

ELEKTRONIKA

dla wszystkich

6/2020 CZERWIEC • CENA 13,90 zł (w tym 8% VAT)

www.elportal.pl

VoltReader-400

Mówiący woltomierz

Akcelerator LED WS2812

- ▶ Dzwonek „słowik” – Wersja 2020
- ▶ Panel pomiarowy
- ▶ Porównanie zasilaczy forward i flyback
- ▶ Felieton: (Nie?)planowana nieprzydatność
- ▶ Taki zwyczajny zasilacz
 - Przystawki testowe
- ▶ Rezonansowy miernik LC
- ▶ Kurs Arduino – CP437?
- ▶ Tranzystory – Sterowanie MOSFET-ami
- ▶ KiCad – Schemat w kolorach EdW
- ▶ Lampowy magnetofon szpulowy
 - Mechanizm napędowy
- ▶ Jak to działa? – Źródło prądowe



Portale branżowe
AutomatykaB2B.pl
ElektronikaB2B.pl

Miejsca dla
specjalistów

Drukarki 3D
filamenty, części zapasowe



www.thingiverse.com/thing:486983
sklep.avt.pl

FIRMA PIEKARZ
CZĘŚCI ELEKTRONICZNE

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

www.piekarz.pl

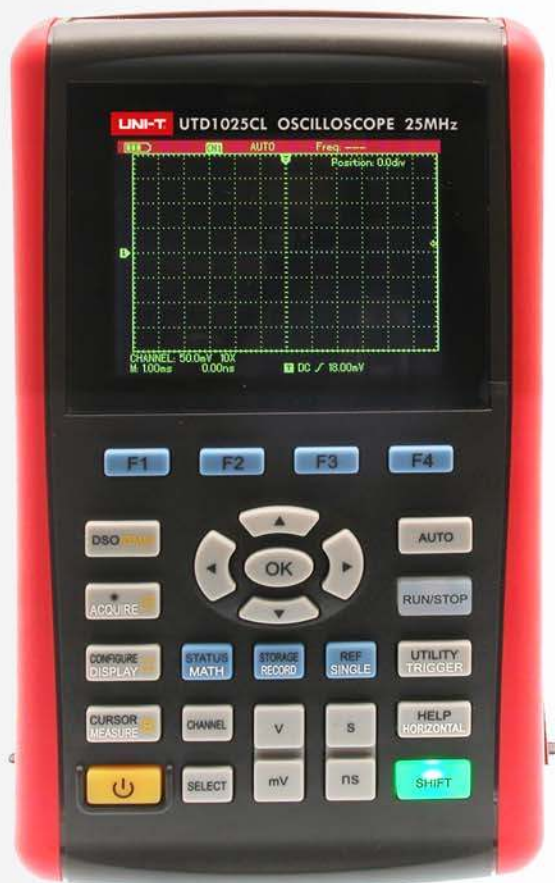


Cechy:

- 1 kanał
- pasmo 25MHz
- częstotliwość próbkowania 200 MS/s
- pomiary:
 - napięcie DC: 400mV - 400V
 - napięcie AC: 400mV - 400V
 - prąd DC: 400μA / 4000μA
 - prąd AC: 400μA / 4000μA
 - rezystancja: 400om - 40Mom
 - pojemność: 51.20nF - 100μF
- kolorowy wyświetlacz LCD 3999
- złącze miniUSB
- zasilanie: zasilacz 9V 4A;
akumulator litowy 7.4V 3600mAh;

W zestawie:

- sonda pomiarowa (1:1, 10:1)
- boczniak pomiarowy 10A
- oprogramowanie na CD
- zasilacz sieciowy
- kabel USB
- etui
- instrukcja



UTD-1025CL
1270zł



AVT 1980 Czasowy włącznik zbliżeniowy

Czasowy włącznik zbliżeniowy. Czas załączenia jest regulowany w zakresie od ok. 10 sekund do 5 minut. Urządzenie jest przystosowane do zasilania napięciem 8...12 V DC.

W łazience mokrymi rękoma czy w warsztacie brudnymi od smaru łatwiej jest włączyć światło, zbliżając się do czujnika odbiciowego niż dotykać tradycyjnego przełącznika. Moduł czasowego włącznika zbliżeniowego można potraktować jako element automatyki domowej, którego działanie opiera się na zasadzie wysyłania wiązki promieni podczerwieni przez nadajnik i ich odbieraniu przez odbiornik. Przydatny będzie w miejscach, w których załączenie oświetlenia lub wentylacji jest potrzebne na niedługi czas.

AVT1980 B - 30zł (zestaw do samodzielnego zlutowania)



Zdjęcie przedstawia zlutowany moduł włącznika AVT1980

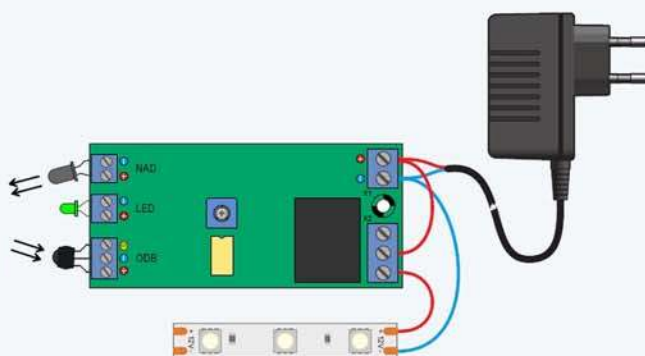
Bez problemu włączysz światło
zbliżając dłoń do czujnika.

A... czy Twój pies potrafiłby
zrobić to za Ciebie?

Sprawdź, czy dasz radę
nauczyć swojego ulubieńca
takiej niezwykłej sztuczki.



Wakacje przed nami!



sklep.avt.pl

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

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



ARTRONIC.....1



ELMAX.....70



EX-OR.....70



FERYSTER.....49



GTB-SOLARIS.....70



PIEKARZ.....1, 33



PRODUCENT AUTOMATYKI GRZEWczej

PW KEY.....70



SEMICON.....55



str. 15

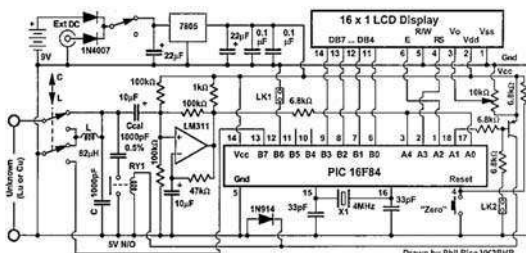
VoltReader-400 Mówiący woltomierz

Przyrząd pozwala na prowadzenie pomiarów napięcia bez konieczności spoglądania na wyświetlacz – zmierzone wartości są odczytywane na głos. Układ może też znaleźć szereg innych interesujących zastosowań.

str. 20

Akcelerator LED WS2812

W poprzednim numerze opisany był sposób sterowania diodami WS28xx w przerwaniach. Bieżący projekt przedstawia inne rozwiązanie, które zdecydowanie odciąża mikroprocesor realizujący główny program.



str. 37

Sterowanie MOSFET-ami

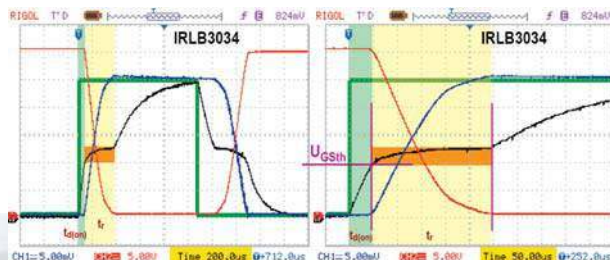
MOSFET MOSFET-owi nierówny! W artykule omówione są absolutnie najważniejsze dla każdego praktyka zagadnienia związane z szybkością przełączania tranzystorów MOSFET.



str. 30

Rezonansowy miernik LC

Opracowano wiele sposobów pomiaru indukcyjności i pojemności. Jeden z nich, wykorzystujących rezonans, zasługuje na szczególną uwagę z uwagi na zaskakujący sposób kalibracji i możliwość pomiaru znikomo małych wartości L, C.



str. 58

Panel pomiarowy

Przystawka do pomiaru prądu i napięcia dowolnego zasilacza, wzbogacona o obwody elektronicznego bezpiecznika. Zrealizowana w wersjach z Arduino UNO, Arduino Pro Mini oraz z samym procesorem ATmega16.

Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o., Warszawa, ul. Leszczyńska 11.

Projekty publikowane w „Elektronice dla Wszystkich” mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki dla Wszystkich”. Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich” jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu pisemnej zgody redakcji.

Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich”.

Miesięcznik



www.elportal.pl

(12 numerów w roku)

jest wydawany we współpracy z kilkoma redakcjami zagranicznymi.

Wydawca:

Wiesław Marciniak

Adres Wydawcy:

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

Redaktor Naczelny:

Piotr Górecki, pg@elportal.pl

Redaktorzy Działów:

Andrzej Janeczek
sp5aht@swiatradio.com.pl

Opracowanie graficzne, skład:

Ewa Górecka-Dudzik

Okladka, zdjęcia, skanowanie:

Piotr Górecki jr

Sekretarz Redakcji

Ewa Górecka-Dudzik
ewa.dudzik@elportal.pl
tel.: (22) 783 00 20
(w godzinach 10:00 – 15:00)

Dział Reklamy:

Katarzyna Gugala
katarzyna.gugala@elportal.pl
tel.: (22) 257 84 64

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

AVT – EdW
ul. Leszczyńska 11
03-197 Warszawa

(+dopisek określający zawartość)

Korespondencja elektroniczna:

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

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

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

uwagi do rubryki Errare:
errare@elportal.pl

Prenumerata:

W Wydawnictwie AVT

tel: (22) 257 84 22
e-mail: prenumerata@avt.pl

W RUCH S.A.

tel: 801 800 803, (22) 717 59 59
e-mail: prenumerata@ruch.com.pl
www.prenumerata.ruch.com.pl

Stali współpracownicy:

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

Czerwiec

6 (294)

Projekty

Projekty AVT

VoltReader-400. Mówiący woltomierz	15
Akcelerator LED WS2812	20

Elektronika 2000

Dzwonek „słowik” – wersja 2020	56
--------------------------------------	----

Forum Czytelników

Panel pomiarowy	58
Porównanie zasilaczy forward i flyback, część 4	61

Szkoła Konstruktorów

Zadanie główne 292

Zaproponuj układ elektroniczny, pomocny w przypadku braku napięcia sieci energetycznej 230V	43
---	----

Rozwiązanie zadania głównego 287

Przedstaw lub zaproponuj układ/urządzenie/instalację, która została wykonana lub może być wykonana „z potrzeby chwili”	44
--	----

Druga klasa Szkoły Konstruktorów Co tu nie gra? 292, 287	50
---	----

Trzecia klasa Szkoły Konstruktorów Policz 292, 287	52
---	----

Artykuły różne

Felieton: (Nie?)planowana nieprzydatność	14
Taki zwyczajny zasilacz... Część 8 – przystawki testowe	26
Rezonansowy miernik LC	30
Kurs Arduino, odcinek 25	34
Tranzystory. Sterowanie MOSFET-ami, część 5	37
KiCad – schemat w kolorach EdW	40
Lampowy magnetofon szpulowy. Mechanizm napędowy, część 1	63

Rubryki stałe

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

Konkursy

Jak to działa?	65
Co to jest?	67
Krzyżówka	68



Czerwiec

W czerwcu na okładce mamy wcześniej zapowiadany bardzo atrakcyjny projekt mówiącego woltomierza. Zapewne wielu z Was uzna, że taki przyrząd może w różnych przypadkach znacząco ułatwić pomiary, podczas których trzeba koncentrować się na sondach, a nie na wyświetlaczu. Przedstawioną koncepcję głosowej prezentacji wyniku można też wykorzystać w innych zastosowaniach. Dlatego wszystkich zachęcam do analizy i budowy tego interesującego układu.

Diody WS2812 cieszą się obecnie ogromną popularnością. Często są sterowane przez Arduino. Mam prośbę związaną z projektem Akcelerator LED WS2812, który jest niejako rozwinięciem koncepcji prezentowanej w poprzednim numerze. Napiszcie, czy takie dość skomplikowane rozwiązania nie są dla Was zbyt trudne w realizacji i czy jesteście zainteresowani tego typu projektami.

Zwróćcie uwagę na artykuł na stronie 30, opisujący bardzo sprytną koncepcję pomiaru wartości elementów L, C. Pozwala ona z powodzeniem mierzyć także indukcyjności znacznie mniejsze od 1 mikrohenra i pojemności znacznie mniejsze od 1 pikofarada! W następnym numerze zagadnienie to będzie omówione ze strony praktycznej.

Zachęcam do lektury całego numeru, do udziału w **Szkole Konstruktorów** i innych konkursach oraz do korespondencji z naszą redakcją (edw@elportal.pl).

Serdecznie pozdrawiam

Piotr Górecki

P.S. Jeśli ktoś ma problemy z kupnem papierowej wersji EdW – zapewne zapomniał o: www.ulubionykiosk.pl



**Prenumerata
– naprawdę warto!**

BOOK 3 I EARBUDS

Fani rodziny urządzeń Surface muszą pogodzić się z przełożeniem premiery dwuekranowego Surface Neo na rok 2021. Ucieszy ich jednak debiut hybrydowego laptopa Surface Book 3 i słuchawek dousznych Surface Earbuds. Nowy laptop nie doczekał się wielkich zmian na zewnątrz – nadal dostępny jest w wersjach 13,5- oraz 15-calowej z charakterystycznym, odczepianym ekranem.

Mniejszy oferowany ma być z procesorem Intel Core i5-1035G7 oraz Intel Core i7-1065G7 (ze zintegrowaną grafiką Intel Iris Plus lub NVIDIA GeForce GTX 1650), od 8GB do 32GB RAM i dyskiem PCIe SSD o pojemności od 256GB do 1TB. Wersja ta ma pracować na jednym ładowaniu do 15,5 godziny.

Model piętnastocalowy będzie dostępny wyłącznie z procesorem Intel Core i7-1065G7. Klienci dostaną natomiast do wyboru opcję z kartą graficzną NVIDIA GeForce GTX 1660 Ti albo NVIDIA Quadro RTX 3000. W sprzedaży pojawiają się konfiguracje z 16GB i 32GB RAM oraz dyskiem o pojemności od 256GB do 2TB.

Słuchawki bezprzewodowe Earbuds są uniwersalne, ale dostosowano je przede wszystkim do użytkowników pakietu Microsoft 365, ponieważ umożliwiają m.in. głosowe dyktowanie treści w programach Word, Outlook i PowerPoint. Słuchawki, na pojedynczym ładowaniu, mają pracować do 8 godzin, natomiast dzięki dedykowanemu etui – ładowarce, można ten czas wydłużyć nawet do 24 godzin. Nie zabrakło też wsparcia dla szybkiego ładowania: dziesięć minut zapewnia godzinę działania. Cena w Polsce? 999 zł.



DIMENSITY 1000+

Mobilne procesory architektury ARM wciąż kojarzą się głównie z układami od Qualcomma i Apple. Rozwiązania firmy MediaTek często traktowane były jako tańsza alternatywa. Firma zaprezentowała jednak ulepszoną wersję swojego najmocniejszego procesora z modemem 5G i nazwała go Dimensity 1000+. Nie kojarzy się więc z dotychczasową linią Helio i najwyraźniej stara się subtelnie pokazać, że jest lepszy od Snapdragona 865.

W jego produkcji wykorzystuje się 7-nanometrowy proces technologiczny. Na ośmiordzeniowy układ składają się cztery rdzenie Cortex A-77 (2,6GHz) i cztery rdzenie Cortex-A55 (2,0GHz). Zestaw ten uzupełnia chip graficzny Mali-G77 MP9.

1000+ obsługuje ekrany o maksymalnej rozdzielczości 1080p+, odświeżające obraz z częstotliwością 144Hz, o proporcjach 21:9. Model ma oferować możliwie najwyższą wydajność dla wyświetlaczy o rozdzielczości Full HD+, znacznie chętniej wykorzystywaną przez twórców gier – bo to smartfony gamingowe będą segmentem rynku, w który tym procesorem celuje MediaTek.

Nie wiadomo na razie kiedy zadebiutuje pierwszy smartfon z MediaTekiem Dimension 1000+ na pokładzie. Wersja podstawowa tego układu miała pojawić się w OnePlus Z, ale trafi tam jednak procesor Qualcomm. Czekamy zatem na wieści o innych modelach z najnowszym układem tajwańskiego producenta.



RYNEK INTELIGENTNYCH ZEGARKÓW NALEŻY DO APPLE

Ogólnoswiatowa epidemia koronawirusa nie wpłynęła negatywnie na rynek inteligentnych zegarków – dostało się natomiast smartfonom, których sprzedaż spadła w pierwszym kwartale o 13% w porównaniu do roku ubiegłego. Miano najsukceszniejszego producenta smartwatchy ponownie zdobyło Apple. Firma Tima Cooka sprzedaje więcej zegarków niż cała szwajcarska branża razem wzięta – w pierwszym kwartale klienci kupili 7,6 mln urządzeń Apple Watch, czyli o 22,6% więcej niż w 2019 roku. Zaskakiwać może, że do Apple należy obecnie aż 55,5% światowego rynku.



Na drugiej pozycji z zauważalnie słabszym wynikiem znalazł się Samsung. Koreańskie smartwatche trafiły do 1,9 mln użytkowników, wzrost wyniósł 11,8%, a udział w rynku to 13,9%. Trzecie miejsce należy natomiast do Garmina – 1,1 mln sprzedanych sztuk, wzrost o 37,5% i 8% udziału w rynku.

Jeśli nie będzie problemu w łańcuchach dostaw komponentów, specjaliści wskazują, że wzrost popularności tego rodzaju urządzeń może utrzymywać się w pozostałych kwartałach roku 2020 mimo niekorzystnej światowej sytuacji. Popularność inteligentnych zegarków może dziwić – wciąż borykają się one z problemami z żywotnością baterii, dostępnością aplikacji czy precyzją pomiarów pulsu czy ciśnienia. Wiele wskazuje jednak na to, że klienci na tyle przyzwyczaili się do smartwatchy, że urządzenia te są skazane na sukces.

PIERWSZY ELEKTRYK SKODY

Niemal każdy duży koncern ma już w swojej ofercie auto w pełni elektryczne. Czesi (Skoda należy do niemieckiej grupy VAG) zapowiedzieli nowego, elektrycznego SUV-a – ENYAQ iV może okazać się bardzo dobrym nie tylko wizerunkowym, ale i biznesowym posunięciem.

Model zostanie oparty na modułowej platformie MEB Grupy Volkswagen, czyli tej samej, którą zastosowano w Volkswagencie ID.3. Platformę opracowano z myślą o samochodach elektrycznych, co pozwala m.in. na stosowanie większych pakietów akumulatorów (w podwoziu) i ich lepsze rozlokowanie.

ENYAQ iV to spory SUV – ma długość 4,6m, szerokość 1,9m oraz wysokość 1,6m. Należy spodziewać się, że w środku do dyspozycji będzie naprawdę sporo przestrzeni – pojemność bagażnika to 585 litrów. Producent obiecuje, że na pokładzie znajdą się nowoczesne rozwiązania multimedialne i zaawansowane systemy wsparcia kierowcy.

ENYAQ może być ładowany na trzy sposoby. Oprócz domowego gniazda elektrycznego 230V, do wygodnego ładowania pojazdu w nocy można użyć także ładowarki ściennej o mocy do 11kW. Zajmuje to od sześciu do ośmiu godzin, zależnie od pojemności akumulatora. Trzecia opcja to stacje szybkiego ładowania prądem stałym o mocy 125kW, dzięki czemu akumulator modelu ENYAQ iV od 10% do 80% zostanie naładowany w ciągu zaledwie 40 minut. Zasięg modelu o najpojemniejszych ogniwach to około 500km.



5 NM OD QUALCOMMA

Jeszcze kilka lat temu Intel wskazywał, że 7nm dla procesu litograficznego może być wartością graniczną z uwagi na prawa fizyki. W 2020 Qualcomm zapowiada... procesory 5nm. Snapdragon 865 to nadal znakomity procesor, który zaspokoi potrzeby większości wymagających użytkowników w najbliższych latach. Jednak polityka rynkowa Qualcomm i każdego innego producenta procesorów ARM działa jak w zegarku, dlatego każdego roku otrzymujemy kolejne wcielenia najmocniejszych chipów.

Wiele wskazuje na to, że nowego flagowego Snapdragona wyprodukuje dla Qualcommu koncern TSMC, korzystając z gęstszego procesu litograficznego 5nm. Aktualny lider zestawień wydajności procesorów przeznaczonych dla urządzeń z Androidem powstaje w 7-nanometrowej litografii. Dla modelu 875 będzie oznaczać to oczywiście wyższą wydajność, ale też szansę na mniejszy pobór mocy.

Snapdragon 875 ma korzystać z procesorów graficznych Adreno 660, VPU Adreno 665 i DPU Adreno 1095, co sugeruje mocne nachylenie jego możliwości w stronę przetwarzania obrazu z aparatów i korzystania z technologii sztucznej inteligencji. Przewiduje się także użycie modułu bezpieczeństwa Qualcomm Secure Processing Unit oraz silnika przetwarzania obrazu Spectra 580.

Jeśli sytuacja na to pozwoli SD875 zostanie zaprezentowany w czwartym kwartale tego roku, a zobaczymy go w pierwszych flagowcach już na początku roku 2021.



HULAJNOGA XIAOMI Z 30KM ZASIĘGU

Elektryczne hulajnogi to jeden z największych pozytywnych zakończeń sprzedaży ostatnich lat. Ich wynajem w dużych miastach jest stosunkowo drogi, co sprawia, że coraz więcej osób decyduje się na zakup własnego urządzenia.

Jedną z najważniejszych cech tej hulajnoги jest jej zasięg, który według deklaracji producenta w nowym modelu wynosi do 30km. Jazda w ciemności ma być ułatwiona, bo hulajnogę wyposażono w latarkę – potrafi ona oświetlić odcinek nawet sześciu metrów przez sobą. Po naciśnięciu hamulca na tyle



zaświeci się zaś czerwone światło, które ostrzeże innych uczestników ruchu o tym manewrze, aby mogli bezpiecznie hamować.

Xiaomi zapewnia, że Mi Electric Scooter 1S wytrzyma nacisk nawet 700 kg, lecz osoba nią jeżdżąca nie powinna ważyć więcej niż 100 kg. Hulajnoga jest w stanie rozpędzić się maksymalnie do 25km/h – za jej napędzanie odpowiedzialny jest silnik elektryczny o mocy 500W, którego żywotność określono na 3000 godzin (odpowiada to 125 dniom ciągłego jeżdżenia). Dzięki niemu użytkownik będzie mógł podjechać też na wzniesienia o kącie nachylenia do 14%.

Jeśli producent sprzedawałby ten model w cenie obowiązującej w Chinach, w Polsce wynosiłaby około 1200zł. W praktyce najprawdopodobniej będzie jednak kosztować zauważalnie więcej.

PRENUMERUJ

prenumerata roczna
1 wydanie gratis
152,90 zł

prenumerata dwuletnia
6 wydań gratis
250,20 zł

e-prenumerata roczna
2 e-wydania gratis
111,00 zł

e-prenumerata dwuletnia
6 e-wydań gratis
199,80 zł

Prenumeratorzy wersji drukowanej
za równoległe do niej e-wydania
płacą jedynie **20% ceny**:
opłata za e-prenumeratę równoległą
wynosi 26,60 zł/rok,
53,20 zł/2 lata.

do 50% zniżki
za lojalność

Wieloletni Prenumerator po kilku latach
nieprzerwanej prenumeraty zyskuje
DO 50% ZNIŻKI. Jeśli prenumerujesz EdW,
wszystkie dane nt. swojej prenumeraty
znajdziesz teraz po zalogowaniu na www.avt.pl.
Co szczególne ważne – znajdziesz tam również
propozycje przedłużenia Twojej prenumeraty,
które uwzględniają przysługujące Ci
zniżki lojalnościowe.

prenumerata		roczna	dwuletnia
jeśli jeszcze nie jesteś Prenumeratorem		152,90 zł 1 wydanie gratis	
	roku	139,00 zł 2 wydania gratis	250,20 zł 6 wydań gratis
	2 lat	125,10 zł 3 wydania gratis	
jeśli prenumerujesz nieprzerwanie od:	3 lat	111,20 zł 4 wydania gratis	208,50 zł 9 wydań gratis
	5 lat		166,80 zł 12 wydań gratis

prenumeratę zamówisz:

- na www.avt.pl • mailowo - prenumerata@avt.pl
- wpłacając na konto: AVT Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczyńska 11, 03-197 Warszawa, ING Bank Śląski 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013

Administratorem Twoich danych osobowych jest AVT-Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczyńska 11, 03-197 Warszawa, prenumerata@avt.pl.

Przetwarzamy Twoje dane, aby móc wysłać Ci nasze czasopisma w formie drukowanej lub elektronicznej oraz inne towary (np. prezenty), a także w innych prawnie usprawiedliwionych celach, w tym marketingu bezpośredniego naszych produktów i usług (tzw. uzasadniony interes administratora). Podanie danych jest dobrowolne, ale niezbędne do zrealizowania zamówienia na prenumeratę.

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

uprawnionym do ich uzyskania na podstawie obowiązującego prawa (np. sądy lub organy ścigania) – ale tylko na ich żądanie w oparciu o stosowną podstawę prawną. Będziemy przetwarzać Twoje dane osobowe przez 5 lat od zakończenia roku obrachunkowego, w którym wystąpiła ostatnia płatność. Dane osobowe do celów marketingowych będziemy przetwarzać do czasu wycofania przez Ciebie zgody na przetwarzanie lub do czasu usunięcia danych.

Informujemy, że masz prawo do żądania od administratora dostępu do Twoich danych, ich sprostowania, usunięcia, ograniczenia ich przetwarzania, wniesienia sprzeciwu wobec przetwarzania Twoich danych lub ich przenoszenia. W każdej chwili możesz odwołać zgodę na przetwarzanie Twoich danych osobowych oraz możesz zażądać, by Twoje wszystkie dane zostały przez nas usunięte.

...i korzystaj Z PRZYWILEJÓW

prezent za zaprenumerowanie magazynu



Każdorazowo opłacenie prenumeraty jest premiowane prezentem.

W tym numerze są to (do wyboru):

- koszulka z logo EdW (rozmiar XL)
- płyta Lizz Wright „Freedom & Surrender”

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

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

kody na bezpłatne e-wydania
dowolnych naszych czasopism:

	jeśli przedłużasz prenumeratę	jeśli jesteś nowym Prenumeratorem
krok 1:	zaloguj się na www.avt.pl	zamów prenumeratę drukowaną EdW na www.avt.pl
krok 2:	przedłuż swoją prenumeratę	utworzymy Twoje konto Prenumeratora
krok 3:	po odnotowaniu wpłaty przyznamy Ci pulę kodów na darmowe e-wydania do wykorzystania na www.UlubionyKiosk.pl (kody będą dostępne po zalogowaniu na www.avt.pl)	

rabaty i gratisy
w Klubie AVT Elektronika

- do 50% zniżki w Sklepie AVT (szczegóły na www.avt.pl/klub-elektronika)
- do 50% zniżki na www.UlubionyKiosk.pl

W rubryce „Poczta” zamieszczamy fragmenty Waszych listów oraz nasze odpowiedzi i komentarze. Prosimy o listy dotyczące bieżących wydań EdW, a także o listy z Waszymi komentarzami, propozycjami, problemami, pytaniami, oczekiwaniami względem nas,

z propozycjami tematów do opracowania, itp. Autorzy najciekawszych, wartościowych listów otrzymują upominki, najczęściej w postaci drobnych kitów AVT. Piszcie do nas, bardzo cenimy Wasze listy, choć nie wszystkie prośby możemy zrealizować.

UWAGA! UWAGA!

Potwierdzamy otrzymanie każdego e-maila. Zachęcamy do wykorzystywania opcji: *Żądaj potwierdzenia doręczenia*. Jeśli ktoś nie otrzyma potwierdzenia w ciągu tygodnia, proszony jest o wysłanie swojej wiadomości jeszcze raz – do skutku. A gdyby przypuszczalnym powodem skasowania e-maila przez serwery poczty były potencjalnie groźne załączniki (np. typu .exe, .bas, itp.), bardzo prosimy wysłać informację o tym bez żadnych załączników.

Do części projektów publikowanych w EdW firma AVT proponuje kompletne zestawy elementów albo tylko płytki drukowane. Na początku i końcu takich artykułów-projektów podana jest informacja o numerze kitu AVT. Jeżeli w artykule numeru kitu nie ma, a Czytelnicy byliby zainteresowani nabyciem zestawów albo samych płytek, jest to możliwe.

AVT uruchomi realizację kitów/płytek, o ile tylko gotowość zakupu wyrazi przynajmniej kilku chętnych. Zgłoszenia i pytania w tej sprawie należy nadsyłać wprost na adres: **kity@avt.pl**

*(...) Od niedawna interesuję się elektroniką (...) przerobiłem bardzo dobrą książkę **Praktyczny Kurs Elektroniki** (...) nigdzie nie znalazłem, jak zmierzyć rezystancję kabla do anteny (...) mam dwa mierniki (...) zmierzylem omomierzem (...) powinno być 75 omów (...) mnie cały czas wychodzą dużo mniejsze (...) Proszę o opisanie w EdW, jak można zmierzyć rezystancję kabla do anteny (...)*

*Z poważaniem
Marcin*

Tak się składa, że w jednym z najbliższych numerów temat impedancji falowej będzie omówiony dokładniej, m.in. przy okazji przedstawiania bardzo pożytecznego przyrządu NanoVNA. Zaprezentowany zostanie też prościutki radar kablowy (TDR). Większość Czytelników EdW rozumie pojęcie rezystancji falowej. Autor e-maila próbował zmierzyć rezystancję falową kabla omomierzem. Niektórzy uśmiechną się z politowaniem, że przecież zwykłym omomierzem nie da się zmierzyć rezystancji falowej. Nieprawda! Można zmierzyć, choć to niełatwe zadanie. Niełatwe, ale zasadniczo możliwe, tylko pod pewnym dość prostym warunkiem (warunkami).

I tu pytanie – konkurs dla bardziej zaawansowanych:

Jak i pod jakim warunkiem można zmierzyć rezystancję falową kabla antenowego za pomocą omomierza, zawartego w dowolnym multimetrze?

Odpowiedzi można nadsyłać w e-mailach (edw@elportal.pl), zawierających w tytule słowo **Omomierz**.

Do redakcyjnej skrzynki wpłynął e-mail z Instytutu Łączności:

*Szanowni Państwo,
w Polsce trwają prace nad uruchomieniem nowej generacji bezprzewodowej sieci telekomunikacyjnej, określanej jako 5G. W przestrzeni publicznej, obok rzetelnych informacji, zaczęło niestety krążyć wiele fałszywych mitów na jej temat. Zdaniem niektórych, jej wprowadzenie miałoby spowodować znaczne zwiększenie natężenia pól elektromagnetycznych w środowisku, mogłaby też stać się narzędziem kontroli nad społeczeństwem. Ostatnio, 5G zaczęto wiązać z pandemią koronawirusa i pojawiły się hasła nawołujące do niszczenia instalacji telekomunikacyjnych.*

Od 1 stycznia 2020 roku w naszym kraju obowiązują nowe, mniej restrykcyjne poziomy dopuszczalnej emisji pól elektromagnetycznych (PEM) przez instalacje telefonii komórkowej. Ich wprowadzenie również spowodowało pojawienie się licznych teorii spiskowych i nieprawdziwych informacji, według których nowe regulacje stanowią zagrożenie dla naszego zdrowia i życia.

Fałszywe informacje na temat 5G i PEM trafiają do wielu ludzi i wywołują niepotrzebne obawy. Tym większa jest teraz potrzeba dostarczenia im rzetelnej wiedzy opartej na badaniach naukowych. Uważamy, że Instytut Łączności ma tu do odegrania bardzo ważną rolę.

Od kilkudziesięciu lat Instytut Łączności – Państwowy Instytut Badawczy prowadzi badania nad sieciami telekomunikacyjnymi i radiokomunikacyjnymi. Niemal od początku uczestniczymy w procesie budowy sieci 5G w Polsce i specjalizujemy się w badaniach pól elektromagnetycznych. Przygotowujemy od podstaw system SI2PEM, który będzie stanowił bazę danych o pomiarach PEM w Polsce i pozwoli na oszacowanie poziomu jego natężenia w dowolnym punkcie kraju. Zorganizowaliśmy już cztery międzynarodowe konferencje edukacyjno-naukowe poświęcone PEM i rozwojowi telekomunikacji.

Chcemy dzielić się naszą wiedzą i sprawić, że sprawdzone informacje dotrą do jak największej liczby odbiorców. Wiemy, jak istotna jest w tym rola mediów, dlatego zachęcamy do korzystania z zasobów Instytutu, ze strony:

***<https://pem.il-pib.pl>**, na której publikujemy artykuły ekspertów z zakresu PEM stanowiące znakomite źródło wiedzy (...) i na kanale YouTube Instytutu; profile IL w mediach społecznościowych, gdzie zamieszczamy dużo materiałów edukacyjnych, popularnonaukowych i ciekawostek; zachęcamy do ich obserwowania:*

Facebook: <https://www.facebook.com/Instytut.Lacznosci/>

Twitter: https://twitter.com/IL_PIB

YouTube: www.youtube.com/channel/UCbG0d-zMD0Crk5rpH0jmCVQ? (w skrócie: <https://bit.ly/2L9i8s8s>) (...)

Czytelnicy EdW też zapewne spotykają się z najróżniejszymi, często zupełnie bezsensownymi opiniami na temat telefonii 5G. Warto mieć wyobrażenie o technicznej stronie zagadnienia i dysponować argumentami do rzeczowej, merytorycznej dyskusji. Przede wszystkim trzeba rozróżniać niskoenergetyczne, nagrzewające **promieniowanie radiowe** od rzeczywiście groźnej **radioaktywności**, z którą 5G nie ma nic wspólnego. 5G to mikrofała, a nie promieniowanie rentgenowskie ani promieniowanie gamma. Wprawdzie analiza wszystkich materiałów ze strony <https://pem.il-pib.pl> wymaga sporo czasu. Na pewno jednak warto przeczytać krótki artykuł ze strony: <https://bit.ly/3bap8wL> na temat „szkodliwości” Wi-Fi.

Można też zapoznać się z interesującym opracowaniem Pole elektromagnetyczne a człowiek (<https://bit.ly/35CpCdA>) oraz analizą raportów o ryzyku raka: <https://bit.ly/2W8p1x7>

Dzień dobry, (...) Niestety czym więcej czytam, tym bardziej się dowiaduję, jak wiele jeszcze nie wiem. Tym razem chciałbym prosić o pomoc w wyjaśnieniu, jak działa zasilanie przez PoE w standardzie 802.3at. W internecie jest mnóstwo informacji o sposobie negocjacji zasilania, opis tych standardów itp., lecz nie mogę nigdzie znaleźć informacji, w jaki sposób zasilanie DC jest puszczane razem z danymi tymi samymi przewodami i nie wprowadza zakłóceń (wszędzie są tylko informacje, że tak po prostu jest to robione, jednak właśnie, jak to jest robione, najbardziej mnie interesuje :) Jak by to wyglądało na oscyloskopie? W jaki sposób są odseparowywane dane od zasilania? Bardzo proszę o pomoc.

Pozdrawiam
Dominik

Wielu elektroników zastanawia się, dlaczego standard PoE jest tak skomplikowany. Pytanie zostaje skierowane do Skrzynki porad i odpowiedź ukaże się w jednym z numerów, prawdopodobnie już po wakacjach.

Dzień dobry. Siedząc w domu z powodu zagrożenia koronawirusem, by nie marnować czasu, sięgnąłem po archiwalne numery EdW i odkurzyłem z pieczołowitością montowane kiedyś kity stereofonicznego wzmacniacza audio z układami LM3886 (AVT2180) i stereofonicznego equalizera audio (AVT186). Oba moduły powstały na podstawie artykułów autorstwa Pana Piotra Góreckiego. Chciałbym połączyć te moduły, w związku z tym mam pytanie, proszę o przedstawienie sposobu realizacji układu zapobiegającego stukom w głośnikach przy przełączaniu sygnałów. W czasie normalnej pracy sygnał wejściowy ze źródła ma być podawany bezpośrednio na wejście wzmacniacza mocy, natomiast w razie konieczności sygnał wejściowy ze źródła byłby podawany najpierw na equalizer, następnie z equalizera do wzmacniacza mocy. W artykule opisującym układ jest informacja, że należałoby zastosować obwód RC i przełączać sygnały na poziomie masy (niestety nie mam na ten temat wiedzy). Stąd rodzi się też moje drugie pytanie. Czy rodzaj kondensatorów zastosowanych w tym



obwodzie RC będzie mieć jakiś wpływ na jakość sygnałów audio, np. na dynamikę sygnału? Jeżeli tak, to jakie zastosować kondensatory? Wzmacniacz mocy zasilać napięciem symetrycznym, equalizer zasilać napięciem symetrycznym.

Pozdrawiam
Marek

Prośba Czytelnika też zostaje skierowana do Skrzynki porad.

Dzień dobry, jakiś czas temu pisałem Państwu o naszym robocie, który walczy z pandemią. Nasz system bardzo mocno ewoluował, dodaliśmy do niego kamery do termowizyjnego pomiaru temperatury. Zachęcam do zapoznania się z notką: bit.ly/notka-temperatura

Podaję też link do filmu pokazującego go w akcji: <https://youtu.be/CHFd8VCnbuo> (...)

Pozdrawiam
Michał Listwoń

Witam! Zakupiłem w AVT kit Volumetr Elektroniczny potencjometr audio (kit AVT-5185), niestety nigdzie nie mogę do niego kupić potencjometru cyfrowego DS1881 w obudowie (SO-16). Może już go nie produkują? Być może jest już na rynku jego lepszy zamiennik? Zwracam się z prośbą o pomoc. Czy jest jakiś zamiennik tego potencjometru, całkowicie kompatybilny, tj. żeby można go było po prostu włutować, nie zagłębiając się w inne szczegóły. Oczywiście dobrze, by potencjometr miał nie gorsze parametry niż poprzednik. Jakies cyfrowe potencjometry są w sklepie TME (...) Byłbym wdzięczny, gdybym otrzymał pełne oznaczenie potencjometru zamiennika na skrzynkę mailową. Wszystko mam polutowane, brakuje mi tylko potencjometru.

W tej kwestii redakcja EdW raczej nie może pomóc. Wygląda na to, że nie ma dokładnego zamiennika tego starego podwójnego potencjometru. Może warto zapytać Autora tego projektu, publikowanego 11 lat temu w EP? Albo szukać ofert handlowych tej starej kostki, np. są na stronach: <https://pl.farnell.com> i <https://www.digikey.com>.

Witam Szanowną Redakcję oraz Czytelników. Od około pół roku zmagam się z problemem rozpoznania typu złącza i znalezienia sprzedawcy takich złączy – dołączam fotografię. Złącza tego typu były stosowane w lepszej klasie sprzętu audio polskiej produkcji z lat 80.–90. a także w sprzęcie spawalniczym firmy OZAS Opole, również z tamtych czasów. Skrupulatnie przejrzałem oferty wszystkich znanych mi hurtowni elektronicznych i nie znalazłem takiego złącza. Problemem w szukaniu jest to, że nie znam typu/nazwy takiego złącza, jedyne co znam, to raster (2,54mm) oraz liczba pinów. Mam kilka sprzętów z tamtych czasów do naprawy, a złącza ze względu na wiek uległy zniszczeniu (połamaniu). Proszę o pomoc w ustaleniu nazwy/typu, a najlepiej w podaniu miejsca, gdzie można je zakupić.

Sebastian

Ktoś pomoże? (edw@elportal.pl)

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.



Prośba o wyjaśnienie prawidłowego zasilania serwera – POMOCY! (...) Zwracam się do Państwa z prośbą o pomoc. Pracuję jako administrator sieci IT i przy wymianie UPS-ów natknąłem się na pewien problem z prawidłowym ich podłączeniem do serwera (...) Czy jeśli serwer ma 2 zasilacze – to czy można bezpiecznie każdy z nich podłączyć do różnych faz? (Nie udało mi się otrzymać informacji ani z (...) ani z firmy (...). Mówią, że niby tak, ale bezpieczniej jest z jednej fazy). Oraz jak się zachowa cały układ, gdy zabraknie zasilania z zewnątrz i oba UPS-y zaczną generować napięcie? Czy może się zdarzyć sytuacja, że wystąpi napięcie międzyfazowe i uszkodzi serwer? Zdaję sobie sprawę, że dostajecie Państwo tysiąc dziwnych pytań, lecz gdybyście znaleźli dla mnie chwilę i wyjaśnili mi, jak to wszystko działa, to byłbym bardzo wdzięczny. Pozdrawiam i czekam z niecierpliwością (...)

Na podstawie podanych informacji **nie można udzielić rozstrzygającej odpowiedzi na zadane pytania**. W grę wchodzi bowiem szereg aspektów, a szczegóły nie są znane. Nie możemy więc udzielić jednoznacznej odpowiedzi, możemy jedynie nakreślić zarys wchodzących tu w grę zagadnień, co będzie przydatne także dla ogółu Czytelników EdW. A główny problem w tym, że dylematy Czytelnika dotyczą kwestii związanych nie z elektroniką, tylko z energetyką. Rozstrzygnięcie zależy od szeregu czynników. I tak na przykład inna sytuacja, a ściślej inne oczekiwania i wymagania są w przypadku sieci IT jakiejś małej firmy, inne w urządzie jakiejś małej gminy, a inne w przypadku korporacji przetwarzającej bardzo cenne i wrażliwe dane. W grę tylko po części wchodzi dobór, jakość i niezawodność sprzętu, a główne kwestie dotyczą energetycznych obwodów zasilających. Autor listu pyta, czy można dwa zasilacze jednego serwera podłączyć do różnych faz. Co to jednak naprawdę znaczy: *do różnych faz?*

Otóż w skrajnym przypadku, bardzo mało prawdopodobnym, różne fazy mogą dotyczyć obwodów z różnych linii energetycznych i różnych transformatorów średniego napięcia. Takie sytuacje mogą występować w dużych zakładach przemysłowych, które dla zwiększenia niezawodności sieci są zasilane dwoma różnymi liniami energetycznymi. Zdecydowanie bardziej prawdopodobne jest, że Autor pytania ma do dyspozycji napięcie pochodzące w sumie z jednej linii energetycznej i jednego transformatora. Wtedy teoretycznie obwód przewodu neutralnego jest wspólny, a już na pewno wspólne powinny być obwody przewodu ochronnego PE. Jednak i tu mogą powstać problemy.

Przypomnienie dla mniej zorientowanych: Serwer to w tym przypadku komputer, zwykle specjalizowany, świadczący usługi innym komputerom. Serwer powinien mieć jak największą niezawodność, więc z zasady ma co najmniej dwa *redundantne* zasilacze typu *hot-plug*. Podczas normalnej pracy działają oba z powiedzmy połową mocy. *Redundancja*,

czyli nadmiarowość, polega na tym, że w przypadku uszkodzenia jednego z zasilaczy ten drugi dostarcza całą potrzebną moc (a obsługa otrzymuje sygnał, że jeden z zasilaczy się zepsuł). Określenie *hot-plug* (dosłownie *gorący wtyk*) znaczy, że zasilacz ma taką konstrukcję, że może być odłączany i dołączany podczas pracy, nie powodując zakłóceń w pracy systemu. Druga sprawa to zanik napięcia sieci energetycznej – aby zapewnić nieprzerwaną pracę, trzeba zastosować co najmniej jeden zasilacz bezprzewodowy (UPS) wyposażony w odpowiednie akumulatory.

A jeżeli chodzi o zasilacz serwerowy, jest to w sumie zasilacz komputerowy o dobrej jakości i dużej mocy co najmniej kilkuset watów, często wytwarzający tylko jedno napięcie 12V. Z uwagi na wymagania zawiera układ (przetwornicę wstępną) PFC oraz właściwą przetwornicę o dużej wydajności prądowej, wytwarzającą napięcie stałe 12V. Na pewno zawiera specyficzne rozwiązania oraz ma dodatkowe obwody, które zapewniają i monitorują prawidłową równoległą pracę takich zasilaczy i działanie typu *hot-plug*.

Obwody masy części niskonapięciowej tak współpracujących zasilaczy z zasady są galwanicznie połączone, ale z uwzględnieniem spadków napięć na ścieżkach i przewodach mas (gdzie płyną ogromne prądy rzędu 100A), co jest odrębnym, skądinąd bardzo interesującym zagadnieniem.

Na pewno w jakiś sposób połączone są obwody masy niskonapięciowej takich zasilaczy. A obwody zasilania sieciowego 230V? Zasilacz serwerowy z reguły ma typowe trzystykowe gniazdo zasilania sieciowego, gdzie dołączone są przewody sieciowe oznaczone L, N, PE.

Zasadniczo każdy zasilacz sieciowy musi mieć (musi zapewniać) izolację galwaniczną między obwodami sieci 230V a obwodami wyjściowymi niskiego napięcia wyjściowego. Dotyczy to galwanicznej izolacji przewodów zasilających oznaczonych L (faza) i N (neutralny). Ale nie dotyczy obwodu oznaczonego PE (ochronnego), który potocznie nazywany jest uziemieniem, a czasem niepoprawnie zerem lub zerowaniem. Przewód i zacisk PE jest dołączony do metalowej obudowy zasilacza, a także do wyjściowej masy niskonapięciowej (co jest pewnym kłopotem dla hobbystów, którzy wykorzystują potężne zasilacze serwerowe do innych interesujących celów).

W każdym razie zaciski zasilające N, L są galwanicznie izolowane i nie ma znaczenia zamiana końcówek N, L. Natomiast przewód i zacisk PE zawsze musi być dołączony do metalowej obudowy i masy wyjściowej. A to wskazuje, że *nie powinno mieć znaczenia, z jakiej fazy zasilane będą dwa współpracujące zasilacze serwera*.

W samym serwerze obwody L, N obu zasilaczy muszą być galwanicznie izolowane i zupełnie niezależne od siebie, co zresztą można sprawdzić, w najprostszym przypadku omomierzem. Na tym odcinku problemu nie ma, a przynajmniej nie powinno być. Ewentualne problemy,

ale niezwiązane z serwerem, mogą powstać tylko w obwodach przewodu neutralnego N i ochronnego PE. Żadnych problemów nie będzie, gdy instalacja energetyczna będzie dobrze przemyślana i sensownie zrealizowana. Ale mogą powstać, gdy błędnie zrealizowane zostaną właśnie obwody N i PE. Dodatkowo w grę wchodzi też obecność zasilaczy rezerwowych UPS.

Zasadniczo z układami zasilaczy rezerwowych UPS też nie powinno być problemu, bowiem ich obwody sieciowe L, N też powinny być galwanicznie izolowane od obwodu PE, od akumulatora i obwodów niskonapięciowych. Niedawno otrzymaliśmy jednak sygnał od Czytelnika, że w fabrycznym zasilaczu UPS na zaciskach akumulatora występuje napięcie sieci (co ten Czytelnik ma zbadać dokładniej i jeśli problem się potwierdzi, zapewne opiszemy to na łamach EdW).

Takie groźne niespodzianki prawdopodobnie są wynikiem jakiegoś dziwnego, ewidentnego, jednostkowego błędu. W systemie zasilania serwera ewentualnych kłopotów można raczej spodziewać się przy nieprzemyślanej konfiguracji obwodu linii neutralnej N albo przy jakichś ewidentnych błędach w obwodzie linii ochronnej PE. I to zapewne dlatego zapytani specjaliści odpowiedzieli, że *niby tak, ale bezpieczniej jest z jednej fazy*. Słusznie nie chcą wziąć na siebie odpowiedzialności za ewentualne błędy występujące w instalacji elektrycznej. Nie sposób przewidzieć i opisać wszystkich możliwych przypadków. Wspomnijmy tylko, że dawniej instalacje elektryczne były typu TN-C i nie było tam oddzielnych linii N i PE, tylko

wspólna linia PEN, a obwód ochronny PE (i metalowe obudowy urządzeń) były dołączone do przewodu PEN lokalnie w gniazdku. Z uwagi na spadki napięć na przewodach PEN między obudowami urządzeń dołączonych do różnych gniazdek występowało znaczne napięcie, nawet kilku i kilkunastu woltów i mogły między nimi popłynąć zaskakująco duże prądy rzędu amperów. Jeśliby Autor pytania dołączał zasilacze i UPS-y do różnych faz (gniazdek) starej sieci TN-C, mógłby napotkać dziwne zjawiska. Takie instalacje TN-C nadal istnieją w wielu starych domach, ale mało prawdopodobne jest, że serwer będzie zasilany z takiej archaicznej sieci. Pozostaje pytanie, czy ma być zasilany z sieci TNC-S z lokalnym uziemieniem przewodu PE, czy z sieci TN-S? Generalnie w takich nowszych sieciach z oddzielnym przewodem PE sytuacja jest lepsza, ale za to w grę wchodzi wyłączniki różnicowoprądowe RCD, które w przypadku zadziałania przerywają i obwód fazy L, i obwód neutralny N. Przerwanie obwodu neutralnego też zasadniczo nie jest problemem, ale teoretycznie może spowodować podanie na odbiorniki napięcia międzyfazowego. W przypadku zasilania serwera z różnych faz trzeba starannie przeanalizować właśnie obwód przewodu neutralnego N i ochronnego PE, czy przypadkiem skutek jakiegoś błędnego połączenia nie będzie problemem z wyłącznikami RCD.

Na życzenie Czytelników (edw@elportal.pl), obszerna i wcale niełatwa tematyka sieci energetycznych może zostać szerzej omówiona w EdW w ramach oddzielnego cyklu.

100% elektroniki

Prenumerujesz
Elektronikę Praktyczną +
Elektronikę dla Wszystkich?

Skorzystaj z promocji

1+1=3

i zamów bezpłatną
prenumeratę Elektronika

na www.avt.pl/prenumerata



(Nie?)planowana nieprzydatność

Tytuł tego felietonu odnosi się pośrednio do treści filmu dokumentalnego zatytułowanego „Spisek żarówkowy” (youtu.be/3-qRhHCi710). Postawiono tam dyskusyjną tezę, iż współcześnie produkowane urządzenia są celowo konstruowane tak, aby ulegały uszkodzeniu już po kilku latach eksploatacji. Dzięki temu producenci mogą więcej sprzedawać, a klient może sobie bez wyrzutów sumienia kupić nowszy sprzęt. To zjawisko określono mianem „planowanej nieprzydatności”.

Istnieje wiele przyczyn niskiej żywotności współczesnych urządzeń elektronicznych – również obiektywnych np. wysychające kondensatory, niekorzystne właściwości cyny bezołowiowej czy kiepskiej jakości elementy mechaniczne. Telefony komórkowe czy laptopy są zwykle intensywnie eksploatowane i szybko pojawiają się na nich ślady fizycznego zużycia. Na ogół zdążają one „zamortyzować” i ich użytkownicy chętnie wymieniają je na nowsze modele. Istnieje też spora grupa urządzeń używanych rzadziej – które niestety również ulegają przedwczesnym awariom (chociaż przeważnie już po skończonym okresie gwarancji).

Jednak ja chcę poruszyć inny problem, związany z niemożnością skorzystania z całkowicie sprawnego urządzenia w sytuacji, gdy usługa związana z jego działaniem przestała być dostępna. W naturalny sposób dotyczy to pewnych sprzętów, które się technicznie zdevaluowały (np. pagery). Niestety coraz częściej się zdarza, że urządzenie jest w pełni sprawne, także usługa, z której ono korzystało, nadal działa i cieszy się popularnością, ale z jakichś technicznych lub biznesowych powodów postanowiono ją ograniczyć. Innym problemem są aktualizacje oprogramowania, których brak lub nie dostosowanie ich do wydajności starszych generacji. To również może sprawić kłopot. Podam przykłady kilku takich urządzeń, z którymi zetknąłem się osobiście.

1. Telewizor Samsung serii LE32B650 z 2009 roku. Telewizor ten był prekursorem „smart TV”. Potrafił łączyć się z sie-

cią Internet i udostępniać pewne informacje np. prognozę pogody, kursy walut czy newsy. Niestety treści te z czasem przestały być dostępne. Jednak najbardziej dotkliwie było wyłączenie w 2015 roku dostępu do serwisu YouTube, pomimo że usługa ta przecież funkcjonuje i cieszy się ogromną popularnością. Na szczęście sam telewizor jeszcze działa...

2. Kamera Logitech TV Cam HD z wbudowanym klientem Skype z 2012 roku. To stylowe urządzenie mocowane do odbornika TV tworzyło razem z nim zestaw do wideopółłączeń w systemie Skype. W 2016 roku zmieniła się polityka tej platformy, a wraz z tym dostępność usługi. Producent nie zapewnił przy tym żadnego wsparcia czy aktualizacji, zatem dość drogie urządzenie stało się całkowicie nieprzydatne – skończyło jako elektroniczny złom.

3. Radiodiodniak samochodowy Opel CD 70 NAVI wbudowany w auto z 2008 roku. Ma on kolorowy wyświetlacz LCD oraz funkcję nawigacji. Niestety ostatnia aktualizacja map (odpłatna!) jest z roku... 2015. Poza problematycznym korzystaniem z nieaktualnej nawigacji, w radiu przestał też działać zestaw głośnomówiący Bluetooth – jest niekompatybilny z nowszymi smartfonami. Radiodiodniak ten wbudowany jest w pulpit pojazdu i stanowi integralną część komputera pokładowego. Nie można go zatem wymienić na inny, nowocześniejszy...

4. Domowy serwer NAS Synology DS112j z 2012 roku. Znakomite (wydawałoby się) rozwiązanie na przechowywanie dokumentów, fotografii czy filmów oraz muzyki. Właśnie słuchanie muzyki (ze skopiowanych na dysk serwera płyt) było szalenie wygodnym rozwiązaniem. Urządzenie poprzez kartę muzyczną USB połączone było z domowym systemem hi-fi, a do sterowania można było używać leciwego, ale nadal sprawnego tabletu z firmową aplikacją. Niestety, po kolejnej aktualizacji oprogramowania w serwerze (po której spadła też jego wydajność) program pilota na tablecie okazał się niekompatybilny. Jednak nie można było zaktualizować aplikacji ste-

rownika z uwagi na zbyt starą wersję Androida na tablecie...

5. Chromecast II z 2017 roku. Urządzenie to zostało zakupione, aby zastąpić brak YouTube’a w telewizorze. Pomiędzy już fakt, że nie dołączono polskiej instrukcji, a proces instalacji też do najprostszych nie należał. Najgorsze było to, iż nikt nie uprzedził, że do jego działania potrzeba nowych urządzeń sterujących. Nie nadają się do tego te starsze, jak tablet z Androidem 4 ani laptop z 32-bitowym systemem operacyjnym. Zatem pozornie tanie i wygodne sprzętowe rozwiązanie wymusza wymianę na nowsze również innego wyposażenia.

Takie przykłady można mnożyć. Wychowałem się w czasach, gdy wszelkie urządzenia były długowieczne. Jeśli się zepsuły, to można je było naprawić albo zmodernizować, aby służyły nadal. Obecnie ceny zakupu są znacznie niższe niż kiedyś, ale czy to usprawiedliwia tak krótką ich żywotność? O ile rozumiałe jest, że naprawy są problematyczne i w razie awarii wymienia się sprzęt na nowy, to nie mogą zaakceptować faktu, iż sprawne technicznie urządzenie nie nadaje się do użytku. I to tylko dlatego że zmienił się model biznesowy usługodawcy.

Paradoksalnie cały czas można jeszcze używać przedwojennych odbiorników radiowych, aparatów telefonicznych z tarcią do wybierania numeru czy telefonów komórkowych sprzed 20 lat. Natomiast znacznie nowsze urządzenia niedomagają lub wcale nie działają, pomimo swojego technicznego zaawansowania i niemałych kosztów zakupu. Naprawdę frustrujące jest, gdy nagle przestaje działać istotna część funkcjonalności telewizora czy samochodu. Oczywiście praktyki te są zawsze objęte odpowiednią prawną klauzulą, aby nie było podstaw do ewentualnych roszczeń. Trudno jednak nie odnieść przy tym wrażenia, że producenci traktują klientów jako testerów, którzy na dodatek za „zaszczyt” testowania płacą z własnej kieszeni...

