto, ale jednocześnie zwyczajnie, żeby nie napisać przeciętnie. Zaczęło się poszukiwanie Yeti. ☺

Na pierwszy ogień poszedł wzmacniacz operacyjny: zamiast TLC272 zamontowany został NJM4556A, chwalony za „ocieplanie dźwięku" i stosowany chociażby na wyjściu karty SB24bit Live. Układ NJM4556A ze względu na dużą wydajność prądową można uznać za mały wzmacniacz mocy klasy AB. Wymiana na ten układ poprawiła odtwarzanie basów i faktycznie nieco „ocieplił dźwięk". Następnie zamontowany został OPA2350 – prawdziwy Hi-End. THD na poziomie 0,0006% oraz liczne zastosowania w konstrukcjach audio z najwyższej półki. Dźwięk faktycznie nabrał szczegółów i poprawiło się odtwarzanie sopranów, zapewne dzięki dużej szybkości wzmacniacza. Porównanie wspomnianych trzech wzmacniaczy zawiera **tabela 6**.

Zachęcam do podobnych eksperymentów!

Wykaz elementów

L1,L2,L3	ferryt 0805
R1	1,5kΩ
R2,R3	22Ω
R6	1MΩ
R7,R8	150Ω
R9	2,2kΩ
C1,C4,C5	10uF
C2,C3	00nF
C6,C7	100uF/10V
C8	22uV/10V
C9,C10	22pF
C11	100pF
C12	1uF
Q1	12MHz
L1,L2	LED zielona i czerwona SMD
J1	gniazdo jack 3,5mm
J2	gniazdo jack 2,5mm
CON1	wtyk USB-A
S1	impulsator wychyłowy (portale aukcyjne)
U1	CM119 (portale aukcyjne)



A na koniec chciałbym podziękować Redakcji i Czytelnikom, który wspierali projekt. Od firmy C-Media otrzymałem kilkanaście próbek układu CM119, które (w nagrodę za wytrwałość) roześlę zainteresowanym.

Michał Stach
michal.stach@elportal.pl

Tabela 6

Typ	Iout [mA]	SlevRate [V/uS]	Eq.noise [nV/Hz]	Odsłuchy
TLC272	10 Vcc=5V	3	25	Dźwięk czysty, audio odtwarzane poprawnie
NJM4556	70	3	10	Poprawa mocy i dynamiki basów oraz „ocieplenie dźwięku"
OPA2350	40	22	5	Znaczne poszerzenie spektrum i ilości dźwięków wysokotonowych, jednocześnie

Ciąg dalszy ze strony 15

Można też znaleźć trochę informacji w języku polskim, głównie jednak handlowych, a nie technicznych. Tu w wyszukiwarkę warto w cudzysłowie wpisać hasło: ***„detektor złączy nieliniowych"***.

Autor pytania wspomniał o możliwości wykorzystania NanoVNA do realizacji NLJD. Otóż nie uda się w roli NLJD wykorzystać ani NanoVNA, ani nawet innego, zdecydowanie lepszego analizatora VNA choćby tylko z uwagi na potrzebną znaczną moc. Ściślej nie da się z dwóch powodów. Pierwszym problemem jest właśnie znikoma moc wyjściowa NanoVNA i innych VNA, bo przecież do skutecznej detekcji NLJD moc wysyłanego sygnału powinna być jak największa, ponieważ powstające w nieliniowych złączach wyższe harmoniczne generalnie są bardzo małe.

Po drugie, generator NanoVNA wytwarza przebieg, który nie jest czystą sinusoidą i zawiera liczne wyższe harmoniczne, a te będą się odbijać od przeszkód. A przecież ideą NLJD jest odbieranie harmonicznych, które nie zostały wysłane z przyrządu, tylko które powstały w złączach o nieliniowych charakterystykach.

Dużo informacji o detektorach NLJD można znaleźć na stronie: *http://www.tscm.com/tmdenljd.html*.

W internecie można znaleźć wzmianki o własnej roboty (DIY) detektorach NLJD. Przykład na stronie *https://hackaday.com/2017/09/20/spy-tech-nonlinear-junction-detectors/*, w chwili pisania artykułu miał nieczynne linki, w tym: *http://67.225.133.110/~gbpprorg/mil/non/index.html*.

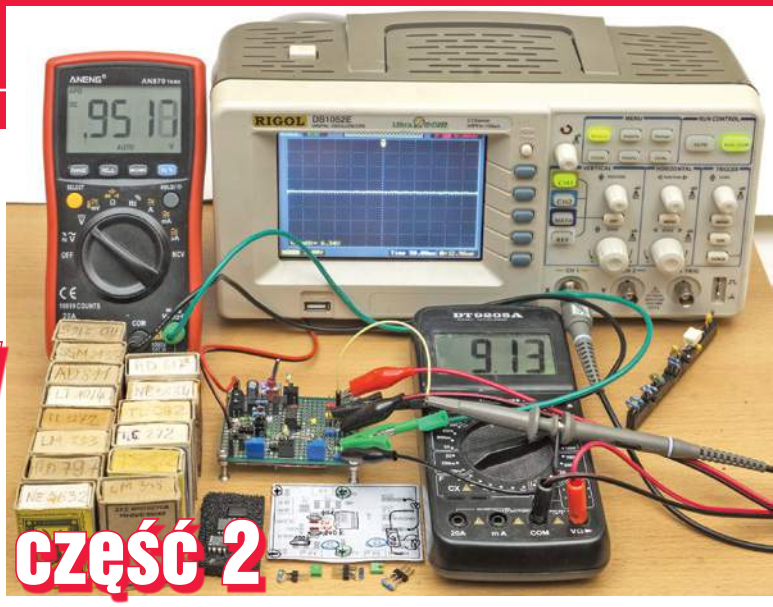
Jednak treść można znaleźć przez WaybackMachine: *https://web.archive.org/web/20210131181726/http://67.225.133.110/~gbpprorg/mil/non/index.html* w skrócie: *https://bit.ly/3hMfvtn*.

Jeżeli ktoś z Czytelników ma doświadczenie w zakresie NLJD, mógłby podzielić się wiedzą z Czytelnikami EdW – zapraszamy!

eprasa.pl 612a2d0f04

Miernik wzmacniaczy operacyjnych

część 2



Układ uniwersalnego miernika wzmacniaczy operacyjnych, o schemacie pokazanym w pierwszej części artykułu na rysunku 8, można zrealizować na wiele sposobów. Ale nie wszystkie są jednakowo dobre.

Przypomnijmy, że kompaktowa, zwarta konstrukcja i krótkie połączenia są absolutnie niezbędne tylko w bardzo szybkich układach z uwagi na pasożytnicze pojemności i indukcyjności oraz zjawiska falowe. Opisywany tu układ ma służyć do testów mniej szybkich wzmacniaczy operacyjnych, więc teoretycznie płytka mogłaby być duża, a przez to wygodna do obsługi. Duże tablice testowe są wykorzystywane w szkołach i na uczelniach, ale w tym przypadku rozwlekła budowa miernika i długie połączenia byłyby poważnym błędem. W związku z ogromnym wzmocnieniem dołączenie dużych rezystancji współpracujących ze wzmacniaczem DUT spowoduje, że układ będzie odbiornikiem wszelkich śmieci przedostających się przez pole elektryczne, w szczególności brumu 50Hz. Znaczny poziom tego brumu może zakłócić, a wręcz uniemożliwić niektóre pomiary. Właśnie dlatego model nie powinien być duży i rozwlekły, a obwody połączone z obydwoma wejściami wzmacniacza DUT powinny być jak najkrótsze, żeby nie pełniły funkcji anten zbierających wspomniane śmieci z otoczenia.

Montaż i uruchomienie

W przypadku opracowywania urządzenia i realizacji pojedynczego lub pierwszego modelu ***wykorzystanie płytki uniwersalnej*** jest rozwiązaniem wręcz idealnym, bo pozwala bardzo łatwo wprowadzać modyfikacje, będące wynikiem kolejnych wstępnych testów. Przy wykorzystaniu płytki uniwersalnej nie ma wprawdzie możliwości radykalnego zmniejszenia rozmiarów i optymalizacji połączeń. Niemniej zazwyczaj wystarczającą redukcję rozmaitych śmieci zapewnią kondensatory dołączane w pętli sprzężenia zwrotnego.

Ekranowanie całości, czyli zamykanie przyrządu w metalowym pudełku, jest zalecane, ale nie jest konieczne. Tylko w „mocno zaśmieconym” otoczeniu i przy bardzo dużej wartości rezystorów włączanych w obwodach wejść DUT ekranowanie całego urządzenia może być niezbędne.

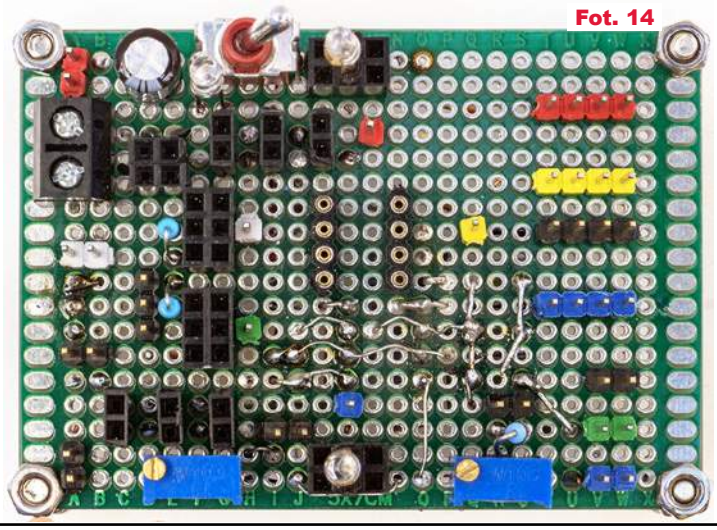
Ja swój model uniwersalnego miernika wzmacniaczy operacyjnych wykonałem na uniwersalnej płytce 5×7cm (FR-4, dwustronna z metalizacją). Na stronie górnej płytki umieszczone są wszystkie elementy wykorzystywane podczas testów, natomiast elementy i obwody pomocnicze ukryłem na stronie dolnej płytki. Pokazują to **fotografie 14**, **15**.

Do konfiguracji miernika wykorzystałem zarówno szpilki – goldpiny, na które będą nakładane zworki i nasadki (Dupont), jak też gniazda o rozstawie 2,54, współpracujące z goldpinami. Wybór, gdzie mają być gniazda, a gdzie szpilki, jest dowolny. U mnie w gniazda wkładane są wtyczki goldpinowe z przylutowanymi elementami, ale oczywiście może być odwrotnie.

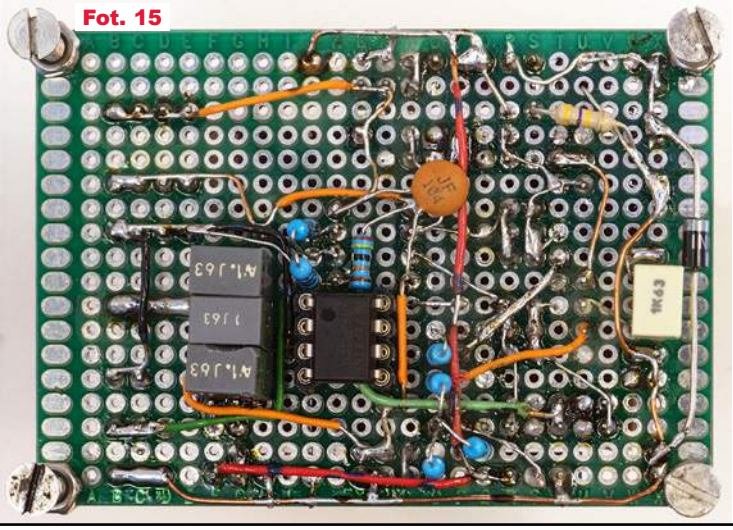
Konfiguracja miernika

Przyrząd pomiarowy jest prosty, może mierzyć wiele parametrów, ale do

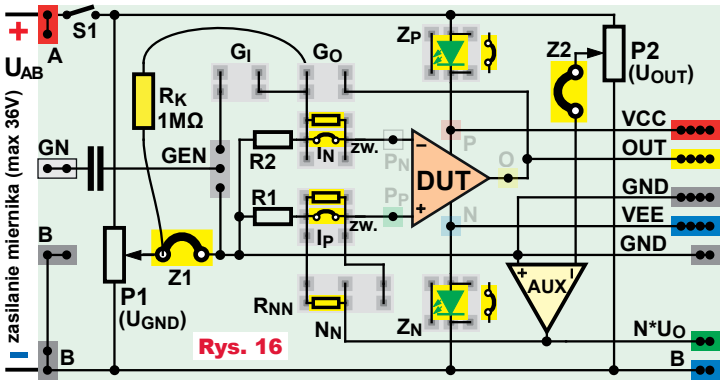
Fot. 14



Fot. 15



eprasa.pl 612a2d0f04



Rys. 16

poszczególnych pomiarów musi być odpowiednio skonfigurowany. Dla ułatwienia konfiguracji opracowany został mocno uproszczony schemat ideowy, pokazany na **rysunku 16**, na których pominięte są elementy pomocnicze. Przy opisie pomiarów poszczególnych parametrów na takich rysunkach dodane zostaną wszystkie potrzebne elementy i przyrządy zewnętrzne. Dodatkowym ułatwieniem jest podobny schemat montażowy „strony konfiguracyjnej" – **rysunek 17**.

W większości pomiarów najważniejszy będzie woltomierz włączony między wyjście oznaczone **N*U$_O$** i sztuczną masę **GND**. Woltomierz ten pokaże N-krotnie wzmocnione napięcie niezrównoważenia (U_{OS}). Podczas pomiarów prądów wejściowych (I_{B+}, I_{B-}), współczynników PSRR i CMRR oraz wzmocnienia (A_{OL}) trzeba mierzyć właśnie zmiany napięcia niezrównoważenia. Dlatego najlepiej byłoby wykorzystać woltomierz – multimetr z możliwością pomiaru względnego (RELΔ). Znakomicie ułatwi to pomiary. Bez tej funkcji trzeba będzie zapisywać wartości i je odejmować, żeby obliczyć różnicę napięć.

Drugim niezbędnym przyrządem jest oscyloskop kontrolny mierzący napięcie na wyjściu OUT, w większości pomiarów na zakresie 2V/dz przy sprzężeniu stałoprądowym wejścia (DC). Masa oscyloskopu może i z kilku powodów powinna być dołączona do punktu B, czyli do ujemnego bieguna głównego napięcia zasilania, a nie do sztucznej masy GND.

Jeden woltomierz mierzący **N*U$_O$** oraz oscyloskop kontrolujący przebiegi zmienne na wyjściu OUT w wersji minimalnej wystarczą, ale moje doświadczenia wykazały, że z kilku względów warto też na bieżąco kontrolować i napięcie zasilające sam wzmacniacz DUT, i potencjał sztucznej masy GND.

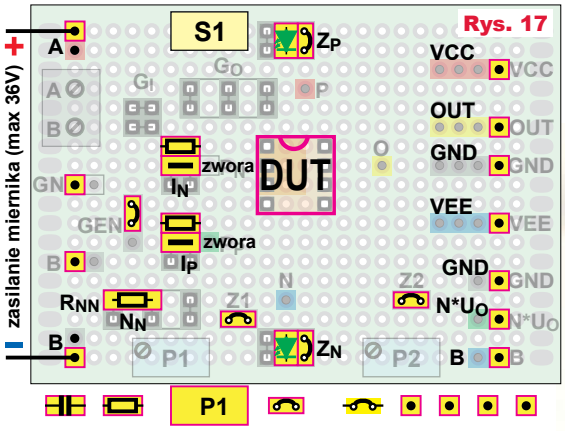
Dlatego po pierwsze warto włączyć drugi, jakikolwiek woltomierz między punkty VCC i VEE, który pokaże napięcie rzeczywiście zasilające wzmacniacz DUT, mniejsze od napięcia zasilającego U_{AB} o spadek napięcia na dwóch diodach LED. W przypadku włączenia dwóch zielonych diod LED napięcie zasilania wzmacniacza DUT będzie o mniej więcej 4V mniejsze od napięcia U_{AB}, ale warto znać jego dokładną wartość.

Aby kontrolować potencjał sztucznej masy GND, który bez zworki Z1 powinien być równy połowie napięcia zasilania U_{AB}, można byłoby włączyć trzeci woltomierz między sztuczną masę GND i punkt B, ewentualnie między GND i VEE albo GND i VCC, co też może być sensowne przy niektórych pomiarach. Ja nie dołączałem trzeciego woltomierza, tylko w oscyloskopie włączyłem funkcję cyfrowego pomiaru napięcia (uśrednionego V_{AVG}). Na ekranie oscyloskopu wysokość linii zgrubnie pokazuje potencjał GND, widzę też ewentualne przebiegi zmienne, a dodatkowo mam wyświetloną cyfrowo wartość potencjału masy względem punktu B (V_{AVG}).

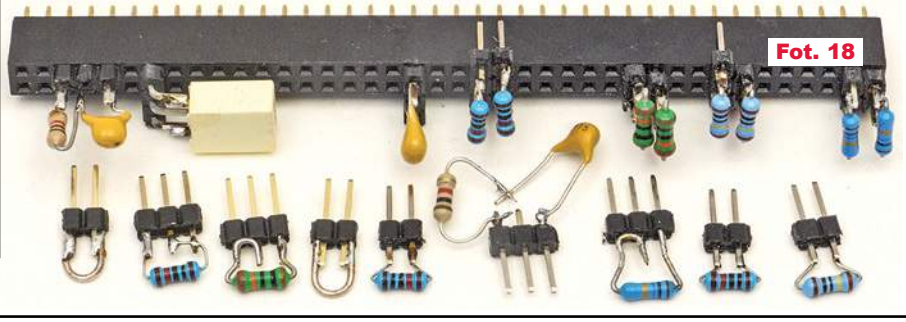
I kolejny istotny szczegół – zalecenie: główny zasilacz dostarczający napięcia U_{AB} powinien mieć ograniczenie prądowe 20…100mA, co powinno zabezpieczyć przed uszkodzeniem na przykład przy odwrotnym włożeniu wzmacniacza DUT w podstawkę.

Konfiguracja do konkretnego pomiaru polega na zwarciu i rozwarciu odpowiednich punktów oraz włożeniu w gniazda stykowe rezystorów i kondensatorów filtrujących. W te gniazda nie są wkładane bezpośrednio cienkie końcówki rezystorów i kondensatorów, tylko goldpiny z przylutowanymi elementami. Na początek trzeba przygotować przynajmniej następujące elementy z wtyczkami: 3 × 10MΩ, 3 × 1MΩ, 3 × 100kΩ, 3 × 10kΩ, 2 × 1kΩ, 1 × 10nF, 1 × 100nF, 1 × 1uF, 1 × 10uF ceramiczny, 2 × LED zielona. Inne można sukcesywnie dorobić według potrzeb. U mnie rozstaw gniazd IN, IP to 2,54mm, natomiast gniazd N, G_I, G_O jest dwa razy większy. Dlatego wykonałem też uniwersalne wtyczki z potrójnymi goldpinami, jak widać na **fotografii 18**.

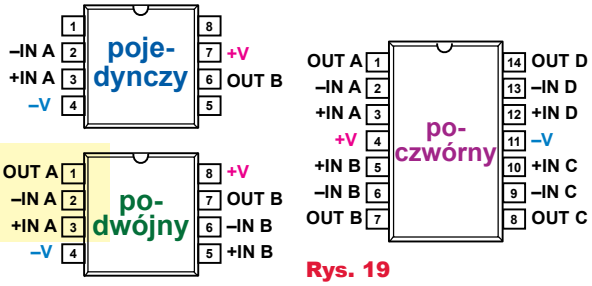
Użyte do tego powinny być rezystory dobrej jakości, metalizowane, o tolerancji 5% lub 1%. Jednak 1-procentowa precyzja wcale nie jest konieczna i to z kilku względów. Mierząc napięcie i prąd niezrównoważenia, prądy polaryzujące, wzmocnienie z otwartą pętlą oraz współczynniki PSRR i CMRR, absolutnie nie potrzebujemy 1-procentowej precyzji, Zwykle wystarczy nie tylko dokładność 5%, ale nawet tolerancja kilkudziesięcioprocentowa, czyli rząd wielkości. Także dlatego, że w praktyce będziemy porównywać różne wzmacniacze i nie będzie nam wcale potrzebna dokładna liczbowa wartość, tylko właśnie różnice danego parametru w poszczególnych wzmacniaczach.



Rys. 17


Fot. 18

eprasa.pl 612a2d0f04



Rys. 19

Adaptery

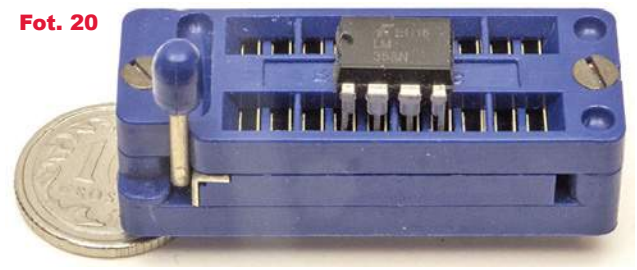
W praktyce dość istotnym problemem jest to, że istnieją wzmacniacze operacyjne zwierające w jednej obudowie o standardowym rozkładzie wyprowadzeń jeden, dwa albo cztery wzmacniacze, o czym przypomina **rysunek 19**. Oprócz takich standardowych obudów istnieją też nieliczne obudowy nietypowe, na przykład zawierające trzy wzmacniacze.

Drugim ważnym problemem do rozwiązania jest zapewnienie możliwości pomiaru nie tylko układów w obudowach przewlekanych THT, ale też wersji w małych SMD, przynajmniej SO-8 (SO-14), bo takie są najpopularniejsze wśród hobbystów.

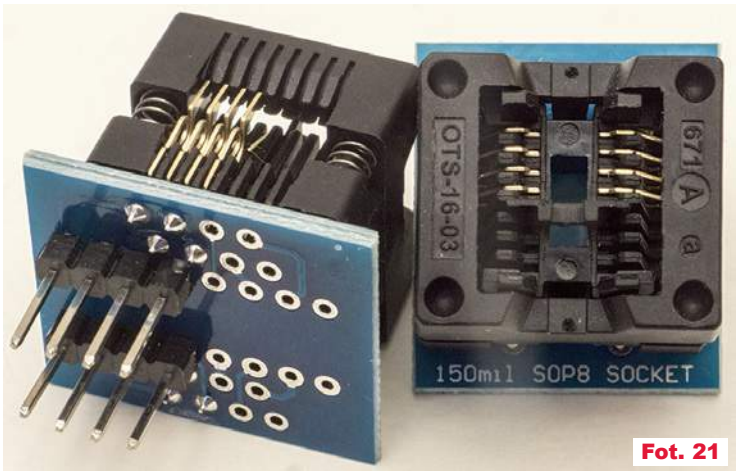
Nie ma dobrego i prostego rozwiązania tego problemu różnorodności obudów. Ja po przemyśleniach i kilku przymiarkach na papierze zdecydowałem się na rozwiązanie chyba najprostsze, choć wcale nie najlepsze: podstawkę precyzyjną DIL-8.

Otóż po analizie stanu posiadania okazało się, że większość moich wzmacniaczy operacyjnych to wersje podwójne. Znacznie mniej mam wzmacniaczy pojedynczych, a niewiele poczwórnych. Dlatego mój miernik bezpośrednio mierzy jeden wzmacniacz z podwójnej kostki w obudowie DIP (U1A – nóżki 1, 2, 3), co jest zaznaczone żółtą podkładką na rysunku 19. Drugi wzmacniacz z podwójnej kostki oraz wzmacniacze w innych obudowach mierzone są z użyciem prostych adapterów.

Fotografia 20 pokazuje zamykane gniazdo typu ZIF dla obudów DIP o rozstawie nóżek 300 milsów.



Fot. 20



Fot. 21

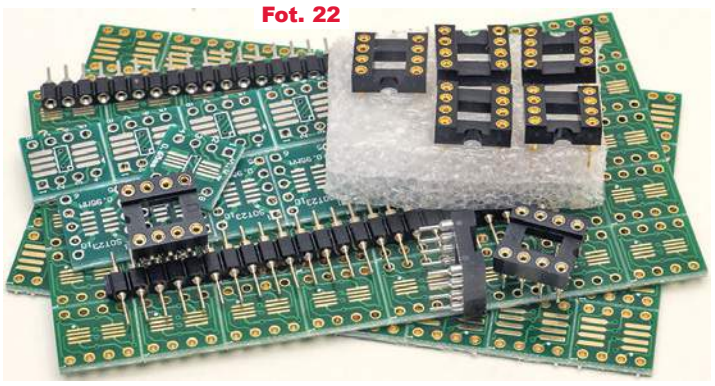
Zastosowanie takiego gniazda dla testowanych wzmacniaczy nie jest złym pomysłem i ma istotne zalety (ale też wady). Odsunąłem pomysł wykorzystania takiego gniazda, a także pokrewnych gniazd ZIF dla obudów SO-8 (**fotografia 21**), choć mają one swoje zalety. Zrezygnowałem, uznając, że do testów mogę przylutować wzmacniacz w obudowie SMD do adaptera DIP8.

Adapterów niestety nie da się uniknąć. N**a fotografii 22** pokazane są płytki, podstawki i szpilki, kóre w razie potrzeby wykorzystam do budowy potrzebnych adapterów. Na pewno potrzebny będzie adapter DIP-DIP pozwalający mierzyć drugi wzmacniacz w kostkach podwójnych oraz adapter dla wzmacniaczy pojedynczych. Natomiast wzmacniacze w mniejszych obudowach SMD, w szczególnosci SO-8, będą testowane po wlutowaniu na płytkę przejściówki z płytką drukowaną.

I choćby już konieczność stosowania adapterów i przejściówek przekreśla możliwość sprawdzania parametrów dynamicznych szybkich wzmacniaczy. Otóż zasadniczo pomiary parametrów dynamicznych nie są wcale trudne, w szczególności pomiary szerokości pasma czy iloczynu GBP oraz szybkości zmian napięcia wyjściowego SR. Jednak nie sposób ich przeprowadzić w układzie uniwersalnym z przejściówkami i adapterami, których pojemności montażowe będą duże, wielokrotnie większe niż w docelowym układzie pracy. A przecież dziś dostępne są także bardzo szybkie wzmacniacze operacyjne o częstotliwościach granicznych rzędu setek megaherców, a nawet kilku gigaherców. Przy takich częstotliwościach duży wpływ mają wszelkie pasożytnicze pojemności i indukcyjności. Aby pomiary parametrów dynamicznych szybkich wzmacniaczy były miarodajne, powinny być przeprowadzane w warunkach jak najbliższych docelowym warunkom pracy danego wzmacniacza, a więc na konkretnej płytce ze starannie przemyślanym przebiegiem ścieżek i dobrze dobranymi elementami odsprzęgania obwodów zasilania.

Proponowana konstrukcja na płytce uniwersalnej jest jednak wystarczająco dobra do pomiarów wzmacniaczy mniej szybkich, a przede wszystkim parametrów statycznych przytłaczającej większości wzmacniaczy operacyjnych. Ale i wtedy trzeba się liczyć z pewnymi niespodziankami, które nie wynikają z niedoskonałości miernika, tylko przede wszystkim z wysokich wymagań, jakie stawiają mierzone wzmacniacze operacyjne. Omówimy to w trzeciej części artykułu.

Piotr Górecki



Fot. 22

eprasa.pl 612a2d0f04

Wzmacniacze klasy D

część 15

Zgodnie z zapowiedzią, mamy zająć się ważnym problemem zakłóceń i filtrów. Zagadnienie ma kilka aspektów.

Uśrednianie?

Na początek warto byłoby powrócić do elementarnego pytania: ***po co tak naprawdę we wzmacniaczu impulsowym potrzebny jest wyjściowy filtr LC?***

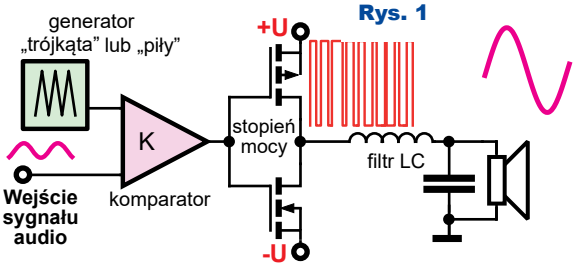
Na podstawie rysunku 1 można natychmiast odpowiedzieć: *potrzebny jest do uśrednienia impulsów, żeby z ciągu impulsów odzyskać sygnał audio*.

Taka odpowiedź nie tylko jest niepełna, ale wręcz jest nieprawdziwa. Owszem, filtr LC rzeczywiście uśrednia impulsy i daje na głośniku sygnał audio. Jednak uśrednianie i „odzyskiwanie sygnału audio" mógłby zrealizować sam głośnik i jego bezwładność.

Tu kłania się odkrycie pana Fouriera: tak naprawdę to niczego nie trzeba odzyskiwać, ponieważ w impulsach na wyjściu wzmacniacza **jest** sygnał audio, tylko wzbogacony o liczne harmoniczne przebiegu impulsowego o częstotliwościach dużo wyższych niż górna granica pasma audio.

Filtr LC na wyjściu wzmacniacza impulsowego ma dwa główne zadania:
1 – zmniejszyć straty i zwiększyć sprawność energetyczną,
2 – zmniejszyć poziom zakłóceń w.cz. wytwarzanych przez wzmacniacz.

Do problemu strat już w niniejszym cyklu podchodziliśmy dwa razy. Ale musimy to przypomnieć. Otóż problemem jest to, że w klasycznym wzmacniaczu klasy D według **rysunku 1**, przy braku sygnału audio na jego wyjściu występuje silny sygnał prostokątny o dużej częstotliwości, co najmniej kilkaset kiloherców. A obciążeniem jest głośnik. Gdyby podać wprost na głośnik ten silny sygnał wysokiej częstotliwości, to oczywiście membrana głośnika nie może drgać w tak szybkim rytmie. Głośnik nie wytworzy ani dźwięku słyszalnego, ani ultradźwięków, ale napięcie impulsów wywoła przepływ dużego prądu i ogromne, niepotrzebne straty mocy ($P = I^2R$).

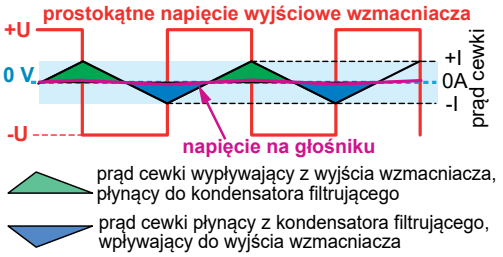


Rys. 1

Włączenie na wyjściu skutecznego filtru LC rozwiązuje ten problem. Mówiąc najprościej, dla wysokich częstotliwości impulsów i ich harmonicznych włączona w szereg cewka stanowi dużą reaktancję indukcyjną X_L. Z kolei kondensator włączony równolegle do głośnika dla tych wysokich częstotliwości stanowi zwarcie. W efekcie filtr LC skutecznie nie dopuszcza sygnałów w.cz. do głośnika. Tak to wygląda w ogólnym zarysie.

Dokładniej biorąc, mamy tu dolnoprzepustowy filtr LC (drugiego rzędu) obciążony impedancją głośnika. Częstotliwość graniczna tego filtru nie może być niższa niż górna granica pasma akustycznego (20kHz). Według od dawna znanych reguł można zaprojektować filtr o częstotliwości granicznej 20kHz lub trochę więcej, optymalizowany do współpracy z opornością głośnika. Ogólnie biorąc, dałoby to filtr o dość dużych wartościach L i C, i wymagałoby zastosowania cewki i kondensatora o znacznych rozmiarach. Co ważne, nie byłoby to rozwiązanie idealne, nawet gdyby idealne były elementy LC filtru.

Mianowicie działanie filtru LC polega na gromadzeniu energii w indukcyjności i w pojemności. Prąd płynący przez cewkę oznacza, że zgromadziła ona jakąś porcję energii. Analogicznie napięcie na kondensatorze świadczy, że gromadzi on porcję energii. Gdyby indukcyjność cewki była nieskończenie wielka, a pojemność kondensatora też, to w spoczynku, przy braku sygnału audio, nie byłoby przepływu energii w obwodzie wyjściowym wzmacniacza. Z uwagi na sygnały audio (do 20kHz) ani indukcyjność, ani pojemność filtru nie mogą być bardzo duże, więc w spoczynku, bez sygnału audio, gdy wypełnienie impulsów wynosi 50%, napięcie występujące na wyjściu wzmacniacza spowoduje przepływ prądu o znaczącej wartości. Prąd ten okresowo będzie ładował energią i cewkę, i kondensator. Zgodnie z **rysunkiem 2** na kondensatorze i głośniku wystąpiłby bardzo mały sygnał wysokiej częstotliwości, czyli przez głośnik płynąłby prąd wysokiej częstotliwości, ale bardzo maleńki.



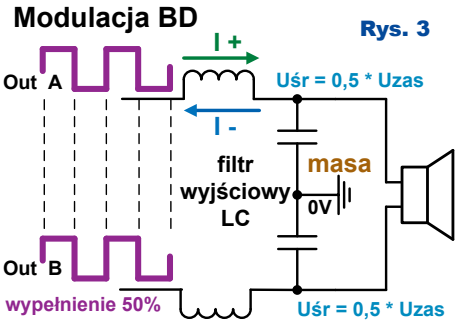
Rys. 2

Jednak zgodnie z rysunkiem 2 znacznie większy prąd płynąłby tam i z powrotem przez cewkę filtru (i kondensator), co jest zaznaczone kolorami zielonym i niebieskim. Gdyby były to elementy LC idealne, bez strat, to żadnego problemu by nie było. Prąd by płynął przez elementy LC i porcja energii byłaby przekazywana w dwóch kierunkach między wyjściem wzmacniacza i kondensatorem bez strat.

Jednak w realnych wzmacniaczach impulsowych we współczesnym sprzęcie chcemy stosować jak najmniejsze elementy i z uwagi na coraz silniejszą miniaturyzację, i ze względu na koszty. Dlatego w filtrach LC stosuje się mniej skuteczne filtry LC, w szczególności mniejsze i tańsze cewki, a one na pewno mają znaczną szkodliwą rezystancję strat i przepływ wspomnianego pulsującego prądu spowoduje straty w postaci ciepła. Problemu zasygnalizowanego na rysunku 2 nie można pominąć.

Jednak dotyczy on przede wszystkim klasycznej modulacji nazywanej AD. Problem pulsującego prądu w cewce filtru zmniejsza się, jeżeli wypełnienie impulsów jest mniejsze. Dlatego wprowadzono ekonomiczny sposób modulacji AD, zwany HEAD.

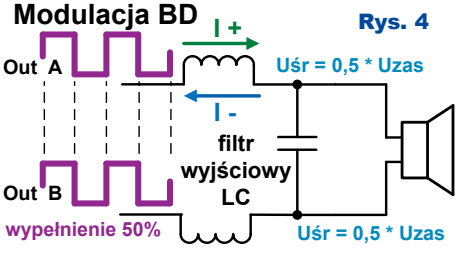
eprasa.pl 612a2d0f04

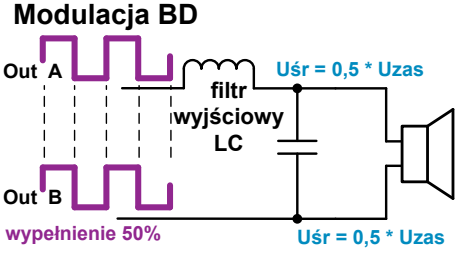


Teoretycznie problem znika przy zastosowaniu modulacji BD, ponieważ przy braku sygnału audio nie powinno wtedy być na wyjściu wzmacniacza żadnych impulsów. W rzeczywistości przy modulacji BD pozostaje problem impulsowego sygnału wspólnego, co też już wstępnie analizowaliśmy w odcinku 12. Zamieszczony był tam rysunek, który pokazywał problem sygnału wspólnego. Zwróć teraz uwagę na **rysunek 3**, który pokazuje, że przy modulacji BD w spoczynku na wyjściach dwóch torów rzeczywiście występuje jednakowy sygnał (wspólny), a prąd płynie tylko dlatego, że mamy dwie gałęzie i dwa kondensatory są dołączone do masy!