Ślawomir Węgrzyn
bsw@poczta.onet.pl
e-bsw.blogspot.com

Prenumerujesz Elektronikę dla Wszystkich?

Zaloguj się na swoje konto Prenumeratora (www.avt.pl/uzytkownik) i pobierz ZA DARMO e-wydania kilkudziesięciu czasopism z serii **#CzasNaCzytanie**
Prenumeratę zamówisz na www.avt.pl/prenumerata



VoltReader-400

Mówiący woltomierz

Przedstawione urządzenie pozwala na prowadzenie pomiarów napięcia bez konieczności spoglądania na wyświetlacz (choć oczywiście takowy również ma) – zamiast tego zmierzone wartości są odczytywane na głos. Może być przydatne dla osób niewidomych, niedowidzących i dalekowidzów do sprawdzania naładowania baterii czy sprawności zasilacza. Okazuje się jednak pożyteczne również dla wszystkich innych elektroników, daje bowiem możliwość badania układów bez konieczności odrywania wzroku od sond pomiarowych.

VoltReader-400 podaje 2 i 3/4 cyfry znaczącej napięcia, teoretycznie nie jest więc bardzo precyzyjny, ale w zdecydowanej większości przypadków zupełnie adekwatny. Mierzy napięcie stałe, jest w stanie również podać wartość skuteczną przebiegów zmiennych o częstotliwościach do 1kHz. Dostępne są zakresy 400mV, 4V, 40V oraz 400V, przełączane automatycznie lub ręcznie.

podaniem go na wejście przetwornika analogowo-cyfrowego, blok zasilania, wyświetlacz, karta SD, z której odtwarzane są pliki dźwiękowe, i wreszcie wzmacniacz. Omówmy je po kolei.

Frontend (**rysunek 2**) to część układu, do której są podłączone sondy pomiarowe: jedna z nich do masy (oznaczona jako „LO”), natomiast druga („HI”) do wejścia nieodwracającego wzmacniacza operacyjnego U3 poprzez układ zabezpieczający oraz dzielnik napięcia.

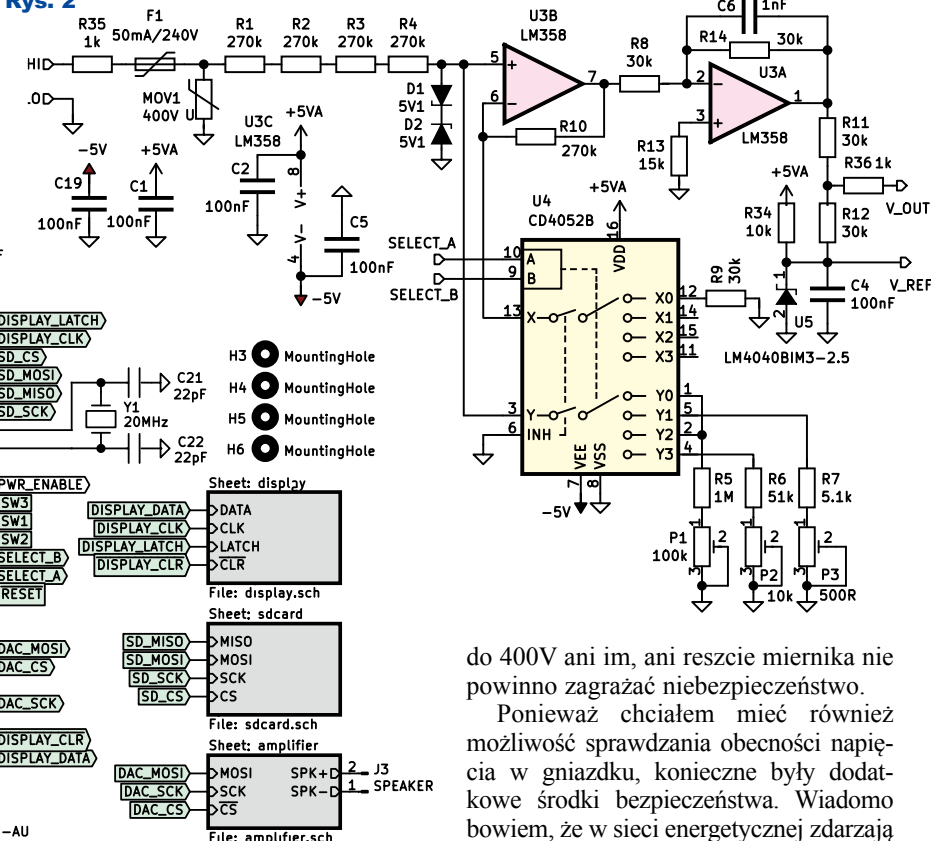
Zabezpieczenie wejścia jest dwupoziomowe. Po pierwsze występują tutaj diody Zenera D1 i D2, które ograniczają napięcie wejściowe wzmacniacza do bezpiecznych dla niego wartości. Prąd płynący przed diody jest ograniczony

przez połączone szeregowo rezystory R1, R2, R3 oraz R4 o sumarycznej wartości około 1MΩ. Rezystancja ta stanowi również górną połowę dzielnika i w zależności od wybranego zakresu może się na niej odłożyć prawie całe mierzone napięcie, czyli nawet 400V. Napięcie znamionowe zastosowanych rezystorów SMD w rozmiarze 1206 typowo wynosi ponad 100V (w tych zastosowanych przeze mnie 150V), dlatego dla napięć

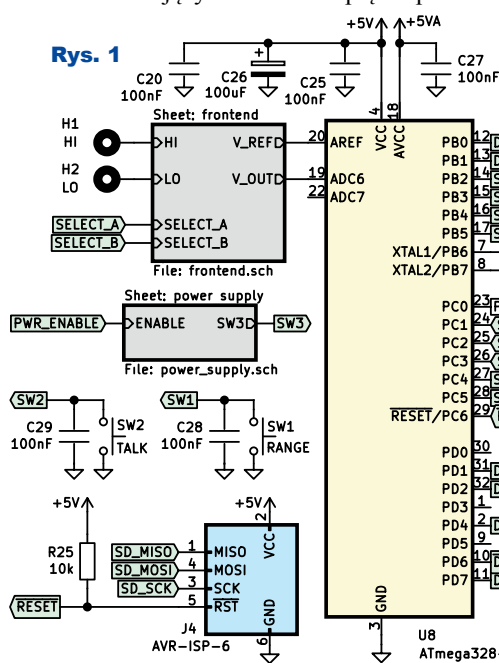
Opis układu

Schemat układu przedstawia **rysunek 1**. Jest na nim widoczny mikrokontroler (ATmega328P) oraz kilka bloków funkcyjnych: frontend, czyli układ wstępnie obrabiający mierzone napięcie przed

Rys. 2



Rys. 1



do 400V ani im, ani reszcie miernika nie powinno zagrażać niebezpieczeństwo.

Ponieważ chciałem mieć również możliwość sprawdzania obecności napięcia w gniazdku, konieczne były dodatkowe środki bezpieczeństwa. Wiadomo bowiem, że w sieci energetycznej zdarzają

się z różnych powodów przepięcia. W takich warunkach powinien zadziałać układ składający się z rezystora R35, bezpiecznika PTC F1 oraz warystora MOV1. Warystor dla napięć ponad 430V stanowi zwarcie, co spowoduje przepływ prądu ograniczonego głównie przez wartość R35 (1kΩ), a w konsekwencji zadziałanie bezpiecznika.

Wracając do wspomnianego już dzielnika napięcia, jego dolna rezystancja jest przełączana przez multiplexer analogowy U4 (CD4052). Ponieważ na wejściu mogą występować zarówno napięcia dodatnie, jak i ujemne, pin 7 układu (V_{EE}) został podłączony do napięcia -5V. Przełączana rezystancja dla zakresu 400V wynosi ok. 5,4kΩ (1:200), dla 40V jest to 57kΩ (1:20), a dla 4V i 400mV – 1MΩ (1:2). Każda z rezystancji składa się z szeregowo połączonych rezystora i trymera do regulacji. Rezystory R1–R7 powinny cechować się tolerancją 1%, inaczej bowiem w skrajnych przypadkach może nie być możliwe poprawne skalibrowanie miernika.

Wzmacniacz U3B ma wzmocnienie albo 1 (zakresy 400V, 40V i 4V) albo 10 (zakres 400mV). Jest on modyfikowane przez podłączenie lub odłączenie rezystora R9 tym samym multiplexserem U4. Jak widać, zakresy 4V i 400mV nie mogą być kalibrowane niezależnie. Dlatego dobrze jest użyć rezystorów R9 i R10 o możliwie dobrej tolerancji lub dobrać je ręcznie. Ja zastosowałem tutaj oporniki 0,1%.

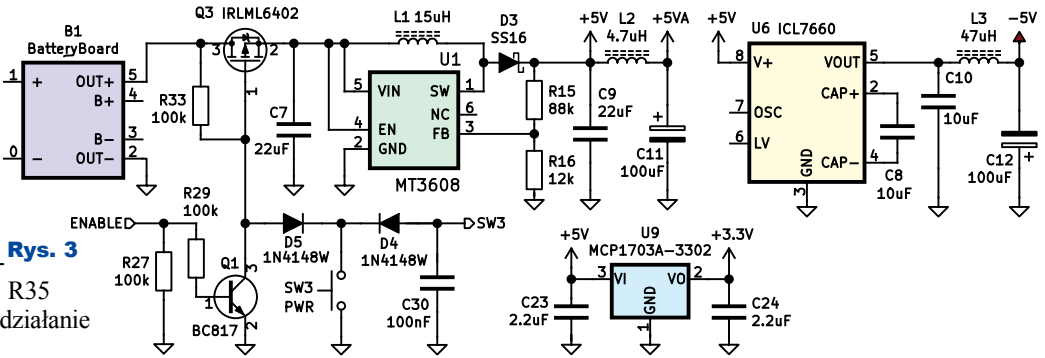
Wzmacniacz U3A funkcjonuje jako filtr dolnoprzepustowy ograniczający składowe zmienne, z którymi przetwornik A/C i tak by sobie nie poradził. Jego wyjście jest podłączone do dzielnika R11/R12, którego zadaniem jest dostosowa-

nie poziomu napięcia ze wzmacniacza zasilanego symetrycznie do mikrokontrolera zasilanego napięciem pojedynczym. Drugi „koniec” dzielnika jest podłączony do napięcia odniesienia 2,5V, którego funkcję pełni układ U5 (LM4040B) o tolerancji 0,2%. Na wyjściu napięcie będzie podzielone przez 2 oraz przesunięte o 1,25V. Dla pełnego zakresu napięć wejściowych da to ostatecznie między 0,25V a 2,25V na wejściu przetwornika.

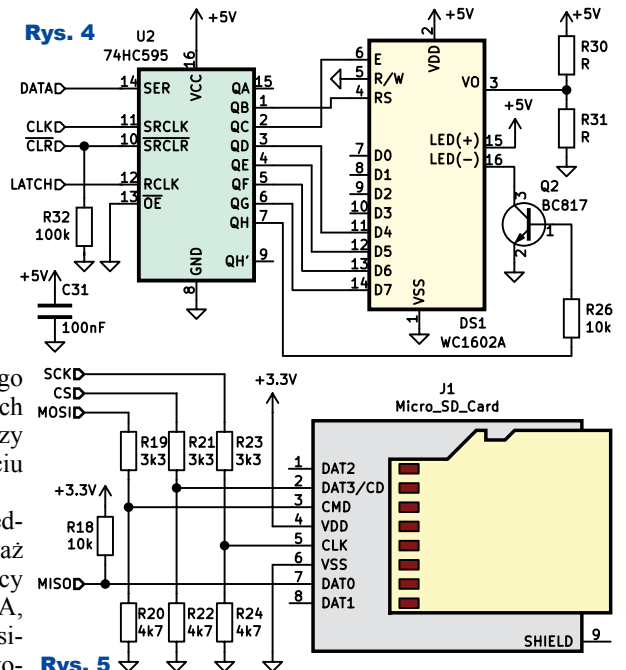
Obwody zasilania przedstawia rysunek 3. Ponieważ cały układ podczas pracy pobiera prąd ok. 50–60mA, zdecydowałem się na zasilanie z akumulatora litowo-jonowego. Jest on podłączony do głównej płytki PCB za pośrednictwem gotowego modułu B1, który zawiera wszystkie właściwe zabezpieczenia oraz pozwala na ładowanie przy użyciu ładowarki ze złączem microUSB. Napięcie akumulatora jest podwyższane do 5V przez przetwornicę opartą na układzie U1 (MT3608), natomiast napięcie ujemne -5V jest wytwarzane przez przetwornicę U6 (ICL7660). Oba obwody odzwierciedlają noty aplikacyjne kostek. Od siebie dodałem tylko dodatkowe filtry L2/C11 oraz L3/C12, poprzez które podłączone jest zasilanie frontendu. Do zasilania karty SD został wykorzystany stabilizator LDO MCP1703-3302 o napięciu wyjściowym 3.3V.

Włączanie i wyłączanie zasilania odbywa się przez wcisnięcie przycisku chwilowego SW3. Pomiędzy płytką B1

Rys. 3



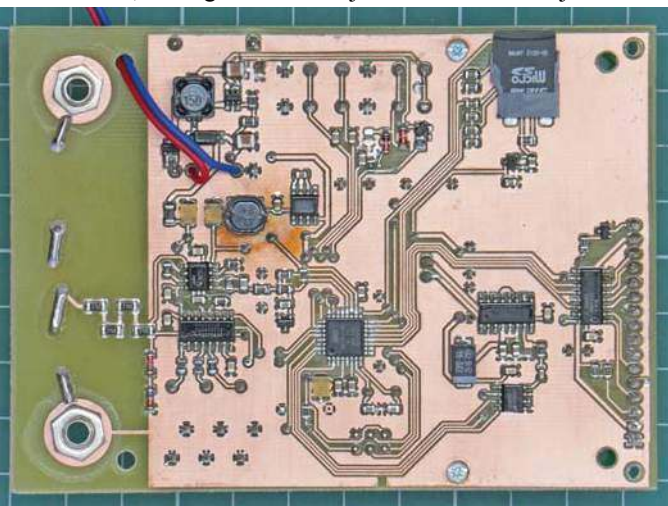
Rys. 4

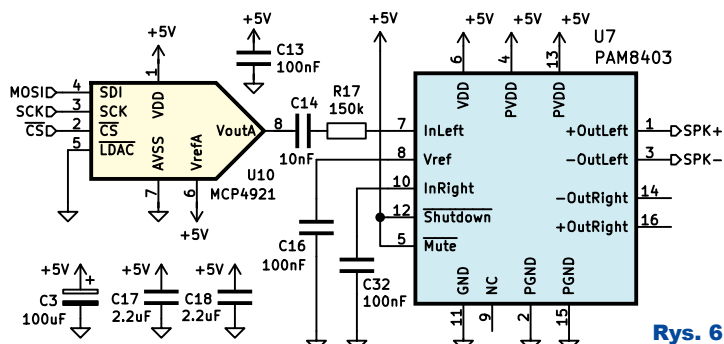


Rys. 5

a wejściem przetwornicy znajduje się tranzystor Q3 (IRLML6402, MOSFET z kanałem typu P o małej rezystancji $R_{DS(on)}$). Jego bramka jest normalnie podciągnięta do drenu, co powoduje, że całe urządzenie nie jest zasilane. Naciśnięcie przycisku SW3 powoduje ściągnięcie bramki do masy, otwarcie tranzystora i uruchomienie układu. Chwilę później mikrokontroler podaje napięcie wysokie na bazę tranzystora Q1 (BC817), przez co zasilanie zostaje zachowane po puszczeniu przycisku. Wyłączenie układu następuje przez podanie stanu niskiego na bazę Q1.

W trakcie działania miernika przycisk SW3 jest wykorzystywany również do innych celów, dlatego jest on podłączony do wejścia mikrokontrolera za pośrednictwem diody D4. Diody D4 i D5 są konieczne, aby opisane wejście i wyjście nie wpływały na siebie wzajemnie. Kondensator C30 wraz z rezystorem podciągającym wewnątrz ATmegi służy do debouncingu – odkłócania (mają go również pozostałe przyciski).





Rys. 6

Na **rysunku 4** widzimy typowy wyświetlacz alfanumeryczny ze sterownikiem HD44780 podłączony do mikrokontrolera za pośrednictwem rejestru U2 (74HC595). Poza 6 liniami sterującymi rejestr obsługuje również podświetlenie poprzez tranzystor Q2 (BC817).

Karta microSD jest na stałe umieszczona w gnieździe i podłączona za pośrednictwem prostego translatora poziomów logicznych, złożonego z trzech dzielników napięcia, co pokazuje **rysunek 5**. Od strony mikrokontrolera jest obsługiwana przez sprzętowy interfejs SPI.

Ostatecznie wzmacniacz audio (**rysunek 6**) składa się z 12-bitowego przetwornika cyfrowo-analogowego z interfejsem SPI U10 (MCP4921) oraz wzmacniacza klasy D U7 (PAM8403). Ponieważ miernik jest monofoniczny, wykorzystano tylko połowę układu U7. Przetwornik CA jest podłączony do sprzętowego interfejsu USART ATmega, działającego w trybie SPI. Jest to nieprzypadkowe, pozwala bowiem na pewną optymalizację programu. Pojedynczy rozkaz przetwornika składa się z 2 bajtów, a szczęśliwie wspomniany interfejs USART jest podwójnie buforowany. Oznacza to, że po wpisaniu pierwszego bajtu do rejestru UDR zostaje on natychmiastowo przepisany do bufora nadawczego i możliwy jest natychmiastowy ponowny zapis do UDR. Oznacza to redukcję przerw generowanych na potrzeby odtwarzania dźwięku o połowę, co stanowi duży zysk i poważnie wpływa na rodzaj plików dźwiękowych, jakie miernik może odtwarzać.

Skoro już mowa o programie, to został on napisany w języku C++ z wykorzystaniem kompilatora avr-gcc i systemu budowania CMake. Za odczyt plików z karty SD odpowiada otwartoźródłowa biblioteka FatFs. Aby pomieścić się w 2Kb pamięci, konieczne było użycie opcji FF_FS_TINY, która redukuje użycie RAMu kosztem gorszej wydajności przy korzystaniu z wielu plików (lub partycji) jednocześnie. Miernik zawsze otwiera tylko jeden plik (aktualnie

odtwarzany), nie ma to więc większego znaczenia. Wyłączono również możliwość zapisu na kartę, obsługę systemów plików innych niż FAT16, a także długich nazw plików – opcje te nie są do niczego wykorzystywane.

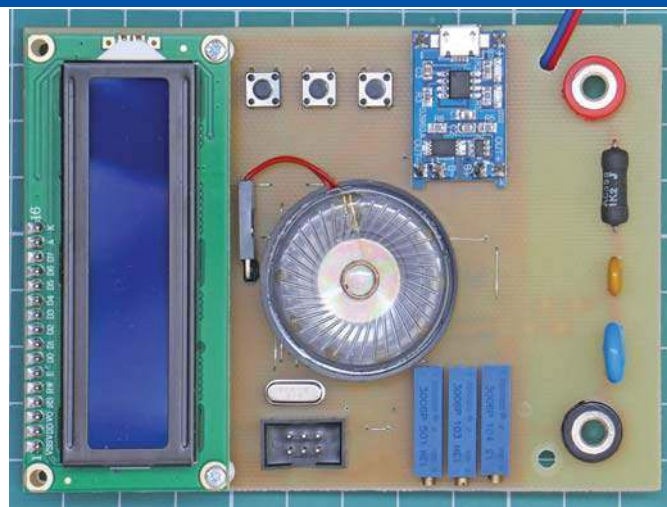
Miernik odtwarza wyłącznie monofoniczne 16-bitowe pliki WAV. Układ testowałem z plikami o częstotliwości próbkowania 22050Hz (choć prawdopodobnie może być ona wyższa) – zastosowany mały głośnik i tak nie pozwala usłyszeć różnicy. Na karcie SD znajdują się one w katalogu *sounds* i mają nazwy będące liczbami z zakresu 0–255, odpowiadające wartościom typu *Voltmeter::Reader::File*. Są to krótkie klipy zawierające pojedyncze słowa lub krótkie wyrażenia, głównie liczby. Po pełną listę odsyłam do kodu źródłowego (plik *reader.hpp*). Dźwięki nagrałem, korzystając z syntezy mowy online, a ponieważ jego ton skojarzył mi się z komputerem ze *Star Trek*a, dodałem trochę efektów dźwiękowych z tego serialu.

Pomiar napięcia odbywa się bezustannie z częstotliwością 10kHz. Odczyt jest wyliczany co 3600 próbek, a zatem prawie 3 razy na sekundę. Jest to również wielokrotność okresu przebiegu sieciowego 50Hz, co pomaga przy pomiarze napięcia w gniazdku. Za każdym razem wyliczana jest zarówno składowa stała, jak i zmienna napięcia. Składowa stała to po prostu średnia wszystkich próbek. Jeśli chodzi o składową zmienną, to wyliczana jest wartość skuteczna ze wzoru:

$$RMS_{AC} = \sqrt{RMS_{AC+DC}^2 - RMS_{DC}^2}$$

Wartość skuteczna składowej stałej to wspomniana już średnia, natomiast wartość skuteczna sumy składowych jest wyznaczana bezpośrednio z próbek. Ponieważ urządzenie *de facto* nie ma funkcji sprzężenia AC, obie składowe są prezentowane użytkownikowi jednocześnie, bez konieczności przełączania trybów.

Jeśli chodzi o dokładność uzyskiwanych pomiarów, to należy tutaj wspo-



mnąć o dwóch rodzajach błędów, które na tę dokładność będą wpływać: błąd względny, czyli zależący od mierzonej wartości, oraz błąd systematyczny. W tym przypadku błąd względny wynika z niewłaściwego tłumienia sygnału wejściowego oraz niedokładności napięcia odniesienia. Ten błąd podlega kalibracji za pomocą trymerów P1, P2 oraz P3. Ograniczeniem będzie tutaj głównie nieliniowość multiplexerów analogowych (ich rezystancja zmienia się w zależności od napięcia) oraz wpływ diod D1 i D2.

Błąd systematyczny, czyli stała różnica między wartością zmierzoną a rzeczywistą, pojawi się przede wszystkim w wyniku napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego U3. Dodatkowo prąd polaryzujący jego wejścia spowoduje powstanie napięcia na rezystancjach wejściowego dzielnika. Napięcie to będzie zależało od zakresu pomiarowego. Wreszcie różnica między wartościami oporników R11 i R12 również wprowadzi pewien stały błąd. Ten rodzaj błędu można ograniczyć poprzez odjęcie go od wartości zmierzonej. A zmierzyć go można, podając na wejście zerowe napięcie i sprawdzając otrzymany wynik dla każdego zakresu. Taki sposób kalibracji jest obsługiwany przez program miernika.

Ostatecznie pozostaje największe źródło błędów, na który niestety nie mamy większego wpływu, czyli przetwornik analogowo-cyfrowy. Ten w ATmedze jest 10-bitowy, czyli dzieli napięcie odniesienia na 1024 przedziały, ale w rzeczywistości wykorzystane jest 80% z tego zakresu, co daje ok. 819 przedziałów. Jeżeli mierzone napięcie wynosi od -4 do 4 voltów, daje to rozdzielczość ok. 10mV. Wydaje się więc, że jest to dokładnie tyle, ile potrzeba, aby wyświetlić 3 cyfry na ekranie, ale trzeba pamiętać, że sam przetwornik również nie jest idealny. Nota katalogowa podaje

sumaryczny błąd na poziomie 2 LSB, przy czym zawiera on zarówno składniki względne, jak i systematyczne. Podsumowując: cokolwiek byśmy robili, ostatniej cyfrze wyświetlanej na ekranie nie można w pełni ufać. W praktyce w moim prototypie objawia się to np. tym, że czasem gdy zamieni się miejscami sondy pomiarowe, otrzymany wynik różni się o 1–2 na ostatniej pozycji.

Montaż i uruchomienie

Projekt płytki drukowanej przedstawiono na **rysunkach 7** (góra) i **8** (dół), a wygląd mojego prototypu można zobaczyć na fotografiach zamieszczonych w artykule. Mozaikę ścieżek zaprojektowano tak, aby możliwe było wykonanie płytki z laminatu jednostronnego. Wytrawiona jest wtedy tylko warstwa górna, gdzie montowane są elementy SMD, natomiast połączenia w warstwie dolnej trzeba zrealizować, wykorzystując odcinki drutu. Wszystkie elementy przewlekane znajdują się po stronie przeciwnej do elementów SMD. Jeśli jest możliwość wykonania płytki dwustronnej, ma to zdecydowaną zaletę lepszego ekranowania części analogowej. W wykonanym przeze mnie egzemplarzu dodałem dodatkowy ekran między głośnikiem a właśnie częścią analogową.

Przy programowaniu układu należy zawsze zasiląć go z programatora. Jest to ważne, ponieważ mikrokontroler w stanie resetu (a zatem kiedy jest

programowany) odłącza zasilanie z akumulatora (patrz opisany wcześniej układ z tranzystorem Q3).

Po wgraniu programu oraz umieszczeniu karty SD w gnieździe można uruchomić miernik, wciskając przycisk SW3 na co najmniej sekundę. W pierwszej kolejności trzeba wykonać kalibrację zera. W tym celu łączymy wejścia miernika możliwie krótkim przewodem i wciskamy jednocześnie przyciski SW1 i SW2. Kalibracja trwa kilkanaście sekund. Następnie możemy przystąpić do kalibracji poszczególnych zakresów pomiarowych. Proponuję to zrobić, wykorzystując źródła napięcia stałego oraz dowolny inny woltomierz o większej dokładności (czyli praktycznie każdy). Zakresy 4V i 40V ustawiamy, dobierając źródła w okolicach ich górnej granicy i manipulując trymerami P1 i P2. Zakres 400mV jest kalibrowany wspólnie z 4V. Nieco kłopotliwe może być ustawienie zakresu 400V, ale jako że zwykle nie oczekujemy tam wielkiej dokładności, można i tutaj posłużyć się bezpiecznym napięciem ok. 40V.

W trakcie wykonywania tych czynności VoltReader powinien już do nas mówić. Jeśli tak jest, można zacząć go używać!

Oczywiście jeśli chcemy korzystać z niego do sprawdzania napięć niebez-

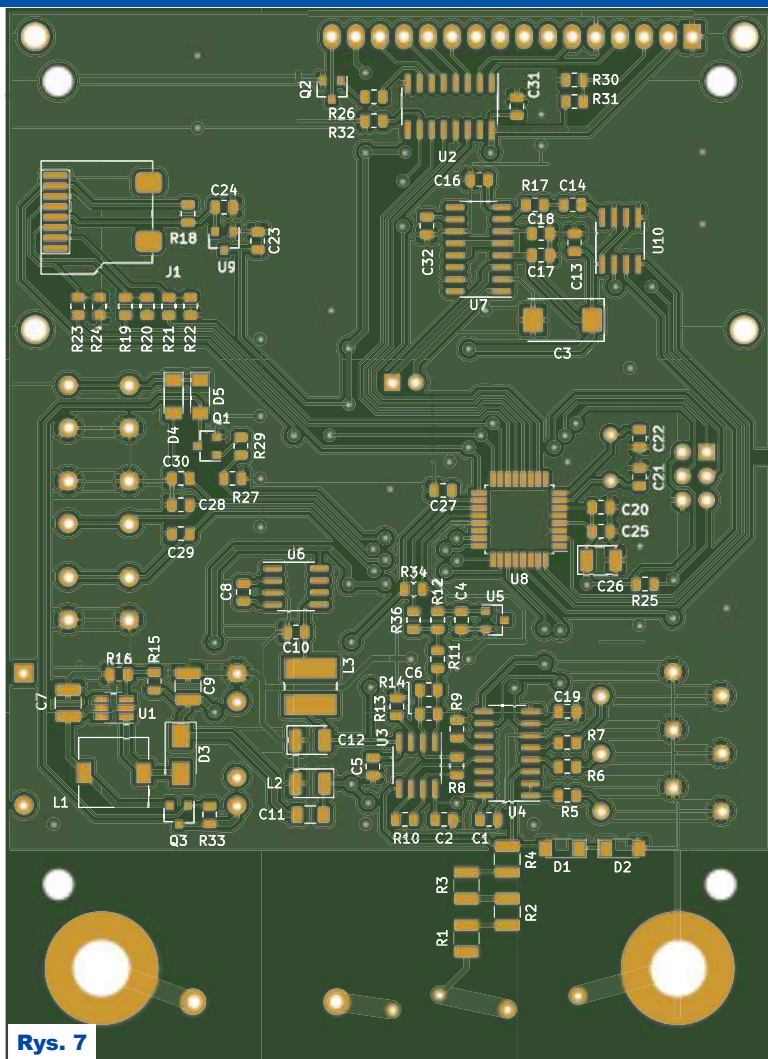
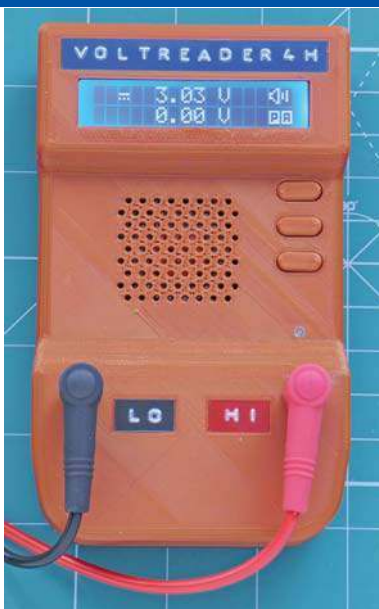
piecznych, należy jeszcze umieścić go w obudowie i zaopatrzyć się w odpowiednie sondy. Obudowa nie może eksponować żadnych metalowych elementów konstrukcji, ponieważ może na nich występować wysokie napięcie. Ponadto należy pamiętać, aby nigdy nie ładować urządzenia w trakcie wykonywania takich pomiarów.

Mój egzemplarz umieściłem w specjalnie zaprojektowanej (w programie FreeCAD) obudowie, wydrukowanej na drukarce 3D, którą można oglądać na fotografiach.

Obsługa

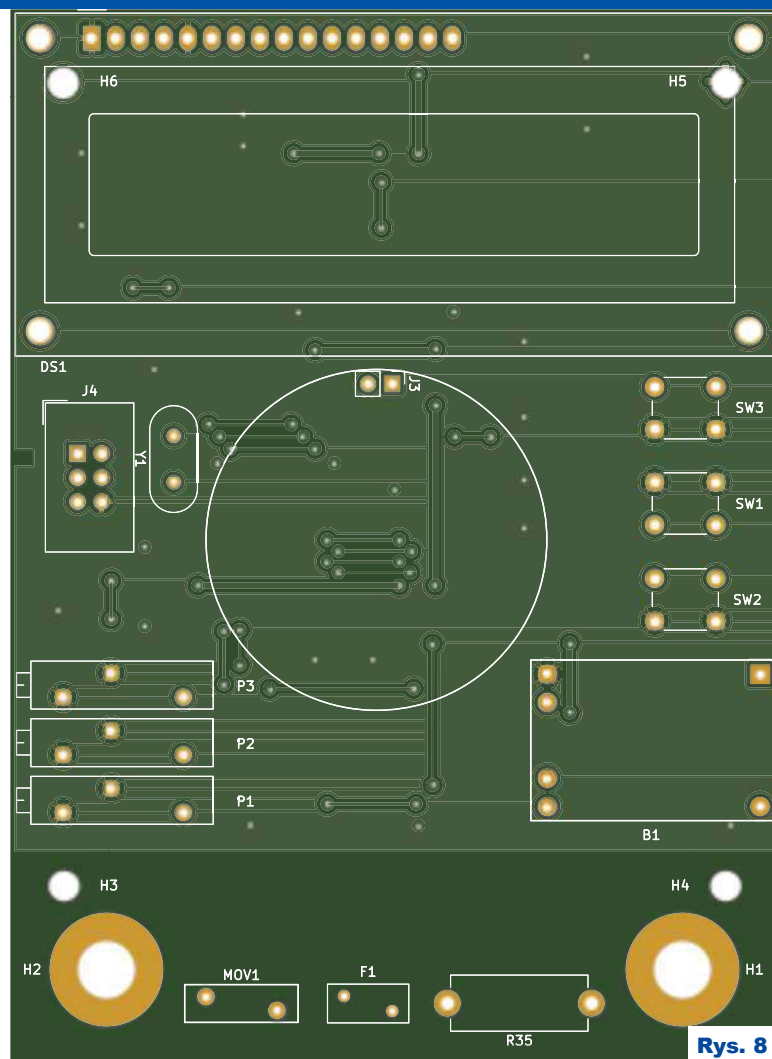
Wygląd gotowego urządzenia przedstawia **rysunek 9**.

Przycisk (8) służy do włączania/wyłączania urządzenia oraz podświetlenia wyświetlacza. Aby włączyć lub wyłączyć miernik, należy go przycisnąć na ok. 1s. Kiedy VoltReader jest włączony, krótkie wcisnięcie włącza podświetlenie na 3s. Jeśli podświetlenie jest włączone, ponowne kliknięcie powoduje włączenie go na stałe. Jest to sygnalizowane pojawieniem



Rys. 7



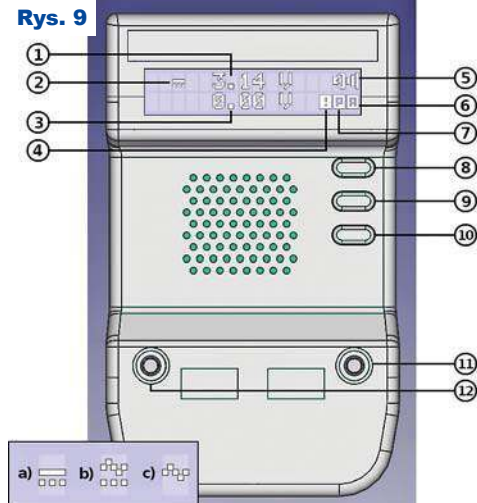


Rys. 8

się symbolu P (7) na ekranie. Kolejne kliknięcie wyłącza podświetlenie.

Przycisk (9) to przełącznik zakresów. Krótkie wciśnięcie zmienia zakresy w sekwencji 400mV → 4V → 40V → 400V. Wciśnięcie długie (1s) włącza tryb automatyczny, a na ekranie pojawia się wtedy symbol A (6). Ręczne przełączanie zakresów jest również oznajmiane na głos.

Rys. 9



Przycisk (10) pozwala wymusić odczytanie wyniku pomiaru w dowolnym momencie. Długie wciśnięcie zmienia poziom głośności w 4-stopniowej skali (jeśli liczyć również całkowite wyciszenie). Aktualnie ustawiona głośność jest reprezentowana na ekranie przez symbol głośnika (5).

W centralnej części u góry znajduje się odczyt składowej stałej (1), a bezpośrednio poniżej – wartości skutecznej składowej zmiennej (3). Po lewej widnieje zawsze jeszcze symbol (2), który zmienia się w zależności od wyniku pomiaru. Może to być znak: a) oznaczający napięcie stałe, b) oznaczający napięcie stałe ze składową zmienną (pulsujące) oraz c) czyli napięcie zmienne.

Pojawienie się symbolu wykrzyknika (4) oznacza brak opisaną wcześniej kalibracji zera. Na dole mamy jeszcze oczywiście gniazda sond pomiarowych, po prawej dodatniej (11), a po lewej ujemnej (12).

VoltReader odczytuje wynik pomiaru automatycznie, bez konieczności wci-

Wykaz elementów

R1-R4	270kΩ 1%	C21,C22	22pF
R5	1MΩ 1%	C23,C24	2.2uF
R6	51kΩ 1%	C25-C32	100nF
R7	5,1kΩ 1%	D1,D2	Dioda Zenera 5,1V
R9	30kΩ 0,1%	D3	SS16
R10	270kΩ 0,1%	D4,D5	1N4148
R8,R11,R12,R14	30kΩ	Q1,Q2	BC817
R13	15kΩ	Q3	IRLML6402
R15	88kΩ	U1	MT3608
R16	12kΩ	U2	74HC595
R17	150kΩ	U3	LM358
R18	10kΩ	U4	CD4052B
R19,R21,R23	3,3kΩ	U5	LM4040BIM3-2.5
R20, R22,R24	4,7kΩ	U6	ICL7660
R25,R26,R34	10kΩ	U7	PAM8403
R27,R29	100kΩ	U8	ATmega328P
R30	1,5kΩ	U9	MCP1703A-3302
R31	8,2kΩ	U10	MCP4921
R32,R33	100kΩ	L1	15uH
R35	1kΩ 5W	L2	4.7uH
R36	1kΩ	L3	47uH
P1	trymer 100kΩ	Y1	Rezonator kwarcowy 20MHz
P2	trymer 10kΩ	MOV1	Warystor 400V
P3	trymer 500Ω	F1	Bezpiecznik PTC 50mA/240V
C1-C5	100nF	SW1	Przełącznik chwilowy (tact switch)
C6	1nF	SW2	Przełącznik chwilowy (tact switch)
C7,C9	22uF	SW3	Przełącznik chwilowy (tact switch)
C8,C10	10uF	J1	Gniazdo karty microSD
C11,C12	100uF	J3	Głośnik 8Ω / 2W
C13	100nF	J4	Gniazdo IDC-6
C14	10nF	B1	Moduł ładowarki LI-ION z układem TP4056
C16	100nF	DS1	Wyświetlacz HD44780
C17,C18	2.2uF		16×2 znaki
C19,C20	100nF		

Komplet podzespołów z płytą jest dostępny w Sklepie AVT jako zestaw AVT3281

skania jakichkolwiek przycisków, jeśli utrzymuje się on na stałym poziomie przez ok. 1,5s (4 takie same odczyty, z dokładnością do +/-2 na ostatniej pozycji). Wartość napięcia stałego lub zmiennego może zostać pominięta, jeśli jest bliska zeru (znowu +/-2 na ostatniej pozycji). Aby skrócić czas czytania, przed napięciem stałym i zmiennym jest odtwarzany charakterystyczny dźwięk, który szybko powinien wpaść w ucho i pozwolić na rozróżnienie, o które napięcie chodzi.

Jeśli ktoś chciałby lepiej poznać sposób działania urządzenia, zapraszam jeszcze do obejrzenia krótkiego filmiku: <https://youtu.be/oBW7QMIZXVw>.



Adam Ples

ples.adam@gmail.com

Akcelerator LED WS2812

Diody WS2812 zdobyły niezwykłą popularność. Niestety sterowanie nimi nie jest łatwe. Często problemem jest fakt, że w czasie transmisji danych do diod zawieszane są przerwy, a nawet jeśli nie, to obciążenie CPU może okazać się zbyt duże. Nie bez znaczenia jest też potrzeba rezerwacji dużego obszaru RAM na bufor diod, co jest problemem w mikrokontrolerach z małą ilością RAM. Wszystkie te problemy rozwiązuje akcelerator opisany w artykule.

Opisywane urządzenie służy do sterowania diodami WS2812. Do komunikacji z akceleratorem wykorzystano interfejs I2C lub opcjonalnie SPI. Dzięki temu, w czasie transmisji danych, CPU może obsługiwać przerwy, a także możliwe jest, aby sama transmisja odbywała się w przerwaniach. Interfejs SPI umożliwia wysłanie danych szybciej, niż miałyby to miejsce w przypadku bezpośredniej transmisji do LED. Opcjonalne tryby koloru 8 i 16-bit pozwalają zmniejszyć zapotrzebowanie na bufor pamięci RAM do 33 lub 66% w stosunku do bezpośredniego sterowania diodami oraz zmniejszają czas wysyłania danych. Gotowe biblioteki dla Arduino umożliwiają łatwą obsługę akceleratora.

Opis układu

Schemat ideowy pokazany jest na **rysunku 1**. Układ może być zasilany napięciem z przedziału 5...12V doprowadzonym do złącza J3 lub 5V z portu USB (J4). Napięcie 3,3V wymagane przez mikrokontroler zapewnia stabilizator U1. Odbiorem i konwersją danych dla diod zajmuje się niedrogi mikrokontroler U2. W swej strukturze zawiera 16kB pamięci RAM, co pozwala zrealizować bufor danych dla diod, jak też bufory odbiorcze i nadawcze dla interfejsów SPI, I2C, UART, USB, służące do komunikacji z mikrokontrolerem. Zawarte w U2 układy DMA umożliwiają odciążenie CPU od zadań związanych z transmisją danych.

Zanim zostanie omówiona zasada działania akceleratora, należy przypomnieć, co sprawia kłopoty podczas sterowania diodami. Aby wyjaśnić problemy, trzeba zaznaczyć się z sposobem komunikacji z diodami. Każda dioda WS2812 zawiera trzy 8-bitowe generatory PWM, po jednym dla każdej składowej koloru.



Charakterystyka:

Maksymalna liczba diod: 640

Liczba akceleratorów 8 (na jednym fizycznym interfejsie)

Paleta barw:

24	R8G8B8 – 16 mln barw
16	R5G6B5 – 65536 barw
8-bit	R3G3B2 – 255 barw, każda w 63 odcieniach (16 065 barwy)
218 barw	218+16 barw, każda w 63 odcieniach (14 742 barwy) opcjonalne 256 barw definiowanych przez użytkownika w 63 odcieniach (16 128 barw)

Interfejs

komunikacyjny: I2C, SPI, USB, UART

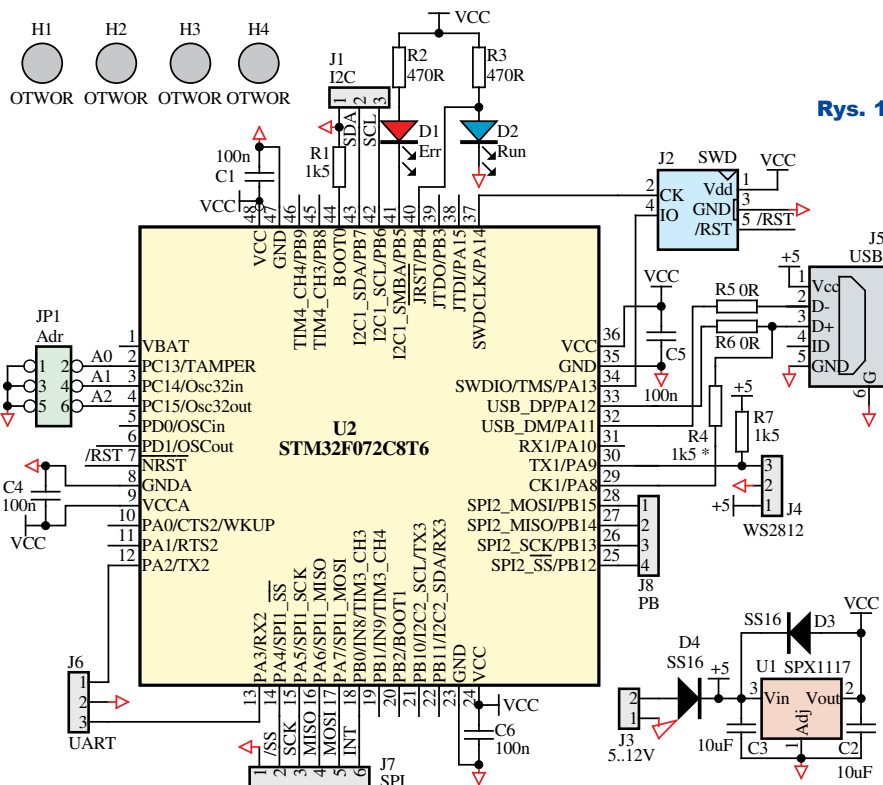
Prędkość transmisji:

SPI	6 (8) MHz
I2C	800kHz
UART	921,6kb/s
USB	12Mb/s

Akcelerator akceptuje napięcia do 5V na wejściach interfejsów komunikacyjnych!

Częstotliwość pracy PWM wynosi ok. 2kHz. Dane o kolorach przesyłane są szeregowo. 24 bity decydują o składowych RGB – **rysunek 2**. Dioda po odebraniu 24 bitów przesyła pozostałą informację na swoje wyjście Dout. Łącząc diody szeregowo (**rysunek 3**), możnaysterować ich niemal dowolną liczbę, a ograniczeniem jest wymagana częstotliwość odświeżania informacji. W czasie transmisji dane są przechowywane w rejestrze diody. Do PWM są przepisywane, gdy wejście przyjmie

poziom niski na czas co najmniej 50µs – **rysunek 3**. Czas 50µs gwarantuje przepisanie informacji do PWM, ale w praktyce może to nastąpić już po około 20...30µs. Diody sterowane są impulsami o okresie 1,25µs ±600ns, co daje przepływność na poziomie 800kb/s – **rysunek 4**. Czasy sygnałów przedstawiono na **rysunku 5**. Nawet na AVR taktowanym zegarem 8MHz uzyskanie wymaganych rygorów czasowych nie jest trudne. Niestety generowanie wymaganych czasów najczęściej odbywa się przez pętlę opóźniającą.



Rys. 1

mankamentem jest zapotrzebowanie na pamięć RAM, które wynosi osiem bajtów na diodę, gdy korzystamy z UART, dziewięć, gdy ze SPI, a to oznacza, że na 1000 LED potrzeba 8 lub 9kB RAM. W pamięć 8kB wyposażone są tylko nieliczne AVRmega, a program wymaga też pamięci na stos, stertę, zmienne. Co ważne, w przypadku użycia USART, mikrokontroler musi być taktowany zegarem co najmniej 18MHz. Wszystko to powoduje, że jedynym AVRmega, który jest w stanie wysterować dużą liczbę diod, jest ATmega1284. Wydawać się może, że problem rozwiąże zewnętrzna pamięć danych, którą można podłączyć do niektórych AVR, ale dostęp do takiej pamięci zajmuje dwa razy więcej czasu niż do wewnętrznej SRAM, przez co obciążenie CPU wzrośnie.

Wyjściem z sytuacji jest akcelerator, który odbiera dane dla LED przez interfejs I2C lub SPI. Opcjonalnie przewidziano też możliwość komunikacji przez UART i USB. Wykorzystanie I2C/SPI pozwala na transmisję danych bez blokowania przerwań, a nawet pozwala zrealizować ją na przerwaniach, dzięki czemu CPU może realizować inne zadania w czasie transmisji. Opcjonalne tryby 8- i 16-bitowego kodowania

koloru pozwalają zmniejszyć zapotrzebowania na RAM o 66/33% i tyleż samo przyspieszyć transmisję danych. Użyty w akceleratorze mikrokontroler STM32F072C8 ma 16kB RAM, co pozwala umieścić bufor dla 640 LED i danych odbieranych przez I2C/SPI. Liczba 640 jest, a może raczej była znana dzięki Billowi Gatesowi, który na pytanie: „Dlaczego pamięć RAM w PC jest ograniczona do 640kB”, odpowiedział: „640 kB powinno wystarczyć każdemu”.

Nie ma pewności, czy faktycznie Bill Gates wypowiedział te słowa, ale przyznał, że konsultował ograniczenie wielkości pamięci. Fragment oryginalnego nagrania można odsłuchać <https://youtu.be/Cw7AKxzPtkU?t=1060>, ale warto zapoznać się z całym materiałem.

Jak wiadomo z historii komputerów, szybko się okazało, że 640kB nie wystarczy praktycznie nikomu. Aby nie powielić błędu firmy IBM, nie stwierdzam, że 640 LED powinno wystarczyć każdemu. Mało tego, dałem możliwość

Composition of 24bit data:

G7	G6	G5	G4	G3	G2	G1	G0	R7	R6	R5	R4	R3	R2	R1	R0	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----

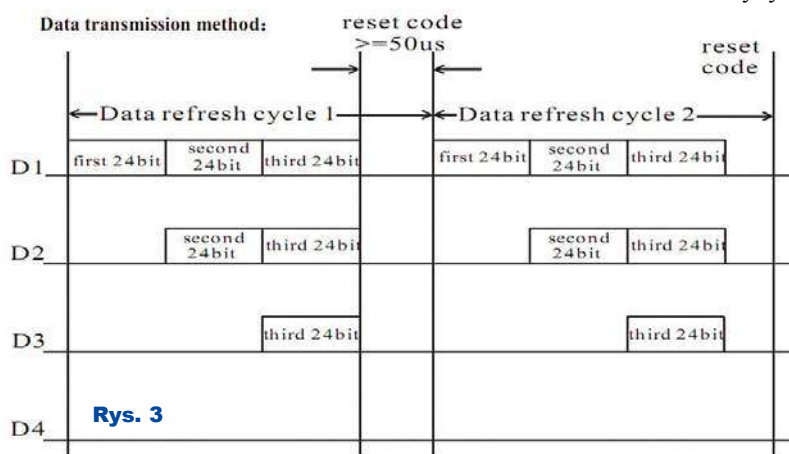
Note: Follow the order of GRB to sent data and the high bit sent at first.

W konsekwencji w czasie transmisji danych program nie może robić nic innego. W AVR konieczne jest zawieszenie przerwań, bo ewentualne wydłużenie poziomu wysokiego na wejściu Din WS2812 o ponad 600ns (jeden takt CPU w AVR) może powodować błędy w transmisji, natomiast przerwanie trwające ponad 20μs, gdy Din znajduje się w stanie niskim, może zostać zinterpretowane jak sygnał RESET (LATCH) dla WS2812.

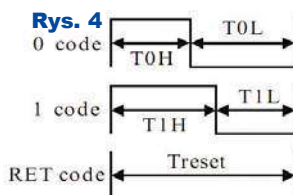
Data transfer time(TH+TL=1.25μs±600ns)

T0H	0 code ,high voltage time	0.4us	±150ns
T1H	1 code ,high voltage time	0.8us	±150ns
T0L	0 code , low voltage time	0.85us	±150ns
T1L	1 code ,low voltage time	0.45us	±150ns
RES	low voltage time	Above 50μs	

Rys. 5

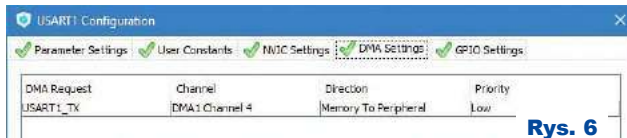


Rys. 3



Rys. 4

Problem może rozwiązać transmisja z użyciem UART lub SPI, ale wymaga to przepływności 2,4MB/s, możliwej do uzyskania dla AVR. Jednak skorzystanie z mechanizmu przerwań USART powoduje 80...90% obciążenie CPU, nawet gdy zastosuje się wstawki assemblerowe. Pojawiają się także trudności z obsługą innych przerwań w czasie transmisji do diod spowodowane tym, że większość AVR nie ma wielopoziomowego systemu przerwań, a nadawanie do WS2812 musi mieć najwyższy priorytet. Innym

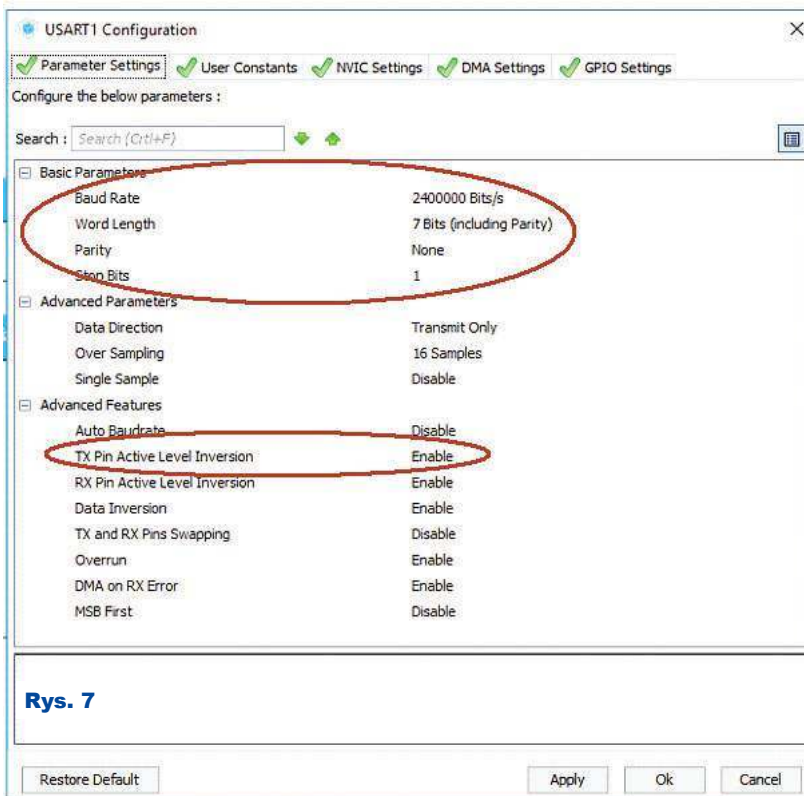


Rys. 6

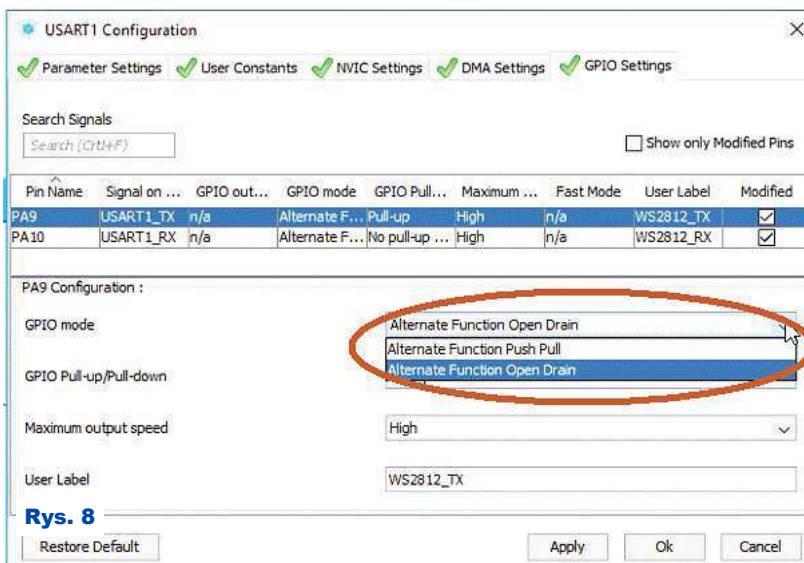
podłączenia ośmiu akceleratorów do jednej magistrali I2C, co pozwalaysterować 5120 diod (ekran o rozdzielczości 128×32 ma 4096 pikseli). W przypadku SPI można podłączyć więcej niż osiem akceleratorów, przy czym każda kolejna ośsemka wymaga osobnego sygnału strobu. Biorąc pod uwagę fakt, że przy zegarze SPI 8MHz transmisja danych dla 640 LED trwa około 4,8ms, wysłanie danych do ośmiu akceleratorów zajmie 39ms. Maksymalna częstotliwość odświeżania wyniesie 26Hz, co oznacza, że do obsługi większej liczby LED niż 5120 potrzebny będzie mikrokontroler z większą liczbą interfejsów SPI oraz DMA. Tak jak w przypadku AVRmega, liczba SPI może zostać łatwo zwiększona, ponieważ przeważnie USART może pracować w roli SPI, jednak problem DMA pozostaje. W takiej sytuacji należy sięgnąć po większy mikrokontroler. Xmega mają DMA, ale w porównaniu do ARM ich możliwości nie są oszałamiające, a cena bardzo często wyższa. ARM rozwiąże problem DMA i RAM, ale w takim przypadku po co akcelerator, skoro sam ARM bez problemu występuje tysiące LED, a większość czasu spędzi w uśpieniu? Przed zastosowaniem akceleratora warto zastanowić się, czy nie lepiej, zamiast na AVR czy PIC, program napisać na ARM? W Internecie krążą mity na temat skomplikowania ARM. Prawda jest nieco inna: program na ARM pisze się łatwiej niż na AVR, zwłaszcza jak korzysta się z darmowych narzędzi dostarczanych przez producenta.

Wróćmy do głównego tematu. Dane odebrane z I2C lub SPI trafiają do bufora. Z niego, po ewentualnym transkodowaniu, są zapisywane w buforze LED. Transkodowanie potrzebne jest w przypadku kodowania kolorów w 8 lub 16 bitach, jak pokazuje **tabela 1** i **tabela 2**.