Przy modulacji BD w spoczynku na wyjściach obu torów wystepują jednakowe przebiegi, więc nie będzie przepływu prądu magnesującego cewki, jeżeli zlikwidujemy połączenie z masą.

Można to zrealizować, stosując filtr symetryczny z dwiema cewkami i jednym kondensatorem, albo oszczędniej, stosując tylko jedną cewkę i jeden kondensator, według **rysunku 4**.





W praktyce filtry z dwiema cewkami i jednym kondensatorem można byłoby zaakceptować w mostkowych wzmacniaczach z modulacją AD. Jednak generalnie przy modulacji BD stosuje się filtry według rysunku 3 z dwoma kondensatorami dołączonymi do masy. Natomiast przy modulacji AD we wzmacniaczach mostkowych spotyka się filtry z trzema kondensatorami według **rysunku 5**.

No tak, ale przecież tylko przy klasycznej modulacji PWM typu AD, przy braku sygnału audio na wyjściu wzmacniacza, występuje potężny przebieg prostokątny o częstotliwości taktowania PWM i wypełnieniu 50%, co wymusza zastosowanie w filtrze LC stosunkowo dużej indukcyjności, by ograniczyć amplitudę spoczynkowych zmian prądu. I jak to wszystko ma się do wcześniejszych stwierdzeń, że przy modulacji PWM typu BD i pokrewnych oraz przy modulacji PDM, na przykład realizowanej przez przetwornik sigma-delta (ΣΔ), łagodnieje problem wyjściowego filtru LC? Dlaczego wcześniej mówiliśmy, że ***możliwa jest realizacja wzmacniaczy klasy D bez wyjściowego filtru LC***?

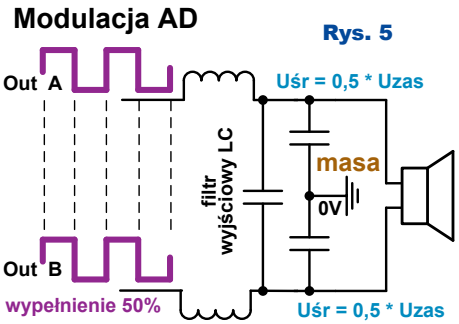
Otóż filtr LC na pewno jest niezbędny przy modulacji AD. Gdy w spoczynku na wyjściu nie ma impulsów lub gdy są one wąskie i nieliczne, wtedy wyjściowy filtr LC może okazać się niepotrzebny. Nieprzypadkowo na rynku jest wiele wzmacniaczy klasy D, zarówno PDM (ΣΔ), jak PWM z modulacją trzystanową BD i podobnymi, jak wspomniana 1SPW (w niektórych dokumentach nazywana 1SBW), które ogólnie nazywane są *filterless* – bezfiltrowe.

Znów kwestia nie jest oczywista. Otóż ***także w „bezfiltrowych" wzmacniaczach klasy D stosuje się filtry LC***.

Filtry i filtracja

Filtru LC na wyjściu można nie stosować przy odmianach modulacji, przy których pulsowanie prądu wyjściowego i związany z tym spadek sprawności są niewielkie. Ale filtr LC może być konieczny ze względu na wytwarzane zakłócenia. Otóż częstotliwość przełączania wzmacniaczy impulsowych jest rzędu kilkuset kiloherców do kilku megaherców. ***Wzmacniacze klasy D są więc... radiowymi nadajnikami średniofalowymi!***

Dodatkowo występowanie impulsów napięcia i prądu o stromych zboczach oznacza, że w przebiegach wy-



stępują harmoniczne o dużo wyższych częstotliwościach. One też są emitowane na zewnątrz wzmacniacza.

Problem ten ma dwa główne oblicza: ogólnoświatowe i amerykańskie.

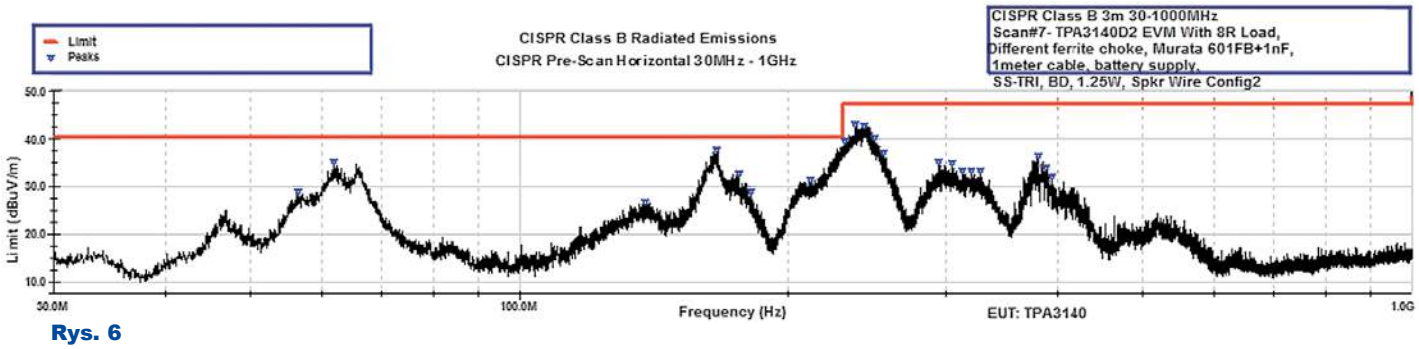
Amerykańskie oblicze problemu związane jest z faktem, że pomimo gwałtownego rozwoju techniki, nadal na rozległych obszarach USA popularne są stacje radiowe pracujące na falach średnich w zakresie 500kHz do ponad 1700kHz. A impulsy wzmacniaczy audio klasy D mają częstotliwości właśnie w tym zakresie, więc albo przebieg taktujący, albo jego harmoniczne, pochodzące ze wzmacniaczy klasy D zakłócają odbiór średniofalowych stacji AM. Przede wszystkim dotyczy to radioodbiorników samochodowych ze wzmacniaczami impulsowymi. W kartach katalogowych niektórych scalonych wzmacniaczy klasy D można znaleźć informacje o sposobach likwidacji tego problemu. Jest to głównie zmiana częstotliwości impulsów taktujących.

Ogólnoświatowe oblicze problemu polega na tym, że w poszczególnych krajach określono dozwolone poziomy zakłóceń elektromagnetycznych wytwarzanych przez urządzenia elektroniczne. Dotyczy to zakłóceń przechodzących z urządzenia do sieci energetycznej, co ma znaczenie we wzmacniaczach klasy D zasilanych z sieci. Niektórzy producenci scalonych wzmacniaczy klasy D poruszają także ten temat w swoich materiałach dla konstruktorów.

Jednak przede wszystkim problemem są zakłócenia wypromieniowywane z urządzenia jako fale radiowe. A przecież każdy wzmacniacz klasy D jest jednocześnie nadajnikiem radiowym długo- lub średniofalowym, a silne harmoniczne mogą mieć częstotliwości wielu megaherców.

I tu dochodzimy do bardzo ważnego punktu: poziom zakłóceń emitowanych przez taki nadajnik w postaci wzmacniacza klasy D zależy od anten, a głównymi antenami nadawczymi są

eprasa.pl 612a2d0f04



Rys. 6

przewody głośnikowe. Dlatego w kartach katalogowych wielu wzmacniaczy „bezfiltrowych" (*filterless*) podaje się, że praca bez żadnego filtru wyjściowego jest dopuszczalna tylko przy krótkich przewodach głośnikowych (rzędu kilkunastu centymetrów). Natomiast gdy kable między wzmacniaczem a głośnikiem są dłuższe, producent pisze o konieczności zastosowania filtrów właśnie po to, by zmieścić się w dozwolonych normach zakłóceń. Czasem w przypadku wzmacniacza *filterless* w tej samej karcie katalogowej można znaleźć różne przykłady dołączenia głośników, jednak zawierające filtry LC.

I tak oto doszliśmy do EMI (*electromagnetic interference*), do amerykańskich wymagań FCC (Federal Communications Commission – Part 15 Class B) i do unijnych wymagań europejskich (CISPR 22, CE 55013, itd.). **Rysunek 6** pochodzi z raportu aplikacyjnego Texas Instruments sloa216 i pokazuje wyniki jednego z pomiarów wzmacniacza TPA3140. Czerwona linia to dopuszczalny limit. Przekroczenie jej oznacza w praktyce, że dane urządzenie nie może zostać wprowadzone na rynek z powodu wytwarzania zbyt silnych zakłóceń. Takie pomiary dotyczą nie samego układu scalonego, tylko konkretnego kompletnego wzmacniacza pracującego z głośnikami.

W praktyce często te filtry przeciwzakłóceniowe nie są klasycznymi filtrami LC z oddzielnymi cewkami. Często funkcję indukcyjności pełni ferrytowy koralik (*bead*) nałożony na żyłę przewodu głośnikowego. W materiałach Texas Instruments można znaleźć bardzo obszerne opracowania i wskazówki dotyczące filtrów wyjściowych różnych wzmacniaczy klasy D. Aby zmieścić się w dopuszczalnych limitach zakłóceń, niektóre wzmacniacze klasy D pracują ze zmienną w czasie częstotliwością taktowania, co potem przy pomiarach daje rozproszenie zakłóceń w szerszym spektrum, a tym samym spłaszczenie wierzchołków i pozwala zmieścić się w granicach wyznaczonych przez normy. Wtedy w opisach takich wzmacniaczy występuje skrót SSM, co oznacza albo *Spread Spectrum Modulation*, albo *Spread Spectrum Mode*.

W każdym razie, aby sprostać przepisom dotyczącym limitu zakłóceń elektromagnetycznych, stosowane są rozmaite rozwiązania. Jednak producent układu scalonego podaje tylko wskazówki, wytyczne, ewentualnie przykłady realizacji, a potem konstruktor finalnego urządzenia bierze na siebie odpowiedzialność w zakresie zgodności z aktualnymi normami dotyczącymi zakłóceń elektromagnetycznych. Tu na marginesie można wspomnie, że popularne są różne produkowane w Chinach moduły wzmacniaczy klasy D, z których wiele nie zawiera odpowiednich filtrów przeciwzakłóceniowych. Niejeden użytkownik już się o tym przekonał. Chiński producent nie ponosi odpowiedzialności na terenie Unii Europejskiej, ale osoby wprowadzające takie wyroby na europejski rynek mogą być pociągnięte do odpowiedzialności.

Kupując i wykorzystując popularne i tanie chińskie moduły, choćby z małymi wzmacniaczami PAM84xx czy PAM86xx, warto sprawdzić, co ich karty katalogowe mówią o problemie zakłóceń i filtrów wyjściowych.

Cykl o wzmacniaczach klasy D zbliża się do końca. Do omówienia zostały jeszcze najnowsze rozwiązania wzmacniaczy z wejściami cyfrowymi oraz perspektywy rozwoju wzmacniaczy impulsowych.

Piotr Górecki

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

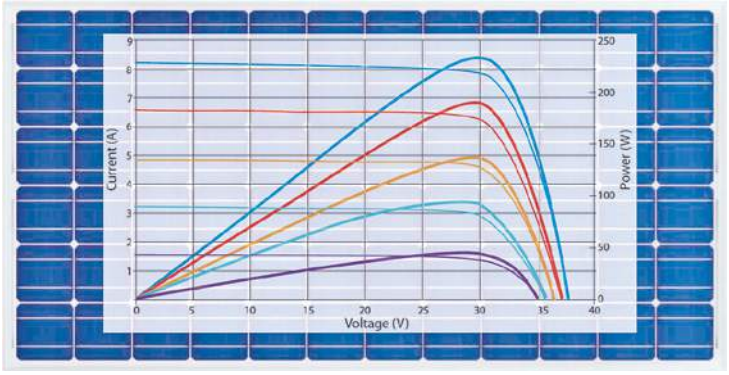
- Prosta obsługa, bogate możliwości programowania
- Możliwość dopasowania do każdego kotła i rodzaju paliwa
- Wysoka jakość
- Gwarancja 24 miesiące

www.pwkey.pl

eprasa.pl 612a2d0f04

MPPT

część 16



W tym odcinku króciutko omówimy metody śledzenia MPP, które uwzględniają właściwości konkretnego egzemplarza panelu oraz wpływ temperatury.

Napięciowa metoda MPPT

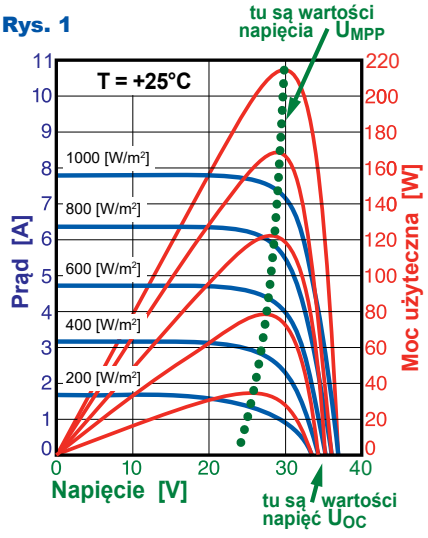
Wcześniej omawiana, arbitralnie przyjęta na podstawie karty katalogowej wartość napięcia MPP dla danej temperatury w poszczególnych egzemplarzach paneli danego typu może być różna. Istnieje jednak dość prosty sposób określenia napięcia MPP, który uwzględnia nie tylko właściwości konkretnego panelu, ale też aktualne natężenie promieniowania oraz co bardzo ważne – temperaturę.

Znów wracamy do charakterystyk panelu FV. Z przykładowych charakterystyk z **rysunku 1** widać, że zmiany natężenia oświetlenia powodują mniej więcej proporcjonalne zmiany napięcia U_{MPP}, ale też maksymalnego napięcia rozwartego panelu U_{OC}. Zależność ta jest podobna w innych temperaturach.

Napięcia U_{MPP} nie można zmierzyć miernikiem ani w prosty sposób określić. Ale można bez problemu zmierzyć napięcie na rozwartym panelu U_{OC}.

I oto mamy prostą, napięciową metodę śledzenia MPP. Ściślej biorąc, śledzimy, a konkretnie mierzymy napięcie U_{OC}, które, jak wiemy, może zmieniać się w szerokich granicach, zwłaszcza przy zmianach temperatury panelu. Mierzymy napięcie U_{OC}, a potem zgodnie z rysunkiem 1 przyjmujemy, że napięcie U_{MPP} jest 15...25% niższe.

Rys. 1



Mając w systemie mikroprocesor i przetwornicę, można co jakiś czas na chwilę odłączyć obciążenie panelu, w praktyce wyłączyć przetwornicę, zmierzyć i zapamiętać występujące wtedy napięcie V_{OC}, a potem do czasu następnego takiego pomiaru, jako aktualne napięcie U_{MPP}, czyli jako próg zadziałania kontrolera napięcia panelu FV, przyjąć wartość w granicach 75...85% tak zmierzonego napięcia U_{OC}.

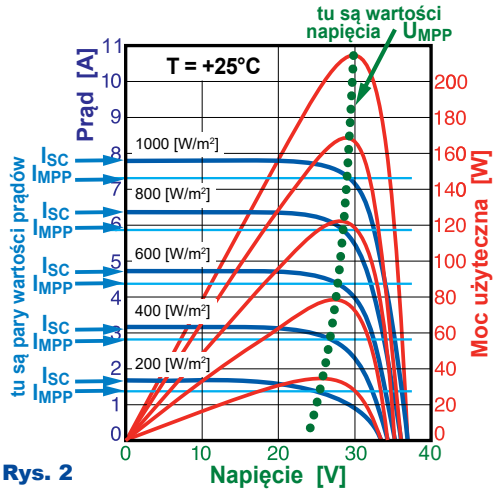
Oczywiście tak przyjęta wartość nie będzie idealna, ale uwzględnia i natężenie oświetlenia, i wpływ temperatury.

Taka metoda przybliżonego określania punktu MPP jest jasna, zrozumiała i prosta do realizacji, ale nie pozwala na dokładne znalezienie punktów MPP, ponieważ przy różnym natężeniu światła stosunek U_{MPP}/U_{OC} nie jest stały. Znacząco lepsza jest bardzo podobna, równie prosta metoda.

Prądowa metoda MPPT

Jeżeli mamy już w systemie mikroprocesor i zapamiętujemy jakąś wartość odpowiadającą aktualnie zmierzonemu punktowi MPP, to można wykorzystać metodę pokrewną, która daje lepsze wyniki. Ale zamiast okresowo mierzyć i zapamiętywać *napięcie* U_{OC}, można co jakiś czas na chwilę ***zwierać*** panel i wtedy mierzyć i zapamiętywać wartość ***prądu zwarcia*** I_{SC}.

Co prawda wcześniej mówiliśmy, że śledzenie MPP polega na utrzymywaniu na panelu odpowiedniego *napięcia*. Owszem, ale przecież MPP to punkt maksymalnej ***mocy***, a moc określona jest i przez *napięcie*, i przez ***prąd***. Ogólnie biorąc, równie dobrze



Rys. 2

można śledzić punkt MPP, kontrolując i regulując wartość ***prądu*** pobieranego z panelu. A jeżeli prąd będzie odpowiadał punktowi MPP, to i napięcie także (choć napięcia wtedy nie mierzymy).

Znów wracamy do charakterystyk panelu. Na **rysunku 2** mamy zaznaczone pary: wartości prądu I_{MPP} oraz prądu zwarciowego I_{SC}. I znów: w danych warunkach oświetlenia i temperatury nie sposób zmierzyć wartości prądu I_{MPP}, ale można z łatwością zewrzeć panel i zmierzyć wartość prądu I_{SC}. Okazuje się, że stosunek I_{MPP}/I_{OC} jest w różnych warunkach oświetlenia i temperatury bardziej stały niż stosunek U_{MPP}/U_{OC}. I tę zależność można wykorzystać do śledzenia punktu MPP.

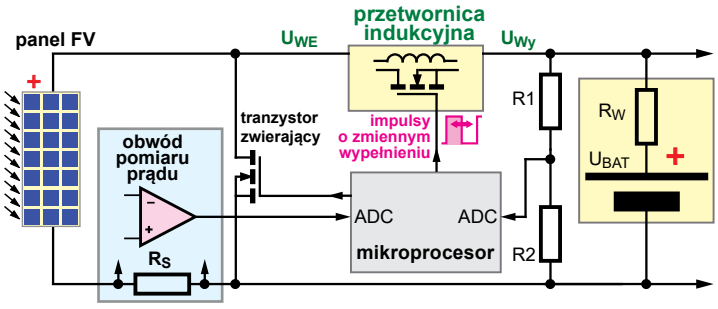
Jednak trzeba zaznaczyć, że rysunek 2 i wiele podobnych charakterystyk z katalogów są rysowane niezbyt dokładnie i nie pozwalają prawidłowo określić stosunku I_{MPP}/I_{OC}, który okazuje się zbliżony do 95%.

Kontroler, realizujący prądową metodę MPPT, musi co jakiś czas mierzyć prąd, a potem pomiędzy pomiarami utrzymywać potrzebną wartość prądu pobieranego z panelu: nieco mniejszą od I_{SC}, na przykład $0{,}95I_{SC}$.

Wymaga to jednak dodatkowego skomplikowania układu sterownika. Wcześniej mierzyliśmy tylko napięcia, a teraz trzeba mierzyć prąd, a to wyma-

eprasa.pl 612a2d0f04

ga rozbudowy układu. Prowadzi nas to do **rysunku 3**, pokazującego koncepcję i przykładowy, uproszczony schemat „prądowego" sterownika MPPT.



Rys. 3

Zwróć uwagę, że w tej metodzie nie musimy mierzyć napięcia na panelu, bowiem jeśli prąd będzie odpowiadał punktowi MPP, to i napięcie także. Cały czas musimy natomiast monitorować prąd: mierzyć go w krótkich chwilach, gdy panel jest zwarty przez tranzystor, oraz mierzyć i utrzymywać wartość I_{MPP} przez pozostały czas.

Według wielu źródeł prądowa metoda śledzenia MPP jest lepsza od napięciowej, ale też nie jest doskonała i co istotne, komplikuje układ, bo wymaga obwodów kontroli prądu, co w praktyce jest znacznie trudniejsze do realizacji niż kontrola napięć. Pewną wadą jest też to, że co jakiś czas panel jest wyłączany z pracy na czas pomiaru. Co prawda mogą to być króciutkie przerwy, ale faktycznie panel wtedy nie dostarcza energii.

Zaawansowane metody MPPT

Jeżeli w układzie kontrolera FV wymagany jest pomiar prądu, to dodatkowe zrealizowanie pomiaru napięć nie stanowi problemu. A jeżeli już mierzymy prąd pobierany z panelu, to możemy także mierzyć prąd ładowania. Wtedy schemat blokowy sterownika może wyglądać mniej więcej tak, jak w którejś z dwóch wersji z **rysunku 4**, gdzie dysponujemy aktualną informacją zarówno o napięciach, jak i o prądach po obu stronach przetwornicy impulsowej.

Opisane właśnie metody opierające się na zmierzonej, aktualnej wartości U_{OC} albo I_{SC} nie są ani jedyne, ani najlepsze do określania aktualnego punktu MPP. Co ważne, aktualne w danych warunkach oświetlenia i temperatury wartości napięcia i prądu oraz mocy punktu MPP (U_{MPP}, I_{MPP}, P_{MPP}) można określić bez zwierania i rozwierania panelu, mierząc tylko bieżące, robocze wartości napięcia i prądu panelu, i odpowiednio przetwarzając takie informacje. Stosuje się do tego różne sprytne algorytmy. Dziedzina ta aktualnie jest w ciągłym rozwoju. W Internecie można znaleźć mnóstwo rozpraw naukowych i analiz dotyczących wyrafinowanych algorytmów MPPT, włącznie z wykorzystaniem logiki rozmytej (fuzzy logic). W większości są to rozważania akademickie najeżone trudnymi do zrozumienia wzorami, nijak niemające się do amatorskiej rzeczywistości, gdzie trzeba zwracać uwagę na zupełnie inne prozaiczne czynniki, do których jeszcze wrócimy.

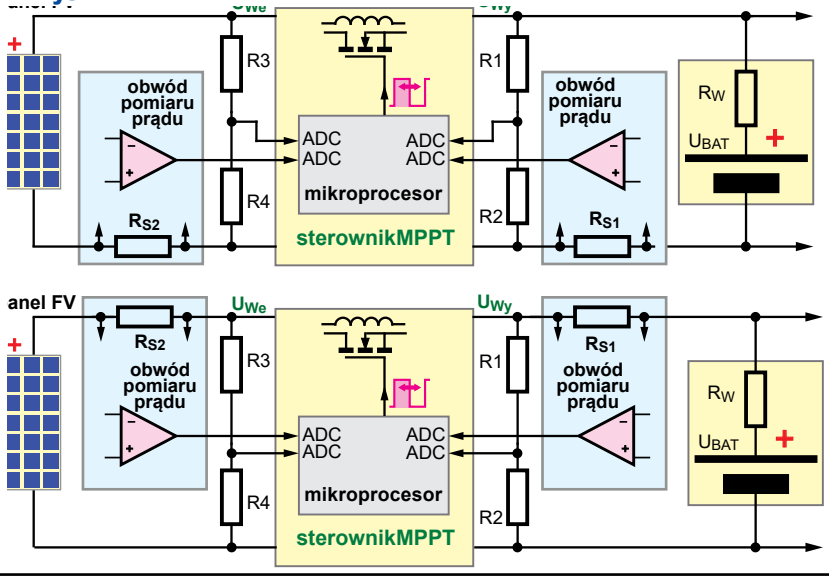
Strona sprzętowa często jest mniej więcej taka, jak pokazuje rysunek 4, a zmiany polegają tylko na doskonaleniu oprogramowania. Pracują nad tym i placówki badawcze (politechniki i uniwersytety), i firmy produkujące sprzęt do systemów FV. Temat zaawansowanych algorytmów śledzenia MPP jest więc ogromny. Teraz wspomnijmy o nich tylko ogólnie.

Otóż w praktyce do realizacji różnych algorytmów śledzenia MPP wykorzystywane są rozwiązania według rysunku 4, zawierające przetwornicę impulsową, najczęściej ze sterowaniem PWM, gdzie współczynnik wypełnienia jest wyznaczany przez mikroprocesor.

I to właśnie mikroprocesor programowo realizuje odpowiednie algorytmy. We wszystkich potrzebny jest pomiar i napięcia, i prądu wejściowego, co pozwala mierzyć moc pobieraną z panelu (P = U*I). Regulacja w sumie to zmiana współczynnika wypełnienia PWM przetwornicy. Zmiana PWM przetwornicy oznacza też zmianę wartości prądu ładowania, ale do śledzenia MPP zdecydowanie bardziej potrzebna jest wartość prądu pobieranego z panelu (który wskutek obecności przetwornicy zwykle nie jest równy prądowi ładowania). W każdym razie procesor może zmieniać obciążenie panelu FV, czyli wartość prądu panelu i może przy tym na bieżąco mierzyć i prąd (I) aktualnie pobierany z panelu, i aktualne napięcie (U) na panelu, co pozwala obliczyć jego aktualną moc (P = U * I).

Część ze stosowanych algorytmów określana jest jako *hill climbing*, co można przetłumaczyć jako *wspinanie się na górkę*. Badaj najbardziej znana metoda to P&O – *Perturb and Observe*, czyli po polsku *zakłóć i obserwuj*. Najogólniej biorąc, procesor sprawdza, jaka moc P jest uzyskiwana z panelu przy różnym jego obciążeniu i tak dobiera wypełnienie impulsów przetwornicy, żeby ta moc była w danych warunkach największa. Realizacja tego rodzaju algorytmów oznacza więc dosłownie poszukiwanie aktualnego punktu MPP przez „ciągłe eksperymentowanie". Można się domyślić, że nie jest to metoda doskonała, bo system cały czas nie pracuje w aktualnym punkcie MPP, tylko go poszukuje przez sprawdzanie „punktów położonych obok". Znane są różne odmiany algorytmów *hill climbing*, ale także metody śledzenia MPP oparte na jeszcze innych zasadach. Na przykład zaskakująca jest idea dość prostej metody, nazywanej po angielsku *incremental conductance*, co bywa rozmaicie tłumaczone na polski, bardzo często w sposób śmieszny, utrudniający zrozumienie jej sensu, a co można przetłumaczyć jako ***metodę konduktancji przyrostowej***. Na życzenie Czytelników (piszcie: *edw@elportal.pl*) niektóre takie zaawansowane algorytmy MPPT mogą zostać omówione w oddzielnym artykule. A w następnym odcinku z wyżyn akademickich rozważań o zaawansowanych algorytmach MPPT zejdziemy na ziemię, żeby pokazać praktyczne aspekty związane ze sterownikami FV, i tymi zaawansowanymi MPPT, i tymi dużo prostszymi i tańszymi.

Rys. 4



Piotr Górecki

eprasa.pl 612a2d0f04

Inteligentny dom także dla Ciebie, czyli jest dobrze, ale nie beznadziejnie
Część 4 – Smart home – punkt centralny?

W poprzednim odcinku cyklu omówiliśmy w bardzo dużym skrócie historię inteligentnych domów. Okazało się, że dawniej stosowano różne, skądinąd bardzo interesujące rozwiązania, jednak na aktualnym poziomie rozwoju techniki niezbędne jest wykorzystanie sieci komputerowych i Internetu.

Tak, ale można to realizować na różne lepsze i gorsze sposoby. Podstawowym kryterium jest to, ile mamy w domu różnorodnych inteligentnych urządzeń i ***czy tworzą one jeden spójny system, czy też trzeba je obsługiwać oddzielnie?*** Inaczej mówiąc: czy istnieje jakiś *punkt centralny*, wiążący wszystkie elementy naszego inteligentnego domu?

Kwestia „punku centralnego" ma kilka ważnych w praktyce aspektów, z których jeden z najważniejszych to...

Rola smartfonów

Dziś dla wielu, jeśli nie większości osób, najważniejszym urządzeniem technicznym jest smartfon, inaczej *smart phone*, co można rozumieć jako *inteligentny telefon*. Nie tylko z powodu nazwy, *smart phone* może nieodłącznie kojarzyć się też ze *smart home*, czyli *inteligentnym domem*.

I w zasadzie słusznie! Dziś właśnie smartfon oraz mający większy ekran tablet rzeczywiście oferują najwygodniejsze sposoby monitorowania i obsługi inteligentnego domu. Wydaje się, że nie ma potrzeby szukania czegoś innego. Jednak powszechne jest fałszywe wyobrażenie, że odpowiedni program czy raczej programy wgrane do smartfonu czy tabletu rozwiązują sprawę sterowania, zarówno lokalnie, w obrębie domu, jak też zdalnie, przez Internet. I te kwestie trzeba omówić dokładniej, zaczynając od pytania:
Czy rzeczywiście smartfon jest punktem centralnym inteligentnego domu?
Teoretycznie tak, jednak koniecznie trzeba tu wspomnieć o pewnych pułapkach – głębokich pułapkach.

Otóż dziś jesteśmy wręcz zalewani reklamami handlowymi, w których oferuje się nam zakup elementów inteligentnego domu. Zasadniczo wszystko wydaje się znakomite, proste i niesamowicie atrakcyjne: kupujemy niedrogi sprzęt, na smartfonie instalujemy jak najbardziej darmową aplikację i cieszymy się inteligentnym domem (a inni nam tego zazdroszczą).

Niestety, nie ma tu jednego ogólnego standardu i pod ogólnym, bardzo słabo rozumianym hasłem *Smart home* wiele firm oferuje niekompatybilne ze sobą urządzenia i rozwiązania. Już to rodzi problemy. Poszczególne marki i proponowane rozwiązania pojawiają się i znikają z rynku w szybkim tempie i nie ma żadnej gwarancji ich dostępności w przyszłości. Ktoś może nie widzieć w tym problemu, bo przecież łatwo można zainstalować nowy, zapewne lepszy sprzęt i nową apkę na smartfonie.

Niestety, wiele osób potwierdzi, że radość kończy się szybko, gdy do obsługi inteligentnego domu trzeba wykorzystywać kilka oddzielnych aplikacji różnych producentów (na razie pomijamy problem, czy wszystkie działają prawidłowo, co wcale nie jest regułą). W takiej wersji z wieloma oddzielnymi aplikacjami trudno mówić o integracji. A dla naszych rozważań najistotniejsze jest to, że *w takiej wersji tak naprawdę smartfon wcale nie jest punktem centralnym*.

Korzystanie ze sprzętu różnych producentów i z kilku smartfonowych aplikacji jest jednym z akceptowalnych rozwiązań. Trzeba tu przyznać, że niektórzy świadomie godzą się na taką sytuację i są zadowoleni. Natomiast odrobinę bardziej wtajemniczonym wydaje się, że problem wielu oddzielnych aplikacji w smartfonie można skutecznie ominąć, a wręcz w pełni rozwiązać, i to w genialnie prosty, nowoczesny i spektakularnie atrakcyjny sposób, mianowicie przez zastosowanie asystenta głosowego.

Asystenci głosowi

Dla wielu osób dopuszczalne, a wręcz satysfakcjonujące może być wykorzystanie asystenta głosowego, takiego jak Alexa (Amazon), Siri (Apple), Cortana (Microsoft), Bixby (Samsung) czy Google Assistant, współpracującego z wieloma różnymi urządzeniami szeregu producentów. Dla polskiego użytkownika problemem jest to, że język polski, i to niezbyt dobrze, obsługuje jedynie dostępny w smartfonach Google Assistant, a najpopularniejsza Alexa nadal wymaga kontaktu w języku angielskim, ewentualnie niemieckim. Ale to odrębna kwestia.

Domownicy po prostu mówią, co inteligentny dom ma zrobić, a ten niezwłocznie realizuje ich polecenia.

Nie jest to żadna wizja futurystyczna, ponieważ odpowiednie systemy rozpoznawania głosu są dostępne. Już teraz jesteśmy zasypywani informacjami reklamowymi, jakie to fantastyczne możliwości dają asystenci głosowi w rodzaju wspomnianych Alexa, Siri, Cortana, Bixby czy Google Assistant lub jeszcze innych.

Nie tylko posłusznie wykonują nasze polecenia, ale potrafią sensownie odpowiadać na nasze pytania!

Z technicznego, a ściślej z informatycznego punktu widzenia – niesamowita rewelacja!

Tak, ale na ile przydatna i na ile rzeczywiście potrzebna, a na ile jest to interesujący gadżet i wręcz zagrożenie w systemie inteligentnego domu?

Kwestie rzeczywistej przydatności oraz zagrożeń związanych z asystentami głosowymi to odrębny szeroki temat, a my na razie pozostańmy przy prostszych aspektach technicznych.

Jakkolwiek by na to patrzeć, coraz więcej poszczególnych urządzeń – elementów inteligentnego domu różnych producentów, potrafi współpracować z najpopularniejszymi asystentami głosowymi. A właściwie odwrotnie: *najpopularniejsze realizacje asy-*

eprasa.pl 612a2d0f04



Rys. 1



Rys. 2

stentów głosowych potrafią obsłużyć sprzętowe elementy inteligentnego domu różnych producentów.

Wtedy ***można powiedzieć, że punktem centralnym inteligentnego domu staje się właśnie asystent głosowy***.

Coraz więcej „inteligentnego" sprzętu rozmaitych producentów ma w opisach i materiałach reklamowych wyraźne informacje, że ten sprzęt współpracuje z najpopularniejszymi asystentami głosowymi. Przykłady na pochodzcych ze sklepów Aliexpress **rysunkach 1...3**. Na rysunku 3 wskazano, że lampa współpracuje też z rosyjskim asystentem (Yandex Alice).

Ściślej biorąc, ***asystent głosowy nie przejmuje bezpośredniej kontroli nad sprzętem***. Przypomnijmy też, że asystent głosowy nie jest małym pudełkiem z głośnikiem i mikrofonem. Asystent głosowy to bardzo inteligentny program komputerowy wykorzystujący sztuczną inteligencję. Nie steruje „obcym" sprzętem bezpośrednio, tylko drogą okrężną. Kontaktuje się, najogólnej biorąc, z oprogramowaniem i chmurą producenta sprzętu, a nie wprost ze sprzętem zainstalowanym w domu.

Asystent głosowy jest więc tylko swego rodzaju nakładką. Integracja usług i urządzeń inteligentnego domu polega na tym, że w programie asystenta głosowego podczas konfiguracji podajemy, jakie mamy różne inteligentne sprzęty, jak je nazywany, i jak asystent ma się z nimi komunikować, ale nie bezpośrednio, tylko za pomocą chmury i oprogramowania producenta danego sprzętu. Nadal korzystamy z (jesteśmy zależni od) kilku chmur, a zaletą jest to, że nie musimy już korzystać z wielu aplikacji na smartfonie, a co najwyżej jednej.

Punkt centralny?

Podkreślmy też, że jeżeli na swoim smartfonie mamy zainstalowaną aplikację asystenta głosowego (np. Google Assistant), to wcale nie znaczy, że mamy tam zainstalowany główny program, wykorzystujący sztuczną inteligencję. Absolutnie nie!

W smartfonie czy w „inteligentnym głośniku" zainstalowany jest tylko stosunkowo prosty program pośredniczący, a główny program asystenta głosowego pracuje gdzieś daleko na jakichś potężnych serwerach amerykańskich, europejskich lub azjatyckich.

Wykorzystanie asystenta głosowego rzeczywiście ułatwia obsługę, ale integracja inteligentnego domu jest tylko pozorna. Owszem, wydaje się, że asystent głosowy jest punktem centralnym naszego inteligentnego domu, jednak działanie całego systemu zależy od prawidłowej pracy nie tylko programów na serwerach (w chmurach) tego asystenta, ale też programów w chmurach wszystkich producentów, których urządzenia wykorzystujemy.

Do znaczenia punktu centralnego będziemy wracać, a na razie zamknijmy temat asystentów głosowych. Podkreślam, że dla wielu użytkowników może to być atrakcyjne, akceptowalne rozwiązanie. Jednak trzeba mieć świadomość, że korzystając w ten sposób z oprogramowania i chmur różnych producentów, po pierwsze niejako otwieramy swój dom i wpuszczamy doń obcych, których intencji nie sposób do końca poznać.

Drugi poważny problem to inne aspekty niezawodności takich na pozór supernowoczesnych systemów inteligentnego domu. Otóż niezawodność całego systemu uzależniona jest od jakości transmisji internetowej oraz niezawodnego działania programów i chmur wszystkich poszczególnych producentów, których urządzenia wykorzystujemy.

A praktyka pokazuje, że z tym nadal bywa różnie. Realia, zwłaszcza w naszym kraju, często daleko i boleśnie rozmijają się z opisami zawartymi w materiałach reklamowych i artykułach promocyjnych.

Inna ważna dla wielu kwestia to fakt, że jak na razie, popularne i tanie są tylko urządzenia, realizujące nieliczne składniki inteligentnego domu – głównie oświetlenie i sterowanie załącz/wyłącz. Tymczasem wielu z nas nie daje się omamić reklamami oraz pełnymi zachwytu artykułami, które są sponsorowane przez producentów i dystrybutorów. Dla wielu z nas sterowanie głosowe i (pseudo)rozmowa z asystentem/asystentką to tylko gadżet, ciekawostka, w sumie mało ważna. Wielu z nas zadowoli klasyczny interfejs, a chcielibyśmy po pierwsze korzystać z najróżniejszych innych funkcji, których nie ma w popularnym fabrycznym sprzęcie, a po drugie stanowczo chcielibyśmy uniezależnić się od aplikacji i chmur potężnych producentów takiego sprzętu. Jest to możliwe i sensowne, a świadomi omówionych problemów elektronicy realizują swoje inteligentne domy na inne sposoby, które będziemy sukcesywnie omawiać. Dlatego w następnym odcinku będziemy dokładniej omawiać kwestie „punku centralnego" w inteligentnym domu.

Piotr Górecki



Rys. 3

eprasa.pl 612a2d0f04

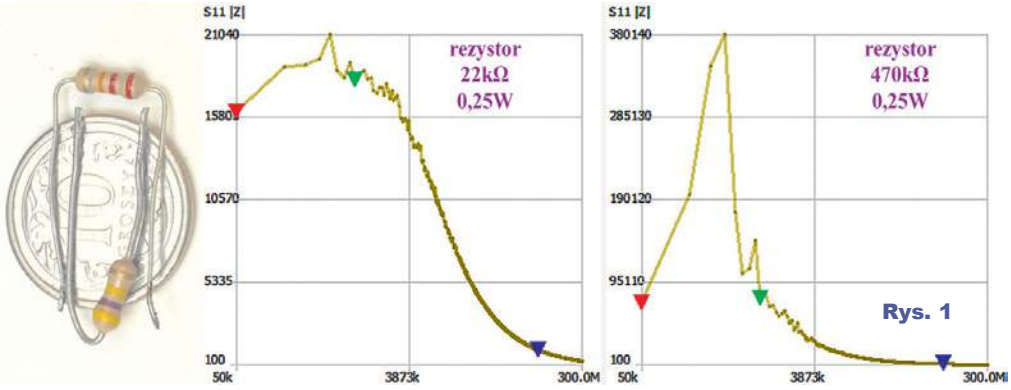
NanoVNA – wykonaj precyzyjne pomiary



część 1

Przyrząd NanoVNA pomimo niskiej ceny ma bardzo duże możliwości pomiarowe oraz pozwala osiągnąć zaskakująco dużą dokładność pomiarów w szerokim zakresie częstotliwości. Jednak uzyskana precyzja i dokładność zależą od wykorzystanych metod pomiarowych oraz sposobu i jakości kalibracji.

W dwuczęściowym artykule w EdW 8 i 9/2021 zapoznaliśmy się z wyjątkowo pożytecznym przyrządem zwanym NanoVNA. Jak na razie, wykorzystaliśmy drobny ułamek jego możliwości, bowiem mierzyliśmy tylko impedancję elementów z wykorzystaniem tylko jednego portu i parametru S11. Sposób jest prosty, bowiem badany element jest dołączany wprost do portu Ch0.



Rys. 1

Problem w tym, że przy takim sposobie pomiaru w sensowny sposób można mierzyć impedancje o wartościach niezbyt różniących się od 50 omów. W pierwszym przybliżeniu można przyjąć, że zakres pomiarowy dający sensowne wyniki rozciąga się wtedy mniej więcej od 0,5Ω do 5000Ω. Tymczasem w wielu przypadkach chcielibyśmy mierzyć impedancje dużo mniejsze, na przykład wartość rezystancji ESR kondensatorów, która może być rzędu kilkudziesięciu miliomów lub jeszcze mniej. Ale też dużo większe, na przykład przebieg impedancji cewki (dławika) w funkcji częstotliwości, a wtedy impedancja przy rezonansie własnym może sięgnąć wielu kiloomów. Chcemy też mierzyć, jak przy zmianach częstotliwości zmieniają się właściwości rezystorów o wartościach z bardzo szerokiego zakresu.

Prosty sposób pomiaru z wykorzystaniem jedynie gniazdka Ch0 i parametru S11 nie da wtedy wiarygodnych wyników. Trzeba poszukać innych rozwiązań. Otóż można wykorzystać dwa inne, bardzo proste do zrealizowania sposoby. Przykładem może być próba pomiaru zwyczajnych ćwierćwatowych rezystorów THT 22kΩ oraz 470kΩ przez dołączenie wprost do gniazda Ch0. Wyniki pokazane są na **rysunku 1**. Widać wprawdzie, że wskutek pojemności własnej rezystora jego impedancja ze wzrostem częstotliwości maleje, ale wyniki są mało użyteczne i praktycznie nieakceptowalne już dla rezystora 22kΩ. Tym bardziej dla rezystora 470kΩ. Dla porównania, na **rysunku 2** pokazane są wyniki pomiarów tych samych dwóch rezystorów, ale przeprowadzonych w inny sposób. Co prawda skala i wykres są odwrócone, niemniej tutaj zdecydowanie lepiej można określić, jak przebiega charakterystyka częstotliwościowa rezystorów. Oznaczenia na osi pionowej są dziwne – zobrazowana tu jest bowiem wartość współczynnika S21 w decybelach. Wartość ta informuje o module impedancji, a skala jest odwrócona, dlatego czym niżej przebiega charakterystyka – tym większa jest impedancja. Wraz z charakterystyką

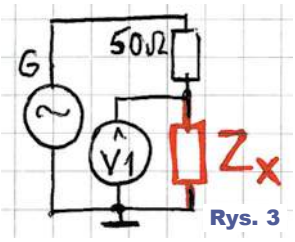


Rys. 2

eprasa.pl 612a2d0f04

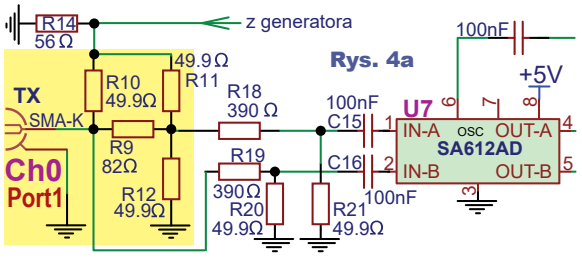
rezystora 470kΩ na tym samym rysunku niebieskim kolorem pokazany jest, powiedzmy w uproszczeniu – poziom szumów własnych przyrządu. Pokazuje on, że za pomocą najtańszej wersji NanoVNA do tej granicy można mierzyć impedancje (jest to charakterystyka zmierzona bez dołączania rezystora, odpowiadającą pomiarowi nieskończenie wielkiej impedancji). Do tych szczegółów jeszcze wrócimy.

Omówienie dwóch innych sposobów pomiaru impedancji trzeba zacząć od przypomnienia, że w NanoVNA mierzące parametr S_{11} gniazdo Ch0 współpracuje z mostkiem pomiarowym i dzięki temu jest zarówno wyjściem generatora, jak też wejściem selektywnego woltomierza w.cz. Natomiast gniazdo Ch1 mierzy parametr S_{21} i jest tylko wejściem drugiego selektywnego woltomierza. Rezystancja obu gniazd jest równa 50 omów.

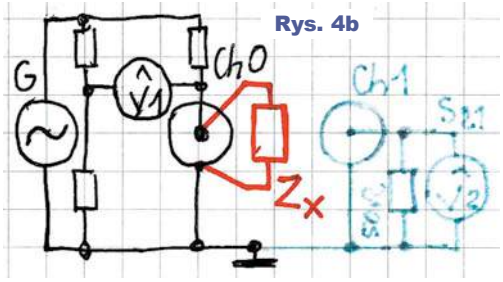


Rys. 3

Jeżeli wykorzystujemy tylko gniazdko Ch0, to mogłoby się wydawać, że układ pomiarowy wygląda jak na **rysunku 3**. Mamy wewnętrzną rezystancję wyjściową 50 omów i w szereg z nią włączamy badaną impedancję Z_X. Mierzymy spadek napięcia na tej badanej impedancji, który jest proporcjonalny do wartości Z_X, z uwzględnieniem amplitudy i fazy w stosunku do sygnału z generatora. Owszem, tak można mierzyć impedancję, ale w przypadku VNA tylko w pierwszym, bardzo dużym przybliżeniu od biedy można byłoby przyjąć taki model. Jeżeli chcemy rozpatrywać problem niepewności wyniku i dokładności, musimy uwzględnić obecność i specyfikę mostka pomiarowego (**rysunek 4a**), co pomijając pewne mniej ważne teraz szczegóły, prowadzi do uproszczonego schematu NanoVNA według **rysunku 4b**. Badana impedancja Z_X jest jedną z gałęzi mostka.



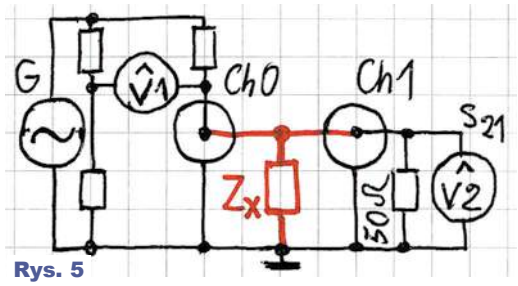
Rys. 4a



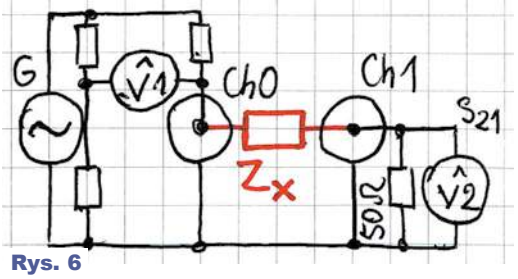
Rys. 4b

Dwa inne równie proste sposoby pomiaru impedancji przedstawione są na **rysunkach 5, 6**. Tu wykorzystujemy tylko wyniki z gniazda Ch1, które służy do pomiaru parametru S_{21}. Sygnały na gnieździe Ch0 (i na mostku) też są automatycznie mierzone, ale ich nie wykorzystujemy.

W literaturze konfiguracja (sposób) pomiaru według rysunku 5 jest nazywana ***shunt-thru*** lub rzadziej ***shunt--through***, natomiast konfiguracja z rysunku 6 albo ***series--through*** albo ***series***. Konfiguracja z rysunku 4, wykorzystująca współczynnik odbicia S11, nazywana bywa ***reflection*** albo ***shunt***.



Rys. 5



Rys. 6

Dlaczego nie wystarczy prosty sposób z rysunku 4? Czy metody według rysunków 5, 6 są potrzebne i czy z jakiegoś powodu okazują się lepsze?

Najpierw zastanów się na tą sprawą sam, a dopiero potem czytaj dalej. To naprawdę ważna kwestia i najlepiej byłoby, gdybyś sam doszedł do właściwych wniosków.

Dlatego zrób przerwę i zastanów się!

- -

Z wcześniejszych informacji wiemy, że w przyrządzie NanoVNA mamy trzykanałowy przetwornik ADC o dużej rozdzielczości. To wskazywałoby na dużą dokładność i precyzję w bardzo szerokim zakresie mierzonych amplitud.

Tak, ale dokładność przetwornika ADC nie przekłada się wprost ani na dokładność pomiarów współczynnika odbicia oznaczonego S_{11}, ani na dokładność pomiarów impedancji. Na bardzo uproszczonych rysunkach 4...6 mamy zaznaczone po dwa woltomierze. Jednak pomiar jest bardziej skomplikowany.

Otóż najprościej biorąc, przyrządy VNA dokonują pomiarów względnych. Mierzą *współczynniki* S11, S21, które w pierwszym uproszczeniu są stosunkami (zasadniczo impedancji, ale w rzeczywistości napięć). Nieprzypadkowo w NanoVNA wykorzystywane są trzy kanały przetwornika ADC i trzy miksery SA612, co daje trzy niezależne kanały pomiarowe. Dwa z nich rzeczywiście mierzą napięcia na gniazdach Ch0, Ch1, a trzeci jest kanałem odniesienia, niezbędnym przy realizowanych tu pomiarach względnych. Do dalszych obliczeń wykorzystywane są nie bezpośrednie wartości odczytane z pojedynczych kanałów przetwornika ADC, tylko stosunek wyników z danego kanału pomiarowego i kanału odniesienia. Do tego dochodzi jeszcze wzorcowa w pewnym sensie rezystancja o wartości 50 omów.

Sens tego wszystkiego staje się oczywisty, jeżeli weźmiemy pod uwagę, że S11 to *współczynnik odbicia*, więc jeżeli odbicia nie ma, czyli jest idealne dopasowanie, to S11 ma wartość 0. A odbicia nie ma tylko wtedy, gdy jest idealne dopasowanie, czyli gdy do gniazda Ch0 dołączona jest czysta rezystancja o wartości 50Ω. Najgorszy przypadek, czyli całkowity brak dopasowania i pełne odbicie, ma miejsce w dwóch przypadkach, gdy do gniazda Ch0 dołączona jest:

eprasa.pl 612a2d0f04

– Oporność (impedancja) równa zero omów – zwarcie.

– Oporność (impedancja) nieskończenie wielka – rozwarcie.

W obu przypadkach cały sygnał się odbija i współczynnik odbicia S11 wynosi wtedy 1 (dokładniej albo –1, albo +1).

Stwierdziliśmy, że VNA to odmiana omomierza, ale być może i Ciebie nurtuje ważne pytanie: co tak naprawdę mierzy analizator NanoVNA? I jak mierzy?

Otóż generalnie mierzy tylko dwa parametry: S11 – współczynnik odbicia oraz S21 – współczynnik transmisji. Współczynniki te określa, mierząc napięcia, a ściślej stosunki napięć. Uwzględnia przy tym nie tylko amplitudy, ale też przesunięcia fazy.

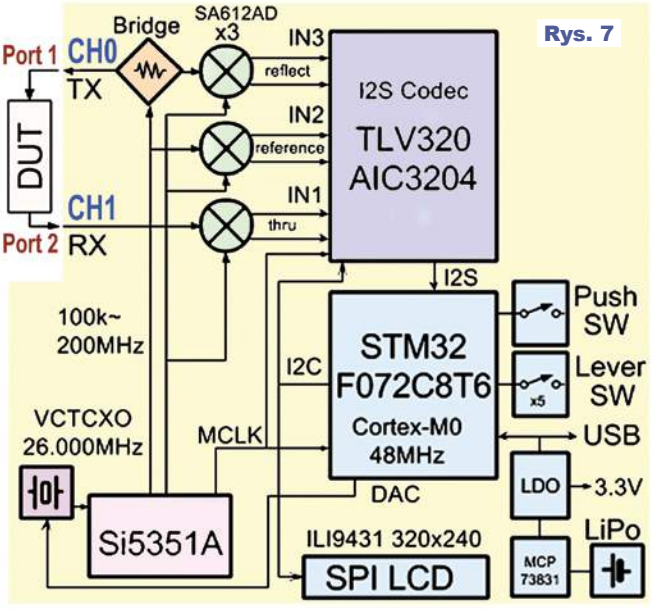
Potem, mając wartości S11, S21, obejmujące i ich wielkość, i przesunięcie fazy, a do tego rezystancję charakterystyczną 50Ω, z tych danych można wyliczyć mnóstwo innych parametrów, między innymi impedancję. I wiele takich pochodnych parametrów wylicza procesor w przyrządzie oraz poznany już program NanoVNA-Saver. Czyli omawiane teraz pomiary impedancji polegają na jej wyliczeniu ze zmierzonych wartości S11 i S21, które w przyrządzie są określane jako stosunki napięć.

Te ważne informacje jak na razie nie dały odpowiedzi, dlaczego sposoby pomiaru z rysunków 5 i 6 miałyby być lepsze niż najprostszy sposób według rysunku 4.

W kwestii dokładności i niepewności wyniku przy pomiarach impedancji kluczowe jest to, że zaznaczone na bardzo uproszczonych rysunkach 4...6 woltomierze reprezentują wynik pomiaru względnego – stosunek wartości z kanału pomiarowego i kanału odniesienia, co po części widać na schemacie blokowym NanoVNA (**rysunek 7**), gdzie mamy tor odniesienia – *reference*, i co odpowiada definicji parametrów S11, S21. I pomału dochodzimy do sedna problemu dokładności: sam przetwornik ADC (TLV320AIC3204) ma bardzo szeroki zakres dynamiki (rzędu 100dB), ale też w obu kanałach nieuchronnie występują jakieś błędy.

Oczywiście dokładność pomiarów jest pogorszona, gdy sygnał w kanale pomiarowym jest bardzo, bardzo mały, na poziomie szumów. Wprawdzie stosunek wielkości jest wtedy „wyraźny", jednak szumy wprowadzają stosunkowo duże błędy. Poziom szumów własnych jest oczywistym i podstawowym ograniczeniem, a NanoVNA ma pod tym względem kiepskie właściwości. Sam przetwornik ADC na dynamikę rzędu 100dB, ale finalnie NanoVNA ma dynamikę mniejszą niż 80dB.

Mniej oczywisty jest inny ważny szczegół, dotyczący pomiarów względnych. Otóż jeżeli w kanale pomiarowym sygnał jest znacząco mniejszy od sygnału w kanale odniesienia, to stosunek wielkości tych sygnałów jest dobrze, wyraźnie określony. Gdy jednak stosunek wielkości sygnału z gniazda i sygnału odniesienia będzie bardzo bliski jedności, wtedy też łatwo o błędy.



Rys. 7

Specyfiką VNA jest to, że mierzymy stosunki napięć, dlatego problem niepewności wyniku występuje także wtedy, gdy w kanale pomiarowym sygnał będzie prawie taki sam, jak w kanale odniesienia. Do dalszej obróbki przekazywany jest właśnie stosunek wartości z dwóch kanałów i różne błędy w kanałach spowodują, że ***dokładność bardzo się obniża, gdy w kanale pomiarowym i odniesienia wielkości sygnałów są zbliżone***.

I właśnie dlatego dokładność pomiarów jest najlepsza, gdy według rysunku 4 mierzone są impedancje zbliżone do nominalnej 50Ω. Niepewność wyniku zwiększa się, zarówno przy znaczącym zwiększeniu, jak i zmniejszeniu impedancji względem 50Ω, bowiem wtedy współczynnik S11 jest bardzo bliski jedności.

Co istotne, tak jest nie tylko w taniutkim NanoVNA, ale generalnie we wszystkich analizatorach VNA, nawet tych najkosztowniejszych. Oczywiście są różnice w zakresie dokładności i dynamiki, ale opisywany właśnie problem dotyczy metody, a nie tylko taniego NanoVNA.

Jeszcze raz wracamy do rysunku 4. Wiemy już, że woltomierz oznaczony V1 dobrze radzi sobie z niewielkimi sygnałami, a takowe wystąpią na przekątnej mostka tylko wtedy, gdy mostek będzie niedaleki od równowagi, czyli gdy badana impedancja Zx nie będzie się zdecydowanie różnić od 50Ω. Wtedy napięcie na przekątnej mostka będzie nieduże, mniejsze od wielkości sygnału odniesienia. Natomiast i przy bardzo małej wartości impedancji Zx, jak i przy bardzo dużej na przekątnej mostka w obu przypadkach wystąpi duże napięcie, bliskie maksymalnemu. A przyrząd bardzo słabo radzi sobie w takich przypadkach, bo stosunek wielkości sygnałów w torze pomiarowym i w torze odniesienia jest wtedy bliski jedności.

Mamy tu niezbyt precyzyjne obrazowe uzasadnienie, dlaczego przy wykorzystaniu tylko gniazda Ch0 służącego do pomiaru S11 dobrą dokładność uzyskamy tylko wtedy, gdy wartość badanej impedancji Zx niezbyt dużo będzie różnić się od nominalnej 50 omów.

A czy potrafiłbyś samodzielnie przedstawić podobne obrazowe uzasadnienie dotyczące metod z rysunków 5 i 6? To nie jest trudne!

Zrób przerwę w czytaniu i spróbuj!

- -

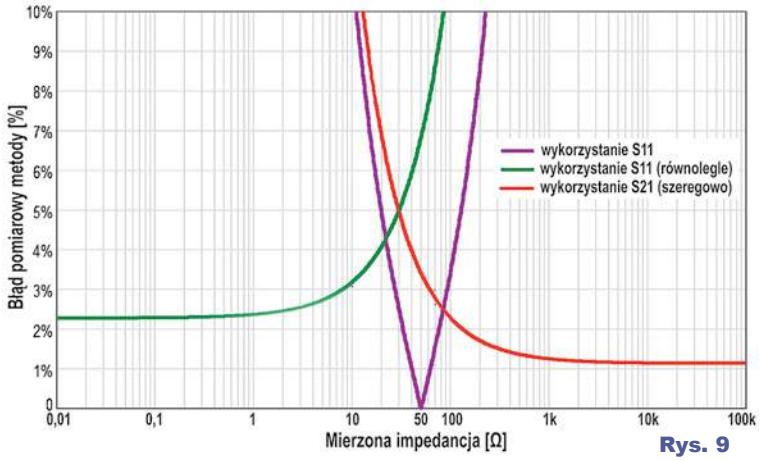
W przypadku pomiarów według rysunków 5 i 6 wykorzystujemy tylko wartość parametru S21, czyli stosunek

eprasa.pl 612a2d0f04

napięcia sygnału na porcie – gnieździe Ch1 i napięcia odniesienia. Także i tu dokładność jest pogorszona, gdy napięcia są zbliżone, czyli gdy współczynnik S21 jest bliski jedności.

Inaczej mówiąc, także przy pomiarze S21 przyrządy VNA słabo radzą sobie przy największych możliwych sygnałach, a dobrze radzą sobie przy niewielkich sygnałach (ale nie za bardzo małych, na poziomie szumów). Wracamy do rysunku 5: przy jakich wartościach impedancji Zx na wejściu Ch1 sygnał będzie średni lub mały, ale nie bliski maksymalnemu?

Oczywiście badana impedancja Zx powinna być mniejsza od rezystancji charakterystycznej 50Ω – może być dużo, dużo mniejsza, bowiem dynamika NanoVNA to jednak kilkadziesiąt decybeli, a przykładowo 60dB to stosunek napięć równy 1000.



Rys. 9

Oznacza to, że ***konfiguracja z rysunku 5 dobrze nadaje się do pomiaru małych impedancji***, mniejszych od 50Ω.

Odwrotnie jest w szeregowej konfiguracji z rysunku 6. Gdyby impedancja Zx była mała, to woltomierz V1 zmierzyłby duży sygnał, bliski maksymalnemu. Aby z małym błędem mierzył małe sygnały, impedancja Zx powinna być większa od 50Ω – może być wielokrotnie większa. Wniosek: ***konfiguracja z rysunku 6 dobrze nadaje się do pomiaru dużych impedancji***, większych od 50Ω.

To było obrazowe, intuicyjne wyjaśnienie, bardzo uproszczone. Jeszcze raz podkreślam, że problem niepewności/dokładności pomiarów dotyczy nie tylko NanoVNA, ale też wszystkich przyrządów VNA, także najdroższych. Ściślej biorąc, w grę wchodzi też dokładność używanego przyrządu VNA, jednak niezależnie od tego możemy mówić o błędzie metody czy błędzie konfiguracji.

Zapamiętaj, że VNA jako podstawowe wielkości mierzy parametry S_{11} i S_{21} na podstawie stosunku napięć jednego z dwóch torów pomiarowych i napięcia odniesienia. Wartości S_{11} i S_{21} to niejako „wyniki podstawowe", z których procesor wylicza liczne inne wielkości, w tym właśnie (wektorową) wartość dołączonej impedancji. **Rysunek 8** pokazuje sposób obliczania impedancji w oparciu o S_{11} i S_{21} oraz informacje o błędach i zalecane zakresy pomiarowe. Poszczególne źródła podają wprawdzie nieco inne wartości graniczne poszczególnych zakresów, ale to nie jest problem.

Problemem jest to, że dla praktyka zupełnie nieprzyswajalne są pokazane na rysunku 8 zależności dotyczące niepewności i spodziewanych błędów. Rzeczywiście, są to bardzo zaawansowane szczegóły, a przy matematycznym wyprowadzaniu tych zależności trzeba wykorzystać tak zwany *jakobian*. Nie będziemy zagłębiać się w zawiłości związane z niepewnością wyniku. Sedno problemu zdecydowanie lepiej widać po naniesieniu tych dziwnych zależności na wykres, co pokazuje **rysunek 9** (według materiałów MWRF). Nie wchodząc w szczegóły: na osi pionowej pokazana jest spodziewana wielkość błędu w zależności od mierzonej impedancji.

To jest bardzo ważna kwestia: ***pomiaru impedancji za pomocą analizatora VNA należy dokonywać w tej konfiguracji z rysunków 4, 5, 6, która zapewnia mniejszą niepewność, czyli mniejsze błędy***.

Do wstępnych pomiarów można wykorzystywać konfigurację według rysunku 4 z wykorzystaniem S11.

Natomiast przy dokładniejszych pomiarach impedancji kondensatorów wykorzystamy układ *shunt-through* według rysunku 5, bowiem najbardziej interesuje nas wtedy minimalna impedancja, równa rezystancji wewnętrznej ESR. Z kolei przy pomiarze cewek (dławików) zwykle wykorzystamy konfigurację *series-through* według rysunku 6, ponieważ interesuje nas rezonans własny i jego częstotliwość, a wtedy dławik ma maksymalną impedancję (w postaci czystej rezystancji).

W następnej kolejności omówimy bardziej praktyczne aspekty zagadnienia.

Piotr Górecki

Rys. 8

Metoda	Wyliczanie wartości Zx	Błędy i niepewność pomiaru	Zalecany zakres mierzonych wartości
według rysunku 4	$Z_0 \cdot \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}}$	$\Delta Z^{max} = \frac{2Z_0 \cdot \lvert\Delta S_{11}^{max}\rvert}{\lvert 1-S_{11}\rvert^2}$ $\lvert\Delta S_{11}^{max}\rvert = \lvert D\rvert + \lvert R-1\rvert \cdot \lvert S_{11}\rvert + \lvert M\rvert \cdot \lvert S_{11}\rvert^2$	od 2,5Ω do 1kΩ
według rysunku 5	$\frac{Z_0}{2} \cdot \frac{S_{21}}{1-S_{21}}$	$\Delta Z^{max} = \frac{Z_0 \cdot \lvert\Delta S_{21}^{max}\rvert}{2 \cdot \lvert 1-S_{21}\rvert^2}$ $\lvert\Delta S_{21}^{max}\rvert = (\lvert T-1\rvert + \lvert M\rvert + \lvert L\rvert) \cdot \lvert S_{21}\rvert + \lvert X\rvert$	od 1mΩ do 100Ω
według rysunku 6	$2Z_0 \cdot \frac{1-S_{21}}{S_{21}}$	$\Delta Z_3^{max} = \frac{2Z_0 \cdot \lvert\Delta S_{21}^{max}\rvert}{\lvert S_{21}\rvert^2}$ $\lvert\Delta S_{21}^{max}\rvert = \lvert T-1\rvert \cdot \lvert S_{21}\rvert + \lvert X\rvert$	od 10Ω do 100kΩ

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

eprasa.pl 612a2d0f04

Współczesne akumulatory
2. Akumulatory kwasowo-ołowiowe

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

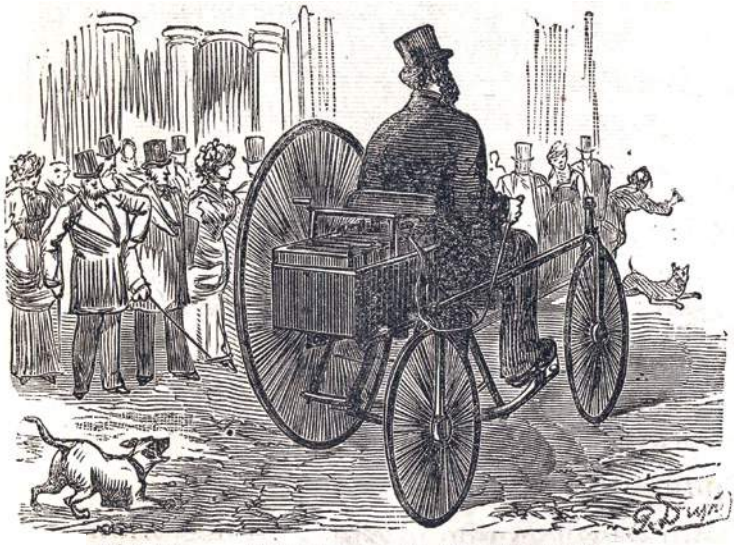
Dziś największe zainteresowanie budzą akumulatory litowe, jednak zrozumienie ich właściwości jest dużo łatwiejsze dla tych, którzy dobrze znają akumulatory kwasowe.

Wynalezione ponad 150 lat temu (Gaston Planté, 1859) akumulatory kwasowo-ołowiowe, jeszcze w XIX wieku wykorzystano do napędu pojazdów elektrycznych (**rysunek 1**), a pierwsze rekordy prędkości ustanawiały samochody elektryczne. Nadal są najpopularniejsze i najtańsze wśród wszystkich akumulatorów. Są także dziś powszechnie wykorzystywane do napędu elektrycznych wózków widłowych, wózków golfowych, skuterów elektrycznych, itp., gdzie pracują cyklicznie: na przemian są ładowane i rozładowywane. Akumulatory ołowiowe znajdują też bardzo szerokie zastosowanie w urządzeniach bezprzerwowego zasilania (m.in. w UPS-ach), gdzie pracują w tak zwanym trybie buforowym: są na stałe podłączone do ładowarki, która utrzymuje na akumulatorze „napięcie buforowe" i akumulator jest stale gotowy do oddania energii w przypadku zaniku napięcia w sieci energetycznej.

Podstawowe cechy

W omawianych akumulatorach elektrolitem jest 37% roztwór kwasu siarkowego (H_2SO_4), a materiałem czynnym są związki ołowiu. Najprościej biorąc, podczas rozładowania ołów i tlenek ołowiu zamieniają się w (rozpuszczalny) siarczan ołowiu $PbSO_4$, niejako zabierając siarkę z kwasu siarkowego. Dlatego podczas rozładowania elektrolit staje się coraz rzadszy, a przy „rozładowaniu do zera" jest to tylko woda. Jeżeli akumulator często jest rozładowywany „do zera", to tworzy się coraz więcej *nierozpuszczalnych* odmian siarczanu ołowiu. Nazywamy to ***zasiarczeniem akumulatora***. Zasiarczenie jest szkodliwe, bowiem zmniejsza rzeczywistą pojemność elektryczną i zwiększa rezystancję.

Podczas ładowania energia prądu elektrycznego powoduje „rozrywanie" siarczanu ołowiu ($PbSO_4$), przez co elektrolit zawiera coraz więcej kwasu siarkowego. A gdy zostaną „rozerwane" wszystkie cząstki siarczanu ołowiu, czyli gdy akumulator zostanie całkowicie naładowany, elektrolit – roztwór kwasu siarkowego ma maksymalną gęstość. Problem w tym, że dalsze dostarczanie energii elektrycznej powoduje „rozrywanie" cząsteczek wody (H_2O), w wyniku czego powstaje gazowy tlen i gazowy wodór. Taki proces nazywamy ***gazowaniem akumulatora***.



Rys. 1 Fig. 138. — TRICYCLE DE M. TROUVÉ.

Gazowanie jest na pewno marnowaniem energii, ale zasadniczo nie jest szkodliwe, pod warunkiem że można wodę uzupełnić. Dawniej dolewanie wody (destylowanej lub demineralizowanej) było powszechną praktyką. Jednak dziś mamy coraz więcej akumulatorów szczelnych, do których wody dolać nie można – w ich przypadku silne gazowanie oznacza ubytek elektrolitu, a więc i pojemności akumulatora.

Odmiany akumulatorów kwasowych

Najpopularniejsze są 12-woltowe akumulatory kwasowe, składające się z sześciu ogniw – cel o napięciu nominalnym 2,1V.

Dawniej do każdego akumulatora kwasowo-ołowiowego można było dolać wody. Z czasem pojawiły się akumulatory tzw. suchoładowane, które przed pierwszym użyciem trzeba napełnić elektrolitem (o gęstości 1,28g/cm^3), a potem dolewać wody destylowanej, gdy poziom elektrolitu spadnie poniżej zaznaczonego minimum. Dziś mamy coraz mniej akumulatorów z korkami, pozwalającymi na dolanie wody, a coraz więcej wersji szczelnych.

Stare akumulatory z korkami nie bały się przeładowania. Ewentualne gazowanie nie uszkadzało akumulatora, a jedynie powodowało elektrolizę i ubytek wody. Ich stan naładowania można było określić za pomocą a**re**ometru (nie a**er**ometru) przez pomiar gęstości elektrolitu: w całkowicie naładowanym 1,26...1,28g/cm^3, w rozładowanym blisko 1g/cm^3, przy czym dolewanie wody było powszechną i konieczną praktyką.

Postęp techniczny pozwolił stworzyć akumulatory, w których w prawidłowych warunkach eksploatacji występuje bardzo mały ubytek wody. Powstały tak zwane *akumulatory bezobsługowe*, których producent nie przewiduje potrzeby dolewania wody, nawet gdy mają one korki i gdy istnieje taka możliwość. Dostępne są też wersje całkowicie bezobsługowe, które nie mają korków do wlewania

eprasa.pl 612a2d0f04



Fot. 2

wody, a co najwyżej zawory ciśnieniowe lub jeden wspólny zawór, umożliwiający usunięcie nadmiaru gazów w przypadku silnego przeładowania. Zawory te chronią przed wybuchem i uniemożliwiają wyciek elektrolitu przy przewróceniu akumulatora.

Podczas prawidłowego ładowania wydzielają się wprawdzie niewielkie ilości gazów, rośnie ciśnienie, ale dzięki obecności katalizatora następuje rekombinacja, czyli ponowna zamiana wodoru i tlenu w wodę. Zawory są zamknięte, a otworzą się tylko przy dużym wzroście ciśnienia, gdy nastąpi silne gazowanie wynikające z silnego przeładowania. Jednak ***w każdym silnie przeładowanym akumulatorze kwasowo-ołowiowym nastąpi intensywne gazowanie i ubytek wody, której w całkowicie bezobsługowym nie można uzupełnić z powodu braku korków***.