Dane dla LED transmitowane są przez UART1 z wykorzystaniem DMA – **rysunek 6**. W przypadku transmisji przez UART z prędkością 2,4Mb/s wymagane jest, aby dane z jego wyjścia były zanegowane. W przypadku STM32F072 można to zrobić programowo – **rysunek 7**. Zaletą STM32 jest możliwość ustawienia pracy wyjścia w trybie otwartego drenu (OD) – **rysunek 8**. Dzięki temu dodanie pojedynczego rezystora (R7 na rysunku 1) rozwiąże problem konwersji sygnału z poziomu 3,3V na 5V. Dzieje się tak za sprawą tego, że wyprowadzenie TX, gdy pracuje w roli wejścia, akcep-



Rys. 7



Rys. 8

Transkodowanie 16-bit na 24 bit:																Tabela 1									
bajt:	HIGH								LOW																
bit słowa:	15	14	13	12	11				10	9	8	7	6	5				4	3	2	1	0			
bit koloru:	R4	R3	R2	R1	R0				G5	G4	G3	G2	G1	G0				B4	B3	B2	B1	B0			
bajt:	RED								GREEN								BLUE								
bit bajtu:	7	6	5	4	3	2	1	0	7	6	5	4	3	2	1	0	7	6	5	4	3	2	1	0	
bit koloru:	R4	R3	R2	R1	R0	R4	R3	R4	G5	G4	G3	G2	G1	G0	G5	G4	B4	B3	B2	B1	B0	R4	R3	R4	
Transkodowanie 8-bit na 24-bit:																Tabela 2									
bit:	7 6 5								4 3 2								1 0								
bit koloru:	R2 R1 R0								G2 G1 G0								B1 B0								
bajt:	RED								GREEN								BLUE								
bit bajtu:	7	6	5	4	3	2	1	0	7	6	5	4	3	2	1	0	7	6	5	4	3	2	1	0	
bit koloru:	R2	R1	R0	R2	R1	R0	R2	R1	G2	G1	G0	G2	G1	G0	G2	G1	B1	B0	B1	B0	B1	R0	B1	B0	

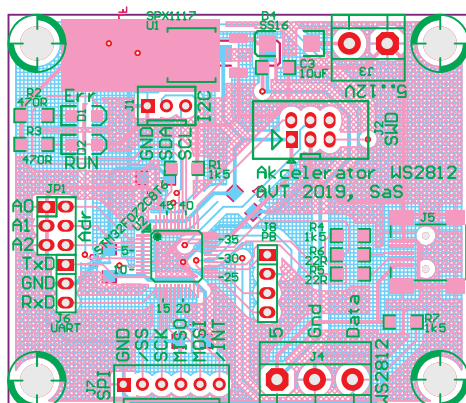
tuje napięcie 5V – **rysunek 9**. Vdd_FT na rysunku nie jest przyłączone do Vdd, jak w przypadku wyprowadzeń nieakceptujących 5V, ale do potencjału 5V (diody Zenera, transila 5V). Dzięki temu rezystor R7, gdy wyjście jest nieaktywne (OD, praca w roli wejścia), wymusza 5V. W przypadku, gdyby wejście nie akceptowało 5V, rezystor wymusiłby napięcie Vdd + około 600mV, co w przypadku zasilania 3,3V

daje 3,9V – **rysunek 10**. Napięcie to wystarczyłoby z zapasem do poprawnego wystereowania wejścia WS2812 w stanie wysokim, które wymaga minimum $V_{dd} * 0,7$, co przy 5V daje 3,5V.

Montaż i uruchomienie

Układ można zmontować na płytce drukowanej, której projekt pokazany jest na **rysunku 11**. Standardowo montujemy układ, zaczynając od elementów najmniejszych, a kończąc na największych. Rezystor R4 nie jest wymagany. Byłby on konieczny w przypadku serii STM32F1. R5, R6 w przypadku F072 zastępujemy zworą, dla F1xx miałyby one wartość 22Ω. J8 używane jest w celach diagnostycznych i nie ma potrzeby montowania go. Fotografia wstępna oraz **fotografia 1** pokazują model. Aby akcelerator wykonywał powierzone mu zadania, trzeba zaprogramować mikrokontroler programem dostępnym na Elportalu. Służy do tego złącze J2. W czasie pracy programu dioda D2 pulsuje. D1 sygnalizuje błędy – jeśli zaświeci, to należy skontaktować się z autorem. Interfejs I2C mikrokontrolera sterującego akcelerorem przyłączamy do J1. Rezystory podciągające powinny mieć wartość 2,2kΩ. Na fotografii 1 widać tymczasowo przylutowane rezystory podciągające. Jeśli zdecydujemy się na sterowanie akcelerorem za pomocą interfejsu SPI, przyłączamy go do J7. Linii MISO i INT nie trzeba podłączać. Akcelerometr mógłby komunikować się za pośrednictwem UART, ale ze względu na to, że AVR cierpią na ich niedobór, nie zdecydowałem się na implementację UART. Ideę pracy w roli urządzenia 1-Wire także odrzuciłem. Wynika to z faktu, że obsługa 1-Wire dla Arduino zawiesza przerwanie i nie obsługuje override.

Rys. 11



widzę sensu korzystania z dodatkowego układu, jeśli akcelerator jest wyposażony w I2C. Podobna sytuacja ma miejsce w przypadku DS2480, który używa UART. Akcelerator może obsłużyć komunikację z prędkością 921,6kb/s czy 1Mb/s, a DS2480 tylko 115200b/s. Sama idea 1-Wire nie jest do końca pozbawiona sensu. Może być dobrym rozwiązaniem, gdy diod nie będzie dużo, a dodatkowo paleta barw ograniczona do 16 lub 8 bitów. W takiej sytuacji sterowanie 64 LED-ami zajmie około 65ms przy standardowej prędkości i 8ms dla overdrive. Jeśli Czytelnicy będą zainteresowani opcją komunikacji UART, USB lub 1-Wire, proszę o e-maile.

Komunikacja przez USB może rozwiązać problem sterowania diodami z komputera PC czy Raspberry Pi (RPI). Niby RPI może obsługiwać LED WS2812, ale aby komunikacja działała prawidłowo, konieczne jest wyłączenie układu audio.

Gdy akcelerator jest połączony z mikrokontrolerem, do J4 przyłączamy diody WS2812. Do złącza tego można doprowadzić również zasilanie 5V. Zworkami na JP1 ustawia się adres płytki według

Tabela 3 tabeli 3.

Zwora	Adres	Adres
A0 A1 A2	SPI	I2C
- - -	0	0x18 (0x30)
+ - -	1	0x19 (0x32)
- + -	2	0x1A (0x34)
+ + -	3	0x1B (0x36)
- - +	4	0x1C (0x38)
+ - +	5	0x1D (0x3A)
- + +	6	0x1E (0x3C)
+ + +	7	0x1F (0x3E)

Możliwości akceleratora można sprawdzić programem napisanym dla ArduinoUNO/Mega. Zanim jego i towarzy-

Format ramki wysyłanej do akceleratora:

Nr bajtu	Funkcja	Komentarz
0	Konfiguracja	bity 0...2 - adres slave konwertera bit 3 - display: 0-odśwież wyświetlacz, 1-nie odświeżaj bit 4 - korekta gamma: 0-wyłączona, 1-włączona bit 5, 6 - paleta barw: 00 - 24-bit 01 - 16-bit (R5G6B5) 10 - 8-bit (R3G3B2) 11 - 281+16 barw bit 7 - rezerwa (ustawić na 0) 00 - 24-bit 01 - 16-bit (R5G6B5) 10 - 8-bit (R3G3B2) 11 - 281+16 barw bit 7 - rezerwa (ustawić na 0)
1	Komenda	0 - dane do pamięci CGRAM
2	AdresH, Bright	1...255 - rezerwa
3	AdresL	bit 0, 1 - starsze (8, 9) bity adresu CGRAM
4	bajt 0 danych	bit 2...7 - jasność świecenia LED dla trybów koloru 8-bit
5	bajt 1 danych	bit 0...7 adresu CGRAM
...		
1923	1919 bajt danych	

szącą mu bibliotekę omówię, przybliżę ramki danych wymagane do komunikacji z akceleratorem. Każda ramka składa się z czterech bajtów nagłówka, po którym wysyłane są dane (tabela 4).

Liczba danych może być dowolna.

Jeśli będzie w i e c e j, niż jest to wymagane, dane zostaną obcięte. Wysłanie danych komendy = 0 od adresu 0 (bajt 3 oraz bity 0, 1 bajtu 2 = 0) czyści

Format danych koloru:

Nr bajtu danych	paleta 24-bit	paleta 16-bit	paleta 8-bit	218 barw
0	led 0, RED	led 0, LOW	led 0, R3G3B2	led 0, kod koloru
1	led 0, GREEN	led 0, HIGH	led 1, R3G3B2	led 1, kod koloru
2	led 0, BLUE	led 1, LOW	led 2, R3G3B2	led 2, kod koloru
3	led 1, RED	led 1, HIGH	led 3, R3G3B2	led 3, kod koloru
itd				

Tabela 6

Kodowanie 16-bit R5G6B5:

bajt:	HIGH								LOW							
bit bajtu:	7	6	5	4	3	2	1	0	7	6	5	4	3	2	1	0
bit słowa:	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
bit koloru:	R4	R3	R2	R1	R0	G5	G4	G3	G2	G1	G0	B4	B3	B2	B1	B0

Tabela 7

CGRAM (pamięć kolorów diod WS2818) przed zapisem danych do niej. Bit DISPLAY decyduje, czy po zakończeniu transferu wysłać dane do LED, czy nie. Może to być użyteczne, jeśli dane do akceleratora są wysyłane w kilku częściach, jak pokazuje tabela 5.

Kodowanie 8-bit R3G3B2:

bit:	7	6	5	4	3	2	1	0
bit koloru:	R2	R1	R0	G2	G1	G0	B1	B0

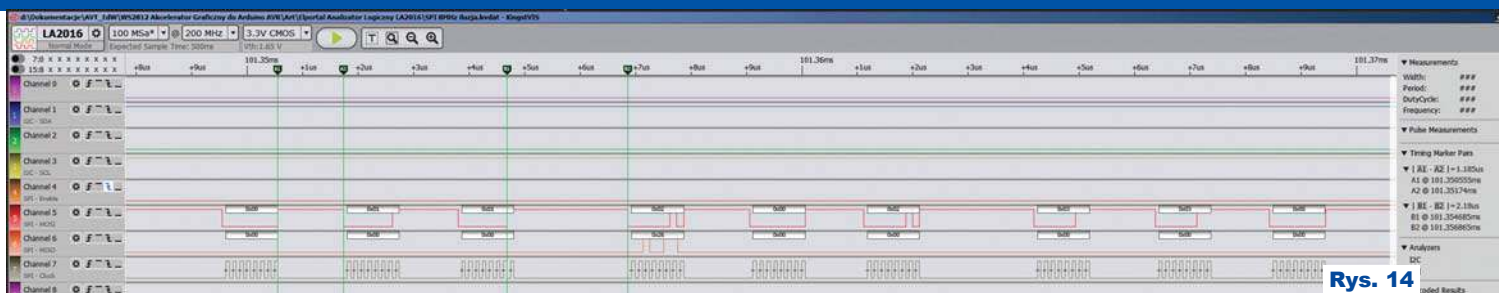
Kolory mogą być kodowane na jeden z czterech sposobów. 24-bitowa paleta niczym nie różni się od naturalnego kodowania dla diod WS2812. Kodowanie 16-bitowe jest identyczne jak w wyświetlaczach graficznych LCD/TFT/OLED. Tryb 8-bit ogranicza liczbę składowych czerwonej i zielonej do trzech bitów (siedem odcieni) niebieskiej do dwóch bitów (trzy odcienie). Aby zwiększyć liczbę stopni intensywności świecenia, bity 3...7 bajtu numer 2 ramki (AdresH) zawierają dane o intensywności

Tabela 8

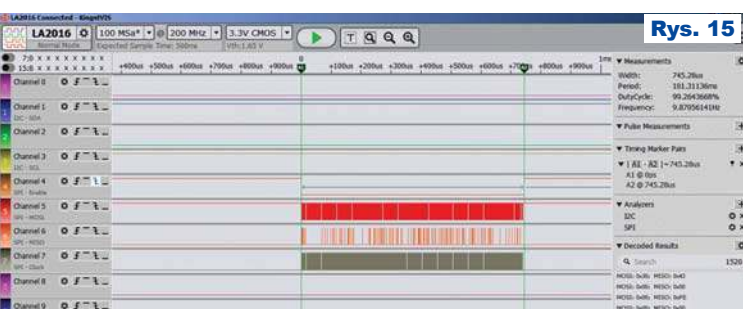
świecenia diod. Ustawienie obowiązuje dla całej ramki danych, można więc podzielić dane na kilka części i każdą z nich wyświetlić z inną intensywnością. Paleta 218 barw jest rozszerzona o 16 barw znanych z kart CGA czy terminali VT50/100. Poszczególne barwy i ich składowe można zobaczyć w pliku

Rys. 13

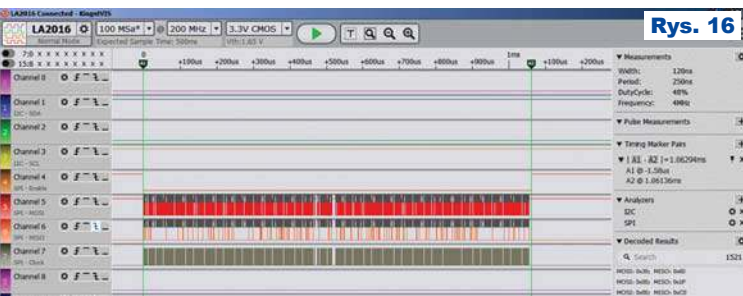
▼ Measurements
Width:
Period:
DutyCycle:
Frequency:
▼ Pulse Measure:
▼ Timing Marker
▼ Analyzers
I2C
SPI
▼ Decoded Resu:
Q Search
MOSI: 0x02, MISO:
MOSI: 0x03, MISO:
MOSI: 0x02, MISO:
MOSI: 0x03, MISO:



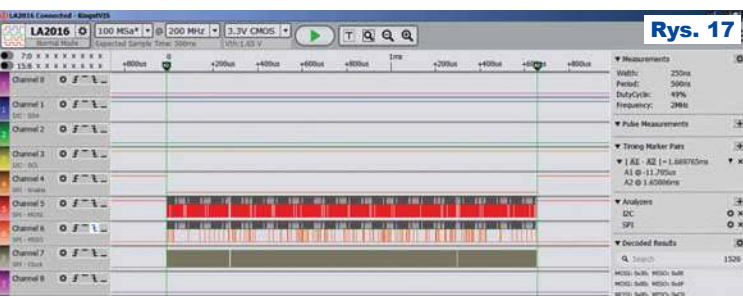
Rys. 14



Rys. 15



Rys. 16



Rys. 17

„Paleta218.txt” dostępnym w materiałach dodatkowych na Elpor-
talu. Dane wysyłane do akcelometru mają format, zależny od
wybranej palety barw, co jest pokazane w tabelach 6...8.

Ramka danych wysyłana po SPI rozpoczyna się zmianą syg-
nału /SS z wysokiego na niski (rysunek 12), a kończy zmianą
z niskiego na wysoki – rysunek 13. Uwaga – oryginalna wer-
sja rysunków – zrzutów z artykułu jest dostępna w Elporta-
lu, wśród materiałów dodatkowych do tego numeru.

Maksymalna prędkość odbioru danych wynosi 6Mb/s. Mikro-
kontroler potrafi odbierać dane taktowane zegarem nawet 8MHz,
ale pomiędzy bajtami muszą być pauzy. Takie pauzy powstają
podczas wysyłania danych na AVR funkcjami Arduino, co widać
na rysunku 14. Pomiedzy bajtami jest przerwa 1,1μs (markery
A1, A2), pomiędzy paczkami trzech bajtów 2,1μs (markery B1,
B2). Ta dłuższa przerwa jest wywołana pętlą „for” w bibliotece

Arduino dla WS2812. W tym przypadku niedoskonałość AVR
jest korzystna, ale okazuje się, że wysłanie danych dla 100 LED
w formacie 24-bit przy 8 MHz zajmuje 745μs – rysunek 15,
przy 4MHz 1ms – rysunek 16, a nie jakby się wydawało 1,5ms.
Dopiero dla zegara 2MHz jest to 1,67ms – rysunek 17. Niepro-
porcjonalny spadek wydajności transferu wynika z tego, że przy
2MHz przerwa jest ok. cztery razy krótsza niż czas transmisji bajtu
– rysunek 18. W przypadku transmisji z prędkością 8MHz przerwa
trwała 1,1μs (rysunek 14) w sytuacji, gdy bajt był transmitowany
w czasie 1μs. Naturalnie można zmodyfikować oprogramowanie
tak, aby przerwy były krótsze, ale wymaga to różnych modyfika-
cji dla każdej prędkości transmisji, a sytuację komplikuje fakt, że
podczas jednego obiegu pętli wysyłającej dane może być wysłany
jeden, dwa lub trzy bajty, zależnie od tego, na jaką paletę barw
zdecydował się użytkownik. Wobec niekorzystnego stosunku pauz
do czasu transmisji danych oraz uwzględniając fakt, że im większa
prędkość transmisji, tym większa podatność na błędy, zaleca się
używanie taktowania SPI zegarem 1MHz, maksymalnie 2MHz.

Dane wysyłane przez I2C muszą być poprzedzone bitem star-
tu oraz adresem płytki – rysunek 19.

Każdy transfer jest sygnalizowany aktywnym sygnałem
ACK. Odbiór kończy warunek stopu – rysunek 20. W materia-
łach dodatkowych na Elportalu znajdują się dane z analizatora.
Można je przeglądać programem „LA2016 Kingst VIS” dostę-
pnym bezpłatnie na stronie <http://www.qdkingst.com> w wersji na
Windows, Linux oraz MAC.

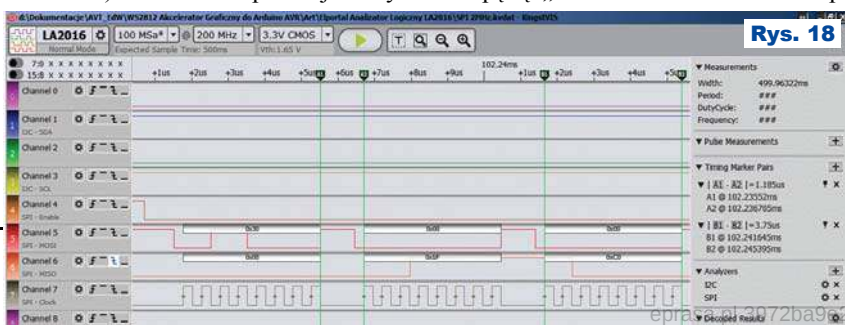
Aby ułatwić wykorzystanie akceleratora, powstała biblioteka
EdWws2812 przeznaczona dla ArduinoUNO/Mega i innych
płytek z mikrokontrolerami AVRmaga. Biblioteka i przykładowy
program znajdują się na Elportalu. Funkcja inicjalizująca
EdWws2812(int liczbaLed, byte cfg, byte csPin, uint32_t spd);
przyjmuje następujące parametry:

liczbaLed	Liczba diod WS2812 przyłączonych do akceleratora.
Cfg	Bajt konfiguracji (patrz tablica „Format ramki wysyłanej do akceleratora”).
csPin	Numer pin CS dla trybu SPI. Jeśli wartość 0 to tryb komunikacji przez I2C.
spd	Szybkość transmisji: SPI 8, 4, 2, 1MHz, 500, 250, 125kHz. I2C maksymalnie 800kHz, zalecane 400kHz.

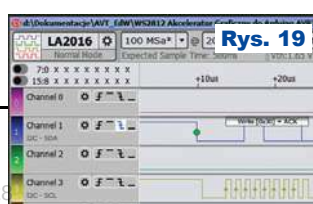
Funkcja begin() zwraca kod błędu. Jeśli wartość wynosi 0,
to błędu nie ma, jeśli 1 – brak wystarczającego obszaru pamięci
RAM dla danych koloru LED.

Funkcja ustawiająca kolor wybranej diody
setLed(int nrDiody, byte r, byte g, byte b)
przyjmuje jej numer oraz składowe RGB w przypadku try-
bów 8/16 i 24-bit, przy czym w przypadku 8 i 16-bit dane są
kodowane (patrz tablice 7 i 8). Dla trybu 218 barw składowe
RGB przypisane są na stałe w tablicy (wartości składowych
dla poszczególnych numerów kolorów można znaleźć
w pliku „Paleta218.txt” na Elportalu). Istnieje możli-
wość przeniesienia tej tablicy do RAM, a co za tym
idzie, wprowadzenia mechanizmów umożliwiających
jej modyfikację.

ciąg dalszy
na stronie 29



Rys. 18

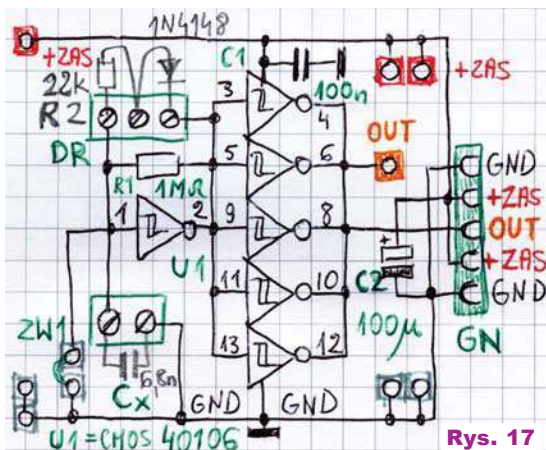


Rys. 19

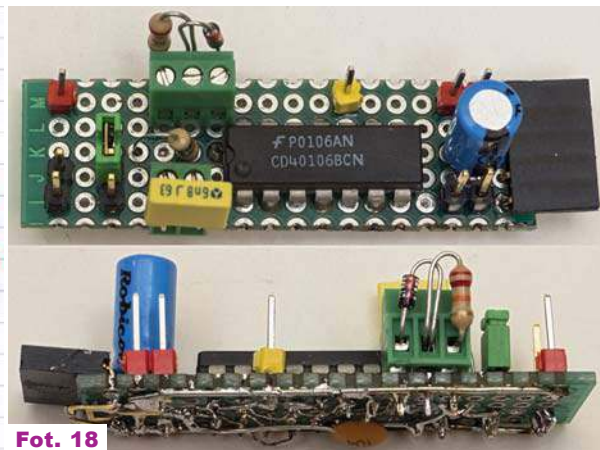
Taki zwyczajny zasilacz...

Część 8 – przystawki testowe

W poprzednim odcinku zaczęliśmy budowę przystawek pomiarowych do testowania zasilaczy. W związku z wysokimi wymaganiami i pewnymi kłopotami zrealizowaliśmy do końca tylko uniwersalny moduł generatora z kostką CMOS40106, o schemacie pokazanym na **rysunku 17** oraz **fotografii 18**. Pora dokończyć pracę.



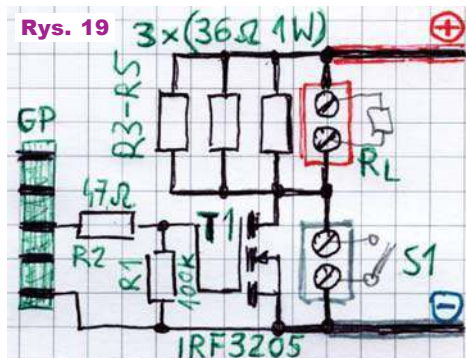
Rys. 17



Fot. 18

Obciążenie rezystancyjne

Opisany generator może współpracować z obciążeniem rezystancyjnym sterowanym przez tranzystor MOSFET. Schemat prościutkiego modułu obciążenia rezystancyjnego pokazany jest na **rysunku 19**. Model przedstawia **fotografia 20**.



Rys. 19

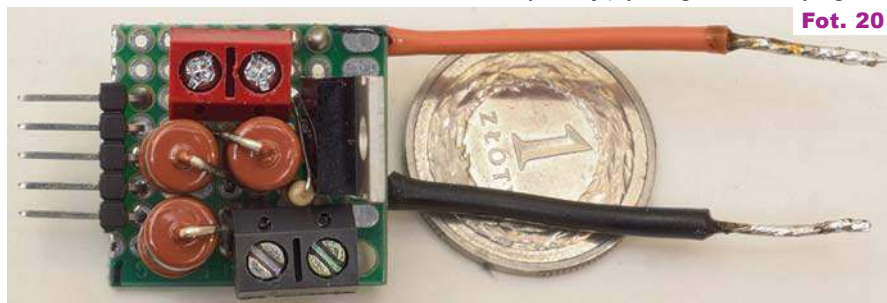
Obciążenie stanowią trzy 36-omowe jednowatowe rezystory R3...R5. Ich wypadkowa rezystancja to 12 omów, co przy 6V daje prąd 0,5A. Prąd można zwiększyć, dołączając do czerwonego złącza śrubowego R_L dodatkowe podobne rezystory, najlepiej metalizowane (ale *nie mogą to być rezystory drutowe, nawet tzw. bezindukcyjne*).

Sygnał z generatora podawany przez listwę pięciu goldpinów GP przechodzi przez rezystor R2 na bramkę MOSFET-a T1. Przy małym wypełnieniu impulsów z generatora straty mocy w rezystorach R3...R5 są niewielkie.

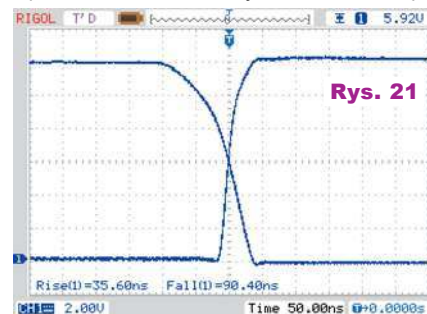
Ponadto w module dla ręcznych testów przewidziano też czarny zacisk śrubowy S1, do którego można podłączyć styk, np. rtęciowy lub inny niewykazujący drgań. Wtedy gene-

rator może być odłączony, a rezystor R1 zapewni zatkanie T1. Przy takich ręcznych testach należy tylko na krótko zwierać styk S1, bowiem w zastosowanych rezystorach 36Ω moc strat 1W wydzieli się przy napięciu 6V. Praca przy napięciu wyższym, do 12V, jest możliwa. Rezystory można bowiem znacząco przeciążyć, ale tylko przez krótki czas, rzędu jednej czy dwóch sekund, żeby ich nie spalić.

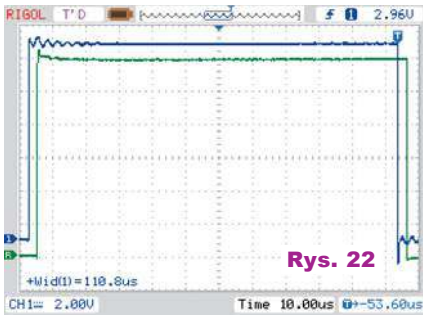
Na **rysunku 21** pokazane są zbocza przebiegów – jest to napięcie na obciążeniu (R3...R5) przy współpracy z generatorem. Zgodnie z założeniami przełączanie trwa krócej niż 100ns. Rezystor R2 nieco spowalnia przełączanie, a przewody połączeniowe są krótkie, kilkucentymetrowe, dzięki



Fot. 20



Rys. 21



Rys. 22

czemu nie występują żadne przerzuty ani oscylacje. Czas opadania można skrócić, zmniejszając R2 do 22Ω...33Ω kosztem niewielkiego przerzutu podczas wyłączania. Zielony przebieg na rysunku 22 to cały impuls (110us). Niebieski przebieg pokazuje taki sam przebieg napięcia na rezystorach R3...R5 w wersji bez rezystora spowalniającego R2 i z półmetrowymi przewodami połączeniowymi między obciążeniem a zasilaczem. Wskutek indukcyjności przewodów i pojemności filtrujących, szybkie przełączanie powoduje powstawanie niewielkich gasnących oscylacji (o częstotliwości około 300kHz).

Źródło prądowe

Z opisanym generatorem może też współpracować moduł źródła prądowego według idei z rysunku 23a. Finalny moduł ma schemat pokazany na rysunku 23b. Fotografia 24 pokazuje model.

Wprawdzie w tranzystorze T1 podczas przepływu prądu wydzielą się znaczna moc strat, jednak nie wymaga on radiatora, ponieważ moduł ma współpracować z generatorem impuls-



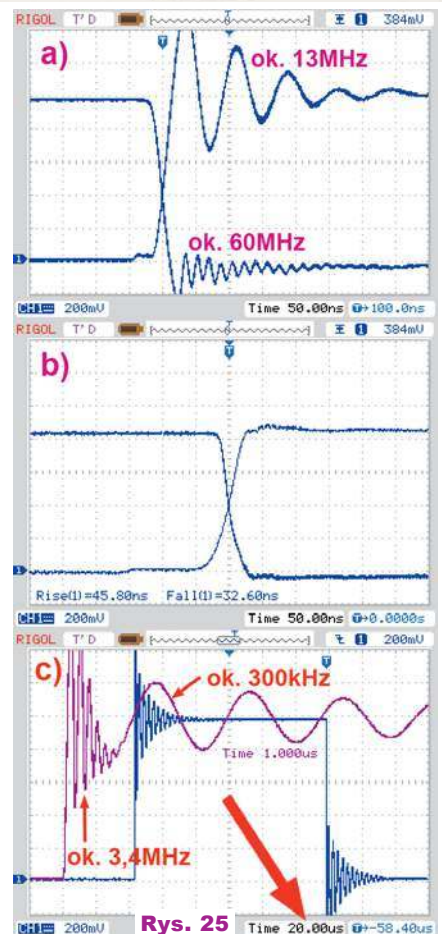
Fot. 26

sów o małym wypełnieniu. W tej wersji nie ma ryzyka uszkodzenia tranzystora T2, więc w tej roli pracuje BC338. Prąd źródła prądowego ustalają rezystory R3...R5 i przy podanych wartościach wynosi on nieco ponad 1A. Prąd można zwiększyć, dołączając do zacisku śrubowego R_E dodatkowe rezystory (bezindukcyjne).

Rezystor R1 dodany jest na wszelki wypadek, żeby przy odłączeniu generatora MOSFET T1 na pewno był zatkany.

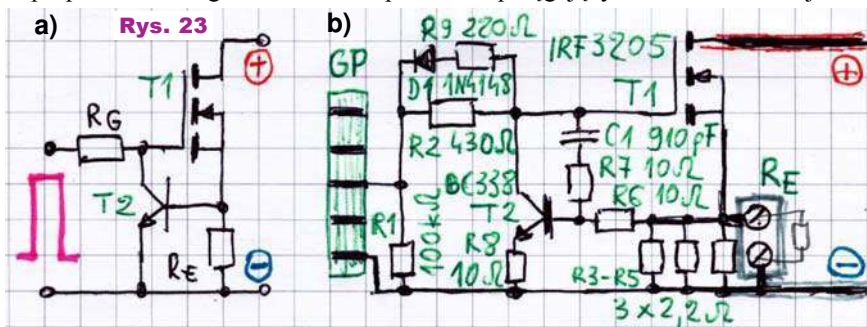
W prostszej wersji, m.in. bez rezystora R8, układ się wzbudzał. Nawet po zlikwidowaniu samowzbudzenia przebieg na źródle T1 i na rezystancjach R3...R5 (około 0,73Ω) wykazywał przerzut i tłumione drgania o częstotliwościach około 13MHz i 60MHz, co pokazuje rysunek 25a. Optymalizacja, w tym nietypowy sposób z dwójnikiem R7, C1 oraz przyspieszacz wyłączania z diodą D1 i rezystorem R9 pozwoliły uzyskać znakomite, czystiejsze przebiegi testowe pokazane na rysunku 25b.

Tak czyste przebiegi uzyskane zostały w układzie testowym m.in. dzięki krótkim połączeniom i kondensatorom odsprężającym. We wcześniej omó-

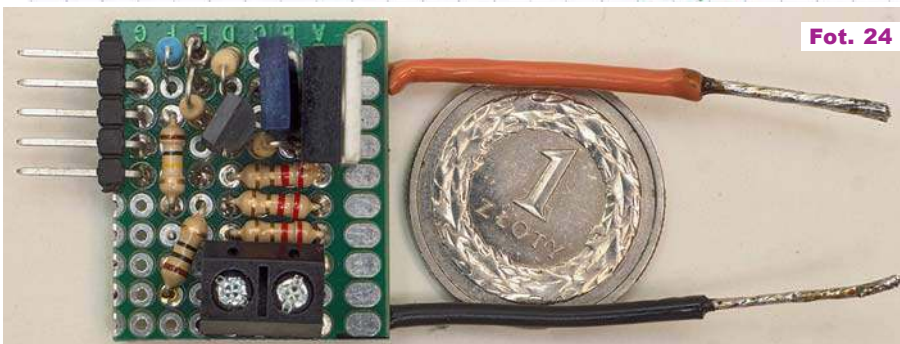


Rys. 25

wionym modelu obciążenia rezystancyjnego główny MOSFET jest albo zatkany, albo w pełni otwarty. Tutaj MOSFET pracuje liniowo jako źródło prądowe i dlatego łatwiej o oscylacje podczas szybkiego przełączania. Rysunek 25c przedstawia przebiegi przy dołączeniu modułu przewodami o długości około 50cm w układzie z fotografią 26. Dolny przebieg niebieski pokazuje cały impuls, a przebieg fioletowy to początek impulsu w skali 1us/dz – występują tłumione oscylacje o częstotliwościach 3,4MHz, potem 300kHz. Jeszcze mocniej potwierdza się fakt, że przy tak szybkich zboczach impulsów bardzo ważna jest minimalizacja indukcyjności przewodów (i zapewnienie niskiej impedancji źródeł napięcia).



Rys. 23



Fot. 24

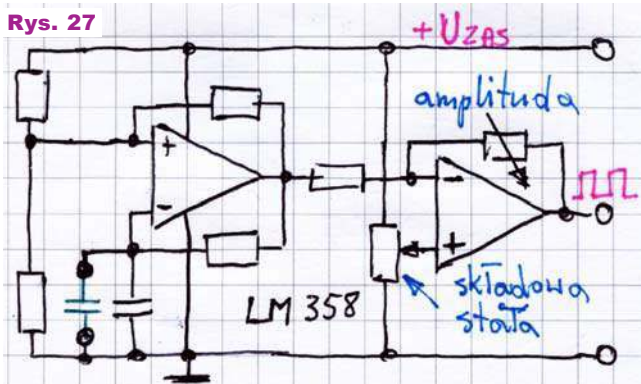
Testery odpowiedzi na impuls

Zasilacz, który chcemy skonstruować, jest sterowany napięciem podawanym na wejście nieodwracające wzmacniacza błędu. Na wyjściu napięcie jest 10 razy większe od wejściowego. Nasz zasilacz jest więc rodzajem wzmacniacza stałoprądowego o wzmocnieniu $10\times$. A jeżeli tak, to bardzo pożądany jest też tester do sprawdzania, jak konstruowany zasilacz (wzmacniacz) reaguje na skokowe zmiany napięcia wejściowego.

Ten tester ma służyć do sprawdzania odpowiedzi na impuls – skok napięcia wejściowego, czyli sterującego. W praktyce znaczenie mają dwa główne przypadki: pierwszy, gdy procesor i przetwornik DAC nagle zmieniają napięcie na wejściu sterującym i w konsekwencji na wyjściu zasilacza z wartości zero do jakiejś znaczącej wartości kilkunastu czy kilkudziesięciu woltów (albo odwrotnie). I drugi przypadek, gdy podczas pracy zasilacza napięcie jest zmieniane skokowo o niewielką wartość.

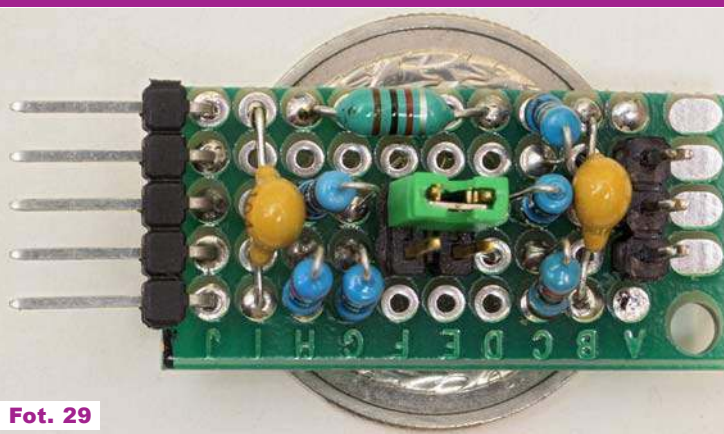
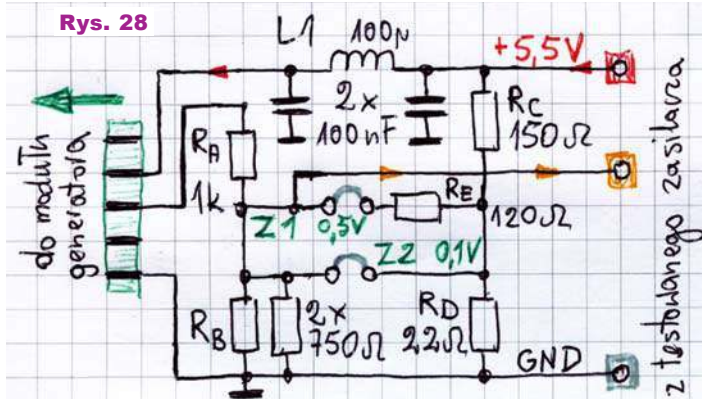
Taki tester można byłoby zrealizować na wiele sposobów, na przykład z wykorzystaniem wzmacniacza LM358, choćby według **rysunku 27**. Oprócz skokowej regulacji częstotliwości moglibyśmy tu płynnie regulować i amplitudę impulsów, i poziom składowej stałej.

Rys. 27



Jednak wzmacniacze LM358 są stosunkowo powolne i warto byłoby mieć tester dający znacznie ostrzejsze zbocza. Można wykorzystać opisany wcześniej moduł generatora z kostką CMOS 40106. Do podstawowych testów płynna regulacja nie jest potrzebna. Wystarczy prosty dzielnik rezystorowy. Aby pojemności montażowe nie miały znaczącego wpływu na stromość impulsów, w dzielniku trzeba zastosować rezystory o możliwie małej wartości. Schemat mojego układu pokazany jest na **rysunku 28**. Dzielnik i generator mogłyby być zasilane z zewnętrznego zasilacza, ale można je też zasilic napięciem 5,5V z badanego zasilacza. Wtedy istotne znaczenie ma filtr z dławikiem L1 i dwoma kondensatorami

Rys. 28



Fot. 29

ceramicznymi, który nie przepuści ewentualnych zakłóceń z generatora do zasilacza.

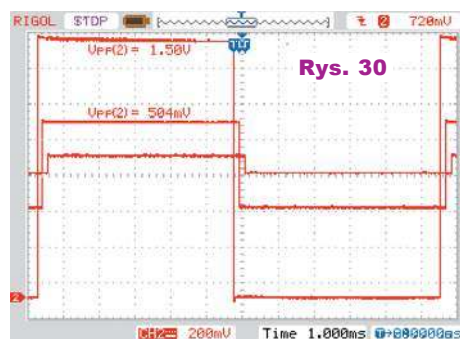
Gdy w dzielniku zdjęte są obie zworki Z1, Z2, poziom niski impulsów to 0V, a wysoki 1,5V, co daje 15V na wyjściu zasilacza. Taki test reprezentuje elektroniczne włączanie / wyłączenie zasilacza. Założenie zworki Z1 spowoduje, że stan niski wyniesie 0,5V, wysoki 1V (amplituda impulsów wyniesie 0,5V). Założenie zworki Z2 da impulsy o amplitudzie 0,1V przy składowej stałej 0,75V, co spowoduje 1-woltowe skoki na wyjściu zasilacza na tle napięcia stałego 7,5V.

Mój kompaktowo zbudowany model pokazany jest na **fotografii 29**. **Rysunek 30** pokazuje przebiegi o ostrych zboczach uzyskane na wyjściu testera zasilanego napięciem 5,5V. Rysunek ten jest złożeniem trzech oscylogramów, uzyskanych przy różnych ustawieniach zwór.

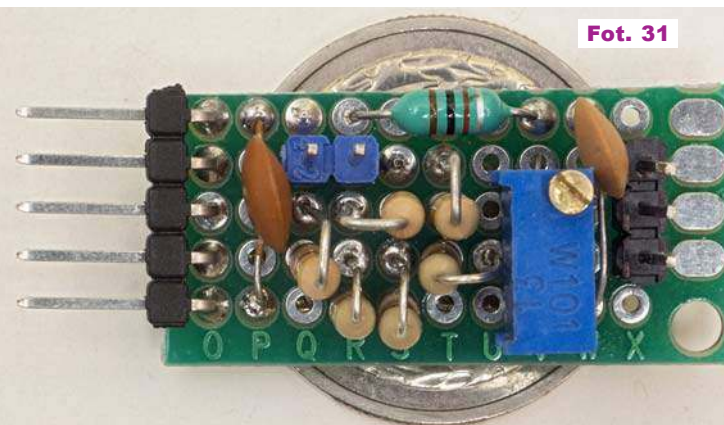
Na pewno taki tester pozwoli sprawdzić właściwości dynamiczne zasilacza. Jednak wnikliwym Czytelnikom może się nasunąć pytanie, czy dynamiczna odpowiedź zasilacza/wzmacniacza jest też zależna od wartości napięć i prądów wyjściowych?

Jest to bardzo prawdopodobne!

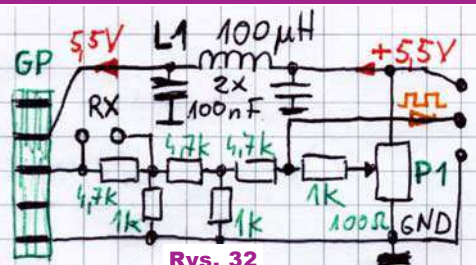
A nasz tester z **rysunku 28** da na wyjściu zasilacza średnie napięcie 7,5V bez możliwości zmiany. Warto byłoby też sprawdzić, czy właściwości dynamiczne zależą od napięcia wyjściowego. Dlatego wykonałem też drugi prościutki i malutki tester z potencjometrem, jak pokazuje **fotografia 31**.



Rys. 30

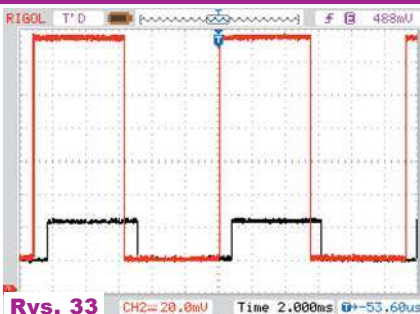


Fot. 31



Rys. 32

Jego schemat pokazany jest na rysunku 32. Aby uniknąć wpływu pojemności montażowych, w układzie nie ma rezystorów o dużej wartości – dlatego zamiast pojedynczego, zastosowany jest tłumik trzystopniowy z rezystorami 4,7kΩ i 1kΩ. Potencjometrem P1 można regulować składową stałą od zera do prawie 5,5V. Przy rezystancji 100 omów w tym 0,5-watowym potencjometrze wydziela się bezpieczne 0,3W mocy strat. Jak pokazuje czarny przebieg na rysunku 33, amplituda impulsów na wyjściu wynosi około 24mV, co da skok napięcia na wyjściu zasilacza o około 0,24V. W razie potrzeby skok ten można



Rys. 33

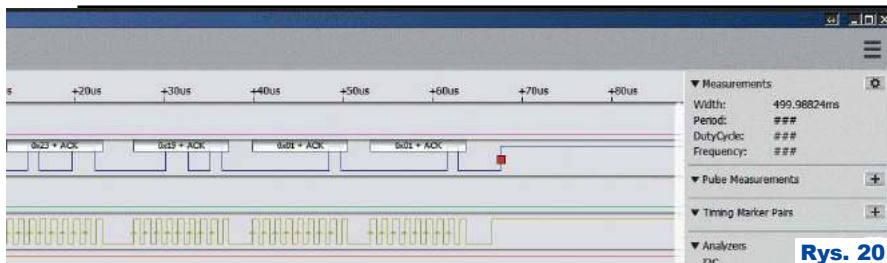
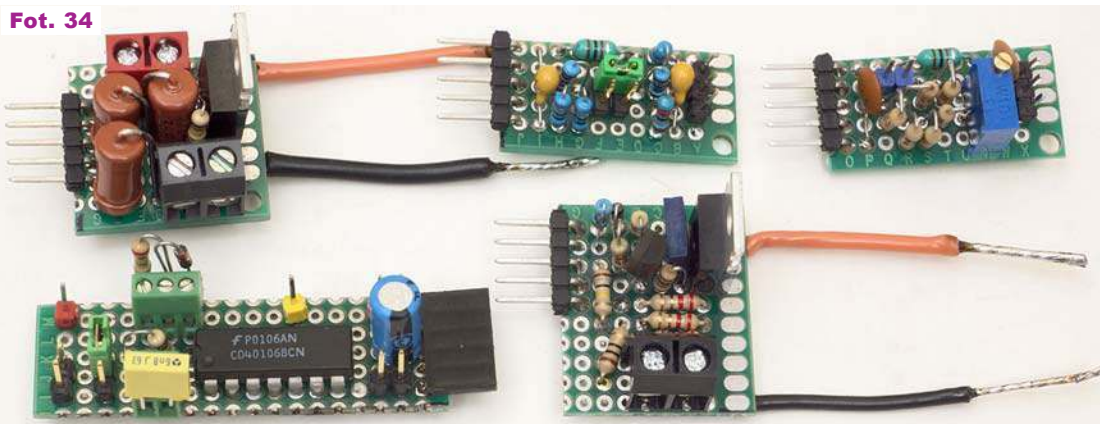
zwiększyć, włączając dodatkowy rezystor lub zworę między punkty oznaczone RX. Jak pokazuje przebieg czerwony, przy zwarcu tych punktów impulsy na

wyjściu mają amplitudę około 135mV, co da na wyjściu zasilacza skoki 1,35V.

Mając narzędzia: uniwersalny generator i cztery opisane przystawki testowe, pokazane na fotografii 34, od razu je wykorzystałem. Nie tylko do sprawdzenia wstępnej wersji naszego zasilacza, ale dla porównania także różnych innych posiadanych zasilaczy. Wyniki testów opisane będą w następnym odcinku. Ty, jeśli chcesz, zmontuj takie układy i sam przeprowadź podobne eksperymenty.

Piotr Górecki

Fot. 34



Rys. 20

Ciąg dalszy ze strony 25

Jeśli taka opcja zainteresuje Czytelników (proszę o e-maile), program zostanie zmodyfikowany.

Funkcja `clr()` czyści pamięć przeznaczoną na dane o kolorach i nie wymaga argumentów, natomiast `show(byte bright)` transmituje dane do akceleratora. Jedynym jej argumentem jest intensywność świecenia LED, przy czym parametr ten jest ważny tylko dla trybów koloru 8-bit. Przyjmować on może wartość 0...255, przy czym istotne jest tylko sześć najstarszych bitów. Aby wartość zero nie wyłączyła wyświetlacza, dla tej wartości przyjmuje się świecenie z 40% jasnością.

Przykładowy program demonstrujący działanie akceleratora można znaleźć na Elportalu. Komentarze pozwolą na zorientowanie się, jak zmienić interfejs komunikacyjny, liczbę LED czy paletę barw.

Przy okazji konwertera pierwszy raz pisałem bibliotekę i program użytkowy na Arduino. Nie mogę napisać, że praca ta była przyjemnością. Mimo że wspomagałem się oscyloskopem i analizatorem logicznym, brak debugera odczułem bardzo dotkliwie. Przy okazji wyszły na jaw duże ograniczenia bibliotek dla Arduino, w konsekwencji musiałem dodatkowo napisać własne funkcje obsługi SPI i TWI. W przypadku TWI problemem był bufor nadawczy, ograniczony do 32 bajtów. Jego wielkość można zmienić deklaracją „TWI_BUFFER_LENGTH”, ale deklaracja dotyczy zarówno bufora nadawczego, jak i odbiorczego. Aby wysłać dane do 640 LED 24-bit, potrzebny byłby bufor wielkości 1925 bajtów, na co składa się 640 * 3 bajty danych koloru, 4 bajty nagłówka i jeden bajt adresu. Już sam bufor nadawczy dyskwalifikuje z użycia ArduinoUNO (2kB

Wykaz elementów

Rezystory 1206:

R1,R4,R7.....(1206) 1,5kΩ
R2,R3.....(1206)470Ω
R5,R6.....(1206)0Ω

Kondensatory 1206:

C1,C4,C5,C6.....(1206)100nF
C2,C3.....(1206)10uF
U1.....SPX1117 SOT-223
U2.....STM32F072C8T6
D1.....Dioda led czerwona 1206
D2.....Dioda LED niebieska 1206
D3,D4.....SS16
JP1.....Listwa 3×2 Goldpin 2,54mm
J1,J6.....NS25-W3P
J2.....T821-1-06-S1
J4.....TB-5.0-PP-3P + TB-5.0-PIN
J5 USB-B Mini: MUSB-B5-S-RA-SMT
J7.....NS25-W6P
J8.....Listwa 4×1 Goldpin 2,54mm
J3.....TB-5.0-PP-2P + TB-5.0-PIN

RAM), a i na Mega szkoda zająć 50% pamięci (prawie 4kB bufor nadawczy i odbiorczy z dostępnych 8kB). Nie bez znaczenia jest fakt, że zmiana wskazująca miejsce w buforze ma rozmiar bajtu, co wyklucza skorzystanie z dużego bufora bez modyfikacji kodu biblioteki. Obsługa TWI, którą napisałem na potrzeby WS2812, nie korzysta w ogóle z bufora,

a przy okazji jest odporna na błąd statusu 0xF8, który w Arduino doprowadza do zawieszenia programu.

Praca z Arduino bez debugera, zwłaszcza z wykorzystaniem kiepskiego IDE, to istna katorga, jeżeli porówna się pisanie softu na ARM czy nawet AVR ze wsparciem debugera.

SaS
sas@elportal.pl

Rezonansowy miernik LC

W EdW 3/2020 było przedstawi-
nie króciutkie roz-
wiązanie zadania
Jak to działa?
dotyczące rysun-
ku 1. Odpowiedź
brzmi, że są to
kluczowe obwo-
dy

miernika Rys. 1
indukcyjności i pojemności.

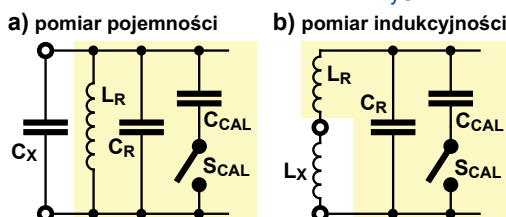
Miernika o bardzo prostej zasadzie działania, który jednak **może mierzyć pojemność i indukcyjność w zaskakująco szerokim zakresie, już od 0,01pF i 0,01uH i który może mieć bardzo dużą dokładność.** Miernika o słabo rozumianych właściwościach. Na znanym forum można znaleźć wpis skądinąd kompetentnego elektronika, który zupełnie niesłusznie w dość ostry sposób kpi i wyśmiewa oczekiwania dotyczące możliwości pomiaru tak małych wartości, wskazując na pasyżnicze pojemności i indukcyjności montażowe. Nie tylko on nie docenia takiej koncepcji! Dlatego warto przybliżyć to zagadnienie.

W poszukiwaniu wzorca

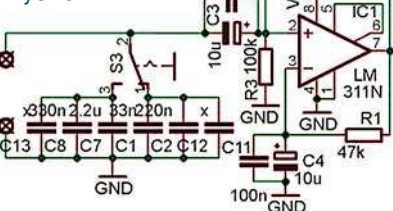
Pomiar w sumie oparty jest na pomiarze częstotliwości drgań generatora z wyznaczającym częstotliwość obwodem LC. Konfiguracje do pomiaru pojemności i indukcyjności można w uproszczeniu przedstawić jak na rysunku 2.

Podstawą jest zawsze obwód rezonansowy L_R , C_R . Przy pomiarze pojemności mierzony kondensator jest dołączany równolegle do kondensatora C_R , obniżając częstotliwość drgań. Przy pomiarze indukcyjności mierzona cewka jest łączona w szereg z cewką L_R , zwiększa indukcyjność i też obniża częstotliwość drgań. Na pierwszy rzut oka wygląda, iż dodatkowa pojemność C_{CAL} służy do zmiany zakresu, ale tak nie jest. Pojemność C_{CAL} jest pojemnością wzorcową.

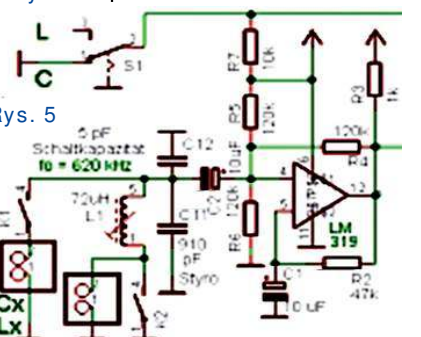
Rys. 2



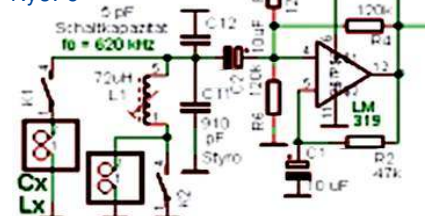
Rys. 3



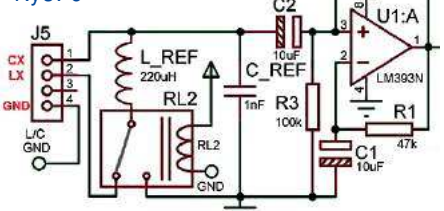
Rys. 4



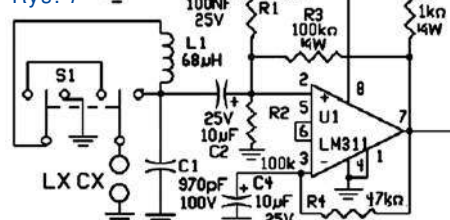
Rys. 5



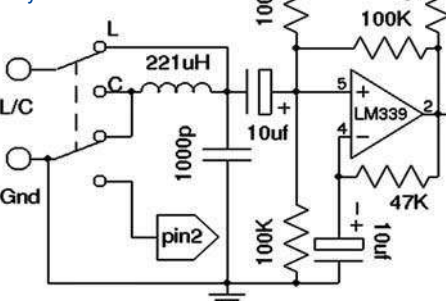
Rys. 6



Rys. 7



Rys. 8



Pomiar opiera się na pomiarze częstotliwości i wykorzystaniu wzoru na częstotliwość rezonansową (równoległego) obwodu LC:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

W prostym przypadku, znając częstotliwość i jedną z wartości: albo L, albo C, można obliczyć drugą. Wtedy jeden z elementów LC jest elementem wzorcowym, odniesienia, a wartość drugiego jest określana, mierzona.

Taka zasada pomiaru jest wykorzystywana w licznych miernikach LC, a przede wszystkim w miernikach indukcyjności. **Rysunki 3 ... 8** pokazują przykłady, na pozór bardzo podobne do tego z rysunku 1. Na pozór, bo w rzeczywistości jest zdecydowanie inaczej.

To oczywiste, że w wersji z rysunku 2 (i w wersjach z rysunków 3...8) trzeba znać dokładną wartość elementu wzorcowego. A to rodzi dość poważne problemy praktyczne.

Spśród elementów podstawowych RLC łatwo dostępne są tylko rezystory o dokładnie określonej wartości i bardzo wąskiej tolerancji. Powszechnie dostępne są rezystory o tolerancji $\pm 1\%$, a dziś bez kłopotu można też kupić niedrogo odmiany o tolerancji $\pm 0,1\%$, a nawet $\pm 0,05\%$. Rezystory najwyższej jakości mają nie tylko dokładnie określoną wartość, ale też odpowiednio mały współczynnik cieplny, nawet poniżej 10ppm/°C (0,001%/°C).

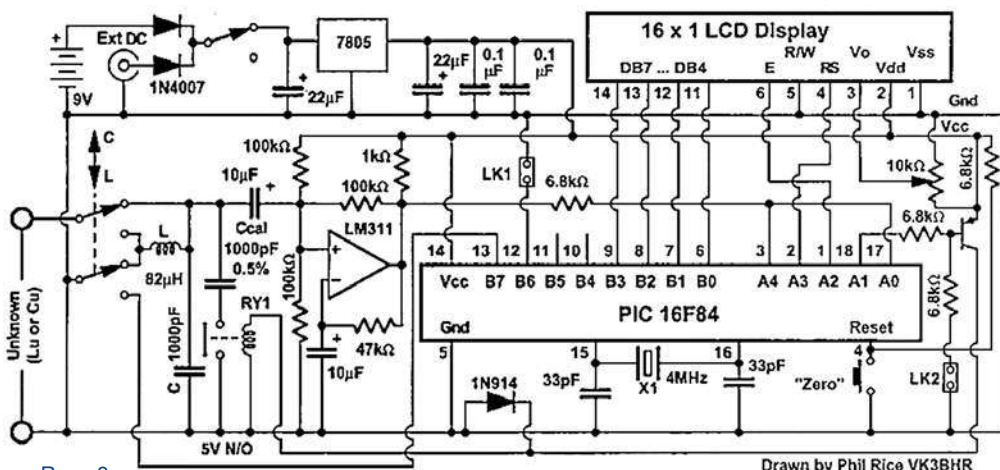
Gorzej jest z kondensatorami. Trudno znaleźć kondensatory o wąskiej tolerancji. Dziś precyzyjne kondensatory są rzadkością. Popularne kondensatory stałe mają tolerancję od $\pm 5\%$ do $\pm 20\%$, a elektrolityczne – znacznie gorzej. Nielatwo kupić kondensatory o tolerancji $\pm 1\%$, choć były i są produkowane odmiany o tolerancji $\pm 0,5\%$, a nawet lepszej.

Pomysł zmierzenia i wybrania wzorcowego kondensatora za pomocą precyzyjnego miernika nie jest z gruntu zły, a kluczowym problemem wcale nie jest dostęp do precyzyjnego miernika pojemności. Otóż pomiar aktualnej pojemności to nie wszystko.

Po pierwsze pojemność wielu rodzajów kondensatorów jest zależna od częstotliwości, co wynika z niedoskonałości zastosowanego dielektryka. Pojemność zmierzona przyrządem przy jakiejś częstotliwości pomiarowej, zwykle 1kHz, będzie inna przy częstotliwości pracy omawianego miernika, która sięga kilkuset kiloherców. Po drugie większość kondensatorów starzeje się. Dodatkowo współczynnik cieplny większości kondensatorów jest znaczny lub wręcz duży.

Niełatwo znaleźć wzorcowy kondensator. Dawniej produkowane były stosunkowo stabilne kondensatory styrofleksowe (polistyrenowe) o tolerancji $\pm 1\%$ i $\pm 0,5\%$ oraz niedużym współczynnikiem cieplnym około $-100\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ ($-0,01\%/^{\circ}\text{C}$). W kraju były produkowane przez Miflex jako KSF-022 w zakresie pojemności od 51pF do 0,5uF. Dziś te dawne kondensatory styrofleksowe i mikowe są dostępne na wtórnym rynku. Natomiast poliestrowe, polipropylenowe oraz poliwęglanowe mają znacznie większy współczynnik cieplny. Najlepsze byłyby poliwęglanowe MKC, ale już dawno znikły z rynku, wyparte przez poliestrowe MKT i polipropylenowa MKP.

Oprócz nich dziś w roli kondensatorów wzorcowych można wykorzystać kondensatory ceramiczne NP0 (C0G), mające teoretycznie zerowy, a praktycznie bliski zeru współczynnik cieplny, ale zwykle są to kondensatory o małych pojemnościach do 1nF. Wprawdzie tylko nieliczne mają wąską tolerancję $\pm 1\%$, ale z uwagi na dobrą stabilność długoczasową i termiczną można zmierzyć i dobrać potrzebną pojemność, w razie potrzeby łącząc kilka kondensatorów NP0.



Rys. 9

W każdym razie stabilne i precyzyjne kondensatory wzorcowe o niewielkiej pojemności są w zasięgu hobbystów. Gorzej z kondensatorami większej pojemności, powyżej 100nF.

A wielokrotnie gorzej jest z wzorcową indukcyjnością. I nie chodzi tylko o duży współczynnik cieplny cewek z rdzeniem. Problem jest znacznie poważniejszy: otóż z uwagi na niedoskonałość rdzeni wręcz nie sposób jednoznacznie określić indukcyjności cewki z rdzeniem, bo zależy ona w znaczącym stopniu od częstotliwości wykorzystywanej podczas pomiaru! Nie będziemy jednak wkraczać w ten bardzo obszerny i trudny temat.

W każdym razie bardzo poważnym problemem jest wykonanie wzorcowej cewki o znaczącej indukcyjności. I to głównie dlatego w literaturze jest sporo projektów rezonansowych mierników indukcyjności, gdzie potrzebne są tylko wzorcowe kondensatory, a rzadkością są przyrządy pomiarowe, gdzie potrzebne byłyby wzorcowe cewki.

Omawiany rysunek 1 to projekt miernika, który nie wymaga zastosowania wzorcowej cewki, a może precyzyjnie mierzyć zarówno indukcyjność, jak i pojemność! Jedynym precyzyjnym i stabilnym elementem wzorcowym jest pojedynczy kondensator oznaczony C_{CAL} o pojemności 1nF!

Tak! Wystarczy tylko jeden stabilny kondensator o dokładnie określonej pojemności, który zapewni precyzję: zarówno przy pomiarze indukcyjności, jak i pojemności. Jest to możliwe dzięki zaskakująco sprytniej metodzie pomiaru. Otóż także w układzie z rysunków 1 i 2 mierzona jest częstotliwość rezonansowa obwodu LC. Ale mierzona wartość pojemności CX albo indukcyjności LX nie jest określana z pojedynczego pomiaru, tylko z trzech pomiarów. O tym za chwilę.

Sprytna koncepcja

Wygłąda na to, że analizowana koncepcja rezonansowego miernika LC z inteligentnym częstotściomierzem, który na podstawie częstotliwości określa mierzoną wartość L lub C, pierwotnie została opublikowana w czasopiśmie „Amateur Radio” w kwietniu 2004, a Autor, Phil Rice VK3BHR, wykozystał swój pochodzący z roku 2002 projekt częstotściomierza z procesorem PIC. Zacerpnięty z tej publikacji oryginalny schemat miernika LC z procesorem PIC pokazany jest na **rysunku 9**, gdzie inny sposób narysowania obwodów generatora LC ułatwia analizę. We wszystkich tego rodzaju sprytnych rozwiązaniach, zarówno przy pomiarze pojemności, jak i indukcyjności, do obwodu rezonansowego dodatkowo jest dołączany kondensator wzorcowy, na rysunku 2 oznaczony C_{CAL} . Autor lojalnie przyznał, że taką samą zasadę pracy miały przyrządy oferowane wcześniej na stronie www.aade.com/lcmeter.htm. Dziś domena internetowa [aade.com](http://www.aade.com) należy do kogoś innego, ale za pomocą *Wayback Machine* można bez problemu odnaleźć stare wersje wspomnianej strony.

W każdym razie podstawowa idea wyznaczania pojemności lub indukcyjności na podstawie częstotliwości rezonansowej jest znana od dość dawna, a w roku 2004 powstał i został opublikowany przyrząd z automatycznym częstotściomierzem zawierającym procesor PIC16F84, wykorzystujący pomiar częstotliwości i procedury obliczeniowe udostępnione przez Microchipa.

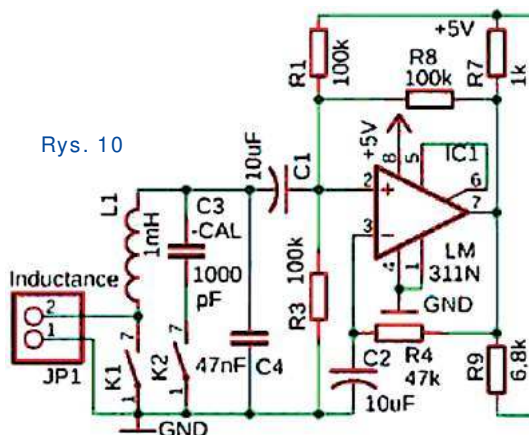
Później program przeniesiono na inne procesory, w tym ATmega... Obecnie w sieci są opisy kilku odmian takiego miernika LC, różniących się szczegółami. Można też znaleźć szereg schematów, nieco inaczej narysowanych i zrealizowanych.

Mianowicie w obwodzie rezonansowym są wykorzystywane albo przełączniki, albo przelączniki sterowane ręcznie. Przykłady rozwiązań znajdziesz na rysunkach 10...13.

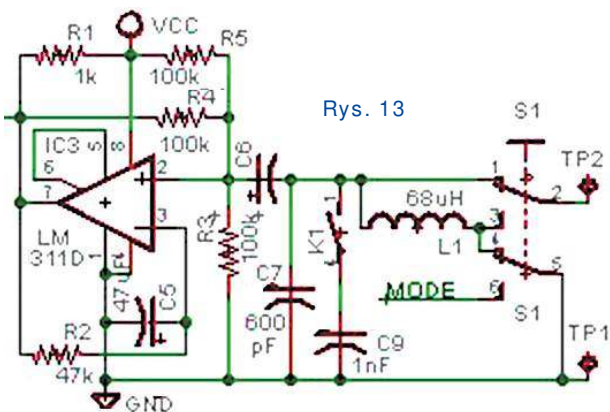
Dlatego zawsze przed rozpoczęciem pomiaru przyrząd trzeba wyzerować – skalibrować. Zerowanie połączone z kalibracją to proces dwuetapowy. Najpierw, przy braku pojemności badanej ($C_X = 0$ – rozwarcie), ewentualnie przy braku indukcyjności badanej ($L_X = 0$ – zwarcie), mierzona jest częstotliwość rezonansowa F_1 obwodu, zawierającego tylko elementy L , C (L_R i C_R). Potem przełącznik dołącza kondensator kalibracyjny C_{CAL} o dokładnie znanej pojemności, co obniża częstotliwość do jakiejś wartości F_2 . W trakcie takiego dwustopniowego zerowania procesor zapamiętuje te dwie częstotliwości i przechodzi do pracy ciągłej – do pomiaru aktualnej wartości C_X albo L_X przy odłączonym kondensatorze C_{CAL} . I dopiero wtedy, zależnie od tego, co ma być mierzone, należy dołączyć albo mierzony kondensator C_X , albo mierzony indukcyjność L_X .

I w jednym, i drugim przypadku dołączenie do obwodu LC elementu mierzonego (albo C_X , albo L_X) powoduje obniżenie częstotliwości rezonansowej poniżej wartości F_1 . Przy pomiarze pojemności C_X zostaje dołączona równolegle do C , co zwiększa pojemność, natomiast przy pomiarze indukcyjności mierzona induk-

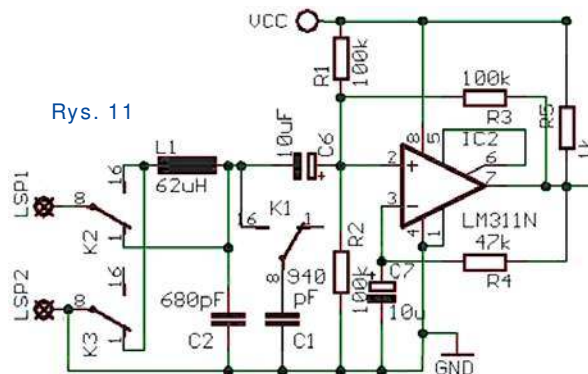
Rys. 10



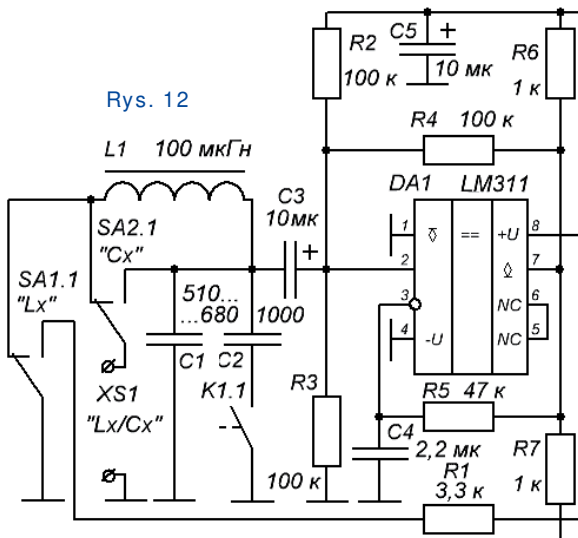
Rys. 13



Rys. 11



Rys. 12



cyjność L_X zostaje włączona w szereg z indukcyjnością L . Przy połączeniu szeregowym cewek ich indukcyjności się sumują, więc dołączenie mierzonej cewki L_X zwiększa indukcyjność i też obniża częstotliwość rezonansową.

Po skalibrowaniu procesor na bieżąco mierzy aktualną częstotliwość pracy (F_3) i na podstawie tych trzech częstotliwości (F_1 , F_2 , F_3) wylicza i pokazuje na wyświetlaczu albo pojemność C_X , albo indukcyjność L_X według zależności z rysunku 14.

Zalety i wady

Z uwagi na sposób pomiaru podczas zerowania – kalibracji uwzględniane są pasożytnicze pojemności i indukcyjności montażowe i właśnie dlatego przyrząd może mierzyć wartości już od 0,01pF i 0,01uH! Bo już tak małe wartości powodują zauważalną zmianę częstotliwości rezonansowej. Co prawda dokładność jest wtedy niezbyt duża, ale w praktyce całkowicie wystarczająca. To odróżnia przyrząd od wielu innych, gdzie zakres i rozdzielczość zaczyna się od 1pF i 1uH.

Rys. 14

Capacitance	Inductance
$F_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$F_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
$F_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_{cal})}}$	$F_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_{cal})}}$
$F_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_u)}}$	$F_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_u)C}}$
$C_u = \frac{\left(\frac{F_1}{F_3}\right)^2 - 1}{\left(\frac{F_1}{F_2}\right)^2 - 1} \times C_{cal}$	$L_u = \left[\left(\frac{F_1}{F_3}\right)^2 - 1\right] \times \left[\left(\frac{F_1}{F_2}\right)^2 - 1\right] \times \frac{1}{C_{cal}} \times \left(\frac{1}{2\pi F_1}\right)^2$

Według wykorzystanej tu koncepcji idealnie dobrany kondensator wzorcowy zapewnia idealną dokładność, oczywiście w granicach precyzji i pomiaru częstotliwości i dalszych obliczeń. W praktyce dokładność w zakresie pojemności 10pF...100nF (i powiedzmy „średnich indukcyjności”) jest wyznaczona przez tolerancję oraz

stabilność termiczną i długoczasową kondensatora wzorcowego C_{CAL} . Ściślej biorąc, także związanych z nim pojemności pasożytniczych.

Dla indukcyjności i pojemności bardzo małych i bardzo dużych zmiany częstotliwości rezonansowej są małe, więc dodatkowo dochodzi kwestia precyzji i rozdzielczości pomiaru częstotliwości oraz obliczeń w procesorze.

Tak czy inaczej z założenia precyzja pomiarów może być bardzo dobra.

Co ciekawe, przyrząd może też służyć do precyzyjnego dobierania jednakowych kondensatorów lub cewek, ponieważ według opisu programu zerowanie może zostać przeprowadzone przy obecności albo CX, albo LX, a wtedy po takiej kalibracji wyświetlacz przyrządu będzie pokazywał różnicę pojemności/indukcyjności między egzemplarzem użytym podczas kalibracji a innymi egzemplarzami.

W każdym razie miernik ma rewelacyjną rozdzielczość i rewelacyjnie szeroki zakres pomiarowy, co jednak odwraca uwagę od jego istotnych wad.

Wadą jest na przykład to, że jego działanie oparte jest na pomiarze częstotliwości oscylacji, co może skutkować i jak najbardziej skutkuje zupełnie fałszywymi wskazaniami. Otóż miernik można łatwo oszukać, na przykład włączając rezystor o niewielkiej wartości zamiast mierzonej indukcyjności LX albo rezystor o dużej wartości zamiast CX. Wtedy generator z komparatorem LM311 też będzie pracował, a procesor bezrefleksyjnie wykona obliczenia i pokaże na ekranie jakąś wartość indukcyjności lub pojemności. Podobnie będzie przy dołączeniu dowolnego innego dwójnika z elementami RLC albo dwójnika z elementami aktywnymi, jak na przykład diody.

O ile tylko generator z kostką LM311 będzie pracował, to miernik pokaże jakąś wartość indukcyjności czy pojemności, niekoniecznie prawdziwą. I choćby tylko ta łatwość oszukiwania przyrządu nasuwa bardzo ważne pytanie: **na ile dokładne są pomiary rzeczywistych elementów LX, CX?**

Odpowiedź nie jest łatwa. W Internecie można znaleźć sporo informacji o testach, porównaniach i wynikach pomiarów. Jest sporo doniesień potwierdzających dokładność pomiarów, ale jest też wiele informacji o wynikach z gruntu błędnych, nie tylko przy skrajnych wartościach elementów mierzonych.

Aby rozważyć kwestię dokładności, przede wszystkim trzeba zauważyć, że wygodne korzystanie z przyrządu zapewniane jest przez częstotłomierz i program, realizujący dość złożone operacje matematyczne. Oscylacje zapewnia odmiana generatora z przetwornikiem ujemnej rezystancji (NIC) na układzie LM311. Autor artykułu w „Amateur Radio”, Phil Rice VK3BHR, o generatorze na komparatorze LM311 napisał: *It seems to oscillate readily over a wide range of L and C values. Hopefully, it follows the well known formula for resonant frequency.*

Wszystko opiera się na pomiarze częstotliwości oscylacji. Ale łatwość wzbudzania oscylacji cieszy tylko po części. Autor nie analizuje szczegółów, tylko wyraża nadzieję, że częstotliwość drgań jest wyznaczona przez dobrze znany wzór:

$$F = 1 / 2\pi\sqrt{LC}$$

Bo właśnie ten podręcznikowy, idealny wzór jest podstawą algorytmów, realizowanych w mikrokontrolerze, jak pokazuje rysunek 14. A przecież wiadomo, że częstotliwość rezonansowa rzeczywistego obwodu LC jest nieco inna, ponieważ mają na nią wpływ także szkodliwe rezystancje elementów L, C! W praktyce będzie to głównie wpływ rezystancji szeregowej cewki (ESR). Na pewno cewki badanej LX, ale zapewne też cewki wbudowanej L (L_R). A rezystancje ESR nie są mierzone i obliczenia ich nie uwzględniają!

Można byłoby w obliczeniach uwzględnić także obecność szkodliwych rezystancji, które też jakoś należałoby mierzyć i to nie przy prądzie stałym, tylko zmiennym.

Nie jest także uwzględniana pojemność własna cewek (i indukcyjność kondensatorów, co jednak ma znikome znaczenie). Dlatego pomiary niektórych elementów, w tym cewek i uzwojeń transformatorów o dużej indukcyjności, ale też dużej pojemności własnej i rezystancji ESR, z założenia obciążone są dużym błędem, nawet ponad 100%!

Na marginesie: pojemność własną cewki można określić i uwzględnić w obliczeniach, mierząc (bez zewnętrznego kondensatora) jej częstotliwość rezonansową, wyznaczoną przez indukcyjność i pojemność własną. Opisany przyrząd tego nie robi (robi to podobno jakaś ulepszona wersja opracowana przez rosyjskich hobbystów: <http://ra3ggi.qrz.ru/PRIB/fcl.shtml>).

Dawniej problemem były też możliwości obliczeniowe mikroprocesora (za mała pamięć dla złożonych obliczeń zmiennoprzecinkowych). Dziś nie jest to już problemem.

Małym kłopotem jest też dziś pomiar częstotliwości. Tym bardziej że liczy się nie tyle precyzja (wyznaczona przez stabilności kwarcu procesora), a bardziej rozdzielczość i powtarzalność pomiaru częstotliwości.

Najbardziej zaawansowani Czytelnicy EdW mogą się więc zastanowić: czy i jak omawiana tu bardzo pożyteczna koncepcja i dotychczas wykorzystywany programowy sposób jej realizacji przez obliczenia według rysunku 14 mogą zostać ulepszone?

Zmiana algorytmów obliczeniowych w procesorze wymagałaby dokładniejszego przemyślenia szczegółów, zarówno co do wpływu rezystancji ESR i pojemności własnej cewki L (L_R), a także rezystancji i pojemności własnej mierzonej cewki LX.

Mamy tu znakomity przykład, że taka modernizacja wymagałaby z jednej strony udziału osób dobrze znających się na cewkach i na generatorach LC, nie tylko od strony praktycznej, ale też teoretyczno-matematycznej. Z drugiej wymagałaby udziału osób potrafiących stworzyć dla procesora nowe, bardziej skomplikowane programy.

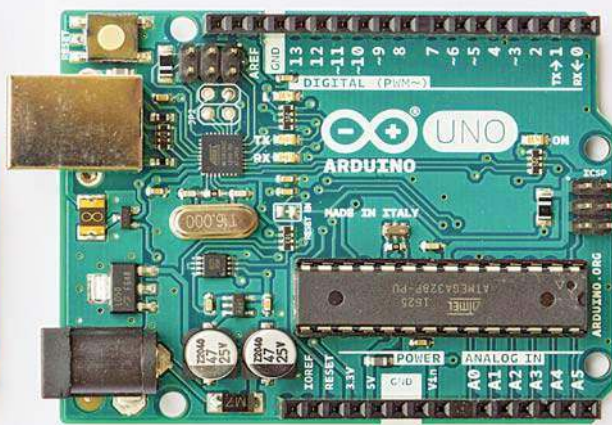
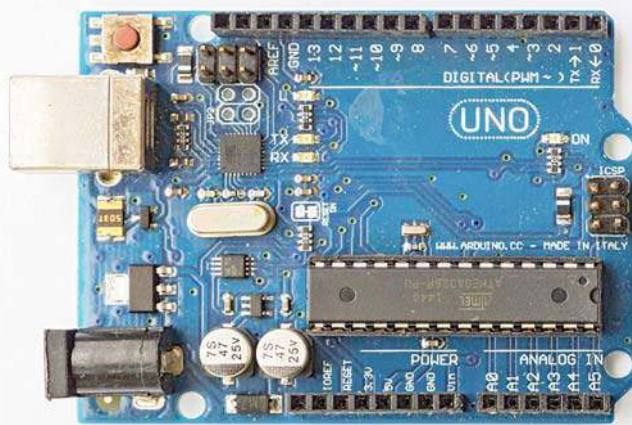
Być może oscylator należałoby starannie ekranować i zastosować w nim cewkę o ściśle określonych właściwościach. Na pewno trzeba byłoby zastosować kondensator wzorcowy C_{CAL} o jak najlepszych parametrach. Wszystko to wymagałoby wiele pracy, przede wszystkim badań i testów. W sumie byłoby to bardzo poważne zadanie badawcze, nadające się albo dla zespołu studentów elektroniki, albo zaawansowanych hobbystów, którzy już wcześniej mieli doświadczenia w tej dziedzinie.

Czy warto w ten sposób próbować zwiększyć i tak dobrą precyzję?

To kwestia dyskusyjna. Tym bardziej że precyzyjne profesjonalne pomiary pojemności kondensatorów są wykonywane inaczej, przy określonej niezmienniej częstotliwości (1MHz, 1kHz i 120Hz).

Niemniej analizowana teraz zasada pomiaru elementów LC z obwodem rezonansowym i kondensatorem wzorcowym jest naprawdę bardzo atrakcyjna.

Ciąg dalszy na stronie 36



Kurs Arduino

odcinek 25

W poprzednim odcinku zajmowaliśmy się podstawowym fontem, zawartym w bibliotece Adafruit GFX, który jest zdefiniowany w pliku *glcdfont.c*. Biblioteka ta oferuje także znacznie ulepszone fonty, jednak my nie wyczerpaliśmy tematu fontu podstawowego.

Wiemy od dawna, że podstawowe znaki: litery, cyfry i niektóre symbole, wyświetlamy za pomocą kodów ASCII. Ściszej biorąc, te podstawowe znaki drukowalne mają kody ASCII od 32 do 126. Wiemy też, że kody ASCII 1...31 pierwotnie były kodami sterującymi dla elektromechanicznych dalekopisów. W Adafruit GFX spośród nich wykorzystujemy tylko dwa: kod numer 10 – nowa linia oraz niekiedy wraz z nim kod nr 13 – powrót karetki. Pozostałe kody sterujące można wykorzystać, by kodowały jakieś symbole. I już wiemy, że tak jest. Można też wykorzystywać kody

Rys. 1 powyżej kodu ASCII, czyli z zakresu 128...255.

	x0	x1	x2	x3	x4	x5	x6	x7	x8	x9	xA	xB	xC	xD	xE	xF
0x	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	;	<	=	>	?
1x	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/	
2x	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	;	<	=	>	?
3x	@	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
4x	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	[	\	]	^	_
5x	`	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n	o
6x	p	q	r	s	t	u	v	w	x	y	z	{		}	~	
7x	Ç	ü	é	à	â	ä	å	ø	ë	ì	í	î	ï	ä	Å	
8x	É	æ	Æ	ô	ö	û	ü	ý	ÿ	ÿ	ÿ	ÿ	ÿ	ÿ	ÿ	ÿ
9x	á	â	ã	ä	å	æ	ç	è	é	ê	ë	ì	í	î	ï	ð
Ax	ñ	o	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	;	<	=	>
Bx	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/	
Cx	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	;	<	=	>	?
Dx	@	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
Ex	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	[	\	]	^	_
Fx	`	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n	o

Już wcześniej w cyklu „Wokół Arduino” omawialiśmy nawet sprawę stron kodowych (code page – CP).

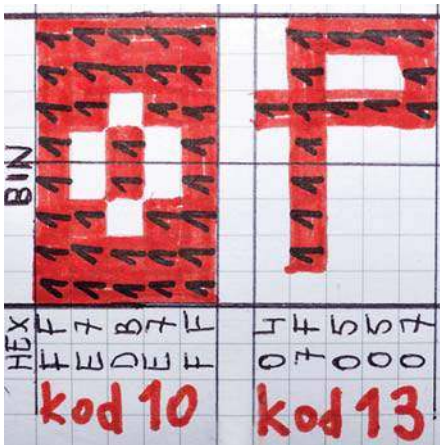
I właśnie font podstawowy w bibliotece Adafruit GFX zawiera znaki strony kodowej CP437, znanej od roku 1981, zastosowanej w pierwszych komputerach IBM PC w pierwszej wersji systemu operacyjnego MS-DOS (1.0). Tematyka fontów jest skomplikowana. Na rysunku 1 znaki strony kodowej CP437 wypisane są wciąż bardzo popularnym fontem Arial. Pod symbolami podane są też numery tych symboli w Unikodzie.

Rysunek 2 pokazuje znaki strony kodowej CP437 jako prosty font bitmapowy na ekranie (konsoli) prymitywnego komputera.

Natomiast Rysunek 3 przedstawia znaki zawarte w foncie podstawowym z pliku *glcdfont.c* biblioteki Adafruit GFX. Wprowadzie w poszczególnych fontach te same znaki strony kodowej i Unikodu mogą różnić się i różnią wyglądem. Niemniej wyraźnie widać, że w Adafruit GFX też mamy znaki strony kodowej CP437.

Tak, ale...

Na rysunku 3 żółtymi strzałkami zaznaczone są zastępcze znaki o numerach 10 i 13. Wiemy już, że biblioteka Adafruit GFX nie chce ich drukować i nie drukuje, a na potrzeby naszych rozważań



Fot. 4

w poprzednim odcinku stworzyliśmy programik, który zamiast nich zastępczo wydrukował literkę „x”. Jednak z podanego wcześniej opisu, jak działa wyświetlanie znaków, wynika, że plik *glcdfont.c* też musi zawierać po pięć bajtów dla kodów 10 i 13. Okazuje się, że nie są to wcale „bajty puste”:

```
(...)
0x00, 0x18, 0x24, 0x18, 0x00, //9
0xFF, 0xE7, 0xDB, 0xE7, 0xFF, //10
0x30, 0x48, 0x3A, 0x06, 0x0E, //11
0x26, 0x29, 0x79, 0x29, 0x26, //12
0x40, 0x7F, 0x05, 0x05, 0x07, //13
0x40, 0x7F, 0x05, 0x25, 0x3F, //14
(...)
```

Fotografia 4 prezentuje wynik „ręcznego dekodowania” znaków o numerach 10 i 13. To tylko ciekawostka, bowiem znaków tych nie da się w prosty sposób wykorzystać. Ważniejszy jest inny szczegół, zaznaczony na rysunku 3 czerwonymi strzałkami.

Najpierw zwróć uwagę na prawy dolny róg. Ostatni symbol

w samym rogu ma numer – kod 255 i nie jest wyświetlany żaden symbol.

Prawidłowo, bo jest to albo rozkaz skasowania poprzedniego znaku (DEL), albo spacja twarda, niełamująca (NBSP = non-breaking space). Problem jest z poprzednim symbolem o numerze 254. Na rysunku 3 pole jest puste, a według rysunków 1 i 2 powinien tam być „kwadracik”. Ten „kwadracik” na rysunku 3 jest, ale w polu o kodzie 253. Analogicznie wcześniejsze znaki! Mamy przesunięcie o jeden numer, ale nie w całej tabeli znaków. Przesunięcie zaczyna się przy kodzie numer 176, czyli szesnastkowo B0. Na rysunku 3 mamy tu dwie kolejne czerwone strzałki.

Jak pokazują rysunki 1 i 2, kody 176, 177 i 178 (0xB0, 0xB1, 0xB2) powinny zapisać pole pikselami, które dadzą w sumie średnią jasność pola 25%, 50% i 75%. Na rysunku 3 brakuje symbolu o kodzie 176, a w polu o tym numerze wyświetlony jest symbol, który w CP437 ma numer 177. Przesunięcie wynika z braku symbolu 176 i dotyczy tylko kodów o większym numerze. Czyli pożytecznych symboli, w tym greckich liter, znaków matematycznych i innych, w tym często wykorzystywanego symbolu stopnia.

Nie tak miało być!

Jest to wynik,

a ściślej echo ewidentnej pomyłki.

Strona kodowa CP437 od roku 1981 jednoznacznie określa, jakie mają być symbole o numerach 176 i wyższych. Jednak ktoś, kto kiedyś przygotowywał zawartość pliku *glcdfont.c*, popełnił ewidentny błąd i nie umieścił w nim pięciu bajtów, które powinny rysować symbol o kodzie 176. Pomyłkę tę odkryto po dość długim czasie, gdy powstało mnóstwo programów (szkiców) wykorzystujących ten błędnie zdefiniowany font i wspomniane bardzo pożyteczne „wyższe” kody o błędnych numerach. Jak widać z rysunku 3, błędny kod zawierał mniej znaków. Jednak aktualny plik *glcdfont.c* zawiera już wszystkie znaki:

(...)

```
0x55, 0x00, 0x55, 0x00, 0x55,
// #176 (25% block) missing in old
code
0xAA, 0x55, 0xAA, 0x55, 0xAA,
// #177 50% block
0xFF, 0x55, 0xFF, 0x55, 0xFF,
// #178 75% block
(...)
```

Tak! „Ręczne zdekodowanie” symboli o numerach 176, 177, 178 daje efekt widoczny na **rysunku 5**!

Kod 176 i wszystkie wyższe są więc prawidłowo zdefiniowane w aktualnym pliku *glcdfont.c*. Dlaczego więc są błędnie wyświetlane?

To proste: dla kompatybilności z wcześniejszymi programami – szkicami! Przewidziano natomiast prosty sposób korzystania z prawidłowych kodów CP437. Podczas kompilacji program sprawdza stan wewnętrznej zmiennej *_cp437*. Jeżeli ma ona wartość logiczną *true*, wykorzystywane są prawidłowe kody CP437. Domyślnie ma ona wartość *false*, więc wykorzystywany jest stary, błędny sposób z przesunięciem. W pliku *Adafruit_GFX.cpp* w definicji metody *drawChar()* sprawdzany jest stan tej zmiennej, jak pokazuje **szkic 1**.

```
void Adafruit_GFX::drawChar(x, y, c, color, bg, size_x, size_y) {
  if(!gfxFont) { // 'Classic' built-in font
    if((x >= width) || // Clip right
        (y >= height) || // Clip bottom
        ((x + 6 * size_x - 1) < 0) || // Clip left
        ((y + 8 * size_y - 1) < 0)) // Clip top
      return;
    if(!_cp437 && (c >= 176)) c++; //Handle 'classic' charset behavior
    startWrite(); \
    for(int8_t i=0; i<5; i++) { // Char bitmap = 5 columns
      (...) // rysowanie znaku
    }
  }
}
```

Szkic 1

Jeżeli zmienna *_cp437* ma wartość *false* (domyślnie) i wyświetlany ma być symbol o kodzie 176 lub wyższym, to o 1 zwiększany jest kod – liczba w zmiennej *c*. Realizuje to linia

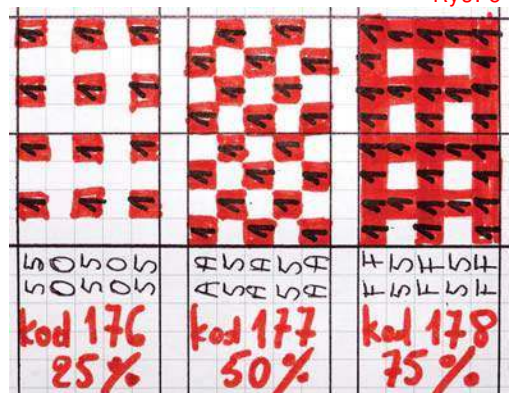
```
if(!_cp437 && (c >= 176)) c++;
```

Aby to zadziałało, w bibliotece (w pliku *Adafruit_GFX.h*) przewidziano funkcję-metodę (tak!) o nazwie *.cp437()*, która ustawi wewnętrzną

Rys. 5



Rys. 3



zmienną (pole) `_cp437`, jak widać na szkicu 2.

Jeżeli więc we wcześniejszym szkicu `A2301.ino` w funkcji `setup()` dodamy instrukcję:

```
wysw.cp437(1);
```

to wtedy na wyświetlaczu zobaczymy prawidłową „wyższą” część strony CP437, jak pokazuje **fotografia 6**. Zmodyfikowany szkic dostępny jest w Elportalu jako **A2401**. **Szkic 2**

ino (tylko dla SH1106, ale możesz to samodzielnie zmienić, kopiując fragmenty szkicu `A2301.ino`).

Polskie litery

Wiedząc, jak funkcjonuje podstawowy font biblioteki Adafruit GFX, możemy zmodyfikować plik `gldfont.c` i dodać tam „polskie litery”. Moglibyśmy zrobić to teraz, ale proponuję, żebyś potraktował to jako zadanie domowe. Spróbuj użyć na wyświetlaczu polskie litery.



Fot. 6

Zadanie nie jest wcale trudne i można je zrealizować na wiele sposobów.

Wrócimy do tego później, a na razie spróbuj sam. A my w następnym odcinku omówimy ulepszone fonty Adafruit GFX.

Piotr Górecki

Ciąg dalszy ze strony 33

Na pewno warto zbudować taki miernik dla własnej satysfakcji choćby tylko dlatego, że pozwala on mierzyć także bardzo małe pojemności i indukcyjności. Układ jest nieskomplikowany, a w Internecie dostępne jest oprogramowanie, zarówno dla procesorów PIC, jak i dla innych, także dla Arduino.

Konieczne trzeba też zaznaczyć, że **na zupełnie innej zasadzie działają popularne obecnie, też bardzo przydatne**

chińskie mikroprocesorowe „mierniki wszystkiego”, zawierające często w oznaczeniu 328 od typu użytego procesora AVR – przykład na **fotografii 15**. To też są bardzo przydatne przyrządy. Ale nie zawierają one generatora z obwodem rezonansowym i wywodzą się z projektu ze strony: <https://www.mikrocontroller.net/articles/AVR-Transistortester>.

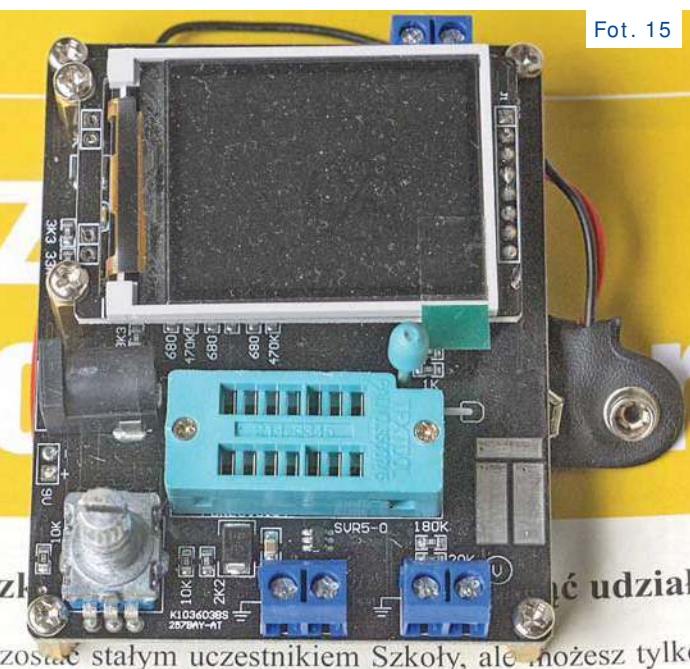
Ale co istotne, dostępne są też chińskie moduły mierników rezonansowych, pracujące na opisywanej w artykule zasadzie, które oznaczone są zwykle LC100-A. Przykład na **fotografii 16**. Mają one cztery zakresy pomiarowe, działanie

jest nieco inne, niemniej do obliczeń też wykorzystują zmiany częstotliwości obwodu rezonansowego LC.

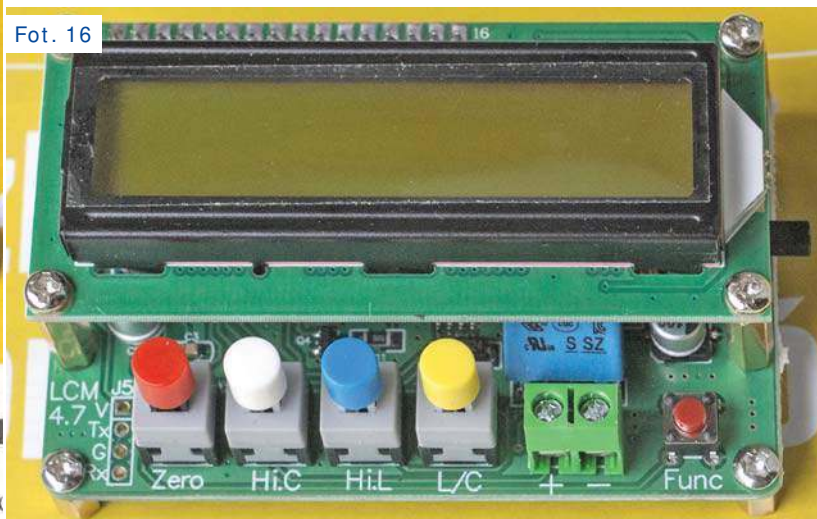
Choć taki rezonansowy miernik LC można kupić za około 40 złotych, bardzo pouczające są wyniki eksperymentów z własną tego rodzaju konstrukcją.

Na łamach EdW w ramach Forum Czytelników możemy przedstawić wyniki testów Waszych realizacji tego rodzaju bardzo przydatnego miernika. A w jednym z następnych numerów przedstawione zostaną wyniki testów i opis poważnych kłopotów z kalibracją taniego miernika z fotografii 16.

Piotr Górecki



Fot. 15



Fot. 16

Tranzystory

Sterowanie MOSFET-ami

część 5

W poprzednich odcinkach omówiliśmy elementarne informacje dotyczące pracy MOSFET-ów w roli przełączników. Wiemy, że aby minimalizować straty mocy związane z przełączaniem, należy skracać czas przełączania. Przeszkodą są wewnętrzne pojemności MOSFET-a, a w szczególności pojemność C_{GD} występująca między bramką i drenem. Przypomnijmy, że to właśnie pojemność C_{GD} jest powodem wystąpienia „schodka” w przebiegu napięcia bramki. Obecność tego schodka jest nieunikniona, a problem polega na tym, ile czasu będzie on trwał? To on wyznacza czasy przełączania i tak interesującą nas moc strat ciepłych. Musimy to zbadać dokładniej.

Czasy przełączania

MOSFET nie otwiera się natychmiast po rozpoczęciu impulsu przełączania. Na pewno czas po rozpoczęciu impulsu otwierającego można podzielić na **czas opóźnienia** oraz **czas przełączania**, co w uproszczony sposób pokazane jest na **rysunku 1a**. Podkładka jasnozielona pokazuje czas opóźnienia, jaki upływa od rozpoczęcia impulsu otwierającego do momentu, gdy tranzystor rzeczywiście zaczyna się otwierać.

Faza właściwego przełączania została wyróżniona żółtą podkładką. Mamy więc dwa interesujące nas czasy:

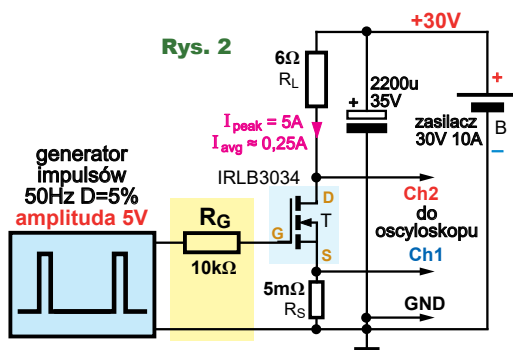
- czas opóźnienia włączania (turn-on delay time), oznaczany $t_{d(on)}$,
- czas przełączania przy włączaniu (rise time), oznaczany t_r .

Analogicznie według **rysunku 1b** przy wyłączaniu mamy:

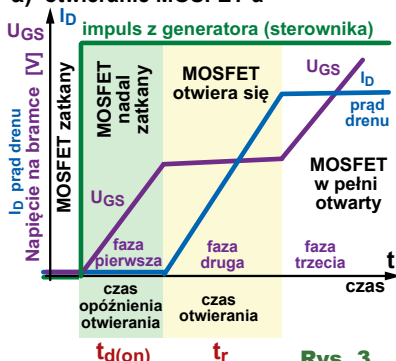
- czas opóźnienia włączania (turn-off delay time), oznaczany $t_{d(off)}$,

- czas przełączania przy wyłączaniu (fall time), oznaczany t_f

Można to sprawdzić doświadczalnie. **Rysunek 2** przedstawia znany już układ pomiarowy (widoczny też na fotografii tytułowej), a **rysunek 3** pokazuje rzeczywiste przebiegi zmierzone oscyloskopem. Czarna krzywa to napięcie bramki U_{GS} (1V/dz), przebieg niebieski to prąd drenu (mierzony na rezystancji pomiarowej 5 miliohmów), a czerwony to napięcie na drenie.

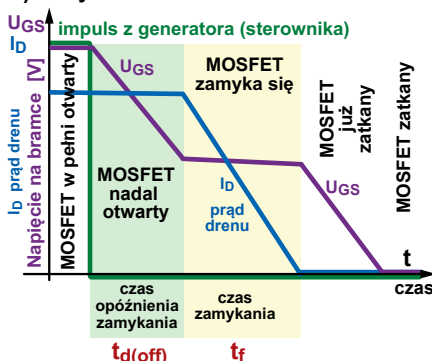


a) otwieranie MOSFET-a

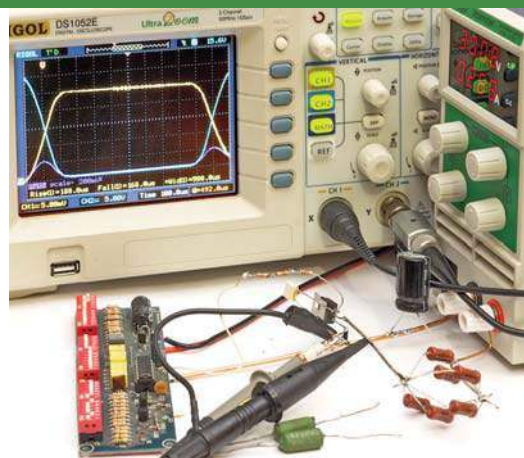
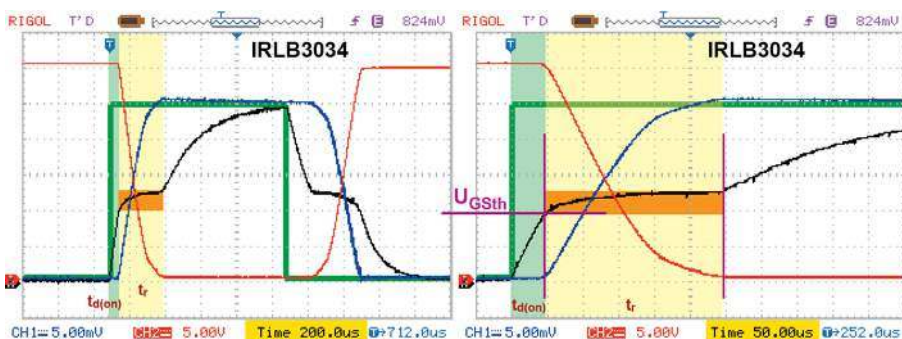


Rys. 1

b) zamykanie MOSFET-a



Rys. 3



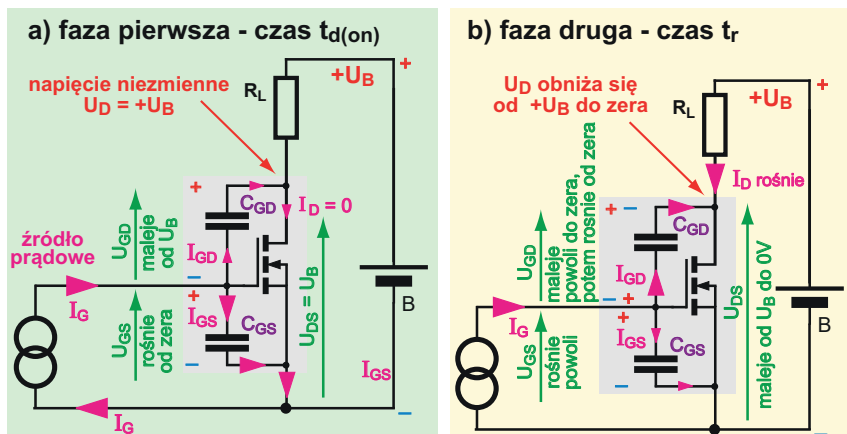
Dodatkowo zieloną linią dorysowałem przebieg impulsu z generatora. Z prawej strony rysunku 3 mamy rozciągnięte (50us/dz) przebiegi podczas włączania. Kolorowe podkładki zielona i żółta pokazują fazy przełączania, jak na rysunku 1.

Aby lepiej zrozumieć proces przełączania MOSFET-a, musimy wrócić do wcześniejszych informacji i do wersji ze sterowanym źródłem prądowym. Dwie pierwsze fazy przełączania w poprzednim odcinku pokazane były na rysunku 18, a teraz szczególnie widzimy na **rysunku 4**, gdzie kolory podkładek też wskazują etapy procesu.

Jak pokazuje rysunek 4a, podczas pierwszej fazy prąd bramki I_G ładuje pojemności związane z bramką, co decyduje o czasie opóźnienia $t_{d(on)}$. Zauważ, że z punktu widzenia przebiegów zmiennych, w tej pierwszej fazie pojemności C_{GS} i C_{GD} są połączone równolegle.

Najbardziej interesuje nas zaznaczona żółtą podkładką faza właściwego przełączania, gdy prąd drenu narasta, a napięcie drenu (U_{DS}) zmniejsza się, co zwiększa prąd I_{GD} .

Tylko w tej fazie w tranzystorze wydzielają się dynamiczne straty mocy, ponieważ jednocześnie występują wtedy i znaczne prądy, i znaczne napięcia.



Rys. 4

O długości tego właściwego czasu przełączania, w którym zmienia się prąd i napięcie drenu, decyduje praktycznie tylko pojemność C_{GD} (oraz amplituda zmian napięcia na drenie, czyli w praktyce wartość napięcia zasilania).

Czy już widzisz, że w sumie o szybkości przełączania, a tym samym o mocy strat dynamicznych, decyduje wielkość prądu bramki I_G , który w tej drugiej fazie przeładowuje kluczową w tej fazie pracy pojemność C_{GD} ?

Już wcześniej mówiliśmy, że w tej drugiej fazie wytwarza się stan dynamicznej równowagi i szybkość zmian (zmniejszania się) napięcia na drenie musi być i jest taka, żeby wynikający z tego prąd I_{GD} był tylko trochę mniejszy od prądu I_G . Dla uproszczenia analizy możemy teraz przyjąć, że prąd I_{GD} jest równy prądowi I_G .

Podczas przełączania szybkość zmian napięcia na drenie ($\Delta U/\Delta t$) musi być i będzie taka, żeby zgodnie z elementarną zależnością $I = C \cdot \Delta U/\Delta t$ przez pojemność C_{GD} płynął (prawie) cały prąd I_G , więc:

$$I_{GD} = C_{GD} \cdot \Delta U/\Delta t \approx I_G$$

Nas teraz zdecydowanie bardziej interesuje relacja niejako odwrotna: zależność szybkości zmian od prądu I_G :

$$\Delta U/\Delta t \approx I_G / C_{GD}$$

Tak! Szybkość zmian na drenie jest wprost proporcjonalna do wartości prądu przeładowującego bramkę I_G , co sprowadza się do łatwo akceptowalnego wniosku: **czym większy prąd I_G , tym krócej będzie trwać przełączanie.**

Czas przełączania będzie też zależny od wartości ΔU , czyli w praktyce od wartości napięcia zasilania obwodu drenu:

$$\Delta t \approx \Delta U \cdot C_{GD} / I_G$$

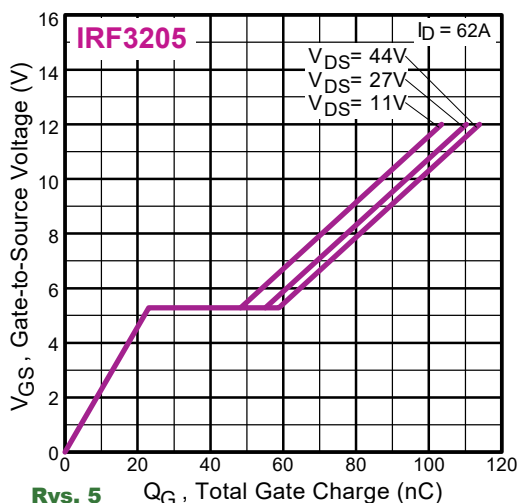
Podsumujmy: na pewno prawdziwe jest ogólne stwierdzenie, że

większy prąd bramki szybciej przeładowuje pojemności. Tylko teraz wiemy, że nie chodzi o przeładowanie pojemności C_{GS} . Owszem, pojemność C_{GS} ma znaczenie, ale ona wpływa tylko na czas opóźnienia $t_{d(on)}$. Natomiast o czasie właściwego włączania t_r i o stratach mocy decyduje pojemność C_{GS} . Tak samo jest przy wyłączaniu.

Już tu pojawia się słusna myśl, że przy porównaniu tranzystorów MOSFET różnych typów i pochodzących od różnych producentów mniej istotna jest pojemność C_{GS} , a zdecydowanie bardziej pojemność C_{DG} .

Gate charge

Na rysunku 1 pokazane są spodziewane na podstawie prostej teoretycznej analizy prostoliniowe przebiegi napięcia bramki U_{GS} . Oczywiście w rzeczywistości nie są one prostoliniowe, co widzieliśmy w poprzednim odcinku. Ale co ciekawe i bardzo ważne, w kartach katalogowych MOSFET-ów można znaleźć właśnie wykresy prostoliniowe o bardzo podobnym kształcie – przykład na **rysunku 5** dotyczy IRF3205.



Rys. 5

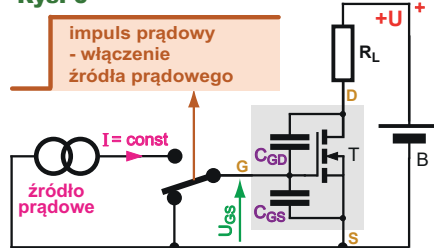
Na osi pionowej mamy dobrze znajome napięcie U_{GS} , ale dla mniej zorientowanych problemem jest zrozumienie sensu osi poziomej. Można powiedzieć, że na podobnych wykresach zwykle oś pozioma niejako pokazuje przyczynę, a oś pionowa – skutek. Łatwo zrozumieć pokazaną na rysunkach 1, 3 zależność napięcia U_{GS} od czasu. Ale zależność U_{GS} od jakiegoś ładunku Q ?

Jaki w ogóle jest sens tego ładunku Q_G (gate charge)?

Wielu elektroników ma kłopot ze zrozumieniem sensu i praktycznej przydatności charakterystyk takich jak na rysunku 5. Tymczasem sprawa jest beznadziejnie wręcz prosta!

MOSFET-y są sterowane napięciowo i na bramkę MOSFET-a w sumie podawany jest impuls napięcia ze źródła napięciowego przez jakąś rezystancję R_G . Jednak my nieprzypadkowo wcześniej rozważaliśmy sterowanie bramką za pomocą źródła prądowego, co w troszkę bardziej precyzyjny sposób zobrazowane jest na **rysunku 6**.

Rys. 6



Idea jest prosta: najpierw bramka jest zwarta ze źródłem i napięcie na bramce jest równe zeru, a my w pewnym momencie włączamy źródło prądowe i napięcie U_{GS} zaczyna rosnąć w znany nam „schodkowy” sposób.

Ale co tak naprawdę dzieje się po włączeniu źródła prądowego? Jaki ma związek z ładunkiem?

Niewiele wyjaśnia stwierdzenie, że ładunek to, najprościej biorąc, ilość nośników elektrycznych.

Znacznie lepszym wyjaśnieniem jest przypomnienie zależności między ładunkiem Q , prądem I i czasem t . Pamiętamy, że według szkolnej definicji prąd (natężenie prądu) to stosunek ilości ładunku do czasu przenoszenia tego ładunku: $I = Q / t$

Teraz ważniejsza jest inna forma tej zależności: $Q = I \cdot t$. Na razie pomijamy fakt, że ładunek to także iloczyn pojemności i napięcia $Q = C \cdot U$.

Ładunek Q z rysunku jest iloczynem prądu i czasu ($Q = I \cdot t$)... Prądu przeładowania bramki (I_G) oraz czasu przeładowania.

Na rysunku 5 pozioma oś ładunku Q_G jest więc także osią czasu, tylko w powiązaniu z prądem. I bardzo dobrze, że na osi mamy ładunek Q , a nie czas t , bo wykres czasowy dotyczyłby tylko jednej określonej wartości prądu, a wykres „ładunkowy” jest uniwersalny – dotyczy dowolnej wartości prądu.

To w sumie jest bardzo proste do zrozumienia: **do zmiany stanu każdego MOSFET-a potrzebna jest określona ilość ładunku w obwodzie bramki, czyli jakiś iloczyn prądu i czasu.** Jeżeli prąd przeładowania bramki I_G będzie duży, przeładowanie nastąpi w krótkim czasie. Gdy prąd I_G będzie mały, zmiana stanu MOSFET-a będzie trwać odpowiednio dłużej.

A jeżeli tak, to wykres taki jak na rysunku 5 jest znakomitym narzędziem do określenia czasów: zarówno czasu opóźnienia, jak i właściwego czasu przełączania. Rozważmy prosty przykład.