W wielu zastosowaniach potrzebne są akumulatory bezpieczne w eksploatacji, całkowicie szczelne, w których na pewno nie nastąpi wyciek żrącego kwasu. Powstały akumulatory nazywane VRLA battery (valve-regulated lead-acid battery), czasem określane jako SLA (Sealed Lead-Acid). Podstawą bezpieczeństwa jest nie tylko zastosowanie szczelnych zaworów, ale też uwięzienie elektrolitu w celach.

Istnieją dwa główne typy akumulatorów VRLA: zdecydowanie bardziej popularne AGM i znacznie rzadziej spotykane żelowe (GEL).

AGM to skrót „Absorbed Glass Mat". W celach między płytami umieszczona jest tam wata (mata) szklana, w której uwięziony jest żrący elektrolit. Natomiast w akumulatorach żelowych elektrolit ma postać żelu – galarety. Wygląd obudowy nie pokazuje różnicy między AGM i żelowymi, ponieważ ich konstrukcja i obudowa mogą być jednakowe, czego przykład pokazuje **fotografia 2** (akumulatory brytyjskiej firmy Camden). Często oznaczenia AGM na akumulatorze nie ma; nie zawsze też na żelowych jest napis GEL. Tymczasem ***szczelne akumulatory VLRA potocznie nazywane są „żelowymi", choć najczęściej są to akumulatory AGM***.

Różnice między akumulatorami AGM i żelowymi polegają głównie na trwałości oraz nieznacznie się różniących warunkach ładowania i rozładowania. Dawniej było wiadomo, że większość żelowych nie może pracować przy dużych prądach, więc np. do UPS-ów powszechnie stosuje się akumulatory AGM. Żelowe mają zwykle większą trwałość, ale tylko w łagodniejszych warunkach pracy.

Z czasem pojawiły się jednak nowe wersje i dziś spotyka się też akumulatory żelowe do ciężkiej pracy cyklicznej i głębokiego rozładowania – przykład na **fotografii 3**.

Ogólnie biorąc, akumulator kwasowy najbardziej zużywa się przy pracy cyklicznej, gdy jest na przemian ładowany do pełna i rozładowany niemal całkowicie. Dlatego przeznaczone do takiej pracy tzw. akumulatory trakcyjne są dużo droższe od innych odmian, w tym od popularnych akumulatorów samochodowych. Znacznie łatwiejsza jest praca, gdy w każdym cyklu pracy akumulator nie jest rozładowany całkowicie, jak w akumulatorach samochodowych. Najłagodniejsze warunki to tzw. praca buforowa, gdy akumulator jest cały czas naładowany („stoi pod napięciem"), a tylko w awaryjnych, rzadkich przypadkach zostaje rozładowany, i to nie w pełni. Wtedy jego trwałość (określana jako zmniejszenie pojemności do 80% początkowej) może sięgnąć kilkunastu lat. Zależy to nie tylko od warunków pracy, ale i od producenta i odmiany.



Fot. 3

Ochrona przed rozładowaniem

Każde wyładowanie akumulatora kwasowego „do zera" grozi zasiarczeniem i nieodwracalną utratą części pojemności. Za końcowe napięcie rozładowania zwykle przyjmuje się 10,5V, czyli 1,75V/ogniwo. Na rynku dostępne są sygnalizatory dźwiękowe, ostrzegające przy rozładowaniu poniżej napięcia 10,5V oraz różne układy zabezpieczające z przekaźnikami lub MOSFET-ami, odłączające obciążenie przy nadmiernym spadku napięcia. Jednak między innymi ze względów historycznych, w większości zastosowań nie stosuje się elektronicznych zabezpieczeń przed nadmiernym rozładowaniem, powszechnie wykorzystywanych w przypadku akumulatorów litowych.

W kolejnej części artykułu omówione zostaną dalsze praktyczne kwestie dotyczące akumulatorów kwasowych.

Piotr Górecki

eprasa.pl 612a2d0f04

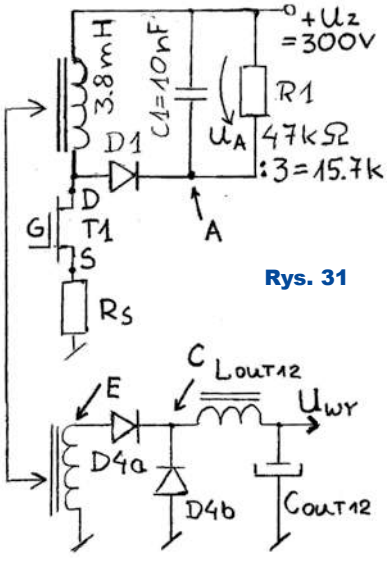
Odkrywamy schematy część 4

Klasyczny forward z jednotranzystorowym kluczem

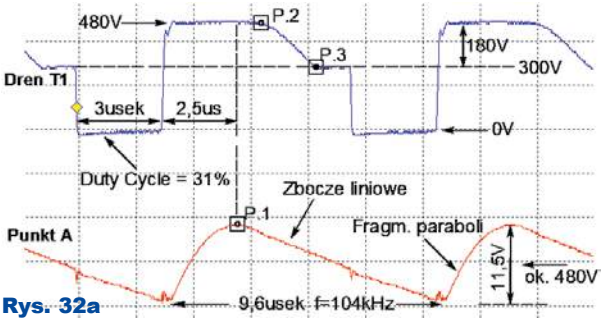


W bieżącej części przyjrzymy się bliżej procesowi resetowania rdzenia w jednotranzystorowym zasilaczu typu forward. Generalnie, znane są trzy techniki. Z dodatkowym uzwojeniem resetu, RCD-clamp oraz active-clamp z dodatkowym tranzystorem. RCD-clamp można podzielić na dwa rozwiązania, z wytracaniem energii na rezystorze i próbą jej odzysku. Active-clamp ma także dwa rozwiązania. To w sumie pięć możliwych rozwiązań układowych w jednotranzystorowym zasilaczu forward. A ponieważ to zagadnienie kluczowe, zaowocowało poszukiwaniem innych, lepszych rozwiązań. W bieżącej części przyjrzymy się jedynie technice RCD-clamp. RCD, bo cały układ zawiera jedynie rezystor R, kondensator C i diodę D. Fragment schematu z zasilacza, który autor poddał pomiarom, pokazuje **rysunek 31**. Zdjęte oscylogramy zamieszczono na **rysunkach 32a i 32b**.

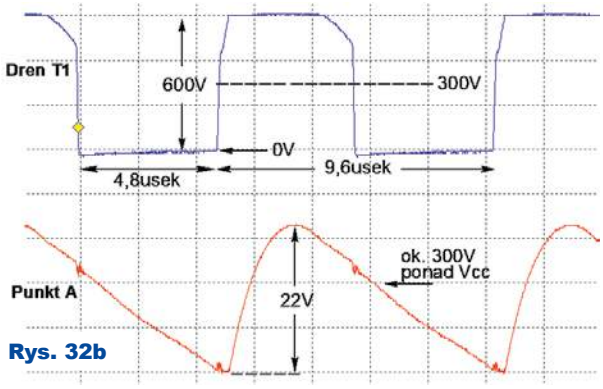
Przebiegi zdjęto jedynie z dwóch punktów pomiarowych. Górny przebieg to napięcie na drenie klucza, dolny – w punkcie A, czyli praktycznie na kondensatorze C1. Ile z tych oscylogramów można odczytać informacji? Okazuje się, że całkiem sporo. Idea działania obwodu z rysunku 31 jest prosta. Każde włączenie klucza skutkuje przetransformowaniem napięcia i prądu ze strony pierwotnej na wtórną transformatora. Prąd płynie, w przeciwieństwie do konfiguracji flyback, jednocześnie w uzwojeniu pierwotnym i wtórnym. Strumień magnetyczny wytworzony przez te prądy ma przeciwny kierunek, a więc się wzajemnie znosi. To transfer energii ze strony pierwotnej na wtórną. Energii, w ostatecznym rozrachunku tworzącej napięcia wyjściowe. Ale transformator nie jest idealny. A tę nieidealność można z dobrym przybliżeniem zamodelować jako obecność indukcyjności magnetyzacji włączonej równolegle do pierwotnego uzwojenia transformatora idealnego. W czasie włączenia klucza, MOSFET-a T1, w tej indukcyjności gromadzi się energia. W sumie chodzi o strumień magnetyczny, ale te wielkości są ze sobą nierozłącznie związane. Aby zresetować rdzeń, trzeba się tej energii pozbyć. Musi to nastąpić w czasie wyłączenia klucza. Zresetować, czyli wyzerować, czyli pozbyć się jej całkowicie. Jeśli nawet niewielka jej część pozostanie w rdzeniu, będzie ona narastać w kolejnych cyklach kluczowania. Doprowadzi do nasycenia, a wtedy najprościej mówiąc, rdzeń traci swoje własności. A co to oznacza, po co jest rdzeń w transformatorze? Ma on wzmacniać zależność między natężeniem pola magnetycznego wnoszonego do rdzenia przez ampero-zwoje, iloczyn prądu i liczby zwojów, nazywanego również siłą magnetomotoryczną, a indukcją magnetyczną, która jest w istocie gęstością strumienia mag-



Rys. 31



Rys. 32a



Rys. 32b

eprasa.pl 612a2d0f04

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

netycznego. Ponieważ chodzi nie tyle o energię, co o strumień magnetyczny, resetu może dokonać równie dobrze uzwojenie wtórne lub jakieś dodatkowe. O ile tylko napięcie wygenerowane przez zmianę strumienia znajdzie sobie drogę, aby popłynął prąd. W konfiguracji z rysunku 31, choć nie narysowano całego transformatora, uzwojenia dodatkowego nie ma, a diody obecne na uzwojeniach wtórnych spolaryzowane są w kierunku zaporowym i na przepływ prądu nie pozwolą. Zatem uzwojenie pierwotne musi zresetować się samo! Co się sprowadza do zagadnienia resetu cewki indukcyjnej, niekoniecznie transformatora. A tu obowiązuje jedna generalna zasada: iloczyn napięcie × czas (woltosekundy Vs) musi być zerowy! Ale iloczyn liczony w jakim czasie?

Dłuższym, ale jakim? W warunkach statycznych pracy zasilacza, gdy warunki te nie zmieniają się ani od strony zasilania, ani obciążenia, iloczyn ten musi być zerowy w ramach każdego cyklu kluczowania.

Technika RCD-reset jest bardzo prosta, ale i elastyczna. To znaczy, nie ma narzuconego napięcia, którym rdzeń jest resetowany. Energia zgromadzona w indukcyjności magnetyzacji Lm, albo lepiej powiedzieć, strumień magnetyczny, po wyłączeniu klucza – szuka drogi, którędy się zamknąć. Jak szuka? Tak, że jeśli nie znajdzie, to mamy dużą stromość dΦ/dt, czyli duże napięcie samoindukcji, które może np. przebić tranzystor! A to katastrofa! W układzie z rysunku 31 tą drogą jest dioda D1, przez którą energia z Lm przeładuje się na C1. Napięcie na C1 będzie wzrastało tak długo, aż powstanie stan równowagi. Sam kondensator C1 na niewiele by się zdał. Energię z niego trzeba potem usunąć. A najlepiej, jeśli uda się ją odzyskać. Ale w tym najprostszym rozwiązaniu chcemy ją wytracić na rezystorze R1. Zatem napięcie, jakie się ustali na C1, uwarunkowane jest prostą relacją między energią dopływającą przez D1 i rozpraszaną na R1.

I teraz skierujmy uwagę na oscylogramy pokazane na rysunku 32a. Zostały one zdjęte w następujących warunkach. Napięcie wejściowe 300VDC. Napięcie wyjściowe zasilacza U12V podniesiono do 15V, obciążenie 4A, co daje 60W. Odczytujemy, że przetwornica pracuje z częstotliwością 104kHz. Pełny okres kluczowania to 9,6us i jest to wartość stała. Częstotliwość obliczona na podstawie wartości RT/CT =825Ω i 13,3nF daje wartość 97kHz. Czas włączenia klucza – MOSFET-a wynosi 3 mikrosekundy, co stanowi 31% okresu kluczowania. Te wartości uwarunkowane są tym, że przekładnia transformatora między uzwojeniem pierwotnym i wtórnym 12-woltowym wynosi 1:6 (z odwróceniem fazy). Napięcie wejściowe 300V transformuje się na 50V, które po uśrednieniu musi dać 15V. I to daje wypełnienie ok. 31%, a niewielkie odstępstwo od tych prostych rachunków wnosi spadek napięcia na diodach po stronie wtórnej. I zauważmy, że to wypełnienie jest praktycznie niezależne od obciążenia.

Dzięki temu, że kondensator C1 nie ma zbyt dużej pojemności, z przebiegów możemy także odczytać relacje energetyczne. Często w zasilaczach komputerowych jest w tym miejscu kondensator elektrolityczny o dużo większej pojemności, co nie ma praktycznego znaczenia poza tym, że jest o wiele bardziej awaryjny. Zwróćmy uwagę, co się dzieje od momentu, gdy tranzystor zostaje wyłączony? Napięcie na drenie rośnie ponad napięcie zasilania. Ale niezbyt wysoko. Do 480V. Widać, że od tego momentu energia przekazywana jest na kondensator C1. Sondę dolnego przebiegu trzeba było przełączyć na AC, ponieważ tętnienia na poziomie kilkunastu woltów nałożone są na składową stałą względem masy 480V. Napięcie na C1 podnosi się, co jest najlepszym obrazem, jak rdzeń się resetuje. W pewnym momencie osiąga wartość maksymalną, po czym liniowo opada aż do momentu następnego wyłączenia (nie włączenia) klucza. Amplituda doładowania C1 w jednym cyklu wynosi 11,5V, a składową stałą możemy odczytać z przebiegu górnego – około 180V (z miernika odczytano wartość 188V). Moc traconą w procesie resetowania rdzenia możemy wyliczyć, znając napięcie na C1 i wartość R1. R1 to równolegle połączone trzy dwuwatowe rezystory 47kΩ. Czyli 15,7kΩ. 188V na takim rezystorze to 2,2 wata mocy. Jeśli dostarczana moc będzie większa, napięcie się podniesie, aby znów powstał stan równowagi. Chodzi jedynie o to, aby proces resetowania zdążył się zakończyć przed kolejnym włączeniem klucza. Oraz o to, aby podwyższone napięcie na drenie klucza nie przekroczyło jego napięcia przebicia. Właściwy dobór R1, w przeciwieństwie do C1, jest ważny. Przyjrzyjmy się bliżej przebiegowi dolnemu, w punkcie A – to tętnienia na C1. Od momentu wyłączenia klucza napięcie narasta i po czasie ok. 2,5 mikrosekundy osiąga szczyt. Nietrudno się doliczyć, że w tym czasie na C1 przybędzie energia 21uJ (mikrodżuli). Ten odcinek przebiegu jest w istocie fragmentem paraboli. Kondensator ze swej istoty całkuje prąd. Jeśli prąd jest stały, obserwujemy przebieg liniowy. Tu mamy prąd liniowy, a napięcie jest parabolą. 21uJ przemnożone przez częstotliwość 104kHz daje faktycznie ok. 2,2W mocy. Czy z rysunku 32a możemy jeszcze wyciągnąć jakieś informacje? Zmierzona indukcyjność uzwojenia pierwotnego transformatora to 3,8mH. To powinno mniej więcej odpowiadać indukcyjności magnetyzacji widzianej po pierwotnej stronie, przynajmniej w obszarze dalekim od nasycenia. $LI^2/2=E=21uJ$. Z tego wyliczymy, że prąd I w momencie wyłączenia klucza w Lm to ok. 100mA. Czy tę wartość jesteśmy w stanie odczytać z oscylogramu na rysunku 32a? Tak.

Początkowe zbocze odcinka paraboli dolnego przebiegu, w momencie wyłączenia klucza, to ok. 10V/us. Na pojemności 10nF to prąd 100mA. To się zgadza. Ale spójrzmy na przebiegi z rysunku 32a jeszcze z innej strony. Z górnego przebiegu odczytujemy, że do indukcyjności Lm jest przyłożone napięcie 300V przez 3 mikrosekundy. To 900 mikrowoltosekund (uVs). Gdy tę wartość podzielimy przez indukcyjność,



eprasa.pl 612a2d0f04

powinniśmy otrzymać ΔI, czyli informację, o ile wzrośnie w indukcyjności prąd w wyniku przyłożonych woltosekund. Jeśli startujemy od zera, to ΔI=I. Wyjdzie 0,23A! To wartość zdecydowanie większa od odczytanej i obliczonej wyżej. A energia $LI^2/2$ = ok. 100uJ. Tu rozbieżność jest duża. Zdecydowanie za duża jak na błąd pomiaru! Jak to wytłumaczyć?

Otóż zwykle do rozważań przyjmujemy model wyidealizowany. Nieidealność transformatora symulujemy jedynie przez Lm. Ale jest też indukcyjność związana z polem rozproszonym. Są też pasożytnicze pojemności, i w transformatorze, i widziane w węźle drenu klucza, a czasem też i kondensator, jak na wcześniejszym schemacie nr 19. Także diody po stronie wtórnej mają swoją pojemność i nie są idealnie szybkie. Częstotliwość 100kHz jest wysoka i te pasożytnicze składniki dają o sobie znać. Nie mówiąc już o problemach dynamiki półprzewodników i problemach w samych uzwojeniach, takich jak zjawisko naskórkowości, czyli wypychania prądu do zewnętrznej warstwy przewodu. 100kHz to dziś górna częstotliwość dla pracy takiego zasilacza, powyżej której nikną korzyści, a zaczynają się poważne problemy. I tym należy tłumaczyć rozbieżności w wyżej opisanych pomiarach. Część strumienia magnetycznego zgromadzonego w Lm jest przejęta na przeładowanie tychże pojemności pasożytniczych na podobnej zasadzie, jak flyback ma przejąć całość. Ale czy tu nie ma jeszcze innej sprzeczności? Z mocy, jaką obciążono zasilacz (60W), możemy się doliczyć, że prąd w kluczu w momencie jego wyłączenia powinien być na poziomie jednego ampera. Jak to się ma do odczytanej z oscylogramów wielkości 100mA, czy obliczonej 230mA?

To się zgadza. To przecież forward! Prąd (strumień magnetyczny) uzwojeń wtórnych niejako odbija się na stronę pierwotną.

60W jak na zasilacz komputerowy to przecież niewiele. Jak te relacje się zmienią, gdy obciążymy go pełną mocą? Co ciekawe, ani prąd w Lm, ani energia, ani napięcie na C1 nie powinny ulec znaczącym zmianom. Gorzej jest, jeśli będziemy chcieli regulować Uwy! A naszym ostatecznym celem jest przeróbka zasilacza PC!

Dalszy fragment dolnego przebiegu z rysunku 32a jest mniej interesujący: mamy liniowe zbocze opadające. To prąd, jaki odprowadza R1 z C1. A odcinek jest liniowy, bo fragment 11V, o ile rozładuje się C1, nałożony jest na składowa stałą 180V. Przez R1 powinien płynąć prąd praktycznie stały, równy 180V : 15,7kΩ, czyli ok. 12mA. Zachęcamy Czytelnika, by sprawdził, czy to się zgadza ze zboczem widocznym na dolnym przebiegu rysunku 32a.

Ale oscylogramy z tego rysunku niosą jeszcze więcej informacji! I zagadkę: w którym momencie kończy się reset rdzenia? Czy to jest punkt P1, szczytu napięcia na kondensatorze C1? Czy to jest punkt P2, gdy zaczyna opadać napięcie na drenie klucza? Czy to jest punkt P3, gdy to napięcie osiągnie wartość spoczynkową Uwe=300V?

Pierwsze skojarzenie powinno prowadzić do punktu P1 – to szczyt napięcia i energii na C1. Ale coś się nie zgadza! Podbicie napięcia na drenie T1 jest stosunkowo nieduże. 180V względem 300V Uwe. Indukcyjność Lm ładowała się z 300V przez 3 mikrosekundy. Jeśli teraz będzie wyhamowywać pod górkę o stromości 180V, potrzebuje czasu dłuższego. Od momentu wyłączenia klucza do osiągnięcia szczytu napięcia na C1 odczytujemy czas ok. 2,5us...

No dobrze. Szczyt jest wtedy, gdy prąd doprowadzony do C1 zrówna się z prądem, jaki pobiera R1. Pierwszy opada liniowo od wartości 100mA, drugi jest wartością praktycznie stałą 12mA. Do punktu P1 wyhamował więc dopiero o 88mA. W takim razie reset jeszcze trwa, gdy napięcie na C1 już opada. Czyli prawdopodobnie zakończy się w punkcie P2, gdy zaczyna opadać napięcie na drenie klucza. Zalecamy Czytelnikowi przeliczenie tego punktu. Czas od momentu wyłączenia klucza do punktu P2 jest wprawdzie nieco dłuższy od czasu włączenia klucza (3,5us i 3us). Ale napięcie 180V jest nieproporcjonalnie niższe od 300V?

Nadal się nie zgadza! Jak się nie da policzyć tego w sposób skomplikowany, należy popatrzeć na układ jak najprościej! Wróćmy do tego, co powiedziano wyżej. Podstawą jest, aby iloczyn woltosekund na indukcyjności Lm, na uzwojeniu pierwotnym trafa, i zresztą na każdym, był zerowy za okres kluczowania przetwornicy. A tak będzie wtedy, gdy średnie napięcia po obydwu stronach indukcyjności będzie jednakowe. Czyli wtedy, gdy powierzchnia na przebiegu górnym rysunku 32a ponad linią 300V będzie dokładnie taka sama, jak powierzchnia poniżej tej linii. A więc faktycznie reset zakończy się dopiero w punkcie P3. I nie ma znaczenia, że jest trochę nierównomierny. Nie ma także znaczenia, że obraz ten jest zafałszowany obecnością pojemności pasożytniczych.

No dobrze, ale punkt P3 jest już blisko momentu kolejnego włączenia klucza. Czy możemy sobie pozwolić na dalsze podniesienie napięcia, na przeróbkę zasilacza? Jeśli wydłużymy czas włączenia klucza, to przy stałej częstotliwości będziemy mieli mniej czasu na reset rdzenia. Równocześnie będzie więcej energii do odzyskania, co prawdopodobnie będzie wymagało dłuższego czasu! Na rysunku 32b podniesiono Uwy do wartości 25V. Czy zasilacz przeżyje?

Skoro są oscylogramy, to znaczy, że przeżył! Współczynnik wypełnienia kluczowania wzrósł do 50%. Ta wartość uwarunkowana jest zależnością przetransformowanego na wyjście napięcia 50V razy 0,5 = 25V. Czas włączenia klucza wynosi 4,8 mikrosekundy i czas wyłączenia tyle samo. Ale podniosło się zdecydowanie napięcie na drenie, do 600V, mimo że Uwe nieco się obniżyło, do 290V. Napięcie na C1 wzrosło do ok. 310V. Wzrosła i składowa stała, i tętnienia, do 22V. Dzięki temu w tych nowych warunkach rdzeń też zdąży się zresetować. Ale oczywiście taka zabawa ma swoje granice. Przeliczmy szybko moc traconą w obwodzie resetu zgodnie z zależnościami na rysunku 32b. Z przebiegu górnego odczytujemy, iż moc ta wzrosła z 2,2W do ok. 6,2W [$(310V)^2/15,7k\Omega$]. Z tętnień widocznych na dolnym przebiegu obliczamy energię doładowania C1 w każdym cyklu resetowania rdzenia. Można przyjąć uproszczony wzór $\Delta E = C \times U \times \Delta U$, co daje 10nF × 310V × 22V = 68uJ. Przemnożone przez 104kHz daje wartość ok. 7W, co jest zgodne z dokładnością pomiarów.

Na potrzeby artykułu zrobiono także eksperymenty ze zmianą wartości R1, wylutowując jeden lub dwa rezystory 47kΩ z obecnych w zasilaczu trzech sztuk. Przy trzech rezystorach i napięciu Uwy ustawionym na 18V, na C1 zmierzono składową stałą =210V.

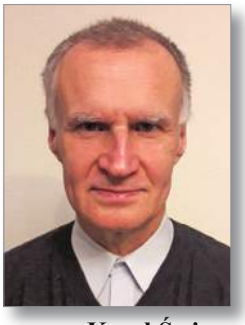
eprasa.pl 612a2d0f04

Po wylutowaniu jednego napięcie to wzrosło do 265V. A po wylutowaniu dwóch – do 305V. Jakie z tego wnioski? Na ile ten zasilacz jest podatny na przeróbki? Otóż jednotranzystorowy forward z resetowaniem RCD-clamp to nie jest najszczęśliwsza konfiguracja, jeśli chcemy uzyskać zasilacz regulowany w szerokim zakresie. A dlaczego we wcześniej omawianej konfiguracji, którą nazwijmy *klasą 1*, tych problemów nie było? Tamtą konfigurację cechowała jedna nieodparta zaleta. Symetria! Także symetria przemagnesowywania rdzenia. I pełne wykorzystanie pętli histerezy materiału magnetycznego. Gorzej było z wykorzystaniem uzwojeń. Szczególnie uzwojeń wtórnych, które też muszą być symetryczne, co w tym momencie nie jest zaletą. Przez uzwojenia wtórne płyną tam bardzo duże prądy, a wykorzystywane są one naprzemiennie, co drugi takt kluczowania. W najstarszych zasilaczach PC to samo dotyczyło uzwojenia pierwotnego i było powodem szybkiego zastąpienia konfiguracji push-pull półmostkiem.

Jak do tej pory, opisywany tu zasilacz eksperymenty przeżył. Ale eksperymentów z manipulacją charakterystyki częstotliwościowej już nie przeżył! Ale o tym dalej, gdy będzie trzeba ustabilizować układ w pełnym zakresie regulacji napięcia i prądu. Tymczasem przyjrzymy się jeszcze odmianie techniki resetowania rdzenia, w której zamiast rezystora rozpraszającego energię (R1), próbuje się ją odzyskać i zwrócić do kondensatora głównego lub przekazać do wyjścia. Tym zajmiemy się w następnej części cyklu.

Na koniec dodajmy jeszcze, że najbardziej krytyczne momenty pracy zasilacza to start i gwałtowne dociążenie. Na fazę startu znaleziono proste remedium: Soft Start, co polega na stopniowym, powolnym zwiększaniu wypełnienia kluczowania do momentu, aż kontrolę przejmie sprzężenie zwrotne. Obwód powolnego startu jest szczególnie ważny, jeśli transformator w zasilaczu jest obliczony bez zapasu. W fazie startu, jak również w sytuacji gwałtownego dociążenia zasilacza, obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego traci kontrolę nad pracą układu. Układ dąży do pracy z maksymalnym wypełnieniem. Jeśli równocześnie napięcie wejściowe ma maksymalną przewidzianą wartość, przyłożony do indukcyjności iloczyn woltosekund może wyjść poza bezpieczną granicę. Przekłada się on bowiem na strumień i indukcję magnetyczną w rdzeniu. Jeśli dojdzie do nasycenia, ten krótki czas może wystarczyć, aby tranzystor kluczujący się uszkodził. Soft Start chroni przed taką sytuacją podczas startu, lecz podczas gwałtownego dociążenia bezpieczna praca zasilacza opiera się tylko na ograniczeniu Dmax (maksymalnego współczynnika wypełnienia). W takich fazach przejściowych problem tkwi w przekroczeniu dopuszczalnego prądu i napięcia w kluczu. W tych fazach są także zdecydowanie większe straty mocy zarówno w tranzystorze, jak i transformatorze, co jednak nie ma praktycznie znaczenia, gdyż inercja termiczna zawsze jest duża.

Z prostych obserwacji oscyloskopowych w stopniu kluczującym udało się wyciągnąć sporo informacji. Można więcej, jeśli przyjrzymy się także konstrukcji transformatora. Nieocenioną informacją byłoby doliczenie się maksymalnej indukcji magnetycznej w rdzeniu, a w intencji dalszych przeróbek ocenienie, jak daleko jesteśmy od nasycenia. Potrzebne dodatkowe dane to przekrój rdzenia i liczby zwojów uzwojenia pierwotnego. Pierwsze zmierzymy z oględzin trafa, natomiast aby policzyć zwoje, trzeba transformator zniszczyć. W modelu, z którego zdejmowano oscylogramy na rysunku 32, przekrój rdzenia miał około 1,5cm^2. Dla szacunkowych obliczeń przyjmiemy typową liczbę zwojów transformatora N=40. Odczytane woltosekundy z rysunku 32a plus te dane pozwolą oszacować strumień magnetyczny Φ = woltosekundy/N, co daje ok. 22uWb (mikroweberów). Po podzieleniu tej wartości przez przekrój rdzenia uzyskamy wartość indukcji magnetycznej ΔB=22uWb/1,5cm^2 = ok. 0,15T. 0,15 tesli to jest mniej więcej połowa indukcji nasycenia typowych ferrytów stosowanych w rdzeniach transformatorów przetwornic pracujących z częstotliwościami rzędu 100kHz. Choć już przy tych częstotliwościach ograniczeniem na ΔB zaczynają być straty w rdzeniu na przemagnesowanie histerezy B-H plus prądy wirowe, a nie indukcja nasycenia materiału magnetycznego. Przy cytowanych wyżej wyliczeniach należy pamiętać, iż warunki pomiaru to Uwy=15V, czyli o ok. 20% zawyżone względem tego jak zasilacz/transformator został zaprojektowany. W bieżącej części autor w dużym stopniu wykorzystał badany zasilacz jako pretekst dla pokazania ogólnych zależności w samym transformatorze. Ta teoria ma duże przełożenie praktyczne, jeżeli się chce niestandardowo wykorzystać transformator lub cały zasilacz. W następnej części będziemy kontynuować analizę pracy układu na podstawie pomiarów.



Karol Świerc
rtv@silnet.pl

R E K L A M A



eprasa.pl 612a2d0f04

Filozofia sieci. Epilog

Mikroprocesory i mikrokontrolery zagościły w pracowni hobbysty już na stałe. Niesie to za sobą określone implikacje. Naturalnym jest, by użytkownik urządzenia miał z nim kontakt, mógł wyrazić swoje potrzeby i uzyskać informacje zwrotną. W „zamierzchłych" czasach do tego celu stosowane były jakieś przyciski, klawisze i wyświetlacze. Na osi czasu właściwie te czasy nie są aż tak odległe, to zaledwie małe kilkadziesiąt lat. Później standardem stała się komunikacja szeregowa. Można uznać, że każdy mikrokontroler ma w swoich zasobach komponent do asynchronicznej transmisji szeregowej. Umożliwia to współpracę kilku niezależnych elementów jakiegoś większego systemu. Stanowi to jednak pewien problem techniczny: konieczne jest zrozumienie istoty działania samej transmisji, jak i problematyki z nią związanej. Obecnie sprawne posługiwanie się przesyłaniem danych za pośrednictwem transmisji szeregowej wymaga opanowania obsługi przerwań. Takie podejście pozwala uzyskać możliwość zdalnego sterowania czy zdalnych pomiarów. Mogłoby się wydawać, że to jest bardzo trudne. Dzisiaj to raczej może wywołać jedynie uśmiech na twarzy.

Jak mawiał grecki filozof Heraklit z Efezu *ta panta rhei* – wszystko płynie, toteż również w dziedzinie elektroniki następują zmiany. Pojawiają się nowe możliwości i nowe wyzwania: zamieniamy interfejs szeregowy na interfejs ethernetowy (choć w rzeczywistości jest on również szeregowy; dane są przesyłane w sposób szeregowy, jednak inne jego cechy pozwalają go wyróżnić jako oddzielny). To, poza znaczącym zwiększeniem prędkości przesyłania danych, niesie ze sobą nowe możliwości komunikacyjne. A nowe możliwości to też nowe problemy do pokonania. Pamiętam z własnej historii ile wysiłków mnie kosztowało, by przede wszystkim zrozumieć ideę działania sieci. Jedynym źródłem były zasoby internetu, które są jakie są. Nie wszystko było zrozumiałe. Weryfikatorem tych informacji był własny eksperyment i analiza przykładowych programów, jakie dało się znaleźć. Z tego powodu postanowiłem podzielić się zdobytą wiedzą z Czytelnikami na łamach miesięcznika „Elektronika dla Wszystkich" i zrobić to w taki sposób, który mnie satysfakcjonował tych kilkanaście lat temu. Sprowadza się to do odpowiedzi na kilka prostych pytań: co, jak i dlaczego?

Przyznam szczerze, że radość zagościła w mym sercu, gdy przeczytałem list podpisany przez Sławka [zamieszczony w „Poczcie", na stronie 10, udostępniony mi wcześniej przez Redakcję EdW]. Jego postawa i punkt widzenie są godne naśladowania. W gruncie rzeczy nie jest to odosobniony przypadek, gdyż dotarły też do mnie podobne głosy bez pośrednictwa redakcji. Doskonale rozumiem, że tematyka mojego cyklu dotyczącego sieci ethernetowych nie należy do zagadnień prostych. Zaprezentowane na łamach czasopisma rozważania ograniczają się jedynie do podstawowej tematyki dotyczącej sieci lokalnych. Nie wyczerpują one zagadnienia, jednak pozwalają na skuteczną realizację nieskomplikowanych projektów.

Wyjście poza sieć lokalną to wzrost poziomu komplikacji o kilka rzędów. Występują tam elementy i pojęcia, które nie istnieją w sieciach lokalnych. Wystarczy jako przykład podać swoisty dialog, jaki prowadzą se sobą urządzenia odpowiedzialne za globalną komunikację. To one właśnie dobierają optymalną trasę dla naszych pakietów, które są wysłane z zacisza domowego na drugi koniec świata. Tu nie ma ograniczenia odległości. W jednej z części było omawiane wysłanie sygnału PING do serwera redakcyjnego. Gdyby istniał „kabelek sieciowy" z Ziemi na Marsa, to z naszego małego systemu można by wysłać coś na inną planetę. Jednak ta tematyka problemów sieci rozległych nie leży w obszarze naszych zainteresowań, zajmujemy się jedynie sieciami lokalnymi LAN. Nawet tak niewielki wycinek (sieci lokalne) wymaga trochę pracy by z nim się oswoić.

Gdy tworzyłem cały cykl artykułów poświęconych sieciom ethernetowym, przyświecała mi idea zagłębienia się w kluczowe detale. Z tego względu w Elportalu są dostępne wszystkie programy źródłowe, które Czytelnik może sobie wykorzystać jako inspirację do własnych eksperymentów. Jednak tego typu działania wymagają dostępu do odpowiedniego sprzętu (jak zestaw uruchomieniowy). Zastosowany przeze mnie mikrokontroler nie jest jedynym możliwym rozwiązaniem. Istnieje cała gama układów, które w swojej strukturze zawierają interfejs sieciowy. Mój cykl bazował na środowisku opartym na mikrokontrolerze LPC2378, gdyż taki był dla mnie dostępny.

Inna sprawa to fakt, że w chwili, gdy pracowałem nad oprogramowaniem (kilkanaście lat temu), nie istniały jeszcze mikrokontrolery z rodziny STM32, które obecnie biją rekordy popularności.

Również nie jest prawdą, że użycie interfejsów ethernetowych jest domeną jedynie nowoczesnych mikrokontrolerów ARM CORTEX.

eprasa.pl 612a2d0f04

Jako przykład mogę podać notę aplikacyjną Atmel AVR460, gdzie opisano, jak do mikrokontrolera z rodziny AVR przyłączyć zewnętrzny popularny układ kompletnej obsługi sieci CS8900 (chcąc odszukać tę notę należy wejść na stronę *www.microchip.com*, gdyż firma Atmel została przejęta przez Microchip lub pobrać z Elportalu).