Rysunek 7 pochodzi z karty katalogowej MOSFET-a IRLB3034. Najprościej biorąc, aby określić czas opóźnienia $t_{d(on)}$, odczytujemy z katalogowego rysunku 7 wartość ładunku Q_{GS} i wiedząc, jaką wydajność prądową ma zastosowany sterownik – drajwer, obliczamy ten czas:

$$t_{d(on)} = Q_{GS} / I_G$$

Aby obliczyć właściwy czas przełączania, czyli czas, gdy w tranzystorze występują straty dynamiczne, z rysunku odczytujemy wartość ładunku Q_{GD} i znając prąd, obliczamy:

$$t_r = Q_{GD} / I_G$$

Dynamic @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

IRLB3034PbF

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
g_{fs}	Forward Transconductance	286	—	—	S	$V_{DS} = 10V, I_D = 195A$
Q_g	Total Gate Charge	—	108	162	nC	$I_D = 185A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	29	—	nC	$V_{DS} = 20V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	54	—	nC	$V_{GS} = 4.5V$ ⑤
Q_{sync}	Total Gate Charge Sync. ($Q_g - Q_{gd}$)	—	54	—	nC	$I_D = 185A, V_{DS} = 0V, V_{GS} = 4.5V$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	65	—	ns	$V_{DD} = 26V$
t_r	Rise Time	—	827	—	ns	$I_D = 195A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	97	—	ns	$R_G = 2.1\Omega$
t_f	Fall Time	—	355	—	ns	$V_{GS} = 4.5V$ ⑤
C_{iss}	Input Capacitance	—	10315	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	1980	—	pF	$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	935	—	pF	$f = 1.0MHz$
$C_{oss, eff. (ER)}$	Effective Output Capacitance (Energy Related)	—	2378	—	pF	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 32V$
$C_{oss, eff. (TR)}$	Effective Output Capacitance (Time Related)	—	2986	—	pF	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 32V$

Dla IRLB3034 możemy odczytać z rysunku 7 wartość Q_{GS} około 25 nanokulombów i wartość Q_{GD} około 70nC. Gdyby prąd przeładowania bramki I_G wynosił tylko 1mA, to czasy miałyby wartość:

$$t_{d(on)} = 25nC / 1mA = 25\mu s$$

$$t_r = 70nC / 1mA = 70\mu s$$

100-krotne zwiększenie prądu powinno 100-krotnie skrócić czasy:

$$t_{d(on)} = 25nC / 100mA = 0,25\mu s$$

$$t_r = 70nC / 100mA = 0,7\mu s$$

Teoretycznie prąd $I_G = 1A$ powinien dać czasy: $t_{d(on)} = 25ns$, $t_r = 70ns$, co jednak w praktyce może być trudne albo niemożliwe do uzyskania.

Rysunek 7 pochodzi z karty katalogowej IRLB3034, ale w tej samej karcie na stronie drugiej znajdziemy w tabelce konkretne wartości Q_G , Q_{GS} i Q_{GD} , które są znacząco inne, jak pokazuje to **rysunek 8**.

Co ciekawe, znajdziemy tam też informacje o czasach przełączania, które są dużo wyższe od właśnie przez nas oszacowanych dla prądu 1A.

Część różnic mogą wyjaśnić odmienne zasady i warunki pomiarów. Na przykład charakterystyka „ładunkowa” jest mierzona przy małym, niezmiennym prądzie bramki rzędu 1 do 10mA. A podane na rysunku 8 czasy przełączania są mierzone według pochodzącego z katalogu IRLB3034 **rysunku 9**.

Rys. 9

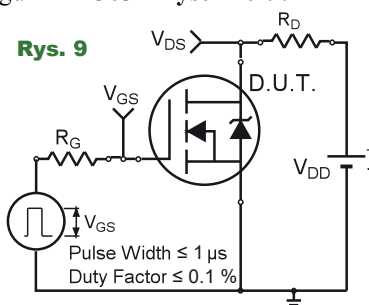


Fig 23a. Switching Time Test Circuit

Jak widać, przy pomiarze czasów przełączania w obwodzie bramki nie ma źródła prądowego. Jest jakiś generator wytwarzający prostokątny impuls napięcia oraz rezystancja szeregową R_G . A napięcia, prądy i rezystancje podczas testu są podane na rysunku 8.

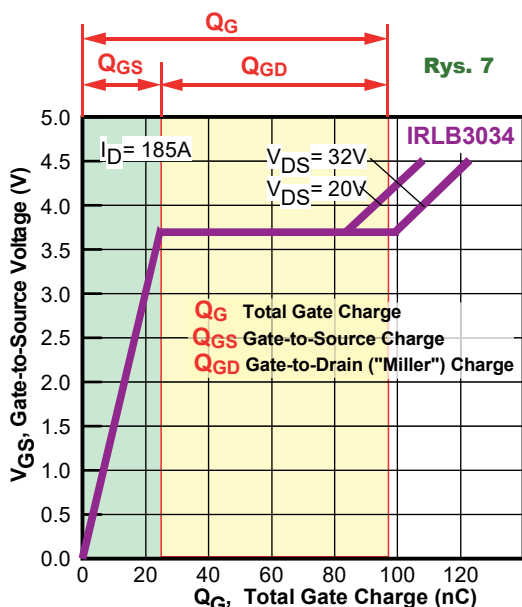
Zauważ też, że do określania czasów nie jest wykorzystany przebieg prądu drenu, tylko przebieg napięcia na drenie (V_{DS}). W przypadku obciążenia rezystancyjnego nie ma to istotnego znaczenia. Jednak różne układy pomiarowe i warunki pomiarów nie wyjaśniają wszystkich wątpliwości. Nie wyjaśnia ich też rozróżnienie między wartościami gwarantowanymi i średnimi parametrów.

Już teraz możemy się domyślać, że w praktyce dane katalogowe powinny być punktem wyjściowym, a uzyskane w konkretnym układzie wyniki (czasy reakcji) będą wypadkową kilku czynników. Domyślamy się też, że wyniki będą zależeć od typu tranzystora, a prawdopodobnie też od wytwórcy.

Do omówienia mamy jeszcze szereg szczegółów wyjaśniających dziwne parametry katalogowe.

My jednak na razie pozostaniemy przy sprawach podstawowych i w następnym odcinku przeprowadzimy praktyczne doświadczenia, które zweryfikują informacje, przedstawione w ostatnich odcinkach.

Piotr Górecki



Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage

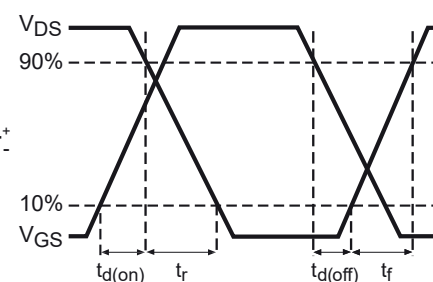


Fig 23b. Switching Time Waveforms

KiCad – schemat w kolorach EdW

Artykuł przeznaczony jest przede wszystkim dla osób, które chcą opublikować swój projekt w EdW i samodzielnie przygotować kompletną dokumentację. Artykuł przedstawia niezbędne operacje na przykładzie wersji 5.0.2 (rysunek 1), aktualnej w chwili pisania tego artykułu.



Rys. 1

Co prawda w EdW podstawą jest wydanie papierowe, drukowane w standardowych procesach z wykorzystaniem czterech farb: jasnoniebieskiej (Cyjan), purpurowej (Magenta, żółtej (Yellow) i czarnej (black), dlatego rysunki i fotografie muszą być przygotowane (rozbarwione) w modelu kolorów CMYK. Natomiast na ekranie i w programach komputerowych mamy kolory w modelu RGB (Red, Green, Blue).

Obrazki, przygotowane w rozmaitych programach i formatach (bitmapowych i wektorowych), prawie zawsze pierwotnie mają kolory zdefiniowane w modelu RGB. Podczas przygotowania materiałów musimy je zamienić w redakcji na kolory w modelu CMYK, co wiąże się z pewnymi zmianami i różnicami (zakresy kolorów możliwe do zobrazowania na ekranie i na papierze znacząco się różnią). To jednak jest już nasz, redakcyjny problem. Wystarczy, że kolory w Waszych plikach będą zbliżone do „kolorów EdW”.

Zmiana kolorów schematu

Jeżeli otworzymy schemat w KiCad, a ściślej w programie **eeschema**, kolory schematu będą „standardowe”. Trzeba znaleźć „miejsce”, gdzie określone są kolory. W tym celu trzeba znaleźć w menu:

Ustawienia – Opcje główne i wtedy otworzy się okno, gdzie trzeba kliknąć panel **Kolory** – rysunek 2 i ustawić „kolory EdW”. Nie trzeba ustawiać indywidualnych barw

według zakładki **Color Picker**; z powodzeniem wystarczy zakładka **Defined Color**, gdzie wykorzystamy cztery kolory: **Czarny**, **Szary2**, **Czerwony** oraz **Fioletowy4**. Wystarczy zmienić kolory w grupach: **Główne** i **Symbol** według rysunku 3. Większość elementów schematu powinna mieć kolor **Czarny**. Nieliczne składniki będą mieć inne kolory: **Magistrala** oraz **Obrys** – **Szary2**, **Symbol Niepołączone** – **Czerwony4**, **Wartość** – **Fioletowy4**. Nie musimy zmieniać koloru składników: **Wypełnienie Drugoplanowe** ani składników z grup: **Arkusz**, **Różne**, **KolorTła**.

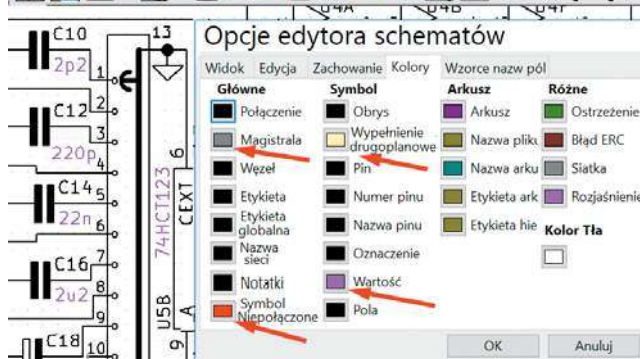
Drukowanie schematów

Na stronach internetowych często schematy (i rysunki płytek) mają postać obrazków bitmapowych (pikselsi) – to zrzuty ekranu, robione przez Schowek. Nas one nie interesują! Do publikacji w EdW potrzebne są „schematy wektorowe”. **Zalecane jest wyłączenie siatki (Grid)**.

Najlepszym sposobem ich realizacji jest wybranie z menu **Plik – Rysuj**, a potem w oknie albo PDF, albo SVG według rysunku 4.

Warto wyłączyć opcję: **Rysuj opis arkusza i tabliczkę tytułową**. Po kliknięciu **Rysuj bieżącą stronę** plik schematu zostanie stworzony „szybko i po cichu”, bez otwierania dodatkowego okna. Zostanie on umieszczony w tym samym katalogu, gdzie jest plik schematu (.sch) z tą samą nazwą i rozszerzeniem .pdf albo .svg.

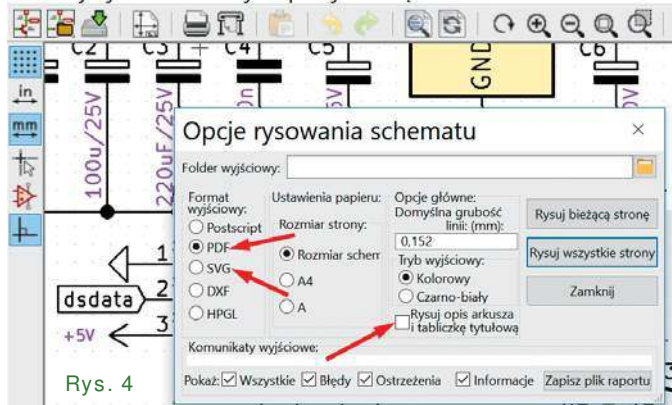
Eeschema — genKluczMOSFET-base [/] — C:\Users\piotr\OneDrive\Documents\genKluczMOSFET-base\eeschema.sch



Rys. 3

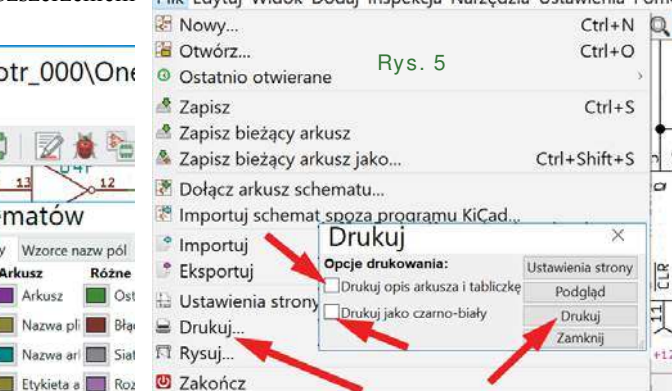
To jest sposób zalecany. Ale możesz też stworzyć wektorowy plik PDF za pomocą wirtualnej drukarki (sterownika) PDF, który prawdopodobnie masz zainstalowany w komputerze. W programie **eeschema** z menu możemy wybrać **Plik – Drukuj** i odznaczyć pola: **Drukuj opis arkusza i tabliczkę** oraz **Drukuj jako czarno-biały** – rysunek 5. Następnie wybierzemy jakąś zainstalowaną w systemie wirtualną „drukarkę”.

Eeschema — genKluczMOSFET-base [/] — C:\Users\piotr\OneDrive\Documents\genKluczMOSFET-base\eeschema.sch



Rys. 4

Eeschema — genKluczMOSFET-base [/] — C:\Users\piotr\OneDrive\Documents\genKluczMOSFET-base\eeschema.sch



Rys. 5

Problem napisów

Dostępne są rozmaite drukarki – sterowniki PDF, komercyjne i darmowe – przykład na **rysunku 6**, gdzie są one wskazane czerwonymi strzałkami. Mają one różne właściwości i różną jakość. Te najgorsze tworzą pliki PDF, które wcale nie są grafiką wektorową, a jedynie zawierają w sobie bitmapy. Ale i te porządniejsze, „wektorowe”, tworzą pliki lepiej lub gorzej nadające się do dalszej obróbki. Często i uciążliwą wadą „drukarek PDF” jest „rozsypanie” napisów na pojedyncze litery, co utrudnia edycję, a jeszcze gorszą wadą jest zamiana napisów na krzywe (elementarne składniki), przez co w ogóle nie można ich już edytować.

Problem „rozsypania napisów” dotyczy wszystkich programów projektowych, ale KiCad jest na razie „przykładem beznadziejnym”, najgorszym.

Podstawowy kłopot związany jest nie ze schematami, tylko z płytkami. Otóż na płytkach oprócz ścieżek i pól umieszczane są też napisy. Problem w tym, że „od zawsze” przy realizacji płytek wykorzystywano tzw. fotoplottery, które naświetlały klisze fotograficzne plamką światła (strzelając punktowo – *flash* oraz przesuwając ją – *stroke*). W związku z tym plik dla fotoplottera opisujący płytkę zawierał informacje o średnicach użytych plamek światła oraz o ruchach tych plamek. Był to albo plik w formacie PostScript, albo w pokrewnym formacie Gerbera. Dlatego bez szczegółów: napisy na płytce musiały z konieczności być „proste”, bo były rysowane plamką światła jako zbiór punktów, prostych odcinków i łuków. Do dziś format Gerbera jest standardem przy wykonywaniu płytek i do dziś napisy na płytkach realizuje się w sposób uproszczony, z użyciem fontów (czcionek) wektorowych, które „łatwo narysować plamką światła”.

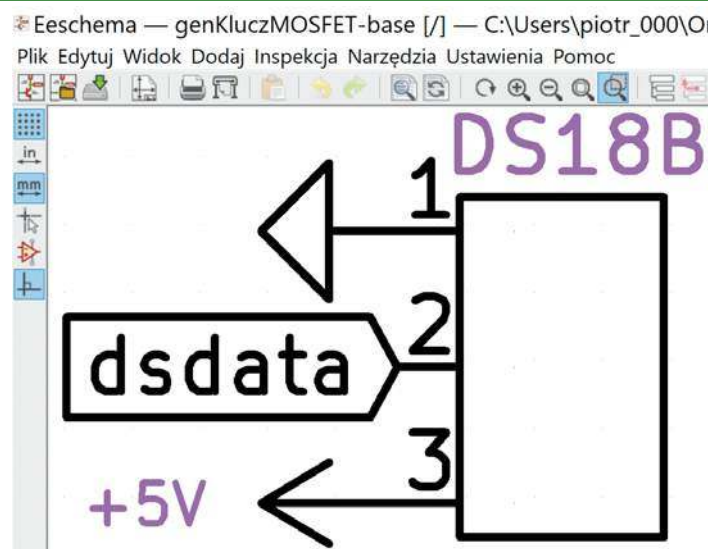
Problem prostych fontów wektorowych zupełnie *nie dotyczy schematów*, gdzie można umieszczać napisy wykonane dowolnymi fontami/czcionkami, także popularnymi fontami systemowymi. I w innych programach projektowych jest możliwość wyboru fontu na schemacie.

Ale nie w pakiecie KiCad i eeschema! Tu nie ma wyboru i na schemacie wykorzystywany jest ten sam brzydki wektorowy font, co na płytce! Aktualnie w pakiecie KiCad jest to font *NewStroke*, wcześniej *Hershey*.

Wprawdzie w planach jest zmiana takiego stanu rzeczy, ale na razie napisy na schemacie też są realizowane fontem



Rys. 6



Rys. 7

wektorowym *NewStroke* i w przeciwieństwie do np. EAGLE nie można tego zmienić. Już na ekranie widać, że znaki składają się z odcinków, łuków i punktów – **rysunek 7**. Po stworzeniu pliku PDF napisy z zasady „rozsypanie” na te elementarne składniki. Następuje to zarówno po wykorzystaniu *Plik – Rysuj*, jak i *Plik – Drukuj*. Jednak przy wykorzystaniu *Plik – Rysuj* wygląd wydruku jest dokładnie taki, jak na ekranie, co pokazuje **rysunek 8**.

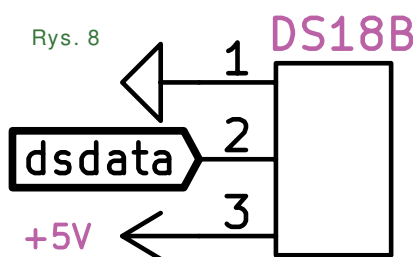
Natomiast w przypadku wirtualnych drukarek wyniki są różne, zależne od „jakości sterownika”. **Rysunek 9** pokazuje, jak z zadaniem odwzorowania napisów poradziły sobie różne sterowniki, wszystkie „wektorowe” i generalnie cieszące się dobrą opinią (Microsoft Print to PDF, Bullzip, PDF24, PDF Creator). Jak widać, poradziły sobie niezbyt dobrze.

Font *NewStroke* (a właściwie projekt KiCad) można pobrać ze strony:

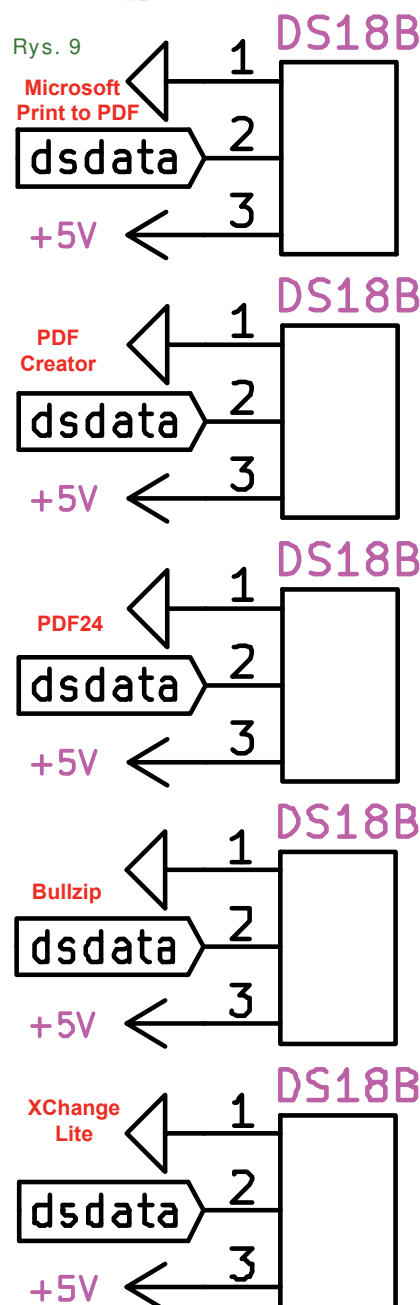
<http://vovanium.ru/sledy/newstroke/en> ale nie jest to typowy font systemowy. Na razie „na rozsypanie się tekstów” w eeschema nie ma rady. A z uwagi na niedostatki sterowników PDF, tworząc schematy do publikacji w EdW, najlepiej skorzystać z polecenia *Plik – Rysuj*.

W drugiej części artykułu zajmiemy się płytkami.

(red)



Rys. 8



Szkoła Konstruktorów



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

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

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

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

Bardzo proszę: dla ułatwienia segregacji niech tytuł Twojego e-maila (i nazwa każdego ewentualnego załącznika), oprócz **nazwy konkursu** oraz **numeru zadania**, zawiera też **Twoje nazwisko** (najlepiej bez typowo polskich liter), na przykład: *Szko292Kowalski*, *Policz292Zielinski*, *NieGra292Malinowski*, *Jak06Krzyzanowski*. 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 pocztą.

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 nadesłesz rozwiązanie zadania głównego, możesz dołączyć swoją fotografię (portret), która będzie zamieszczona przy rozwiązaniu zadania. Zachęcam też do podawania **roku urodzenia**, a w przypadku uczniów i studentów także informacji o szkole/klasie lub uczelni. Jest to pomocne przy opracowywaniu i ocenie rozwiązań (Twoje dane nie są nigdzie przekazywane, tylko wykorzystywane w redakcji EdW wyłącznie w związku z oceną prac i przydzielanymi nagrodami).

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

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

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

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

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

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

Zadanie główne 292

Czerwcowe zadanie Szkoły jest jak najbardziej wzięte z życia.

Otóż pod koniec marca, gdy już wprowadzone były ograniczenia związane z koronawirusem, gdy zamknięte zostały szkoły i uczelnie, w środku dnia zabrakło energii w sieci 230V. Cóż, zdarza się co jakiś czas.

W opisywanym przypadku problemem było to, że synowa pracująca na jednej z uczelni prowadziła własnie zdalne zajęcia ze studentami przez Internet. Zajęcia nie zostały nagle przerwane, ponieważ mamy bezprzewodowy dostęp do Internetu przez ruter z wbudowanym akumulatorem.

Niewielkim akumulatorem, na co wskazywały wcześniejsze doświadczenia. Otóż już wcześniej podczas przerw w dostawie energii elektrycznej okazywało się, że ruter po niedługim czasie przestaje działać, ale wtedy nikomu nie wpadło do głowy mierzyć, na ile czasu pracy wystarczy wbudowany akumulator. Czy na dziesięć minut? Czy dwadzieścia, czy może na godzinę?

Z problemem poradziłem sobie w beznadziejnie prosty sposób. Planując wcześniej pewne testy i ulepszenie UPS-a, nietypowo w mieszkaniu miałem akumulator AGM 12V 90Ah. Ponieważ ruter zasilany jest napięciem 12V z zewnętrznego zasilacza wtyczkowego, problem rozwiązał kabelek z wtykiem 5,5/2,1 i dwa przewody labora-

toryjne, jak pokazuje **fotografia A**. Sposób równie prosty, co niebezpieczny z powodu ogromnej wydajności prądowej akumulatora i braku jakiegokolwiek zabezpieczenia przed zwarcieniem.

Przed upływem godziny napięcie w sieci pojawiło się znowu i problem został definitywnie rozwiązany.

To zdarzenie pokazało mi, że choć coraz więcej jest wokół nas sprzętu mobilnego z autonomicznym zasilaniem, to jednak nadal często nie jesteśmy należycie przygotowani, by zapewnić bezprzerwowe zasilanie ważnych dla nas urządzeń.

Najpierw podam temat zadania 292:

Zaproponuj układ elektroniczny, pomocny w przypadku braku napięcia sieci energetycznej 230V.

Jak zwykle zakres zadania jest szeroki. Dotyczy przeciwdziałania zanikom napięcia w sieci 230V, ale też dotyczy sytuacji, gdy przez dłuższy czas albo w ogóle nie mamy dostępu do sieci energetycznej.

Na pewno zadanie to obejmuje zagwarantowanie bezprzerwowego dostępu do Internetu. Także przez zapewnienie dłuższego okresu pracy sprzętu, niż oferują to wbudowane weń akumulatory. W grę wchodzi wszelkie powerbanki, UPS-y i miniUPS-y. Ale nie tylko to. Dziś mnó-



Fot. A

Uwaga!

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

stwo urządzeń zasilanych z sieci 230V AC nie zawiera klasycznych transformatorów 50Hz, a jedynie zasilacze impulsowe. Dlatego proponuję, żebyście w ramach zadania 292 zastanowili się też nad możliwościami zasilania takich urządzeń napięciem stałym o wartości 150...300V, uzyskiwanym z akumulatora za pomocą przetwornicy podwyższającej DC/DC, a nie UPS-a czy inwertera 12VDC/230VAC.

Oczywiście czekam również na wszelkie propozycje teoretyczne.

Piotr Górecki

Nadsyłajcie propozycje zadań!

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

Koszty przesyłki pokrywa AVT.

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

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

Zachęcam do nadsyłania propozycji następnych zadań Szkoły!

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

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

opublikował swoją realizację projektu lub artykułu związanego z platformą Arduino.

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

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

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



Rozwiązanie zadania głównego 287

Temat styczniowego zadania 287 brzmiał: **Przedstaw lub zaproponuj układ/urządzenie/installację, która została wykonana lub może być wykonana „z potrzeby chwili”.**

Koledzy, którzy nadesłali rozwiązania tego zadania, potwierdzili praktyczny sens takiej inicjatywy i zadania 287. Oto przykład: *Jest to bardzo interesujący temat, szczególnie dla osób dysponujących bardzo ograniczonym budżetem czasowym. Często brakuje czasu na wykonanie projektu w sposób profesjonalny i nadający się do publikacji.*

Oto przegląd nadesłanych rozwiązań. **Arkadiusz Pawłowski** z Brzeźna przysłał rozwiązanie teoretyczne: (...) Zadanie „z potrzeby chwili” i mnie dotyczy, ponieważ od zeszłego roku żona wierci mi dziurę w brzuchu, żebym jej zrobił automatyczne podlewanie ogródka. Nie chce się jej stać ponad godzinę z węzłem, bo wąż długi i ciśnienie nie za duże. Według informacji od (...) [znajomych] koszty materiałów nie są duże (...) jak się samemu robi (...) Już parę miesięcy nie mogę się zebrać do roboty. (...) to może być układ z potrzeby chwili: parę elektrozaworów, mikroprocesor i chyba zegar RTC, żeby podlewanie było kiedy trzeba. Myślałem o czujniku świtu, ale to słaby pomysł, żeby hydrofor długo burczał nad ranem (...)

Samodzielna realizacja systemu nawadniania, w tym budowa własnego sterownika, rzeczywiście jest realna i sensowna. Trzeba jednak zadbać o niezawodność systemu oraz wziąć pod uwagę specyfikę elektrozaworów. Zwykle stosowane są elektrozawory sterowane napięciem zmiennym 24V, a przy zasilaniu baterijnym wykorzystuje się oszczędne elektrozawory bistabilne na prąd stały.

Adam Sosnowski z Kolaszki napisał: *Magnetofon SMAK RZ-1547 (fotografia 1) to sprzęt, którego lepiej było nie widzieć za czasów jego świetności. Oparty jest na mechanizmie K-520 używanym w magnetofonach M7xxx, M8xxx, M9xxx. W porównaniu z wersjami cywilnymi autostop jest optoelektroniczny i zastosowano elektromagnesy umożli-*

wiające zdalne sterowanie za pomocą pilota (co ciekawe, zdalne sterowanie mają też tzw. szuflady diory, ale nie weszło to seryjnie do produkcji). Magnetofon ma z tyłu trzy gniazda D-SUB 9 i jedno D-SUB 25. Ponieważ poszukiwania dokumentacji spełzły na niczym, powstała potrzeba chwili posiadania pilota [przewodowego]. Pozostało: albo zobaczyć, które piny są podłączone, które nie, albo zapytać posiadaczy oryginalnych pilotów o rozrysowanie i wykonać pilot samodzielnie.

(...) [wiele] musiałem odgadnąć poprzez zwieranie pinów i przykładanie diod LED podczas pracy magnetofonu. Przeznaczenie gniazd jest następujące: sygnalizacja awarii i przegrywania, sygnalizacja stanów magnetofonu, zdalne sterowanie i sterowanie pauzą.

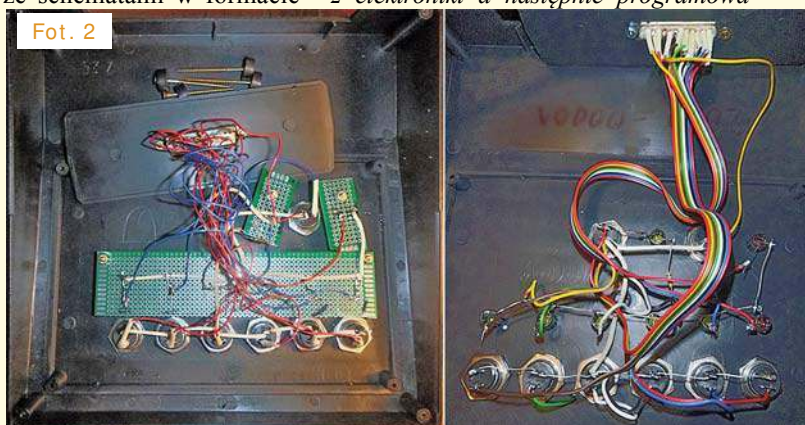
(...) Pierwsza wersja [przewodowego] pilota opublikowana na forach np. <https://unitraklub.pl/node/20589> zebrała wiele krytycznych uwag, głównie w zakresie estetyki wykonania. Druga wersja zawiera zmiany (...) Podsumowanie. Polecam ratować od zapomnienia sprzęt RTV, nawet jeżeli jego zastosowania było niezbyt chlubne, ponieważ współczesne magnetofony mają takie same tandetne mechanizmy jak bazarowe chińskie jamniki z lat 90. o mocy PMPO 100W przy faktycznej 1W. Nie ma komu zaprojektować i wdrożyć do produkcji porządnego magnetofonu, zostają zatem naprawy sprzętu sprzed lat. Jeżeli ktokolwiek z czytelników ma instrukcję serwisową do magnetofonu SMAK, to poproszę o przesłanie zdjęć lub skanów na adres adam.koluszki@o2.pl (...)

Na **fotografii 2** pokazane są dwie wersje przewodowego pilota dołączanego do gniazda D-SUB25. W Elportalu można znaleźć komplet oryginalnych materiałów ze schematami w formacie K i C a d 4 (287sosnowski.zip 831KB).

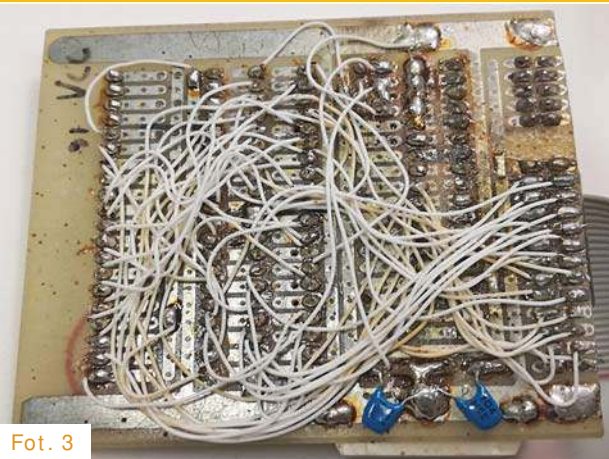
Jarosław Węgliński z Warszawy napisał: (...) opisywana metoda montażu wydaje się może trywialna, ale sam się kiedyś zaskoczyłem, widząc, jak takie proste szczegóły ułatwiają pracę, więc zdecydowałem się wysłać, może komuś pomoże... (...) chciałbym opisać przystawkę do programowania pamięci FLASH, dawniej często używanych do przechowywania kodu BIOS na płytach głównych komputerów osobistych. W dawnych czasach, gdy fakt niedawnego zakończenia studiów skutkowało większym zapasem wolnego czasu w porównaniu do ilości wolnej gotówki, wszedłem w posiadanie płyty głównej do komputera PC, którą poprzedni właściciel uznał za uszkodzoną. Niestety przed przekazaniem jej postanowił odzyskać z niej demontowalne elementy, w związku z czym była ona pozbawiona baterii oraz – co gorsza – umieszczonej w podstawce pamięci zawierającej BIOS. (...) nie miałem odpowiedniego programatora (...) płyta wydawała się skazana na demontaż (...) z dostępnych komponentów – wykonałem prowizoryczną przystawkę (...) Na potrzeby tego artykułu chciałbym podzielić się informacjami o technice wykonania – która wprawdzie oparta na typowych płytkach uniwersalnych, ma jednak pewne udoskonalenia znacznie ułatwiające pracę. (...) użyta metoda montażu umożliwia wprowadzanie znaczących zmian w istniejącym układzie, a samo okablowanie wygląda może na trochę chaotyczne (...) większa powierzchnia umożliwia uzyskanie lepszego uporządkowania przewodów, a nawet grupowania ich w wiązki (...) użycia różnych kolorów izolacji w zależności od funkcji połączenia, co dodatkowo ułatwia późniejszą diagnostykę (...) Opisywaną metodą montażu miałem okazję podpatrzeć podczas zajęć z elektroniki a następnie programowa-



Fot. 1



nia mikrokontrolerów prowadzonych w Palacu Młodzieży w Warszawie około 25 lat temu. Podstawowym udoskonaleniem (...) jest użycie specyficznego przewodu montażowego (...) użyty jest tzw. kynar – przewód do montażu w technologii owijania [wire wrap] (...) https://en.wikipedia.org/wiki/Wire_wrap. (...) [Zaletą kynaru – polifluorku winylidenu jest] odporność izolacji na temperaturę

Fot. 3


grotu lutownicy (...) co ma kolosalne znaczenie w przypadku gęstego upakowania elementów oraz dużej liczby przewodów. (...) zaletą jest elastyczność przewodu (...) utrzymywanie nadanego kształtu (...) odporność na zginanie – po negatywnych doświadczeniach z przewodami zbudowanymi w oparciu o linkę (...) stwierdziłem, że połączenia kynarem są trwale (...) umożliwia (...) połączenie skręconą parą przewodów (...) Problemem są, jak zwykle przy użyciu płytek uniwersalnych, elementy SMD. Możliwe jest wprowadzenie użycie adapterów (...) z mojego doświadczenia wynika, że dużo łatwiej jest pracować na płytkach zawierających ścieżki łączące kilka otworów – sprężystość przewodów powoduje, że czasem trudno jest dolutować kolejny do pojedynczego punktu lutowniczego bez „odskakiwania” poprzednich. (...) Dodatkowym atutem jest rozprowadzenie połączeń zasilających po powierzchni płytki (...) w przypadku płytek bez ścieżek, szyny zasilające należałoby prowadzić samodzielnie (...) poprzez przylutowanie nieizolowanego przewodu wzdłuż punktów lutowniczych.

Fotografie 3 i 4 pokazują przykłady opisywanego sposobu montażu. Estetyka to jeden z aspektów zależnych od przyzwyczajenia i upodobań twórcy. Zasadniczo dla prądu nie ma różnicy, czy płynie w przewodzie brzydko, czy ładnie wyprofilowanym. Dużo ważniejszy jest inny aspekt.

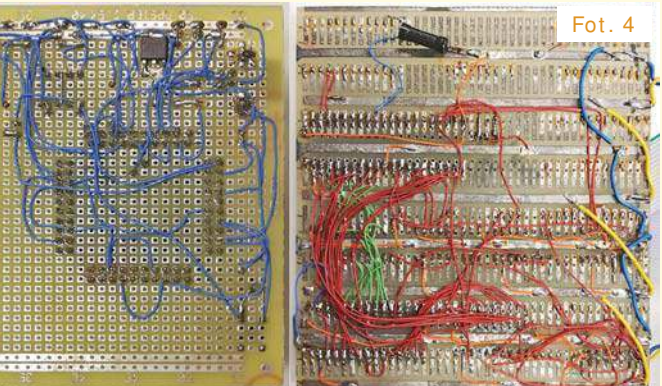
Otóż tego rodzaju połączenia dobrze sprawdzają się w układach wyłącznie cyfrowych oraz w niektórych układach analogowych: tych bardziej powolnych, małej częstotliwości, powiedzmy do 1MHz, najwyżej 10MHz. A z biegiem lat mamy do czynienia z podzespołami, w szczególności z układami scalonymi, pracującymi lub mogącymi pracować przy coraz większej częstotliwości. A wtedy w grę wchodzi pojemności między takimi przewodami połączeniowymi i ich indukcyjności. Skutkuje to przesłuchami i zakłóceniami. A przy częstotliwościach jeszcze większych dają o sobie znać zjawiska falowe.

W przypadku układów cyfrowych zbyt duże zakłócenia nie przeszkadzają w pracy systemu. Znacznie gorzej jest w układach analogowych. Ale to nie znaczy, że metoda połączeń przewodowych na płytce uniwersalnej jest zła. Wprost przeciwnie: świadomy problemu elektronik może w ten sposób uzyskać lepsze wyniki niż na dedykowanej płytce drukowanej. Ale niestarynni i rozwlekli montaż może całkowicie uniemożliwić pracę szybkich i precyzyjnych układów analogowych.

Młodych elektroników należy zachęcać, żeby nie budowali układów rozwlekłych, niepotrzebnie dużych, tylko żeby ich płytki były jak najmniejsze, a połączenia między elementami – jak najkrótsze.

Nawet bez szczegółowej wiedzy na temat zakłóceń unikną w ten sposób mnożstwa problemów. A opisywana metoda

połączeń przewodowych na płytce uniwersalnej okaże się bardzo przydatna. Zwłaszcza przy wykorzystaniu płytek uniwersalnych dwustronnych z metalizowanymi otworami. Są one wprawdzie znacząco droższe, ale na takich płytkach z metalizacją otworów praktycznie nie występuje problem odklejania (odparzania) punktów lutowniczych.

Fot. 4


Świat po koronawirusie

Pandemia w końcu odejdzie. Jej konsekwencje będą wielkie i trudne w tej chwili do dokładnego przewidzenia. Jeśli to wszystko potrwa dłużej niż w tej chwili zakładamy, to bez ryzyka można powiedzieć, że idzie zupełnie nowy świat. Cytowany przez nad w tym numerze Yuval Noah Harari, izraelski historyk i profesor na Wydziale Historii Uniwersytetu Hebrajskiego w Jerozolimie, mówi – „Ta burza minie. Ale wybory, których teraz dokonujemy, mogą zmienić nasze życie na wiele lat”. Przyspiesza wiele procesów. Decyzje, które w normalnych czasach trwały lub mogły trwać długie lata, są podejmowane w ciągu kilku godzin. Niedojrzałe, a nawet postrzegane jako niebezpieczne technologie są wprowadzane ekspresowo do użytku, ponieważ ryzyko zaniechania jest większe niż lęk przed nimi. Całe społeczeństwa służą jako króliki doświadczalne w eksperymentach społecznych na dużą skalę, które podjęte zostały niejako samoistnie. Chęć odbudowy świata po katastrofie jest naturalnym odruchem. Wątpliwe jednak, by możliwe było odbudowanie świata, takim jak wcześniej był...

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



Rafał Równiak z Cisiej Woli zaczął tak: (...) Chciałbym przedstawić kilka miniprojektów, które powstały z potrzeby chwili. Układy te działają cały czas i są wykorzystywane w zależności Fot. 5 od potrzeb.

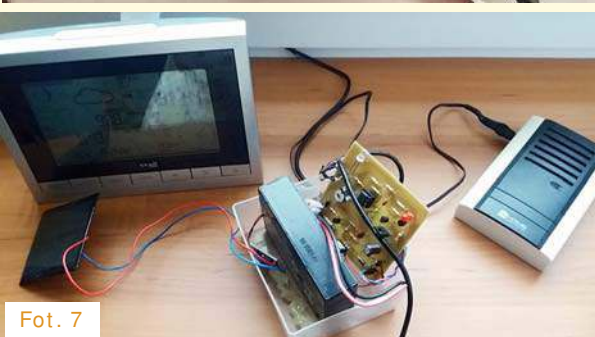
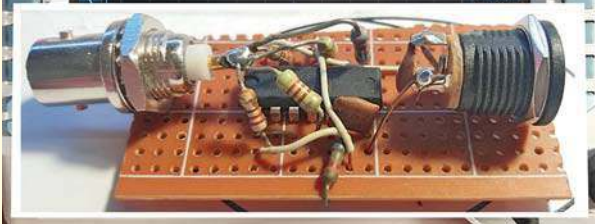
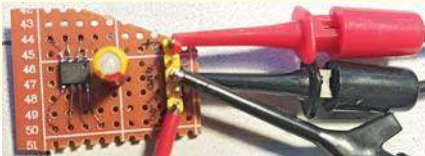
1. Przystawka do stano-
wiska uruchomieniowego
(opublikowanego w EdW
ok. rok temu). Jest to banal-
ny układ – mostek Graetza
+ kondensatory. (...)

2. Precyzyjne źródło napię-
cia odniesienia 5V bazujący
na specjalizowanym ukła-
dzie Renesas ISL21090 (...) **[fotografia 5]**

3. Generator sygnału prostokątnego o bardzo stromych zboczach **[fotografia 6]**

4. Zasilacz akumulatorowy do stacji pogodowej i domofonu[, które] okazały się bardzo bateriożercze. Wymiana baterii musiała następować co miesiąc lub dwa. (...) Akumulator jest doładowywany z ogniwa słonecznego **[fotografia 7]** (...) Układ działa już prawie dwa lata, jednak nie jest dokończony (...) między innymi (...) akumulator jest nieco za mały i zdecydowanie panel słoneczny musi być większy.

5. Ten projekt jest chyba najciekawszy, biorąc pod uwagę ostatnią modę na pojazdy elektryczne. Otóż sam zaprzagnęłam skonstruować taki pojazd. Powstał jednośląd **[fotografia 8]**, który można zaklasyfikować gdzieś pomiędzy rowerem a motorem. Jego moc to 6kW, a zasilany jest z zespołu baterii litowo-jonowych. Zasięg to około 200km. Podzespoły, takie jak silnik BLDC czy sterownik, to gotowe urządzenia. Ja skonstruo-



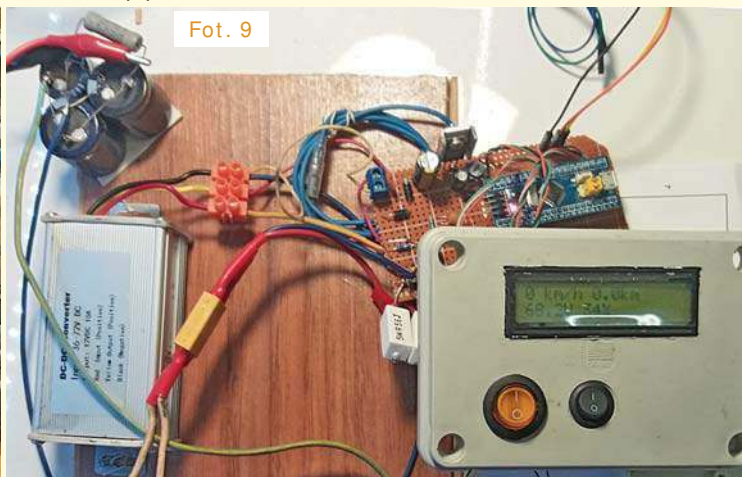
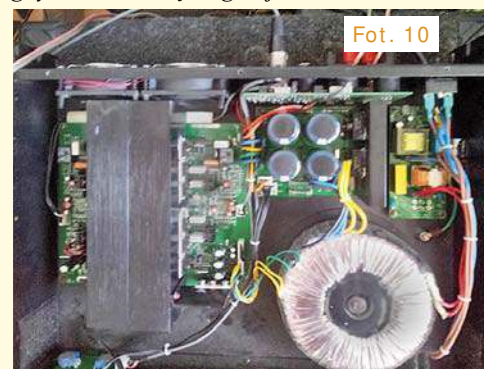
wałam mały komputer pokładowy, który obecnie mierzy napięcie, poziom % zużycia baterii, prędkość i przebieg. Sam układ, jak na jego prototypowy charakter, spisał się nadszpodziewanie dobrze. Zrobiłem kilka tysięcy kilometrów często w trudnych warunkach i nie było żadnych problemów. (...) komputer jest już rozebrany **[fotografia 9]** i przygotowywany do następnego wcielenia (...) Między innymi będzie dodana opcja mierzenia prądu pobieranego i oddawanego (...), pomiar temperatur zewnętrznej i silnika, różne dane pośrednie, jak np. liczba zużytych Wh,

przewidywany zasięg, większy wyświetlacz graficzny, itp. (...) tematyka pojazdów elektrycznych jest bardzo rozbudowana i fascynująca. Jeśli będzie zainteresowanie ze strony Czytelników, to mogę się podzielić moimi skromnymi doświadczeniami w tej materii. Pozdrawiam

Jedną z idei cyklu „Z potrzeby chwili” jest pokazywanie, jak naprędce zmontowane prototypy z czasem są dopracowywane i zyskują bardziej pożądaną, trwałą postać.

Z przyjemnością przedstawiłbym, zapewne w roli projektu okładkowego, opis pojazdu elektrycznego, oczywiście z położeniem największego nacisku na aspekty elektroniczne. Współczesny elektronik powinien mieć szerokie horyzonty, podejmować się różnych zadań, także z dziedziny mechaniki. Spokojnie czekam więc na komplet materiałów do publikacji z opisem nowej wersji komputera.

Teodor Woźniak z Łodzi poinformował: (...) Ostatnio przerabiałem wzmacniacz estradowy **[fotografia 10]**. Dorobiłem mu soft start i zmniejszyłem minimalny prąd wentylatorów (...) Instalacja, którą wykonałem z potrzeby chwili, to sztuczne obciążenie, którego potrzebowałem do sprawdzenia, czy wentylatory włączą się pełną mocą, gdy radiator się nagrzej.





Fot. 11

Na początku użyłem matrycy rezystorów [fotografia 11], ale jej obciążalność okazała się za mała i mimo umieszczenia za oknem w ujemnej temperaturze, rozłutowały się. Wzmacniacz pobierał wtedy stokilkadziesiąt watów.

Wtedy wpadłem na pomysł, żeby wykorzystać... farelkę. Podłączyłem do wyjścia we wzmacniaczu gniazdko sieciowe, a do niego farelkę [fotografia 12]. W aplikacji na telefon wygenerowałem przebieg sinusoidalny 50Hz, wzmacniłem go za pomocą miksera audio i wysłałem na wzmacniacz. Następnie zwiększałem wzmocnienie wejściowe do momentu tuż przed zaświeceniem się diody „clip”. Woltomierz podłączony równolegle z farelką pokazał 120 woltów, a woltomierz, przez który przechodził prąd zasilający wzmacniacz, 790W. W farelce mimo napięcia 2 razy niższego od nominalnego zaczął pracować wentylator i dało się wyczuć wyraźne ciepło. Test wzmacniacza wypadł pomyślnie: po chwili wentylatory włączyły się pełną mocą.

Próbowałem zmierzyć moc oddawaną przez wzmacniacz, ale okazało się, że woltomierz Vellemana nie pracuje przy napięciu 120V. Zmierzyłem napięcie i prąd pobierane przez farelkę przy podłączeniu do sieci 230V, aby obliczyć jej impedancję. Wynik to $229/8.35 = 27.43\Omega$ (...) Tym prostym sposobem można oszacować sprawność wzmacniacza (...) = 66%. Jeżeli ktoś ma grzejnik konwekcyjny, który nie potrzebuje wymuszonego przepływu powietrza, to może na niego wysłać dowolny sygnał (np. biały szum), niekoniecznie sinus 50Hz. (...) Można też oszacować rezystancję wyjściową wzmacniacza (i przewodów), porównując napięcie bez obciążenia i pod obciążeniem. (...) Pod obciążeniem: $119V$, bez obciążenia: $122,3V$ (...) = 0.76Ω (...) Można też oszacować rezystancję przewodów od osiedlowego transformatora do gniazdka (...) Pod obciążeniem: $230V$, bez obciążenia: $234V$ (...) = $0,48\Omega$. Farelka była podłączona przez 2 przedłużacze, bezpośrednio z gniazdka wartość byłaby niższa. (...) Powyższe szacunki są nieprecyzyjne (...) Mam nadzieję, że nie popełniłem błędów matematyczno-logicznych. Pozdrawiam. Z uwagi na niedopasowanie rezystancji nie zawsze takie pomiary są miarodajne, ale rzeczywiście w roli obciążenia często można wyko-

rzystać nietypowe elementy, w tym różne grzejniki, żelazko, ale nie żarówki, które mają wyjątkowo nieliniową charakterystykę.

CircuitChaos, Czytelnik z Warszawy, tak napisał o urządzeniu wykonanym z potrzeby chwili: (...) U mnie taka potrzeba zaszła przy planowaniu podłączenia światła na zewnątrz domku na działce.

Sytuacja wydaje się prosta – lampa i wyłącznik, ale gdy dodamy do tego kilka założeń, to wszystko się komplikuje. Mianowicie założyłem sobie, że:

- Nie chcę wyprowadzać przewodu fazowego na zewnątrz domu. Raz ze względów pożarowych (dom jest drewniany, a na zewnątrz jest wilgoć; teoretycznie mam RCD, ale RCD bywają zawodne i nie chcę opierać „pierwszej linii” ochrony na RCD), a dwa ze względu na ewentualnych złodziei prądu, którzy po wejściu na działkę mogliby po prostu włączyć światło, odkręcić lampę i korzystać z prądu.
- Chcę zastosować dwa płafony LED, ale ze względu na wilgoć zasilacze do nich chcę pochować w domu.
- Światło ma się wyłączać samo po określonym czasie, żeby ewentualny intruz nie mógł włączyć go na stałe i nabić wysokiego rachunku (bywam na działce rzadko, więc mogłoby się świecić i miesiąc); dodatkowo, sam mogę zapomnieć wyłączyć światło, będąc wewnątrz domu.
- Gdy światło jest wyłączone, urządzenie ma być całkowicie odłączone od sieci ze względów bezpieczeństwa i (...) pobór musi wtedy wynosić zero (...)
- Płafony chcę podłączyć każdy do osobnego zasilacza (redundancja w razie awarii jednego z zasilaczy), ale przewodem trzyżyłowym, bo trochę się pospieszyłem, taki już doprowadziłem i nie chcę go teraz wymieniać.

(...) warto omówić niebezpieczeństwa. Przede wszystkim niedoświadczeni lub niepełnoletni mogą eksperymentować z tym rozwiązaniem tylko pod nadzorem kogoś dorosłego i bardziej doświadczonego ze względu na [zasilanie sterownika wprost z sieci – rysunek 1] i realne, wysokie ryzyko porażenia prądem.

Publika-cja	Nag-roda	Talon AVT PLN	Imię	Nazwisko	Miejscowość	Punkty
-	-	-	za pomysł zadania 292			-
-	U	-	Adam	Sosnowski	Koluszki	4
-	U	-	Jarosław	Węgliński	Warszawa	5
?		150	Rafał	Równiak	Maciejów	7
-	U	-	Teodor	Woźniak	Łódź	6
-		150	Circuit	Chaos	Warszawa	7
P	U	-	Michał	Stach	Kamionka Mała	6
P	U	-	Tomasz	Zaorski	Kalinówka	6



Fot. 12

Punktacja Szkoły Konstruktorów



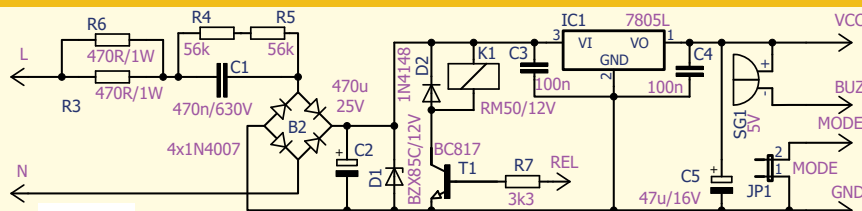
Sławomir Węgrzyn Dziekanówce.....	92	Michał Pedziwiatr Stara Słupia	48	Rafał Orodziński Białystok	19
Daniel Turbasa Kraków	88	Lukasz Olszok Tarnowskie Góry	45	Marian Caruk Lublin	17
Lukasz Dachowski Cymbark	72	Krzysztof Kawa Lubca	44	Roman Braumberger Bytom	16
Aleksander Bernacki Magnuszowice ..	69	Dawid Placha Rdzawa	44	Circuit Chaos Warszawa	16
Szymon Trygar Szczecin	66	Szymon Czepiel Piszczowice	43	Jarosław Węgliński Warszawa	16
Krzysztof Smoliński Poznań	66	Adam Ples Jaworzno	43	Lukasz Kojro Gdańsk	15
Radosław Smałek Zabrze	64	Piotr Gajdosz Grybów	41	Jacek Rączka Polonia	14
Artur Bereit Barcin	60	Maciej Zieliński Kraków	33	Marcin Malich Wodzisław Śl.	13
Robert Szolc Bytom	58	Rafał Równiak Słobosów	33	Paweł Sablik Piszczowice	13
Andrzej Herbut Siekierzyn	52	Teodor Woźniak Łódź	29	Piotr Wyderski Wrocław	13
Paweł Hoffmann Wrocław	51	Tomasz Zaorski Kalinówka	27	Michał Zięba Poznań	13
Adam Sobczyk Warszawa	50	Lukasz Nowak Warszawa	25	Andrzej Adamczyk Ostrowiec Św.	11
Sebastian Jarmosiewicz Motwica	50	Marian Gabrowski Polkowice	23	Piotr Świerczek Bielsko-Biała	11
Michał Stach Kamionka	49	Jakub Gajda Kraków	20	Paweł Myslowice	10



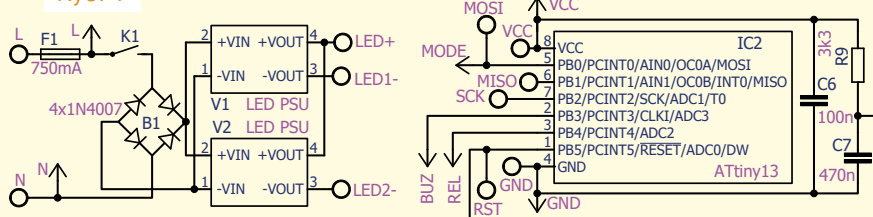
Trzeba zwrócić szczególną uwagę na **programowanie mikrokontrolera oraz przełączanie zwory – nie wolno tego robić, gdy urządzenie jest podłączone do sieci!** Nawet jeśli przy prawidłowym podłączeniu mikrokontroler będzie mniej więcej na potencjale przewodu neutralnego, więc, w praktyce, blisko potencjału ziemi, to bardzo łatwo o pomyłkę (zamiana przewodów, zimny lut w obwodzie przewodu neutralnego), która doprowadzi mikrokontroler do potencjału sieci.

Drugie niebezpieczeństwo kryje się w obwodzie zasilacza beztransformatorowego. Przebiecie kondensatora C1, rezystorów R4 i R5 lub przerwa w obwodzie diody D1 (np. zimny lut) spowoduje pojawienie się pełnego napięcia sieci na wyjściu mostka B2, co może spowodować wybuch elementów C2, C5, T1, IC1 oraz IC2.

Dlatego przy uruchamianiu układu trzeba zachować ostrożność, traktować całe urządzenie jako będące na potencjale sieci, założyć okulary ochronne i nie dotykając płytki, zmierzyć napięcie na kondensatorze C2 – powinno wynosić nieco ponad 12 V (najlepiej podłączyć przewody pomiarowe do kondensatora



Rys. 1



i dopiero potem włączyć zasilanie). Warto też pierwsze uruchomienie przeprowadzić przez szeregowo podłączoną żarówkę. Po tych ostrzeżeniach przejdźmy do meritum, czyli do praktyki.

Pierwsza trudność wystąpiła przy podłączeniu zasilacza, bo okazało się, że nie są one – tak jak z jakiegoś powodu założyłem – galwanicznie odseparowane od sieci i podłączenie ich na trzech przewodach (z jedną wspólną żyłą) nie jest takie proste – choć nie jest też trudne.

Zasilacz plafonu na wejściu ma rezystor (3,3Ω, ok. 1W), ograniczający udar prądu przy włączeniu, najprawdopodobniej robiący również za bezpiecznik (tzw. fusible resistor). Za rezystorem jest mostek prostowniczy i kondensator wygładzający napięcie, a dalej przetwornica typu buck. Plus z mostka jest podłączony bezpośrednio do plafonu, a klucz i dławik przetwornicy pracują w obwodzie minusa. Z tego powodu:

- wyciągnąłem z zasilacza mostki prostownicze i zawarłem je tak, żeby zasilacz był zasilany napięciem DC,
- pozostawiłem w nich rezystory 3,3Ω do ograniczenia udaru prądu,
- zasililem obie przetwornice ze wspólnego mostka,
- dołożyłem dodatkowy bezpiecznik, bo rezystory przestały chronić wyprowadzony poza zasilacz mostek,
- żyłą wspólną do plafonów doprowadziłem plus.