Oczywiście oprogramowanie będzie musiało ulec zmianie, gdyż inny układ wymaga odmiennej obsługi. W przypadku oprogramowania prezentującego działanie sieci wystarczy dokonać odpowiednich zmian jedynie w module EMACDRIVER, gdyż jest to element przywiązujący obsługę sieci do realnego środowiska.

Na tematykę sieci ethernetowych można też spojrzeć z innej perspektywy. Można zastosować gotowy moduł umożliwiający taką komunikację. Na rynku istnieje szeroka oferta tego typu komponentów. Wystarczy wskazać na moduły w ofercie firmy Wiznet. Je również można wykorzystać w budowie małych urządzeń podłączonych do sieci ethernetowej. Tu funkcjonalność obsługi sieci zawarta jest już w samym module, a oprogramowanie w naszym mikrokontrolerze sprowadza się do dialogu z samym modułem. Ponadto pojawiają się na rynku kolejne elementy z systemu Arduino mogące obsługiwać sieci. Możliwości rodzą się same. Wspólnym mianownikiem ich wszystkich jest rozumienie sieci ethernetowej, idei podziału na poszczególne protokoły, znaczenie numeru portu. Taki właśnie cel mi przyświecał – możliwie przystępne wyjaśnienie tych bardzo podstawowych pojęć.

W mojej pracowni na ścianie wisi oprawione w ramki motto: *Nie narzekaj, że idziesz pod górę, skoro zmierzasz na szczyt*.

To chyba dobrze oddaje dzisiejszą specyfikę. Niestety ma to drugą stronę medalu, wymaga swoistej ewolucji postrzegania przeróżnych problemów, jakie niesie ze sobą rzeczywistość. Można zostać w miejscu i stać się niewolnikiem własnych zapatrywań albo zostać kreatorem własnego otoczenia. Jest takie przysłowie, że jedna jaskółka wiosny nie czyni. Jednak kilka sygnałów, jakie ostatnio dotarły do mnie, wyrażających chęć zastosowania tej wiedzy w praktyce, niesie nadzieję, że przyniesie to oczekiwany skutek. Mam nadzieję, że i na łamach *Elektroniki dla Wszystkich* pojawią się projekty wykorzystujące sieci ethernetowe. To tak jak jeden kamyk rzucony z góry może wywołać lawinę.

Zachęcam Czytelników do samodzielnego drążenia tematyki, bo nic nie jest bardziej cenne niż własna wiedza i doświadczenie. Cel jaki postawiłem przed sobą, to poruszyć umysły Czytelników i zainspirować do samodzielnej pracy. Mam nadzieję, że to mi się udało.

Andrzej Pawluczuk
apawluczuk@vp.pl

R E K L A M A



eprasa.pl 612a2d0f04

Szkoła Konstruktorów



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

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

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

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

Bardzo proszę: dla ułatwienia segregacji niech tytuł Twojego e-maila (i nazwa każdego ewentualnego załącznika), oprócz ***nazwy konkursu*** oraz ***numeru zadania***, zawiera też ***Twoje nazwisko*** (najlepiej bez typowo polskich liter), na przykład: *Szko309Kowalski, Policz309Zielinski, NieGra309Malinowski, Jak12Krzyzanowski*. 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*.

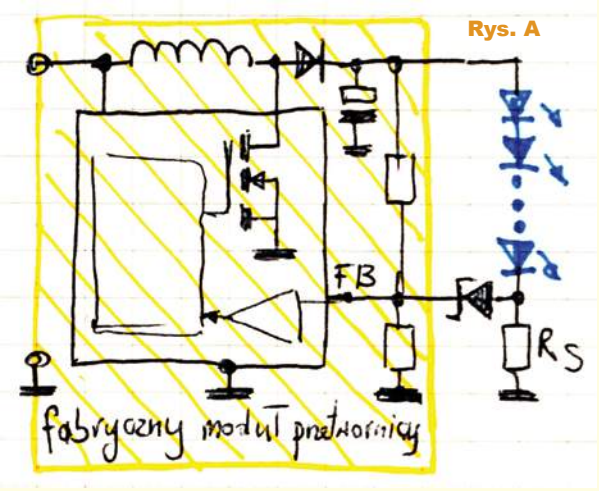
eprasa.pl 612a2d0f04

Zadanie główne 309

Tym razem ja jestem pomysłodawcą zadania, które dotyczy sterowania diodami LED służącymi do oświetlenia.

Najłatwiejsze jest wykorzystanie taśm LED, które po prostu zasila się napięciem stałym 12V albo 24V, zależnie od typu taśmy. A regulację jasności najłatwiej przeprowadzić impulsowo, do czego wystarczy jeden MOSFET sterowany przebiegiem prostokątnym o zmiennym wypełnieniu. Niestety, prostota sterowania ma swoją cenę: poważną wadą wszelkich taśm LED są straty mocy w niezbędnych rezystorach ograniczających prąd. Około 25% dostarczanej mocy elektrycznej marnuje się w postaci ciepła. Wady tej nie mają łańcuchy szeregowo połączonych diod LED, w tym moduły COB LED, które zawierają właśnie kilka do kilkunastu szeregowo połączonych diod LED. Nie ma tu wbudowanych rezystorów, nie ma strat, ale wtedy konieczne jest sterowanie prądowe, a nie napięciowe. Należy kontrolować prąd, a nie napięcie, którego wartość będzie zmieniać się m.in wskutek zmian temperatury struktur LED.

Na rynku dostępnych jest mnóstwo sieciowych sterowników – zasilaczy (stało)prądowych LED. Niektóre mają możliwość regulacji prądu wyjściowego lub ściemniania. Nie zawsze jednak łańcuchy LED zasilane są z sieci 230V. W moim małym domku buforowo pracują akumulatory o łącznej pojemności około 400Ah i obwody oświetlenia zasilane są napięciem 13,7V. Do wysterowania łańcuchów zawierających co najmniej 5 szeregowo połączonych diod LED niezbędne są przetwornice podwyższające. Zwykle liczba diod w łańcuchu to 12...15, ale niektóre łańcuchy LED mogą zawierać nawet 18 szeregowo połączonych diod, co wymaga napięcia zasilania około 60V. Na rynku jest mnóstwo przetwornic podwyższających, ze stabilizowanym *napięciem* wyjściowym. Można je łatwo przerobić, by stabilizowały *prąd* wyjściowy, na przykład dodając obwód kontroli prądu według idei z uproszczonego **rysunku A**. W przetwornicy pozostawiamy obwód stabilizacji napięcia, by przy braku diod LED napięcie nadmiernie nie wzrosło i nie zniszczyło elementów zasilacza. Dodajemy rezystor Rs do pomiaru prądu, by wzrost prądu powodował ograniczenie współczynnika wypełnienia impulsów.



Nie jest to jednak rozwiązanie optymalne i to z kilku powodów. W praktyce w grę wchodzi dodatkowy problem, jak u mnie: chciałbym niezależnie regulować jasność dwóch lamp z COB LED, które są dołączone przewodem trzyżyłowym na przykład według **rysunku B**. Czy w ogóle jest to realne? Jak należałoby przerobić dwie fabryczne przetwornice podwyższające, żeby to było możliwe?

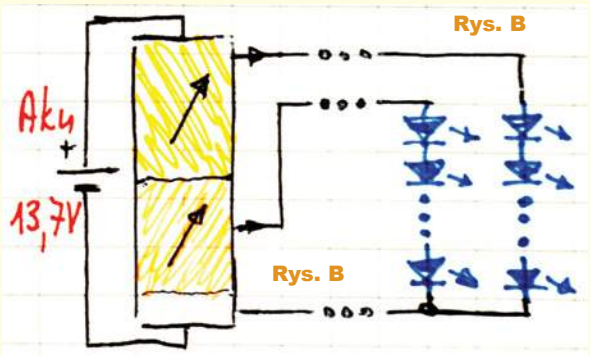
I tak mamy temat zadania 309:

Mając do dyspozycji napięcie stałe 12...14V, zaproponuj sposób zasilania dwóch łańcuchów diod LED o napięciu około 30...40V, najlepiej niezależnie za pomocą przewodu trzyżyłowego.

Niezależna regulacja dwóch łańcuchów przy wykorzystaniu przewodu trzyżyłowego jest trudna (pomocą może być rozwiązanie zadania *Jak2108* w tym numerze). Ale nie jest to wymagane. Znakomitym rozwiązaniem tego zadania jest pomysł na sterownik pojedynczy, ale taki, który pozwala regulować jasność świecenia diod. Nie trzeba go budować od zera, wystarczy przerobić gotowy moduł przetwornicy podwyższającej. Regulacja może być zrealizowana analogowo przez zmianę wartości prądu wyjściowego przetwornicy albo też impulsowo, gdy prąd przetwornicy jest stały (maksymalny), ale ma on postać impulsów o częstotliwości 100Hz...1kHz i regulowanym wypełnieniu (co zmieni średni prąd diod).

Zadanie do najłatwiejszych nie należy, więc czekam i na rozwiązania praktyczne, i teoretyczne, nawet tylko częściowe!

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!

eprasa.pl 612a2d0f04

Rozwiązanie zadania głównego 304

Temat lipcowego zadania 304 brzmiał następująco: ***Zaproponuj wykorzystanie gotowego modułu do pomiaru napięcia, prądu, mocy lub energii w obwodzie sieci 230V.***

Oto przegląd nadesłanych prac. **Jakub Jakubczyk** z Kluczborka napisał: *Dzień dobry, mam 12 lat i chodzę do 7. klasy Szkoły Podstawowej im. Emilii Plater. To jest drugie zadanie ze Szkoły Konstruktorów, które spróbuję rozwiązać.*
Podczas myślenia o zadaniu 304 mój tata kupił przetwornicę 12V DC na 230V AC i zmierzyliśmy pobór prądu (po stronie akumulatora 12V), okazał się on kilka razy większy od tego na naklejce przyklejonej do wiatraka, który mieliśmy w domu. Akumulator bardzo szybko się rozładowywał, dlatego proponuję zastosowanie gotowego modułu do pomiaru natężenia i napięcia prądu w celu prostego obliczenia tego, ile będzie działała przetwornica na akumulatorze 12V. Po kilku obliczeniach wyszło mi, że:
*prąd pobierany z akumulatora = (220*prąd wyjścia)÷12 + sprawność dla przetwornicy 12V/220V. Więc dzięki modułowi do pomiaru natężenia prądu można prosto obliczyć, jak szybko taka przetwornica rozładuje akumulator. Pomiar napięcia może się przydać do monitorowania momentu, w którym przetwornica się wyłączy.*
Młodemu Autorowi przydzielam upominek. Jak najbardziej, moduły pomiaru prądu i napięcia rzeczywiście można wykorzystać do pomiaru sprawności. Trzeba tylko zwrócić uwagę na pewien istotny szczegół: czy dany moduł do pomiaru napięcia i prądu zmiennego (AC) prawidłowo mierzy przebiegi odkształcone, czy tylko sinusoidalne? W przypadku multimetrów sprawa jest dość prosta: tańsze mierniki nie nadają się do pomiaru przebiegów odkształconych, a prąd pobierany z sieci energetycznej przez większość współczesnych urządzeń ma kształt daleki od sinusoidy. Multimetry, które prawidłowo mierzą przebiegi odkształcone, na pewno mają w nazwie i na obudowie napis ***RMS*** (lub ***rms***). Jeżeli przyrząd nie mierzy prawdziwej wartości skutecznej (True RMS), tylko wyskalowany jest dla przebiegów sinusoidalnych, błędy mogą być ogromne.
Z modułami do pomiaru napięć i prądów zmiennych może być różnie, zależnie od zastosowanych rozwiązań układowych. Moduły z funkcją pomiaru energii powinny prawidłowo mierzyć także przebiegi zdeformowane, ale nie jest to regułą. Jeśli producent nie podaje stosownej informacji, należałoby to sprawdzić we własnym zakresie. Wbrew pozorom, problem pokrewnych błędów może dotyczyć mierników prądu stałego, jeżeli miałyby one mierzyć przebiegi tętniące, a tym bardziej impulsowe. To jednak oddzielny, dość szeroki temat.

Rafał Orodziński przysłał dwa e-maile ze zdjęciami urządzeń wykorzystywanych przez siebie (**fotografia 1**). Oto obszerne fragmenty opisu: *(...) Sprzedawanych jest wiele modułów do pomiarów parametrów napięcia sieciowego. Najprostsze (...) w postaci gniazdka elektrycznego służą do pomiarów mocy pobieranej przez urządzenie (...) oraz kosztu zużytej energii. (...) Sam używam takiego miernika w postaci przejściówki między wtyczkę a gniazdo sieciowe do określenia poboru mocy. (...)*
Chciałbym jednak zwrócić uwagę na inne mniej znane dla elektroników rozwiązania mierników na szynę DIN do montażu w skrzynkach domowych rozdzielni elektrycznych. Przykładem takiego miernika jest miernik mocy pobieranej LE-01d. Zaletą tego miernika jest bardzo prosty interfejs komunikacyjny z urządzeniami zewnętrznymi, generuje on określoną liczbę impulsów na każdą zużytą kWh, mierząc liczbę impulsów, jesteśmy w stanie określić, ile kWh energii elektrycznej zużyliśmy, a mierząc odstępy między impulsami – aktualne zużycie energii elektrycznej. (...) [inne] mają interfejs wyjściowy (...) Bluetooth, Modbus, GSM czy Wi-Fi. Na szczególną uwagę zasługują układy z interfejsem Modbus, gdyż w bardzo łatwy sposób możemy odczytać z nich dane za pomocą mikrokontrolera. (...) (...) W przypadku urządzeń trójfazowych, np. silników, mierniki pozwalają wykryć asymetrię pobieranego prądu, a tym samym zdiagnozować problemy z urządzeniem przed jego uszkodzeniem. Dla mnie najważniejszymi zdarzeniami, jakie powinny być rejestrowane, są zaniki napięcia oraz przepięcia (...) opcję tę mają jednak tylko najdroższe mierniki. Ciekawymi (...) są mierniki zaniku, kolejności i asymetrii fazy. (...) Zmiana kolejności faz odwróci kierunek obrotów silnika (...) Zanik lub znaczna asymetria faz powoduje zwiększenie poboru przez pozostałe fazy silnika (...) Zamiana kolejności faz powoduje, że np. nasza pompa ciepła z silnikiem trójfazowym (...) może przestać działać. Takie sytuacje zdarzają się np. podczas prac modernizacyjnych sieci elektroenergetycznej. Wiele mierników tego typu

Fot. 1



eprasa.pl 612a2d0f04



Fot. 2

Bogdan Kosiński ze Szczecina napisał: *Dzień dobry, moje praktyczne rozwiązanie: sześć lat temu przy rozbudowie altanki na działce po wymianie instalacji elektrycznej była potrzeba zmiany. Dawniej przy opuszczaniu działki wyłączało się prąd, wykręcając bezpieczniki. Mając obudowę aparatową z odzysku, zamontowałem wyłączniki na zewnątrz, a bezpieczniki w środku. Logiczne było użycie modułu pomiarowego, bo do licznika energii nie miałem dostępu. Obserwacja parametrów takich jak: napięcie, prąd, moc, energia, jest korzystne, bo można ocenić jakość urządzeń tj. pobór mocy w czasie pracy i na czuwaniu. Można też stwierdzić, czy wszystkie są wyłączone. Rozważam zamontowanie takiego lub lepszego w mieszkaniu, przy lub w skrzynce bezpiecznikowej, z powodu braku dostępu (w zamkniętej skrzynce w piwnicy). Pozdrawiam.*

Fotografie 2, 3 pokazują moduł pomiarowy wbudowany w pokrywę – drzwiczki rozdzielnicy.

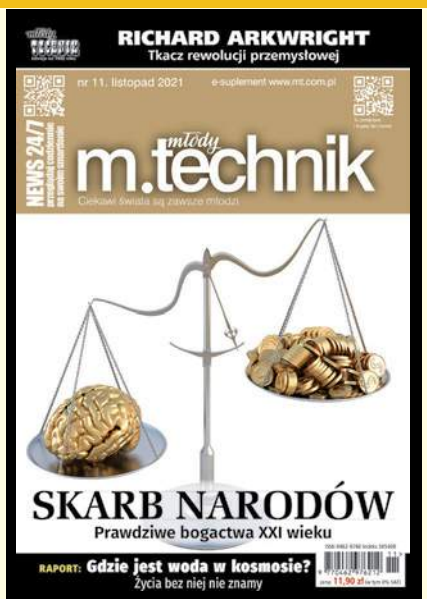


Fot. 3

ma regulowany próg dopuszczalnej różnicy napięcia między poszczególnymi fazami. Urządzenia tego typu sygnalizują (...) problemy z siecią elektroenergetyczną (...) pozwalają wykryć potencjalne problemy z siecią elektroenergetyczną czy urządzeniem, np. wykryć (...) spadek napięcia na złym kontakcie, a tym samym mogą zapobiec nawet pożarowi czy zwarciu międzyzwojowemu w silniku przez znaczną asymetrię poboru prądu poszczególnych faz. Istnieją wyłączniki różnicowoprądowe z automatycznym ponownym załączeniem wyłącznika, opcję taką szczególnie docenia się na urlopie (...)

Niech te ogólne informacje zachęcą Was do zainteresowania się takimi i pokrewnymi przyrządami!

REKLAMA



Prawdziwe bogactwa XXI wieku

Czy fundamenty „bogactwa narodów" zmieniły się zasadniczo od czasów Adama Smitha, który opisywał je prawie dwa i pół wieku temu? Nie tak bardzo jak może się wydawać. Już w jego czasach złoto, pieniądze czy kosztowności, traktowano głównie jako symbole, dostrzegając, że prawdziwe skarby są w czym innym. Dziś rozumiemy to o wiele lepiej, doceniając znaczenie wiedzy, innowacji i informacji.

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

eprasa.pl 612a2d0f04

Ogromnie interesująca, także w kontekście cyklu na temat inteligentnego domu, jest kolejna propozycja. **Piotr Chrobok** z Piekar Śląskich zaczął tak: *Witam. Nazywam się Piotrek, mam 47 lat. Elektroniką interesuję się od dziecka. EdW czytam od pierwszego numeru. Nigdy nie pisałem do Was, nie brałem udziału w żadnym konkursie, ale kiedyś musi być ten pierwszy raz...*

Od dawna interesuję się inteligentnym domem. Moja przygoda zaczęła się od Raspberry Pi i systemu Domoticz. Najpierw na karcie SD, później już na dysku SSD. Po kilku latach użytkowania coraz częściej zwracałem uwagę na system Home Assistant. Mimo kilku podejść do niego, wydawał mi się trudny do opanowania i konfiguracji w porównaniu z Domoticzem. Jednak około pół roku temu zainstalowałem Home Assistant na terminalu Dell Wyse i zacząłem się nim bawić. Już przy pierwszym uruchomieniu system wykrył urządzenia w mojej sieci: router, TV, odtwarzacz Volumio. Postanowiłem, że zostaję przy nim.

Niedawno zamontowano mi panele fotowoltaiczne. Chciałem mieć na bieżąco podgląd zużycia energii. Do falownika jest dedykowana aplikacja, ale nie pokazuje wszystkich parametrów. Jest również aplikacja z Tauron e-licznik, ale ona aktualizuje się raz na 24 godziny. Po poszukiwaniach w internecie wybrałem licznik Eastron SDM120M. Jest to licznik jednofazowy, montowany na szynę DIN. Można za jego pomocą odczytywać różne parametry sieci energetycznej: napięcie, moc pobieraną, moc oddawaną do sieci, prąd. Komunikacja z licznikiem odbywa się za pomocą protokołu Modbus. Potrzebowałem również konwertera Modbus na USB. Po skompletowaniu wszystkiego, zabrałem się do podłączenia i konfiguracji Home Assistant. Trochę mi to zajęło, ale udało się! Obecnie mam wskazania aktualnego poboru mocy, napięcia, prądu. Mam też pomiar energii wyprodukowanej i zużytej. Załączam kilka zdjęć z Home Assistant i aplikacji mobilnej. Pozdrawiam, Piotrek.

Niektóre nadesłane ilustracje pokazane są na **fotografiach 4...6**. Materiał doskonale pasuje do cyklu o inteligentnym domu i mam nadzieję, że nie jest to ostatnia informacja od Autora projektu.

Michał Słomkowski z Poznania napisał najpierw: *Dzień dobry, pierwszy raz biorę udział w Szkole Konstruktorów, gdyż temat akurat przypasował do tego, co mam obecnie na warsztacie. Niedawno nabyłem okazyjnie izolowany transformator regulowany (wariak) TST 280 firmy RFT. Napięcie wyjściowe: 0–330VAC. Jako że miał uszkodzony amperomierz, postanowiłem go przerobić na uniwersalne stanowisko testowania urządzeń sieciowych oraz zasilacz DC 0–450V. Aktualnie projekt jest w trakcie składania.*

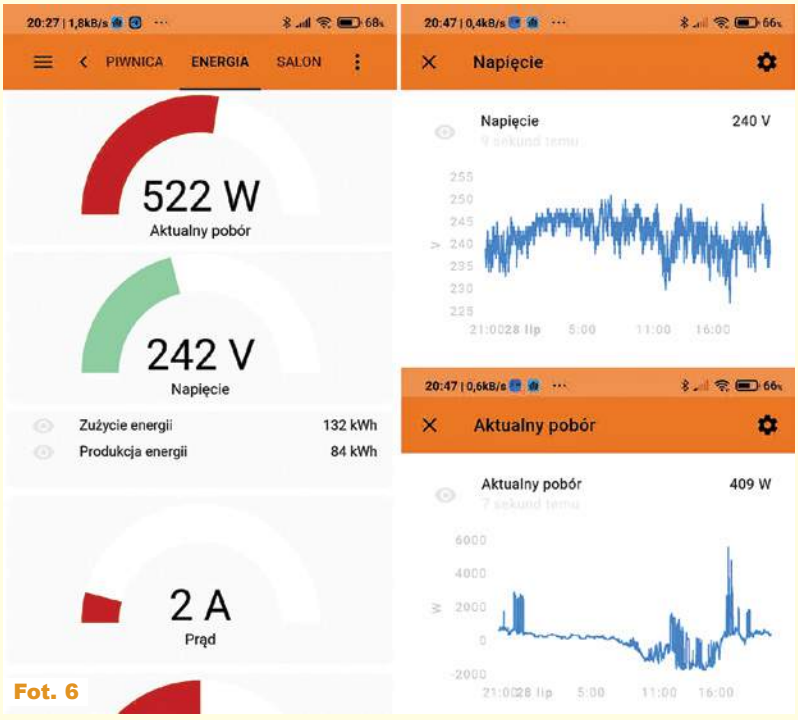
Tematu zadania ściśle dotyczy przerobienie mierników PZEM-020 i SPM003 do współpracy z wariakiem. Mianowicie oba te mierniki są przeznaczone do pomiaru napięcia sieciowego i są jednocześnie z niego zasilane, co uniemożliwia zejście z napięciem poniżej ok. 80 V.



Fot. 4



Fot. 5

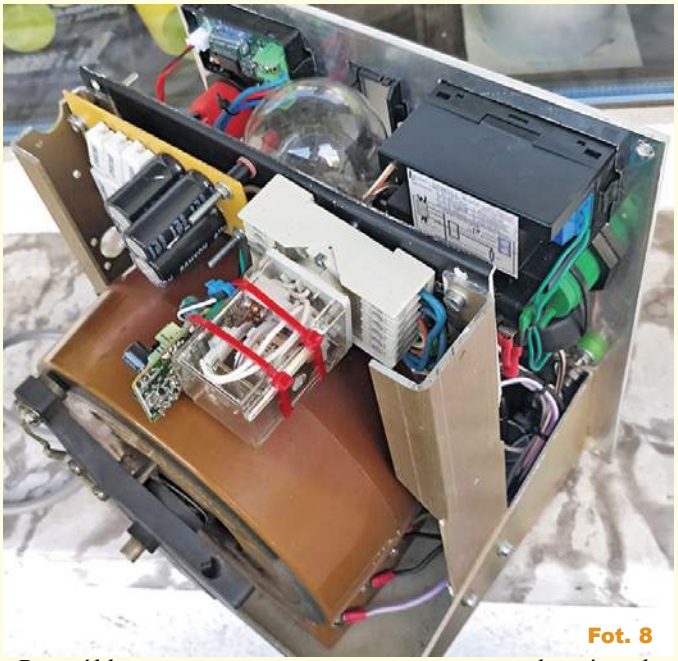


Fot. 6

eprasa.pl 612a2d0f04



Fot. 7


Fot. 8

Przeróbka jest prosta i wymaga przecięcia jednej ścieżki oraz dolutowania dodatkowego przewodu, który będzie podłączony do górnego końca uzwojenia wariaka. Co do stanowiska testowego, to ma ono mieć następujące cechy: napięcie AC takie, jak daje wariak, czyli 0...330V, napięcie DC wyprostowane i wygładzone, 0...450V, uzwojenie pierwotne i wtórne zabezpieczone wyłącznikami nadprądowymi 2A. Dla prądu AC zawiera miernik SPM003 mierzący prąd, napięcie, moc, współczynnik mocy, dla prądu DC miernik YB4835VA mierzący prąd i napięcie. Zawiera dwa przełączniki sterujące dla każdego kanału – stały i chwilowy, a zaciski wyjściowe są odłączane stycznikami. Żarówka, którą można włączyć w obwód wyjściowy – ma na celu ograniczenie prądu zwarciowego.

Załączam prowizoryczne zdjęcia przeróbek mierników i stanowiska testowego oraz bardzo prowizoryczny schemat na kartce, który zapewne się jeszcze zmieni. Postanowiłem zastosować płytę aluminiową jako płytę czołową, zamiast oryginalnej. Aktualnie skończyłem wycinanie otworów pod wyłączniki itd., pozostało złożenie części elektrycznej.

Jeżeli będzie zainteresowanie, schemat zostanie estetycznie przerysowany i mogę napisać artykuł na temat stanowiska. Jako że każdy naśladowca może mieć do dyspozycji inny wariak, artykuł byłby raczej opisem przykładowej realizacji i omówieniem różnych aspektów, na co zwrócić uwagę itd.

Jednocześnie chciałbym poruszyć kwestię, która mnie nurtuje przy tym projekcie, być może nadaje się to do skrzynki porad: Czy warsztatowy transformator separacyjny powinien mieć w gniazdku wyjściowym podłączoną żyłę PE?

Z jednej strony, fabryczne urządzenie TST 280, jak i część dostępnych na rynku transformatorów, ma tę żyłę podłączoną. Z drugiej strony, znalazłem wątek na Elektrodzie, który omawia tę kwestię i twierdzą tam, że transformator izolowany tworzy nowy obwód IT (isolated terra), więc bolca być nie powinno. (...)

W drugim e-mailu napisał: *Dzień dobry, projekt został ukończony, załączam schemat i aktualne zdjęcia.*

Niektóre spośród nich są pokazane na **fotografiach 7...10**. Przyznacie, że to imponująca, bardzo starannie wykonana konstrukcja! Wygląda na to, że w jednym z następnych numerów będziemy mieć bardzo wartościowy projekt okładkowy! Napisałem już do Autora w tej sprawie.

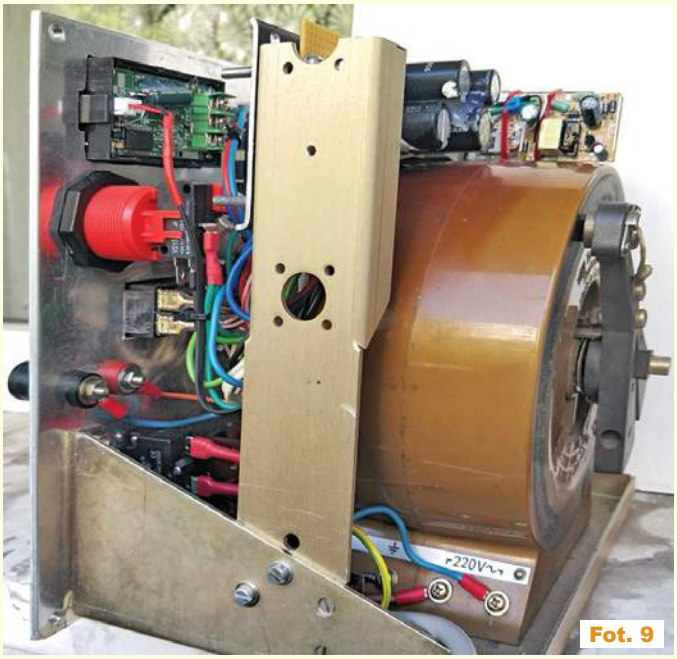
Przyznam też, że i ja niedawno postanowiłem wykorzystać posiadane modułowe mierniki AC do budowy prościutkiego, dwukanałowego stanowiska testowego. Wstępna wersja złożona na potrzeby pomiarów silnika indukcyjnego (z dwoma uzwojeniami) zawierała dwa triaki i obwody do ich wysterowania. Wersja ta widoczna była

Publikacja	Nagroda	Talon AVT PLN	Imię	Nazwisko	Miejscowość	Punkty
-	-	-	za pomysł zadania 309			
-	U	-	Jakub	Jakubczyk	Kluczbork	3
-	U	-	Rafał	Orodziński	Białystok	3
?	U	-	Bogdan	Kosiński	Szczecin	4
-	-	150	Piotr	Chrobok	Piekary Śląskie	6
-	-	300	Michał	Słomkowski	Poznań	7
-	-	-	Piotr	Górecki	AVT	-

R E K L A M A



eprasa.pl 612a2d0f04


Fot. 9


Fot. 10

w numerze październikowym EdW w rozwiązaniu zadania głównego 302 na fotografii 5. Na podstawie własnych doświadczeń przewidziałem możliwość włączenia w obwody pomiarowe rozmaitych żarówek o mocach od 15W do 1000W, które posłużą jako znakomite ograniczniki prądu. Ważnym dodatkiem są też obwody kontroli prądu za pomocą oscyloskopu. Model ze zdemontowanymi obwodami triaków pokazany jest na **fotografii 11**. Jeżeli chcecie, dodatkowe szczegóły mogą być przedstawione w oddzielnym artykule (piszcie: *edw@elportal.pl*).

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.

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

Serdecznie zapraszam do udziału w zadaniu głównym 309, a także w drugiej i trzeciej klasie naszej Szkoły Konstruktorów! Zachęcam uczestników, żeby praktyczne rozwiązania zadań Szkoły przygotowywali według Szablonu ze strony ***http://edw.elportal.pl/zostan-wspolautorem-elektroniki-dla-wszystkich/***

Piotr Górecki


Fot. 11

Punktacja Szkoły Konstruktorów

Sławomir Węgrzyn Dziekanowice ... 92	**Sebastian Jarmosiewicz** Motwica ... 50	**Rafał Orodziński** Białystok ... 25
Daniel Turbasa Kraków ... 88	**Michał Pędzimąż** Stara Słupia ... 48	**Marian Gabrowski** Polkowice ... 23
Michał Stach Kamionka ... 76	**Łukasz Olszok** Tarnowskie Góry ... 45	**Jacek Konieczny** Poznań ... 22
Łukasz Dachowski Cymbark ... 72	**Krzysztof Kawa** Lubcza ... 44	**Roman Braumberger** Bytom ... 21
Artur Bereit Barcin ... 69	**Dawid Placha** Rdzawa ... 44	**Jakub Gajda** Kraków ... 20
Aleksander Bernaczek Magnuszowice ... 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	**Bogdan Kosiński** Szczecin ... 16
Robert Szolc Bytom ... 58	**Rafał Rówiak** Słaboszów ... 40	**Łukasz Kojro** Gdańsk ... 15
Paweł Hoffmann Wrocław ... 58	**Teodor Woźniak** Łódź ... 35	**Marcin Malich** Wodzisław Śl. ... 13
Andrzej Herbut Siekierczyn ... 52	**Tomasz Zaorski** Kalinówka ... 34	**Paweł Sablik** Pisarzowice ... 13
Adam Ples Jaworzno ... 51	**Łukasz Nowak** Warszawa ... 33	**Piotr Wyderski** Wrocław ... 13
Adam Sobczyk Warszawa ... 50	**Jarosław Węgliński** Warszawa ... 28	**Michał Zięba** Poznań ... 13

eprasa.pl 612a2d0f04

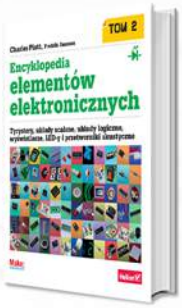
Wybrane książki dla Czytelników „Elektroniki dla Wszystkich”

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



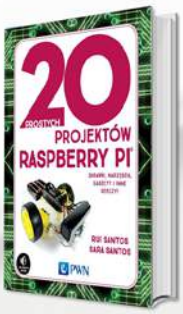
Drugi tom niezwykłej encyklopedii przeznaczonej dla praktyków elektroniki. Podobnie jak w pierwszym, tak i tutaj znalazły się skompletowane, uporządkowane, a co najważniejsze - sprawdzone i potwierdzone informacje o elementach elektronicznych. Drugi z trzech tomów jest poświęcony układom scalonym, tyrystorom,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



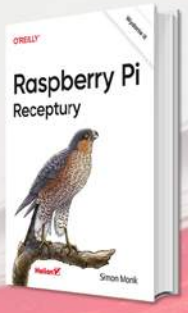
Jeśli chcesz poznać technikę lutowania i nauczyć się prawidłowo stosować ją w praktyce, sięgnij po odpowiednie źródło wiedzy! Książka Lutowanie od podstaw krok po kroku wprowadzi Cię w tajniki sztuki łączenia elementów, przedstawi niezbędne narzędzia i dobre praktyki, nauczy unikać typowych błędów popełnianych 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 612a2d0f04

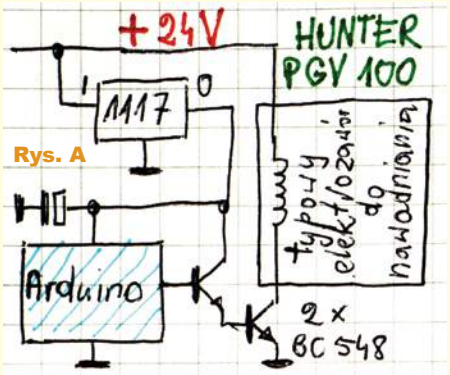
Druga klasa Szkoły Konstruktorów

Co tu nie gra? Zadanie 309

Na **rysunku A** przedstawiony jest nieco uproszczony schemat prostego sterownika nawadniania.

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.



Odpowiedź oznacz **NieGra309** 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.

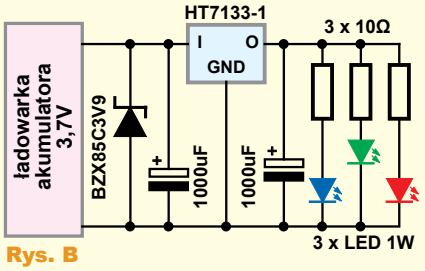
Co tu nie gra? Rozwiązanie zadania 304

Na **rysunku B** pokazany jest zamieszczony w EdW 7/2021 schemat *nietypowego obwodu zasilającego trzy diody LED na podkładkach star*.

Jak zwykle, także i w tym schemacie (przygotowanym przeze mnie specjalnie na potrzeby tego zadania) doszukaliście się szeregu błędów.

Jednak podstawowa koncepcja wygląda na prawidłową: mamy źródło zasilania w postaci ładowarki, stabilizator (3,3V) i one zasilają trzy różnokolorowe diody LED.