Ze względu na wyprowadzenie wyłącznika poza dom wyłącznik zdecydowałem się umieścić dosyć nietypowo, i nie do końca zgodnie ze sztuką, w obwodzie żyły neutralnej. Wyszedłem z założenia, że wyłącznik umieszczony poza domem jest bardziej niewrażliwym punktem niż reszta układu, umieszczona w domu, dlatego cały układ zasilany jest stałą fazą, a to przewód neutralny jest przełączany. Dorobiłem zatem przełącznik, który załącza fazę na zasilacz wtedy, kiedy sterownik o tym zdecyduje. Dzięki temu,

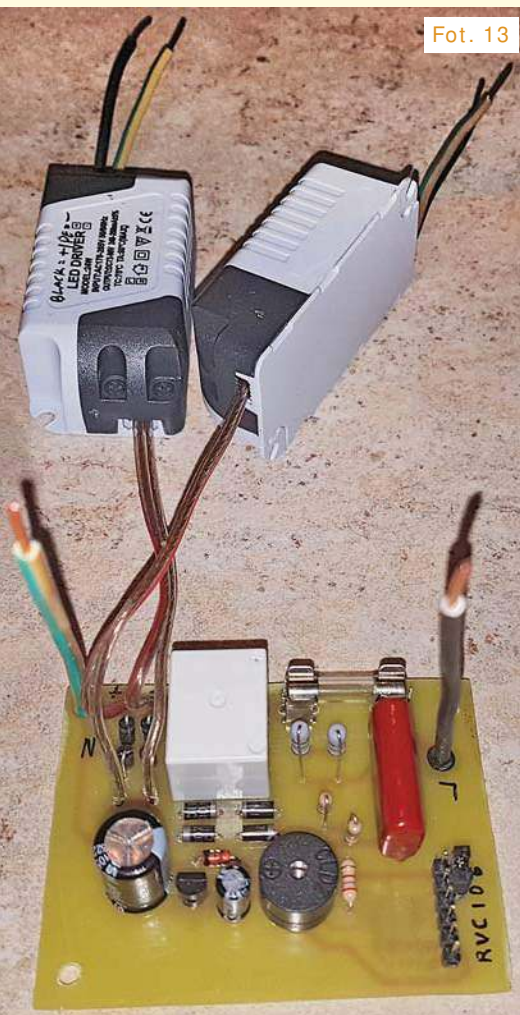
gdy układ jest wyłączony, faza nie jest wyprowadzona poza dom.

Sam sterownik zasilany jest klasycznym zasilaczem beztransformatorowym (na szeregowym kondensatorze) z diodą Zenera. Przełącznik zasilany jest napięciem 12V, żeby ograniczyć prąd. Wprawdzie zasilanie przełącznika wyższym napięciem byłoby ekonomiczniejsze (mniejszy prąd, więc mniejszy kondensator), ale wtedy liniowy stabilizator dla mikrokontrolera wydzielałby nadmierne ilości ciepła. Dlatego w drodze kompromisu wybrałem 12V. Mikrokontroler załącza przełącznik i po godzinie go wyłącza. Ma oprócz tego zwore, która umożliwia skrócenie tego czasu na czas testów oraz buzzer, który informuje o zbliżającym się czasie wyłączenia światła.

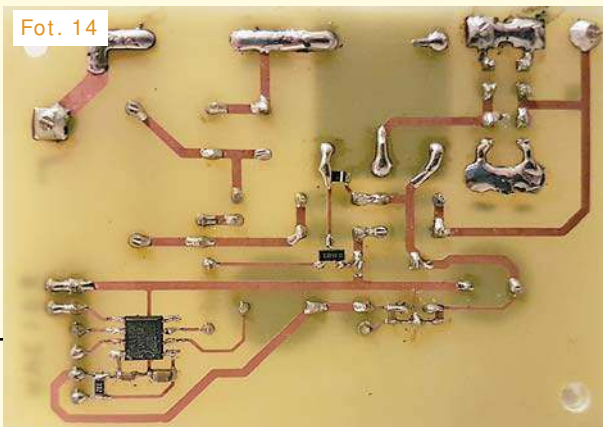
Początkowo chciałem zrobić ten układ na układach TTL (choćby 4060 nadaje się do tego wprost idealnie), ale wygoda (i fakt posiadania 10 sztuk ATtiny13 i ani jednej 4060) wygrała – cóż, znak czasów... Działanie programu:

1. Zainicjalizowanie wszystkiego (stan portu, watchdog, tryb spania), włączenie przełącznika, włączenie buzzera.
2. Odczyt stanu jumpersa – ze względu na brak zewnętrznego rezystora podciągającego i możliwe zakłócenia od przetwornic zdecydowałem się na odczyt jumpersa kilkanaście razy i wybór stanu, który pojawi się najczęściej.
3. Wyłączenie buzzera.
4. Zapiszczenie trzy razy, jeśli jumper jest założony (normalny tryb pracy) lub pięć razy, jeśli nie jest (tryb testowy).

Fot. 13



Fot. 14





5. Odczekanie 30 sekund (tryb testowy) lub godziny (tryb normalny) i rozpoczęcie cyklicznego piszczenia przez minutę.
6. Wyłączenie przełącznika i włączenie ciągłego piszczenia.

Podczas uruchamiania układu trzeba pamiętać, że największa moc wydzieli się w diodzie Zenera w momencie, gdy przełącznik będzie wyłączony, dlatego należy obowiązkowo przeprowadzić testy właśnie w takiej sytuacji i upewnić się, że dioda Zenera (D1) ma odpowiednią wentylację, a jej ciepło nie będzie stanowiło zagrożenia (np. nie będzie opierał się o nią żaden przewód, którego izolacja mogłaby się stopić). Innymi newralgicznymi elementami są rezystory ograniczające udar prądu w zasilaczu beztransformatorowym (R3, R6). Im również należy zapewnić odpowiednią wentylację i separację od elementów, które mogłyby uszkodzić się od wydzielanego ciepła. Uwaga – ze względu na realne ryzyko porażenia prądem, temperaturę diody i rezystorów należy zmierzyć dopiero po odłączeniu urządzenia od sieci. Pozdrawiam.

Osoby zainteresowane szczegółami i programem mogą napisać do redakcji (edw@elportal.pl) – prześlemy Autorowi. **Fotografie 13, 14** pokazują model.

Michał Stach z Kamionki Małej napisał: (...) kończąca się zima okazała się wyjątkowo łagodna, a co za tym idzie, problem smogu jakby zniknął. Podkreślając słowo „jakby”, bo wystarczył jeden bezwietrzny wieczór i ciężko było wyjść z domu. Są jednak tacy, którzy nadal nie widzą (i nie czują) problemu. Dlatego na szybko z nieużywanej stacji pogody zbudowałem stację z pomiarem jakości powietrza. (...) Pozdrawiam serdecznie PS. Stacja trafiła do Urzędu Gminy i tam pracuje nad poprawą świadomości ekologicznej w społeczeństwie.

Fotografia 15 przedstawia model, a cała konstrukcja zostanie opisana w oddzielnym artykule.

W ostatniej chwili przed oddaniem materiałów otrzymałem rozwiązanie **Tomasza Zaorskiego** z Kalinówki. Oto fragment opisu: (...) projekt powstał z potrzeby wielu setek chwil przez kilka ostatnich lat. (...) pracuję z domu i moje stanowisko pracy składa się z dwóch lub trzech komputerów i kilku monitorów postawionych na biurkach. Jeśli do każdego komputera podpięta jest oddzielna dedykowana klawiatura, to można się domyślić, że sytuacje przypadkowego wpisania treści na niewłaściwe urządzenie są nagminne. Poza tym kilka klawiatur na biurku niepotrzebnie zajmuje miejsce (...) Rozwiązaniem mojego problemu mógłby być mechaniczny przełącznik (...) [ale] komputer nie lubi ciąglego podłączania i rozłączania urządzeń USB. Kolejnym z wachlarza rozwiązań byłoby zastosowanie jakiegoś programu do zdalnego dostępu (...) Po wielu dyskusjach, a może nawet setkach godzin rozważań, podjąłem decyzję, że potrzebuję innego rozwiązania. Postanowiłem zbudować urządzenie, które będzie pozbawione wad innych rozwiązań, a poza tym będzie stworzone w znacznej części przeze mnie, czyli będę miał wgląd „pod maskę” i prawdopodobieństwo przemyślenia tam oprogramowania szpiegującego jest mniejsze niż w przypadku komercyjnych rozwiązań. Urządzenie miałoby także działać jak najbliższe sprzętu, bez jakiegokolwiek konfiguracji komputera klienckiego. Zdecydowałem się wykorzystać Arduino w roli sprzętowego emulatora urządzenia HID. (...)

Na **fotografii 16** pokazany jest nieskomplikowany model, zawierający Arduino Pro Micro, adapter USB-UART z kostką FT232RL oraz transoptor. Jeżeli Autor udostępni oprogramowanie, projekt zostanie przedstawiony w EdW.

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. Kupon za zadania z kolejnych miesięcy można sumować, by kupić sprzęt o większej wartości. Istnieje też możliwość dopłaty różnicy cen w przypadku zamówienia na sumę większą niż przydzielony kupon. Ale **uwaga: kupon ważny jest tylko 12 miesięcy – po tym terminie traci ważność i przepada.**

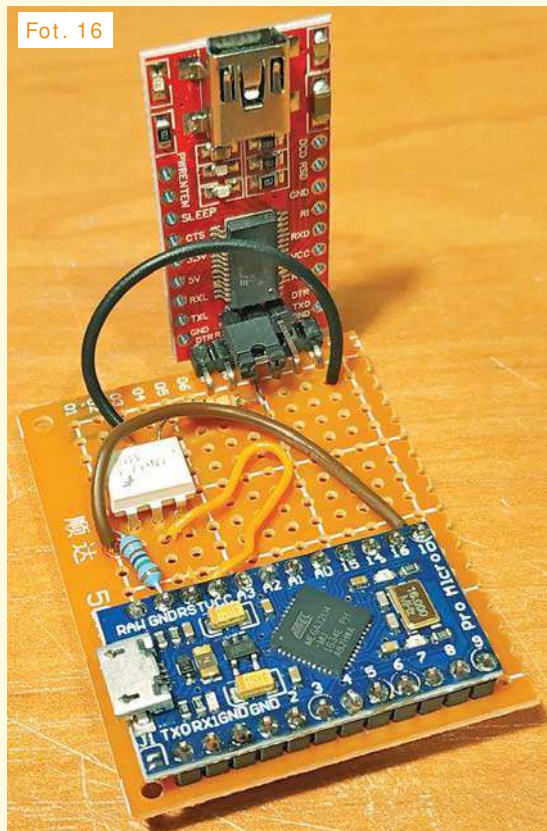
Serdecznie zapraszam do udziału w zadaniu głównym 292, a także w drugiej i trzeciej klasie naszej Szkoły Konstruktorów! Zachęcam uczestników, żeby praktyczne rozwiązania zadań Szkoły przygotowywali według Szablonu ze strony:

<http://elportal.pl/zostan-wspolautorem-elektroniki-dla-wszystkich/>

Piotr Górecki



Fot. 15



Fot. 16



Druga klasa Szkoły Konstruktorów

Co tu nie gra? 292

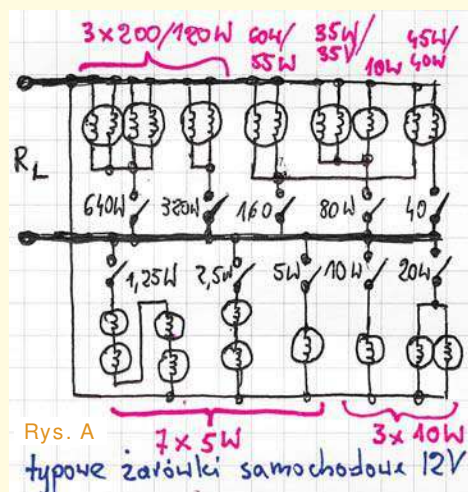
Na **rysunku A** przedstawiony jest schemat uniwersalnego sztucznego obciążenia binarnego, pozwalającego dokładnie ustawić dowolny prąd, planowanego do testowania dużych zasilaczy impulsowych 3,3V...24V samodzielnie przerobionych z zasilaczy komputerowych i serwerowych.

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 **NieGra292** i nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Podaj też od razu swój adres pocztowy, żebym nie musiał pytać, gdy przydzielę upominek. Możesz jeszcze przysłać rozwiązania zadania **NieGra** z poprzedniego miesiąca. Uczestnicy konkursu otrzymują upominki, a najaktywniejsi uczestnicy są co rok nagradzani bezpłatnymi prenumeratami EdW lub innego wybranego czasopisma AVT.



Rys. A

Co tu nie gra? Rozwiązanie zadania 287

Na **rysunku B** pokazany jest zamieszczony w EdW 1/2019 schemat prostego układu pomiarowego do naprawy uszkodzonego impulsowego zasilacza sieciowego. Zadanie nie było łatwe.

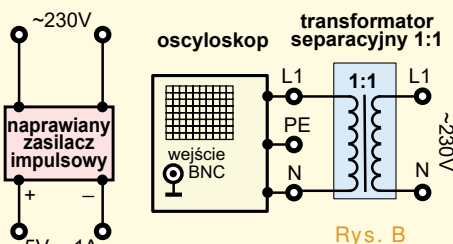
Jest jednak wyjątkowo ważne, ponieważ dotyczy kwestii bezpieczeństwa.

Przyznam się, że parę lat temu sam popełniłem błąd podczas próby pomiaru przebiegów w zasilaczu impulsowym, gdy chodziło o próbę przerobienia zasilacza 12-woltowego do roli ładowarki kwasowego akumulatora 6V do samochodu dla dziecka.

A bezpośrednią przyczyną postawienia zadania **NieGra287** był e-mail od jednego ze współpracowników EdW, który wskazał na filmik znaleziony w Internecie, gdzie zalecono właśnie takie rozwiązanie jak na rysunku B.

Rozwiązanie na pozór racjonalne i sensowne, a w rzeczywistości niewłaściwe, a wręcz śmiertelnie groźne!

Aby omówić szczegóły, weźmy przykładowy schemat jakiegoś zasilacza impulsowego AC/DC zasilanego z sieci 230V, pokazany na **rysunku C**.



Rys. B

Zaznaczona różową podkładką część układu to tak zwana część gorąca, a więc połączona bezpośrednio z siecią 230V. Oczywiście jest, że punkty oznaczone Mains (sieć) dołączone są do dwóch bolców wtyczki. Płaskiej wtyczki, która nie ma kontaktu uziemiającego i którą można na dwa sposoby dołączyć do gniazdka sieci 230V.

Z uwagi na brak zacisku uziemiającego oraz obecność mostka prostowniczego w każdym punkcie gorącej części zasilacza występuje duże napięcie, groźne dla życia i zdrowia. Dotknięcie jakiegokolwiek punktu gorącej części zasilacza może spowodować śmiertelne nawet porażenie. Nie ma potrzeby omawiania szczegółowo, jak wysokie mogą to być napięcia, tym bardziej że zagrożeniem

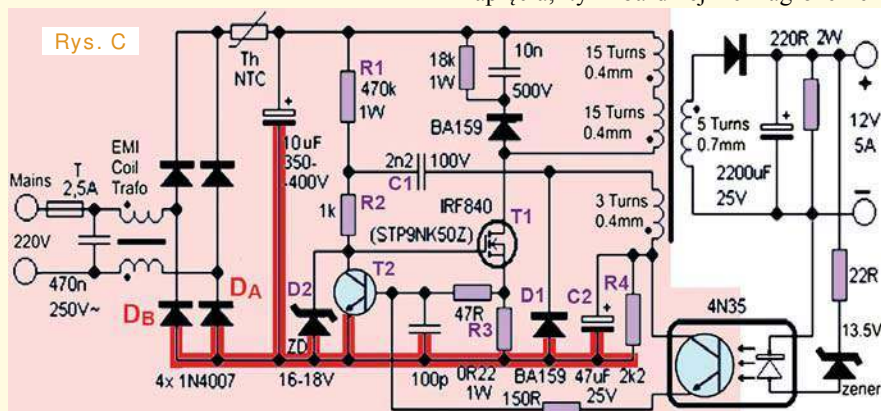
nie jest wartość napięcia, tylko prąd, jaki popłynie przez ciało człowieka. Nie interesują nas teraz przypadki, gdy porażenie nastąpi wskutek dotknięcia dwóch punktów gorącej części zasilacza – trzeba zachować ostrożność, by uniknąć takich ewidentnych błędów.

Nas interesuje teraz tylko porażenie, gdy człowiek mający połączenie z uziemieniem lub przewodem zerowym sieci dotknie jakiegokolwiek punktu gorącej części zasilacza. Wtedy problem powstaje przy dotknięciu jednego punktu zasilacza, a prąd płynie między tym punktem a obwodem uziemienia.

Mówimy tu o uziemieniu, ale w praktyce chodzi nie tyle o rzadko dziś spotykany specjalny obwód uziemienia, tylko o obwód ochronny sieci energetycznej oznaczany PE (Protective Earth), który zawsze jest łączony z ziemią, a także o przewód neutralny N, który też we wszystkich współczesnych domowych sieciach 230V jest gdzieś połączony z obwodem PE i uziemieniem.

W kontekście zadania **NieGra287** bardzo ważny jest też inny aspekt. Otóż na rysunku C czerwonym kolorem wyróżniony został ujemny obwód zasilania części gorącej, który dla tego fragmentu układu jest obwodem masy, względem którego powinniśmy mierzyć napięcia i przebiegi podczas naprawy tego zasilacza. To wydaje się oczywiste, ale problemem jest to, że ten obwód gorącej masy jest połączony z przewodami sieci energetycznej przez diody oznaczone DA, DB (i dalej przez uzwojenie dławika filtrującego zakłócenia i bezpiecznik, co jest mniej istotne).

I problem ujawnia się właśnie podczas próby dołączenia oscyloskopu.



Rys. C

We wszystkich fabrycznych oscyloskopach sieciowy przewód zasilający jest trzyżyłowy, a masa oscyloskopu jest połączona z przewodem ochronnym PE. Jest to rozwiązanie jak najbardziej sensowne pod względem bezpieczeństwa, ponieważ masa oscyloskopu zawsze dołączona jest do uziemienia, czyli do potencjału 0V. Nie interesują nas teraz inne aspekty, na ile to pomaga lub przeszkadza w niektórych pomiarach szybkich przebiegów.

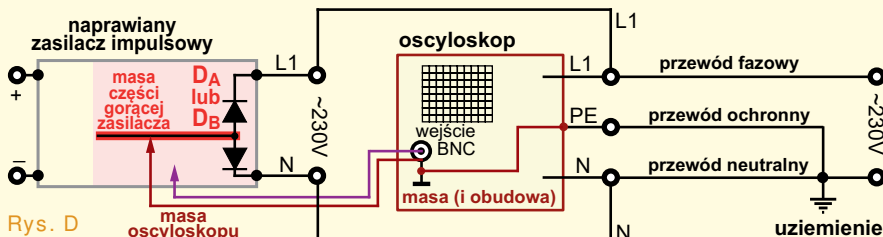
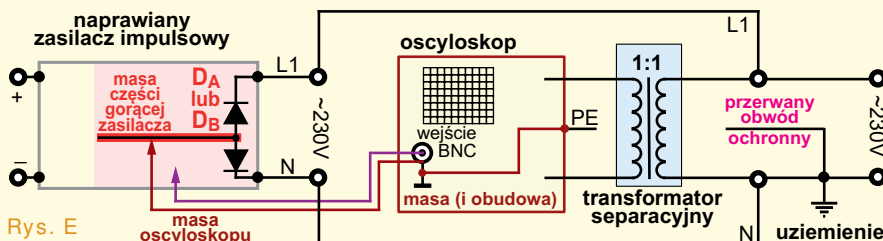
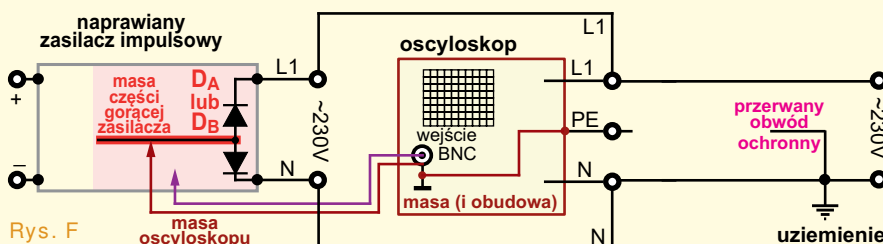
W każdym razie gdy za pomocą oscyloskopu zechcemy zmierzyć jakieś przebiegi w gorącej części zasilacza, to w prostym, klasycznym przypadku powstaje sytuacja pokazana na **rysunku D**.

Masa oscyloskopu jest z zasady dołączona do uziemienia, a my na czas pomiaru dołączamy ją do masy gorącej części zasilacza. A jak widać na **rysunku C** i **rysunku B**, między przewodem fazowym L1 a tą gorącą masą jest włączona jedna z diod D_A , D_B , zależnie od kierunku włożenia wtyczki naprawianego zasilacza do gniazdka sieciowego.

A to oznacza, że w momencie, gdy masę sondy i oscyloskopu dołączymy do gorącej masy zasilacza, podczas ujemnych półoków napięcia sieci przez diodę D_A albo przez diodę D_B popłynie ogromny prąd zwarcia! Efektem na pewno jest zadziałanie bezpieczników i dobrze, jeśli tylko na tym się skończy. Podczas takiej operacji spaleni może ulec wspomniana dioda, a nawet inne obwody.

Gdybyśmy próbowali nie połączyć mas, tylko badać przebiegi, dołączając końcówkę sondy do interesującego nas punktu zasilacza, nie zobaczymy sensownego przebiegu, ponieważ gorąca masa zasilacza względem uziemienia jest w pewnym sensie na potencjale wyprostowanej połowy napięcia sieci.

Nie możemy pozostawić niepołączonych mas oscyloskopu i masy zasilacza.


Rys. D

Rys. E

Rys. F

I właśnie aby zapobiec opisanej ewidentnej katastrofie, w układzie z **rysunku B** dodany jest transformator separacyjny 1:1 w obwodzie zasilania oscyloskopu.

Rysunek B celowo jest narysowany, powiedzmy, oszczędnie, żeby utrudnić zagadkę. Szczegóły pokazane są na **rysunku E**. Obwód zasilania sieciowego oscyloskopu jest odseparowany transformatorem – **zupełnie niepotrzebnie**, bo przecież w zasilaczu oscyloskopu jest transformator, zapewniający izolację galwaniczną. **Dodatkowy transformator separacyjny nie nie pomaga!** Tak naprawdę sytuacja jest taka sama, jak na **rysunku F**, gdzie nie ma transformatora separującego! Rzeczywiście, i w sytuacji z **rysunku E**, i z **rysunku F**, usunięty jest problem zwarcia przez diody D_A , D_B w zasilaczu.

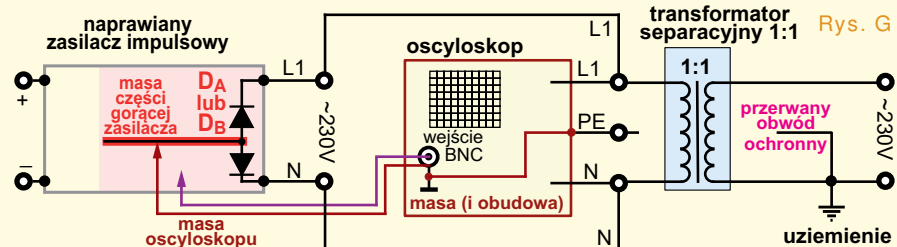
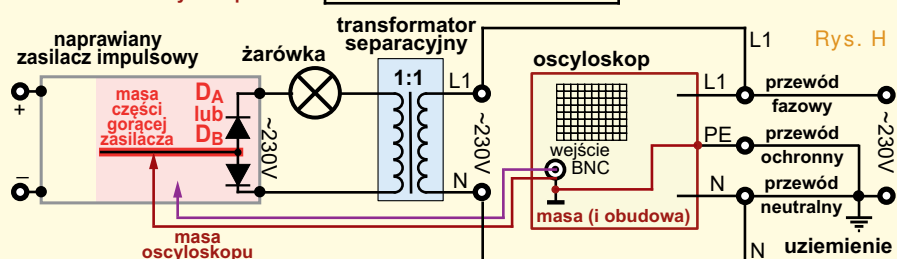
Ale nie dzięki zastosowaniu transformatora separującego, tylko przez przerwanie obwodu ochronnego PE. Tak, ale jednocześnie na nierozumiejącego problemu serwisanta **zastawiona jest groźna pułapka!** W literaturze porównuje się to do **czyhającego skorpiona** lub **czyhającego węża**. Nieświadomemu serwisantowi wydaje się, że zastosowanie transformatora separującego zapewniło bezpieczeństwo! Nie! Podłączenie masy oscyloskopu do gorącej masy zasilacza powoduje, że **na masie oscyloskopu występuje śmiertelnie groźne napięcie sieci** (podawane przez diodę D_A lub D_B)! Rozwiązaniem może być dołączenie i oscyloskopu, i naprawianego zasilacza za transformatorem według **rysunku G**. Jednak i tu przerwany jest obwód przewodu ochronnego PE, co może mieć pozytywne lub negatywne inne skutki związane z pojemnościami. Prościej, klasycznym sposobem jest separowanie tylko naprawianego zasilacza według **rysunku H** (najlepiej z dodatkową żarówką dla ochrony zasilacza). Inny rozwiązaniem jest wykorzystanie sondy różnicowej.

Prawie wszyscy uczestnicy dostrzegli opisane zagrożenie, jednak treść rozwiązań potwierdza, że problem nie jest dobrze rozumiany. Nagrody-upominki za zadanie **NieGra287** otrzymują:

Rafał Równiak – Cisia Wola,
Grzegorz Marcinek – Gdańsk,
Jarosław Tarnawa – Zasole.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki


Rys. G

Rys. H



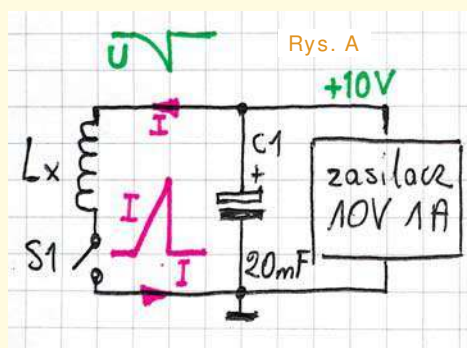
Policz – zadanie 292

Planowany impulsowy tester cewek, mierzący ich indukcyjność i prąd maksymalny, będzie zasilany z zasilacza 10V 1A, a badane cewki mają dużo większy prąd maksymalny (największe: 1mH 10A, 100uH 32A, 10uH 100A). Dlatego niezbędny jest kondensator magazynujący C1 według **rysunku A**, który będzie źródłem energii na krótki czas zamknięcia klucza S1, gdy prąd cewki będzie narastał do jej wartości maksymalnej. Aby błąd pomiaru nie był duży, napięcie na C1 nie

może się wtedy znacząco zmniejszyć. W ramach zadania **Policz292** należy:

- **oszacować, o ile może zmniejszyć się napięcie na C1 podczas pomiaru takich dużych cewek.**

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



Odpowiedź nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Tytuł e-maila powinien zawierać nazwę konkursu i numer zadania oraz Twoje nazwisko (**Policz292_Nazwisko**). *Jeżeli chcesz uczestniczyć w podziale upominków, w e-mailu podaj od razu swój adres pocztowy.* Możesz też jeszcze przysłać rozwiązania zadania **Policz291** z poprzedniego miesiąca.

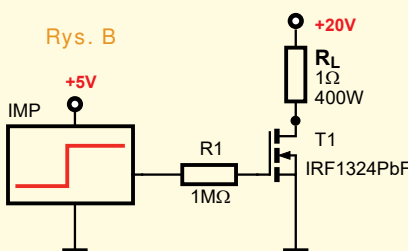
Policz – rozwiązanie zadania 287

W EdW 1/2019 przedstawione było zadanie **Policz287**, które brzmiało: *Kontynuujemy zgłębianie problemu przełączania tranzystorów MOSFET. Aby przyspieszyć przełączanie, usuwamy kondensator z obwodu bramki według **rysunku B**. W ramach zadania **Policz287** należy: – oszacować czas przełączania tranzystora MOSFET.*

Celowo to trudne zadanie było przedstawione przed szczegółowym omówieniem problemu przełączania w cyklu o tranzystorach. Miało uczulić na problemy związane z przełączaniem MOSFET-ów. Jest taka potrzeba, ponieważ nie tylko początkujący mają zdecydowanie zbyt uproszczone wyobrażenia w tym zakresie.

Na początek ważne przypomnienie: w zadaniu było wyraźnie powiedziane, że należy **oszacować czas przełączania tranzystora MOSFET**, więc precyzja nie jest wymagana. Tak, ale uzyskany wynik nie powinien zbyt odbiegać od rzeczywistości i od wyników bardziej precyzyjnych obliczeń.

Uczestnicy konkursu różnie podeszli do obliczeń. Niektórzy wykorzystali i niejako przeskalowali wyniki z zadania 282. Inni wspomnieli o zjawisku Millera i jego wpływie na proces przełączania, ale go nie uwzględnili. Jeszcze inni próbowali go uwzględnić w obliczeniach z lepszym lub gorszym skutkiem. W efekcie rozróżni wartości czasu przełączania, podawanych jako rozwiązanie zadania **Policz287**, był duży.

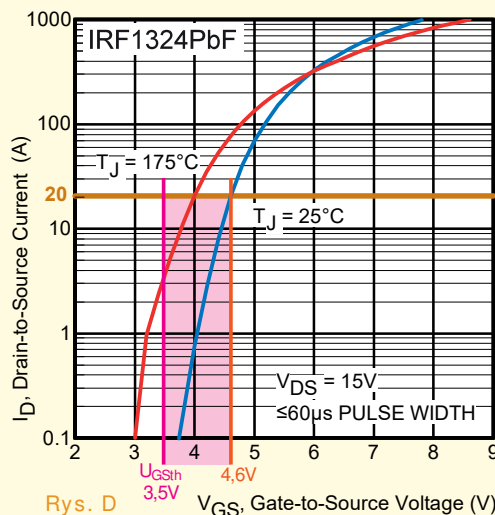
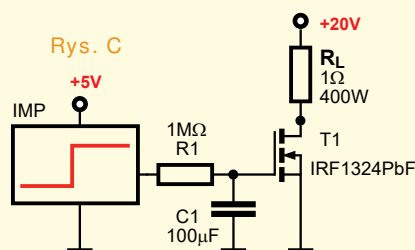


Nie można się temu dziwić, bo zadanie jest trudne także dlatego, że mało przypomina realne układy pracy. A co gorsza, uzyskiwane wyniki są znacząco różne, zależnie od wykorzystanej metody obliczeń.

Wcześniej, w ramach zadania **Policz282**, rozpatrywaliśmy sytuację z dodatkowym kondensatorem opóźniającym według **rysunku C**.

Wtedy okazało się, że przy pojemności opóźniającej 100uF czas opóźnienia i czas przełączania byłyby katastrofalnie długie i wynosiłyby ponad 100 sekund.

Dokonując wtedy obliczeń, pominęliśmy pojemności wewnętrzne MOSFET-a, ponieważ zewnętrzna pojemność (100uF) była tysiące razy większa niż te wewnętrzne pojemności. Dlatego też wtedy wykorzystaliśmy wyłącznie



statyczne charakterystyki przełączania, pokazane na **rysunku D**.

W analizowanym teraz zadaniu **Policz287** nie było zewnętrznego kondensatora. Znaczącą część uczestników tego zadania przyjęła jednak identyczny sposób obliczeń jak wcześniej. Oto dwa spośród tego rodzaju bardzo uproszczonych rozwiązań:

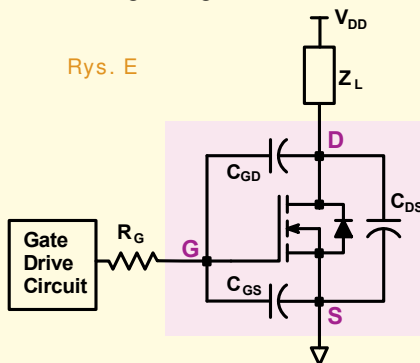
- **Zadanie 287 jest rozwinięciem zadania 282, którego rozwiązanie znajduje się w aktualnym numerze. Warunki obliczenia czasu przełączania mosfetu są takie same jak w zadaniu 282, jedynie zmienia się pojemność, zamiast 100uF jest to pojemność wejściowa mosfetu, która zgodnie z notą aplikacyjną wynosi: $C_{iss}=7590\text{pF}$ dla $U_{ds}=24\text{V}$ i $V_{gs}=0\text{V}$ (tutaj jest troszec-**

kę niższe $U_{ds}=20V$). Czas przełączenia według zadania 282 wynosił $1,5 \cdot RC$. Podstawiając $R=1M\Omega$ i $C=C_{iss}$, czas przełączenia wynosi: **11,385 ms** - Pojemność wejściowa tranzystora IRF1324PbF dla $V_{ds}=20V$ wynosi $C_{iss}=7700pF$ wraz z $R=1megaohm$ tworzy dolnoprzepustowy filtr RC o stałej $RC=7,7ms$. Wykorzystując informację z rozwiązania zadania Policz286 -> czas przełączenia wyniesie $1,5RC=11,55ms$

Zamiast zewnętrznej pojemności, do takich obliczeń, a raczej do takich analogii i zgrubnych szacunków, wykorzystana została wejściowa pojemność C_{iss} tranzystora, która według karty katalogowej IRF1324PbF wynosi 7590pF (natomiast wartość 7700pF znajdziemy w karcie katalogowej tranzystora o podobnym oznaczeniu IRF1324S-7PPbF, do którego też jeszcze wrócimy).

Wszystko to na pierwszy rzut oka wygląda dość sensownie, ponieważ zgodnie z definicją pojemność C_{iss} jest sumaryczną pojemnością wejściową MOSFET-a według **rysunku E**, w praktyce mierzoną przy zwarciu elektrod drenu i źródła:

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$$



Pozornie wszystko się zgadza, jednak nie jest tu uwzględniony efekt Millera. A właśnie z uwagi na ten efekt obliczenia związane z szybkością przełączania bazujące tylko na wartości C_{iss} są niemiarodajne, bo mogą być i zwykle są obciążone dużym błędem.

Właśnie dlatego do praktycznych obliczeń wykorzystuje się nie tyle pojemności MOSFET-a, co na pozór dziwny parametr, nazywany **gate charge** (ładunek bramki), oznaczany Q_g lub Q_{gs} , podawany w nanokulombach (nC).

Ścisłej biorąc, w katalogach podawane są trzy wartości: ładunek całkowity Q_g , potrzebny do pełnego przełączenia tranzystora, ładunek Q_{gs} związany z pierwszą fazą przełączania, a właściwie z czasem opóźnienia, gdy

MOSFET jest jeszcze zatkany, oraz ładunek Q_{gd} związany z drugą fazą przełączania, podczas której tranzystor zostaje otwarty. Wartość Q_g jest większa od sumy $Q_{gs} + Q_{gd}$, bo obejmuje też ładunek podczas trzeciej fazy, gdy MOSFET został już otwarty, ale napięcie bramki jeszcze rośnie.

Dla tranzystora IRF1324PbF w katalogu znajdziemy wartości typowe:

$$\begin{aligned} Q_g &= 160nC \text{ (maksymalnie } 240nC), \\ Q_{gs} &= 84nC, \\ Q_{gs} &= 49nC. \end{aligned}$$

Mając wartość ładunku, w bardzo prosty sposób obliczymy czas, bo $Q = I \cdot t$. Wystarczy podzielić ładunek przez prąd bramki, ściślej przez prąd bramkowy przeładowujący pojemności wewnętrzne: $t = Q / I$.

Obliczenia są najprostsze, gdy prąd bramki jest niezmienny. Gdy prąd bramki zmienia swą wartość, trzeba do obliczeń wziąć jego wartość średnią.

Jednak w przypadku z rysunku B stosunkowo trudno prawidłowo oszacować średnią wartość prądu podczas przełączania. Tym bardziej że proces przełączania należy podzielić na trzy części – trzy fazy. W procesie przełączania prąd bramki, czyli prąd płynący przez rezystor 1-megaomowy, w poszczególnych fazach ma zdecydowanie różną wartość.

W fazie pierwszej przeładowywana jest tylko pojemność wejściowa C_{iss} . Napięcie bramki rośnie od zera, a MOSFET jest zatkany. Faza ta kończy się, gdy napięcie bramki osiągnie wartość napięcia progowego U_{Gsth} . Wtedy zaczyna się druga faza.

Na samym początku tej pierwszej fazy napięcie bramki względem źródła jest równe zero, więc prąd bramki jest wtedy równy $5V / 1M\Omega = 5\mu A$. Podczas ładowania pojemności C_{iss} napięcie na bramce rośnie, a więc maleje napięcie na rezystorze bramkowym, a tym samym prąd bramki. Jeżeli założymy, że napięcie progowe bramki wynosi 3V, to pod koniec pierwszej fazy prąd bramki zmniejszy się do wartości $(5V-3V)/1M\Omega = 2\mu A$. Jednak zgodnie z rysunkiem D należałoby raczej przyjąć napięcie progowe U_{Gsth} równe 3,5V, co dałoby na koniec pierwszej fazy prąd bramki $(5V - 3,5V) / 1M\Omega = 1,5\mu A$.

Czyli podczas pierwszej fazy prąd zmniejsza się z $5\mu A$ do mniej więcej $1,5\mu A$ według krzywej RC. Można byłoby precyzyjnie wyliczyć średni prąd w tej pierwszej fazie. Nie trzeba wykorzystywać wzoru wymagające-

go liczenia logarytmu, bo wystarczy przyjąć jakąś rozsądną wartość, na przykład średnią arytmetyczną z $5\mu A$ i $1,5\mu A$, czyli $3,25\mu A$, albo ze względu na zakrzywienie przebiegu lepiej trochę mniej, np. $3\mu A$.

Gdy rozpocznie się faza druga, czyli gdy tranzystor zacznie się otwierać, napięcie bramki rośnie znacznie wolniej niż w fazie pierwszej właśnie z uwagi na zjawisko Millera. Jeszcze bardziej zmniejsza się też prąd bramki z uwagi na mały spadek napięcia na 1-megaomowym rezystorze. Oszacowaliśmy, że na końcu pierwszej fazy i na początku drugiej prąd bramki ma wartość około 1,5 mikroampera. Zgodnie z rysunkiem D, podczas drugiej fazy właściwego przełączania i otwierania MOSFET-a napięcie bramki wzrośnie od 3,5V do ponad 4,5V i z grubsza biorąc, możemy przyjąć średnie napięcie bramki w tej drugiej fazie około 4V. A to znaczy, że na rezystorze napięcie będzie miało średnio tylko 1V. Czyli średni prąd bramki podczas tej drugiej fazy przełączania wyniesie jedynie około 1 mikroampera.

Trzecia faza nas nie interesuje, bo dotyczy sytuacji, gdy MOSFET jest już całkowicie otwarty, a napięcie bramki jeszcze rośnie, w naszym przypadku do 5V (a prąd bramki maleje bardzo powoli do zera).

Co najważniejsze z punktu widzenia zadania Policz287, mamy już z grubsza oszacowane średnie wartości prądu, w pierwszej fazie przełączania (około **3μA**) oraz w drugiej fazie przełączania (około **1μA**).

Teraz możemy wykorzystać katalogowe informacje: $Q_{gs} = 84nC$, $Q_{gs} = 49nC$ i obliczymy czasy ze wzoru:

$$t = Q / I$$

Czas pierwszej fazy opóźnienia, gdy MOSFET pozostaje jeszcze zatkany:

$$t_1 = 84nC / 3\mu A = 28ms$$

Czas drugiej fazy właściwego otwierania MOSFET-a:

$$t_2 = 49nC / 1\mu A = 49ms$$

co w sumie daje prawie 80 milisekund.

Kilku uczestników do podobnych obliczeń wzięło całkowity ładunek bramki $Q_g = 160nC$, a do tego prąd maksymalny $5\mu A$, co dało czas całkowitego przełączania:

$$t = 160nC / 5\mu A = 32ms$$

Tak wyliczony czas jest niewątpliwie zbyt krótki, ponieważ prąd $5\mu A$ płynie tylko w pierwszej chwili, a potem maleje do zera, a to poważnie wydłuża i czas opóźnienia, a jeszcze bardziej czas właściwego przełączania.



Przedstawione rozważania wykorzystujące katalogowe wartości Q_{gs} i Q_{gd} pozwalają oszacować czas przełączania na mniej więcej 80 milisekund. Jak widać, jeżeli już mamy wartość prądu bramki, to takie obliczenia są zaskakująco proste i nic dziwnego, że najczęściej właśnie tak określamy czasy związane z procesem przełączania MOSFET-a.

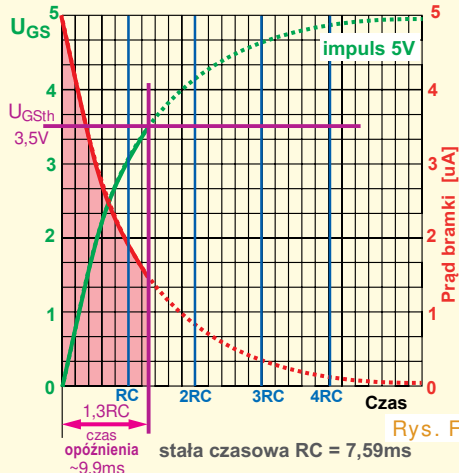
Można się spodziewać, że takie szacunki są dość dokładne, a w przedstawionych rozważaniach głównym źródłem niepewności są z grubsza szacowane wartości prądu bramki w obu fazach (3uA, 1uA). Błąd szacowania średniej wartości prądu nie powinien być znaczący i można się spodziewać, że nie będzie większy niż 20...30%. A to dawałoby całkowity czas przełączania w granicach mniej więcej 50ms do ponad 100ms, a czas właściwego przełączania byłby mniej więcej dwa razy dłuższy od czasu opóźnienia.

Tak, ale inne sposoby obliczeń dają znacząco odmienne rezultaty.

Otóż jak ustaliliśmy, w pierwszej fazie ładowania prąd o średniej wartości około 3uA ładuje pojemność wejściową C_{iss} (7,59nF) od zera do napięcia $U_{Gsth} = 3,5V$. Jeżeli wykorzystamy uproszczoną zależność $C \cdot U = I \cdot t$ dotyczącą liniowych zmian, to z przekształconego wzoru $t = C \cdot U / I$ obliczymy czas pierwszej fazy:

$$t = 7,59nF \cdot 3,5V / 3uA = 8,86ms$$

Około 9 milisekund, czyli ponad trzy razy mniej niż 28ms, wcześniej obliczone z wykorzystaniem katalogowej wartości Q_{gs} ! Wykorzystanie uproszczonego wzoru, dotyczącego liniowych zmian, absolutnie nie tłumaczy aż tak dużej różnicy. Nie ma też znaczenia precyzja oszacowania prądu, bo tę samą wartość prądu wykorzystywaliśmy w obu sposobach obliczeń. Problem



Rys. F

IRF132APbF

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
g_{fs}	Forward Transconductance	180	—	—	S	$V_{DS} = 10V, I_D = 195A$
Q_g	Total Gate Charge	—	160	240	nC	$I_D = 195A$ $V_{DS} = 12V$ $V_{GS} = 10V$ ⑤
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	84	—	nC	$I_D = 195A, V_{DS} = 0V, V_{GS} = 10V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	49	—	nC	
Q_{sync}	Total Gate Charge Sync. ($Q_g - Q_{gd}$)	—	76	—	nC	
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	17	—	ns	$V_{DD} = 16V$ $I_D = 195A$ $R_G = 2.7\Omega$ $V_{GS} = 10V$ ⑤
t_r	Rise Time	—	190	—	ns	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	83	—	ns	
t_f	Fall Time	—	120	—	ns	
C_{iss}	Input Capacitance	—	7590	—	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 24V$ $f = 1.0 MHz$, See Fig. 5
C_{oss}	Output Capacitance	—	3440	—	pF	
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	1960	—	pF	
$C_{oss, eff. (ER)}$	Effective Output Capacitance (Energy Related)	—	4700	—	pF	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V$ to 19V
$C_{oss, eff. (TR)}$	Effective Output Capacitance (Time Related)	—	4490	—	pF	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V$ to 19V

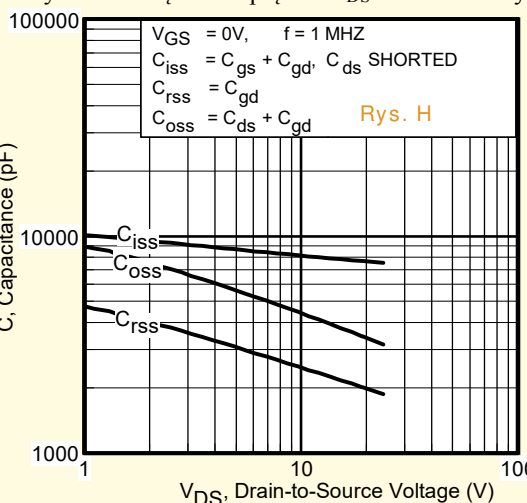
lem potwierdza też rysunek F, który pokazuje przebieg napięcia i prądu w klasycznym obwodzie RC zasilanym napięciem 5V. U nas pojemność wejściowa MOSFET-a $C_{iss} = 7,59nF$ tworzy z rezystancją 1MΩ obwód RC o stałej czasowej 7,59ms.

Ustaliliśmy, że w pierwszej fazie przełączania napięcie i prąd zmieniają się właśnie według kanonicznych krzywych RC. Wcześniej w rozwiązaniu zadania 282 ustaliliśmy, że przy przyjęciu $U_{Gsth} = 3,5V$ i zasilaniu napięciem 5V, napięcie bramki uzyskała wartość po czasie 1,3RC. 1,3 * 7,59ms daje czas pierwszej fazy około 9,9ms.

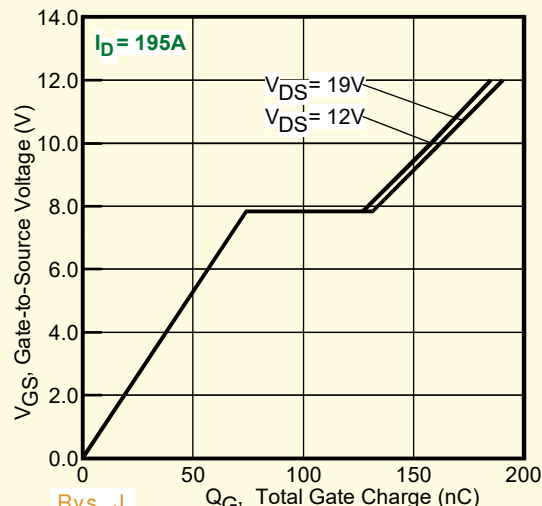
A nam wcześniej wyszło 28ms!

Informacje z karty katalogowej też nie tłumaczą aż tak dużej różnicy. Nie tłumaczy ich tabela z wartościami pojemności i ładunku (rysunek G). Widzimy tu, że parametry katalogowe były mierzone w warunkach znacząco różnych od naszych, ale dziwi aż tak duża różnica. Wartości zmieni nie tyle prąd (195A), co ewentualnie napięcie V_{DS} (12V), ale nie trzykrotnie.

Różnic nie tłumaczy także rysunek H, pokazujący, że pojemności wewnętrzne MOSFET-a nie są stałe, tylko zależą od napięcia U_{DS} . Akurat



Rys. H



Rys. J

wartość $C_{iss} = (C_{gs} + C_{gd})$ zmienia się niewiele, bo dominująca pojemność C_{gs} to niezmienna pojemność między bramką i źródłem, a zmiany powodowane są tylko przez wpływ napięcia U_{DS} na nieliniową pojemność C_{gd} .

Wątpliwości budzi też pochodzący z katalogu rysunek J. Otóż w katalogu podane jest jasno, że napięcie progowe IRF132APbF ma wartość w granicach 2...4V, co jest typowe dla klasycznych MOSFET-ów mocy. Także z zaczerpniętego z karty katalogowej rysunku D wynika, że do uzyskania prądu drenu

20A wystarczy napięcie bramki około 4,6A, a nawet gdybyśmy chcieli uzyskać wspomniany w katalogu prąd 195A, niezbędne napięcie bramki będzie rzędu 5,5V. Tymczasem na rysunku J piedestał związany ze zjawiskiem Millera jest narysowany zaskakująco wysoko, odpowiada napięciu bramki około 8V. Zgodnie z rysunkiem D powinno to dotyczyć prądów rzędu 1000A. Dlaczego tak jest?

Trudno powiedzieć! Czy jest to błąd rysunkowy? Czy my coś przegapiliśmy? A może twórcy karty katalogowej nie podali wszystkich szczegółów?

Karta katalogowa IRF1324PbF w wersji PD-96199A pochodzi z roku 2009. Te same charakterystyki, w tym rysunek J, zawiera karta katalogowa IRF1324SPbF/IRF1324LPbF opatrzona tą samą datą. W roku 2015 International Rectifier został przejęty przez Infineona. Oferowane teraz AUIRF1324PbF według karty katalogowej (z roku 2010) mają taką samą czasową charakterystykę jak na rysunku J.

Tranzystor IRF1324 można też znaleźć w ofercie tajwańskiej firmy ISC (www.iscsemi.cn), ale w dwustronicowej karcie katalogowej nie sposób znaleźć potrzebnych nam parametrów dynamicznych.

Inną charakterystykę, która nie budzi takich wątpliwości, pokazaną na **rysunku K**, zawiera karta katalogowa IRF1324S-7PPbF. Oznaczenie tranzystora jest podobne, wiele parametrów ma identyczną wartość, w tym ładunki bramki, ale wartości niektórych, w tym R_{DSon} i niektóre wykresy, są inne.

Trudno do końca wyjaśnić zagadkę niezgodności wyników opartych na tej samej karcie katalogowej. Mamy bardzo pouczający przykład, że nie można sztywno trzymać się wyników obliczeń opartych na informacjach z kart katalogowych. Owszem warto, a wręcz trzeba wykonywać obliczenia, jednak zawsze finalny efekt trzeba sprawdzić przez pomiar realnego układu (co zresztą też nie uwzględnia rozrzutu parametrów).

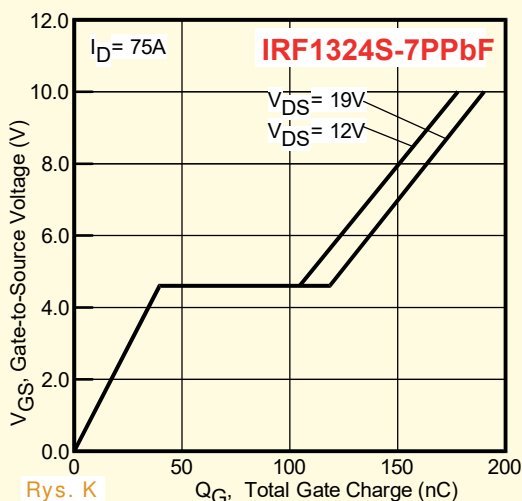
W każdym razie odmienne sposoby obliczeń dają różne wyniki.

Tylko dla dociekliwych

Na koniec chciałbym dla Czytelników najbardziej dociekliwych i zaawansowanych przytoczyć jedno z najbardziej interesujących rozwiązań:

(...) Zadanie jest bardzo interesujące (...) Szybkie oszacowanie (...) Z katalogu IRF1324PbF możemy odczytać $Q_{GD}=49nC$, oraz $Q_{GS}=84nC$, dla $V_{GS}=10V$, $V_{DS}=12V$, $I_D=195A$. $Q=Q_{GS}+Q_{GD}=133nC$ (...) to ładunek potrzebny do pełnego otwarcia tranzystora. (...) prąd płynący w obwodzie RC nie zmienia się liniowo (...) wykorzystając można wyniki z poprzedniego zadania: (...) $I=Q/t=CU/t=100uF*4,6V/280s=1,6uA$. (...) czas ładowania od 0 do 4,6V (...) $t=133nC/1,6uA=81ms$. (...) [ale] mamy inne napięcia i prąd przełączania (...)

Obliczenia dokładniejsze: Proces (...) się składa z trzech etapów (...)



Rys. K

[według] rysunku 8 z (...) AND9083/D MOSFET Gate-Charge Origin and its Applications firmy ON Semiconductor. W pierwszym etapie MOSFET jest wyłączony (...) Napięcie na bramce musi wzrosnąć od zera do wartości progowej włączenia tranzystora, czyli $U_{GSth}=3,5V$. Poprzez rezystor R_1 będzie ładowana pojemność wejściowa bramki C_{iss} . Dla napięcia $V_{DS}=24V$ $C_{iss}=7590pF$. [Według] rysunku 5 (...) w katalogu (...) C_{iss} wzrasta wraz ze spadkiem V_{DS} , dlatego dla $V_{DS}=20V$ przyjmę $C_{iss}=7700pF$. Stała czasowa (...) $T=1Mohm*7700pF=7,7ms$. W rozwiązaniu poprzedniego zadania już było podane, że do naładowania kondensatora do napięcia 3,5V potrzeba czasu 1,3RC, czyli czas trwania pierwszej fazy wynosi $T_1=1,3RC=10ms$.

Podczas fazy drugiej, gdy napięcie na bramce wzrasta, zaczyna płynąć prąd drenu, który jednocześnie powoduje spadek napięcia na rezystancji R_L , oraz stopniowe obniżanie napięcia V_{ds} do niemal 0V, kiedy prąd drenu osiągnie wartość maksymalną. Podczas tego procesu pojemność bramki C_{GS} będzie ładowana od napięcia $U_{GSth}=3,5V$ do napięcia 4,6V potrzebnego do przepływu prądu drenu równego 20A. Jednocześnie napięcie na pojemności C_{GD} zmieni się od $U_{GD1}=3,5V-20V=-16,5V$ do $U_{GD2}=4,6V$, czyli mamy wzrost napięcia $\Delta U_{GD}=21,1V$.

Z rysunku 5 w katalogu (...) pojemność C_{GD} będzie wynosić średnio $C_{GD}=C_{rss}=2800pF$. Zmiana napięcia o 21,1V będzie wymagała ładunku $Q_{GD2}=2800pF*21,1V=59nC$. Z tego samego rysunku można odczytać, że C_{iss} wyniesie średnio 8300pF, więc pojemność $C_{GS}=8300pF-2800pF=5500pF$, będzie wymagała ładunku $Q_{GS2}=5500pF*(4,6V-3,5V)=6nC$.

Po zsumowaniu otrzymamy ładunek $Q_2=59nC+6nC=65nC$, potrzebny do naładowania bramki od napięcia 3,5V do 4,6V. (...) Mamy wzrost napięcia o 1,1V po podaniu ładunku 65nC, co nam daje $C_{GS2}=65nC/1,1V=59nF$! Taką pojemność [zastępczą] widzi [wejściowy] obwód RC podczas przełączania. Stała czasowa obwodu RC wyniesie $T_{RC2}=59ms$. Znowu pamiętamy z poprzedniego zadania, że naładowanie pojemności od 3,5V do 4,6V zajmuje 1,5RC. Zatem mamy $T_2=59ms*1,5=88,7ms$. Taki jest czas trwania fazy drugiej, czyli czas przełączania tranzystora. Dla sprawdzenia można podejść podobnie jak w obliczeniach uproszczonych. Obliczymy średni prąd podczas fazy 2 ($T_2=Q/t=CU/t$)

$I_2=100uF*1,1V/150s=733nA$. Taki prąd dostarczy ładunku 65nC w czasie $65nC/733nA=88,7ms$. Podczas trzeciej fazy będzie się już ładowała dalej pojemność C_{iss} , dzięki czemu napięcie na bramce już nieznacznie wzrośnie i zmniejszy rezystancję R_{DSon} tranzystora.

Wnioski: W wersji szczegółowej tranzystor włączy się po czasie $T_1+T_2=98,7ms$. Uzyskany wynik jest większy od wyniku z wyliczeń uproszczonych. Ładunek $Q_{GD2}=59nC$ jest większy od katalogowego, ponieważ kondensator C_{GD} musi być przeładowany o większą wartość napięcia V_{DS} , poza tym wyniki dotyczą różnych rodzajów obciążenia, więc tak naprawdę nie można ich porównywać wprost. W dodatku wynik jest bardzo zgrubny, bo oparty na jedynie przybliżonych odczytach z wykresów w katalogu. Dla przykładu, próbując tą samą metodą obliczyć ładunek potrzebny do włączenia tranzystora w warunkach, dla jakich podał to producent, odczytaliśmy z rysunków 1, 2 i 3 z katalogu, że do przewożenia prądu 195A tranzystor potrzebuje na bramce napięcia 5,5 V. Tymczasem na rysunku 6 (Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage) widać, że podczas pomiarów potrzebował napięcia prawie 8V. Czyli dużo więcej niż wynikałoby z innych wykresów. (...)

W nadesłanych rozwiązaniach zakres szacowanych czasów przełączania to 11ms...202,83ms. Nagrody-upominki za zadanie **Policz287** otrzymują:

Paweł Nowecki – Wrocław,
Jarosław Węgliński – Warszawa,
Karol Wdowiak – Dobie.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki



Dzwonek „słowik” – wersja 2020

W latach 80. ubiegłego wieku wśród początkujących elektroników popularna była książka Marii i Wojciecha Nowakowskich „24 proste układy elektroniczne do samodzielnego wykonania dla domu”. Dawno temu, jeszcze w technikum złożyłem układ *Dzwonek „słowik”* według schematu opublikowanego w tej książce. Schemat pochodzi z lat 80. i zawiera elementy obecnie trudno dostępne (UL1111). Postanowiłem zaprojektować go od nowa z dostępnych elementów w programie Cadstar Express, aby zapoznać się z jego obsługą oraz możliwościami. Program Cadstar jest programem EDA japońskiej firmy ZUKEN. Użyta wersja Express ma pewne ograniczenia w stosunku do wersji komercyjnej. Maksymalną liczbę elementów, które możemy umieścić w projekcie, ograniczono do 50, a liczba pinów nie może przekroczyć 300.

Do czego to służy?

Prezentowany układ jest współczesną wersją układu dzwonka do drzwi o przyjemnym brzmieniu, którego pierwowzór został zbudowany z elementów przewlekanych w latach 80. ubiegłego wieku. Przedstawiono go na **rysunku 1**. Schemat pochodzi z lat 80. i zawiera elementy obecnie trudno dostępne (UL1111), ponadto zbudowano go z elementów przewlekanych, które obecnie zostały zastąpione elementami elektronicznymi wykonanymi w technologii montażu powierzchniowego SMD. Na uwagę zasługuje fakt, że to układ całkowicie analogowy, ponieważ składa się tylko z elementów dyskretnych i nie zawiera żadnych układów scalonych ani popularnych mikrokontrolerów. Dzięki zastosowaniu łatwo dostępnych elementów SMD urządzenie jest mniejsze, tańsze oraz łatwiejsze w montażu. Na fo-



tografii 2 przedstawiono układ *Dzwonek „słowik”* zbudowany z elementów przewlekanych na uniwersalnej płytce drukowanej według oryginalnego schematu z książki Państwa Nowakowskich.

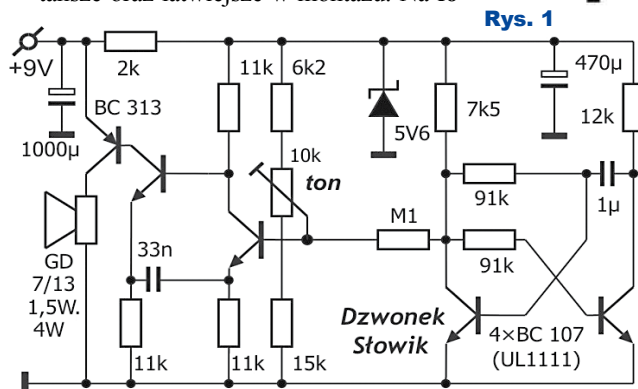
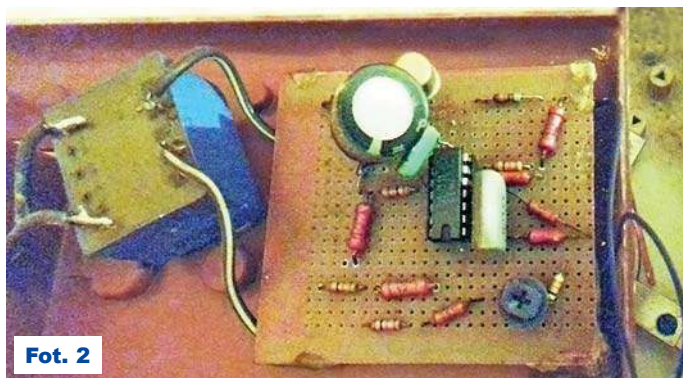
Jak to działa?

Dla lepszego zrozumienia budowy i działania warto przeanalizować schemat, pokazany na **rysunku 3**.

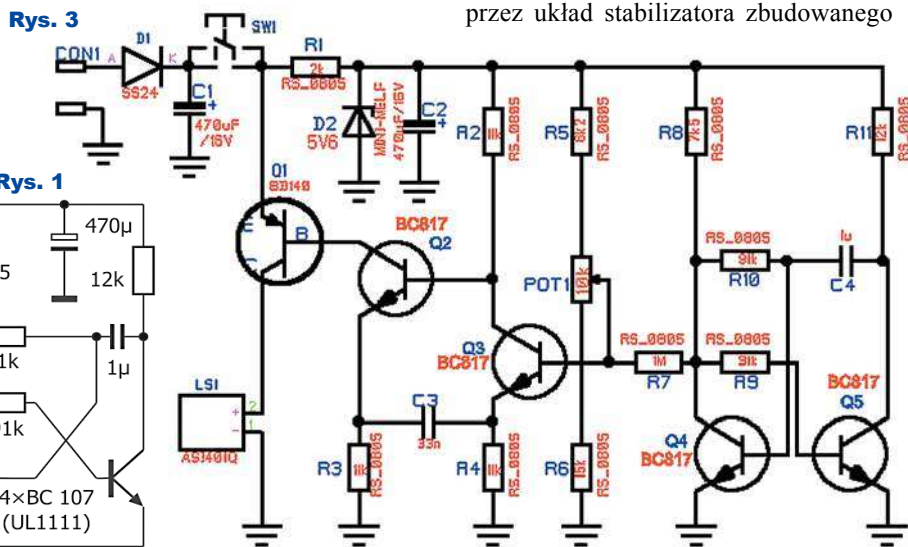
Tranzystory bipolarnie Q2 oraz Q3 tworzą przerzutnik astabilny pracujący jako generator tonu. Częstotliwość generowanego tonu możemy regulować za pomocą potencjometru POT1. Tranzystory bipolarnie Q4 oraz Q5 także pracują w konfiguracji przerzutnika astabilnego. Zadaniem tego przerzutnika jest modulacja wysokości tonu generowanego przez układ zbudowany z tranzystorów Q2 i Q3. Funkcję głośniko-

wego wzmacniacza mocy pełni zewnętrzny tranzystor bipolarny Q1 – BD140.

W przypadku zasilania układu z transformatora dzwonekowego napięcie jest prostowane i filtrowane w układzie prostownika złożonego z elementów D1, C1. Należy wówczas pamiętać, że w układzie występuje napięcie sieci 230V. Część generacyjna układu zasilana jest napięciem stabilizowanym przez układ stabilizatora zbudowanego



Rys. 1



Rys. 3

z elementów R1, D2 oraz C2. Złącze SW1 służy do podłączenia przycisku, za pomocą którego użytkownik włącza dzwonek.

Montaż i uruchomienie

Układ można zmontować na płytce drukowanej, której projekt pokazany jest na **rysunku 4**. Zaprojektowana płyta drukowana została wykonana jako bezpłatne próbki za pośrednictwem firmy AVT. Przedstawiono ją na **fotografii 5**.

Standardowo montujemy układ, zaczynając od elementów najmniejszych, a kończąc na największych. Fotografia tytułowa przedstawia zmontowany model z elementami SMD. Układ nie wymaga żadnego uruchomienia. Zmontowany ze sprawnych elementów powinien od razu prawidłowo pracować. Do zasilania można użyć baterii 9V lub transformatora dzwonekowego. W drugim przypadku należy pamiętać, że w takim systemie występuje napięcie sieci 230V i zachować szczególną ostrożność.

Po wykonaniu prototypu niezbędne okazały się zmiany w projekcie płytki drukowanej. Zmiany te dotyczą elementów C1, C2 oraz CON1. Z tego powodu widoczne są różnice pomiędzy widokiem płytki przedstawionymi na rysunku 4 oraz fotografii 5.

Cadstar Express

W artykule wykorzystano materiały dostępne na stronie internetowej producenta programu Cadstar, firmy Zuken: <https://www.zuken.com/en/product/cadstar/>.

Cadstar jest oprogramowaniem do projektowania schematów oraz obwodów drukowanych, stworzonym przez japońską firmę Zuken w roku 1988, pracującym w systemie DOS. W marcu 1994 roku pojawiła się wersja Cadstar 1.0 zgodna z systemem Windows. Od tej pory program jest stale rozwijany w angielskim oddziale Zuken's Technology Centre o funkcjonalności pochodzące z najstarszego i jednego z najlepszych programów EDA (ang. Electronic Design Automation) – CR-5000. Do Cadstara przepisano:

- moduł P.R. Editor (P.R. oznacza Place & Route). Jest to zaawansowany moduł *placement* i *routing* PCB z wieloma funkcjami typu *Push and springback* (popychania elementu bądź ścieżki będącej na trasie kolizji lub przeszkadzającej w poprowadzeniu czy ułożeniu ścieżki/elementu).
- moduł Cadstar 3D. Służy nie tylko do wizualizacji w trzech wymiarach projektu płytki, ale również do wprowadzania zmian w tej płytce i dostosowywania jej do obudowy, której projekt moż-

na zaimportować w jednym z kilku standardowych formatów programów projektowych typu CAD.

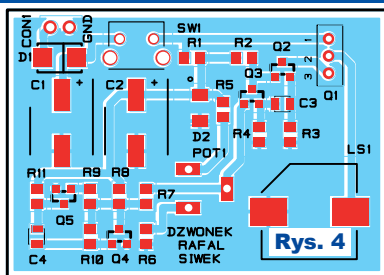
- moduł analizy kompatybilności elektromagnetycznej Adviser.
- moduł kontroli i weryfikacji sygnałowej projektu SI Verify.

Program nadal jest rozwijany i używany przez wiele firm na świecie, takich jak: Philips, Delphi, Delta Electronic (czołowy producent zasilaczy impulsowych do większości laptopów i nie tylko). W Polsce jest używany przez m.in. firmę Wabco. Specjalnie dla hobbystów przygotowano darmową wersję **Cadstar Express**. Dzięki niemu można w szybki i łatwy sposób poznać podstawowe funkcje pełnej komercyjnej wersji oprogramowania Cadstar. Cadstar Express zawiera wszystkie podstawowe funkcje programu Cadstar ograniczone do 300 pinów i 50 elementów, daje także możliwość poznania narzędzia P. R. EDITOR XR 2000 do interaktywnego prowadzenia ścieżek. Największym problemem w Cadstar Express są ubogie biblioteki (tylko 14 500 elementów). Klienci, posiadający licencję komercyjną, mają dostęp do bogatych bibliotek on-line. Biblioteki producentów, oferujące gotowe do wykorzystania

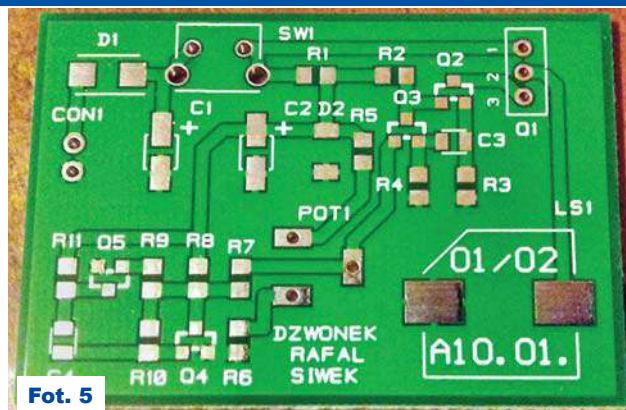
Wykaz elementów

R1		2kΩ	0805
R2,R3,R4		11kΩ	0805
R5		6,2kΩ	0805
R6		15kΩ	0805
R7		100kΩ	0805
R8		7,5kΩ	0805
R9,R10		91kΩ	0805
R11		12kΩ	0805
POT1		10kΩ	montażowy RM65
C1,C2		.470uF/16V	obudowa 8×10mm
C3		33nF	0805
C4		1uF	0805
D1			SS24
D2		5V6	MiniMELF
Q1		BD140	TO-126-3
Q2,Q3,Q4,Q5		BC817	SOT_23
LS1		Buzzer	LD-BZEL-T13-1210
CON1			Listwa ZL201-02G
SW1			Mikroprzełącznik TACTA-64K-F

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w Sklepie AVT jako zestaw AVT3282



Rys. 4



Fot. 5

elementy, są nieustannie rozbudowywane i można je pobrać z Internetu. Niedostępne elementy można również szybko i łatwo zaprojektować, korzystając ze zintegrowanych kreatorów i graficznego edytora bibliotek. Można wykorzystać także popularne generatory online np.: <https://componentsearchengine.com/>.

Zarówno w środowisku schematów, jak i płytek, elementy menu i często używane funkcje zostały umieszczone w tym samym miejscu i są zawsze pod ręką. Niezmiennie wyglądający interfejs graficzny ułatwia obsługę programu. Najważniejsze funkcje są w tym samym miejscu w edytorze płytek. Standardowym wyposażeniem Cadstara jest generator plików produkcyjnych, umożliwiających wyprodukowanie płytek drukowanych. Program obsługuje najpopularniejsze formaty: Gerber, NC Drill, DXF, IDF, PDF, ODB++, IPC-D-356, przygotowuje pliki do wiercenia Excellon. Program wyposażony jest w generator raportów i danych wyjściowych dla urządzeń maszynowych *Pick and Place SMD*.

Do oprogramowania Cadstar Express dołączony jest 130-stronicowy podręcznik umożliwiający rozpoczęcie pracy w programie.

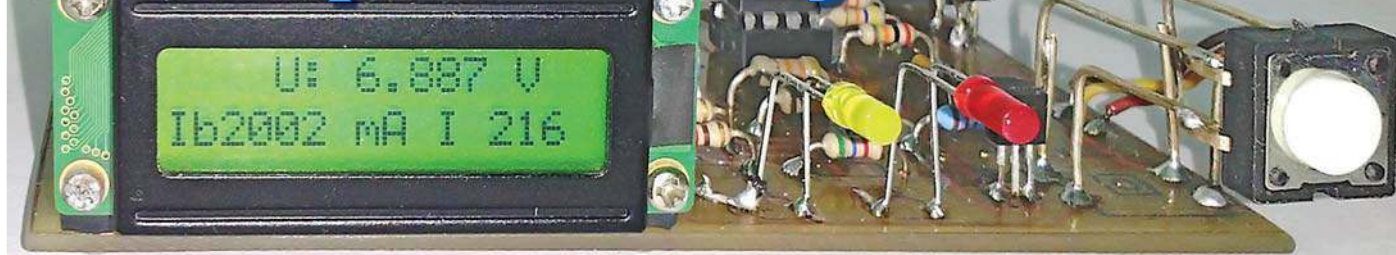
Możliwości bezpłatnej wersji pakietu są dość duże, a ograniczenia nie wykluczają wykonania interesującego projektu.

UWAGA: Przedstawiony projekt wykonano w wersji Cadstar Express 2019, pracującej w środowisku Windows 10 64-bit. Problemem okazał się brak możliwości eksportu schematu do pliku pdf mimo zainstalowanych różnych wirtualnych drukarek PDF. W module PCB istnieje możliwość wydrukowania płytki za pomocą opcji *Manufacture* -> *Artwork* przy wyświetlonej pożądanej warstwie.



Rafał Siwek
Siwek_Rafal@interia.pl

Panel pomiarowy

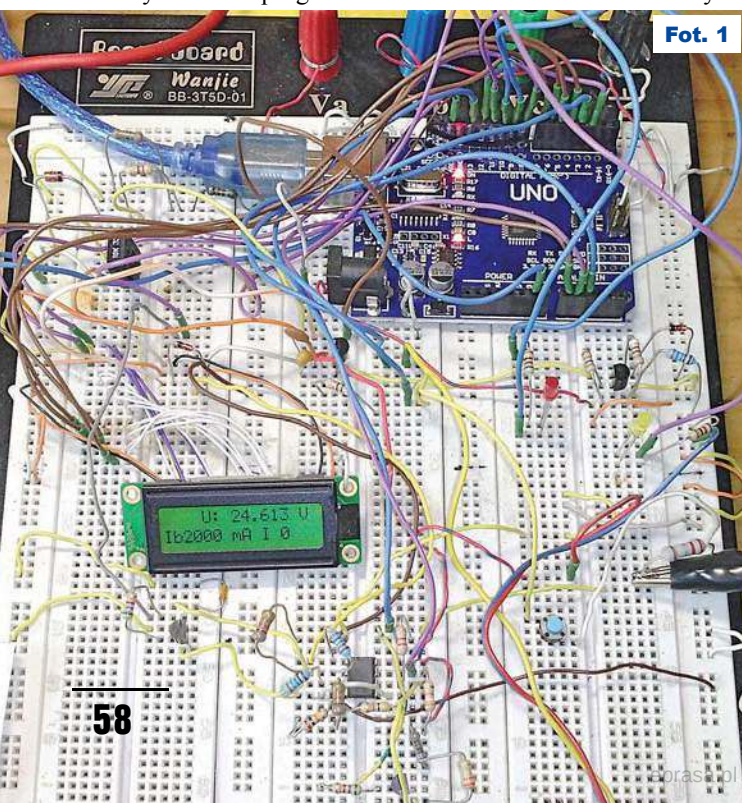


Jak sama nazwa sugeruje, układ służy do pomiaru oraz wyświetlania mierzonego napięcia i prądu. Może być wbudowany do zasilacza laboratoryjnego lub stanowić niezależny moduł. Właściwości przyrządu:

1. Mierzy i wyświetla na wyświetlaczu LCD 2×16 znaków, napięcie stałe do 25V i prąd stały do 2000mA.
2. Ma regulowany bezpiecznik elektroniczny z wyświetlaniem nastawionej wartości prądu zadziaania.
3. Czerwona dioda LED sygnalizuje zadziałanie bezpiecznika, a przycisk pozwala ponownie włączyć napięcie.
4. Żółta dioda LED sygnalizuje pracę z elektronicznym bezpiecznikiem lub bez tego bezpiecznika.
5. Komunikat: POZA ZAKRESEM sygnalizuje przekroczenie zakresów pomiarowych napięcia i prądu.
6. Wejście pomiaru napięcia jest zabezpieczone przed uszkodzeniem napięciem podwyższonym (ponad 50V).

Opis układu

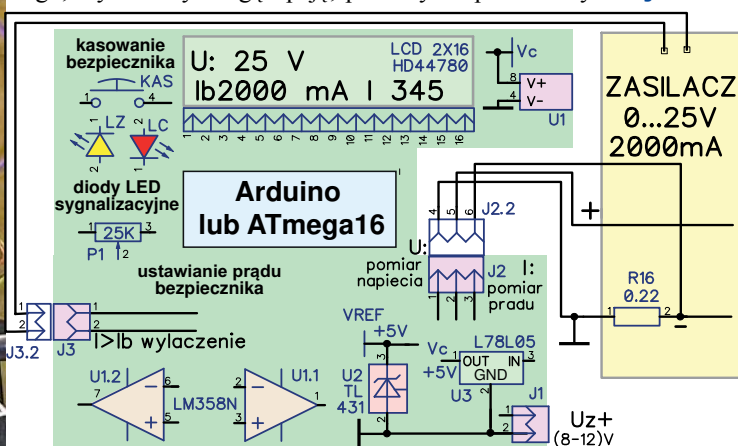
Pomysł zaprojektowania takiego urządzenia pojawił się pod wpływem kursu Arduino, jaki jest w EdW. W jednym z pierwszych odcinków były omawiane proste termometry, które w istocie są woltomierzami. Mając Arduino UNO oraz miniaturowy wyświetlacz LCD 2×16 znaków, napisałem program dla woltomierza mierzącego nie więcej niż 5V. Następnie powstał woltomierz mierzący w zakresie do 25V. Należało rozbudować program i sprzętową elektronikę. Kolejny krok to dalszy kawałek programu i kilka elementów elektronicznych.



Fot. 1

A mój panel wzbogacił się o pomiar prądu i bezpiecznik elektroniczny. Ale uwaga, bezpiecznik w panelu nie jest autonomiczny – wyłącza współpracujący zasilacz w sposób wybrany i zrealizowany przez użytkownika.

Całe oprogramowanie powstało w środowisku Arduino IDE. Panel pomiarowy został złożony i długo testowany na płytce stykowej. **Fotografia 1** pokazuje Panel Pomiarowy z zastosowaniem Arduino UNO. **Rysunek 1** w sposób poglądowy przedstawia, jak panel można wykorzystać jako moduł do pomiaru napięcia i prądu wypływającego z zasilacza, zaznaczonego kolorem żółtym. Panel zasilany jest napięciem U_z w zakresie +8...12V. Stabilizator U3 przetwarza je na napięcie zasilania, $V_c = +5V$, a U2 na napięcie referencyjne V_{REF} , konieczne do pomiaru przez przetwornik zawarty w mikroprocesorze. Do płytki Arduino dołączony jest moduł wyświetlacza LCD 2x16. Potencjometr P1, którego suwak dołączony jest do wejścia analogowego A2, służy do nastawy prądu wyłączenia przez programowy bezpiecznik elektroniczny. Prąd nastawy jest wyświetlany w drugiej linii wyświetlacza jako „Ib”. Dalej jest wyświetlana jednostka mierzonego prądu, a następnie wartość zmierzonego prądu „I”. W górnej linii LCD mamy napięcie mierzone „U:” oraz jednostka V, lub mV w zakresie pomiaru napięć do 1000 mV. Jeśli wartość mierzonego prądu „I” przekroczy nastawiony przez P1 prąd bezpiecznika „Ib”, to wyjście cyfrowe ~9 zmieni stan z niskiego na wysoki, a wyjście ~10 z wysokiego na niski. Zmianę tę można wykorzystać do wyłączenia napięcia współpracującego zasilacza. Zmiana stanów powoduje zaświecenie czerwonej diody LC jako sygnalizację zadziałania bezpiecznika. Jeśli usuniemy powód przeciążenia lub zwiększymy „Ib” i wciśniemy przycisk KAS, który podaje stan niski na wejście ~3, wtedy pin ~9 wchodzi w stan niski, a pin ~10 w wysoki, dioda LC gaśnie. Działanie bezpiecznika jest skasowane. Przycisk KAS służy również do wyboru jednej z opcji działania/wyświetlania panelu pomiarowego. Wcisnąwszy go, wybieramy drugą opcję, panel tylko pomiarowy **Rys. 1**



bez bezpiecznika. W górnej linijce LCD mamy mierzone „U:” V lub mV, a w dolnej tylko mierzony prąd „I:” w mA. W tej opcji świeci dioda żółta LZ. Sygnalizuje ona brak bezpiecznika elektronicznego. Oczywiście jeśli w opcji z bezpiecznikiem zaświeci dioda LC, to wciśnięcie KAS w pierwszej kolejności kasuje bezpiecznik, dopiero drugie wciśnięcie zmienia opcje panelu. Każde użycie KAS na przemian wybiera jedną z opcji. Panel bez bezpiecznika może być używany wszędzie tam, gdzie jest potrzebny tylko pomiar, wtedy dane na LCD są bardziej czytelne. Oprócz części mikroprocesorowej z programem o nazwie: *Panel_Pomiarowy_program.ino*, panel ma również część analogową, sterowaną z programu.

Po zakończeniu wszelkich testów przyszedł czas, aby uwolnić się od dużej płytki Arduino UNO. Już wcześniej miałem zakupioną płytkę Arduino Pro Mini. Ta płytkę nie ma pinu zewnętrznego napięcia referencyjnego. Za to ma pin o nazwie REW, na który można podać napięcie zasilania od 5 do 12 V, zasilające stabilizator. Arduino Pro Mini ma oczywiście pin zasilania napięciem +5V, oznaczony jako VCC. Na płycie Pro Mini nóżka procesora ATmega328 o numerze 20 to właśnie wejście AREF; łączy się ona z kondensatorem. Pin REW łączy się ze stabilizatorem poprzez rezystor 0Ω, który usunąłem i tak otrzymałem odseparowany pin REW, który przemianowałem na AREF. W tym celu cieniutkim drucikiem nawojowym połączyłem ten pin z okładką kondensatora połączanego z pinem 20. **Fotografia 2** pokazuje płytkę po modyfikacji.

Rysunek 2 przedstawia panel pomiarowy z zastosowaniem Arduino Pro Mini. Program jest ten sam co dla UNO, tylko przy programowaniu w środowisku Arduino IDE, w zakładce Narzędzia, należy wybrać Arduino Pro Mini z odpowiednim zasilaniem i zegarem. W Elportalu dostępne są też schematy wersji z użyciem Arduino Uno oraz mikroprocesora ATmega 16. Przy programowaniu ze środowiska Arduino IDE, w zakładce Narzędzia wybieramy odpowiedni procesor z typem jego wyprowadzeń i zegar. Wsad programowy jest bez zmian. Do zmontowania wersji z procesorem ATmega 16 potrzebny będzie pinout (rozkład wyprowadzeń) tego procesora. Jest dostępny w Internecie. Ten pinout pokazuje, jakie są odpowiedniki między pinami Arduino UNO a procesorem ATmega16. Jest to niezbędne, aby wykonać połączenia z mikroprocesorem tak jak na schemacie.

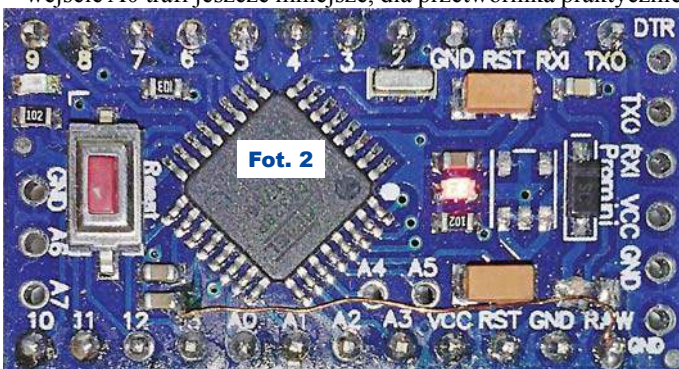
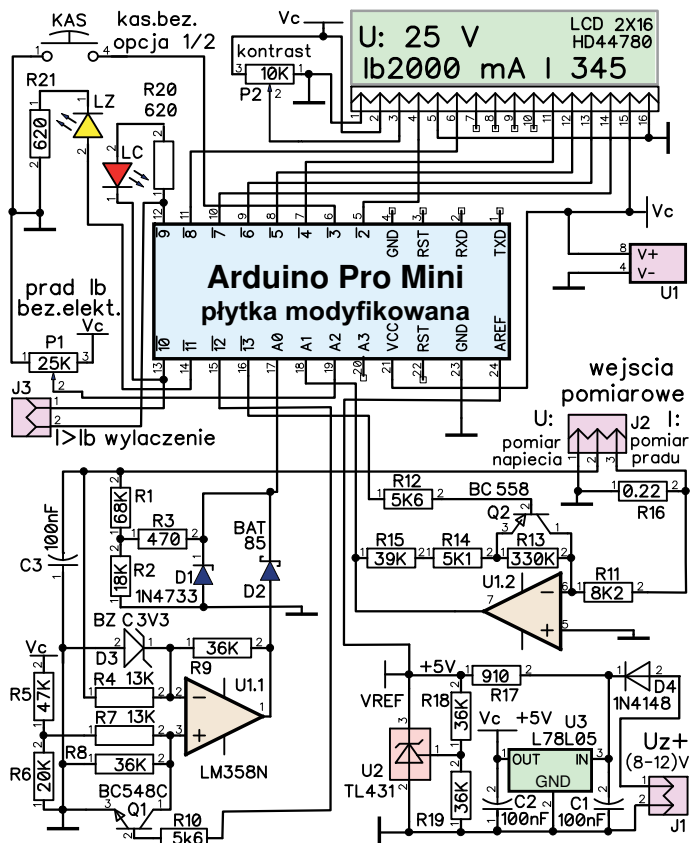
Aby zmierzyć napięcie powyżej +5V, nie możemy bezpośrednio podać go na wejście analogowe A0 – potrzebny jest prosty dzielnik rezystancyjny R1 i R2, który zmniejsza napięcie do dozwolonego poziomu. Z tego dzielnika napięcie przez rezystor R3 trafia na diodę Zenera D1, która skutecznie ochroni wejście A0. Napięcie z A0 przetwornik ADC w procesorze przetwarza na wartość liczbową zgodnie ze wzorem: $ADC = U/VREF * 1023$. Jeśli na dzielniku R1/R2 podamy bardzo małe napięcie, na poziomie kilkunastu, kilkudziesięciu mV, to na wejście A0 trafi jeszcze mniejsze, dla przetwornika praktycznie

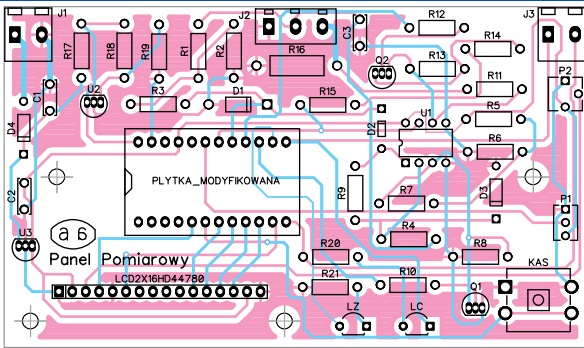
niemierzalne. Wszelkie moje próby pomiaru mV wykazały, że panel raczej mierzy napięcie przelatującej fali radiowej niż przyłożone napięcie. Pomiary nie były wiarygodne.

Problem rozwiązałem programowo i sprzętowo. Część programu do pomiaru napięcia jest podzielona na trzy zakresy: 0...1000mV, 1...2V oraz 2...25V. Każdy z tych zakresów podzielony jest na wiele podzakresów, a wszystko po to, jak wykazały wielokrotne testy, aby osiągnąć jak największą dokładność porównywalną z pomiarem moim multimetrem.

Na samym początku programu wyjście cyfrowe ~12 jest w stanie wysokim, a więc tranzystor Q1 przewodzi i podaje potencjał masy GND na wejście „+” wzmacniacza operacyjnego U1.1. Na jego wyjściu mamy bardzo małe napięcie, mniejsze niż napięcie progowe diody D2. Przetwornik ADC mierzy napięcie z wejścia A0 i zapisuje do zmiennej *adc*, jeśli wartość jest większa niż 154, to stan wysoki na pinie ~12 nadal jest bez zmian, a to dla programu oznacza, że napięcie, jakie trafia na dzielnik R1/R2, jest większe niż 1000mV. Jeśli wartość w zmiennej *adc* jest mniejsza/równa liczbie 154, to oznacza, że na dzielniku R1/R2 podano napięcie w najniższym zakresie, czyli /0...1000/mV. Wtedy program na wyjściu ~12 ustawia stan niski, wyłączając tranzystor Q1. Wzmacniacz U1.1 ma tak dobrane wzmocnienie, aby przy napięciu 1000mV nie wszedł w nasycenie. Również w tym zakresie napięcie z dzielnika R1/R2 trafia na katodę diody D1, ale ono jest zawsze niższe niż napięcie na katodzie diody separacyjnej D2. Dzielnik R5/R6 podaje napięcie na wejście „+” wzmacniacza; jest to rodzaj napięcia odniesienia, potrzebny również do programowego pomiaru tak, aby przygotować całe napięcie do pomiaru, używając tylko jednego wzmacniacza. Dioda D3 jest bardzo ważna, zabezpiecza wejście „-” U1.1 przed zbyt wysokim napięciem. Kondensator C3 to filtr napięcia mierzonego. Wracając jeszcze do wartości progowej, czyli liczby 154, to z prostego rachunku wynika, że bardziej odpowiada ona napięciu ok. 750mV niż 1000mV.

Rys. 2





Wynika ona z praktycznych prób. Zauważyłem, że przetwornik w procesorze nie jest liniowy w całym zakresie działania, a i moje napięcie referencyjne VREF, jak wynika z moich notatek, jest dość dobre, ale potrafi się zmieniać od 4,9755 V do 4,9806V. Pomiaru te wykonywałem przez kilka dni, po kilku, kilkunastu minutach od chwili włączenia napięcia Uz. Jeśli chodzi o dokładność pomiaru w porównaniu z moim multimetrem, to w zakresie 0...1000mV różnice wskazań są na poziomie 2...5mV. Dla wyższych napięć nie przekraczają 5...8mV, a dla większych niż 22V: 10...25 mV. Minimalne napięcie, jakie zmierzył panel, to około 45 mV z płytką Pro Mini. Aby zmierzyć prąd wypływający na przykład z zasilacza, musimy go przepuścić przez rezystor pomiarowy. Do tej roli w panelu pomiarowym jest przeznaczony rezystor R16. Odłożony na nim spadek napięcia jest zawsze wzmacniany we wzmacniaczu U1.2 o progowo wybranym wzmacnieniu. Programowo pomiar prądu jest podzielony na dwa zakresy, 0...300mA i 300...2000mA, a każdy z zakresów na kilka podzakresów. Zasada działania jest taka sama jak przy pomiarze napięcia. Napięcie proporcjonalne do prądu po wzmacnieniu trafia na wejście analogowe A1. Tam przez przetwornik ADC jest zamieniane na liczbę umieszczoną w zmiennej adcp. Wartość progową dla tej zmiennej ustaliłem na 185. Jeśli dana mierzona jest mniejsza/równa tej liczbie, to mamy do zmierzenia małe prądy, do 300mA. Wtedy na wyjściu cyfrowym ~13 pojawia się stan wysoki, zatykając tranzystor Q2. To oznacza, że U1.2 działa z maksymalnym wzmacnieniem tak, aby pomierzyć

prądy na poziomie kilku mA. Dla prądów mierzonych, które powodują, że dana w adcp jest większa niż 185, program ogranicza wzmacnienie tak, aby wzmacniacz nie wszedł w stan nasycenia przy maksymalnym prądzie z drugiego zakresu. Mamy wtedy do pomiaru prąd z wyższego zakresu, a tranzystor Q2 jest wysterowany stanem niskim i przewodzi. Dokładność pomiaru również porównywałem z moim multimetrem. I tak dla niższego zakresu pomiarowego wskazania mojego panelu były wyższe niż amperomierza w multimetrze o 1...3 mA. Natomiast dla wyższego zakresu różnica nie przekraczała 5mA. Moim panelem udało się zmierzyć prąd poniżej 10mA.

Montaż i uruchomienie

Panel pomiarowy powstał w trzech wersjach tylko na płytce stykowej i w takich warunkach został przetestowany. Fotografie wszystkich wersji dostępne są w Elportalu. Zdecydowałem się wykonać panel z użyciem Arduino Pro Mini. **Rysunek 3** przedstawia projekt płytki dla schematu z rysunkiem 2. W Elportalu można

znaleźć szereg dodatkowych rysunków i fotografii oraz projekty płytek (Dip-Trace). Płytki są dostosowane do miniaturowego wyświetlacza o wymiarach 53×20mm, który może być zamontowany pod kątem prostym do płytki za pomocą wkrętów M3 i elementów w kształcie kątownika. Oczywiście można zastoso-

wać inny większy ze sterownikami HD 44780. Montaż elementów na płytkach nie powinien sprawić kłopotów. Panel pomiarowy, poza regulacją kontrastu wyświetlacza, nie wymaga żadnego uruchamiania czy dostrajania.

Jedyne zmiany, jakie można wprowadzić, to zmiany w programie. Program, aby zmierzyć napięcie, wykonuje 25 pomiarów co 10ms, potem oblicza średnią. To zajmuje mu 250ms. To samo z pomiarem prądu, kolejne 250ms. Jeśli w tym czasie „I” przekroczy „Ib”, to stan pinów ~9 i ~10 może się zmienić nawet po czasie 500ms, zależy to od tego, w którym miejscu procesor czyta program i jak daleko ma do części programu, gdzie porównywane są prądy „I” i „Ib”. To czas dość długi. Można to zmienić, modyfikując program. Zdarzenie polegające na tym, że prąd mierzony „I” > „Ib” można opisać programowo jako procedurę przerywania z najwyższym priorytetem. I wtedy zwłoka czasowa będzie bardzo krótka. Mój program wykorzystuje procedurę przerywania, ale tylko dla przycisku KAS tak, aby jego działanie było niezwłoczne przy przełączeniu opcji. Zwłoka czasowa do 500ms ma taką zaletę, że bezpiecznik nie działa zbyt „nervowo”. O tym, czy warto robić taką modyfikację, czy nie, pewnie zadecydowałoby dłuższe używanie panelu pomiarowego w praktyce.

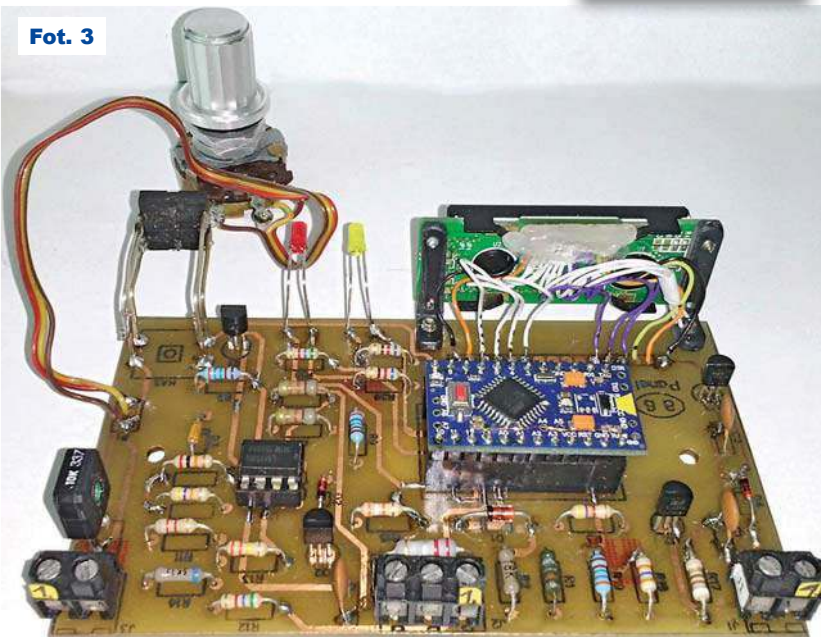
Andrzej Adamczyk
amk10@interia.pl



Wykaz elementów

C1-C3	100nF
D1	1N4733
D2	BAT85
D3	BZ C3V3
D4	1N4148
J1,J3	AK100/2DS
J2	AK100/3DS
KAS	4pin/dowolny
LC	LED czerwona
LCD	2X16 HD44780
LZ	LED żółta
P1	25kΩ
P2	10kΩ
P_M	modyfikowana Pro Mini
Q1	BC548C
Q2	BC558
R1	68kΩ
R2	18kΩ
R3	470Ω
R4,R7	13kΩ
R5	47kΩ
R6	20kΩ
R8,R9,R18,R19	36kΩ
R10,R12	5,6kΩ
R11	8,2kΩ
R13	330kΩ
R14	5,1kΩ
R15	39kΩ
R16	0.22Ω/2W
R17	910Ω
R20,R21	620Ω
U1	LM358N
U2	TL431
U3	L78L05

Fot. 3



Porównanie zasilaczy forward i flyback

W czwartym odcinku nadal porównujemy dwie przetwornice: forward i flyback. Aby zakończyć analizę wersji flyback, zdjęto jeszcze dwa oscylogramy obrazujące pracę układu pseudoPFC. Jakkolwiek go nazwiemy: czy oszukany, czy kompromisowy, czy półśrodek, nie jest to prawidłowy porządny PFC. Niemniej współczynnik mocy koryguje (poprawia). Na **rysunku 10 i 11** zdjęto przebieg w węzle łączącym diodę D6 z indukcyjnością LA w skojarzeniu z przebiegiem na uzwojeniu wyjściowym transformatora (które obrazuje też przebieg na drenie tranzystora kluczującego).

Na rysunkach tych należy szczególnie zwrócić uwagę na fazę wysysania prądu z mostka Graetza przez indukcyjność

część 4

LA. Reszta przebiegu jest efektowna, ale niewiele wnosi. Pokazano dwa rysunki-przebiegi. Ale każdy pomiar daje inny przebieg. Zależy bowiem, w jakiej fazie napięcia sieci za prostownikiem przebieg jest uchwycony. Zauważmy, że poziom odniesienia przebiegu na katodzie diody D6 jest za każdym razem inny (na rysunku 10 – 220V, na rysunku 11 – 295V). Odpowiada on bowiem chwilowej wartości napięcia za mostkiem. A ponieważ częstotliwość kluczowania jest wielokrotnie wyższa od 100Hz, piedestał ten wydaje się potencjałem stałym. Faza zasysania prądu przez indukcyjność LA inicjowana jest włączeniem klucza przetwornicy. Natomiast niechęć indukcyjności do zmian prądu skutkuje przeciąganiem tej fazy w czasie. Na katodzie diody D6 widzimy także oscylacje o znacznej amplitudzie i częstotliwości. Dlatego mimo że ten uproszczony PFC nie zawiera wielu elementów, dioda D6 musi być porządna i wymaga radiatora. Tu pracuje RHR15120 – dioda 1200V 15A.

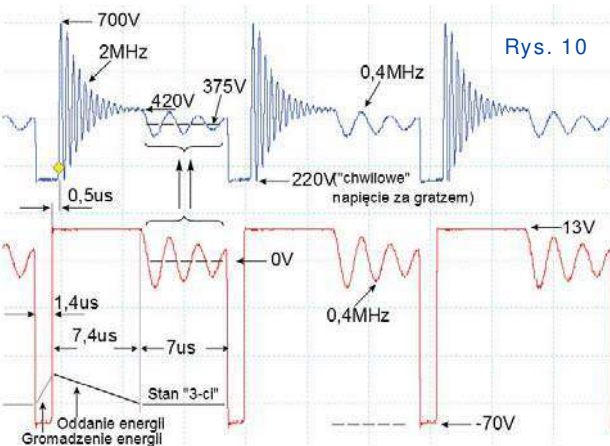
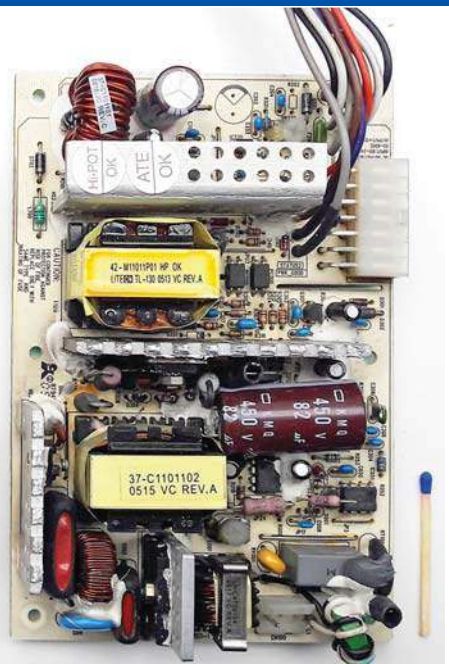
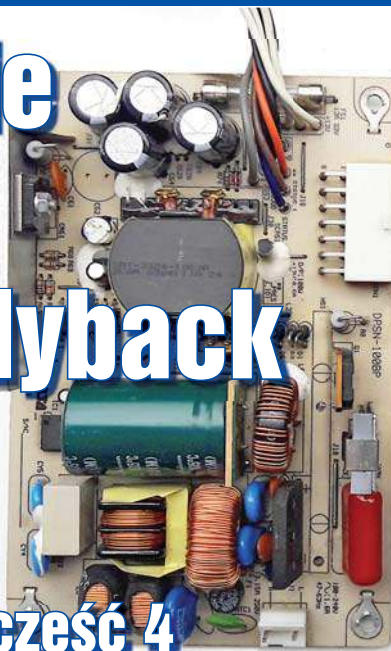
W dalszej części przyglądamy się jeszcze pracy analizowanej przetwornicy typu forward. Warto jeszcze zwrócić uwagę na przebieg zaobserwowany na uzwojeniu resetu. Należy się spodziewać tego samego, co na uzwojeniu głównym (czyli

na drenie klucza), jedynie z przesunięciem składowej stałej o 400V. I tak faktycznie jest. Zatem co tu ciekawego? Pewnym novum w tym zasilaczu jest zastosowanie kondensatora C125, łączącego wyprowadzenie P1 uzwojenia głównego i punkt C uzwojenia resetu (patrz rysunek 2a). To wyprowadzenia o tej samej fazie (kierunku) i tej samej liczbie zwojów. Zatem przebiegi po obu stronach kondensatora będą jednakowe, a na nim będzie stałe napięcie. I tak jest: równe 400V. Celowość i skuteczność tego zabiegu docenimy dopiero wtedy, gdy kondensator ten usuniemy. **Rysunek 12 i 13** pokazuje przebieg na uzwojeniu resetu – z kondensatorem i bez niego.

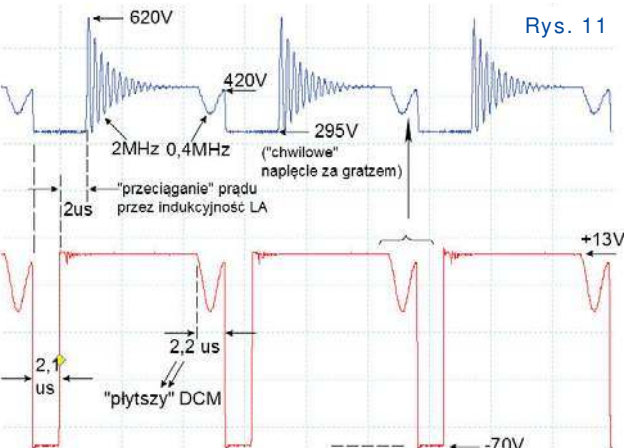
Co się zmieniło po wylutowaniu C125? Górne części przebiegu ogranicza dioda zwracająca energię do C_{BULK} . Istotna różnica między przebiegami w punkcie P1 i C (schemat na rysunku 2a w 2 części opracowania) jest w czasie włączenia klucza. W punkcie C występują oscylacje o wysokiej częstotliwości (ok. 3,8 MHz), choć drgania te szybko zanikają. Ale zagrażają diodzie zwracającej energię do głównego kondensatora (z prezentowanych przebiegów wynika, że wsteczne napięcie na niej sięga teraz 1000V).

Pozostała jeszcze analiza stosunkowo prostego fragmentu zasilacza, obwodu pozyskiwania napięcia po stronie wtórnej. **Rysunki 14, 15, 16, 17 i 18** to przebiegi na uzwojeniu wtórnym i w węzle katod diody DOUT przy różnych obciążeniach zasilacza.

Wnioski z analizy tych przebiegów są dwa. Po pierwsze widać, że w miarę obniżania obciążenia wyjścia zasilacza prąd płynący w L_{OUT} przechodzi od



Rys. 10



Rys. 11

trybu ciągłego w nieciągły. L_{OUT} ma stosunkowo niewielką indukcyjność 65uH i łatwo przeliczyć nachylenie zboczy prądu płynącego w tej cewce (to $44,5 - 12V/65uH = 0,5A/us$ w górę i ok.

$12V/65uH = 0,2A/us$ w dół). Cokolwiek by powiedzieć, dalej, czy to w trybie CCM czy DCM, jest to przebieg o zdecydowanie mniejszej zawartości harmonicznych, niż obserwowaliśmy w wersji flyback. To uzasadnia dobór indukcyjności L_{OUT} i kondensatora C_{OUT} . Inaczej, patrząc na te dwa elementy, powiemy, że jest to filtr dolnoprzepustowy do odzyskiwania z przebiegu prostokątnego jego wartości średniej (flyback odzyskiwał wartość maksymalną, nie średnią, co wyraźnie zaznaczono na rysunkach 4, 10 i 11). Na przebiegu z rysunku 14 (dolny przebieg na anodzie, a górny na katodzie D_{OUT}) wywnioskujemy o ciągłości prądu w L_{OUT} . Tak jest przy zmniejszaniu mocy do ok. 13W. Na granicy CCM/DCM wartość średnia musi być równa połowie maksymalnej, więc łatwo przeliczyć, że faktycznie nastąpi to przy mocy ok. 13W. Czyli dla $I_{OBC}=13W/12V=1,05A$. Wtedy wartość szczytowa (maksymalna) prądu w L_{OUT} wyniesie 2,1A. Czas zbocza dodatniego (narastania prądu) zajmie 4,2 mikrosekundy ($2,1A/0,5A/us$), a opadania ok. 10us ($2,1A/0,2A/us$). Te rachunki są w ścisłej korelacji z tym, co widać na zdjętych przebiegach (szczególnie na rysunkach 14 i 15). Przebieg 15 został zdjęty przy obciążeniu 10W i trudno jeszcze rozpoznać, że zbocze w końcowej fazie wyłączenia klucza to początek oscylacji. To już wyraźnie widać na kolejnych rysunkach (16, 17 i 18). Potencjał na wejściu L_{OUT} chce wrócić do stanu spoczynku, którym jest napięcie po drugiej stronie cewki, czyli U_{WY} . I odbywa się to oscylacyjnie. Przebieg na kolejnych rysunkach się komplikuje, ale jest to złożenie ww. oscylacji i tego, co przynosi uzwojenie wtórne. A przynosi ono, oprócz przebiegu właściwego, także oscylacje ze strony pierwotnej.

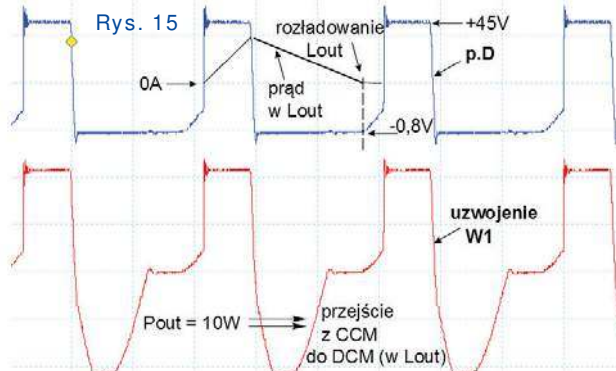
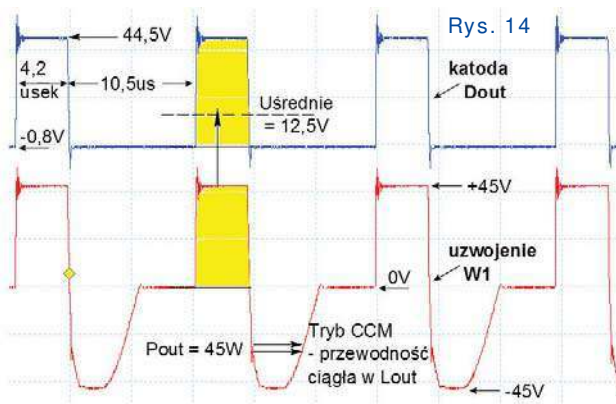
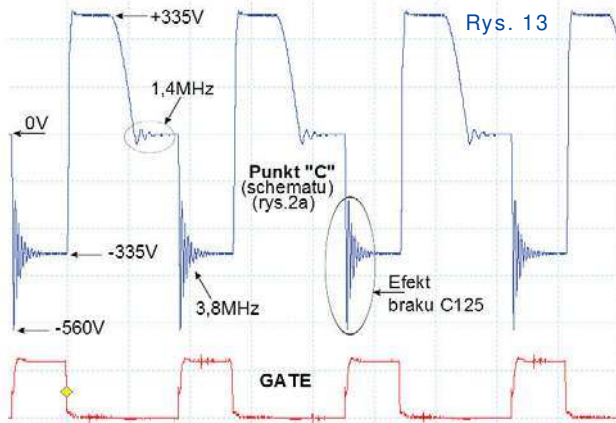
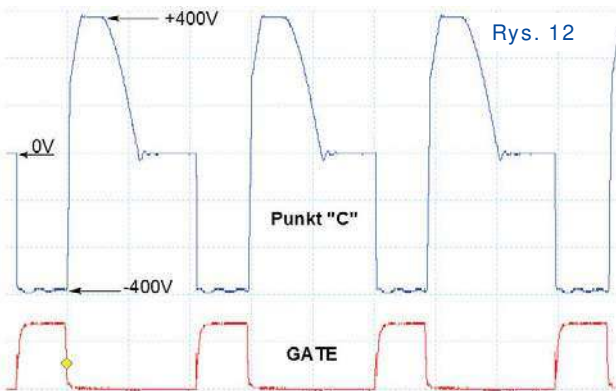
Czy te zakłócające fragmenty przebiegu mają wpływ na U_{WY} ? Finalnie ujemne sprzężenie zwrotne zadba

o to, by nie miały. Składowa stała na obydwu końcach cewki zawsze i wszędzie musi być taka sama, więc obwód regulacji odpowiednio zredukuje czas włączenia klucza. I to jest powodem zawężenia odcinka przebiegu odpowiadającego fazie włączenia klucza. Natomiast ważniejszy jest inny wniosek. Zaniedbując te (nazwijmy) zakłócenia, współczynnik PWM kluczowania przetwornicy (niemal) nie zależy od obciążenia. To znaczy, w zakresie pracy L_{OUT} w CCM współczynnik ten bardzo niewiele zależy od obciążenia. I tu może pojawić się zdziwienie Czytelnika. Jak to? W wersji flyback widzieliśmy bardzo wyraźną zależność czasu włączenia klucza od żądanej na wyjściu mocy. A tutaj? Tutaj U_{WY} zawsze jest wartością średnią z przebiegu po „wejściowej” stronie cewki, gdzie mamy przebieg prostokątny o poziomach zero woltów i przetworzone U_{WE} (przez stosunek liczby zwojów W1-2 do P1-2). U_{WE} jest stałe, a tym bardziej przy obecności przetwornicy PFC – wstępnie stabilizowane, a więc współczynnik PWM musi podążać jedynie za tętnieniami na C_{BULK} . Zatem ogólnie biorąc, współczynnik PWM nie zależy od obciążenia, a raczej zależy w niewielkim stopniu z uwagi na rezystancje strat w przetwornicy.

Ale zwróćmy uwagę jeszcze na jeden punkt w schemacie pokazanym na rysunku 2a. Gdy pomierzmy napięcie na nóżce 2 układu scalonego UC3845, to otrzymamy zawsze wartość 2,5V. Takiego żąda U_{REF} na wejściu nieodwracającym wzmacniacza operacyjnego. Duże wzmocnienie w pętli nie pozwoli, abyśmy odczytali tu jakiegokolwiek różnice. A napięcie na wyprowadzeniu 1? To COMP i wyjście WO (którego celowo autor nie nazywa teraz wzmacniaczem błędów, co było wyjaśnione w części 2). Tu napięcie silnie zależy od obciążenia. Dla mocy ok. 10W zmierzono 2V. Dla 50W – ok. 3V, a dla pełnej mocy 100W – 4,2V. Ale napięcie na tej nóżce to równocześnie napięcie odniesienia dla wewnętrznej pętli prądowej *current mode*. To potencjał wyznaczający poziom-wartość prądu klucza, do którego pętla ta pozwoli temu prądowi narosnąć. Jeśli potencjał nóżki 1 jest funkcją przetwarzanej mocy, to także współczynnik PWM musi być jej funkcją? To jak to jest? Zależy PWM od obciążenia czy nie?

Rozwiązanie zagadki jest łatwe. Ciągłość/nieciągłość prądu w cewce L_{OUT} przynosi się na ciągłość/nieciągłość w uzwojeniu pierwotnym trafo.

Ciąg dalszy na stronie 64



Lampowy magnetofon szpulowy

Mechanizm napędowy – część 1

Mechanizm napędowy jest bardzo ważnym zespołem w magnetofonie, ponieważ musi spełniać następujące warunki:

1. Zapewnić równomierny przesuw taśmy z dokładnością 0,1–1%, w zależności od klasy magnetofonu.
2. Dawać możliwość szybkiego przewijania taśmy w obydwóch kierunkach (pomijam przystawki i niektóre konstrukcje amatorskie).
3. Zapewnić też bezpieczne hamowanie obydwóch szpul, aby nie nastąpiło zerwanie lub splątanie taśmy.
4. Mechanizm zwijania taśmy musi mieć taki naciąg, aby była nawijana równo na szpule i nie uległa odkształceniu.
5. Cały mechanizm musi pracować cicho, bez nadmiernych drgań i szumów.