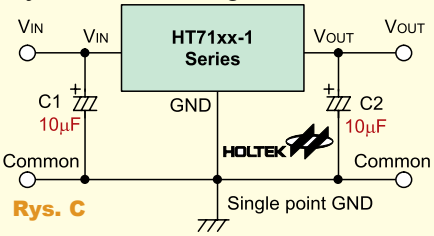
Zanim przejdziemy do błędów, podkreślmy bardzo ważny szczegół. Otóż na schemacie wyraźnie było zaznaczone, że w układzie mają pracować trzy diody LED 1-watowe. Diody nazywane 1-watowymi mają prąd pracy 350mA, co przy napięciu na diodzie około 3V daje właśnie około 1 wata doprowadzonej mocy elektrycznej. Wzmianka o podkładkach *star* potwierdza, że są to diody o znacznej mocy, fabrycznie wyposażone w niewielki radiator w postaci podobnej do gwiazdki, który może rozproszyć moc 1 wata bez dodatkowego radiatora. Obecność trzech diod o stosunkowo dużej mocy około 3 watów i sumarycznym prądzie zasilania rzędu 1 ampera wymaga współpracy z odpowiednio dobranymi innymi elementami układu. I to był główny trop, którym należało podążyć przy rozwiązywaniu tego zadania. Nie wszyscy tym tropem poszli. Jeden z uczestników napisał tylko: *Moim zdaniem kondensator na wyjściu układu HT-7133-1 jest niepotrzebny*.



Hm... Rezygnacja z kondensatora wyjściowego może być ryzykowna, ponieważ w wielu zastosowaniach zapobiega on samowzbudzeniu stabilizatora – to szeroki temat, dotyczący zarówno właściwości scalonego stabilizatora, jak i pasożytniczych pojemności i indukcyjności na jego wyjściu. W przypadku stabilizatorów LDO, a takim jest HT7133-1, sprawa jest jeszcze bardziej skomplikowana. Szczególnie te opracowane dawniej wykazują skłonność do samowzbudzenia i dlatego do prawidłowej pracy wymagają kondensatora wyjściowego lub kondensatorów wyjściowych o parametrach ściśle określonych: o zalecanej przez producenta pojemności oraz odpowiedniej rezystancji ESR. Zwiększenie pojemności lub dodanie na pozór zbawiennych kondensatorów ceramicznych 100nF nie polepsza, a pogarsza sytuację. Już o tym w EdW pisaliśmy.

Jeden z najmłodszych uczestników napisał: *(...) Na obrazku są pokazane dwa kondensatory 1000uF, a w dokumentacji elementu HT7133-1 są pokazane kondensatory 10uF. Więcej błędów nie zauważyłem, ponieważ nie znam bardzo dobrze angielskiego i nie zrozumiałem zbytnio dokumentacji układu HT7133-1*.

Rzeczywiście, w karcie katalogowej jest schemat (**rysunek C**), zalecający zastosowanie kondensatorów 10uF, elektrolitycznych, na co wskazuje zaznaczona biegunowość.



W wielu przypadkach zwiększenie współpracujących pojemności nie grozi niczym złym, a nawet nieco polepsza sytuację. Jednak w przypadku starszych stabilizatorów LDO zwiększenie pojemności wyjściowej może spowodować samowzbudzenie stabilizatora. Prawdopodobnie nie nastąpi to w przypadku HT7133-1, jednak stukrotne zwiększenie pojemności ponad zalecenia producenta jest co najmniej niepotrzebne i nie ma żadnego sensownego uzasadnienia.

Kilku uczestników zwróciło uwagę na rezystory włączone w szereg z diodami LED. Dwa spośród nadesłanych rozwiązań brzmiały: *Za duże wartości rezystancji. Dioda czerwona i zielona będą świeciły tylko 1/4 mocy, a niebieska jeszcze ciemniej lub wcale. Pozdrawiam.*

eprasa.pl 612a2d0f04

Witam (...) moim zdaniem usterka leży w niewłaściwie dobranych rezystorach. Powinny być zastosowane kolejno dla diod LED: 25Ω dla niebieskiej, 75Ω dla zielonej oraz 80Ω dla czerwonej. Pozdrawiam.

Jeden z Kolegów napisał: *(...) Diody mogłyby więc świecić z różną jasnością (niebieska być może wcale) a ich dopuszczalna moc pozostałaby w większości niewykorzystana. (...)*

Rzeczywiście, z rezystorami jest problem. Także inni uczestnicy zwrócili uwagę na fakt, że napięcia diod o różnych kolorach świecenia mogą być i są różne. Generalna zasada jest taka, że czym większa długość fali wytwarzanego światła, tym niższe napięcie przewodzenia. Diody czerwone, o długości fali rzędu 700nm mają napięcie przewodzenia znacząco mniejsze niż diody białe i niebieskie, gdzie długość fali to około 400nm. Owszem, ale napięcie przewodzenia zależy też od użytego materiału półprzewodnikowego, dlatego stare diody czerwone mają napięcie pracy znacznie niższe niż nowe czerwone diody wykorzystujące inne materiały czynne. Ponadto różnice technologiczne, wielkość struktur, a także zmiany temperatury powodują, że nie sposób określić dokładnie, jakie będą napięcia przewodzenia poszczególnych diod przy różnych prądach. W praktyce, przy takim równoległym połączeniu trzech różnych diod, wartości rezystorów ograniczających należałoby dobierać indywidualnie, i to w docelowych warunkach pracy. Ale nie w układzie z rysunku B!

Nieliczni uczestnicy zwrócili uwagę na fakt, że jednowatowe diody powinny pracować przy prądzie 350mA, co najmniej 200mA. A prąd 350mA, płynąc przez rezystor 10-omowy, wywołałby na nim spadek napięcia 3,5V (0,35A * 10Ω), czyli więcej niż wynosi napięcie wyjściowe 3,3-woltowego stabilizatora!

Niektórzy napisali, że wartości rezystorów są za duże i trzeba je poważnie zmniejszyć. W rzeczywistości problem z rezystorami jest znacznie poważniejszy. Według koncepcji z rysunku B diody LED są zasilane *niezmiennym napięciem* z wyjścia stabilizatora. Prąd diod mają wyznaczać rezystory ograniczające. Trzeba jednak pamiętać, że nieuchronnie wystąpią zmiany napięcia przewodzenia rozgrzewających się świecących struktur LED. A to przy bardzo małych wartościach rezystorów spowoduje duże zmiany prądu diod. Czym większe wartości rezystorów oraz spadek napięcia na nich, tym mniejsze będą takie termiczne zmiany prądu. Ale w układzie według rysunku B nie możemy zwiększać spadku napięcia na rezystorach, zwłaszcza tego współpracującego z diodą niebieską...

Tu muszę odnieść się do uwag z niektórych nadesłanych rozwiązań. Otóż dwóch uczestników wspomniało, że napięcie przewodzenia niebieskich diod może mieć wartość powyżej 3,3V, wobec czego diody te w ogóle się nie zaświecą.

Aż tak źle nie jest! Owszem, diody niebieskie jak najbardziej mogą mieć napięcie przewodzenia ponad 3,3V, ale przy nominalnym prądzie pracy. Każda współczesna pojedyncza niebieska dioda LED zaświeci przy napięciu 3,0V, a nawet mniejszym, tylko jasność świecenia będzie dużo mniejsza od maksymalnej (nie zaświeciłyby tylko bardzo stare niebieskie diody wykonane z węglika krzemu).

Przy zasilaniu napięciem 3,3V wszystkie diody zaświecą, tylko dioda niebieska nawet przy zwarciu rezystora ograniczającego może mieć prąd i natężenie światła znacznie mniejsze od nominalnego.

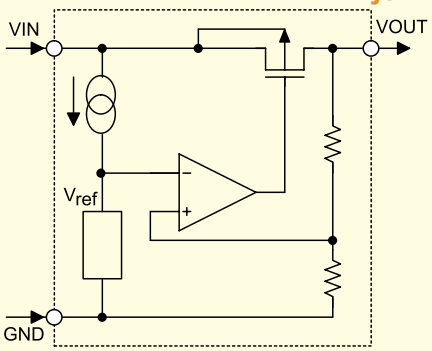
Ogólnie biorąc, stosowanie rezystorów ograniczających i połączenie równoległe diod o różnych kolorach świecenia jest bardzo nieekonomiczne pod względem mocy strat, która wydzieli się w tych rezystorach. Kilku uczestników słusznie stwierdziło, że jest to kolejny błąd i do jego wyeliminowania *diody należałoby połączyć w szereg*. Do tego szczegółu jeszcze wrócimy.

W każdym razie podane na schemacie wartości pojemności kondensatorów i rezystorów miały tylko odwrócić uwagę od problemów znacznie poważniejszych. Liczni uczestnicy słusznie wskazali na takie zdecydowanie większe problemy. I tak jeden ze stałych uczestników napisał:

Rozwiązaniem zadania z rysunku A jest niewłaściwy zastosowany stabilizator 3,3V – HT7133-1. Według noty katalogowej umożliwia on obciążenie wyjściowe o wartości tylko 30mA. Aby zapewnić zasilanie dla diod 1W przy napięciu 3,3V, należałoby zastosować stabilizator co najmniej ~ 900mA.

Rzeczywiście, jak wskazuje karta katalogowa stabilizatora, typowy prąd wyjściowy to 30mA, ale wartość gwarantowana to tylko 20mA. Ani blokowy schemat wewnętrzny pokazany na **rysunku D**, ani lakoniczny opis nie precyzują, jak zareaguje stabilizator na próbę zwiększenia prądu powyżej tych wartości. Być może zadziała jakieś wewnętrzne zabezpieczenie (ale katalog o żadnym zabezpieczeniu prądowym lub termicznym nie wspomina), a może tylko da o sobie znać rezystancja nasyconego szeregowego MOSFET-a P, która zwiększy spadek napięcia *Dropout Voltage* powyżej wspomnianej w katalogu wartości 2% V_{OUT}, liczonej względem pracy przy 2 woltach różnicy napięć między wejściem a wyjściem – zobacz stosowną uwagę w karcie katalogowej.

Rys. D



Na pewno układ HT7133-1 ma za mały prąd maksymalny. Do tego dochodzi kwestia mocy strat wydzielanej w tym stabilizatorze, która zgodnie z kartą katalogową dla różnych obudów nie powinna przekraczać 0,2...0,5W.

Jakkolwiek by było, stabilizator HT7133-1 jest tu zdecydowanie za słaby! Jednak wymiana tej kostki na jakiś podobnie działający, tylko dużo silniejszy stabilizator LDO, wcale nie uzdrowi sytuacji przy takim źródle zasilania. A tylko część uczestników zajęła się dokładniej ładowarką i diodą Zenera.

Zacznijmy od diody Zenera. Oto fragmenty nadesłanych rozwiązań: *(...) Dioda Zenera w zamyśle autora schematu prawdopodobnie ma chronić wejście stabilizatora przed przekroczeniem dopuszczalnego napięcia wejściowego. Jednak okazuje się, że HT7133-1 obsługuje napięcia wejściowe do 30V. W związku z tym takie zabezpieczenie wydaje mi się zbędne.*

eprasa.pl 612a2d0f04

Dodatkowo, na schemacie prąd diody Zenera nie jest ograniczony żadnym rezystorem i jej dopuszczalna moc (1,3W) może łatwo ulec przekroczeniu, co doprowadzi do uszkodzenia. Jeżeli jednak rzeczywiście istnieją uzasadnione obawy odnośnie do przepięć (nie wiemy nic o zastosowanej ładowarce akumulatorów), to użycie transila jest lepszym rozwiązaniem. Pozdrawiam (...)

(...) ładowarka będzie chciała utrzymać dość wysokie natężenie (zapewne co najmniej pół ampera). Nadwyżkę będzie musiała przyjąć dioda Zenera, a ta ma obciążalność max. 280mA. (...) Przy słabych ładowarkach układ ma szanse działać, ale mocniejsza może uszkodzić diodę. Wtedy ładowarka poda prąd o takim napięciu, jakie zdoła podać, bo już nie utrzyma założonego natężenia. Stabilizator i tak zapewni właściwe napięcie na swoim wyjściu (oczywiście jeśli będzie to jakiś stabilizator mocniejszy niż HT7133). Dioda Zenera jest więc zbędna.

Trzej stali uczestnicy ujęli to tak: *(...) Ładowarka akumulatorów będzie chciała wymusić napięcie nawet ponad 4V, a różnicę między tym napięciem a 3V9 weźmie na siebie dioda Zenera – będzie się więc grzała albo się spali (w zależności od wydajności prądowej ładowarki).*

(...) Ładowarka akumulatora (w domyśle litowego) ma napięcie wyjściowe ok. 4,5–5V i dostarcza zwykle prądu 2–3A. Dioda Zenera to BZX85C3V9 o napięciu Zenera 3,9V i mocy 1,3W. Brak rezystora ograniczającego spowoduje natychmiastowe spalenie diody. (...) Z najlepszymi pozdrowieniami (...) czyha niebezpieczeństwo w postaci diody Zenera, która zwiera wyjście ładowarki. Podano, że dioda jest typu BZX85C3V9 – jest to dioda Zenera, ale symbol na rysunku jest jak dla diody Schottky'ego. Gdyby nawet tak dobrać diodę Zenera, że nie powodowałaby zwarcia, to po prostu ona jest tam niepotrzebna. Układ HT7133-1 ma dopuszczalne napięcie wejściowe Umax = 24V – 30V (różnie podają w notach aplikacyjnych).

Dioda Zenera o napięciu 3,9V na pewno jest niepotrzebna, a dokładniej biorąc, jej obecność na schemacie to poważny błąd! Do niektórych aspektów jej obecności za chwilę wrócimy, ale najpierw wyjaśnijmy pewne wątpliwości co do parametrów tej diody, a także pozorne sprzeczności.

Otóż jeden z uczestników napisał, że maksymalny prąd tej diody to 280mA, a inny, że moc wynosi 1300mW, z czego wynika, że maksymalny prąd to 333mA.

Otóż sprzeczność jest pozorna. W sumie chodzi o to, żeby nie przegrzać diody, więc maksymalna moc strat zależy od warunków chłodzenia. Dokładniejsza lektura katalogu wskazuje, że gdy wyprowadzenia w odległości 4mm od korpusu mają temperaturę otoczenia, to dopuszczalna moc strat wynosi 1300mW, natomiast gdy dopiero w odległości 10mm mają temperaturę otoczenia, to maksymalny prąd wynosi 280mA, co przy napięciu 3,9 wolta daje moc strat 1092mW. W rzeczywistości warunki chłodzenia są gorsze i prąd musi mieć jeszcze mniejszą wartość.

I wreszcie kwestia *ładowarki akumulatora 3,7V*. Tylko na pierwszy rzut oka może się wydawać, że daje ona na wyjściu napięcie 3,7V, które nie powinno powodować przewodzenia diody Zenera 3,9V i które powinno zapewnić prawidłową pracę 3,3-woltowego stabilizatora. Tak na pewno nie jest! Dwóch uczestników zadania napisało, co następuje:

Zakładam że „ładowarka akumulatora 3,7V" oznacza ładowarkę akumulatora litowo-jonowego. Akumulatory litowe ładuje się zwykle stałym prądem, a następnie (po osiągnięciu napięcia około 4,2V) stałym napięciem. Dodatkowo bardziej zaawansowane ładowarki mają takie funkcje jak monitorowanie obecności/zwarcia ogniwa oraz mechanizm wykrywania naładowania ogniwa (na podstawie prądu ładowania i/lub układu czasowego). (...)

(...) Wiele zależy tutaj od samej ładowarki. Jeśli jest to model, który najpierw próbuje sprawdzić napięcie ogniwa, żeby podjąć decyzję o trybie ładowania, to układ wcale nie ruszy. (...) Pozdrawiam.

Tak, sporo będzie zależeć od właściwości ładowarki. Inni Koledzy też pisali na ten temat, nie zawsze słusznie. Słuszna jest generalna zasada, że ładowarka akumulatorów litowych 3,7V pracuje w trybie CC/CV, a niektóre mają dodatkowe możliwości. Dlatego trzeba przypomnieć, czym tak naprawdę jest ładowarka akumulatorów litowych. Otóż do zrealizowania dwustopniowego trybu ładowania CC/CV wcale nie jest konieczny jakiś wyrafinowany układ. Końcowe napięcie ładowania prawie wszystkich akumulatorów Li-Ion i Li-Po wynosi 4,20V, dlatego ładowarka jest po prostu stabilizatorem napięcia 4,20V±0,05V, który realizuje fazę CV.

Tak, mogłaby być jakimkolwiek zwyczajnym stabilizatorem napięcia 4,2V! Owszem, ale na początku ładowania pustego akumulatora podanie nań napięcia 4,2V spowodowałoby przepływ niedopuszczalnie dużego prądu ładowania. Dlatego ładowarka zawiera też jakiś obwód ogranicznika prądu, który realizuje wstępną fazę CC.

Dla większości popularnych ogniw Li-Ion maksymalny prąd ładowania to liczbowo 1/4...1/3 pojemności znamionowej C. Najpopularniejsze cylindryczne akumulatory Li-Ion oznaczane 18650 mają pojemność maksymalnie do 3500mAh, więc ich maksymalny prąd ładowania nie powinien przekraczać 1A. Większość użytkowanych akumulatorów Li-Ion 18650 ma pojemność mniejszą niż 3000mAh, dlatego najpopularniejsze uniwersalne ładowarki mają prąd ładowania 0,5A lub nawet mniejszy.

Popularna mała ładowarka o prądzie wyjściowym 0,5A i napięciu około 4V, czyli o mocy rzędu dwóch watów, nie wystarczy dla sterownika trzech 1-watowych diod, który chciałyby pobrać co najmniej 3W mocy. Musiałby to być ładowarka o prądzie 1A lub większym.

W wersji podstawowej ładowarka Li-Ion (Li-Po) to tylko analogowy stabilizator napięcia 4,2V z ogranicznikiem prądu 0,5A (analogowy, ale w praktyce zwykle wykorzystujący przetwornicę impulsową). Istnieje mnóstwo takich prostych, tanich ładowarek, które są tylko stabilizatorem napięcia z ogranicznikiem prądu. Jednak dziś wszędzie stosowane są mikroprocesory, jakże w ładowarkach, a to pozwala łatwo zrealizować dodatkowe funkcje.

Przede wszystkim spotyka się ładowarki, które po dołączeniu akumulatora wykrywają, jaki to jest akumulator. Przykładem może być popularna, dobra ładowarka LiitoKala Lii-100. Co prawda jest to przystawka zasilana napięciem 5V, jednak dobrze ilustruje opisywaną kwestię.

eprasa.pl 612a2d0f04



Fot. E

Starsza wersja pokazana jest na **fotografii E**. Po włożeniu akumulatora przeprowadza on procedurę testową i jeżeli ogniwo nie jest uszkodzone lub rozładowane do zera, potrafi prawidłowo rozróżnić, czy jest to akumulatorek NiMH (1,2V), czy najpopularniejszy Li_Ion (3,6...3,7V), czy może zmodyfikowany Li-Ion (Samsung) o trochę wyższym napięciu nominalnym 3,85V, czy może jest to ogniwo LiFePO4 o napięciu nominalnym 3,2V. Zależnie od tego ustala warunki ładowania, w szczególności napięcie końcowe.

Jeżeli w rozwiązaniu według rysunku B miałaby być wykorzystana podobnego rodzaju ładowarka, wtedy koniecznie trzeba znaleźć odpowiedź na pytanie: jak zachowa się ona w takim układzie pracy, bez akumulatora? Czy akurat ustawi napięcie końcowe ładowania 4,2V? Czy może potraktuje obwód jako akumulatorek NiMH o dużo niższym napięciu? A może stwierdzi, że wystąpił błąd (uszkodzenie ogniwa) i w ogóle nie rozpocznie procesu ładowania?

Jeden z uczestników słusznie zauważył: *(...) Jako że obwód zasilający zawiera kondensatory o dużej pojemności (1000uF), może być przy włączeniu rozpoznawany jako zwarcie lub krytycznie rozładowane ogniwo, co może powodować wyłączenie ładowania bądź ładowanie niewielkim prądem (...)*

Inne ładowarki, zwłaszcza dedykowane do konkretnych akumulatorów, mogą mieć inne właściwości i funkcje, w tym prąd ładowania inny niż standardowe 500mA czy 1A. Słusznie więc kilku uczestników wspomniało, że *ładowarka nie jest dobrym źródłem zasilania dla diod LED*. Warto też nieco dokładniej wyjaśnić kwestię wspominanych przez niektórych uczestników *kilku faz ładowania*.

Otóż zasadniczo, ***ładowarki akumulatorów litowych realizują tylko dwie fazy ładowania***. Pierwszą, CC – Constant Current, gdy działa ogranicznik prądowy, a napięcie akumulatora pomału rośnie (w przypadku Li-Ion do wartości 4,2V) oraz drugą, CV – Constant Voltage, gdy ogranicznik prądu nie działa, gdy ładowarka jest stabilizatorem napięcia 4,2V, gdy prąd znacząco już naładowanego akumulatora samoczynnie zmniejsza się (teoretycznie do zera po długim czasie).

Z reguły nie ma, a raczej nie powinno być innych faz ładowania, takich, jakie dla skrócenia czasu ładowania są wykorzystywane w akumulatorach kwasowych, gdzie dość często stosowane są bardziej złożone algorytmy (w cyklu MPPT omawialiśmy fazy *Bulk, Absorption i Float, Equalize*). Lepsze ładowarki akumulatorów kwasowych mają też opcję wstępnego ładowania akumulatorów rozładowanych do zera, zasiarczonych, gdy elektrolitem jest czysta woda, przez którą prąd ładowania nie chce płynąć. Wtedy na akumulator podawane są impulsy podwyższonego napięcia, żeby w ogóle taki akumulator „rozruszać". Ma to sens w dość topornych akumulatorach kwasowych, ale nie w delikatniejszych Li-Ion, które w żadnym przypadku nie powinny być rozładowywane do zera (ani przeładowywane).

Generalnie w nowocześniejszych akumulatorach Li-Ion wystarczą dwie wspomniane fazy ładowania (CC/CV). To jednak odrębny temat.

W każdym razie mikroprocesorowe ładowarki Li-Ion mogą mieć dodatkowe funkcje, które uniemożliwią pracę w konfiguracji z rysunku B – w szczególności wstępne testowanie dołączonego obciążenia – akumulatora.

Na koniec jeszcze jeden szczegół. Jedno z rozwiązań brzmiało: *Dioda BZX85C3V9 powinna być za pierwszym kondensatorem i stroną katody połączona z wejściem HT7133-1*.
Ja zrozumiałem, że chodzi o kolejność narysowania na schemacie elementów połączonych równolegle.
Otóż kolejność przy ***rysowaniu*** elementów na schemacie nie ma znaczenia (także w przypadku połączenia szeregowego, pomijając kwestię netlisty i pokrewnych aspektów). Schemat informuje tylko o tym, które końcówki są połączone, a w przeważającej większości przypadków zupełnie nie odwzorowuje fizycznego rozmieszczenia elementów w modelu na płytce.

Nieliczni Koledzy napisali też o możliwościach poprawy. Wspominaliście o tym, że jeżeli prąd diod ma być lub przynajmniej może być jednakowy, to lepiej byłoby połączyć diody LED w szereg. Słusznie!

Wtedy zamiast trzech rezystorów ograniczających można byłoby zastosować stabilizator prądu, a przecież każdy trzykońcówkowy stabilizator może pracować w tej roli, po włączeniu rezystora o odpowiedniej wartości między końcówki masy GND i wyjścia OUT. Oczywiście takie rozwiązanie wymagałoby dużo wyższego napięcia wejściowego, rzędu 10V lub więcej.

Jest też zupełnie inna, lepsza droga. Jeden z uczestników wspomniał: *(...) Stosowanie rezystora w przypadku dużych diod jest nieefektywne z powodu wydzielanej mocy. Stosujemy przetwornicę step-down zamiast rezystora.*

Jak najbardziej! Przetwornica impulsowa zapewni wysoką sprawność energetyczną. Oczywiście diody LED należałoby połączyć w szereg i zastosować taką wersję przetwornicy (zapewne jednak podwyższającej, step-up), która utrzyma niezmienną wartość prądu, co wymaga dodania obwodu stabilizacji prądu i obwodów zapobiegających nadmiernemu wzrostowi napięcia przy odłączeniu diod. Taki sterownik można byłoby zasilać napięciem o wartości z szerokiego zakresu 3...9V. Analogiczna wersja z przetwornicą step-down mogłaby być zasilana napięciem wyższym niż 9V.

W sumie praktycznie wszystkie rozwiązania były prawidłowe, choć oczywiście nie wszystkie były wyczerpujące. W konkursie wzięło udział wyjątkowo wielu uczestników. Nie sposób wszystkich wyróżnić i nagrodzić. Niech dla wielu z nich satysfakcją będzie porównie własnych spostrzeżeń z przedstawionymi tu informacjami. A dla innych, mniej zaawansowanych, niech wyniki zadania będą zachętą do dalszego poznawania tajników elektroniki. Nagrody-upominki za zadanie ***NieGra304*** otrzymują:
Jarosław Węgliński – Warszawa,
Lechosław Radke – Poznań,
Łukasz Fortuna – Wołowa,
Konrad Popek – Stalowa Wola oraz
Jakub Pląsek – Tomaszówka.
Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki

eprasa.pl 612a2d0f04

Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów

Policz – zadanie 309

Kontynuujemy zadanie *Policz304*. Tym razem chcemy zwrócić szczególną uwagę na fakt, że układy cyfrowe rodziny 74AHC (oraz 74ABT) są ogromnie szybkie, a przy zasilaniu napięciem 5V...6V czasy narastania i opadania zboczy impulsów mogą być rzędu 1 nanosekundy. Tak, rzędu 0,001 mikrosekundy!

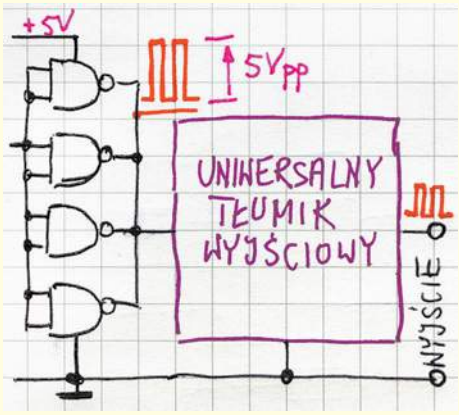
Impulsy o tak ostrych zboczach mogą być wykorzystane do rozmaitych testów, między innymi do szybkiej oceny szerokości pasma przenoszenia i do sprawdzenia przebiegu charakterystyki częstotliwościowej. „Prostokąt" o bardzo ostrych zboczach ma wiele zastosowań. Jednak rzadko potrzebne są impulsy mające amplitudę 5V. Częściej potrzebny jest przebieg o niższym napięciu. Dlatego nadal chcemy zrealizować jakiś w miarę prosty, uniwersalny tłumik wyjściowy według **rysunku A**.

W ramach zadania *Policz309* należy:

– zaproponować schemat i wartości elementów szerokopasmowego tłumika wyjściowego przeznaczonego do generatora o bardzo stromych zboczach.

Zapraszam do udziału zarówno elektroników doświadczonych, jak i początkujących, którzy jeszcze nie potrafią przeanalizować wszystkich subtelności układu. Z uwagi na specyfikę zadania

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 (**Policz309_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 304

W EdW 7/2021 przedstawione było zadanie Policz304, które brzmiało: *Potrafimy na szybkich bramkach zrobić generator „prostokąta" o bardzo stromych zboczach. W wielu zastosowaniach potrzebny jest sygnał o małej amplitudzie, więc chcemy według rysunku A dodać jakiś w miarę prosty i w miarę uniwersalny tłumik wyjściowy.*

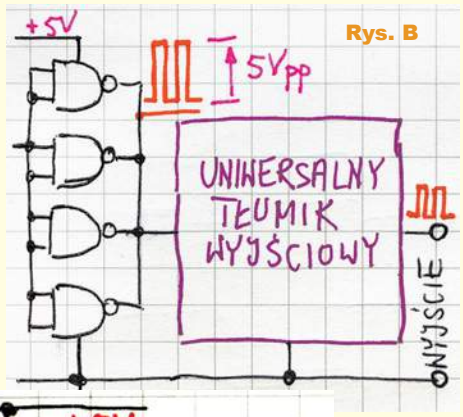
W ramach zadania Policz304 należy:

– zaproponować schemat uniwersalnego tłumika do generatora z bramkami TTL typu 74AHC.

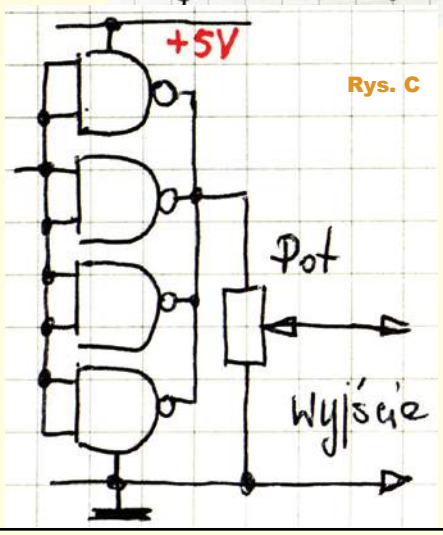
Zadanie do najłatwiejszych nie należało. Trzeba było zastanowić się, jakie parametry ma mieć tłumik. Czy ma być regulowany płynnie, czy skokowo? W jakim zakresie ma następować regulacja? I ważna sprawa, na którą nie wszyscy zwracają uwagę: jaka ma być rezystancja (impedancja) wyjściowa?

Najprostsze rozwiązanie to po prostu dołączenie na wyjściu potencjometru według **rysunku C**, co zaproponowało kilku uczestników.

Rys. B



Rys. C

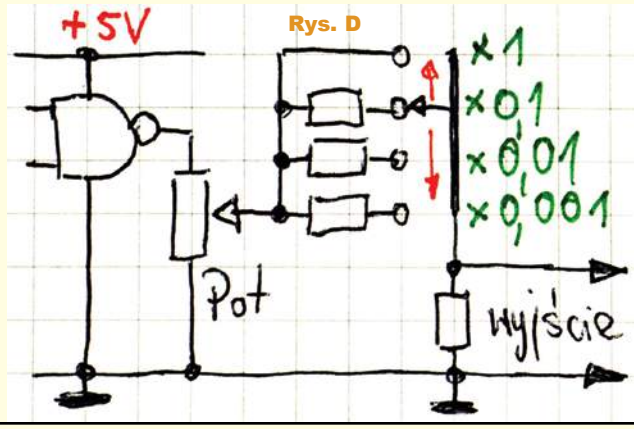


Jeden z nich napisał, że *pozwoli on ustawić napięcie wyjściowe od zera do 5V*.

Teoretycznie tak, ale czy uda się wtedy sensownie ustawić jakże często potrzebną bardzo małą amplitudę wyjściową, na przykład 10mV? Byłoby to bardzo trudne nawet w przypadku zastosowania potencjometru wielo-obrotowego, o czym słusznie wspomniał jeden z uczestników.

Większość rozwiązań zawierała propozycje dzielników kilkuzakresowych według dwóch koncepcji. Jedna to potencjometr dołączony wprost do wyjścia generatora, a skokowy dzielnik dołączony do obwodu suwaka według ogólnej idei z **rysunku D**.

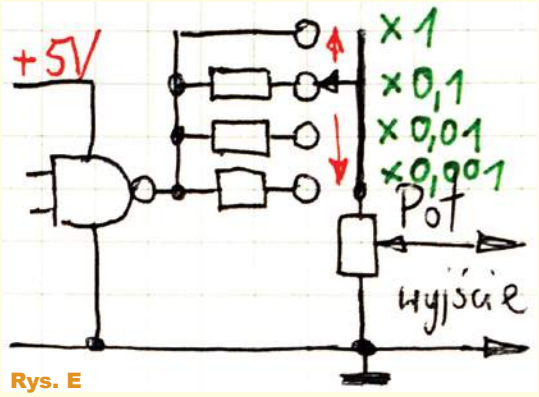
Rys. D



eprasa.pl 612a2d0f04

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

Druga koncepcja to dołączenie do wyjścia bramek dzielnika skokowego, a potencjometru na samym wyjściu według **rysunku E**.



Rys. E

Która wersja tłumika sygnału jest lepsza?
W grę wchodzi kilka czynników. Szczegółową analizę ważnych aspektów być może przeprowadzimy przy rozwiązaniu zadania *Policz309*, a teraz tylko krótko wspomnijmy, że w każdym z proponowanych rozwiązań według rysunków D, E silnie zmieniać się będzie rezystancja wyjściowa takiego źródła sygnału. Czy to jest wada?

Tak, zmiany rezystancji wyjściowej to niewątpliwie wada. Generalnie oporność wyjściowa powinna być mała. W idealnym przypadku impedancja wyjściowa generatora powinna być równa zeru. A jeżeli ma być niezerowa, to w miarę możliwości niezmienna. W praktyce często spotyka się generatory o rezystancji wyjściowej 50 omów.

Dlaczego akurat 50 omów?
Sprawa jest jasna dla osób zaawansowanych, zwłaszcza tych zajmujących się techniką w.cz. Mniej zorientowanym należałoby to szerzej wyjaśnić, być może w ramach Radiowej Oślej Łączki...

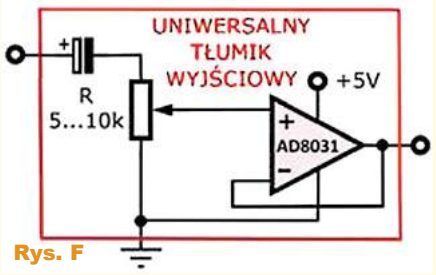
W każdym razie oporność wyjściowa generatora i tłumika ma znaczenie. Wskazuje na to już rysunek B, gdzie na wyjściu generatora mamy równolegle połączone cztery bramki NAND. Takie równoległe połączenie niewątpliwie zwiększa wydajność prądową wyjścia (co najmniej kilkadziesiąt mA) i zmniejsza impedancję wyjściową (dynamiczną najprawdopodobniej znacznie poniżej 1 oma).

Czyli na rysunku B mamy generator z wydajnym, niskoomowym wyjściem, do którego chcemy dołączyć tłumik wyjściowy. Jeżeli rezystancje tego tłumika byłyby wielokrotnie większe, to najogólniej biorąc, znacząco pogorszymy parametry wyjściowe. I niepotrzebne jest łączenie równoległe czterech bramek.

Dlatego jeżeli już tłumik miałby zawierać potencjometr, to o możliwie małej rezystancji, na przykład 100Ω, ewentualnie nawet 47Ω (50Ω). Tymczasem jeden z młodych uczestników zaproponował użycie potencjometru 100kΩ. To byłby ewidentny błąd, i to z kilku powodów.

Jeden ze stałych uczestników doszedł do wniosku, że w obwodzie uniwersalnego tłumika należałoby dodać obwód regulacji nie tylko amplitudy przebiegu, ale też składowej stałej za pomocą drugiego potencjometru. To interesujący szczegół, ale nadesłanego schematu nie przedstawię, ponieważ zawiera istotny błąd. W każdym razie przy próbie dodania obwodu regulacji składowej stałej należy się zastanowić, czy przy zmianie zakresu tłumienia (1:1, 1:10, 1:100, 1:1000), czyli przy dużej zmianie amplitudy sygnału zmiennego, podobnej zmianie powinien ulegać także zakres regulacji składowej stałej, czy też zakres regulacji składowej stałej powinien być niezmienny, niezależny od ustawienia zakresu tłumika sygnału?

Kolejny stały uczestnik wspomniał o wpływie dołączonej rezystancji obciążenia na amplitudę sygnału wyjściowego i zaproponował na wyjściu bufor w postaci wzmacniacza AD8031 (RRIO, 80MHz, SR = 35V/us) według **rysunku F**. Nie będziemy analizować szczegółów, zasygnalizuję tylko dwa problemy. Jeden to zakres dozwolonych i realnie uzyskiwanych napięć na wejściu i wyjściu wzmacniacza, zasilanego pojedynczym napięciem +5V, na który podawany jest sygnał 5Vpp, co ważne – z usuniętą przez kondensator składową stałą. Drugi problem



Rys. F

to szybkość użytego wzmacniacza operacyjnego (SR = 35V/us) nieporównywalnie mniejsza niż stromość zboczy na wyjściu bramek generatora.

Przyznam, że wszystkie nadesłane rozwiązania *Policz304* spełniają warunki zadania, ale z mojej winy nie obejmują tego, na co chciałem zwrócić uwagę, a o czym jedynie wspomniałem, ale nie podkreśliłem w wystarczającym stopniu. Dlatego wracamy do tego w ramach nowego zadania *Policz309*.

Chodzi mianowicie o to, że układy TTL rodzin 74AHC oraz 74ABT to najszybsze bramki logiczne zasilane napięciem 5V (szybsze mogą być bramki nielicznych rodzin niskonapięciowych). Stosując takie szybkie bramki, w prosty sposób uzyskujemy przebieg prostokątny o zaskakująco stromych zboczach. Czasy narastania mogą być rzędu 1...2ns. Oznacza to, że przebieg na wyjściu bramek zawiera składowe harmoniczne o częstotliwościach setek megaherców.

Jeżeli dołączymy tam kiepskiej jakości tłumik, to nie przeniesie on prawidłowo tych najwyższych harmonicznych, a efektem będzie deformacja zboczy – w tym najprawdopodobniej zmniejszenie ich stromości. W ramach cyklu „Wróbelek" i w artykule o NanoVNA już zaczęliśmy badać niedoskonałości elementów, w tym rezystorów. Już wiemy, że nie wszystkie nadają się do pracy przy wysokich częstotliwościach. A nasz tłumik ma być jak najbardziej szerokopasmowy.

Także zastosowanie bufora w postaci za mało szybkiego wzmacniacza operacyjnego niweczy cały efekt dynamiczny, bo dramatycznie zmniejsza stromość zboczy, czyli ogranicza pasmo.

Tymczasem odpowiednio wykorzystany przebieg prostokątny o bardzo stromych zboczach jest niewiarygodnie pożyteczny. Dlatego nad problemem dobrego, szerokopasmowego tłumika do takiego generatora musimy się pochylić jeszcze raz...

Nagrody-upominki za zadanie ***Policz304*** otrzymują:
Tadeusz Susfał – Warszawa,
Maciej Robak – Kępno,
Mikołaj Dąbrowski – Wrocław.
Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki

eprasa.pl 612a2d0f04

Powolny ściemniacz–rozjaśniacz oświetlenia 12V

kit 3299 AVT



Do czego to służy?

Nie zawsze chcemy, aby zwykły wyłącznik powodował natychmiastowe załączenie oświetlenia z pełną mocą. W wielu miejscach powolne rozjaśnienie i wygaszanie jest bardzo przydatne, na przykład zwierzętom w klatkach i terrariach – można w ten sposób imitować wschody i zachody słońca. Zadaniem prezentowanego układu jest powolne, wieloetapowe rozjaśnianie i ściemnianie źródła światła zasilanego napięciem stałym o wartości 12V. Mogą to być, na przykład, bardzo popularne taśmy LED.

Układ ma parę zacisków służących jako jego wejście sterujące. Jeżeli zostaną zwarte, rozpocznie się procedura rozjaśniania od zera aż do maksimum. Po rozwarciu będzie się odbywało powolne wygaszanie, do uzyskania całkowitej ciemności. Co istotne, układ zawsze rozpoczyna sekwencję od aktualnego poziomu jasności, zatem nie trzeba czekać na pełne rozjaśnienie sterowanego źródła światła, aby rozpocząć jego wyłączanie. Regulacja odbywa się w 60 krokach, a czas trwania całej sekwencji można regulować potencjometrem montażowym. Może trwać od około 2 sekund aż do 10 minut.

Urządzenie jest zasilane napięciem o wartości 12V, a pobór prądu przez nie wynosi około 10mA. Maksymalna obciążalność wyjścia wynosi około 5A.

Jak to działa?

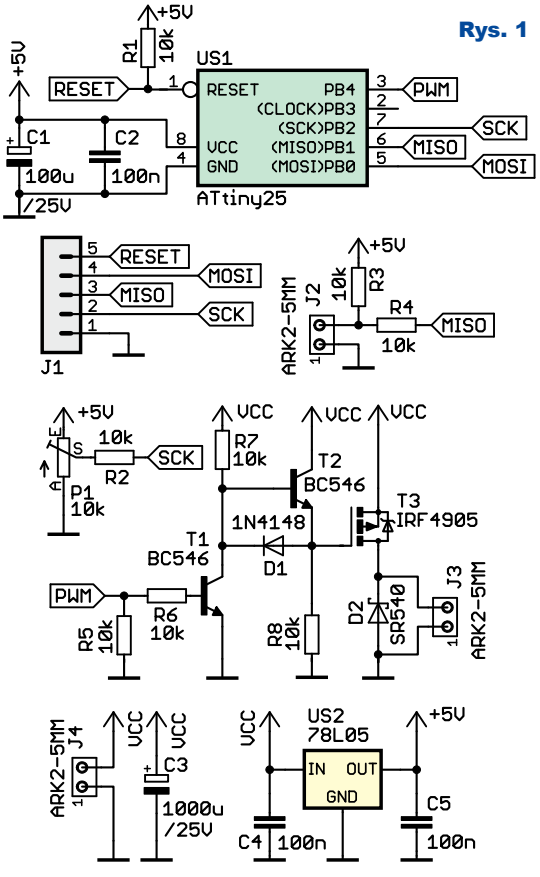
Schemat układu można zobaczyć na **rysunku 1**. Najważniejszym elementem w tym układzie jest mikrokontroler typu ATtiny25, który jest taktowany z wewnętrznego oscylatora RC o częstotliwości 8MHz. Głównym jego zadaniem jest generowanie sygnału PWM o zmiennym wypełnieniu, które przyrasta w zadanym tempie. Kondensatory C1 i C2 filtrują zasilanie, a złącze J1 może służyć do zaprogramowania pamięci Flash tego układu oraz konfiguracji jego bitów zabezpieczających.

Szybkość rozjaśniania i ściemniania jest ustalana potencjometrem montażowym P1, który został użyty w roli dzielnika napięcia zasilającego mikrokontroler. Zawarty w ATtiny25 przetwornik analogowo–cyfrowy mierzy to napięcie i przelicza na wymagane interwały czasowe. Ta metoda pozwala szybko i łatwo dostosować ten parametr do indywidualnych wymagań, bez potrzeby wbudowywania w układ wyświetlacza lub wielu przycisków.

Do złącza J2 należy podłączyć przełącznik bistabilny. Mikrokontroler odczytuje stan jego styków poprzez sprawdzenie poziomu logicznego na odpowiednim wejściu cyfrowym. Rezystor R3 podciąga tę wartość do logicznego stanu „1” w momencie, gdy wspomniane styki są rozwarte.

Jakie jest zadanie rezystorów R2 i R4, skoro przez wejścia układów wykonanych w technologii CMOS nie płynie (teoretycznie) jakikolwiek prąd? Po pierwsze, pozwalają one programatorowi ISP – który podłącza się do złącza J1 – na swobodną zmianę wartości poziomów logicznych na odpowiednich wyprowadzeniach układu

Rys. 1



eprasa.pl 612a2d0f04

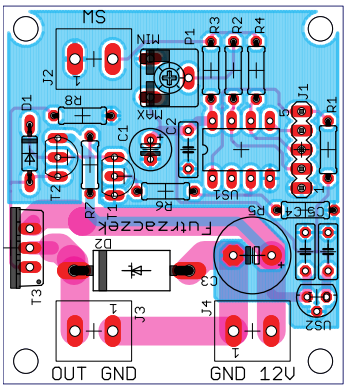
US1. Bez nich ustawienie potencjometru w wartości maksymalnej lub minimalnej, jak również zwarcie przełącznika bistabilnego powodowałoby brak poprawnej pracy programatora. Ponadto R4 ogranicza prąd płynący przez diody zabezpieczające wejście mikrokontrolera, jeżeli na zacisk złącza J2 zostałoby podane napięcie wyższe od zasilającego. Jego źródłem może być nagromadzenie się ładunków elektrostatycznych, zakłócenie elektromagnetyczne lub błędne podłączenie układu.

Regulacja jasności odbywa się poprzez PWM, zatem potrzebny jest element umożliwiający cykliczne włączanie i wyłączanie obciążenia. Czymś takim może być tranzystor MOSFET T3 o niskiej rezystancji otwartego kanału – zaledwie 20mΩ. Ale do jego sterowania wymagana jest odpowiednio wysoka amplituda napięcia bramka-źródło, jak również możliwie szybkie przeładowywanie pojemności wejściowej tego tranzystora.

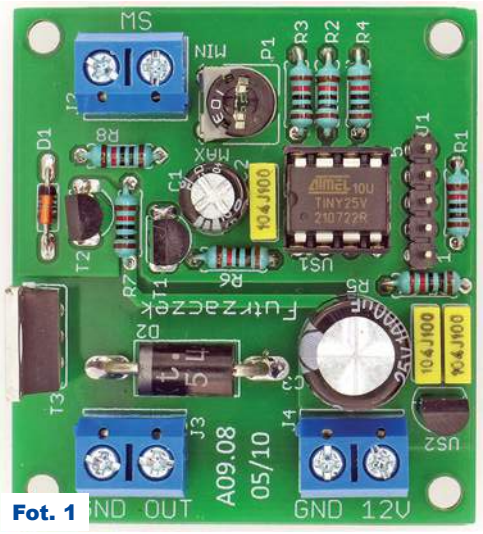
Pierwszą kwestią zajmuje się tranzystor T1, który pracuje w konfiguracji klucza nasyconego, realizującego konwersję poziomów napięć. Wartości 0–5V, które daje na swoim wyjściu mikrokontroler, są przezeń przetwarzane na 0–12V. Z kolei T2 przyspiesza zatykanie tranzystora T3, pracując jako wtórnik napięciowy, który zmniejsza rezystancję rozładowującą bramkę. Dioda D1 umożliwia naładowanie tej bramki w momencie wchodzenia T1 w nasycenie, przepływa przez nią ładunek elektryczny w stronę kolektora. Częstotliwość sygnału PWM w tym układzie to około 500Hz, więc tak prosty układ sterujący bramką tranzystora MOSFET sprawdzi się doskonale.

Dioda D2 chroni T3 przed uszkodzeniem wywołanym impulsami wysokiego napięcia, które mogłyby powstać podczas jego zatykania. Gdyby obciążenie miało charakter indukcyjny, wyłączanie go wywoływałoby powstawanie na jego zaciskach napięcia generowanego przez samoindukcję. Dioda D2 zapobiega ich powstawianiu.

Zasilanie dla układu i obciążenia podłącza się do zacisków złącza J4. Jego wartość może wynosić około 12V, a mikrokontroler wymaga niższego, około 5V. Dostarcza go stabilizator liniowy US2 typu 78L05. Nie było potrzeby stosowania stabilizatora impulsowego, ponieważ pobór prądu z tej linii jest bardzo mały, rzędu kilku miliamperów.



Rys. 2



Fot. 1

Montaż i uruchomienie

Układ prototypowy został zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 50×45mm. Wzór jej ścieżek i schemat montażowy przedstawia **rysunek 2**. W odległości 3mm od krawędzi płytki znajdują się otwory montażowe o średnicy 3,2mm każdy.

Montaż elementów polecam przeprowadzić w sposób typowy, czyli rozpoczynając od elementów w najniższych obudowach. Pod układ US1 proponuję zastosować podstawkę. Tranzystor T3 nie wymaga chłodzenia, o ile prąd pobierany przez obciążenie nie będzie przekraczał 1,5A. Zmontowany układ można zobaczyć na fotografii tytułowej oraz na **fotografii 1**.

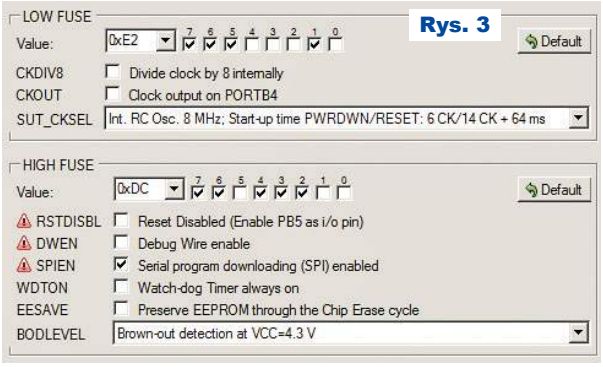
Prawidłowo zmontowany układ może działać po zaprogramowaniu pamięci Flash mikrokontrolera i ustawieniu jego bitów zabezpieczających na następujące wartości:

High Fuse = 0xDC
Low Fuse = 0xE2

Szczegóły tej konfiguracji są na **rysunku 3**, który zawiera zrzut okna programu BitBurner.

Podłączenie układu sprowadza się do podłączenia zasilania (złącze J4), sterowanego źródła światła (złącze J3) i przełącznika bistabilnego (złącze J2). Przez przełącznik płynie prąd o natężeniu rzędu 0,5mA, więc grubość przewodów połączeniowych nie ma znaczenia. Maksymalny prąd obciążenia może wynosić około 5A, co wynika z ograniczonej szerokości ścieżek na płytce drukowanej.

Tempo ściemniania i rozjaśniania ustala potencjometr P1, przy czym skręcenie go w stronę MIN daje dużą szybkość (krótkie interwały czasowe między kolejnymi krokami), zaś w stronę MAX – długie oczekiwanie pomiędzy kolejnymi krokami. Jest ich ogółem 60 i zostały tak dobrane, aby uzyskać efekt quasi-liniowej zmiany poziomu jasności.



Rys. 3

Michał Kurzela
michal.kurzela@ep.com.pl

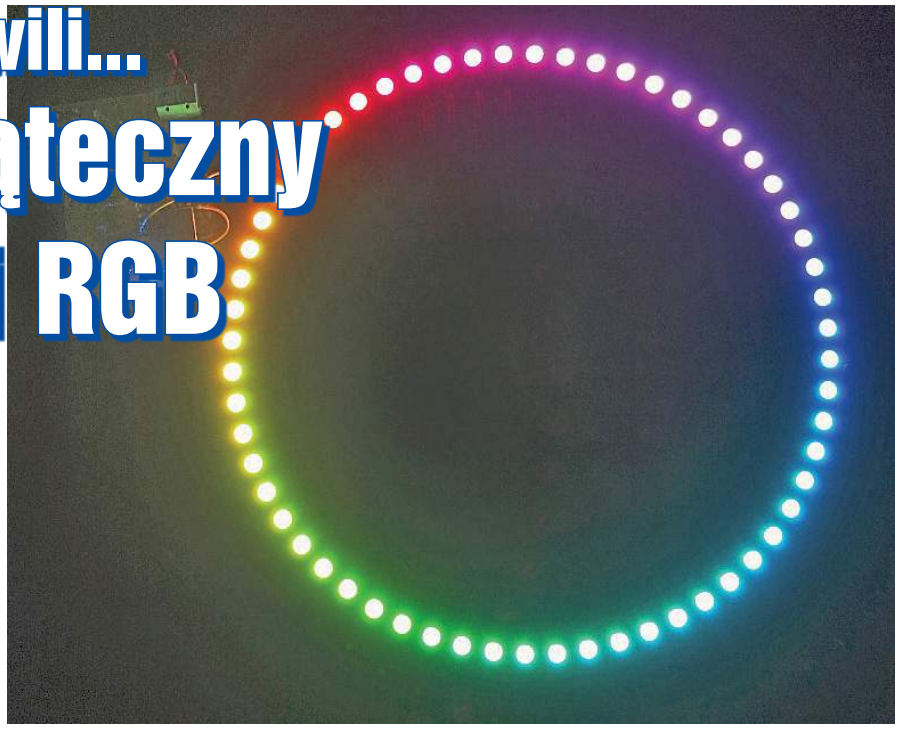
Wykaz elementów

R1...R8	10kΩ
P1	10kΩ montażowy leżący
C1	100µF/25V THT raster 2,54mm
C2, C4, C5	100nF raster 5mm
C3	1000µF/25V THT raster 5mm
D1	1N4148
D2	SR540
T1, T2	BC546
T3	IRF4905
US1	ATtiny25 DIP8
US2	78L05 TO92
J1	goldpin 5pin męski 2,54mm
J1, J2, J3	ARK2 5mm
Podstawka DIP8	

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w Sklepie AVT jako zestaw AVT3299

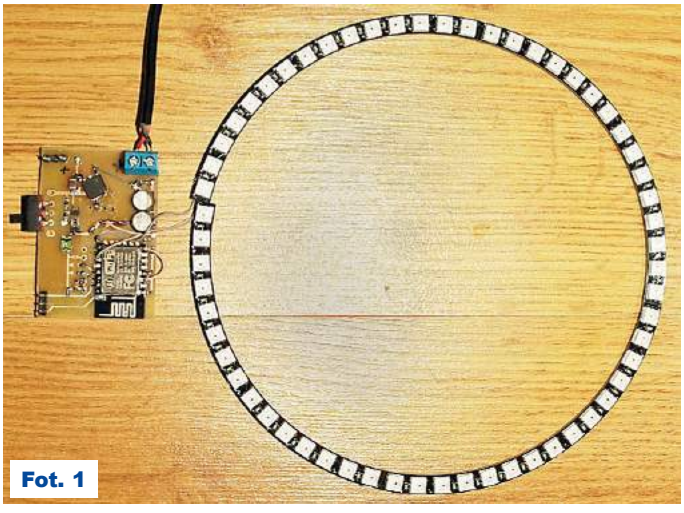
eprasa.pl 612a2d0f04

Z potrzeby chwili... Efekt świąteczny z diodami RGB



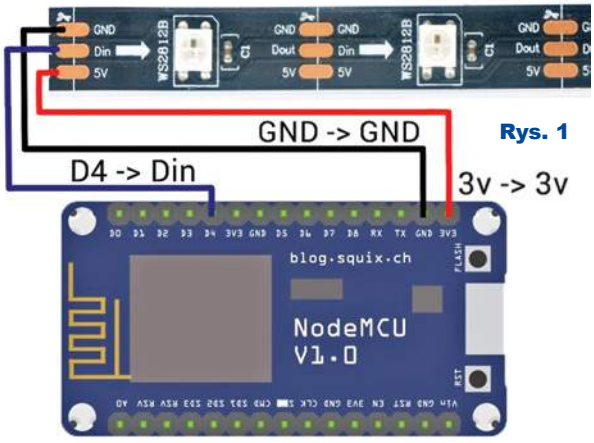
W cyklu „Z potrzeby chwili...” przedstawiamy opisy układów, urządzeń i instalacji elektronicznych, które powstały szybko dla zaspokojenia konkretnych potrzeb i te potrzeby zaspokoiły. Szybki proces powstawania zwykle oznacza, że urządzenie nie jest do końca dopracowane i że w przyszłości może być lub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

Dekoracja widoczna jest na **fotografii tytułowej** oraz na **fotografii 1**. Jak wskazuje nazwa działu, układ powstał z potrzeby chwili. Moduł, który zawiera m.in. ESP12, połączony został z NeoPixel Ring60 – matrycą 60 programowalnych diod WS2812B według **rysunku 1**. Dzięki okrągłemu kształtowi matrycy oraz gotowej bibliotece NodeMCU powstała ozdoba oferująca kilkanaście efektów świetlnych. Dwa (moim zdaniem) ciekawsze efekty świetlne są zamieszczone na YouTube: *https://www.youtube.com/watch?v=50BHq2GYZqY* *https://www.youtube.com/watch?v=zkIQUiM0MQw.*



Fot. 1

Montaż ozdoby rozpoczynamy od poskładania NeoPixel w okrąg. Aby uzyskać stabilny kształt, warto docelowo wzmocnić matrycę, naklejając ją na karton lub lepiej plexi. Następnie od strony DATA_IN lutujemy taśmę 3-przewodową i łączymy ją z posiadanym modułem ESP. Szczerze polecam moduł NodeMCU v3 dostępny na portalach za kilkanaście zł. Dzięki niemu unikniemy lutowania elementów SMD i jednocześnie otrzymamy moduł z wbudowanym programatorem. Jedynym dodatkowym elementem będzie uSwitch dołączo-

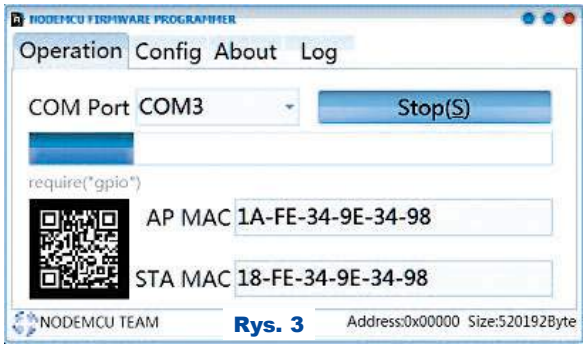


Rys. 1

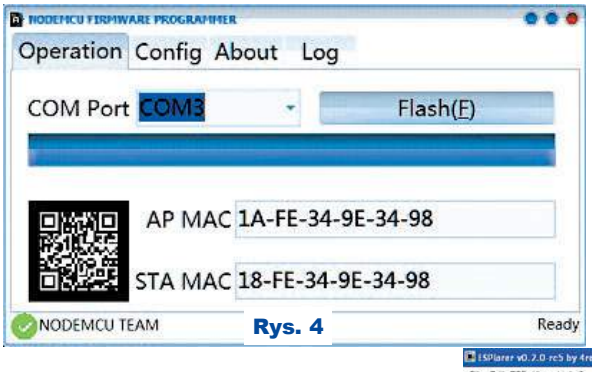


Rys. 2

eprasa.pl 612a2d0f04



Rys. 3



Rys. 4

latora **ESPlorer.** Na pokazanym na **rysunku 5** zrzucie z ekranu po lewej stronie widzimy „kod" programu. Po połączeniu się z modułem NodeMCU (port COM) wybieramy guzik ***Save to ESP*** i jeśli wszystko przebiegło pomyślnie, już po chwili po pierwszym resecie możemy cieszyć się z efektu nazwanego *circus_combustus* (wirujące koło cyrkowe).

W podsumowaniu: Pewne kontrowersje może budzić podłączenie 5-woltowych diod WS2812B do 3,3V. Wielogodzinna praca ozdoby odbywała się stabilnie i bez przekłamań. Co innego, gdy diody zasilane są napięciem 5V, a linia DATA pracuje w logice 3,3V. Wtedy można próbować połączenia wg **rysunku 6**. Wydajność prądowa stabilizatora 3,3V wbudowanego w NodeMCU jest wystarczająca, gdy w opcji `ws2812_effects.set_brightness(50)` nie ustawimy powyżej 50.



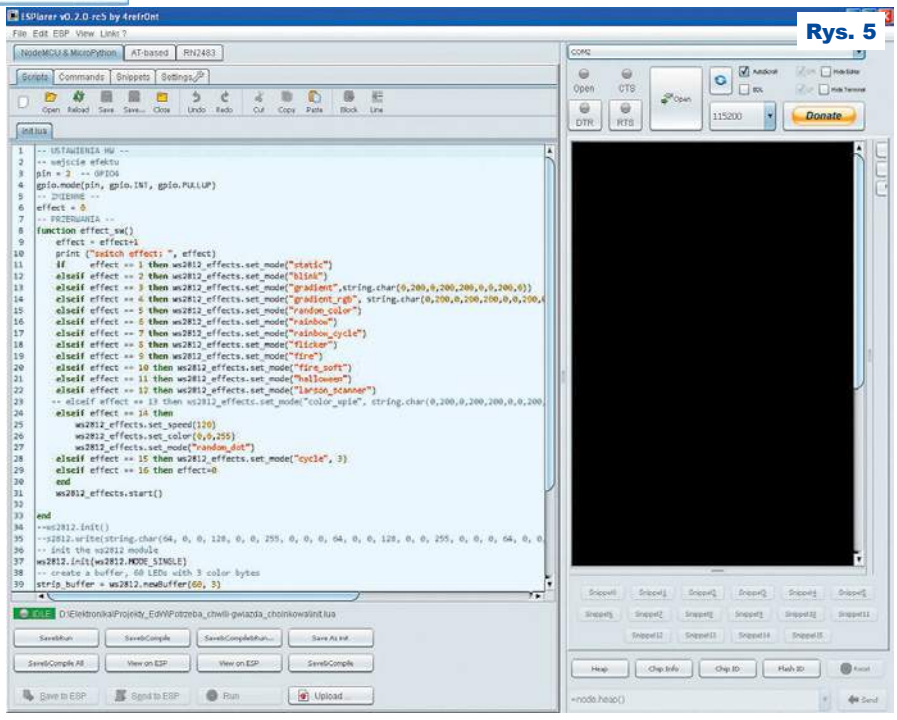
Michał Stach
michal.stach@elportal.pl

ny pomiędzy D2 (gpio4) a masę. Będziemy nim zmieniać efekty świetlne. Tak przygotowany sprzęt wtarto sprawdzić na obecność zwarć i jeśli ich nie zauważyliśmy, możemy podłączyć do PC.

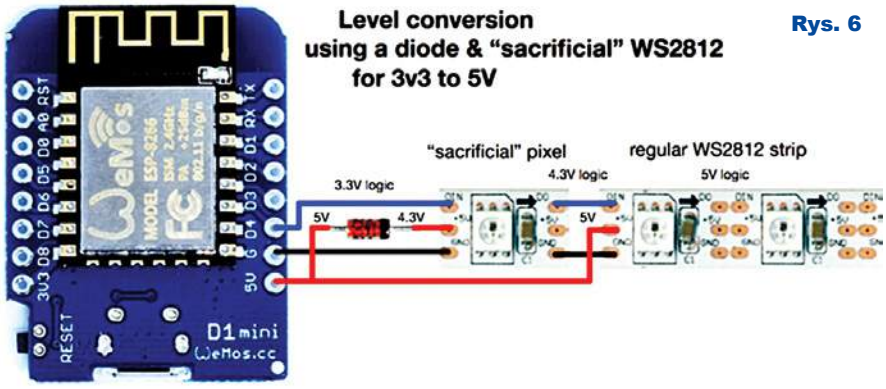
Po zainstalowaniu sterowników, w pierwszej kolejności za pomocą programu **ESP8266Flasher.exe** (lub innego do programowania ESP8266) wymieniamy firmware modułu na wersję NodeMCU (firmware i program dołączony do materiałów – dostępny wśród materiałów dodatkowych w Elportalu). W tym celu wciskamy guzik FLASH.

Następnie uruchamiamy program **ESP8266Flasher** i w zakładce *Config* wskazujemy firmware, jak pokazuje to **rysunek 2.** Potem po przejściu do zakładki ***Operation*** klikamy ***Flash***. Od tej chwili rozpoczyna się wymiana firmware w module. Proces wymiany sygnalizuje pasek postępu (**rysunek 3)**, a kończy się podsumowaniem jak na **rysunku 4.**

Tak przeprogramowany moduł jest już gotowy, aby wykonywać nasz program. Program o obowiązkowej nazwie **init.lua** napisać i wgrać do modułu można za pomocą kompi-



Rys. 5



Rys. 6

Wykaz elementów

NeoPixel ring 60
NodeMCU v3 (może być starsza wersja)
uSwitch

eprasa.pl 612a2d0f04

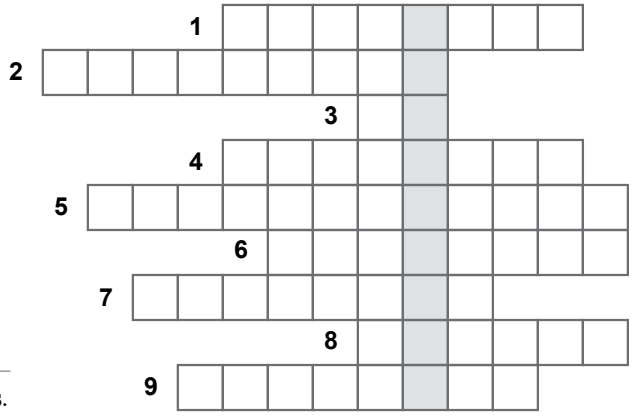
UWAGA! UWAGA!
Kończy nam się zapas krzyżówek
Zostań autorem krzyżówki!

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. Dawny prostownik.
2. Lampa elektronowa o regulowanym nachyleniu charakterystyki.
3. Izolowany układ sieci elektrycznej.
4. Różnica potencjałów między dwoma punktami obwodu elektrycznego.
5. Przepływ prądu większego niż znamionowy.
6. ... kryształkowy.
7. Odbiornik radiowy z zerową częstotliwością pośrednią.
8. Protokół sterowania sprzętem satelitarnym.
9. Generator z dzieloną indukcyjnością.

Hasło należy odczytać z zaznaczonych pól.



Autorem zagadki jest **Circuit Chaos**.
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 12/2021

Kupon rabatowy EdW 12/2021

Kupon rabatowy EdW 12/2021

Rozwiązaniem krzyżówki z EdW 9/2021 jest hasło:
OMOMIERZ .

Upominki w postaci kitów AVT otrzymują: **Marek Kowal** – Chorzów, **Damian Ząbczyk** – Nowa Osuchowa, **Tomasz Opłotny** – Ustrzyki Dolne.

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. ***Krzyżówka2112Kowalski.***
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

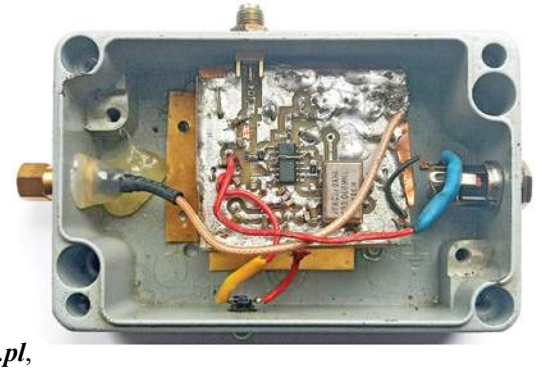


eprasa.pl 612a2d0f04

Stały konkurs: *Co to jest?*

Zadanie CoTo2112

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. *CoTo2112Kowalski*.

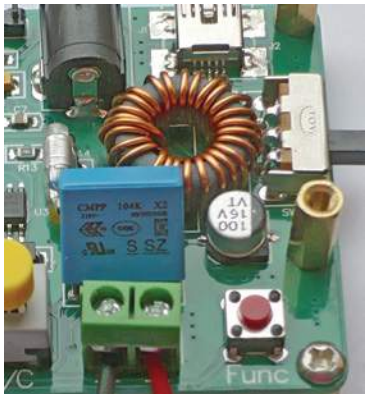
Wśród autorów prawidłowych odpowiedzi rozlosowane zostaną 3 kity AVT.

Rozwiązanie zadania CoTo2109

Fotografia pochodzi z artykułu

„Moje zmagania z LC-100A”, którego autorem jest Andrzej Nowicki.

Artykuł ukazał się w EdW 1/2021, na stronie 62.



Za prawidłowe odpowiedzi upominki w postaci kitów AVT otrzymują:

Ryszard Trojaczek – Słupsk,
Sławomir Ostrowicz – Radomsko,
Dariusz Mirosław – Puławy.

W najbliższych numerach EdW planujemy

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

Podwójnie zrównoważony moduł audio



Tematyka audio jest niezmiernie szeroka. Wielu elektroników poszukuje satysfakcjonujacych rozwiązań konstruując własne układy i urządzenia. Warto zapoznać się z interesującą koncepcją podwójnego, zrównoważonego uniwersalnego modułu.

EdW 3/2022

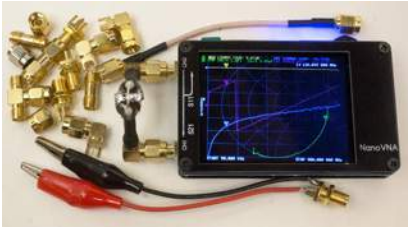
Generator nanosekundowy



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.

W kolejce na publikację czekają m.in.:

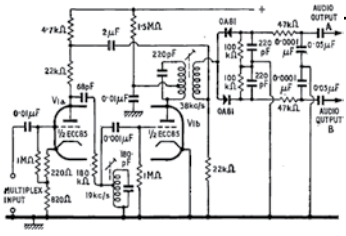
Rozmaite projekty i artykuły edukacyjne przygotowywane przez Piotra Góreckiego przedstawiane są na stronie: ***https://bit.ly/3aj0ixL*** osiągalnej także za pomocą QR-kodu: gdzie możesz zadecydować o kolejności ich publikacji.



Pomiary pH wody i gleby

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





Lampowe dekodery stereo?

Czy w epoce lampowej można było zrealizować dekoder stereo? Czy to jest w ogóle możliwe bez zastosowania tranzystorów oraz bez układów scalonych?

eprasa.pl 612a2d0f04

Profesjonalne myjki ultradźwiękowe

Technologia ultradźwiękowa stosowana jest głównie do mycia powierzchni detali o skomplikowanych kształtach.
Energia ultradźwiękowa dociera do trudno dostępnych zakamarków, otworów i szczelin.
Mycie ultradźwiękowe zapobiega powstawaniu uszkodzeń mechanicznych detali, zapewniając najwyższą jakość i precyzję mycia.
Skutecznością przewyższa tradycyjne, ręczne i natryskowe metody mycia.

Przykłady zastosowań technologii ultradźwiękowej:

» Medycyna - mycie narzędzi chirurgicznych i stomatologicznych, w tym osprzęt endoskopowy.

» Laboratoria:
- mycie szkła laboratoryjnego o skomplikowanych kształtach i niewielkich otworach
- mycie kuwet bioanalizatorów, sit, filtrów i pierścieni ceramicznych
- odgazowanie roztworów
- dyspergowanie ciał stałych w cieczach
- przyspieszanie niektórych reakcji chemicznych

» Przemysł:
- oczyszczanie, odtłuszczanie,
- usuwanie rdzy z powierzchni metalowych detali przed malowaniem proszkowym lub nakładaniem powłok galwanicznych
- mycie międzyoperacyjne, usuwanie wiórów, smarów, past polerskich
- mycie podzespołów kompletnych precyzyjnych mechanizmów bez demontażu
- mycie przyrządów i narzędzi pomiarowych
- mycie sit i dysz z osadów i zanieczyszczeń
- mycie form wulkanizacyjnych
- mycie podzespołów samochodowych tj. głowic, gaźników, aparatury wtryskowej itp.