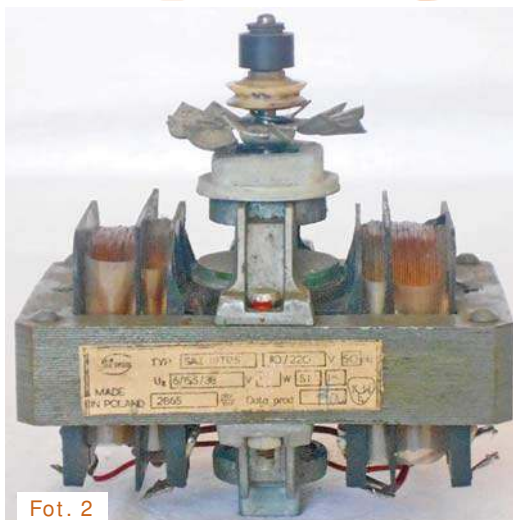
W zespole napędowym najważniejszą funkcję pełni mechanizm przesuwu taśmy. Składa się on z rolki przesuwu osadzonej na wspólnym wałku z kołem zamachowym, rolki dociskowej, sprężel oraz kołków prowadzących taśmę. Sprzęgła mogą być napędzane wspólnym silnikiem wraz z kołem zamachowym albo osobnym silnikiem, a nawet każde sprzęgło może mieć osobny napęd (magnetofony najwyższej klasy). Bardzo ważną rolę odgrywa również koło zamachowe, ponieważ dzięki dużej masie i związanej z tym bezwładności pozwala zachować stałe obroty bez okresowych wahań. To z kolei przekłada się na równy i spokojny przesuw taśmy.

Aby Czytelnicy nieobeznani z kinetyką mogli lepiej zrozumieć znaczenie koła zamachowego, posłużę się przykładem. Dawne fabryki, między innymi przędzalnie i młyny, były napędzane jednym motorem lub lokomobilą (kiedyś każdy silnik spalinyowy nazywano motorem, a stacjonarną

maszyną parową – lokomobilą). Motory te, z reguły zasilane gazem koksowym, miały niskie obroty rzędu 160–240 obr./min, małą moc: 10–30 KM oraz bardzo duży moment obrotowy. Wymagały one stosowania wielkiego i ciężkiego koła zamachowego zdolnego zgromadzić wielką ilość energii kinetycznej. Moment obrotowy jest iloczynem siły działającej na ramię, więc oprócz masy, koło musi mieć możliwie dużą średnicę. Miałem możliwość poznać dość dobrze trzy różne wielkości motory niemieckiej firmy Deüitz, zasilane gazem koksowym, stosowane do napędu młynów. Niektóre z nich dotrwały do połowy lat 60. ubiegłego wieku. Motor taki, w zależności od mocy, miał koło zamachowe o średnicy 1,5–3 m i masie dochodzącej nawet do 10 ton! Mimo małej mocy i niskich obrotów motor taki mógł napędzać nawet średniej wielkości młyn z zachowaniem równomiernej pracy. W filmie „Ziemia obiecana” pokazano lokomobilę z podobnej wielkości kołem zamachowym.

W magnetofonach nawet małeńkie walkmany miały koło zamachowe. Obroty koła zamachowego w magnetofonach muszą być tak dobrane, aby rolce przesuwu zapewnić równomierną prędkość obrotową, wynoszącą w amatorskich magnetofonach szpulowych 19,05 cm/s, 9,53 cm/s lub 4,76 cm/s. Przeciętna masa koła zamachowego w magnetofonie szpulowym starszego typu jest dość duża: wynosi 0,8–1,2 kg.

Mechanizm przesuwu może być napędzany jednym płaskim paskiem obiegowym (Smaragd, KB100, BG23) lub dwoma okrągłymi paskami (Melodia, Sonet). Jeszcze innym rozwiązaniem jest napędzanie koła zamachowego pokrytego na obwodzie gumowym pierścieniem przez bezpośredni docisk do niego rolki napędowej, umieszczonej na wale silnika. Takie rozwiązanie mają magnetofony Sonet. Do napędu mechanizmu przesuwu używa się silnika asynchronicznego z fazą pomocniczą (Smaragd – **fotografia 1**, Sonet, BG23) lub silnika synchronicznego (Melodia, KB100) albo silnika asynchronicznego ze zwartym zwojem (Piosenka, Tonette). Interesujące rozwiązanie silnika asynchronicznego ze zwartym zwojem miały popularne w latach 70. magnetofony typu ZK-120 i ich następcy. Silnik ten miał dodatkowe uzwojenia służące do zasilania obwodów anodowych i żarzenia. Jedno-



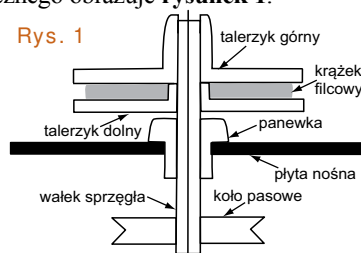
Fot. 2

ześnie pełnił funkcję silnika oraz transformatora sieciowego. Nazywany był silnikotransformatorem albo trafo-silnikiem – **fotografia 2**. Takie rozwiązanie pozwoliło uprościć konstrukcję oraz zmniejszyć ciężar magnetofonu.

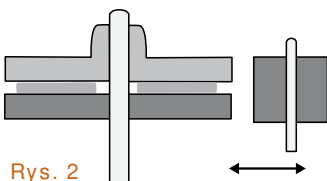
Przełączenie prędkości obrotowej w silnikach z fazą pomocniczą dokonywane jest przez zmianę połączeń wewnątrz silnika, między (cewkami) biegunami. Najczęściej stosuje się przełączanie *gwiazda-podwójny trójkąt*, co pozwala podwoić obroty albo zmniejszyć je o połowę. Przełączanie prędkości przesuwu w magnetofonach z silnikiem ze zwartym zwojem (Wilga, Tonette) następuje przez zmianę przełożenia w przekładni mechanicznej.

Magnetofony nie mogłyby prawidłowo pracować, gdyby silnik (z ewentualną przekładnią) był na sztywno połączony ze szpulami z taśmą. Konieczne są sprzęgła. Sprzęgła w magnetofonie służą do prawidłowego nawijania taśmy na szpulę – sprzęgło prawe oraz do hamowania taśmy odwijanej ze szpuli umieszczonej na lewym sprzęgle. Sprzęgła muszą również mieć mechanizm umożliwiający sztywne połączenie talerzyka górnego z dolnym w celu szybkiego przewinięcia taśmy z jednej szpuli na drugą. Stosowane są dwa rodzaje sprzęgieł: mechaniczne i elektryczne (elektromagnetyczne). Zasadę działania sprzęgła mechanicznego obrazuje **rysunek 1**.

Na wałku obracającym się w panewce, umocowane jest koło pasowe oraz talerzyk



dolny z naklejonym na nim pierścieniem filcowym. Na wystającej części wałka obraca się swobodnie talerzyk górny. W górnej części talerzyka znajduje się tulejka z trzema symetrycznie rozmieszczonymi skrzydełkami, które wchodzą w szczeliny znajdujące się w szpuli.



Rys. 2

sowna zostaje siła potrzebna do napędzania coraz cięższej szpuli.

Sprzęgło lewe zbudowane jest identycznie i służy do hamowania taśmy odwijanej ze szpuli na nim umieszczonej. Sprzęgła mechaniczne zapewniające potrzebny poślizg, stosowane są w większości magnetofonów. Funkcja przewijania jest realizowana za pomocą dźwigni sterowanej pokrętkiem albo klawiszem – podczas

przewijania poślizgu nie ma (nie powinno być), co pozwala skutecznie i szybko przewinąć taśmę bez jej odtwarzania czy zapisu. Zasprężenie może nastąpić przez dociśnięcie talerzyka górnego do dolnego albo przez dociśnięcie rolki z gumy do obydwu części sprzęgła (rysunek 2).

W następnej części opisane będą sprzęgła elektryczne.



Jerzy Szymański
j.szymanski@wp.eu

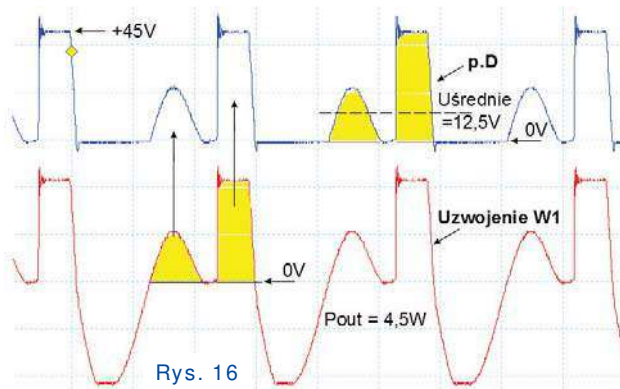
Ciąg dalszy ze strony 62

To podstawowa i zasadnicza różnica w warunkach pracy transformatora w zasilaczu flyback i forward. Napięcie na nożce 1 zależy od obciążenia. Wartość prądu w kluczu zależy od obciążenia. Ale w momencie włączenia klucza startuje od innej wartości! Dlatego PWM (niemal) nie zależy od obciążenia przetwornicy typu forward. A w słowie „niemal” ukryte jest to, że pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego zawsze zadba o to, by było jak należy! Inaczej to wygląda statycznie, a inaczej dynamicznie. Jeśli wyjście zażąda więcej mocy (prądu), to reakcją pętli musi być wydłużenie czasu włączenia klucza. A jeśli częstotliwość pracy

jest stała, to skróci się czas oddawania prądu z L_{OUT} (jeśli układ pracuje w warunkach przewodności ciągłej CCM). A więc efekt odwrotny od oczekiwanego! Faktycznie, dynamicznie tak to wygląda. A jeśli ująć całe zagadnienie matematycznie, to powiemy, że w charakterystyce pojawiło się (wspomniane w części 1 opracowania) RHP zero. Bo faktycznie takie są fizyczne powody tego faktu.

Dla usystematyzowania, założmy, że skokowo wzrośnie obciążenie. W pierwszej chwili zmniejszy się napięcie wyjściowe i sprzężenie zwrotne poinformuje o tym stopień regulacji PWM. Czas włączenia klucza musi wzrosnąć, aby napompować L_{OUT} większym prądem, dostosowując się do nowych warunków obciążenia. Lecz statycznie wartość U_{WY} wyznaczona jest średnią wartością napięcia w węzle katod diody D_{OUT} . Więc nawet przy większym obciążeniu układ wejdzie w głębszy stan CCM (większego prądu w L_{OUT} i w transformatorze), lecz PWM musi wrócić do wartości zadanej relacją między U_{OUT} i przetransformowanym napięciem w obwodzie wtórnym transformatora.

W dwutaktowej przetwornicy flyback jest podobnie. I tu także zachowanie jest prostsze, gdy układ pracuje w trybie przewodności nieciągłej DCM. Gdy jest faza trzecia i wzrost czasu włącze-



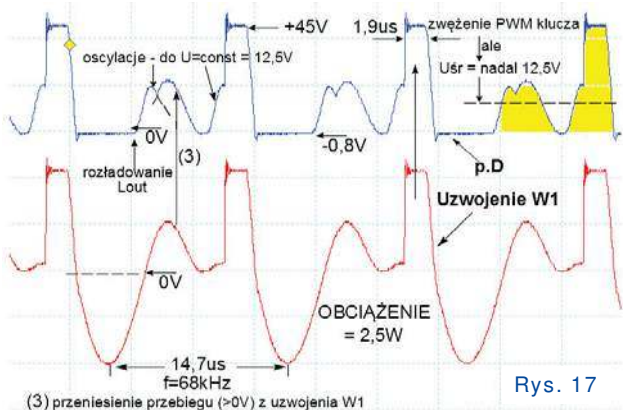
Rys. 16

nia klucza nie musi odbywać się kosztem skrócenia czasu przekazania energii do wyjścia, co zresztą można uznać za wadę trybu pracy ze stałą częstotliwością kluczowania. Lecz tryb DCM ma inne wady, biorące się z faktu, iż jest wtedy większa różnica między szczytową i średnią wartością prądu. Natomiast istotna różnica dla dynamiki pętli jest taka, że flyback przy wzroście obciążenia pozostanie na większym wypełnieniu PWM, gdyż tu czas włączenia klucza bezpośrednio przekłada się na ilość zaczerpniętej energii i (w drugim takcie pracy) przekazanej do wyjścia. Tutaj ew. przeregulowania (w wartości współczynnika PWM) mogą wynikać z oscylacyjnego charakteru dochodzenia do stanu równowagi, a to ma miejsce przy małym marginesie stabilności.

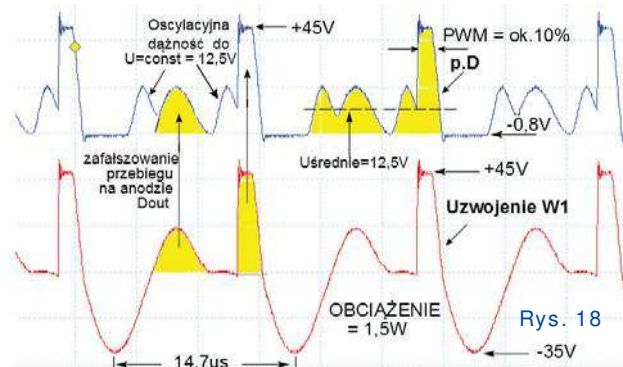
Mimo obszerności opracowania, które kończymy, nie można powiedzieć, że praca obu zasilaczy została opisana wyczerpująco. Jednak świadomość, gdzie tkwią problemy, to już połowa sukcesu ich rozwiązania.



Karol Świerc
rtv@silnet.pl



Rys. 17



Rys. 18

Jak to działa

Na **rysunku A** przedstawiony jest niezbyt skomplikowany schemat z trzema wzmacniaczami operacyjnymi. Jak zwykle zadanie konkursowe polega na rozszyfrowaniu:

Jak działa i do czego służy taki układ?

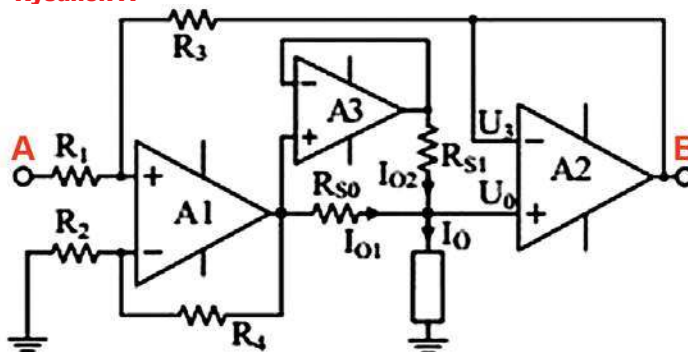
Odpowiedzi, koniecznie oznaczone dopiskiem

Jak6,

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

Nagrodami w konkursie będą 3 kity AVT

Rysunek A



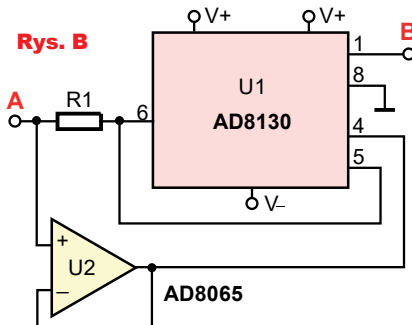
Rozwiązanie zadania *Jak to działa* z EdW 2/2020

W numerze 2/2020 przedstawiony był, pokazany na **rysunku B**, nieskomplikowany układ elektroniczny z dwoma układami scalonymi.

Jest to... **sterowane napięciem szerokopasmowe źródło prądowe**.

Zadanie było w sumie bardzo trudne, a utrudnieniem dodatkowym było niejako odwrotne narysowanie schematu: w analizowanym układzie wejściem jest punkt B, a wyjściem punkt A. Ze względu na intuicyjne podejście większości elektroników zdecydowanie łatwiejsza byłaby analiza schematu narysowanego odwrotnie, według **rysunku C**.

Rys. B



źródłami prądowymi i je z powodzeniem wykorzystujemy.

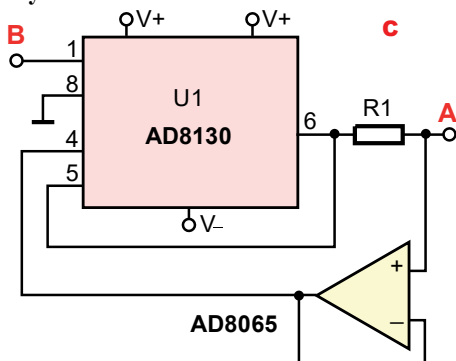
Zdecydowanie mniej popularne są źródła prądowe prądu zmiennego, czyli takie, których prąd może płynąć w obu kierunkach. Początkującym sprawia kłopot nawet zrozumienie sensu ich istnienia oraz zasad działania praktycznych realizacji. Przypomnijmy, że przede wszystkim źródło prądowe to teoretyczny model, hipotetyczny idealny element, którego jedynym parametrem jest prąd. Można powiedzieć, że idealne źródło prądowe jest dwójnikiem, który wymusza prąd o stałym natężeniu w dołączonym obwodzie, niezależnie od wartości napięcia na jego zaciskach. W praktyce źródło prądowe zgodnie z nazwą może być źródłem, czyli dostawcą prądu i energii, ale może też pochłaniać, przyjmować prąd z innych obwodów. W każdym razie prąd płynący przez idealne źródło prądowe nie zależy od warunków zewnętrznych. Ten prąd może być prądem stałym, ale może też być prądem zmiennym i to o dowolnym kształcie.

Jeżeli na wykresie narysujemy charakterystykę – zależność prądu i napię-

cia, a potem porównamy ją z charakterystykami rezystorów o różnych wartościach, to od razu nasunie się słuszny wniosek, że źródło prądowe ma nieskończenie wielką rezystancję wewnętrzną. Choć to też jest trudne do zrozumienia dla zupełnie początkujących, rzeczywistość rezystancja dynamiczna idealnego źródła prądowego jest (powinna być) nieskończenie wielka. A to w praktyce oznacza, że prąd ani trochę nie zależy od napięcia i zmian napięcia.

Trzeba też wspomnieć, że oprócz źródeł prądowych o ustalonym prądzie, nie tylko w teoretycznych rozważaniach mamy również do czynienia ze **sterowanymi źródłami prądowymi**, czyli takimi, w których prąd wyjściowy zależy albo od napięcia sterującego, albo od prądu sterującego. I właśnie na rysunkach B, C mamy **szereokopasmowe zmiennoprądowe źródło prądowe sterowane napięciem**.

Elektronik hobbysta bardzo rzadko ma potrzebę realizacji podobnych układów. Tego rodzaju sterowane źródła prądowe wcale nie są jednak akademickim wynalazkiem przeznaczonym tylko do gnębienia studentów. Znajdują zastosowanie do testowania układów i elementów elektronicznych, ale też są wykorzystane w medycynie do diagnostyki niektórych chorób, w tym raka. Prąd ze sterowanego źródła napięciowego przepuszczany jest przez tkankę i przez pomiar napięcia określa się jej impedancję w szerokim zakresie częstotliwości – jest to odmiana spektroskopii częstotliwościowej.

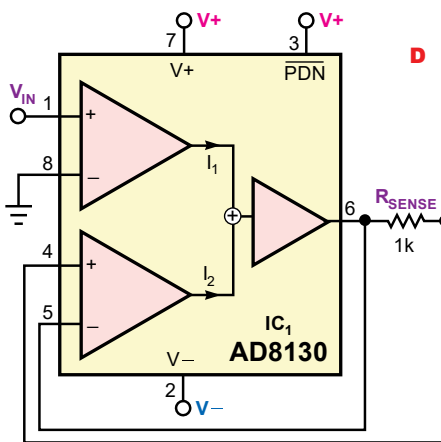


To celowe utrudnienie nie przeszkodziło jednak uczestnikom konkursu, za co należą się szczerze gratulacje.

Analizę schematu trzeba jednak poprzedzić przypomnieniem kluczowych informacji na temat źródeł prądowych. Otóż określenie „źródło prądowe” większości elektroników kojarzy się z prądem stałym, a także z lustrem prądowym. Istotnie, bardzo często mamy do czynienia ze stałoprądowymi

Takie źródła prądowe sterowane napięciem można zrealizować na wiele sposobów, przede wszystkim z wykorzystaniem wzmacniaczy operacyjnych. Zamiast jednak stosować klasyczne wzmacniacze operacyjne, można wykorzystać gotowe rozmaite scalone wzmacniacze różnicowe, które obecnie są produkowane w szerokiej gamie odmian i typów.

I właśnie do realizacji sterowanego źródła prądowego można wykorzystać wzmacniacz różnicowy AD8130. Ten scalony wzmacniacz ma specyficzną budowę, co w tym przypadku jest zaletą i w najprostszym przypadku układ sterowanego źródła prądowego mógłby wyglądać jak na **rysunku D**.



Układ scalony AD8130 jest w sumie wzmacniaczem różnicowym, a dokładniej wzmacniaczem pomiarowym o specyficznej konstrukcji i interesującej zasadzie działania. Najbardziej zainteresowani mogą szczegółów poszukać w karcie katalogowej, a do rozwiązania zadania *Jak to działa?* wystarczy uproszczona informacja, że podczas normalnej pracy wzmacniacz dąży to tego, żeby napięcia między końcówkami 4–5 oraz 1–8 były jednakowe.

Także i w tym zastosowaniu podczas pracy te napięcia są jednakowe. Analiza działania takiego układu będzie zdecydowanie łatwiejsza, jeżeli przerysujemy schemat do postaci z **rysunku E**. Układ połączeń jest identyczny, tylko inaczej narysowany.

Załóżmy, że na wejście oznaczone V_{IN} , czyli na nóżkę 1 podajemy niewielkie napięcie dodatnie względem masy (napięcie oznaczone V_{IN}). Wtedy kostka AD8130 na swoim wyjściu (nóżka 6) wytwarza takie napięcie, żeby prąd płynący z wyjścia przez rezystor pomiarowy R_{SENSE} i zewnętrzną rezystancję obciążenia R_{LOAD} wywołał

na rezystorze pomiarowym R_{SENSE} spadek napięcia dokładnie równy napięciu wejściowemu V_{IN} .

Kostka AD8130 jest zasilana symetrycznie, więc napięcie wejściowe V_{IN} może być ujemne względem masy i wtedy prąd wyjściowy popłynie w przeciwnym kierunku.

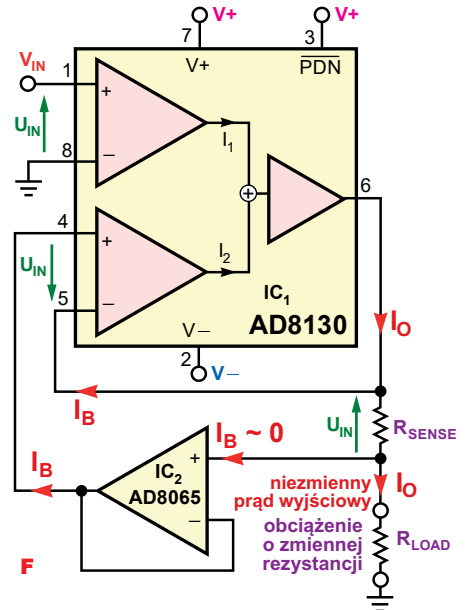
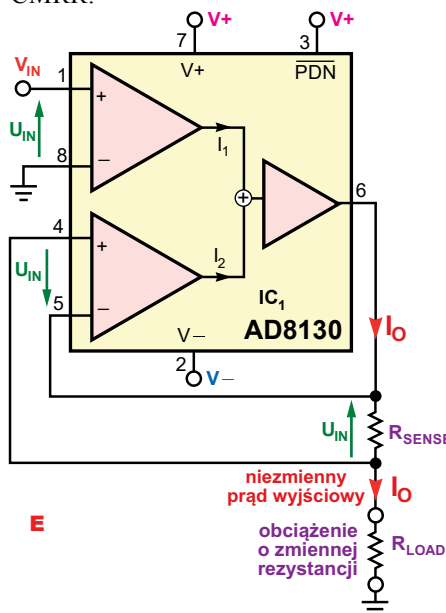
A to oznacza, że istotnie mamy tu źródło prądowe sterowane napięciem V_{IN} . Jego prąd wyjściowy jest równy:

$$I_O = V_{IN} / R_{SENSE}$$

Układ AD8130 jest bardzo szybki i dość precyzyjny. Napięcie V_{IN} i prąd I_O mogą zmieniać się w szerokich granicach. W szczególności mogą być bardzo małe. A przy małych prądach wyjściowych powstaje pewien problem.

Otóż kostka Analog Devices AD8130 to bardzo szybki wzmacniacz różnicowy o paśmie ponad 200MHz. A jego niedokompensowana wersja AD8129, która może pracować przy wzmocnieniu co najmniej równym $10\times$, ma pasmo aż 270MHz. Jak na wzmacniacz różnicowy, mają one nietypową budowę, która godna jest oddzielnego omówienia. Według katalogu nie są zresztą klasycznymi wzmacniaczami różnicowymi czy pomiarowymi, tylko *różnicowymi wzmacniaczami odbiorczymi (Differential Receiver Amplifiers)*, ponieważ ich głównym przeznaczeniem jest odbieranie i wzmacnianie szybkich sygnałów przesyłanych różnicowo przez różne linie.

Zaletą jest ogromna szybkość oraz niezwykle ważny w takim zastosowaniu bardzo dobry współczynnik CMRR.



Ale wadą są między innymi duże prądy wejściowe i stosunkowo mała impedancja wejść. I właśnie w omawianym przypadku źródła prądowego, przy bardzo małych prądach wyjściowych da o sobie znać błąd wynikający ze znacznego prądu polaryzacji (I_B) wejść 4, 5 kostki AD8130, który według katalogu typowo może wynosić $\pm 1\mu A$, maksymalnie $\pm 3,5\mu A$.

Aby wyeliminować ten błąd, w układzie z **rysunku D** i **E** można dodać wtórnik o znikomym prądzie wejściowym według **rysunku F**. Zmniejszy on obciążenie wyjścia i zapewni większą dokładność także przy małych prądach. Pracujący tu w roli wtórника AD8065 to szybki klasyczny wzmacniacz operacyjny o paśmie 145MHz z tranzystorami JFET na wejściach, który ma znikomy polaryzujący prąd wejściowy typowo 1pA i dużą impedancję wejściową ($100G\Omega || 2,1pF$).

Pomysł tego zadania pochodzi z rubryki Design Ideas czasopisma „EDN” z grudnia 2005. Materiały dostępne są m.in. na stronie www.edn.com/bipolar-current-source-maintains-high-output-impedance-at-high-frequencies w skrócie: <https://bit.ly/2UnpMSg>. Można tam znaleźć kilka dodatkowych schematów z wersjami o wyjściu zmiennoprądowym.

Prawie wszystkie nadesłane odpowiedzi były prawidłowe. Nagrody-upominki za zadanie **Jak Działa2** otrzymują: **Ryszard Magdycz** – Wrocław, **Andrzej Piwowarczyk** – Nowa Wieś, **Krzysztof Smoliński** – Poznań. Wszyscy uczestnicy konkursu zostają dopisani do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Stały konkurs: Co to jest?

Zadanie CoTo2006

Zadanie konkursowe brzmi:
Co przedstawia zamieszczona obok fotografia?

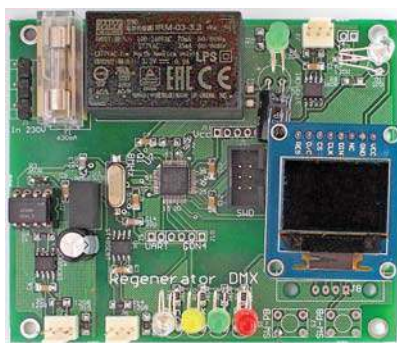
Prosimy o krótkie odpowiedzi. Można jednak dołączyć zwięzłe uzasadnienie lub potwierdzenie (dowód) albo też króciutki opis analizy zadania i poszukiwań. E-maile z odpowiedziami należy przysyłać w ciągu miesiąca od ukazania się numeru, na adres:

konkursy@elportal.pl,

nie zapominając o podaniu adresu niezbędnego do wysyłki upominku.

W tytule e-maila należy podać nazwę konkursu, numer zadania i własne nazwisko, np. **CoTo2006Kowalski**.

Wśród autorów prawidłowych odpowiedzi rozlosowane zostaną 3 kity AVT.

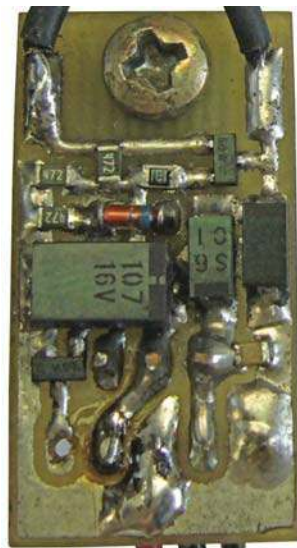


Rozwiązanie zadania CoTo2003

Fotografia pochodzi z artykułu „Analogowy regulator obrotów wentylatora”, zamieszczonego w EdW 6/2019, na str. 62.

Za prawidłowe odpowiedzi upominki w postaci kitów AVT otrzymują:

Damian Ząbczyk – Nowa Osuchowa,
Janusz Tanasiewicz – Żarki,
Ryszard Magdycz – Wrocław.



W najbliższych numerach EdW planujemy

EdW 7/2020

Kalkulator TTL

Zaskakująca konstrukcja zrealizowana na ośmiowarstwowej płytce drukowanej o rozmiarach 72×50 centymetrów! Przeznaczony do celów edukacyjnych kalkulator, w którym cała logika sterująca zrobiona jest na podstawowych układach cyfrowych w klasycznej technologii TTL.



EdW 8/2020

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 9/2020

Moja własna karta audio USB

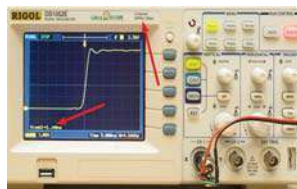
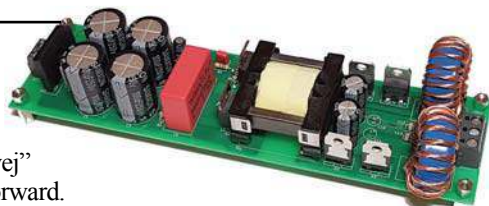
Przekonaj się, że dzięki kostce CM119 budowa komputerowej karty dźwiękowej wcale nie jest tak trudna, jak mogłoby się wydawać. Przy okazji poznaj pokrewne układy scalone C-Media, przydatne także w mniej tradycyjnych zastosowaniach.



W kolejce na publikację czekają m.in.:

Simple half-bridge SMPS

Przykład prostej „dwukierunkowej” przetwornicy forward.



(Sub-?)

Nanosekundowy generator

Poznaj zadziwiające fakty, które ujawniły się podczas realizacji prostego generatora impulsów.

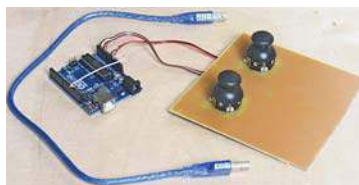
Karta wyjść cyfrowych audio

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



Arduino i symulator FMS

Budowa modelu samolotu to fascynująca przygoda. Aby nie rozbić modelu już podczas pierwszego lotu, warto zbudować prosty symulator i poćwiczyć przed prawdziwym lotem.



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.

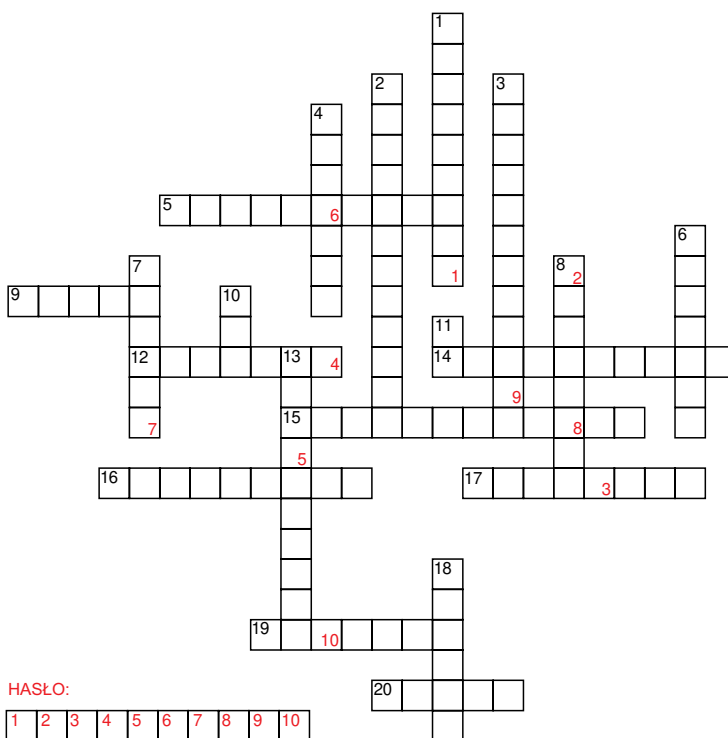
Nagrodą dla Autora będzie 6...18 miesięcy prenumeraty EdW (w wersji elektronicznej), przy czym dotychczasowi prenumeratorzy dodatkowo otrzymają możliwość zamiany na prenumeratę innego czasopisma AVT.

Poziomo:

5. Układ ... – wzmacniacz złożony z tranzystorów komplementarnej polaryzacji.
9. Metal – ... – semiconductor. Technologia produkcji tranzystorów.
12. Jeden z pionierów radiofonii.
14. Przyrząd umożliwiający „oglądanie” napięcia.
15. Reaktancja pojemnościowa.
16. Rodzaj anteny.
17. Nauka o ruchu.
19. Dioda zabezpieczająca przed skutkami przepięć.
20. Częstka elementarna.

Pionowo:

1. Analiza ... – narzędzie matematyczne umożliwiające rozpatrywanie sygnałów zmiennych.
2. Twierdzenie ... – Shannona o próbkowaniu.
3. Dokładniejsza metoda oczyszczania i uzyskiwania substancji chemicznej (najczęściej płynnej).
4. Układ elektroniczny umożliwiający „odwracanie” impedancji.
6. Jeden z rodzajów wzmacniaczy dwustopniowych.
7. Pierwiastek, półprzewodnik stosowany przed krzemem.
8. Spadek przeciętnego poziomu cen w gospodarce.
10. Termistor negatywny.
11. Symbol rezystywności (alfabet grecki).
13. Urządzenie umożliwiające widzenie w ciemności.
18. Gwiazda neutronowa wysyłająca w regularnych, niewielkich odstępach czasu impulsy promieniowania elektromagnetycznego.



HASŁO:

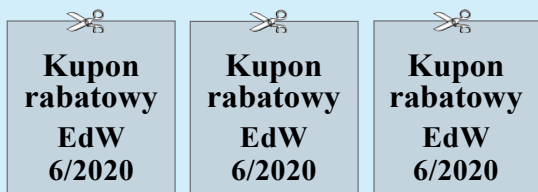
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10

Autorem krzyżówki jest **Bartłomiej Zaworski** z Lublina
Autor w nagrodę otrzymuje 12-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.



Rozwiązanie łamigłówki z EdW 3/2020:

Liczba wystąpień cyfry 1 to 26, liczba wystąpień cyfry 9 to 7. Razem 33..

Upominki w postaci kitów AVT otrzymują:

Michał Świtalski – Nakło nad Notecią, **Andrzej Bujok** – Wisła, **Sławomir Gajda** – Jawornik Przedmieście.

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. **Krzyżówka2005Kowalski**. Listy powinny być opatrzone podobnym dopiskiem.

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

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

EdW 6/2020 – lista osób nagrodzonych:

Andrzej Bujok..... Wisła
Circuit Chaos.....Warszawa
Sławomir Gajda...Jawornik Przedmieście
Ryszard Magdycz..... Wrocław
Grzegorz Marcinek Gdańsk
Paweł Nowecki Wrocław
Andrzej Piwowarczyk Nowa Wieś

Rafał Równiak..... Cisia Wola
Krzysztof Smoliński..... Poznań
Adam Sosnowski..... Koluszki
Michał Stach Kamionka
Michał Świtalski Nakło nad Notecią
Janusz Tanasiewicz..... Żarki
Jarosław Tarnawa..... Zasole

Karol Wdowiak Dobrze
Jarosław Węgliński.....Warszawa
Teodor Woźniak Łódź
Tomasz Zaorski..... Kalinówka
Bartłomiej Zaworski Lublin
Damian Ząbczyk Nowa Osuchowa

Uwaga! Jeśli do 15 lipca poczta nie dostarczy osobie z powyższej listy przesyłki z nagrodą, prosimy zgłosić ten fakt redakcji (22 783 00 20, ewa.dudzik@elportal.pl)

**Przysyłając rozwiązanie dowolnego konkursu,
NIE ZAPOMINAJCIE o podaniu w e-mailu pełnych danych adresowych.
Ich brak uniemożliwia wysłanie, a więc także przyznanie Czytelnikowi nagrody/upominku.**

Zajrzyj do interesujących materiałów

„Świat Radio” 6/20

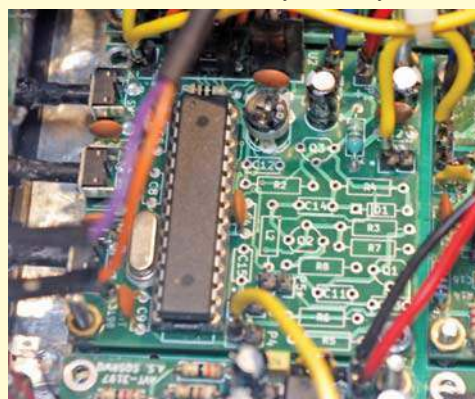


Wzmacniacz HF na MRF101

Opisany wzmacniacz mocy HF nadaje się nie tylko jako stopień końcowy nadajnika małej mocy, ale także może być użyty do wbudowania w transceiverach amatorskich. Opracowany przez WA2EUJ układ na nowym tranzystorze MRF101 przy sterowaniu mocą 1W zapewnia 100W mocy wyjściowej w zakresie częstotliwości 1,8–54 MHz.

Moduł kontrolno-sterujący AVT-3198

Mikroprocesorowy moduł kontrolno-sterujący AVT-3198 to ostatni klocek odbiornika nasłuchowego Dosia 40/80m konstrukcji SQ5RWQ. Układ jest przeznaczony do pomiaru częstotliwości pracy VFO, a także nastawiania i zapamiętywania parametrów pracy urządzenia



Errare Humanum Est

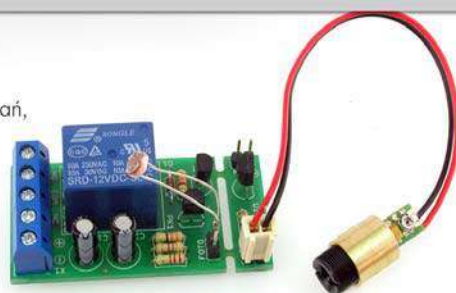
W ciągu ostatniego miesiąca nie zgłosiliście żadnych błędów w EdW.

R E K L A M A

AVT 1510 Optyczna bariera laserowa

Barierę optyczną łatwo jest zastąpić pasywnym czujnikiem ruchu, lecz są takie obszary zastosowań, w których stosunkowo niewielki zasięg czujników jest często dużym problemem. Proponowane rozwiązanie bariery zapewnia zasięg rzędu kilkudziesięciu metrów. Układ jest łatwy, prosty w montażu i uruchomieniu.

Znajdź nas na



Jesteś zainteresowany
zamieszczeniem ogłoszenia
w rubryce Market?
Skontaktuj się:

reklama@elportal.pl
tel. 22 257 84 64

EXOR
modushop.pl

**OBUDOWY
DO URZĄDZEŃ AUDIO**

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

- aluminiowy panel - szeroki wybór wielkości - personalizacja -

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

www.modushop.pl

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



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

**Absolutny
niezbędnik
w warsztacie
majsterkowicza!**

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

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

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

KEY PRODUCENT AUTOMATYKI GRZEWOCZEJ
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

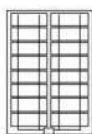


REGULATORY DO KOTŁÓW Z PODAJNIKIEM

REGULATORY POGODOWE

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

www.pwkey.pl



**Turbiny wiatrowe, baterie słoneczne,
regulatory ładowania, wentylatory
solarne, lampy solarne LED**
www.gtb-solaris.pl

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

Pendrive IMRO AXIS

- USB 2.0
- pojemność 128GB



DPEN IMRO AXIS 128GB

64zł

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

Mysz gamingowa Havit GAMENOTE MS837 RGB

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

MS837
69zł



Latarka ręczna wielofunkcyjna Rebel Light

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

URZ0919

29zł



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

Gniazdo przeciwprzepięciowe z ochroną sieci komputerowej

- poziom ochrony UP 775V
- maks. absorpcja energii: 918J (L-N, L-PE, PE-N)
- maks. prąd rozładowania 36 000A
- próbny udar napięciowy 6kV
- czas odpowiedzi < 1ns
- filtr EMI/RFI
- pasmo częstotliwości 150kHz - 100MHz
- ochrona sieciowa, złącza RJ 45 (1-in / 1-out)

42zł

P53893



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

Słuchawki bezprzewodowe Bluetooth SN-BT1001

SLU0056
79zł

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

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

Praktyczna lampka nocna z czujnikiem zmierzchu i ładowarka USB w jednym urządzeniu.

- czujnik zmierzchu
- maks. wyjście USB 2.4A / 12W
- 2 x USB
- ochrona przed przeciążeniem, przepięciem i zwarcie
- wymiary: 60 x 73 mm
- zasilanie 230V

P3313 33zł



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

Tester diod LED

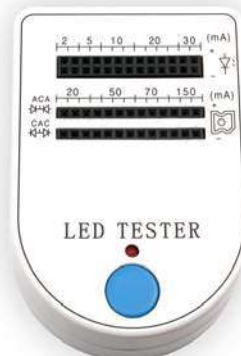
Prosty, przenośny tester diod LED, źródło stałoprądowe wyposażone w złącza pozwalające sprawdzać diody jedno i dwukolorowe.

Prosta obsługa:

1. umieść diodę w testerze



2. naciśnij przycisk



TESTER LED
17.10zł



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

HUB USB z gniazdami 2x USB i USB-C + kabel USB 3w1 (USB-C, micro USB i Lightning)

Niezbędnik, doskonale akcesorium dla wszystkich urządzeń z portami USB-C, micro USB i Lightning.

- max natężenie 3A
- technologia Quick Charge 3.0
- błyskawiczne i bezpieczne ładowanie
- przesył danych (tylko Lightning)
- nylonowy opłot przewodów

Inteligentny układ zarządzania:
Dopasowuje odpowiednie napięcie do konkretnego urządzenia

Rozdzielacz zaprojektowano tak, aby służył również jako pojemnik na kabel USB.

Prąd roboczy gniazd:

- USB Typ C: 2.4A
- USB-1: 1A
- USB-2: 2.4A



CAHUB-FX09
47zł

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



KS-151002

Arduino. 36 projektów dla pasjonatów elektroniki

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

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

Spełnij swoje marzenia o własnym układzie elektronicznym!

Simon Monk, strona 376, cena 67 zł



KS-160500

Elektronika. Od praktyki do teorii. Wydanie II

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

Charles Platt, strona 392, cena 69 zł



KS-170500

Elektronika dla małych i dużych

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

Oyvind Nydal Dahl, strona 292, cena 39 zł



KS-170903

Termodynamika dla bystrzaków

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

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

Michael Pauken, strona 352, cena 49 zł



KS-171212

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

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

Simon Monk, strona 312, cena 49 zł



KS-160100

Zabawa w programowanie. Język C dla nastolatków

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

Michał Wiszniewski, strona 104, cena 25 zł



KS-161102

Drony dla bystrzaków

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

Mark Lafay, strona 256, cena 40 zł



KS-150802

Arduino. Automatyka domowa dla każdego

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

Marco Schwartz, strona 112, cena 33 zł



KS-170405

Mikrokontrolery AVR i ARM. Sterowanie wyświetlaczami LCD

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

Tomasz Francuz, strona 496, cena 89 zł

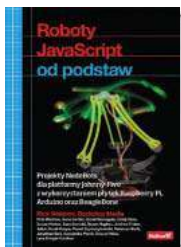


KS-161103

Elektronika dla bystrzaków. Wydanie III

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

Cathleen Shamieh, strona 368, cena 49 zł

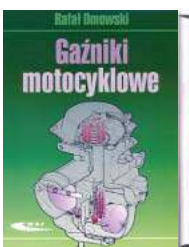


KS-160400

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

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

Rick Waldron, strona 256, cena 59 zł



KS-170904

Gazniki motocyklowe

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

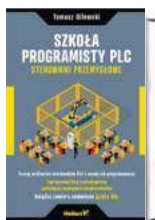
Rafał Dmowski, strona 104, cena 45 zł



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



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



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

Polecamy



KS-180300

Paul Horowitz,
Winfield Hill
stron 1644
cena 225zł

Sztuka elektroniki, część 1 i 2 wydanie: 12 zmienione

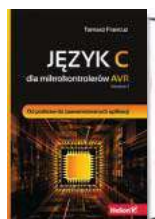
Po dwudziestu pięciu latach nowe, gruntownie zmienione polskie wydanie cieszącej się ogromnym powodzeniem „Sztuki elektroniki”, powszechnie uznanej za najlepszy podręcznik, a zarazem vademecum projektowania analogowych i cyfrowych układów elektronicznych. Poprzednie wydania tej książki, przetłumaczone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



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



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



kod KS-150100
Język C dla
mikrokontrolerów AVR,
Tomasz Francuz
stron 712, cena 99 zł

Ostatnio dodane pozycje w ofercie AVT

KS-160500	Elektronika. Od praktyki do teorii. Wydanie II	69,00
KS-160501	Nauka robotyki z językiem Python	49,00
KS-160700	Domowe laboratorium naukowe. Zrób to sam	44,00
KS-160701	Budowa robotów dla początkujących. Wydanie III	69,00
KS-161100	Apokalipsa zombie nadchodzi! Obróć swoją bazę za pomocą prostych obwodów, Arduino i Raspberry Pi	49,00
KS-161101	Proste projekty dla młodych majsterkowiczów	30,00
KS-161102	Drony dla bystrzaków	40,00
KS-161103	Elektronika dla bystrzaków. Wydanie III	49,00
KS-170004	Łączenie tworzyw sztucznych metodami spawania, zgrzewania, klejenia i laminowania	41,00
KS-170005	Obsługa i programowanie obrabiarek CNC Podręcznik operatora	64,00
KS-170006	Praktyczne podstawy eksploatacji obrabiarek CNC z wykorzystaniem komputerowego systemu szkoleniowego MTS	54,00
KS-170007	Nawigacja satelitarna w praktyce	57,00
KS-170008	Automatyka przemysłowa w praktyce	58,00
KS-170012	Drony-teoria i praktyka	39,00
KS-170200	English 4 IT. Praktyczny kurs języka angielskiego dla specjalistów IT i nie tylko	39,00
KS-170201	Szkoła programisty PLC. Sterowniki Przemysłowe	59,00
KS-170400	Montaż i konserwacja instalacji elektrycznych	75,00
KS-170401	Naprawa podzespołów i zespołów pojazdów samochodowych	75,00
KS-170402	Podstawy konstrukcji maszyn	73,00
KS-170403	Podwozia i nadwozia pojazdów samochodowych. Podstawy budowy, diagnozowania i naprawy	79,00
KS-170404	Silniki pojazdów samochodowych. Podstawy budowy, diagnozowania i naprawy	75,00
KS-170405	Mikrokontrolery AVR i ARM. Sterowanie wyświetlaczami LCD	89,00
KS-170500	Elektronika dla małych i dużych. Od przewodu do obwodu	39,00
KS-170600	Internet rzeczy. Budowa sieci z wykorzystaniem technologii webowych i Raspberry Pi	67,00
KS-170601	Instalacje elektryczne do zasilania urządzeń elektrycznych, których funkcjonowanie jest niezbędne w czasie pożaru. Zagadnienia wybrane Vademecum elektro.info	45,00
KS-170900	LEGO. Księga przygód. Wydanie II. Kosmiczne podróże, piraci, smoki i jeszcze więcej!	39,00
KS-170901	Drony. Tajniki zdjęć i filmów lotniczych	59,00
KS-170902	Lego Mindstorms EV3. Programowanie robotów	69,00
KS-170903	Termodynamika dla bystrzaków	49,00
KS-171212	Zrób to sam. Generowanie ruchu, światła i dźwięku za pomocą Arduino i Raspberry Pi	49,00
KS-180100	Elektronika z wykorzystaniem Arduino i Raspberry Pi. Receptury	77,00
KS-180300	Sztuka elektroniki, cz. 1 i 2. Nowe wydanie	225,00
KS-180400	Mikrokontrolery STM32 w systemach sterowania i regulacji	89,00

Książki można zamówić w sklepie internetowym AVT
lub wypełnić zamówienie (formularz na stronie 81) i wysłać na adres:
AVT – Księgarnia Wysyłkowa, ul. Leszczyńska 11, 03-197 Warszawa
tel. (+48) 22 257 84 50 do 53, faks (+48) 22 257 84 55
e-mail: handlowy@avt.pl



sklep.avt.pl

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

W sklepie internetowym sklep.avt.pl

Zamówienia o wartości powyżej 100zł

złożone w sklepie internetowym premiuje bonusem!

Aktualna lista bonusów dostępna jest na stronie głównej sklepu.

W sklepie firmowym AVT:

Warszawa - Żerań

ul. Leszczynowa 11



Leszczynowa 11

U dystrybutorów:

Lista dystrybutorów dostępna jest na stronie sklepu:

sklep.avt.pl/webpage/dystrybutorzy.html

Wypełniając poniższy formularz zamówienia

Formularz można wyłać faksem nr: 22 257 84 55,

lub pocztą tradycyjną na adres:

AVT-Korporacja Sp. z o. o.

Dział Handlowy

03-197 Warszawa

ul. Leszczynowa 11



prześlij faksem: 22 257 84 55

lub pocztą na adres:

AVT-Korporacja Sp. z o.o.

Dział Handlowy

03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11

Miejsce na
kupon
rabatowy
EdW 4/2020

Miejsce na
kupon
rabatowy
EdW 5/2020

Miejsce na
kupon
rabatowy
EdW 6/2020

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

ZAMÓWIENIE na artykuły z oferty AVT

Kity

Oznaczenia wersji kitów:

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

Numer kitu AVT	A	A+	B	C	UK

Inne artykuły z oferty AVT

Kod – Nazwa	Ilość

Nadawca:

imię i nazwisko

mój numer prenumeraty

Adres:

☐ wysyłka pobraniowa kurierem: 19zł



nr telefonu

e-mail

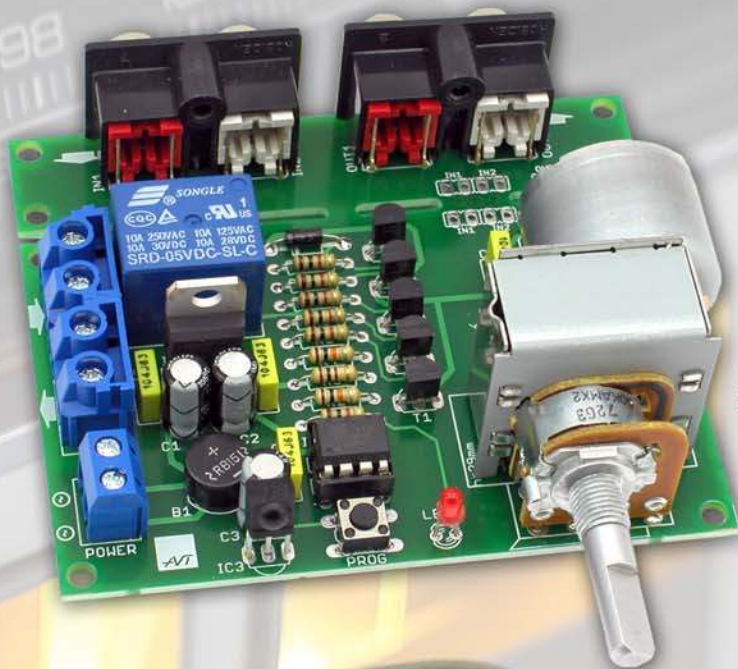
data

podpis

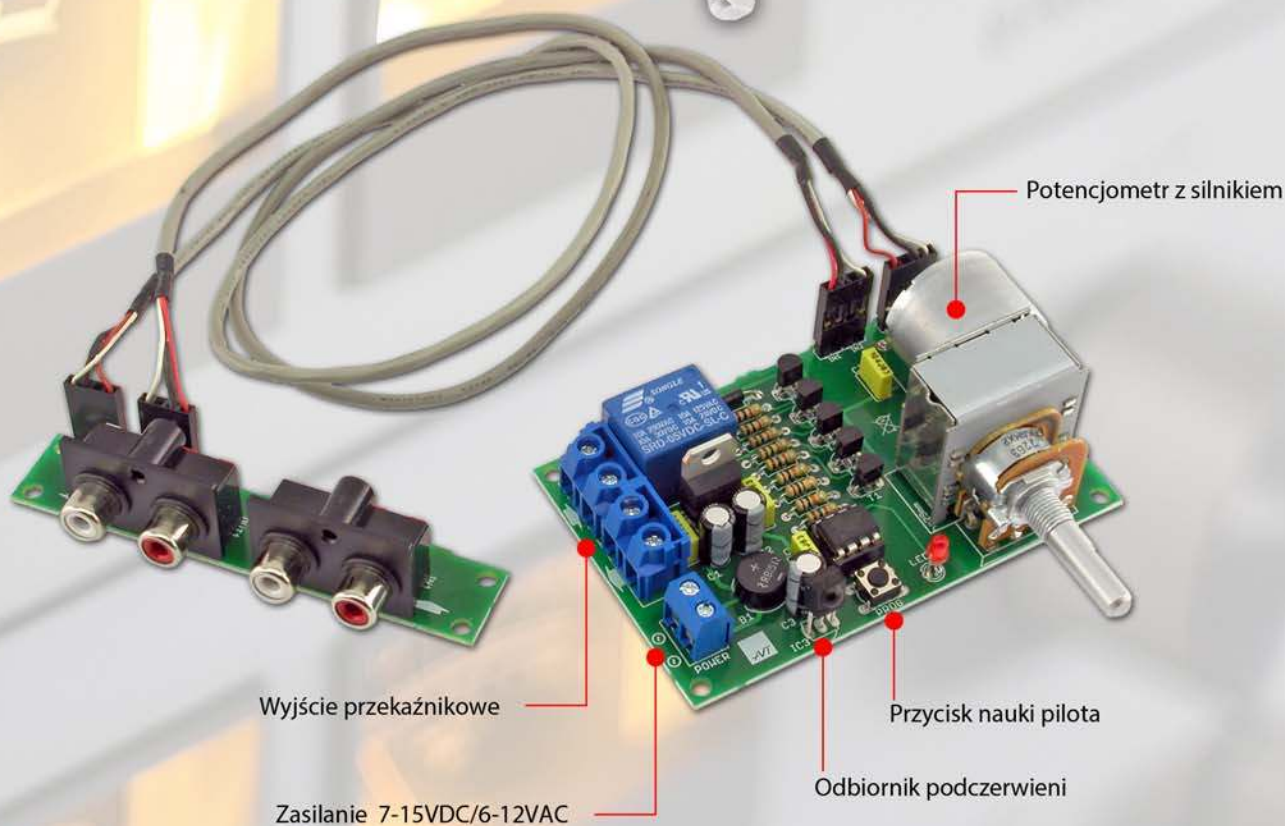
AVT 3222 Sterowany dowolnym pilotem potencjometr audio

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

AVT3222 B - 95zł (zestaw do samodzielnego zlutowania)



Zdjęcie przedstawia zlutowany moduł AVT3222



**KITy
AVT**

KITy AVT PRZEDSTAWIA

AVTEDU

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

Poznaj całą serię

#AVTEDU #NaukaLutowania #KityAVT