» Poligrafia: usuwanie nie naświetlonych fotopolimerów, mycie wałków rastrowych

» Optyka, produkcja okularów:
- mycie szkła po szlifowaniu i polerowaniu
- mycie szkła przed naparowaniem próżniowym
- mycie opraw okularowych po polerowaniu
- mycie okularów bez konieczności wyjmowania szkieł z oprawek

» Elektronika:
- mycie obwodów drukowanych po montażu,
- mycie złączy,
- mycie modułów telefonów komórkowych,
- mycie podzespołów płyt głównych komputerów



» wymiary wanny 150x135x100mm
» pojemność 1,6 litra
» moc ultradźwiękowa 2x100W
» częstotliwość 40 kHz
» moc układu grzania 150W
» regulator temperatury 30-60°C lub 30-80°C
» układ czasowy 1-30min
» wymiary zewnętrzne 175x165x220mm
» waga 2,8kg

SONIC 2 1510zł



» wymiary wanny 240x135x100mm
» pojemność 2,8 litra
» moc ultradźwiękowa 2x160W
» częstotliwość 40 kHz
» moc układu grzania 150W
» regulator temperatury 30-60°C lub 30-80°C
» układ czasowy 1-30min
» wymiary zewnętrzne 265x165x230mm
» waga 3,7kg

SONIC 3 2190zł



» wymiary wanny 295x145x150mm
» pojemność 5,7 litra
» moc ultradźwiękowa 2x240W
» częstotliwość 40 kHz
» moc układu grzania 300W
» regulator temperatury 30-60°C lub 30-80°C
» układ czasowy 1-30min
» wymiary zewnętrzne 325x180x285mm
» waga 5kg

SONIC 6 2750zł



» wymiary wanny 150x135x65mm
» pojemność 1 litr
» moc ultradźwiękowa 2x80W
» częstotliwość 40 kHz
» wymiary zewnętrzen 175x165x185mm
» waga 2.2kg

SONIC 05 915zł



» wymiary wanny 295x235x100mm
» pojemność 6,5 litra
» moc ultradźwiękowa 2x320W
» częstotliwość 40 kHz
» moc układu grzania 300W
» regulator temperatury 30-60°C lub 30-80°C
» układ czasowy 1-30min
» wymiary zewnętrzne 325x265x185mm
» waga 5.9kg

SONIC 6D 3800zł

AVT sklep **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

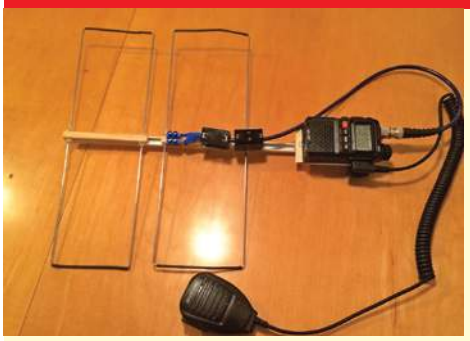
eprasa.pl 612a2d0f04

EdW 12/2021 – lista osób nagrodzonych:

Circuit Chaos. . . . . Warszawa
Piotr Chrobok . . . . . Piekary Śląskie
Mikołaj Dąbrowski. . . . . Wrocław
Sławomir Dębski. . . . . Korczyn
Łukasz Fortuna. . . . . Wołowa
Paweł Hadam . . . . . Rzeszów
Jakub Jakubczyk . . . . . Kluczbork
Bogdan Kosiński . . . . . Szczecin
Marek Kowal. . . . . Chorzów
Ryszard Magdycz . . . . . Wrocław
Dariusz Mirosław . . . . . Puławy
Tomasz Opłotny . . . . . Ustrzyki Dolne
Rafał Orodziński. . . . . Białystok
Sławomir Ostrowicz . . . . . Radomsko
Jakub Pląsek . . . . . Tomaszówka
Konrad Popek . . . . . Stalowa Wola
Lechosław Radke . . . . . Poznań
Maciej Robak . . . . . Kępno
Michał Słomkowski . . . . . Poznań
Michał Stach . . . . . Kamionka Mała
Tadeusz Susfał. . . . . Warszawa
Ryszard Trojaczek . . . . . Słupsk
Jarosław Węgliński. . . . . Warszawa
Henryk Wyziński . . . . . Pyrzyce
Sławomir Załęcki . . . . . Warszawa
Damian Ząbczyk . . . . . Nowa Osuchowa
Artur Żółtowski. . . . . Zgorzelec

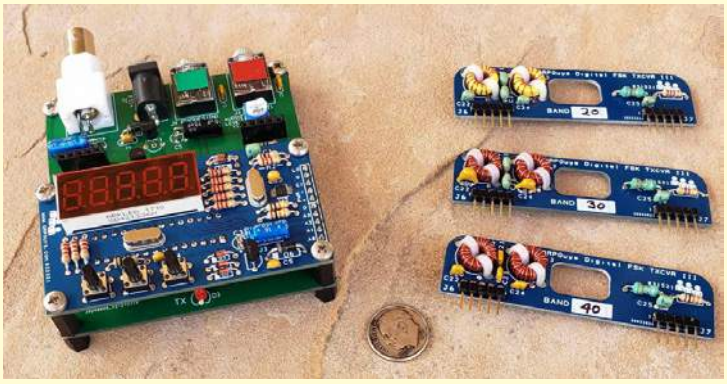
Uwaga! Jeśli do końca grudnia poczta nie dostarczy osobie z powyższej listy przesyłki z nagrodą, prosimy zgłosić ten fakt redakcji (22 783 00 20, ewa.dudzik@elportal.pl)

Zajrzyj do interesujących materiałów
„Świat Radio" 11–12/2021



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 1998 Karta przekaźników programowana sekwencjami

Prezentowana karta przekaźników idealnie nadaje się do załączania oświetlenia LED, halogenowego, silników, elektromagnesów itp. elementów wykonawczych. Jeszcze jednym przykładowym obszarem zastosowania karty jest nasz dom i ogródek. W ogrodzie możemy załączać sekwencyjnie oświetlenie ścieżek, podjazdów czy chodników.

Znajdź nas na

KITy AVT



eprasa.pl 612a2d0f04

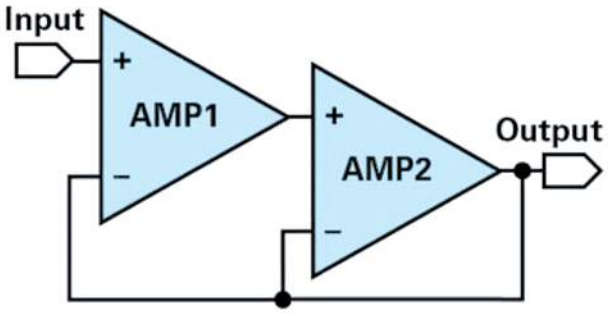
Jak to działa

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

Jak działa i do czego służy taki układ?

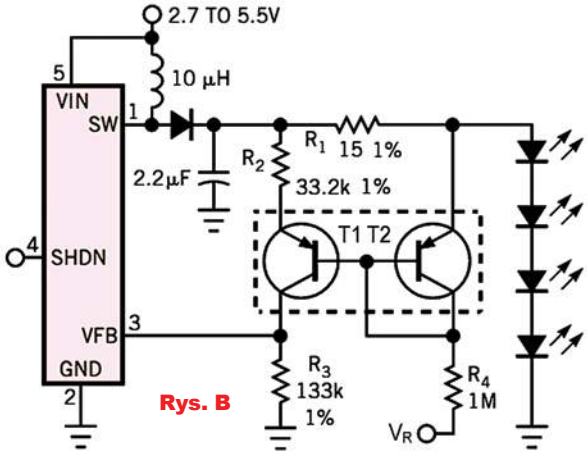
Odpowiedzi, koniecznie oznaczone dopiskiem **Jak?**, należy nadsyłać w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Nagrodami w konkursie będą 3 kity AVT

Rysunek A



Rozwiązanie zadania *Jak to działa* z EdW 8/2021

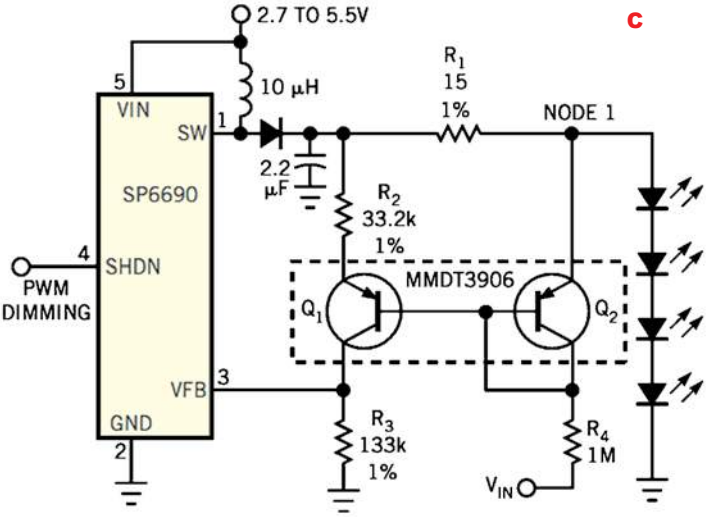
W numerze 8/2021 przedstawiony był, pokazany na **rysunku B**, nieskomplikowany układ elektroniczny.
Jest to...
przetwornica podwyższająca (boost, step-up) służąca do zasilania łańcucha diod LED, z obwodem pomiaru prądu „od góry”.
Jeden ze stałych uczestników napisał: *Dzień dobry. (...) Układ przedstawiony na rysunku służy do zasilania białych diod LED w połączeniu szeregowym. Układ z lewej strony rysunku to układ SP6690. (...) regulator typu boost (...) zaprojektowany specjalnie do zasilania białych diod LED w konfiguracji szeregowej (...) przez każdą diodę płynie ten sam prąd. Napięcie wyjściowe do 30V. W układzie mamy zastosowane również lustro prądowe PNP, które pełni funkcję regulatora prądu wraz z rezystorem R1. Ten obwód z dwoma tranzystorami dostarcza napięcie wyjściowe proporcjonalne do prądu płynącego przez rezystor czujnikowy R1. (...)*
Inny uczestnik konkursu stwierdził: *Witam, układ przedstawiony na rysunku jest przetwornicą podwyższającą napięcie (dławik szeregowo z diodą prostowniczą) do zasilania łańcucha LED-ów połączonych szeregowo. Układ z tranzystorami T1 i T2 umożliwia mierzenie spadku napięcia na dodatnim potencjale – na rezystorze R1. T2 pracuje w trybie diody. Napięcie na rezystorze R2 równe jest spadkowi napięcia na R1. Spadek napięcia na R2 powoduje przepływ prądu kolektora T1 poprzez rezystor R3. Napięcie odłożone na R3 trafia jako sygnał napięciowy na VFB – wejście sterujące w/w przetwornicy. R4 ze względu na wysoką oporność pełni funkcję pomocniczą, być może chodzi o zatkanie T1 przy wyłączonej przetwornicy – wejście SHDN*



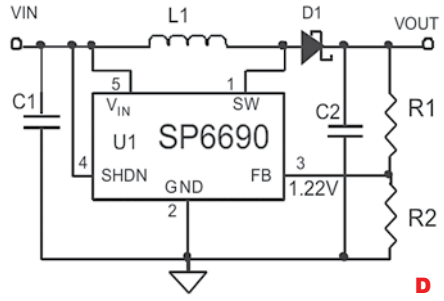
Rys. B

Po analizie stwierdzam, że układ może służyć do zasilania podświetlenia wyświetlaczy LCD. Pomiar prądu „na plusie” ułatwia podłączenie do układu i ogranicza liczbę ścieżek.
Ślady prowadzą do układów SP6690 (przetwornica Boost do zasilania LED-ów) firmy Sipex i MMDT3906 (para tranzystorów) firmy Diodes Incorporated. Pozdrawiam
Trafione w punkt! Na **rysunku C** pokazana jest oryginalna wersja schematu, który jak widać, został nieco zubożony na potrzeby zadania *Jak8*. Układ pochodzi ze strony:
https://www.edn.com/scheme-provides-high-side-current-sensing-for-white-led-drivers/
a można go też znaleźć na stronie:
https://www.radiolocman.com/shem/schematics.html?di=632967.

C

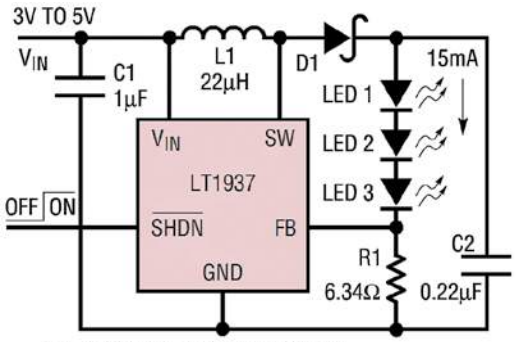


eprasa.pl 612a2d0f04



D

Podstawowa idea jest dość prosta: Scalony sterownik przetwornicy ma wejście obwodu ujemnego sprzężenia zwrotnego VFB (Voltage Feed-Back). Zwiększenie napięcia na tym wejściu powoduje zmniejszenie szerokości impulsów roboczych, a tym samym zmniejszenie napięcia i prądu wyjściowego – prądu diod LED. W ten sposób pracują liczne scalone przetwornice podwyższające. Do wejścia (V)FB może być dołączony dzielnik napięcia i wtedy przetwornica będzie mieć stabilizowane napięcie wyjściowe. **Rysunek D**, pochodzący z karty katalogowej SP6690, pokazuje taki zasilacz stałonapięciowy. Układ SP6690 stara się utrzymać na wejściu VFB napięcie 1,22V. Co ważne, wejście (V)FB w tego rodzaju przetwornicach można wykorzystać inaczej: zamiast napięcia z dzielnika, można na nie podawać spadek napięcia na szeregowym rezystorze pomiarowym. Też pochodzący z katalogu **rysunek E** to klasyczny przykład realizacji zasilacza prądowego, który stabilizuje prąd płynący przez rezystor pomiarowy (RB) i przez diody LED. W układzie z kostką SP6690 ustali się taka wartość prądu, żeby na końcówce VFB wystąpiło napięcie 1,22V. W innych podobnych przetwornicach może być ono większe, a lepiej, żeby było mniejsze (np. 0,6V lub 0,3V), bo oznacza to mniejsze straty w rezystancji pomiarowej Rb.

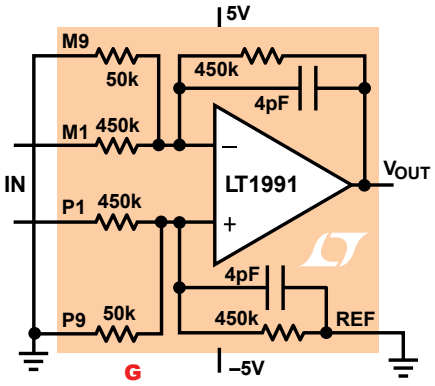


F

Jeden ze stałych uczestników przysłał schemat takiego sterownika diod LED z kostką LT1937, gdzie napięcie na końcówce sprzężenia zwrotnego FB wynosi tylko 95mV (**rysunek F**).

Zasada pracy takich układów jest oczywista: przetwornica tak zmienia wypełnienie impulsów, żeby na wejściu FB utrzymać przewidziane przez producenta napięcie, co w wersjach z rysunków E, F oznacza stabilizację prądu diod LED, niezależnie od zmian napięcia wejściowego i zmian napięcia przewodzenia łańcucha LED.

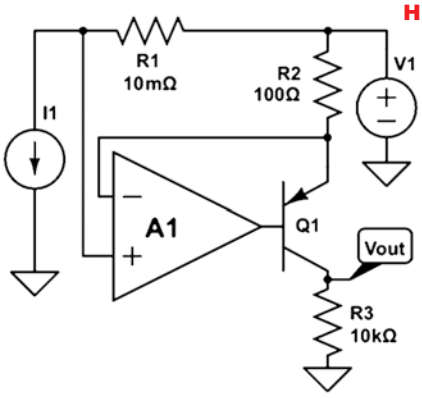
Zaletą jest prostota, ale w wielu zastosowaniach istotną wadą jest to, że diody LED nie są dołączone wprost do masy, tylko od masy oddziela je rezystor pomiaru prądu. W wielu zastosowaniach jest to dyskwalifikująca wada, bowiem z różnych względów może być wymagane dołączenie diod LED do masy (przykład w głównym zadaniu 309 Szkoły Konstruktorów, gdy chcemy dwa łańcuchy LED niezależnie wysterować za pomocą przewodu o trzech tylko żyłach). Wtedy rozwiązaniem może być układ według rysunku B, którego główna zasada działania jest taka sama, jak na rysunkach E, F, tylko pomiar prądu odbywa się „na górze”, a nie „w pobliżu” masy.



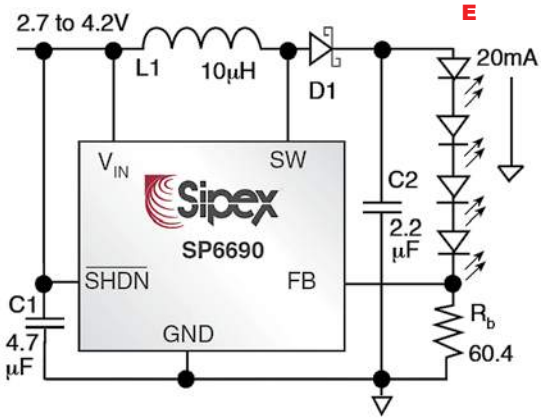
G

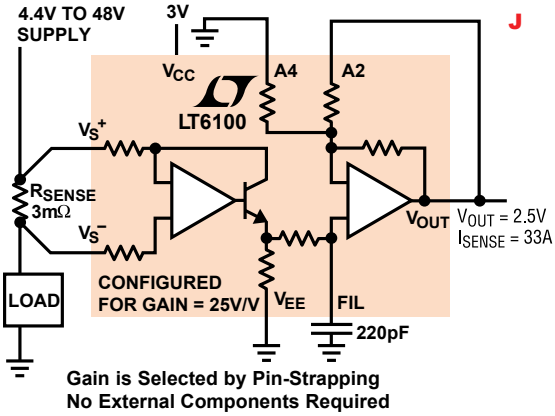
Pomiar prądu „na górze” (*High Side Current Sensing*), a nie „na dole w pobliżu masy” (*Low Side*) jest potrzebny także w wielu innych układach i urządzeniach. Opracowano rozmaite rozwiązania. W literaturze można znaleźć wiele schematów umożliwiających *High Side Current Sensing*. Często wykorzystywane są tam wzmacniacze różnicowe i pomiarowe. Przykład na **rysunku G**.

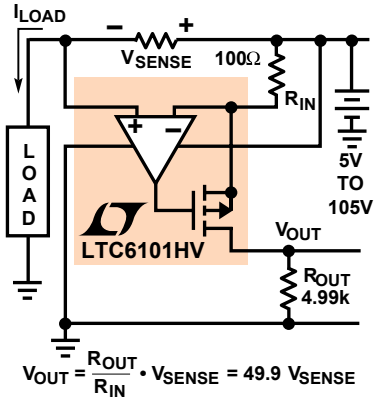
Do pomiaru prądu „od góry można wykorzystać wzmacniacze operacyjne, których wejścia będą prawidłowo pracować na poziomie napięć występujących na „górnym” rezystorze pomiarowym – przykład na **rysunku H**.



Opracowano wiele specjalizowanych scalonych układów pomiarowych „High Side” – dwa przykłady na **rysunku J**.

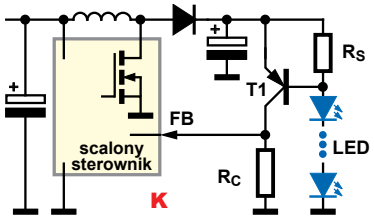






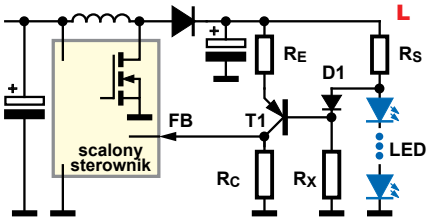
eprasa.pl 612a2d0f04

W Internecie można też znaleźć mnóstwo pokrewnych rozwiązań. Wiele z nich wymaga zastosowania specjalizowanych układów scalonych, ale niektóre są proste i wykorzystują tranzystory.



Bodaj najprostszy sposób pomiaru prądu „na górze" pokazany jest na **rysunku K**. Wystarczy tu jeden tranzystor. Wadą jest to, że prąd diod LED nie jest już wyznaczony przez wewnętrzne precyzyjne źródło napięcia odniesienia w układzie scalonym, tylko jest wyznaczony przez napięcie baza-emiter tranzystora według oczywistej zależności $I = U_{BE} / R_S$, gdzie napięcie U_{BE} wynosi 0,6...0,7V i jest znacząco zależne od temperatury.

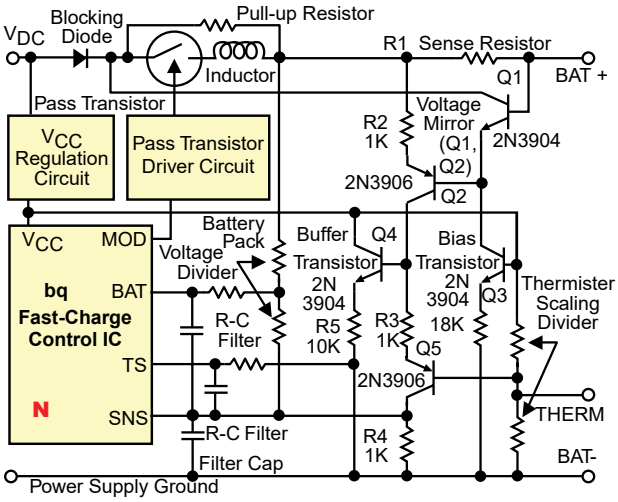
Rozwiązanie z rysunku K można łatwo ulepszyć pod dwoma względami: i zmniejszyć wymagany spadek napięcia na R_S, i zmniejszyć, a nawet wyeliminować wpływ temperatury. Podstawową ideę pokazuje **rysunek L**.



W pierwszym przybliżeniu zakładamy, że napięcia U_{BE} tranzystora T1 oraz napięcie U_F diody D1 są identyczne, a wtedy podczas normalnej pracy równe mają też być napięcia na rezystorach R_E, R_S. Przy prawidłowym dobraniu elementów (rezystorów), podczas pracy układ będzie stabilizował wartość prądu diod LED, ponieważ będzie utrzymywał niezmienną wartość napięcia na rezystorach R1, R2, która może wynosić tylko kilkadziesiąt, a może nawet tylko kilkanaście miliwoltów.

Ogólnie biorąc, właśnie tak działa układ z rysunku B zawierający lustro prądowe z tranzystorami PNP. Kolejną wersję widzimy na **rysunku M**. Tranzystor T2 pracuje w połączeniu diodowym i pełni funkcję diody D1. Układ będzie działał według założeń, gdy zmiany termiczne napięcia przewodzenia diody U_F będą dokładnie takie same jak tranzystora, a to niestety nie jest oczywiste.

W literaturze można znaleźć pokrewne rozwiązania. Przykład pokazany na **rysunku N** to schematu z noty aplikacyjnej Texas Instruments *slua066*.



W rozwiązaniu z rysunków B i C na szczególną uwagę zasługuje po pierwsze to, że tranzystory T1, T2 (Q1, Q2) są zawarte w jednej krzemowej strukturze (MMDT3906), czyli mają praktycznie identyczne parametry i jednakową temperaturę pracy. Po drugie intryguje obecność końcówki oznaczonej, która ewidentnie jest jakimś wejściem, a która na rysunku B oznaczona jest V_R, natomiast w oryginalnym schemacie oznaczona jest V_{IN}.

Jeden z uczestników stwierdził, że wejście V_R pozwala regulować wartość prądu diod LED, co po części jest prawdą, ale nie taka jest jego rola.

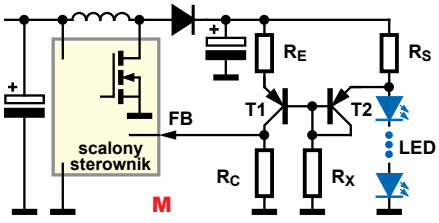
Owszem, pozwala ono zmieniać wartość prądu, ale w znikomym stopniu, ponieważ zmiany prądu płynącego przez R4 i T2 (Q2) powodują znikomą – logarytmiczną (a nie wykładniczą) zmianę napięcia na tym tranzystorze i na rezystorze R2.

Napięcie na wejściu V_R (V_{IN}) rzeczywiście decyduje o wartości prądów, ale przewidziane zostało z innego powodu niż zmiana jasności diod LED. O tym za chwilę.

Rozwiązanie z rysunków B, C jest prostym i zaskakująco precyzyjnym obwodem stabilizacji prądu!

W prostszym rozwiązaniu według rysunku L bez zastanowienia założyliśmy, że napięcia U_{BE} i U_F są identyczne. W rzeczywistości nie jest to wszystko takie proste. Otóż dla dwóch dowolnych złączy p-n można tak dobrać ich prądy pracy, żeby ich napięcia przewodzenia były identyczne.

Tak, ale w rozwiązaniach precyzyjnych trzeba wziąć pod uwagę, jakie będą współczynniki cieplne tych jednakowo dobranych napięć przewodzenia. Ogólnie wiadomo, że napięcie przewodzenia struktur krzemowych maleje wraz ze wzrostem temperatury o około 2mV na każdy stopień Celsjusza. Niektóre źródła podają –2,2mV/°C, co jest wartością uśrednioną, przeciętną. Dokładniej biorąc, ten współczynnik cieplny zależy też od wartości prądu (ściślej od gęstości prądu w złączu) i może być różny w poszczególnych typach, a nawet egzemplarzach tranzystorów jednego typu. Dlatego jeżeli w omawianych rozwiązaniach konieczna jest precyzja, czyli jak najlepsza zgodność napięć przewodzenia dwóch złączy, po pierwsze powinny to być właśnie jednakowe tranzystory zawarte w jednym płatku krzemu, by miały jednakowe parametry, w tym temperaturę. Po drugie, aby współczynniki cieplne były jednakowe, tranzystory te powinny pracować przy jednakowej wartości prądu.



I właśnie prosty układ z rysunków B, C pozwala to zrealizować, choć nie widać tego na pierwszy rzut oka. Cała tajemnica polega na odpowiednim dobraniu rezystorów, żeby prądy obu tranzystorów były jednakowe.

Analizę warto rozpocząć od wartości rezystora R3. Kostka SP6690 podczas normalnej pracy musi utrzymywać na wejściu VFB napięcie 1,22V, co wymaga przepływu przez R3 prądu 9,17uA. I taki będzie prąd normalnej pracy T1 (Q1). Optymalną kompensację termiczną uzyskuje się przy równości prądów obu tranzystorów, więc prąd T2 (Q2) też powinien być taki sam. Na czterech diodach LED napięcie wyniesie mniej więcej 10...14V, zależnie od ich koloru, więc prosty

eprasa.pl 612a2d0f04

rachunek pokazuje, że przy zwarciu wejścia V_R (V_{IN}) do masy prąd płynący przez R4 będzie większy niż potrzebne 9,17uA (pomijając prądy baz tranzystorów). Dlatego może się wydawać, że właśnie wejście V_R (V_{IN}) ma służyć do ustawienia potrzebnej wartości prądu płynącego przez R4 i R3 o wartości 9,17uA. Tak może być, ale w tym przypadku pomysł jest inny, o czym za chwilę.

Za pomocą R4 rzeczywiście należałoby ustawić jednakową wartość prądu obu tranzystorów (z dokładnością do prądów baz) na wartość 9,17uA. Przy jednakowych prądach tranzystorów jednakowe będą też napięcia U_{BE} obu tranzystorów. A to oznacza, że podczas normalnej pracy spadki napięć na rezystorach R1, R2 będą równe.

Wiedząc, że przez R2 płynie ten sam prąd co przez R3 (pomijając prąd bazy T1 i prąd końcówki wejściowej VFB), możemy obliczyć spadek napięcia na R2. W przybliżeniu jest to iloczyn prądu 9,17uA i wartości R2 (33,2kΩ), co daje około 300mV. Równowaga nastąpi, gdy spadek napięcia na R1 będzie taki sam. Przez R1 płynie wprawdzie prąd tranzystora T2, ale daje to znikomy spadek napięcia rzędu 0,15mV. Potrzebny spadek napięcia 300mV powstanie wskutek przepływu prądu diod LED. Przy wartości R1 równej 15 omów spadek napięcia 300mV nastąpi przy prądzie diod LED około 20mA.

W tym układzie wartość R2 wyznacza spadek napięcia na rezystancji pomiarowej (R1), a wartość R1 wyznacza prąd diod LED.

Autor schematu przyjął stosunkowo dużą wartość spadku napięcia na R2 i R1 (300mV), ale układ powinien prawidłowo pracować także przy mniejszych wartościach R2. Wtedy mniejszy będzie też spadek napięcia na rezystorze pomiarowym R1. Nie ma to znaczenia przy małych prądach, ale gdyby chodziło o przetwornice o wielokrotnie większej mocy i prądzie, wtedy wartość spadku napięcia na R1 i moc wydzielanych tam strat będą mieć duże znaczenie.

Ktoś może zapytać, po co taka komplikacja? Czy nie można prościej?

Otóż to zależy od dwóch głównych czynników: jaki ma być największy spadek napięcia na rezystorze pomiarowym R_S (R1) oraz jaka ma być stabilność prądu diod w funkcji temperatury?

Jeżeli wymagania nie są wysokie, najprawdopodobniej wystarczy prosty układ z jednym tranzystorem według rysunku K (ale pomijamy tu kwestie stabilności związane z dużym wzmocnieniem tranzystora i w praktyce być może trzeba będzie obwód zmodyfikować, by uchronić się od samowzbudzenia oznaczającego niestabilną pracę przetwornicy). Gdy wymagania są wysokie: gdy spadek napięcia na R_S ma być możliwie jak najmniejszy, a stabilność cieplna – jak najlepsza, wtedy warto rozważyć wykorzystanie sposobu z rysunków B, C, oczywiście samodzielnie dobierając wartości rezystorów stosownie do potrzeb według przedstawionego wcześniej rozumowania.

Na koniec wracamy do roli punktu oznaczonego na rysunkach B, C skrótem V_R (V_{IN}), czyli do kwestii podłączenia rezystora R4 i jego wartości. Otóż w zasadzie wejście V_R (V_{IN}) można podłączyć do suwaka potencjometru lub źródła napięcia regulowanego, co pozwoli wyregulować wartości prądów tranzystorów, żeby podczas pracy były jednakowe, by tym zapewnić najlepszą stabilność cieplną obwodu pomiarowego. Jednak w oryginalnym opisie zwrócono uwagę na inną jego rolę. Wspomniano mianowicie, że rezystor R4 może być dołączony do masy. Według karty katalogowej kostka SP6690 podczas pracy pobiera 20...30uA prądu, natomiast w stanie wyłączenia (wejście SHDN – shutdown zwarte do masy) typowo tylko 0,01uA. Wejście SHDN może być wykorzystywane nie tylko do wyłączania, ale też do płynnej regulacji jasności świecenia, przez podanie na to wejście ciągu impulsów (60...200Hz) o wypełnieniu regulowanym w zakresie 0...100%.

Dodanie omawianego właśnie obwodu z dwoma tranzystorami PNP może podwyższyć pobór prądu w spoczynku. Mamy tu przetwornicę podwyższającą, więc wyłączenie scalonego sterownika nie przerywa przepływu prądu od plusa zasilania przez cewkę 10uH, diodę prostowniczą i dalej z grubsza biorąc przez dwa tranzystory i przez wszystkie rezystory do masy. W rzeczywistości przy niepracującej przetwornicy prąd będzie płynął praktycznie tylko przez T2 (Q2) i R4 do masy, bo T1 przy braku prądu diod LED pozostanie zatkany. W każdym razie stałe połączenie R4 do masy oznacza w trybie shutdown przepływ przez R4 do masy prądu o wartości do kilku mikroamperów. W tekście źródłowym stwierdzono: *Note that you could return R4 to ground, but it instead connects to VIN. This connection removes quiescent current through the resistor and Q1 /Q2 when the SP6690 is in shutdown mode*.

Krótko mówiąc, według rysunku C rezystor R4 ma być dołączony nie do masy, tylko do plusa zasilania kostki SP6690 – do jej końcówki 5.

W pierwszej chwili wydaje się to bezsensowne, ponieważ napięcie zasilające na końcówce VIN (nóżka 5 SP6690) występuje stale, a kostka jest wyłączana przez podanie niskiego stanu na wejście SHDN. W rzeczywistości jest to sprytny i trafny zabieg, ponieważ podczas świecenia czterech diod LED przetwornica musi wytworzyć dla nich napięcie ponad 10V, a wspomniane stale występujące napięcie zasilania VIN według schematów ma wynosić 2,7...5,5V, więc w trybie shutdown przez rezystor R4 dołączony do VIN prąd nie popłynie, a popłynie tylko podczas pracy przetwornicy.

Tu też wyjaśnia się sprawa wartości R4, na którym przy takim połączeniu wystąpi napięcie niższe niż na diodach LED o wartość napięcia zasilania VIN (i spadek napięcia U_{BE}).

W Internecie można znaleźć różne inne przykłady i propozycje pomiaru prądu „na górze", na przykład:
https://www.edn.com/dual-transistor-improves-current-sense-circuit/
https://www.radiolocman.com/shem/schematics.html?di=158969
https://www.radiolocman.com/shem/schematics.html?di=615719
https://www.edn.com/circuit-senses-high-side-current/

Wszystkie nadesłane (niezbyt jednak liczne) rozwiązania tego zadania były w 100 procentach trafne: wszyscy zwrócili uwagę na nietypowy sposób pomiaru prądu. Nagrody-upominki za zadanie ***Jak8*** otrzymują:
Henryk Wyziński – Pyrzyce,
Sławomir Dębski – Korczyn,
Ryszard Magdycz – Wrocław
Wszyscy uczestnicy konkursu zostają dopisani do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

eprasa.pl 612a2d0f04

sklep.avt.pl

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

W sklepie internetowym:

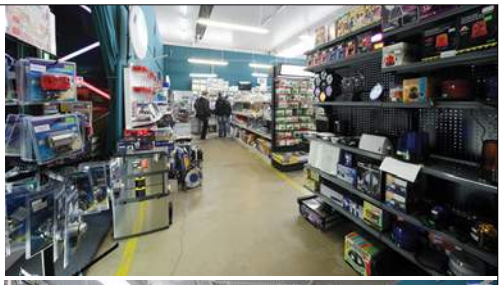
sklep.avt.pl

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 10/2021

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

Miejsce na **kupon rabatowy** EdW 12/2021

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) ..... (Twój numer prenumeraty)

Adres: .....

☐ wysyłka pobraniowa kurierem: 19zł

..... (nr telefonu) ..... (e-mail) ..... (data) ..... (podpis)

eprasa.pl 612a2d0f04

NOWOŚĆ



Poznaj proste i sprawdzone metody radzenia sobie zarówno ze zwykłymi dolegliwościami, jak również z tymi, które utrudniają życie!

Przejrzyj i zamów na www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 612a2d0f04

Pro'sKit® Profesjonalne testery przewodów



MT-7071
735zł

Akcesoria w zestawie:
- patchcord RJ45
- patchcord RJ11
- przewód z krokodylkami
- słuchawki
- etui



MT-7071K
756zł

Akcesoria w zestawie:
- 8 dodatkowych pilotów zdalnych
- patchcord RJ45
- patchcord RJ11
- przewód z krokodylkami
- słuchawki
- etui

Nadajnik:
- testowane typy przewodów:
  - RJ45 LAN Cat 5, 5e, 6, 7 (UTP/STP),
  - RJ11/12 tel. Cat 3 (2/4/6 pin),
  - kable koncentryczne
  - kable domofonowe
- sposób pomiaru: metoda pojemnościowa
- maksymalna odległość transmisji: 3 km (1 kHz)
- max długość testowanego przewodu LAN 300m
- test ciągłości obwodu
- identyfikacja stanu linii telefonicznej
- wymiary 138×80×35mm

Odbiornik:
- gniazdo słuchawkowe
- NCV - bezdotykowy detektor napięcia AC (AC90~1000V)
- wymiary 198×45×33 mm

Zdalny pilot:
- złącza: RJ45 (8 pin), RJ11/12 (6 pin), BNC
- wymiary 90×32×30mm





identyfikacja przewodów



test kabli LAN, telefonicznych i koncentrycznych



pomiar długości przewodu; lokalizacja punktu przerwania



bezprzewodowa detekcja napięcia



podświetlenie miejsca pracy

sklep.avt.pl

03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
Sprzedaż wysyłkowa: handlowy@avt.pl tel.: 22 257 84 51

eprasa.pl 612a2d0f04